

論文2000-37TC-1-1

MC-CDMA 시스템에서 실수 고정점 반복 기반의 전치왜곡기를 이용한 비선형 왜곡 보상

(Compensation of Nonlinear Distortion Using a
Predistorter Based on Real-Valued Fixed Point Iterations
in MC-CDMA Systems)

全在顯*, 辛堯安**, 任盛彬**

(Jaehyun Jeon, Yoan Shin, and Sungbin Im)

要 約

본 논문에서는 다중 반송파 부호 분할 다원 접속 (multi carrier-code division multiple access; MC-CDMA) 시스템 내의 고출력 증폭기에 의해 발생하는 비선형 왜곡의 보상을 위한 전치왜곡기를 제안한다. 제안된 방법은 contraction mapping 정리와 이에 따른 고정점 반복에 기반하고 있다. 우리가 이미 다른 논문에서 제안하였던 고정점 반복 기반의 전치왜곡기가 복소수 변조 신호 자체에 적용되는 것에 반해, 여기서 제안하는 전치왜곡기는 변조 신호의 진폭에 고정점 반복을 적용하여 실수 연산을 수행하므로써 계산량을 감소시킨다. 송신기에서 traveling wave tube amplifier를 고출력 증폭기로 사용하고, BPSK 변조와 64 개의 부반송파를 이용하는 동기식 MC-CDMA 기저대역 시스템에 대한 컴퓨터 시뮬레이션 결과, 제안된 전 치왜곡기를 사용하는 경우 그렇지 않은 경우에 비해 비트오율 및 total degradation의 측면에서 월등한 성능 향상을 가능함을 알 수 있었다. 또한, 작은 output back-off 레벨에 대해 제안된 전치왜곡기는 복소수 연산을 수행하는 기존의 고정점 반복 기반의 전치왜곡기보다 우수한 성능을 보임을 역시 확인하였다.

Abstract

We propose a predistorter to compensate for nonlinear distortion induced by a high power amplifier employed in multi carrier-code division multiple access (MC-CDMA) systems. The proposed scheme rests upon the fixed point iteration (FPI) associated with the contraction mapping theorem. Unlike the predistorter based on the FPI already presented by the authors in other literatures which operates on complex-valued modulation signals, the proposed predistorter in this paper deals with real-valued FPI on modulation signal amplitudes, resulting in less complexity. Simulation results on a BPSK-modulated, 64-subcarrier synchronous MC-CDMA baseband system with a traveling wave tube amplifier in the transmitter, indicate that the proposed predistorter achieves significant improvement in terms of bit error rate and total degradation over those without the predistorter. Moreover, the proposed predistorter outperforms the complex-valued counterpart, in particular, for small output back-off levels.

* 正會員, 넉소텔레콤

(Nixxo Telecom)

University)

** 正會員, 崇實大學校 情報通信電子工學部

(School of Electronic Engineering, Soongsil

※ 본 논문은 정보통신부의 1998년도 정보통신 우수시
범학교 지원사업의 결과입니다.

接受日字1999年8月4日, 수정완료일:1999年11月8日

I. 서 론

최근 들어 차세대 광대역 이동 멀티미디어 통신 서비스를 위하여 다중 반송파 부호 분할 다원 접속 (multi carrier-code division multiple access; MC-CDMA) 시스템에 대한 연구가 활발하게 이루어지고 있다^[1,2,3,4]. MC-CDMA 시스템은 높은 주파수 효율과 심벌간 간섭에 강한 특성을 갖는 직교 주파수 분할 다중화 (orthogonal frequency division multiplexing; OFDM)^[5] 방식의 장점과 다중 경로 페이딩 채널에 강한 직접 수열 부호 분할 다원 접속 (direct sequence-code division multiple access)^[6] 방식을 결합하였기 때문에 무선 멀티미디어 통신에 적합한 방식이라 할 수 있다. MC-CDMA 시스템은 OFDM에서처럼 간단한 단일 탭 등화기 (single-tap equalizer)에 의해 다중경로 페이딩을 쉽게 보상할 수 있고, 적절한 보호 구간을 사용하여 심벌간 간섭과 부반송파간 간섭을 제거할 수 있다^[3,4]. 또한 기저대역 변조/복조부를 FFT (fast Fourier transform)를 이용하여 효율적으로 구현할 수 있다는 장점이 있다^[3,4].

MC-CDMA 시스템에서는 정진폭 (constant envelope) 특성을 만족하는 PSK (phase shift keying) 계열의 변조 방식을 주로 사용하지만, 변조된 신호를 직교 부호와 다중 부반송파 (subcarrier)에 의해 추가적으로 변조 후 더하여 전송하므로써 실제 송신기 출력 신호의 진폭은 큰 변동, 즉 큰 PAPR (peak-to-average power ratio)를 갖는 다중 레벨 특성을 보이게 된다. 이 문제점은 역시 다중 부반송파를 이용하는 OFDM 방식이나 여러 부호 채널을 이용하는 다중 부호 부호 분할 다원 접속 (multi code-code division multiple access) 방식^[7]에서 유사하게 나타나는 현상이다. 이러한 신호 진폭의 큰 변동과 무선 통신 환경에서 송신기 내에 사용되는 TWTA (traveling wave tube amplifier)와 같은 고출력 증폭기의 비선형 특성으로 인해, MC-CDMA 시스템의 송신 신호는 단일 반송파 전송 방식보다 심각한 비선형 왜곡을 겪게된다^[8]. 이러한 고출력 증폭기의 비선형성은 출력 신호 레벨을 선형 영역으로 충분히 back-off 시킴으로써 감소시킬 수 있으나, 이는 송신 신호의 출력을 과도하게 감소시키게 되어 결국 fade margin을 감소시키는 결과를 가져온다.

증폭기에 의한 비선형 왜곡을 보상하기 위하여 최근

기저 대역 (baseband)에서의 신호 처리 기법들이 활발히 연구되고 있다. 이들 방법들은 크게 송신단에서 전 치왜곡기 혹은 사전왜곡기 (predistorter)를 사용하는 방법과 수신단에서 등화기 (equalizer)를 사용하는 방법으로 나눌 수 있다. 등화기를 사용하는 경우는 수신단에서 비선형 왜곡을 추정하여 보상해 주는 방식인데 반해, 실제 비선형 왜곡의 근원이 송신단에 있으므로 송신단에서 입력 데이터를 쉽게 사용할 수 있는 전 치왜곡기를 이용하는 것이 더욱 효과적이라 할 수 있다. 전 치왜곡기는 고출력 증폭기의 전단에 위치하며, 증폭기에 의해 신호가 왜곡되는 것을 미리 보상하는 방향으로 신호를 사전에 왜곡하여 증폭기에 가하여 주므로써, 전 치왜곡기와 증폭기를 결합한 시스템의 출력이 변조 신호가 선형적으로 증폭된 신호와 같아지도록 동작하게 된다. 이러한 전 치왜곡기의 기본 동작은 증폭기를 표현하는 비선형 변환의 역변환을 구하는 문제로 이해할 수 있으며, 이러한 접근 방법에 기반하여 많은 전 치왜곡기들이 제안되었다^[9,10,11]. 이들 방법들은 주로 증폭기의 비선형 왜곡을 상쇄하기 위해서 매우 정확한 비선형 역변환을 구해야 된다는 문제점을 가지고 있다.

이러한 기존의 방법과는 전혀 다른 접근 방법으로서 우리는 고정점 반복 (fixed point iteration)^[12]에 기반한 새로운 데이터 전 치왜곡기를 제안하고, OFDM, MC-CDMA 등과 같이 송신 신호가 다중 레벨 진폭 특성을 갖는 다양한 시스템에 적용하여 매우 우수한 보상 성능을 확인하였다^[13,14,15]. 제안된 전 치왜곡기는 보상 과정을 고정점 문제로 인식하고 contraction mapping 정리^[12]에 기반하여 반복적으로 사전 왜곡된 신호를 구하게 되며, 동일 연산부의 반복적인 사용을 통하여 여타 방법에 비해 상대적으로 간단하게 구현할 수 있다는 장점을 갖는다. 하지만, 이 방법에서는 고정점 반복 과정을 복소수로 표현되는 변조 신호 자체에 적용한다는 점이 특기할 만하다.

본 논문에서는 변조 신호 자체에 고정점 반복 연산을 적용하므로써 복소수 연산을 수행하여야 하는 위의 방법과는 달리, 변조 신호의 진폭에 고정점 반복을 적용하여 실수 연산을 수행하므로써 계산량을 감소시킬 수 있는 실수 고정점 반복 기반의 새로운 전 치왜곡기를 제안하고, 이의 성능을 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 확인하고자 한다. 이를 위해 본 논문의 구성은 다음과 같다. 2 절에서는 MC-CDMA 기저대역 시스템의 구성과 본 논문에서 고출력 증폭기로 이용하는 TWTA의

비선형 특성에 대하여 설명한다. 3 절에서는 고정점의 정의와 contraction mapping 정리, 그리고 이를 기반으로 본 논문에서 제안하는 실수 고정점 반복 기반의 선 치왜곡기를 설명한다. 4 절에서는 MC-CDMA 시스템에서의 전치왜곡기의 성능을 검증하기 위한 컴퓨터 시뮬레이션 결과를 기술하고, 마지막 5 절에서 결론을 맺는다.

II. MC-CDMA 시스템

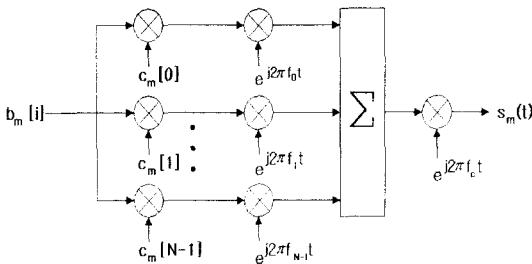


그림 1. MC-CDMA 시스템의 m 번째 사용자를 위한 송신기 구조

Fig. 1. Transmitter structure of an MC-CDMA system for the m -th user.

MC-CDMA 시스템은 하나의 입력 심벌을 다수의 부반송파를 이용하여 전송하는 변조 방식이다. 그림 1은 MC-CDMA 시스템의 m 번째 사용자를 위한 송신기 구조를 나타낸다. 여기서 MC-CDMA를 위해 일반적으로 사용되는 BPSK 변조를 고려할 때, m 번째 사용자의 i 번째 데이터 비트 $b_m[i] \in \{+1, -1\}$ 는 N 개의 가지 (branch)로 복사되고, 사용자에게 할당된 N -비트 직교 부호의 각 비트 $c_m[j] \in \{+1, -1\}$ ($j = 0, \dots, N-1$)와 1:1로 곱하여 변조된다. 이렇게 변조된 N 개 비트는 N 개의 직교 부반송파 $\{e^{j2\pi f_0 t}, \dots, e^{j2\pi f_{N-1} t}\}$ 에 의하여 곱해져 다시 변조된다. 여기서 j 번째 부반송파 주파수 f_j 는 다음과 같다.

$$f_j \equiv j \frac{F}{T_s} \quad [\text{Hz}] \quad (1)$$

여기서, T_s [sec]는 데이터 비트 간격 (bit duration)⁶이며, F 는 양의 정수이다. 따라서, 각 부반송파 주파수들은 $f_s \equiv F/T_s$ [Hz] 간격만큼 분리되어 있으며, 이들 N 개의 부반송파들은 기본 주파수 $1/T_s$ 의 고조파 성분이 되어 서로 직교성을 유지하게 된다. 이렇게 변조

된 N 개의 신호들은 합해져서 기저 대역 송신 신호를 형성하고, 동상 주반송파 (main carrier) $\cos 2\pi f_c t$ 와 직교 주반송파 $\sin 2\pi f_c t$ 에 의해 상향 변조된다. 결국, m 번째 사용자의 i 번째 MC-CDMA 송신 신호 $s_m(t)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$s_m(t) = \left(\sum_{j=0}^{N-1} b_m[i] c_m[j] e^{j2\pi j \frac{F}{T_s} t} \right) e^{j2\pi f_c t} \quad (i T_s \leq t \leq (i+1) T_s) \quad (2)$$

위 식에서, $F=1$ 인 경우 부반송파 사이의 직교성이 유지되는 최소 간격이 되어 주파수 효율이 가장 좋게 되며, OFDM에서의 부반송파 구성과 동일하게 된다^[4]. 따라서 위의 송신 신호에서 $F=1$ 일 때 $t = (i + \frac{n}{N}) T_s$ ($n = 0, \dots, N-1$)마다 표본화하여 이산화 시킬 경우, 이산 시간 “기저 대역” 송신 신호 $s_m[n]$ 은 다음과 같이 표현된다.

$$s_m[n] = \sum_{j=0}^{N-1} b_m[i] c_m[j] e^{j2\pi(i + \frac{n}{N})} = \sum_{j=0}^{N-1} b_m[i] c_m[j] e^{j2\pi j \frac{n}{N}} \quad (n = 0, \dots, N-1) \quad (3)$$

식 (3)은 N 개 비트 $b_m[i] c_m[j]$ ($j = 0, \dots, N-1$)에 대한 IDFT (inverse discrete Fourier transform)와 동일하며, 따라서 IFFT (inverse fast Fourier transform)를 이용하여 효과적으로 디지털로 구현할 수 있다.

여러 명의 사용자가 다원 접속하는 경우, MC-CDMA 시스템에서는 완전 직교성이 보장되는 $N \times N$ 월시 부호 (Walsh code)를 직교 부호 $c_m[j]$ ($m, j = 0, \dots, N-1$)로 사용하므로써 최대 N 명의 동시 접속이 가능하다. 이 경우 기지국에서 단말기로의 순방향 링크를 고려하여 동기식 시스템을 가정하면, U ($\leq N$) 명이 동시에 접속했을 때의 이산 시간 기저 대역 송신 신호 $x[n]$ 은 아래와 같이 표현된다.

$$x[n] = \sum_{m=0}^{U-1} s_m[n] = \sum_{m=0}^{U-1} \left(\sum_{j=0}^{N-1} b_m[i] c_m[j] e^{j2\pi j \frac{n}{N}} \right) \quad (n = 0, \dots, N-1) \quad (4)$$

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. 즉 수신된 N 개

의 기저 대역 신호는 병렬로 변화되 후 FFT에 의해 복조 된 다음, 이를 FFT 출력은 각각 해당하는 직교 부호에 의하여 곱해진 후 이진 결정 (binary decision) 된다.

그림 2는 위에서 설명된 기능에 따라 도시된 부가성 백색 가우시안 잡음 (additive white Gaussian noise; AWGN) 채널하의 동기식 BPSK MC-CDMA 기저 대역 송수신 시스템 구조를 나타낸다. 여기서 U 명 사용자의 다원 접속을 가정하였고, 본 논문에서 제안하는 전치왜곡기와 고출력 증폭기로서 TWTA를 이용하는 경우를 보여주고 있다. 다중 경로 페이딩 채널의 경우에는 그림 2에서 살펴본 것과 같은 구성 이외에, 다중 경로에 의한 지연 분산 (delay spread)의 영향을 최소화하기 위해 추정된 채널 임펄스 응답의 길이와 같거나 이보다 긴 cyclic prefix로 구성된 보호 구간을 부반송파 변조 후에 각 심벌 블록 사이에 첨가하므로써 블록간 간섭을 제거 할 수 있다^[3,4]. 이러한 보호 구간을 사용할 경우 수신기에서 FFT를 이용하여 부반송파 복조를 수행하기 전에 이의 제거가 필요하다. 또한 다중 경로 채널 왜곡 성분을 보상하기 위한 단일 템 등화기 계수가 FFT를 이용한 부반송파 복조 후에 필요하다. 하지만 본 논문에서는 제안된 전치왜곡기가 얼마나 비선형 왜곡을 잘 보상하는지를 검증하기 위해, 다중 경로 페이딩 현상이 완전히 보상된 AWGN 채널을 가정하여 그림 2와 같은 시스템 및 채널 모델을 이용하였다.

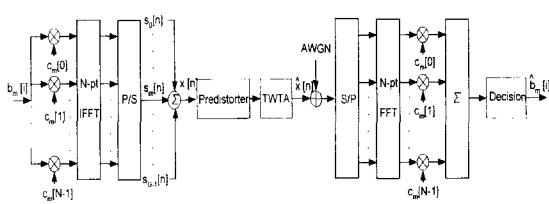


그림 2. 동기식 BPSK MC-CDMA 기저 대역 시스템 블록도

Fig. 2. Block diagram of a synchronous BPSK-modulated MC-CDMA baseband system.

기저대역 변조 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

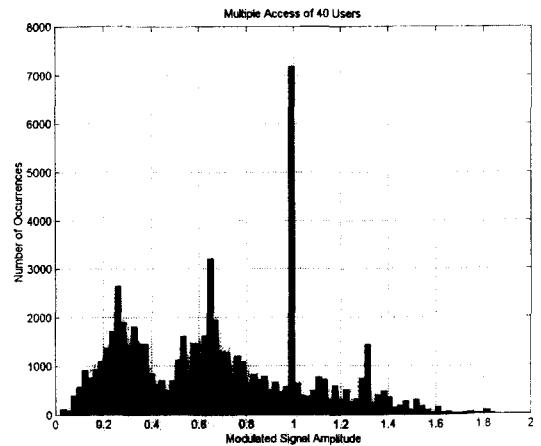


그림 3. MC-CDMA 전송 신호의 진폭 분포도

Fig. 3. Histogram of transmitted signal amplitudes for an MC-CDMA system.

여러 사용자의 다원 접속으로 인해 큰 PAPR을 갖는 다중 레벨 진폭 특성을 나타내며, 이 경우 TWTA의 비선형성에 더욱 심한 영향을 받게된다^[6]. 이러한 MC-CDMA 전송 신호 진폭의 다중 레벨 특성을 보여주는 예로서, 그림 3은 40명의 사용자가 다원 접속하고 각 사용자의 1,000개 BPSK 데이터 비트에 대해 직교 부호로서 64×64 월시 (Walsh) 부호를 이용하여 64-point IFFT로 부반송파 변조된 MC-CDMA 송신 신호 진폭의 분포도를 도시하고 있다. 여기서 데이터 비트 간격을 T_s 라 할 때 식 (3)의 변조 신호를 매 이산 시간 $(i + \frac{n}{64})T_s$ ($i = 0, \dots, 999$, $n = 0, \dots, 63$)마다 표본화하여 얻은 64,000개의 신호 진폭에 대한 분포를 보여 준다.

TWTA의 비선형 특성은 Saleh의 2-파라미터 모델^[8]을 이용하여 잘 표현된다. 이 모델에서는 TWTA의 출력 특성을 진폭 및 위상에 대하여 각기 나타내며, 특히 입력-출력 관계를 기억성이 없는 변환 (즉 현재의 출력이 오직 현재의 입력에만 의존)으로 모델링 한다. 증폭기의 정규화된 복소수 입력 신호를 $x \equiv re^{j\theta}$ 라 할 때, Saleh의 모델에 의한 TWTA 복소수 출력 신호 y 는 다음과 같이 표현된다.

$$y = A(r) e^{j(\theta + \phi(r))} \quad (5)$$

여기서 $A(r)$ 은 TWTA 출력 신호의 정규화된 진폭으로서 다음 식 (6)과 같은 증폭기의 비선형 진폭변조-

진폭변조 특성으로 표현되며, $\phi(r)$ 은 TWTA에 의한 위상 변동분으로서 식(7)의 비선형 진폭변조-위상변조 변환 특성으로 표현된다. 여기서 주의할 점은 이들 비선형 특성이 오직 현재 입력 신호의 진폭 r 에 의해서만 결정된다는 것이다.

$$A(r) = \frac{1.9638r}{1 + 0.9945r^2} \quad (0 \leq r \leq 1) \quad (6)$$

$$\phi(r) = \frac{2.5293r^2}{1 + 2.8168r^2} \quad [\text{radian}] \quad (0 \leq r \leq 1) \quad (7)$$

단, $r > 1$ 에 대해서는 $A(r)$ 과 $\phi(r)$ 이 각각 $A(1) = 0.9846$ 과 $\phi(1) = 0.6627$ 로 포화된다고 가정한다. 이러한 고출력 증폭기의 비선형성은 출력 신호 레벨을 선형 영역으로 충분히 back-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 전치왜곡기가 기반을 두고 있는 고정점 (fixed point) 방법과 contraction mapping을 기술하고, 제안된 전치왜곡기에 대하여 설명하도록 한다.

III. 제안된 실수 고정점 반복 기반의 전치왜곡기

1. 고정점 반복

전치왜곡기를 사용하지 않는 MC-CDMA 시스템 송신기에서 이산 시간 nT_s/N 에서의 변조 신호 $x[n] = r[n] e^{j\theta[n]}$ 은 TWTA에 의하여 증폭되어 전송된다. 이 때, 입력 $x[n]$ 에 대해 비선형 TWTA의 출력 $\hat{x}[n]$ 은 다음 식과 같이 표현될 수 있다.

$$\hat{x}[n] = N(x[n]) = A(r[n])e^{j(\theta[n] + \phi(r[n]))} \quad (8)$$

위 식에서, $N(\cdot)$ 은 TWTA의 전체적인 비선형성을 나타내는 변환 그리고 $A(\cdot)$ 과 $\phi(\cdot)$ 은 각각 식(6)과 (7)로 표현되는 비선형 진폭 및 위상 특성이다. 식(8)에서도 알 수 있듯이 TWTA의 출력 $\hat{x}[n]$ 은 원치 않는 비선형 왜곡을 포함하며, 따라서 일반적으로

$$\hat{x}[n] \neq gx[n] \quad (9)$$

이 된다. 여기서 $g > 0$ 는 TWTA의 포화 최대 출력 전력과 평균 출력 전력을 각각 P_{sat} 와 P_{avg} 라 할 때 아래 정의되는 output back-off (OBO) 레벨에 의해 결정된 증폭기 동작점에서의 선형 이득이다.

$$\text{OBO} \equiv 10 \log_{10} \left(\frac{P_{\text{sat}}}{P_{\text{avg}}} \right) \quad [\text{dB}] \quad (10)$$

결국 증폭기 전단에 위치하는 전치왜곡기는 $x[n]$ 을 입력으로 하여 다음의 조건을 만족하는 사전 왜곡된 출력 신호 $x_f[n]$ 을 만들어내야 한다.

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

우리는 이러한 사전 왜곡 과정을 비선형 변환의 고정점을 찾는 문제로 접근하고자 한다.

만약 임의의 변환 $T(\cdot)$ 에 대하여 입력 z 가 불변 (invariant)이면, 즉 $z = T(z)$ 를 만족할 경우 이 입력 z 를 변환 $T(\cdot)$ 에 대한 고정점 (fixed point)이라 한다. 일반적으로 임의의 변환에 대하여 고정점은 존재하지 않을 수도 있으며, 존재한다 하더라도 유일하지 않을 수도 있다. 하지만 변환 $T(\cdot)$ 가 contraction mapping이면 유일한 고정점을 찾을 수 있다는 사실이 잘 알려져 있다^[12]. S 가 complete normed space의 부분 집합일 때, 변환 $T(\cdot) : S \rightarrow S$ 가 모든 $x, x' \in S$ 에 대하여 다음 조건을 만족하면 이 변환 $T(\cdot)$ 를 contraction mapping이라 하며, 여기서 γ 를 Lipschitz (혹은 contraction) 상수라 한다.

$$\|T(x) - T(x')\| \leq \gamma \|x - x'\|, \quad 0 \leq \gamma < 1 \quad (12)$$

이러한 contraction mapping $T(\cdot)$ 에 대하여 다음의 contraction mapping 정리^[12]는 고정점의 존재, 유일성 그리고 “고정점 반복 (fixed point iteration)”에 의하여 이러한 고정점을 찾는 방법을 제시한다.

Contraction mapping 정리[12]

$T(\cdot) : S \rightarrow S$ 가 contraction mapping이면 유일한 고정점 $x_f \in S$ 가 존재하며, 이 고정점은 아래의 고정점 반복에 의하여 구할 수 있다.

$$x_f \equiv \lim_{k \rightarrow \infty} x_k = \lim_{k \rightarrow \infty} T^k(x_0) \quad (13)$$

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

2. 제안된 전치왜곡기

이러한 고정점 반복에 기반한 전치왜곡기를 설계하기 위해, 먼저 MC-CDMA 변조 신호 $x[n]$ 을 $x_0[n] \equiv r_0[n] e^{j\theta_0[n]}$ 라 다시 표기하도록 한다. 여기서 $r_0[n]$ 과 $\theta_0[n]$ 은 각각 변조 신호의 진폭과 위상을 나타낸다. 이러한 변조 신호 $x_0[n] \equiv r_0[n] e^{j\theta_0[n]}$ 에 대하여 전치왜곡기의 출력 신호를 $x_f[n] \equiv r_f[n] e^{j\theta_f[n]}$ 라 할 때, 이 신호가 TWTA로 입력되며 식 (11)로부터 TWTA의 출력 신호 $\hat{x}[n]$ 은 다음의 조건을 만족하여야 한다.

$$\begin{aligned}\hat{x}[n] &= A(r_f[n]) e^{j(\theta_f[n] + \phi(r_f[n)))} = g x_0[n] \\ &= g r_0[n] e^{j\theta_0[n]}\end{aligned}\quad (14)$$

우리가 관심 있는 $0 \leq r \leq 1$ 의 범위에서 TWTA의 비선형 특성인 $A(r)$ 과 $\phi(r)$ 은 식 (6)과 (7)에서처럼 1:1 변환이므로, 이러한 범위의 $r_f[n]$ 에 대하여 식 (14)를 진폭과 위상을 각기 분리해서 다시 나타내면 식 (15), (16)과 같다.

$$A(r_f[n]) = g r_0[n] \quad (15)$$

$$\theta_f[n] + \phi(r_f[n]) = \theta_0[n] \quad (16)$$

따라서 사전 왜곡된 신호의 진폭 $r_f[n]$ 과 위상 $\theta_f[n]$ 은 식 (15)와 (16)로부터 구할 수 있으며, 특히 일단 진폭 $r_f[n]$ 이 식 (15)로부터 결정되면 위상 $\theta_f[n]$ 은 구해진 $r_f[n]$ 를 식 (16)에 대입하여 쉽게 얻을 수 있다.

우리는 식 (15)으로부터 $r_f[n]$ 을 구하는 과정을 비선형 변환의 고정점을 구하는 문제로 접근하고자 하며, 이를 위해 아래와 같은 비선형 변환 $P(\cdot)$ 을 정의한다.

$$P(z) \equiv z + \alpha(g r_0[n] - A(z)) \quad (17)$$

여기서 $\alpha > 0$ 는 상수, g 는 TWTA 동작점에서의 선형 이득 그리고 $A(\cdot)$ 는 TWTA의 진폭 변환 특성이다. 만약 z 가 변환 $P(\cdot)$ 의 고정점이라면, 즉 $z = P(z)$ 이면 식 (17)로부터 $A(z) = g r_0[n]$ 가 되어 이 고정점 z 가 바로 식 (15)를 만족하는 전치왜곡기 출력의 진폭

이 된다. 반대로 만약 z 가 전치왜곡기 출력 신호의 진폭이라면, 즉 $A(z) = g r_0[n]$ 을 만족한다면 역시 식 (17)로부터 $P(z) = z$ 가 되어 이 신호 z 가 변환 $P(\cdot)$ 의 고정점이 된다.

위의 논의를 기반으로 하여, 우리는 다음과 같이 전치왜곡기를 구성한다. 먼저 사전 왜곡된 신호의 진폭 $r_f[n]$ 을 구하기 위해 식 (17)을 이용하여 고정점 반복을 수행한다. 즉, 변조 신호의 진폭 $r_0[n]$ 에 대하여 아래와 같은 반복식을 고려한다.

$$\begin{aligned}r_{k+1}[n] &\equiv P(r_k[n]) \\ &= r_k[n] + \alpha(g r_0[n] - A(r_k[n])) \\ (k &= 0, \dots, K-1)\end{aligned}\quad (18)$$

이 식에서, K 는 미리 정해진 최대 반복 횟수이고 $\alpha > 0$ 는 반복식의 수렴을 결정하는 상수이다. 위의 고정점 반복을 통하여 얻은 최종 신호인 $r_K[n]$ 가 사전 왜곡된 신호의 진폭 $r_f[n]$ 가 된다. 위의 방법을 통해 $r_K[n]$ 를 구한 후, 사전 왜곡된 신호의 위상 $\theta_K[n] \equiv \theta_f[n]$ 은 식 (16)으로부터 구해진 아래 식을 한번만 적용하여 얻을 수 있다.

$$\theta_K[n] = \theta_0[n] - \phi(r_K[n]) \quad (19)$$

그림 3은 본 논문에서 제안하는 전치왜곡기의 구조를 보여 준다. 앞서 언급된 것처럼, 식 (18)로 정의된 고정점 반복식은 신호의 진폭에 대해서만 동작하며 따라서 실수 연산만을 수행한다. 이 점이 우리가 참고문헌 [13,14,15] 등에서 제안한 방법과의 차이점이라 할 수 있다. 참고 문헌 [13,14,15]의 방법에서는 복소수인 송신 신호 자체에 고정점 반복을 수행하는 복소수 연산 고정점 반복 방법으로, 따라서 본 논문의 제안 방법이 이들 방법에 비해 계산량의 측면에서 우수하다. 또한, 위상의 경우는 진폭에 대한 고정점 반복이 완료 후 식 (19)에 의해 한번만의 계산으로 구한다는 점을 특기할 만 하다. 비교를 위해 복소수 고정점 반복을 위한 식을 표현하면 아래와 같다 [13,14,15].

$$\begin{aligned}x_{k+1}[n] &\equiv P(x_k[n]) \\ &= x_k[n] + \alpha(g x_0[n] - N(x_k[n])) \\ (k &= 0, \dots, K-1)\end{aligned}\quad (20)$$

여기서 $x_0[n] \equiv r_0[n] e^{j\theta_0[n]}$ 는 MC-CDMA의 복소수 변조 신호이고, $N(\cdot)$ 는 식 (8)에서 정의된 대로 진폭 및 위상 변환을 포함하는 TWTA의 복소수 비선형 변환 특성이다.

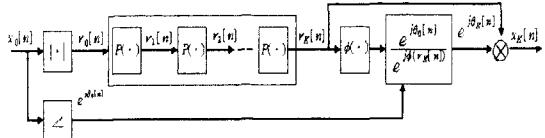


그림 4. 제안된 실수 고정점 반복 기반의 전치왜곡기
Fig. 4. The proposed predistorter based on real-valued fixed point iterations.

제안된 전치왜곡기에서 식 (18)을 이용하여 반복을 수행하고 이러한 반복의 결과로부터 고정점을 얻을 수 있다는 사실을 보장하기 위해서는, 식 (17) 혹은 (18)의 변환 $P(\cdot)$ 가 contraction mapping이어야 한다. 만약 그렇다면 앞서의 논의대로 “유일한 고정점”을 고정점 반복에 의하여 찾을 수 있고, 바로 이 고정점이 우리가 원하는 전치왜곡기 출력 신호의 진폭 $r_k[n]$ 이 된다. 우리는 참고문헌 [14]에서 식 (20)의 복소수 고정점 반복식이 상수 α 의 적절한 선택을 통하여 contraction mapping이 됨을 보였다. 본 논문에서와 같이 실수 고정점 반복의 경우에도 식 (20)에서 사용되는 복소수 신호들 대신에 실수 신호들을, 그리고 복소수 변환 $N(\cdot)$ 대신에 실수 변환 $A(\cdot)$ 을 사용하면 참고문헌 [14]의 증명 과정을 그대로 이용하여 식 (18)의 변환 $P(\cdot)$ 가 contraction mapping이 됨을 보일 수 있다. 또한 이러한 증명 과정으로부터 주어진 증폭기의 이득 특성에 따라 (고정점 반복 수렴 속도의 측면에서) 최적인 상수값 α 역시 구할 수 있다. 이들과 관련된 자세한 논의는 참고문헌 [14]를 참고하길 바란다.

IV. 컴퓨터 시뮬레이션

컴퓨터 시뮬레이션에서는 제안된 전치왜곡기가 얼마나 잘 비선형 왜곡을 보상하는지를 검증하기 위해 다중 경로 폐이딩 현상이 완전히 보상된 AWGN 채널을 가정하였다. MC-CDMA 시스템은 기저 대역 모델을 가정하였으며, 40명의 사용자가 다원 접속한 식 (4)의 동기식 시스템을 고려하였다. 변조 방식으로는 BPSK를 고려하였고, 직교 부호로서 64×64 월시 부호를

이용하고 64개의 부반송파를 가정하였으며, 부반송파 변조/복조를 위해 64-point IFFT/FFT를 이용하였다. 제안된 전치왜곡기의 최대 고정점 반복 횟수는 $K = 20$ 으로 정하였다. 이 값은 고정점 반복 회수를 변화하면서 해당 회수의 고정점 반복을 마친 신호를 증폭기에 입력하여 얻은 신호와 우리가 원하는 증폭기 출력 신호 사이의 정규평균자승오차를 여러 데이터를 이용하여 계산 후, 이러한 오차의 변화가 포화되는 고정점 반복 회수를 실험적으로 결정한 값이다. 한편 고정점 반복식의 수렴 상수 α 는 contraction mapping 조건을 만족하도록 0.85로 선택하였으며^[14], 비교를 위해 고려된 복소수 고정점 반복 기반의 전치왜곡기에서도 동일한 값을 사용하였다.

그림 5 (a)와 6 (a)는 신호대잡음비 E_b/N_0 가 25 dB 일 때 output back-off (OBO)가 각각 2.5 dB와 6.0 dB 인 경우 전치왜곡기를 사용하지 않은 시스템의 BPSK 수신 심벌의 성상도 (constellation)를 보여 주고 있다. 이들 그림으로부터, 우리는 전치왜곡기를 사용하지 않는 경우 TWTA의 비선형 특성에 의하여 BPSK 변조 신호의 정진폭 특성을 잃게 되고 위상의 뒤틀림 (warping)과 같은 심각한 왜곡이 발생함을 알 수 있다. 하지만, 그림 5 (b)와 6 (b)는 동일한 환경에서 제안된 전치왜곡기를 이용한 경우의 성상도를 도시하며, 이로부터 제안된 전치왜곡기가 고출력 증폭기의 비선형 왜곡을 잘 보상해 줌을 알 수 있다. 특히, 6 dB의 OBO에 대해 제안된 전치왜곡기를 사용하는 경우 이상적인 BPSK 성상도와 거의 유사한 결과를 얻음을 알 수 있다.

그림 7은 OBO가 각각 (a) 0 dB, (b) 2.5 dB 그리고 (c) 4.0 dB인 경우의 비트오율 (bit error rate; BER) 곡선을 비교하고 있다. 여기서 “Ideal AWGN Channel”은 완벽하게 선형 특성을 갖는 증폭기를 사용하는 이상적인 AWGN 채널에 대한 성능을 나타낸다. 이들 그림으로부터, 제안된 전치왜곡기를 이용하므로써 월등한 비트오율 성능 향상이 가능함을 알 수 있다. OBO가 충분하지 않은 그림 7 (a)의 경우, 전치왜곡기를 사용하여도 큰 E_b/N_0 에 대해 비트오율 성능이 포화되며 이는 잡음보다 증폭기의 비선형성의 영향이 더 큰 성능 제한 요소가 됨을 나타낸다. 하지만 그림 7 (c)와 같이 적절한 OBO를 적용할 경우에는 전치왜곡기를 사용함으로써 충분히 비선형성이 보상되어 월등한 성능 향상이 가능함을 보여준다. 이들 그림에는 또한 비교를 위하여 복소수 고정점 반복 전치왜곡기에 대한 성능을

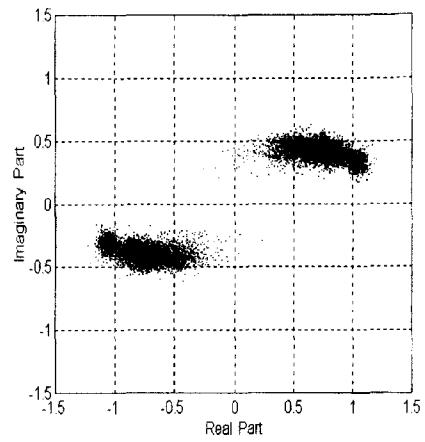
함께 도시하였으며, 제안된 실수 고정점 반복 전치왜곡기가 복소수에 경우에 비해 나은 성능을 보이고 있음을 역시 알 수 있다.

위에서 살펴본 비트오율 이외에 또 다른 성능 지표로서 total degradation (TD)을 고려한다. TD는 다음 식 (21)로 정의되며, 여기서 $(E_b/N_0)_{\text{TWTA}}$ 와 $(E_b/N_0)_{\text{ideal}}$ 은 각각 TWTA를 사용하는 경우와 이상적인 선형 증폭기를 사용하는 경우 기준 비트오율을 만족하기 위해 필요한 신호대잡음비를 나타낸다^[11].

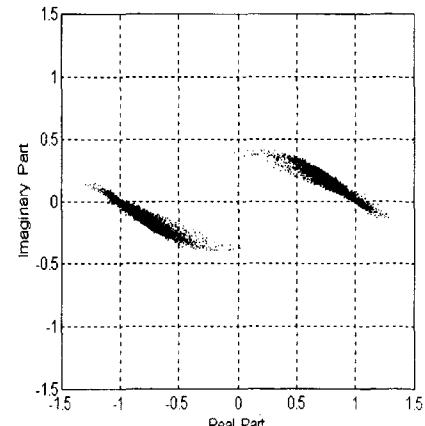
$$\text{TD} = \text{OBO} + \left[\left(\frac{E_b}{N_0} \right)_{\text{TWTA}} - \left(\frac{E_b}{N_0} \right)_{\text{ideal}} \right] [\text{dB}] \quad (21)$$

일반적으로 OBO가 작은 경우는 TWTA의 비선형성의 영향이 크게 나타나기 때문에 기준 비트오율을 만족하기 위해 과도한 $(E_b/N_0)_{\text{TWTA}}$ 가 필요하며, 따라서 이러한 신호대잡음비의 증가에 의해 TD가 증가한다. 반대로 동작점이 TWTA의 선형 영역에 오도록 큰 OBO 레벨을 이용하면, 기준 비트오율을 만족하는 $(E_b/N_0)_{\text{TWTA}}$ 는 이상적인 값 $(E_b/N_0)_{\text{ideal}}$ 과 큰 차이가 없으나 이 때는 큰 OBO에 의해 TD의 값이 커지게 된다. 따라서, TD는 증폭기를 사용하는 경우 일정 성능을 만족하기 위해 필요한 OBO와 신호대잡음비 사이의 절충 관계를 나타내는 지표라 할 수 있다. 그림 8은 비트오율이 10^{-4} 일 때 OBO에 따른 TD의 변화를 도시한다. 이 그림으로부터 제안된 실수 고정점 반복 기반의 전치왜곡기의 경우 5 dB의 OBO에서 약 5 dB 가량의 최소 TD를 얻을 수 있는데 반해, 전치왜곡기를 사용하지 않는 경우는 7.5 dB의 OBO에서 약 15.5 dB의 최소 TD를 얻게 됨을 알 수 있다. 또한 제안된 전치왜곡기를 사용하면 약 5 dB 이상의 OBO에 대해서 TD와 OBO가 동일한 값을 갖게 되며, 이 정도의 OBO의 상황에서 제안된 전치왜곡기를 이용하므로써 비선형 왜곡을 완전히 제거하여 이상적인 AWGN 채널의 성능과 같게 됨을 역시 알 수 있다. 마지막으로, 제안된 전치왜곡기를 사용하는 경우 복소수 고정점 반복 기반의 전치왜곡기보다 우수한 성능을 얻을 수 있음을 역시 알 수 있으며, 특히 6 dB 이하의 작은 OBO 레벨에 대해 동일한 TD를 만족하기 위해 필요한 OBO가 약 0.5 ~ 1.0 dB 가량 적게 됨을 알 수 있다. 본 제안 방식이 복소수의 경우에 비해 우수한 성능을 나타내는 이유는 다음과 같이 설명될 수 있다. 복소수 고정점 반

복 전치왜곡기는 고정점 반복을 통하여 복소 영역에서 전역적으로 진폭 및 위상에 대하여 왜곡된 신호를 찾는 반면에 실수 고정점 반복 전치왜곡기는 진폭에 대해서만 실수 영역에서 왜곡된 신호를 찾으므로 컴퓨터 시뮬레이션에서 현재 사용된 반복 횟수 K 및 수렴 상수 α 가 동일한 경우, 상대적으로 실수 고정점 반복의 수렴특성이 우수하고 따라서 좀더 정확한 결과를 얻을 수 있다. 이러한 복소수 기반의 전치왜곡기와 실수 기반의 전치왜곡기 간의 성능 차이에 관한 유사한 결과 및 토의를 참고문헌 [16]에서 찾아볼 수 있다.



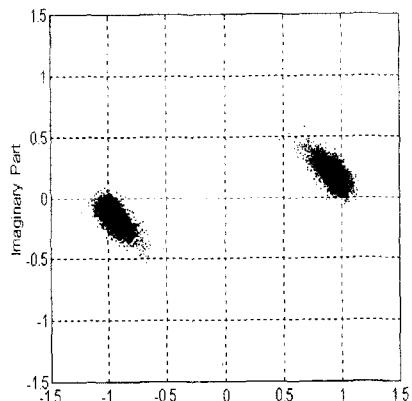
(a)



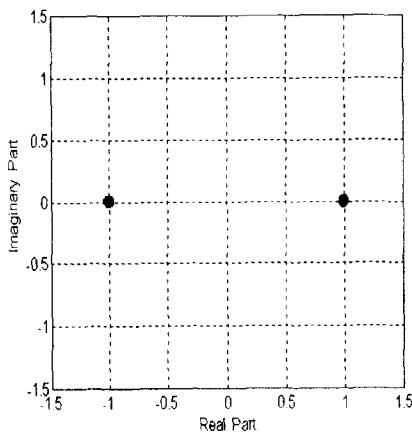
(b)

그림 5. 수신 십벌의 성상도 ($E_b/N_0 = 25 \text{ dB}$, OBO = 2.5 dB). (a) 전치왜곡기가 없는 경우, (b) 제안된 전치왜곡기를 사용한 경우

Fig. 5. Constellations of decoded symbols ($E_b/N_0 = 25 \text{ dB}$, OBO = 2.5 dB). (a) Without the proposed predistorter, (b) with the proposed predistorter.



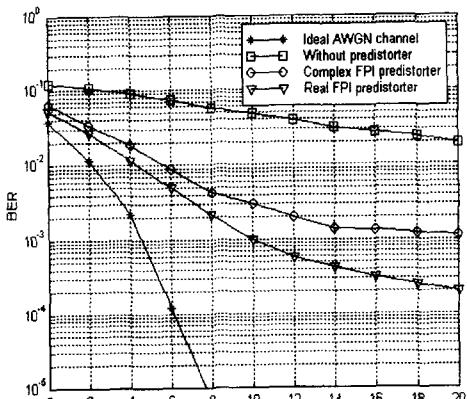
(a)



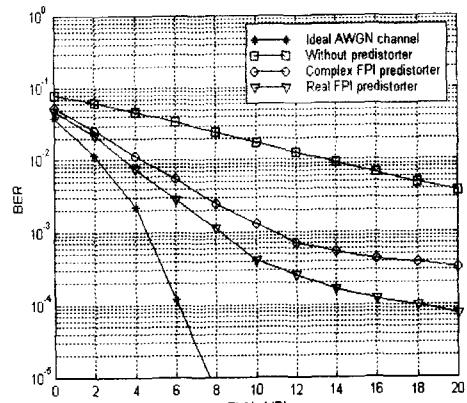
(b)

그림 6. 수신 심벌의 성상도 ($E_b/N_0 = 25$ dB, OBO = 6.0 dB). (a) 전치왜곡기 없는 경우, (b) 제안된 전치왜곡기를 사용한 경우

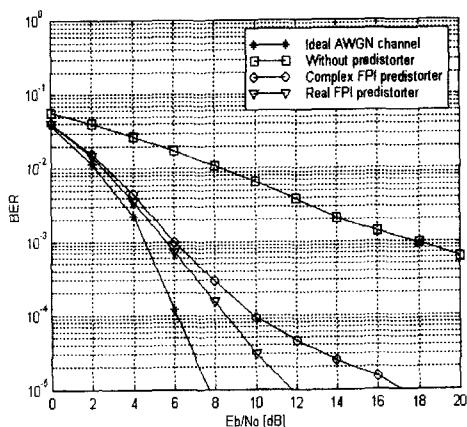
Fig. 6. Constellations of decoded symbols ($E_b/N_0 = 25$ dB, OBO = 6.0 dB). (a) Without the proposed predistorter, (b) with the proposed predistorter.



(a) OBO = 0 dB



(b) OBO = 2.5 dB



(c) OBO = 4.0 dB

그림 7. Output back-off 레벨에 따른 비트오율 성능 비교

Fig. 7. Bit error rates versus output back-off levels.

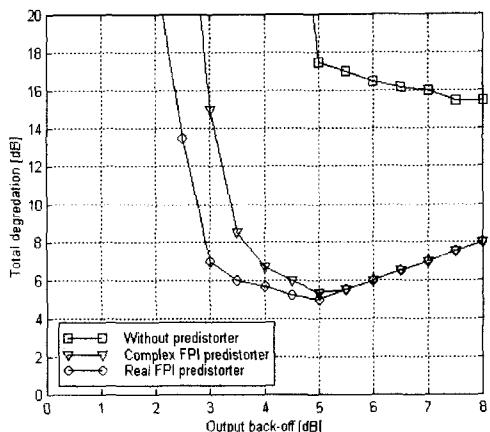


그림 8. 기준 비트오율이 10^{-4} 일 때 total degradation의 비교

Fig. 8. Comparison of total degradation for a reference bit error rate of 10^{-4} .

V. 결 론

본 논문에서는 MC-CDMA 시스템 내의 고출력 증폭기에 의해 발생하는 비선형 왜곡의 보상을 위한 전치왜곡기를 제안하였다. 제안된 방법은 contraction mapping 정리와 이에 따른 고정점 반복에 기반하고 있으며, 변조 신호의 진폭에 고정점 반복을 적용하여 실수 연산을 수행한다는 특징을 갖고 있다. 송신기에서 TWT를 증폭기로 사용하고, BPSK 변조와 64개의 부반송파를 이용하는 동기식 MC-CDMA 기저대역 시스템에 대한 컴퓨터 시뮬레이션 결과, 제안된 전치왜곡기를 사용하는 경우 그렇지 않은 경우에 비해 비트오율 및 total degradation의 측면에서 월등한 성능 향상이 가능함을 알 수 있었다. 또한, 작은 output back-off 레벨에 대해 제안된 전치왜곡기는 복소수 연산을 수행하는 기존의 고정점 반복 기반의 전치왜곡기보다 우수한 성능을 보임을 역시 확인하였다.

참 고 문 헌

- [1] G. J. R. Covey, "Multi-carrier spread spectrum RAKE receiver for fast fading mobile radio channel," *Proc. Veh. Tech. Conf. (VTC '95)*, vol. 1, pp. 499-503, Chicago, USA, July 1995.
- [2] N. Yee, J. Linearity, and G. Fettess, "Multi-carrier CDMA indoor wireless radio networks," *Proc. Personal, Indoor & Mobile Radio Commun. (PIMRC '93)*, pp. 109-113, Yokohama, Japan, Sep. 1993.
- [3] J. A. C. Bingham, "Multicarrier modulation for data transmission: An idea whose time has come," *IEEE Commun. Magazine*, vol. 28, pp. 5-14, May 1990.
- [4] S. Hara and R. Prasad, "Overview of multicarrier CDMA," *IEEE Commun. Magazine*, vol. 35, pp. 126-133, Dec. 1997.
- [5] L. J. Cimini, Jr., "Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 33, pp. 665-675, July 1985.
- [6] A. J. Viterbi, *CDMA : Principle of Spread Spectrum Communication*, Addison-Wesley, 1995.
- [7] C.-L. I and R. D. Gitlin, "Multi-code CDMA wireless personal communications networks," *Proc. Int'l Conf. Commun. (ICC '95)*, vol. 2, pp. 1060-1064, Seattle, USA, June 1995.
- [8] A. A. Saleh, "Frequency-independent and frequency-dependent nonlinear models of TWT amplifiers," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 29, pp. 1715-1720, Nov. 1981.
- [9] E. Biglieri, S. Barberis, and M. Catena, "Analysis and compensation of nonlinearities in digital transmission systems," *IEEE Jour. Selected Areas in Commun.*, vol. 6, pp. 42-51, Jan. 1988.
- [10] 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, pp. 2966-2974, Dec. 1995.
- [11] W. G. Jeon, K. H. Chang, and Y. S. Cho, "An adaptive data predistorter for compensation of nonlinear distortion in OFDM systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 45, pp. 1167-1171, Oct. 1997.
- [12] D. G. Luenberger, *Optimization by Vector Space Method*, John Wiley & Sons, 1969.
- [13] 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. Veh. Tech. Conf. (VTC '98)*, vol. 3, pp. 2145-2149, Ottawa, Canada, May 1998.
- [14] 김만제, 임성빈, 신요안, "고정점 방법 기반의 사전왜곡기를 이용한 OFDM 시스템의 비선형 왜곡 보상," *한국통신학회논문지*, 제24권, 459-467 쪽, 1999년 4월
- [15] 전재현, 신요안, 임성빈, "MC-CDMA 시스템에서 사전왜곡기를 이용한 고출력 증폭기의 비선형 왜곡 보상," *1998년도 대한전자공학회 학계종합학술대회 논문집*, 102-105 쪽, 1998년 6월
- [16] A. N. D'Andrea, V. Lottici, and R. Reggiannini,

"RF power amplifier linearization through amplitude and phase predistortion," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 4, pp. 1477~1484, Nov. 1996.

저자 소개

全在顯(正會員)

1975년 2월 13일 생. 1997년 2월 : 숭실대학교 공과대학 전자공학과 (공학사). 1999년 2월 : 숭실대학교 대학원 전자공학과 (공학석사). 1999년 3월~현재 : (주) 넥소텔레콤 연구원. 관심 분야 : CDMA 및 다중반송파 이동통신 시스템



任盛彬(正會員)

1964년 2월 11일 생. 1986년 2월 : 서울대학교 공과대학 전자공학과 졸업 (공학사). 1988년 2월 : 서울대학교 대학원 전자공학과 졸업 (공학석사). 1994년 12월 : University of Texas at Austin 전기및컴퓨터공학과 졸업 (PhD). 1988년 3월~1990년 7월 : 동원엔지니어링 개발엔지니어. 1995년 1월~1995년 8월 : Post-Doctoral Fellow, Electronic Research Center, University of Texas at Austin. 1995년 9월~현재 : 숭실대학교 정보통신전자공학부 조교수. 관심 분야 : 소프트웨어 라디오, 통신신호처리

辛堯安(正會員)

1965년 1월 19일 생. 1987년 2월 : 서울대학교 공과대학 전자공학과 졸업 (공학사). 1989년 2월 : 서울대학교 대학원 전자공학과 졸업 (공학석사). 1992년 12월 : University of Texas at Austin 전기및컴퓨터공학과 졸업 (PhD). 1992년 12월~1994년 7월 : 오스틴 소재 MCC (Microelectronics & Computer Technology Corp.) 연구 콘소시엄 연구원. 1994년 9월~현재 : 숭실대학교 정보통신전자공학부 조교수. 1998년 5월~현재 : IEEE Korea Chapter Vehicular Technology Society 간사. 1998년 5월~현재 : 숭실대학교 생산기술연구소 기획운영부장. 1999년 10월~현재 : 숭실대학교 정보미디어연구소 무선통신/방송기술연구부 부장. 관심 분야 : CDMA 및 다중반송파 이동통신 시스템, 소프트웨어 라디오, 통신신호처리