

# MC-CDMA 시스템에서 사전왜곡기를 이용한 고출력 증폭기의 비선형 왜곡 보상

°전재현, 신요안, 임성빈  
승실대학교 정보통신전자공학부

## Compensation of Nonlinear Distortion Due to High Power Amplifier in MC-CDMA Systems Using a Predistorter

°Jaehyun Jeon, Yoan Shin and Sungbin Im  
School of Electronic Engineering  
Soongsil University

### 요약

차세대 이동통신 시스템을 위해 활발히 연구되고 있는 MC-CDMA 방식은 OFDM과 DS-CDMA의 장점을 결합하여 심벌간 간섭과 페이딩에 강하고 IFFT/FFT를 이용하여 효과적으로 변조/복조부를 구현할 수 있다는 장점을 갖는다. 하지만, 송신 신호가 다중 레벨 진폭 특성을 갖기 때문에 송신기에서 사용되는 고출력 증폭기의 포화 특성으로 인해 심각한 비선형 왜곡이 발생한다. 본 논문에서는 OFDM에서 이러한 비선형 왜곡의 보상을 위해 우리가 제안한 고정점 반복 기반의 사전왜곡기를 MC-CDMA 시스템에 적용하고, 이의 우수한 성능을 부가성 백색 가우시안 잡음 채널에서 64-FFT/IFFT를 이용하여 변조 및 복조를 수행하는 MC-CDMA 시스템에 대한 모의실험을 통해 확인하였다.

### I. 서론

최근 들어, 차세대 멀티미디어 이동통신 서비스를 위한 변조/복조 방식으로서 MC-CDMA (multi-carrier code division multiple access)에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다[1,2,3]. MC-CDMA 시스템은 심벌간 간섭에 강한 OFDM (orthogonal frequency division multiplexing)의 장점과 다중경로 페이딩에 강한 DS-CDMA (direct sequence-code division multiple access)를 결합하여 무선 멀티미디어 통신에 적합한 방식이라 할 수 있다. 특히, OFDM과 마찬가지로 변조/복조부를 IFFT (inverse fast Fourier transform)와 FFT를 이용하여 효율적으로 구현할 수 있다는 장점이 있다.

하지만, OFDM과 마찬가지로 MC-CDMA 시스템

에서도 송신 신호의 진폭이 다중 레벨 특성을 갖게되며, 무선 통신 환경에서 고출력을 얻기 위해 송신기에서 사용되는 TWTA (traveling wave tube amplifier)와 같은 고출력 증폭기의 포화 특성으로 인해 심각한 비선형 왜곡이 발생한다[4].

우리는 OFDM 시스템에서 이러한 비선형 왜곡을 보상하기 위한 방법으로서 송신기의 TWTA 전단에 고정점 반복 (fixed point iteration)에 기반한 사전왜곡기를 이용함으로써 월등한 성능 향상이 가능함을 보고하였다[5]. 본 논문에서는 이러한 사전왜곡기를 MC-CDMA에 적용하고 이의 성능을 모의실험을 통하여 확인하고자 한다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. 2절에서는 MC-CDMA 시스템의 기본 원리와 고출력 증폭기인 TWTA의 비선형 특성에 대하여 설명하고, 3절에서는 고정점의 정의와 contraction mapping 정리, 그리고 이를 기반으로 본 논문에서 사용하는 사전왜곡기를 설명한다. 4절에서는 MC-CDMA 시스템에서의 사전왜곡기의 성능을 검증하기 위한 모의실험 결과를 기술하고, 마지막 5절에서 결론을 맺는다.

### II. MC-CDMA 시스템

MC-CDMA 시스템은 하나의 심벌을 다수의 부분 송파로 전송하는 변조 방식이다. 그림 1은  $U$ 명의 사용자가 다원 접속하고, TWTA를 고출력 증폭기로 이용하는 동기식 MC-CDMA 시스템 구조를 보여준다. 송신단에서  $m$ 번째 사용자의  $i$ 번째 입력 신호  $b_m[i]$ 는  $N$ 개의 가지로 복사되고,  $m$ 번째 사용자의 직교 코드의 각 비트  $C_m[k]$  ( $k = 0, \dots, N-1$ )가 곱해진 뒤  $N$ 개 직교 부분송파  $\{\cos(2\pi f_0 t), \dots, \cos(2\pi f_{N-1} t)\}$ 에 의해 변조된다. 여기서,  $T_s$ 를 심벌 간격이라 할 때

각각의 주파수들은  $f_s \equiv 1/T_s$  간격만큼 분리되어 있다. 이 변조된  $N$ 개의 신호들은 합쳐져서 기저대역 신호를 형성하고, 주반송파에 의하여 상향 변조되어 전송된다. 이러한 변조 과정을 주반송파의 직교성에 의하여 그림 1과 같이 IFFT를 이용하여 구현할 수 있다. 식 (1)은 IFFT를 사용할 경우 매  $t = nT_s$  마다 표본화되고 병렬-직렬 변환된  $m$ 번째 사용자의 기저대역 송신 신호를 나타낸다.

$$s_m[n] = \sum_{k=0}^{N-1} b_m[i] c_m[k] e^{+j2\pi k \frac{n}{N}} \quad (1)$$

$(n = 0, \dots, N-1)$

$U$ 명의 사용자가 다원 접속하고, 기저국에서 이동국으로의 순방향 링크를 고려하여 봉기식 시스템을 가정할 경우 송신 기저대역 신호는  $x[n] = \sum_{m=1}^U s_m[n]$ 이며, 이 신호가 고출력 증폭기 (본 논문의 TWTA)의 입력이 된다. 수신단에서는 송신단과 반대의 과정을 수행하여 송신 데이터 비트를 검출하게 되는데, 특히 복조를 위해 송신단에서 변조를 위해 사용된 IFFT의 역연산인 FFT를 수행하여 복조를 수행할 수 있다. 수신된  $N$ 개의 기저대역 신호는 병렬로 변환된 후 FFT에 의해 복조 된다. FFT 출력은 각각 해당하는 직교 코드에 의하여 곱해진 후 결정된다.

전송 신호  $x[n]$ 은 TWTA에 의해 전송에 필요한 출력으로 증폭되며, 이 과정에서 출력을 높이기 위해 TWTA의 포화 영역에서 동작하게 된다. 이렇게 고출력 신호를 얻기 위해 포화 영역에서 동작하게 됨으로 비선형 왜곡을 피할 수 없게 된다. 특히, MC-CDMA 시스템의 전송 신호  $x[n]$ 은 IFFT 연산과 여러 사용자의 다원 접속으로 인해 다중 레벨 진폭 특성을 나타내며, 이는 TWTA의 비선형성에 더욱 심한 영향을 받게된다[6]. 이러한 TWTA의 비선형 특성은, Saleh의 2-파라미터 모델을 이용할 경우 정규화된 입력 진폭  $r$ 에 대해 다음 식 (2)와 같은 비선형 진폭변조-진폭변조 변환 특성  $A(r)$ 과 진폭변조-위상변조 변환 특성  $\phi(r)$ 로 표현될 수 있다[4].

$$A(r) = \frac{1.9638r}{1+0.9945r^2}, \quad \phi(r) = \frac{2.5293r^2}{1+2.8168r^2} \quad (2)$$

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 (fixed point) 방법과

contraction mapping을 기술하고, 제안된 사전왜곡기에 대하여 설명하도록 한다.

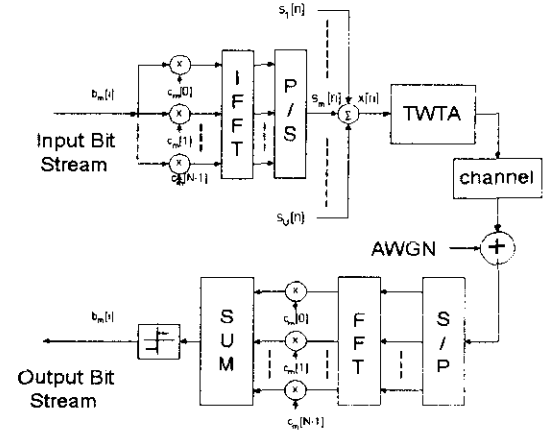


그림 1 :  $U$ 명 사용자가 다원 접속하고, TWTA를 고출력 증폭기로 사용하는 봉기식 MC-CDMA 시스템 블럭도.

### III. 고정점 방법에 기반을 둔 제안된 사전왜곡기

비선형 TWTA의 출력  $\hat{x}[n]$ 은 다음 식과 같이 표현될 수 있다.

$$\hat{x}[n] = N(x[n]) = A(r_n) e^{j(\theta_n - \phi(r_n))} \neq g x[n] \quad (3)$$

위 식에서,  $x[n] = r_n e^{j\theta_n}$  ( $n = 0, \dots, N-1$ )은 시간  $nT_s$ 에서의 송신 신호이며,  $N(\cdot)$ 은 TWTA의 비선형성을 나타내는 변환,  $A(\cdot)$ ,  $\phi(\cdot)$ 은 식 (2)에서 주어진 고출력 증폭기의 비선형 특성,  $g$ 는 증폭기의 동작점에서의 이득이다. 위 식에서 알 수 있듯이, 증폭기의 출력  $\hat{x}[n]$ 은 (선형 이득만큼 증폭된) 원래 송신 신호  $x[n]$ 와 다르며, 따라서 이에 대한 보상이 필요하다. 결국 증폭기 전단에 위치하는 사전왜곡기  $F(\cdot)$ 는  $x[n]$ 을 입력으로 하여 다음과 같은 조건을 만족하는 사전왜곡된 신호  $x_f[n]$ 을 만들어내야 한다.

$$x_f[n] = F(x[n]) \quad (4)$$

$$\hat{x}[n] = N(x_f[n]) = g x[n] \quad (5)$$

우리는 이러한 사전왜곡 과정을 비선형 함수의 고정점을 찾는 문제로 접근하고자 한다.

임의의 변환  $T(\cdot)$ 에 대해 고정점 (fixed point)  $z$ 는 다음 식 (6)의 조건을 만족하는 입력이다.

$$z = T(z) \quad (6)$$

일반적으로 임의의 변환에 대하여 고정점은 유일할 필요는 없으며 또한 존재하지 않을 수 있다. 하지만 변환

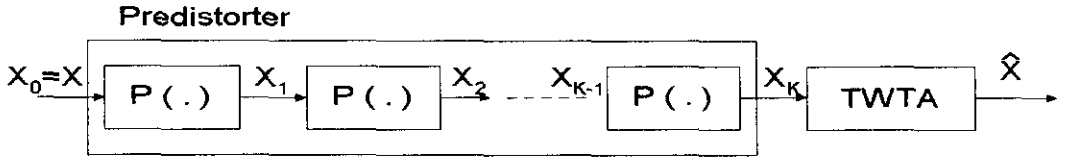


그림 2 : 본 논문에서 제안하는 고정점 반복에 기반을 둔 사전왜곡기.

$T(\cdot)$ 가 contraction mapping이면, 아래 정리 1의 contraction mapping 정리에 의하여 변환  $T(\cdot)$ 에 대한 유일한 고정점을 찾을 수 있다[7].  $S$ 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  $T(\cdot)$ 는 contraction mapping이다.

$$\|T(x) - T(x')\| \leq \gamma \cdot \|x - x'\|, \quad 0 \leq \gamma < 1 \quad (7)$$

여기서,  $\gamma$ 를 Lipschitz 상수라 한다.

**정리 1 (Contraction mapping 정리[7]) :**  $T(\cdot)$ 가  $S$ 에서 contraction mapping이면;

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

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

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

(ii) 또한,

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

그림 2는 본 논문에서 제안하는 사전왜곡기의 구조를 보여 준다. 이 그림에서 변환  $P(\cdot)$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$\begin{aligned} x_{i+1}[n] &\equiv P(x_i[n]) \\ &\equiv x_i[n] + \alpha \{g x_0[n] - N(x_i[n])\} \quad (10) \\ (i &= 0, \dots, K-1) \end{aligned}$$

여기서,  $K$ 는 미리 정해진 반복 횟수,  $\alpha$ 는 상수,  $g$ 는 출력 back-off에 의해 결정된 TWTA 동작점에서의 선형 이득,  $x_0[n] = x[n]$ ,  $N(\cdot)$ 은 식 (3)으로 표현된 증폭기 특성이다. 우리는 참고문헌 [8]에서 상수  $\alpha$ 가 아래 식 (11)을 만족할 경우 식 (10)에서 정의된 변환이 contraction mapping이 됨을 보였으며, 따라서 이러한 조건을 만족하는 상수  $\alpha$ 를 사용할 경우 contraction

mapping 정리에 의하여 변환  $P(\cdot)$ 에 대한 유일한 고정점이 존재하고 이 고정점을 식 (10)을 반복적으로 적용한 고정점 반복에 의해 구할 수 있다.

$$\gamma(\alpha) \equiv \left\| 1 - \alpha \frac{N(z_1) - N(z_2)}{z_1 - z_2} \right\| \leq 1 \quad (11)$$

위 식에서  $z_1, z_2$ 는 임의의 복소수이다. 식 (10)에서 알 수 있듯이, 만약  $x_i[n]$ 이  $P(\cdot)$ 의 고정점이라면  $x_{i+1}[n] = P(x_i[n]) = x_i[n]$ 가 되어 식 (10)으로부터  $\hat{x}[n] = N(x_i[n]) = g x_0[n]$ 가 되므로 증폭기의 출력  $\hat{x}[n]$ 은 선형 이득만큼 증폭된  $x[n]$ 과 같게 된다. 즉, 증폭기의 비선형 왜곡이 완전히 보상됨을 알 수 있다.

#### IV. 모의실험

모의실험에서는 제안된 사전왜곡기가 얼마나 비선형 왜곡을 보상하는가를 검증하기 위해 다중 경로 페이딩 현상이 완전히 보상된 부가성 백색 가우시안 잡음 채널을 가정하였다. 직교 코드로서 길이 64인 Walsh 코드를 사용하였고, 부반송파 변조/복조를 위해 64-IFFT/FFT를 이용하였다. 제안된 사전왜곡기의 고정점 반복 횟수는 20으로 정하였고, 사전왜곡기의 상수  $\alpha$ 는  $P(\cdot)$ 가 contraction mapping이기 위해 0.85로 선택하였다[8].

그림 3은 40명 사용자의 다원 접속 시 output back-off가 2.0 dB와 7.6 dB인 경우 제안된 사전왜곡기가 없는 경우와 있는 경우에 대해 비트오율 곡선을 비교하고 있다. 그림 3에서 "Linear Channel"은 비선형 증폭기가 없는 가우시안 잡음 채널에 대한 성능을 나타낸다. 또한, 여기서 증폭기의 포화 출력 전력과 평균 출력 전력을 각각  $P_{sat}$ 와  $P_{avg}$ 라 할 때, output back-off는 아래와 같이 정의된다.

$$\text{output back-off} \equiv 10 \log_{10} \left( \frac{P_{sat}}{P_{avg}} \right) \quad [\text{dB}] \quad (12)$$

식 2의  $A(r)$ 과 같은 진폭 특성을 갖는 증폭기를 사용할 경우, 포화 출력 전력은 0.9846으로 정규화되어 있으며, 평균 출력 전력 역시 정규화되어야 한다. 만약

output back-off 레벨이  $\delta$  dB일 경우, 신호의 평균 출력 "전폭"은  $10^{-0.9846 \delta / 20}$ 이 되며, 식 2의  $A(r)$ 로부터 평균 입력 전폭이  $r' \equiv A^{-1}(10^{-0.9846 \delta / 20})$ 이 되는 점에서 동작점이 결정된다. 따라서, 이 동작점에서의 선형 이득  $g$ 는 다음과 같이 구해 질 수 있다.

$$g = \left. \frac{dA(r)}{dr} \right|_{r=r'} \quad (13)$$

그림 3으로부터 사전왜곡기가 없는 경우 심한 비선형 왜곡이 발생함을 쉽게 알 수 있다. 하지만, 제안된 사전 왜곡기를 이용한 경우, 고출력 증폭기의 비선형 왜곡을 보상해 줌으로써 월등한 성능 향상이 가능함을 알 수 있다. Output back-off가 충분하지 않은 그림 3 (a)의 경우, 사전왜곡기를 사용하여도  $E_b/N_0$ 가 크면 비트오울 성능이 포화되며, 이는 잡음보다 증폭기의 비선형성의 영향이 더 큰 성능 제한 요소가 됨을 나타낸다. 하지만, 그림 3 (b)와 같이 충분히 back-off 되는 경우에는 사전왜곡기를 사용함으로써 거의 완벽한 비선형성의 제거가 이루어짐을 알 수 있으며,  $10^{-4}$ 의 비트오울에 대해 사전왜곡기를 사용하지 않는 경우에 비해 약 8 dB 가량의 월등한 성능 향상이 가능함을 보여준다.

### V. 결론

본 논문에서는 차세대 이동통신 시스템을 위해 활발히 연구되고 있는 MC-CDMA 시스템에서 TWTA와 같은 고출력 증폭기에 의한 비선형 왜곡의 보상을 위하여 고정점 반복에 기반한 사전왜곡기를 제안하였다. 제안된 사전왜곡기는 비선형 왜곡의 보상을 고정점 문제로 간주하여 전처리 왜곡을 수행하며, 전처리 왜곡된 신호는 contraction mapping을 통해 반복적으로 구하였다. 여러 사용자가 다원 접속하고 64-IFFT/FFT를 사용하여 구현된 동기식 MC-CDMA 시스템에 대해, 제안된 사전왜곡기에 의해 비선형 왜곡이 매우 효과적으로 보상될 수 있음을 모의 실험을 통하여 확인하였다. 추후 과제로서 송신기에서 펄스 성형 필터를 사용할 경우, 필터의 기억성과 증폭기의 비선형성이 결합되어 발생하는 기억성을 갖는 비선형 왜곡의 보상을 위해 제안된 사전왜곡기를 적용하고자 한다.

### 참고 문헌

[1] G. J. R. Covey, "Multi-carrier spread spectrum RAKE receiver for fast fading mobile radio channel," *Proc. VTC '95*, Vol. 1, pp. 499-503, Chicago, USA, July 1995.  
 [2] J. A. C. Gingham, "Multicarrier modulation for data transmission: An idea whose time has come," *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 28, pp. 5-14, May 1990.  
 [3] N. Yee, J. Linearity and G. Fetters, "Multi-

carrier CDMA indoor wireless radio networks," *Proc. PIMRC '93*, pp.109-113, September 1993.

[4] A. A. Saleh, "Frequency-independent and frequency-dependent nonlinear models of TWT amplifiers," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 29, pp. 1715-1720, November 1981.  
 [5] M.-C. Kim, Y. Shin and S. Im, "Compensation of nonlinear distortion using a predistorter based on the fixed point approach in OFDM systems," *Proc. VTC '98*, Ottawa, Canada, May 1998, to appear.  
 [6] M.-G. Di Benedetto and P. Mandarini, "Application of MMSE predistortion to OFDM systems," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 44, pp. 1417-1420, November 1996.  
 [7] D. G. Luenberger, *Optimization by Vector Space Method*, John Wiley and Sons, 1969.  
 [8] 김만제, 임성빈, 신요안, "고정점 방법 기반의 사전 왜곡기를 이용한 OFDM 시스템의 비선형 왜곡 보상," *한국통신학회논문지*, 1998년, 심사중.

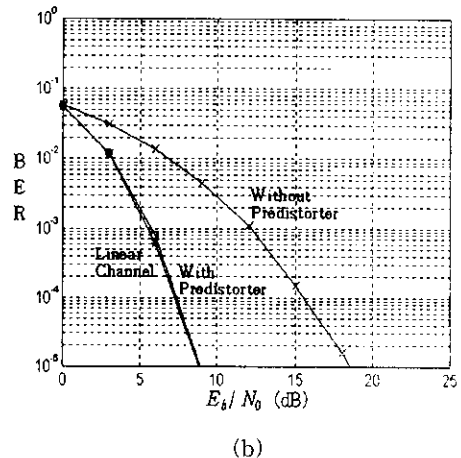
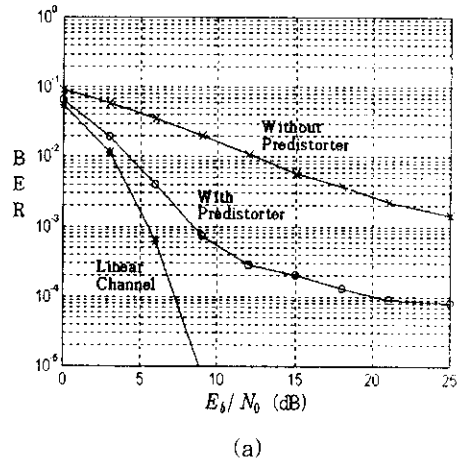


그림 3 : 40명 사용자가 다원 접속한 경우 제안된 사전 왜곡기의 비트오울 성능; (a) output back-off = 2.0 dB, (b) output back-off = 7.6 dB.