

# 고정점 방법 기반의 사전왜곡기를 이용한 OFDM 시스템의 비선형 왜곡 보상

정희원 김만제\*, 임성빈\*\*, 신요안\*\*

## Compensation for Nonlinear Distortion in OFDM Systems Using a Predistorter Based on the Fixed Point Approach

Man-Che Kim\*, Sungbin Im\*\*, Yoan Shin\*\* *Regular Members*

### 요 약

최근 들어, 디지털 지상 방송의 전송 방식으로 큰 관심을 받고 있는 OFDM (orthogonal frequency division multiplexing) 시스템은 다중 직교 부반송파를 이용하여 신호를 전송하여 단일 반송파를 사용하는 시스템과 비교할 때 심한 다중 경로 페이딩 채널 환경에 강인하다는 장점을 갖고 있으나, 출력 신호의 크기가 Rayleigh 분포를 갖기 때문에 무선 통신 환경에서 TWTA (traveling wave tube amplifier)와 같은 고출력 증폭기의 비선형 특성으로 인하여 단일 반송파 전송 방식보다 심각한 비선형 왜곡이 발생하게 된다. 본 논문에서는 이러한 비선형 왜곡의 보상을 위하여 고정점 방법 (fixed point approach)에 기반을 둔 새로운 사전왜곡기 (predistorter)를 제안한다. 제안된 사전왜곡기는 비선형 증폭기의 선형화 과정을 고정점 문제로 해석하는데 기반을 두며, 이러한 고정점은 contraction mapping을 이용하여 반복적으로 구하게 된다. 제안된 사전왜곡기는 모든 processing unit이 동일하여 구현이 간편해진다는 장점이 있다. 제안된 사전왜곡기는 부가성 백색 Gaussian 잡음 채널 하에서 16-QAM 변조 방식을 이용하고 512-point FFT/IFFT로 구현된 OFDM 시스템에 대한 모의실험을 통하여 효과적인 비선형성 보상에 따른 월등한 성능 향상이 있음을 확인하였다.

### ABSTRACT

Recently, there has been much interest in orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) for future digital television broadcasting systems. The OFDM systems are based on the transmission of a given set of signals on several orthogonal subcarriers. As compared to single carrier systems, the OFDM systems provide an advantage of being more robust in applications involving channels affected by severe multipath propagation, such as in mobile communication systems. However, in the radio systems it is also important to consider distortion introduced by high power amplifiers (HPA's) such as traveling wave tube amplifier (TWTA) considered in this paper. Since the signal amplitude of the OFDM system is Rayleigh-distributed, the performance of the OFDM system is significantly degraded by the nonlinearity of the HPA in the OFDM transmitter. One way of compensating nonlinear distortions is to exploit a predistorter in the transmitter in front of the HPA. In this paper, we propose a new predistorter design technique for OFDM systems based on the fixed point approach. The predistortion is accomplished by regarding the compensation of the nonlinearity as a fixed point problem, and the predistorted signals can be iteratively determined by the contraction mapping. The proposed predistorter utilizes identical processing units, resulting in implementational simplicity. Computer simulations on an OFDM system under

\* LG 정보통신 (주)(kmc@lgic.co.kr)

\*\* 숭실대학교 정보통신전자공학부(sbi@interpia.net, yashin@logos.soongsil.ac.kr)

논문번호 : 98055-0211, 접수일자 : 1998년 2월 11일

AWGN channels with 16-QAM modulation scheme and modulator/demodulator implemented with 512-point IFFT/FFT, demonstrate that the proposed predistorter achieves significant performance improvement by effectively compensating for nonlinearity introduced by the TWTA.

## I. 서론

최근 들어, 디지털 지상 방송의 전송 방식으로 큰 관심을 받고 있는 OFDM (orthogonal frequency division multiplexing) 시스템은  $M$ -ary QAM (quadrature amplitude modulation)이나 PSK (phase shift keying) 등으로 변조된 신호들을 여러 개의 직교 부반송파 (subcarrier)를 이용해서 전송하는 방식이다<sup>[1,2,3]</sup>. OFDM 시스템은 단일 반송파를 사용하는 시스템과 비교할 때 심한 다중 경로 페이딩 채널 환경에 강인하다는 점<sup>[1,2,3]</sup> 및 변조-복조를 FFT (fast Fourier transform) 알고리즘을 이용하여 효율적으로 구현할 수 있다는 장점이 있다. 이런 장점들로 인하여 OFDM 방식은 최근 유럽에서 DAB (digital audio broadcasting)의 전송 방식으로 채택되었고<sup>[4]</sup>, DTTB (digital terrestrial television broadcasting)의 전송 방식으로도 검토 중에 있다<sup>[4,5]</sup>. 또한, 차세대 디지털 이동 통신 방식으로 DS-SS (direct sequence spread spectrum)와 OFDM을 혼합한 MC-SS (multi carrier spread spectrum)에 대한 연구가 활발히 이루어지고 있다<sup>[6]</sup>.

한편, 단일 반송파 시스템과는 다르게 OFDM 시스템에서는 출력 신호의 크기가 Rayleigh 분포를 갖기 때문에 무선 통신 환경에서 TWTA (traveling wave tube amplifier)와 같은 고출력 증폭기의 비선형 특성으로 인하여 단일 반송파 전송 방식보다 심각한 비선형 왜곡이 발생하게 된다<sup>[3]</sup>. 이러한 고출력 증폭기의 비선형성은 출력 신호 레벨을 선형 영역으로 충분히 backing-off 시킴으로써 감소시킬 수 있으나, 이는 송신 신호의 출력을 과도하게 감소시키게 되어 결국 fade margin을 감소시키는 결과를 가져온다. 따라서, 이러한 고출력 증폭기의 비선형 왜곡을 보상해야만 다중 경로 페이딩에 강한 OFDM의 장점을 효과적으로 이용할 수 있다.

이러한 비선형 왜곡을 보상하기 위한 방법으로 고출력 증폭기의 전단에 사전왜곡기 (predistorter)를 사용하는 방법과 수신단에서 등화기 (equalizer)를

사용하는 방법으로 나눌 수 있다. 수신단에서 등화기를 사용하는 경우는 비선형 왜곡을 추정하여 보상해 주는 방식인데 반해, 비선형 왜곡의 근원이 송신단에 있으므로 송신단에서 입력 데이터를 쉽게 사용할 수 있는 사전왜곡기를 이용하는 것이 더욱 효과적이다. Benedetto와 Mandarini는 참고 문헌 [3]에서 QAM 변조 방식을 사용한 OFDM 시스템에서 TWTA에 의한 비선형성의 보상 기법으로서 단일 반송파 시스템을 위해 이미 제안된 MMSE (minimum mean square error) 척도 기반의 아날로그 3차 사전왜곡 필터 (analog cubic predistortion filter)<sup>[7]</sup>의 사용을 제안하였다. 하지만, 이 방법의 단점으로는 TWTA에 의한 비선형 왜곡을 상쇄하기 위해서 매우 정확한 비선형 사전 왜곡을 발생시키는 3차 필터가 필요하다는 점을 들 수 있다. 또한, 참고문헌 [8]에서는 메모리에 의해 구현되는 보상 테이블과 이 테이블의 값을 갱신하는 적응 LMS (least mean square) 알고리즘으로 구성된 사전왜곡기를 제안하였다. 하지만 이 방법에서는, 보상 테이블의 빠른 갱신이 문제가 될 수 있으며 테이블의 갱신을 위해 송신단에서 QAM 복조기가 필요하다는 단점이 있다.

본 논문에서는 참고문헌 [9]에서 Park과 Powers가 제안한 단일 반송파 시스템을 위한 사전왜곡기의 발전된 형태로서 OFDM 시스템을 위한 고정점 (fixed point) 방법 기반의 새로운 사전왜곡기를 제안하고, 이의 성능을 모의 실험을 통하여 확인하고자 한다. 이를 위해 본 논문의 구성은 다음과 같다. 먼저 2 절에서는 각각 OFDM 시스템의 기본적인 원리와 고출력 증폭기인 TWTA의 비선형 특성에 대하여 설명하고, 3 절에서는 고정점과 contraction mapping 정리를 소개하며 이를 기반으로 새로운 사전왜곡기를 제안한다. 4 절에서는 제안된 사전왜곡기의 성능을 검증하기 위한 모의 실험 결과를 기술하고, 마지막 5 절에서 결론을 맺는다.

## II. TWTA를 고출력 증폭기로 사용하는 OFDM 시스템

OFDM 시스템은 한 사용자의 신호를 여러 개의 부반송파를 이용하여 동시에 전송하는 방식이다. OFDM은 주파수를 분할한다는 면에서 FDM과 유사하나, FDM 방식에서는 각각의 부채널(sub-channels)이 겹치지 않도록 전송하는데 반해 OFDM 방식은 각각의 부채널 간격을 심플 주기의 역수만큼 분리하여 중첩되기는 하나 서로 직교성을 유지하도록 전송한다<sup>[2]</sup>. 이런 방법을 통하여 주어진 대역폭을 효과적으로 분할하여 사용할 수 있으며, 동일 신호의 다중 전송을 통해 무선 채널과 같은 다중 경로 페이딩 채널 하에서 우수한 성능을 얻을 수 있다.

그림 1은 각 부채널에 QAM 변조 방식을 이용하는 OFDM 시스템의 블록도를 나타낸다. OFDM 시스템의 송신단에서는 먼저 입력 비트들이 QAM 부호화기에 의해  $L$  비트씩 그룹을 형성하여 각 심벌 길이가  $T_s$  (sec)인  $N$ 개의 QAM 심벌  $X[k]$  ( $k=0, \dots, N-1$ )로 변환된다. 여기서,  $M$ -ary QAM 변조 방식을 고려할 경우  $L = N \cdot \log_2 M$ 이다. 이  $N$ 개의 QAM 심벌들은 주파수 간격이  $\Delta f = \frac{1}{NT_s}$  (Hz)인  $N$ 개의 직교 부반송파에 의해 변조된 후, 직렬-병렬 변환기를 통해 직렬 신호로 변환되어 곱출력 증폭기(본 논문의 경우 TWTA)의 입력이 된다. 따라서,  $N$ 개 QAM 심벌 길이인  $NT_s$ (sec) 동안 OFDM 변조된 신호  $x(t)$ 는 적절한 크기 변환을 거쳐 식 (1)과 같이 표현할 수 있다.

$$x(t) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X[k] e^{+j2\pi f_k t} \quad (0 \leq t < NT_s) \quad (1)$$

여기서,  $X[k]$ 는  $k$ 번째 QAM 변조된 신호이고,  $f_k$ 는  $k$ 번째 부반송파 주파수로서  $f_k = k\Delta f = \frac{k}{NT_s}$  (Hz)이다.  $x(t)$ 를  $T_s$  (sec) 간격으로 표본화한 이산 시스템에서 식 (1)은 식 (2)와 같이 다시 표현될 수 있다.

$$x[n] = x(nT_s) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X[k] e^{+j2\pi k \frac{n}{N}} \quad (n=0, \dots, N-1) \quad (2)$$

식 (2)는 QAM 변조된  $N$  개 심벌  $X[k]$ 의

IDFT (inverse discrete Fourier transform)와 동일하며, 따라서 IFFT (inverse fast Fourier transform)를 이용하여 효과적으로 디지털 방식으로 구현할 수 있다.

이러한 OFDM 방식은 주파수 선택적 다중 경로 페이딩에 대한 강인성을 주기 위해 각 블록 사이에 추정된 채널의 임펄스 응답의 길이와 같거나 이보다 긴 cyclic prefix로 구성된 보호 구간(guard interval)을 첨가하여 블록 간 간섭을 제거할 수 있다<sup>[1,2,10]</sup>. OFDM 시스템의 수신단은 송신단과 반대의 과정을 수행하여 송신 데이터 비트를 검출하게 되는데, 특히 복조를 위해 송신단에서 변조를 위해 사용된 IFFT의 역연산인 FFT를 수행하여 복조를 수행한다.

송신단에서 신호는 IFFT 블록을 통과한 후 TWTA에 의해 전송에 필요한 출력으로 증폭되며, 이 과정에서 전송 신호의 출력을 높이기 위해 TWTA의 포화 영역에서 동작하게 된다. 이렇게 곱출력 신호를 얻기 위해 포화 상태에서 동작하게 됨으로써 비선형 왜곡을 피할 수 없게 된다. 이러한 TWTA의 비선형 특성은 정규화된 입력 신호의 진폭  $r$ 에 대해 식 (3)과 (4)와 같은 비선형 AM-AM (amplitude modulation-to-amplitude modulation) 변환 특성  $A(r)$ 과 비선형 AM-PM (amplitude modulation-to-phase modulation) 변환 특성  $\phi(r)$ 로 잘 표현될 수 있으며<sup>[11]</sup>, 그림 2는 이들 비선형 특성을 도시하고 있다.

$$A(r) = \frac{1.9638 r}{1 + 0.9945 r^2} \quad (3)$$

$$\phi(r) = \frac{2.5293 r^2}{1 + 2.8168 r^2} \quad (4)$$

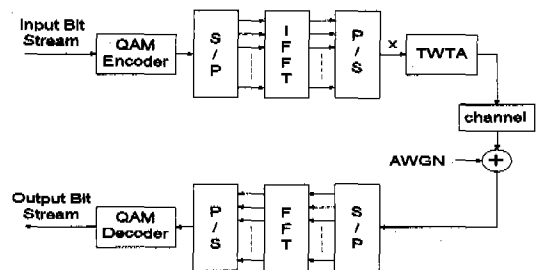


그림 1. OFDM 시스템 블록도

이러한 고출력 증폭기의 비선형성은 출력 신호 레벨을 선형 영역으로 충분히 backing-off 시킴으로써 감소시킬 수 있으나, 이는 송신 신호의 출력을 과도하게 감소시키게 되어 결국 fade margin을 감소시키는 결과를 가져온다. 따라서 TWTA의 출력을 최대한 이용하기 위해서는 비선형성의 보상이 필요하게 되며, 다음 절에서는 이를 위하여 본 논문에서 제안하는 사전왜곡기가 기반을 두고 있는 고정점 방법 (fixed point approach)과 contract mapping을 기술하고, 제안된 사전왜곡기에 대하여 설명하도록 한다.

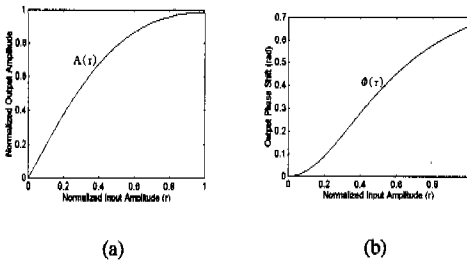


그림 2. (a) TWTA의 비선형 AM-AM 변환 특성, (b) AM-PM 변환 특성.

### III. 고정점 방법에 기반을 둔 제안된 사전왜곡기

#### 3.1 고정점 반복 (Fixed point iteration)

“고정점 문제 (fixed point problem)”는 주어진 임의의 변환  $T(\cdot)$ 에 대해 다음 식 (5)의 조건을 만족하는  $x$ 를 찾는 문제이다.

$$x = T(x) \tag{5}$$

변환  $T(\cdot)$ 에 대해서  $x$ 는 불변하므로  $x$ 는 변환  $T(\cdot)$ 에 대한 고정점 (fixed point)이라 불리운다. 일반적으로 임의의 변환 (또는 시스템)에 대하여 고정점은 유일 (unique)할 필요는 없으며 또한 존재하지 않을 수 있다. 하지만, 변환  $T(\cdot)$ 가 다음 정의 1에서 정의된 조건을 만족하는 “contraction mapping”이면 정리 1의 contraction mapping 정리<sup>[12]</sup>에 의하여 변환  $T(\cdot)$ 에 대한 유일한 고정점을 찾을 수 있다.

**정의 1:**  $S$ 를 complete metric space  $(X, \|\cdot\|)$ 의 부분 집합이고, 변환  $T(\cdot)$ 를  $S$ 에서  $S$ 로의 변환이라고 할 때, 모든  $x, x' \in S$ 에 대하여 다음 조건을 만족하면 변환  $T(\cdot)$ 는 contraction mapping이다.

$$\|T(x) - T(x')\| \leq \gamma \cdot \|x - x'\| \tag{6}$$

$$0 \leq \gamma < 1 \tag{7}$$

여기서,  $\gamma$ 를 Lipschitz 상수 (또는 contraction 상수)라 한다. ■

**정리 1 (Contraction mapping 정리<sup>[12]</sup>):** 만약 변환  $T(\cdot)$ 가  $S$ 에서 contraction mapping이면;

(i) 다음 조건을 만족하는 유일한 고정점  $x_f \in S$ 가 존재한다.

$$x_f = \lim_{n \rightarrow \infty} x_n = \lim_{n \rightarrow \infty} T^n(x_0) \tag{8}$$

여기서,  $x_{n+1} = T(x_n)$  ( $n = 0, 1, \dots$ )이고,  $x_0$ 는  $S$ 에 속하는 임의의 한 원소이다.

(ii)  $\|x_n - x_f\| \leq \frac{\gamma^n}{1 - \gamma} \|x_1 - x_0\|$  (9) ■

정리 1에서 (i)은  $T(\cdot)$ 가 contraction mapping인 경우 고정점이 유일하다는 것과 그 고정점을 찾는 방법을 제시하고 있으며, (ii)는 고정점을 찾는 수렴 속도에 대하여 제시하고 있다.

#### 3.2 고정점 방법에 기반을 둔 사전왜곡기

앞서 2 절에서 언급된 고출력 증폭기인 TWTA의 출력  $\hat{x}$ 은 다음 식 (10)과 같이 표현될 수 있다.

$$\hat{x} \equiv N(x[n]) = A(r_n) e^{j(\theta_n + \phi(r_n))} \tag{10}$$

여기서,  $x[n] \equiv r_n e^{j\theta_n}$  ( $n = 0, \dots, N-1$ )은 식 (2)로 표현된 증폭기 입력 신호 (즉, OFDM 변조기 출력)이고,  $A(\cdot)$ 와  $\phi(\cdot)$ 는 식 (3)과 (4)에서 주어진 고출력 증폭기의 AM-AM과 AM-PM 변환을 각각 나타내며,  $N(\cdot)$ 은 이러한 고출력 증폭기의 비선형 왜곡을 종합적으로 표현한 변환이다. 따라서, 증폭

기 출력  $\hat{x}$ 은 가해진 입력 신호  $x[n]$ 의 진폭  $r_n$ 에 대해 그림 2와 같은 비선형 특성을 나타낸다. 특히, OFDM 시스템에서는 IFFT 출력 신호가 Rayleigh 분포의 다양한 진폭을 가지므로 비선형성에 의한 왜곡이 두드러지게 나타나게 된다.

입력 신호의 진폭과 무관한 일정한 증폭기 이득을 유지하기 위해서, 사전왜곡기는 미리 왜곡된 신호를 증폭기에 가함으로써 증폭기의 출력이 원래 신호와 선형 이득 특성을 유지하도록 하여야 한다. 결국, 사전왜곡기와 TWTA 결합에 의하여 TWTA의 출력이 다음 식 (11)과 같은 형태가 되도록 사전왜곡기가 설계되어야 한다.

$$\hat{x} = N(x_f) = g \cdot x[n] \quad (11)$$

여기서,  $g$ 는 출력 back-off level에 의해 결정된 TWTA 동작점에서의 선형 이득, 그리고  $x_f$ 는 사전왜곡기의 출력이다. 사전왜곡기는 위의 조건을 만족하는  $x_f$ 를 찾아야 하며, 이러한  $x_f$ 를 찾는 방법은 contraction mapping 정리에 기반을 두고 있다.

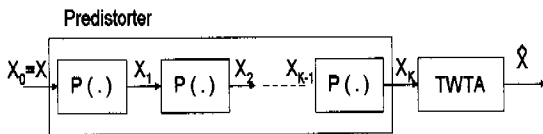


그림 3. 본 논문에서 제안하는 고정점 반복에 기반을 둔 사전왜곡기.

그림 3은 본 논문에서 제안하는 사전왜곡기의 구조를 보여 준다. 이 그림에서 변환  $P(\cdot)$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$x_{i+1} = P(x_i) \equiv x_i + c \cdot [g \cdot x_0 - N(x_i)] \quad (12)$$

$(i = 0, \dots, K-1)$

위 식에서,  $c$ 는 상수,  $g$ 는 출력 back-off level에 의해 결정된 TWTA 동작점에서의 선형 이득,  $x_0 = x[n]$ ,  $N(\cdot)$ 은 식 (10)으로 표현된 증폭기 특성이다. 식 (12)에서 만약  $g \cdot x_0 = N(x_i)$ 이면  $x_{i+1} = x_i$ 가 되어  $x_i$ 는  $P(\cdot)$ 의 고정점이 된다. 역으로  $x_i$ 가  $P(\cdot)$ 의 고정점이면  $x_{i+1} = P(x_i) = x_i$

가 되어 식 (12)로부터  $N(x_i) = g \cdot x_0$ 가 되므로 증폭기의 출력  $\hat{x}$ 는 선형 이득만큼 증폭된  $x_0$ 와 같게 된다.

여기서 우리가 고려해야 하는 문제는 사전왜곡기의 변환  $P(\cdot)$ 가 과연 contraction mapping인가 하는 점이다. 만약 그럴 경우 contraction mapping 정리에 의하여 수열  $x_i$ 는 고정점  $x_f$ 에 수렴하게 되고, 위에서 언급된 논의에 의해 제안된 사전왜곡기가 TWTA에 의한 왜곡을 효과적으로 보상할 수 있게 된다. 부록에서 식 (12)의 제안된 사전왜곡기에서 상수  $c$ 의 적절한 선택에 의해 실제 식 (12)가 contraction mapping이 될 수 있음을 보여준다. 또한, 부록에서는 빠른 수렴을 위한 최적의  $c$  값을 유도한다.

#### IV. 모의 실험

TWTA에 의해서 야기되는 비선형 왜곡을 보상하기 위해, 제안된 사전왜곡기의 성능은 모의 실험을 통해 평가하였다. 모의 실험에서는 제안된 사전왜곡기가 얼마나 비선형 왜곡을 보상하는가를 검증하기 위해서, 다중 경로 페이딩 현상이 완전히 보상된 부가성 백색 Gaussian 잡음 (AWGN) 채널을 가정하였다. OFDM 시스템에서는 최대 크기가  $3\sqrt{2}$ 인 16-QAM을 변조 방식으로 고려하였고, 부반송파 변조 및 복조를 위해 512-point IFFT/FFT를 이용하였다.

제안된 사전왜곡기의 고정점 반복 수는 20으로 정하였고, 사전왜곡기의 상수  $c$ 는  $P(\cdot)$ 가 contraction mapping이기 위해 0.85로 선택하였다. 이 값의 선택 과정은 다음과 같다. 먼저 증폭기의 입력-출력 전력 이득 특성은 주로 AM-AM 변환에 의해 크게 의존하므로 식 (3)의 변환 식  $A(r)$ 에서 최소 및 최대 기울기를 구한다. 그림 2에서도 알 수 있듯이, 최소 기울기는  $r=1$ 인 경우

$$A'(1) = \frac{\alpha_a(1 - \beta_a)}{(1 + \beta_a)^2} = 0.002715 \text{이며, } r=0 \text{ 일 때}$$

최대 기울기  $A'(0) = \alpha_a = 1.9638$ 이 된다. 단, 여기서  $\alpha_a = 1.9638$ ,  $\beta_a = 0.9945$ 이다. 이렇게 구하여진 최소 및 최대 기울기를 이용하여 부록의 식 (A-13)으로부터 최적의 상수  $c^*$ 를 구하면  $c^* = 1.02$ 가 된

다. 하지만, 이 경우는 output back-off가 없는 경우를 기준으로하여 구한 값이므로, 실제 back-off를 고려할 경우 최소 기울기가 증가하게 되고 따라서  $c^*$  보다 약간 작은 0.85를 취하였다.

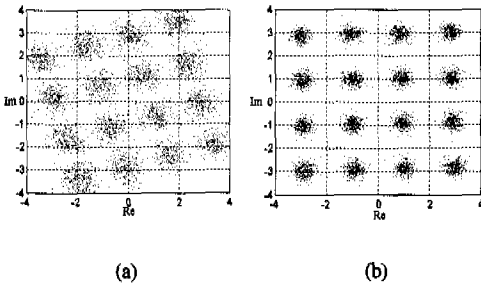


그림 4. 수신 심벌의 정상도 ( $E_b/N_0 = \infty$  dB, output back-off = 2.58 dB). (a) 사전왜곡기가 없는 경우, (b)제안된 사전왜곡기를 사용한 경우.

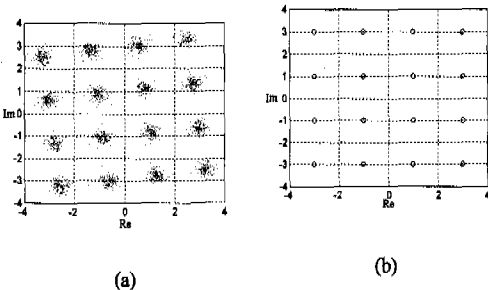


그림 5. 수신 심벌의 정상도 ( $E_b/N_0 = \infty$  dB, output back-off = 9.64 dB). (a) 사전왜곡기가 없는 경우, (b)제안된 사전왜곡기를 사용한 경우.

그림 4 (a)와 5 (a)는 신호 대 잡음비인 “비트 에너지 대 잡음 전력 스펙트럼 밀도”  $E_b/N_0 = \infty$  dB 일 때 output back-off가 각각 2.58 dB와 9.64 dB 인 경우 사전왜곡기를 사용하지 않은 시스템의 1,024개 심벌에 대한 정상도 (constellation)를 보여주고 있다. 여기서, “output back-off”는 다음과 같이 정의된다.

$$\text{output back-off} \equiv \frac{P_{sat}}{P_{out}} \quad (13)$$

식 (13)에서  $P_{sat}$ 와  $P_{out}$ 는 증폭기 출력의 최대 전력 및 평균 전력을 각각 나타낸다. 그림 4 (a)와 5

(a)로부터 우리는 사전왜곡기를 사용하지 않는 경우 심각한 비선형 왜곡이 발생함을 알 수 있다. 하지만, 그림 4 (b)와 5 (b)는 동일한 환경에서 제안된 사전왜곡기를 이용한 경우의 정상도를 도시하며, 이로부터 제안된 사전왜곡기가 고출력 증폭기의 비선형 왜곡을 매우 잘 보상해 줄음을 알 수 있다.

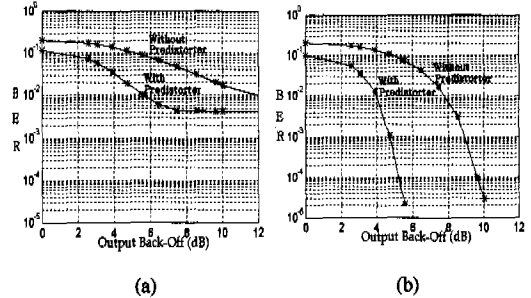


그림 6. Output back-off에 따른 비트오율 변화. (a)  $E_b/N_0 = 9$  dB, (b)  $E_b/N_0 = \infty$  dB.

그림 6은  $E_b/N_0$ 가 각각 (a) 9 dB와 (b)  $\infty$  dB 일 때, 제안된 사전왜곡기를 사용한 경우와 그렇지 않은 경우의 output back-off의 변화에 따른 비트오율 (bit error rate, BER) 성능의 변화를 도시하며, 제안된 사전왜곡기의 사용으로 현격한 성능 향상이 가능함을 보여준다. 특히,  $E_b/N_0$ 가 클 때 사전왜곡기를 사용하였을 경우가 사용하지 않는 경우보다 더욱 월등한 성능 향상이 이루어짐을 알 수 있다. 즉, 그림 6 (a)와 같이 잡음의 영향이 큰 경우는 output back-off를 증가시켜도 성능이 크게 향상되지 않으나, 그림 6 (b)에서와 같이 잡음의 영향을 무시할 수 있는 경우 output back-off의 증가에 따라 사전왜곡기의 사용에 의해 월등한 성능 향상이 있음을 알 수 있다. 예로서, 그림 6 (b)에서 비트오율이  $10^{-3}$  또는  $10^{-4}$ 일 때 사전왜곡기의 사용으로 약 4 dB 가량의 output back-off 이득을 얻을 수 있다.

그림 7은 다양한 output back-off 상황에서, 사전왜곡기를 사용할 경우와 그렇지 않을 경우의  $E_b/N_0$ 의 변화에 따른 비트오율의 변화를 보여주고 있다. 그림에서 “Linear Channel”은 TWTA가 없는 (즉, 비선형 왜곡이 없는) 이상적인 AWGN 채널에 대한 비트오율 성능을 나타낸다. 이 그림에

서, 일정한 output back-off level에 대해 사전왜곡기를 사용하는 경우와 사용하지 않는 경우 모두  $E_b/N_0$ 의 증가에 따라 비트오율이 향상되나, 사전왜곡기를 사용함으로써 월등한 성능 향상을 얻을 수 있음을 알 수 있다. 또한 그림 7 (a)로부터, 만약 output back-off가 충분하지 않으면 사전왜곡기의 사용 유무에 관계없이  $E_b/N_0$ 가 증가하여도 비트오율 성능 향상이 포화됨을 알 수 있다. 하지만, 만약 그림 7 (d)에서 처럼 output back-off가 충분하다면 사전왜곡기를 사용함으로써 거의 완벽하게 비선형 왜곡을 보상하여 이상적인 AWGN 채널의 성능에 근접한 매우 우수한 성능을 얻을 수 있음을 알 수 있다.

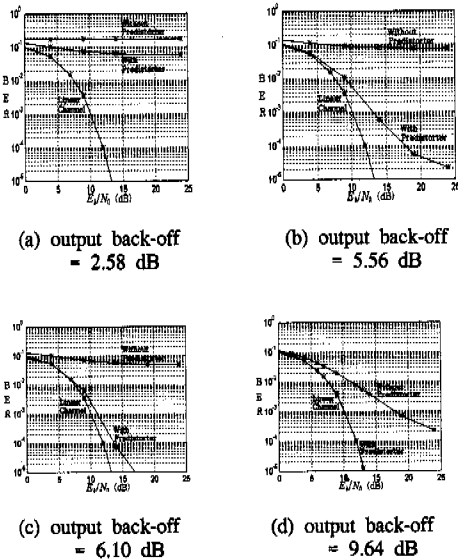


그림 7. 다양한 output back-off 상황에서  $E_b/N_0$ 에 따른 비트 오율 변화.

### V. 결론

본 논문에서는 디지털 지상 방송의 변조 방식으로 널리 연구되고 있는 OFDM (orthogonal frequency division multiplexing) 시스템에서, TWTA (traveling wave tube amplifier)와 같은 고출력 증폭기에 의해 발생하는 비선형 왜곡을 보상하기 위하여 고정점 방법 (fixed point approach)에 기반을 둔 새로운 사전왜곡기 (predistorter)를 제안

하였다. 제안된 사전왜곡기는 비선형 증폭기의 선형화 과정을 고정점 문제로 해석하는데 기반을 두며, 이러한 고정점은 contraction mapping을 이용하여 반복적으로 구하게 된다. 제안된 사전왜곡기의 성능은 부가성 백색 Gaussian 잡음 채널 하에서 16-QAM 변조 방식을 이용하고 512-point FFT/IFFT로 구현된 OFDM 시스템에 대한 모의실험을 통하여 확인하였으며, 효과적인 비선형성 보상에 따른 월등한 성능 향상이 있음을 알 수 있었다.

추후 연구 방향으로서, 송신단의 증폭기 전단에서 흔히 사용되는 선형 셰이핑 필터 (linear shaping filter)에 의하여 이 필터와 증폭기의 결합이 “메모리가 있는 비선형 시스템 (nonlinear system with memory)”을 이루는 경우 본 논문에서 제안된 고정점 방법 기반의 사전왜곡기를 사용한 새로운 보상 방법에 대한 연구가 계속되어야 하리라 생각된다.

### 참고 문헌

- [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. Russell and G. L. Stüber, “Interchannel interference analysis of OFDM in a mobile environment,” *Proc. Veh. Tech. Conf. (VTC '95)*, Chicago, IL, Vol. 2, pp. 820-824, July 1995.
- [3] M.-G. Di Benedetto and P. Mandarini, “An application of MMSE predistortion to OFDM systems,” *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 44, No. 11, pp. 1417-1420, November 1996.
- [4] Y. Wn and B. Caron, “Digital television terrestrial broadcasting,” *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 32, pp. 46-52, May 1994.
- [5] H. Sari, G. Karam, and I. Jeancluse, “Transmission techniques for digital terrestrial TV broadcasting,” *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 33, pp. 100-109, February 1995.
- [6] N. Yee, J. Linearity and G. Fetters, “Multi-carrier CDMA indoor wireless radio

networks," *Proc. Int'l Symp. Personal, Indoor & Mobile Radio Commun. (PIMRC '93)*, pp. 109-113, Yokohama, Japan, September 1993.

[7] M.-G. Di Benedetto and P. Mandarini, "A new analog predistortion criterion with application to high efficiency digital radio links," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 43, No. 12, pp. 2966-2974, December 1995.

[8] 전원기, 장경희, 조용수, "OFDM 시스템에서의 비선형 왜곡 보상을 위한 적응 데이터 사전 보상기," *한국통신학회논문지*, 제22권, 제1호, pp. 40-52, 1997년 1월.

[9] I.-S. Park and E. J. Powers, "A new predistorter design technique for nonlinear digital communication channels," *Proc. Int'l Symp. Signal Proc. & Its Appl. (ISSSPA '96)*, Gold Coast, Australia, pp. 618-621, August 1996.

[10] G. L. Stüber, *Principles of Mobile Communication*, Kluwer Academic Publishers, 1996.

[11] A. A. Saleh, "Frequency-independent and frequency-dependent nonlinear models of TWT amplifiers," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 29, No. 11, pp. 1715-1720, November 1981.

[12] D. G. Luenberger, *Optimization by Vector Space Method*, John Wiley and Sons, 1969.

부 록

부록에서는 본 논문에서 제안하는 고정점 반복 기반의 사전왜곡기를 위한 반복식인 식 (12)가 상수인  $c$ 의 적절한 선택을 통해 contraction mapping의 조건인 정의 1을 만족함을 보이고자 한다. 또한, 빠른 수렴을 위한 최적의  $c$  값을 해석적으로 유도하기로 한다.

먼저, 증폭기의 입력 신호  $x(t)$ 는 OFDM 변조된 신호로서 다음과 같이 표현된다.

$$x(t) = r(t) \cos(w_c t + \theta(t)) \quad (A-1)$$

여기서,  $r(t)$ 와  $\theta(t)$ 는 각각 OFDM 변조 후의 진폭 및 위상 성분이고,  $w_c$ 는 반송파 주파수이다.

식 (3)과 (4)에서처럼 증폭기의 비선형 AM-AM 변환 특성을  $A(r)$ , 비선형 AM-PM 변환 특성을  $\phi(r)$ 이라 하면, 증폭기 출력 신호는 아래와 같이 표현된다.

$$N(x(t), t) = A(r(t)) \cos(w_c t + \theta(t) + \phi(r(t))) \quad (A-2)$$

이러한 증폭기는 유한한 증폭 특성을 가지므로, 임의의 증폭기 입력  $u_1, u_2$ 에 대해 다음과 같은 식을 만족한다.

$$0 < s_{\min} \leq \frac{N(u_1, t) - N(u_2, t)}{u_1 - u_2} \leq s_{\max} \quad (u_1 \neq u_2, \forall t) \quad (A-3)$$

단, 여기서  $s_{\min}$ 과  $s_{\max}$ 는 특정 증폭기의 증폭 이득 특성에 의해 결정되는 값들이다.

임의의 초기 입력을  $u(t)$ 라 할 때, 제안된 사전 왜곡기의 반복식인 식 (12)는 아래와 같이 다시 표현된다.

$$P(x(t)) = x(t) + c \cdot (g u(t) - N(x(t), t)) \quad (A-4)$$

신호  $x(t)$ 에 대해 norm을 아래와 같은  $L_2$ -norm으로 정의하자.

$$\|x\|^2 \equiv \int_{-\infty}^{\infty} |x(t)|^2 dt \quad (A-5)$$

따라서, 임의의 ( $L_2$ -norm sense에서) 서로 다른 증폭기 입력 신호  $x(t)$ 와  $y(t)$ 에 대해 아래의 식이 성립한다.

$$\begin{aligned} \|P(x) - P(y)\|^2 &= \|x + c \cdot (g u - N(x)) - y - c \cdot (g u - N(y))\|^2 \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} |x(t) - c \cdot N(x(t), t) - [y(t) - c \cdot N(y(t), t)]|^2 dt \end{aligned} \quad (A-6)$$

식 (A-3)으로부터

$$\begin{aligned} (1 - c s_{\max}) \cdot (x(t) - y(t)) &\leq [x(t) - c \cdot N(x(t), t)] \\ &\quad - [y(t) - c \cdot N(y(t), t)] \\ &\leq (1 - c s_{\min}) \cdot (x(t) - y(t)) \end{aligned} \quad (A-7)$$

이 되므로,

$$\begin{aligned} |[x(t) - c \cdot N(x(t), t)] - [y(t) - c \cdot N(y(t), t)]| \\ \leq \max\{|1 - c s_{\min}|, |1 - c s_{\max}|\} \cdot |x(t) - y(t)| \end{aligned} \quad (A-8)$$



가 성립하여, 결국

$$\begin{aligned} \|P(x) - P(y)\|^2 &\leq \int_{-\infty}^{\infty} (\max\{|1 - cs_{\min}|, |1 - cs_{\max}|\})^2 \\ &\quad \cdot |x(t) - y(t)|^2 dt \\ &= (\max\{|1 - cs_{\min}|, |1 - cs_{\max}|\})^2 \cdot \|x - y\|^2 \end{aligned} \quad (A-9)$$

이 된다. 따라서 위 식에서

$$\gamma(c) \equiv \max\{|1 - cs_{\min}|, |1 - cs_{\max}|\} \equiv |1 - cs| \quad (A-10)$$

라 정의하면, 상수  $c$ 가 아래의 조건을 만족할 경우 정의 1에 의해  $P(\cdot)$ 가 contraction mapping이 된다.

$$\begin{aligned} 0 &\leq \gamma(c) \equiv |1 - cs| < 1 \\ -1 &< 1 - cs < 1 \\ 0 &< cs < 2 \\ 0 &< c < \frac{2}{s} \end{aligned} \quad (A-11)$$

증폭기의 특성에 의해서  $s_{\min}$  과  $s_{\max}$  가 결정되어 있는 경우, 식 (A-10)을 최소화하여 식 (A-4)를 가장 빠르게 수렴하게 만드는 최적의  $c$ 를 아래와 같이 유도할 수 있다. 아래의 그림 A-1은 임의의  $s_{\min}$  과  $s_{\max}$  ( $0 < s_{\min} < s_{\max}$ )에 대해  $\gamma(c)$ 를  $c$ 의 함수로 도시한 그림이다. 여기서 접선은 각각  $|1 - cs_{\min}|$ 과  $|1 - cs_{\max}|$ 를 나타내며, 실선은  $\gamma(c)$ 를 나타낸다.

$\gamma(c)$ 를 최소화하는 최적의  $c$ 를  $c^*$ 라 하자. 즉,

$$c^* \equiv \arg \min_c \gamma(c) \quad (A-12)$$

결국,  $c^*$ 는 두 식  $(1 - cs_{\min})$ 와  $-(1 - cs_{\max})$ 의 교점으로부터 아래와 같이 구해질 수 있다.

$$c^* = \frac{2}{s_{\min} + s_{\max}} < \frac{2}{s} \quad (A-13)$$

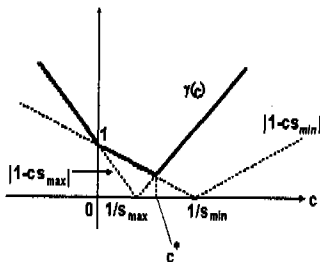


그림 A-1  $c$ 의 변화에 따른  $\gamma(c)$ 의 도시.  
Fig. A-1 An illustration of  $c$  vs.  $\gamma(c)$ .

김 만 제(Man-Che Kim)

정회원

1970년 8월 20일 생

1996년 2월 : 숭실대학교 공과대학 전자공학과 (공학사)

1998년 2월 : 숭실대학교 대학원 전자공학과 (공학석사)

1998년 3월~현재 : LG 정보통신 중앙연구소 이동통신연구단 연구원

<주관심 분야> CDMA 이동통신 시스템

임 성 빈(Sungbin Im)

정회원

1964년 2월 11일 생

1995년 9월~현재 : 숭실대학교 정보통신전자공학부 조교수

<주관심 분야> 통신신호처리

한국통신학회논문지 제23권 제9B호 참조

신 요 안(Yoan Shin)

정회원

1965년 1월 19일 생

1994년 9월~현재 : 숭실대학교 정보통신전자공학부 조교수

<주관심 분야> CDMA 및 다중반송파 이동통신 시스템, 통신신호처리 (다중 사용자 검출, 비선형 채널 보상), 신경회로망 이론 및 응용

한국통신학회논문지 제23권 제7호 참조