
가변 스펙트럼 할당을 지원하는 광대역 전력 증폭기를 위한 디지털 전치왜곡기

최성호* · 서성원** · 마백일** · 정의림***

Digital predistorters for communication systems with dynamic spectrum allocation

Sungho Choi* · Sung Won Seo** · Bak Il Mah** · Eui-Rim Jeong***

요 약

인지통신(cognitive radio)과 같이 가변 스펙트럼 할당이 필요한 시스템을 위한 새로운 전치왜곡기를 제안한다. 본 논문에서 고려하는 시스템 모델에서 신호는 한 순간에는 작은 대역폭을 차지하지만 그 중심 주파수가 시간에 따라 변화할 수 있는 상황을 가정한다. 이러한 시나리오에서는 전력 증폭기 출력단에 위치하는 종단 필터로는 전력 증폭기에 의한 하모닉을 제거하지 못하는 상황이 발생할 수 있다. 제안된 전치왜곡기는 기본 주파수(ω_o) 신호의 비선형 왜곡을 선형화할 뿐만 아니라, $2\omega_o$, $3\omega_o$, ...에서 발생하는 하모닉도 동시에 제거한다. 제안된 전치왜곡기는 ω_o 주파수의 정수배에 대응하는 여러 개의 전치왜곡기가 결합된 구조를 가지고 있다. 기본 주파수 ω_o 에 해당하는 전치왜곡기는 기본 주파수 신호의 선형화를 담당하며, 나머지 주파수에 대응하는 전치왜곡기는 하모닉을 제거하는 역할을 담당한다. 제안된 전치왜곡기에서 필요한 변수는 최소 평균 자승 에러 알고리즘에 의해 동시에 계산되며, 모의실험 결과에 따르면 제안된 방법을 이용하면 기본 주파수의 스펙트럼에 발생하는 스펙트럼 왜곡이 20dB 감소하며, 2차 및 3차 하모닉도 기본 신호의 전력대비 약 -70dB로 작아지는 것을 확인할 수 있다.

ABSTRACT

A new predistortion technique for dynamic spectrum allocation systems such as cognitive radio (CR) is proposed. The system model considered in this paper occupies a small band at a time, but the center frequency can be changed in the wide range of frequency. In this scenario, the front-end filter may not eliminate the harmonics of the power amplifier (PA) output. The proposed PD reduces the spectral regrowth of the fundamental signal at the carrier frequency (ω_o) and removes the harmonics ($2\omega_o$, $3\omega_o$, ...) at the same time. The proposed PD structure is composed of multiple predistorters (PDs) centered at integer multiples of ω_o . The PD at ω_o is for removing spectral regrowth of the fundamental signal, and the others are for harmonic reduction. In the proposed PD structure, parameters of PDs are found jointly. Simulation results show that the spectral regrowth can be reduced by 20dB, and the 2nd and 3rd harmonics can be reduced down to -70dB from the power of the fundamental signal.

키워드

인지통신, 가변 스펙트럼 할당, 하모닉, 전력증폭기, 전치왜곡

Key word

Cognitive radio (CR), dynamic spectrum allocation, harmonics, power amplifier (PA), predistortion

* 정회원: 카이스트
** 정회원: (주) LIG 넥스원
*** 정회원: 한밭대학교 (교신저자, erjeong@hanbat.ac.kr)

접수일자 : 2010. 10. 25
심사완료일자 : 2010. 11. 11

I. 서 론

무선 통신시스템과 서비스가 급격히 증가하면서 주파수 자원이 많이 부족해지고 있다. 따라서, 주파수 자원을 효율적으로 사용하는 것이 중요한데 이를 위해 새로운 개념의 통신시스템들이 등장하고 있다. 인지통신(cognitive radio)이 대표적인 예인데[1], 인지통신은 미리 정해진 주파수 대역을 이용하여 통신하는 대신에 이미 다른 목적으로 할당된 넓은 주파수 스펙트럼을 분석하여 현재 사용하지 않는 대역을 이용하여 통신하는 방식이다. 인지통신은 필연적으로 다양한 모드와 다양한 대역을 지원해야하기 때문에, SDR (software defined radio)를 이용하여 구현하는 것이 일반적이다[2]. SDR 시스템은 한 개의 공통 통신 하드웨어를 이용하여 소프트웨어 변경만으로 다양한 모드와 주파수를 지원할 수 있다.

본 논문에서는 이러한 인지통신 시스템에서의 전치왜곡에 대해 고찰한다. 전치왜곡은 디지털 신호처리 기법으로 전력증폭기의 역함수를 기저대역 디지털 단에 구현함으로써 증폭기를 선형화 하는 기술이다[3]-[7]. 비선형 증폭기는 중심주파수 ω_o 의 기본 스펙트럼에 왜곡을 가하여 옆 대역으로 새어나가는 원치 않는 전력을 유발함과 동시에 ω_o 의 정수배의 주파수에 하모닉을 발생한다(그림 1(a)참조). 보편적인 단일 대역 무선통신시스템에서는 송신 대역이 미리 지정되어 있고, 송신신호는 한정된 작은 대역폭을 이용하여 전송한다. 따라서 그림 1(a)와 같이 하모닉 신호들은 전력증폭기 출력 단계 위치한 중단 필터를 이용하여 효과적으로 제거될 수 있다. 이에 따라 기존의 전치왜곡과 관련한 논문들은 하모닉을 고려하지 않고 설계되었으며 단지 기본 주파수 스펙트럼의 왜곡을 보정하는 목표로 설계되었다. 그러나 인지통신을 지원하기 위해서는 매우 광대역의 신호를 지원할 수 있도록 설계되어야 하며 다양한 모드와 다양한 대역폭도 지원할 수 있도록 설계되어야 한다. 이 경우 중단 필터도 광대역으로 설계되어야 하기 때문에 그림 1(b)에서 보듯이 전력증폭기 출력의 하모닉들이 중단 필터에 의해 제거되지 않는 문제가 발생할 수 있다. 이러한 하모닉들은 다른 서비스와 간섭을 일으킬 수 있기 때문에 반드시 제거되어야 한다.

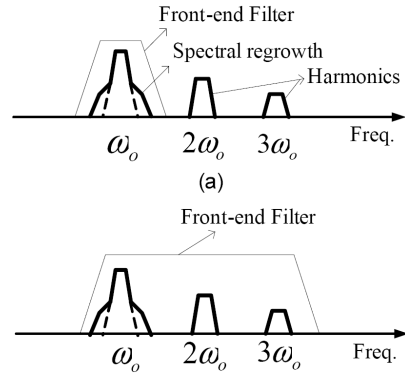


그림 1. 전력증폭기 출력 (a) 단일 주파수 시스템의 경우 (b) 가변 스펙트럼 할당 시스템의 경우
Fig. 1 Power amplifier output for (a) single-band system (b) dynamic spectrum allocation system

본 논문에서는 기본 주파수의 스펙트럼 왜곡을 보상하면서 하모닉들도 제거하는 새로운 전치왜곡 구조를 제안하고 알고리즘도 제시한다. 제안된 전치왜곡 구조는 병렬로 연결된 여러 개의 전치왜곡기로 구성된다. 각 병렬 연결된 전치왜곡기의 출력은 각각 $\omega_o, 2\omega_o, 3\omega_o, \dots$ 주파수로 변환되어 전력증폭기 입력 단에서 모두 더해진다. ω_o 주파수에 해당하는 전치왜곡기는 ω_o 주파수에서 발생하는 주파수 왜곡을 보상하는 역할을 수행하며 나머지 전치왜곡기들은 각각 해당 하모닉 주파수에서 발생하는 하모닉을 제거하는 역할을 수행한다. 병렬 연결된 전치왜곡기의 계수는 비선형 문제를 풀어서 찾아야 한다. 본 논문에서는 직접 비선형 식을 푸는 대신에 최소 평균 자승 에러에 기반한 적응형 알고리즘을 이용하여 계수를 찾는 방법을 제안한다. 제안된 방법을 통해 병렬 연결된 여러 개의 전치왜곡기 계수는 동시에 구해진다. 모의실험 결과에 따르면 제안된 전치왜곡기를 적용함으로써 기본 주파수의 스펙트럼 왜곡이 20dB 감소하고 2차 및 3차 하모닉이 기본 신호의 전력 대비 약 -70dB로 감소함을 확인할 수 있다.

논문의 구성은 다음과 같다. 2절에서는 비선형 전력증폭기에 의한 기본 주파수의 스펙트럼 왜곡과 하모닉에 대해 설명하고, 3절에서는 기본 주파수의 스펙트럼 왜곡을 보상하고 하모닉을 제거하는 제안하는 전치왜곡 구조와 알고리즘을 기술한다. 4절에서는 모의실험 결과를 보이고 5절에서 결론을 맺는다.

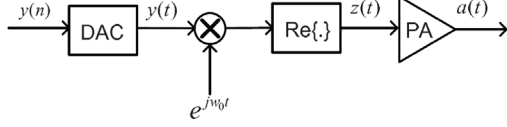


그림 2. 시스템 모델
Fig. 2 System model

II. 비선형 전력증폭기 모델

그림 2는 본 논문에서 고려하고 있는 시스템 모델을 보인다. 이 모델은 인지통신을 위한 송신기의 일반적인 형태이다. $y(n)$ 은 전송하고자 하는 기저대역 디지털 신호를 나타내는데 이 신호는 반송파 주파수 ω_0 로 변조된다. 변조된 RF (radio frequency) 신호는 전력증폭기에 의해 증폭된다. 전력증폭기는 비선형 소자로써 상호변조 간섭 (IMD: intermodulation distortion)에 의한 왜곡을 발생한다. 이로 인해 기본 주파수 ω_0 의 신호의 스펙트럼을 왜곡하여 인접대역에 간섭신호를 만들고, ω_0 의 정수 배 주파수에 원치 않는 하모닉을 발생한다. 이러한 문제를 해결하기 위하여 전력증폭기의 선형화에 대한 연구가 많이 진행되어 왔으며, 이러한 연구는 아날로그 방식과 디지털 신호처리를 이용한 방식으로 나눌 수 있다. 이 중 최근에는 디지털 신호처리를 이용하는 디지털 전치왜곡 방식이 성능이나 가격 측면에서 각광을 받고 있다. 그동안 연구되었던 보편적인 디지털 전치왜곡 기법들은 주파수 ω_0 의 기본 주파수 신호에 대한 선형화를 통하여 스펙트럼 왜곡을 보상하는 연구에 초점을 맞추고 있다.

반면 하모닉에 대해서는 언급되고 있지 않다. 이러한 기존 연구들은 전력증폭기 출력에서 중단 필터를 사용하여 하모닉을 제거하는 것을 가정하고 있다. 단일 주파수 대역을 사용하는 시스템에서 이와 같은 중단 필터의 적용으로 하모닉은 매우 효과적으로 제거될 수 있다. 하지만 다중 대역을 지원하는 인지 통신 시스템에서는 중단필터로 하모닉을 제거하기 힘들 수 있다. 인지 통신은 넓은 대역에서 비어있는 주파수를 사용하여 통신하기 때문에 중단 필터 역시 넓은 대역폭을 가져야 하고, 이로 인해 경우에 따라 하모닉이 중단필터로 제거되지 않는

상황이 발생할 수 있기 때문이다. 본 논문의 목적은 이러한 상황에서 기본 주파수의 스펙트럼 왜곡도 보상하면서 하모닉 신호를 동시에 제거할 수 있는 전치왜곡 구조와 알고리즘을 개발하는 것이다. 전력증폭기가 3차의 다항식으로 모델링 된다고 가정하면 그림 2의 전력증폭기 출력은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$a(t) = \alpha_1 z(t) + \alpha_2 z^2(t) + \alpha_3 z^3(t) \quad (1)$$

본 수식에서 $\{\alpha_i\}$ 는 실수 값의 계수로써 전력증폭기의 특성을 결정짓는 상수 값이다. 수식 (1)에서 $\alpha_1 z(t)$ 는 전력증폭기의 선형 특성을 결정하고 $\alpha_2 z^2(t)$ 와 $\alpha_3 z^3(t)$ 는 각각 2차 비선형, 3차 비선형 특성을 결정한다. $z(t) = Re\{y(t)e^{j\omega_0 t}\}$ 를 수식 (1)에 대입하고 정리하면 전력증폭기 출력 $a(t)$ 를 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} a(t) = & \frac{\alpha_2}{2}|y(t)|^2 \\ & + Re\left\{\left(\alpha_1 y(t) + \frac{3\alpha_3}{4}y(t)|y(t)|^2\right)e^{j\omega_0 t}\right\} \\ & + Re\left\{\frac{\alpha_2}{2}y^2(t)e^{j2\omega_0 t}\right\} + Re\{\alpha_3 y^3(t)e^{j3\omega_0 t}\} \end{aligned}$$

이 표현식으로부터 주파수 ω_0 의 기본 신호가 비선형 왜곡됨을 알 수 있고 원치 않는 하모닉 신호가 DC, $2\omega_0$, $3\omega_0$ 에서 발생함을 확인할 수 있다. $a(t)$ 를 고차원의 전력증폭기 모델로 일반화 시키면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$a(t) = \sum_{k=0}^K Re\{G_k(y(t))e^{jk\omega_0 t}\}$$

이 수식에서 $G_k(y(t))$ 는 주파수 $k\omega_0$ 의 하모닉 신호를 결정짓는 $y(t)$ 에 대한 비선형 함수이고, K 는 전력증폭기 비선형 특성 함수의 최고차 항의 차수를 나타낸다. 기존 연구에서 디지털 전치왜곡 알고리즘들이 $G_1(\cdot)$ 의 선형화만 고려하고 있는데 반해 본 논문에서는 $G_2(\cdot)$, $G_3(\cdot)$ 등으로 인한 하모닉 성분을 제거하는

디지털 전치왜곡 문제를 동시에 고려한다. 정리하면 본 논문의 목적은 기본 주파수의 스펙트럼을 선형화 하는 동시에 하모닉 신호들을 제거하는 디지털 전치왜곡 구조와 알고리즘을 제안하는 것이다.

III. 제안하는 전치왜곡기 개발

기본 주파수인 ω_o 의 정수배에서 발생하는 하모닉 신호를 제거하기 위해서 각 하모닉 주파수마다 전치왜곡기를 하나씩 구성하여 하모닉을 제거하는 방법은 자연스럽게 생각할 수 있는 전치왜곡기 구조이다. 이와 같은 아이디어를 바탕으로 기본 주파수 신호의 선형화와 함께 하모닉 신호들을 제거할 수 있는 전치왜곡기의 구조를 그림 3에서 보이고 있다. 이 그림에서 $F_1(\cdot)$ 는 기본 주파수 신호를 선형화하기 위한 전치왜곡 함수이며 $F_2(\cdot)$ 와 $F_3(\cdot)$ 은 각각 2차 및 3차 하모닉을 제거하기 위한 전치왜곡 함수이다. 보다 고차원의 하모닉을 제거하기 위해서는 본 그림의 구조를 확장하면 된다. 각 전치왜곡기의 출력은 해당 주파수로 변조되고 더한 다음 전력증폭기에 입력된다. 따라서 전력증폭기의 입력 신호는 $\omega_o, 2\omega_o, 3\omega_o$ 등의 주파수를 가지는 다중대역의 신호가 된다. 이러한 다중대역 신호가 비선형 전력증폭기에 입력되면 다중대역 신호사이의 상호변조에 의해 전력증폭기 출력이 단일대역 신호에 비해 훨씬 더 복잡하게 표현된다. 예를 들어 전력증폭기의 최대 비선형 차수가 3이고 ($K=3$) 전치왜곡기의 개수가 3 개라고 하면 ($N=3$), 전력증폭기의 출력은 다음과 같이 나타난다.

$$a(t) = Re\{G_0(y_1(t), y_2(t), y_3(t))\} + Re\{G_1(y_1(t), y_2(t), y_3(t))e^{j\omega_o t}\} + \dots \quad (2)$$

수식 (2)에서 $\{G_k(y_1(t), y_2(t), y_3(t))\}$ 는 비선형 함수를 나타내는데 표 1에서 요약하여 정리하였다. 편의상 시간 색인 t 는 생략하였다. 이 표를 통해 확인할 수 있는 점은, 그림 2의 단일 주파수 신호에 대해서는 하모닉 신호가 $3\omega_o$ 까지 나타나는데 반해 제안된 전치왜곡기를 적용한 경우 하모닉 신호가 $9\omega_o$ 까지 나타난다는 점이

고, $\{G_k(y_1(t), y_2(t), y_3(t))\}$ 는 $y_1(t)e^{j\omega_o t}, y_2(t)e^{j2\omega_o t}, y_3(t)e^{j3\omega_o t}$ 세 신호의 자기 자신 및 상호 간의 곱에 의한 값들로 이루어짐을 알 수 있다. 예를 들어, 기본 주파수 ω_o 에서의 신호는 $y_1, y_1 y_2, y_2 y_3, y_1 |y_1|^2, y_1 |y_3|^2, y_2^2 y_3^*, y_1^* y_3$ 로 이루어져 있다. 표 1에서는 $K=3, N=3$ 에 대해서만 정리하였지만 더 높은 차수의 K 와 N 에 대해서도 쉽게 확장하여 정리할 수 있다.

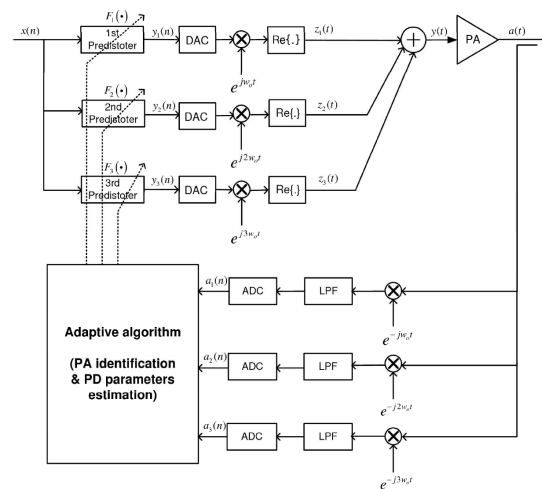


그림 3 제안하는 사전왜곡기 구조 (N=3)
Fig. 3 Proposed predistortion structure (N=3)

표 1. 상호변조 항 (K=3)
Table. 1 Intermodulation terms (K=3)

Function	Expression
$G_0(\cdot)$	$\frac{\alpha_1}{2^2} (2 y_1 ^2 + 2 y_2 ^2 + 2 y_3 ^2) + \frac{\alpha_3}{2^3} (3y_1^* y_2^2 + 3y_1^{*2} y_2 + 6y_1 y_2 y_3^* + 6y_1^* y_2^* y_3)$
$G_1(\cdot)$	$\frac{\alpha_1}{2} y_1 + \frac{\alpha_2}{2^2} (2y_1^* y_2 + 2y_2^* y_3) + \frac{\alpha_3}{2^3} (3y_1 y_1 ^2 + 3y_2^2 y_3^* + 3y_1^{*2} y_3 + 6y_1 y_2 ^2 + 6y_1 y_3 ^2)$
$G_2(\cdot)$	$\frac{\alpha_1}{2} y_2 + \frac{\alpha_2}{2^2} (y_1^2 + 2y_1^* y_3) + \frac{\alpha_3}{2^3} (3y_2 y_2 ^2 + 6y_2 y_1 ^2 + 6y_2 y_3 ^2 + 6y_1 y_2^* y_3)$
$G_3(\cdot)$	$\frac{\alpha_1}{2} y_3 + \frac{\alpha_2}{2^2} 2y_1 y_2 + \frac{\alpha_3}{2^3} (y_1^3 + 3y_1^* y_2^2 + 3y_3 y_3 ^2 + 6y_3 y_1 ^2 + 6y_3 y_2 ^2)$
$G_4(\cdot)$	$\frac{\alpha_2}{2^2} (2y_1 y_3 + y_2^2) + \frac{\alpha_3}{2^3} (3y_1^* y_2 + 3y_2^* y_3 + 6y_1^* y_2 y_3)$
$G_5(\cdot)$	$\frac{\alpha_2}{2^2} 2y_2 y_3 + \frac{\alpha_3}{2^3} (3y_2^2 y_3 + 3y_1 y_2^2 + 3y_1^* y_3^2)$
$G_6(\cdot)$	$\frac{\alpha_2}{2^2} y_3^2 + \frac{\alpha_3}{2^3} (y_2^3 + 6y_1 y_2 y_3)$
$G_7(\cdot)$	$\frac{\alpha_3}{2^3} y_1 y_3^2$
$G_8(\cdot)$	$\frac{\alpha_3}{2^3} y_2 y_3^2$
$G_9(\cdot)$	$\frac{\alpha_3}{2^3} y_3^3$

제한할 알고리즘의 유도과정을 쉽게 이해하기 위하여 이후로 $N=3$ 이라고 가정하자. 이 경우 최대 3차 하모닉까지 제거가 가능하다. 이러한 환경에서는 전력증폭기와 사전왜곡 모델은 각각 비선형 3×3 의 다중입력 다중출력 시스템과 1×3 의 단일입력 다중출력 시스템으로 볼 수 있다. 앞서 언급한대로 $F_1(\cdot)$ 는 기본 주파수의 신호를 선형화하는 역할을 수행하고 $F_2(\cdot), F_3(\cdot)$ 은 각각 2차와 3차 하모닉을 제거하는 역할을 수행한다. 이러한 목적을 달성하기 위해서는 다음의 조건을 만족하는 전치왜곡 함수 $F_i(\cdot)$ 를 찾아야 한다.

$$\begin{aligned} a_1(n) &= G_1(y_1(n), y_2(n), y_3(n)) = \gamma x(n) \\ a_2(n) &= G_2(y_1(n), y_2(n), y_3(n)) = 0 \\ a_3(n) &= G_3(y_1(n), y_2(n), y_3(n)) = 0 \end{aligned}$$

위 수식에서 $y_1(n) = F_1(x(n)), y_2(n) = F_2(x(n)), y_3(n) = F_3(x(n))$ 이고 γ 는 전력증폭기의 이득이다. $\{G_i(\cdot)\}$ 가 비선형 함수이기 때문에 위 문제를 풀어서 $\{F_i(\cdot)\}$ 를 정확히 구하는 것은 매우 어렵다. 따라서 본 논문에서는 먼저 $\{F_i(\cdot)\}$ 를 다항식으로 가정하고 다음과 같은 최소 자승 문제를 풀어 전치왜곡 함수를 구한다.

[전치왜곡 문제] $\{G_i(\cdot)\}$ 가 알려져 있다고 가정하고 다음의 비용 함수를 최소화 하는 전치왜곡 함수 $\{F_i(\cdot)\}$ 를 구한다.

$$\varepsilon = \sum_{k=1}^3 \|\mathbf{e}_k\|^2 = \sum_{k=1}^3 \sum_{n=1}^M |e_k(n)|^2 \quad (3)$$

위의 수식에서 $e_1(n) = \gamma x(n) - a_1(n), e_2(n) = 0 - a_2(n), e_3(n) = 0 - a_3(n)$ 로 정의되었고 M 은 비용 함수를 구하는데 관찰되는 데이터의 개수를 나타낸다. $F_i(\cdot)$ 는 주파수 $i\omega_o$ 에 발생하는 신호에 영향을 미치기 때문에 다음과 같은 다항식으로 나타낼 수 있다.

$$F_i(x(n)) = \sum_{l=1}^{L_i} p_{i,l} x^l(n) |x(n)|^{2l} = \mathbf{p}_i^T \mathbf{v}_i$$

$2L_i + 1$ 은 다항식의 최대 차수이고 $\{p_{i,l}\}$ 는 i 번째 전치왜곡기의 계수를 나타내는데 $\mathbf{p}_i = [p_{i,1}, \dots, p_{i,L_i}]^T$ 이고, $\mathbf{v}_i = [x(n)^i, \dots, x(n)^i |x(n)|^{2L_i}]^T$ 이다. 위의 수식을 이용하면 전치왜곡기를 구하는 비용함수 수식 (3)은 다음과 같이 다시 정리할 수 있다.

$$\begin{aligned} \varepsilon &= \sum_{k=1}^3 \|\mathbf{e}_k\|^2 \\ &= \|\gamma \mathbf{x} - \mathbf{a}_1(\mathbf{p}_1, \mathbf{p}_2, \mathbf{p}_3)\|^2 + \sum_{k=2}^3 \|0 - \mathbf{a}_k(\mathbf{p}_1, \mathbf{p}_2, \mathbf{p}_3)\|^2 \end{aligned}$$

위 수식에서 $\mathbf{x} = [x(1), \dots, x(M)]^T, \mathbf{a}_k(\mathbf{p}_1, \mathbf{p}_2, \mathbf{p}_3) = [a_k(1), \dots, a_k(M)]^T$ 이고 $a_k(n) = G_k(\mathbf{p}_1^T \mathbf{v}_1, \mathbf{p}_2^T \mathbf{v}_2, \mathbf{p}_3^T \mathbf{v}_3)$ 이며, $k=1, 2, 3$ 이다. 즉, $\mathbf{a}_k(\mathbf{p}_1, \mathbf{p}_2, \mathbf{p}_3)$ 는 주파수 $k\omega_o$ 에 나타나는 전력증폭기 출력 신호를 M 개 쌓아서 만든 벡터를 의미한다. 문제를 간단히 하기 위해 우리가 구하고자 하는 전치왜곡 변수 벡터인 $\mathbf{p}_1, \mathbf{p}_2, \mathbf{p}_3$ 를 쌓아서 새로운 변수 벡터를 $\mathbf{p} = [\mathbf{p}_1^T, \mathbf{p}_2^T, \mathbf{p}_3^T]^T$ 와 같이 정의하자. 이 변수를 이용하면 $\mathbf{a}_k(\mathbf{p}) = \mathbf{a}_k(\mathbf{p}_1, \mathbf{p}_2, \mathbf{p}_3)$ 와 같이 나타낼 수 있다. 본 논문에서는 변수 벡터 \mathbf{p} 를 변화율 감소 방법 (gradient descent method)를 이용하여 구한다 [8]:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{p}}(n+1) &= \hat{\mathbf{p}}(n) - \frac{1}{2} \mu_p \frac{\partial \varepsilon}{\partial \mathbf{p}} \\ &= \hat{\mathbf{p}}(n) + \mu_p \left[\mathbf{J}_{11}^T (\gamma \mathbf{x} - \mathbf{a}_1(\mathbf{p})) + \mathbf{J}_{12}^T (\gamma \mathbf{x} - \mathbf{a}_1(\mathbf{p}))^* \right] \\ &\quad + \mu_p \left[\sum_{k=2}^3 \{ \mathbf{J}_{k1}^T (\mathbf{a}_k(\mathbf{p})) + \mathbf{J}_{k2}^T (\mathbf{a}_k(\mathbf{p}))^* \} \right] \end{aligned} \quad (4)$$

위 수식에서 μ_p 는 스텝 크기이고, $\{\mathbf{J}_k\}$ 는 $M \times (L_1 + \dots + L_N)$ 의 자코비안 행렬을 나타내는데 $\mathbf{J}_{k1} = \left[\frac{\partial \mathbf{a}_k(\mathbf{p}_1, \mathbf{p}_2, \mathbf{p}_3)}{\partial \mathbf{p}} \right]^*$, $\mathbf{J}_{k2} = \left[\frac{\partial \mathbf{a}_k(\mathbf{p}_1, \mathbf{p}_2, \mathbf{p}_3)}{\partial \mathbf{p}} \right]$ 를 나타낸다. 만약 $M=1$ 이라면 수식 (4)는 보편적인 최소 평균 자승 (least mean squares) 알고리즘으로 정리된다.

$$\hat{\mathbf{p}}(n+1) = \hat{\mathbf{p}}(n) + \mu_p \left[\frac{\partial a_1(\mathbf{p})^*}{\partial \mathbf{p}} e_1(n) + \frac{\partial a_1(\mathbf{p})}{\partial \mathbf{p}} e_1(n)^* \right] + \mu_p \left[\sum_{k=2}^3 \left\{ \frac{\partial a_k(\mathbf{p})^*}{\partial \mathbf{p}} a_k(\mathbf{p}) + \frac{\partial a_k(\mathbf{p})}{\partial \mathbf{p}} a_k(\mathbf{p})^* \right\} \right]$$

위 수식에서 $e_1(n) = \gamma x(n) - a_1(\mathbf{p})$ 이다.

IV. 모의실험 결과

제안된 전치왜곡기의 성능은 컴퓨터 모의실험을 통하여 검증한다. 모의실험 환경은 다음과 같다. 송신신호는 16-QAM (quadrature amplitude modulation) 변조 신호이고 roll-off 값이 0.25인 RRC (root raised cosine) 필터로 파형성형이 된다. 파형성형 필터 출력의 샘플링 클럭 속도는 심볼 속도의 10배이고 제안된 전치왜곡기는 파형성형 필터 출력을 입력으로 하여 동작한다. $N=3$ 으로 모의실험을 수행하여 최대 3차 하모닉까지 제거하는 것을 목표로 한다. 아날로그 주파수 상하향 변환기와 아날로그 전력증폭기는 디지털 영역에서 모델링한다. 이를 위해서 전치왜곡기 출력은 보간기를 통해 추가적으로 20배 더 높은 샘플링 클럭으로 변환된다. 기본 반송파 주파수는 심볼 속도의 10배의 주파수로 정하였다. 전력증폭기의 모델로는 $a(n) = z(n) - 0.8z^2(n) + 0.7z^3(n)$ 가 사용되었다. 추정하고자 하는 사전왜곡기 계수 벡터의 초기값은 $\mathbf{p}_i = [1, 0, \dots, 0]^T$ 와 같이 설정하고 알고리즘의 스텝 크기는 $\mu_p = 1$ 와 같이 설정하였다. 전치왜곡 계수를 구하는데 전력증폭기의 모델은 알려져 있다고 가정한다. 전력증폭기 모델을 추정하는 기존 문헌들이 많이 있기 때문에 실제 모델이 주어지지 않는 상황에서는 이러한 문헌을 참조하면 된다. 그림 4는 평균 자승 오차($E[\varepsilon]$)에 대한 학습곡선을 보인다. 학습곡선은 50번의 독립적인 시행을 통해 얻은 학습곡선들의 평균값을 취하여 그렸다. 결과에 따르면 적응 알고리즘은 약 5,000 샘플 후 수렴하는 것으로 확인되었고 수렴 후 평균 자승 오차는 약 10^{-5} 임을 확인할 수 있다.

그림 5는 제안된 전치왜곡 알고리즘이 수렴한 후 전력증폭기 출력 스펙트럼을 보이고 있다. 전치왜곡기를 적용하지 않으면 하모닉 신호들의 크기가 무시할 수 없을 정도로 크게 나타난다.

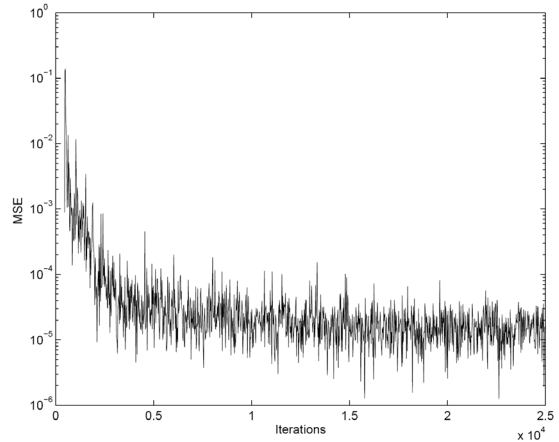


그림 4 $E[\varepsilon]$ 에 대한 학습 곡선
Fig. 4 Learning curve for $E[\varepsilon]$

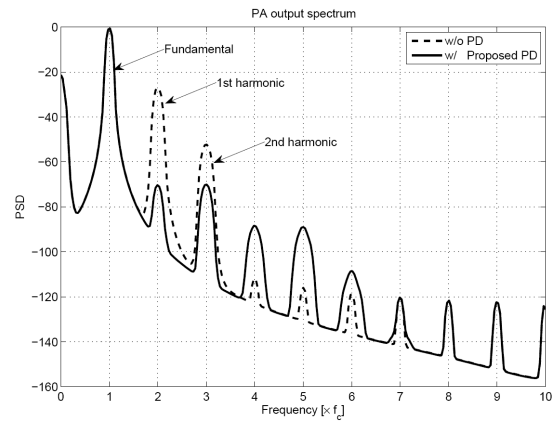


그림 5 전력증폭기 출력의 전력 스펙트럼
Fig. 5 Power spectral density at power amplifier output

특히 2차, 3차 하모닉은 기본 주파수 신호에 비해 그 크기가 -30dB, -50dB로 측정된다. 그러나 제안된 전치왜곡기를 적용하면 하모닉 신호들의 전력이 상당히 줄어들어 이를 확인할 수 있고, 구체적으로 기본 주파수 신호의 전력에 비해 약 -70dB로 줄어드는 것을 확인할 수 있다. 그림 6은 기본 주파수와 하모닉 주파수 중심 부근의 스펙트럼을 확대하여 보인다. 그림에서 확인할 수 있듯이 제안된 전치왜곡기에 의해 기본 주파수 신호의 경우에는 선형화가 이루어져 전력증폭기에 의해 인접대역에 나타나는 스펙트럼 왜곡이 20dB 이상 줄

어느 것을 확인할 수 있고, 2차와 3차 하모닉은 각각 40dB, 20dB 전력이 감쇄되었다. 이러한 결과로부터 제안된 전치왜곡기가 기본 주파수 신호의 선형화와 하모닉 제거를 동시에 효과적으로 수행함을 확인할 수 있었다.

거한다. 이에 대한 성능은 컴퓨터 모의실험을 통하여 확인하였다.

참고문헌

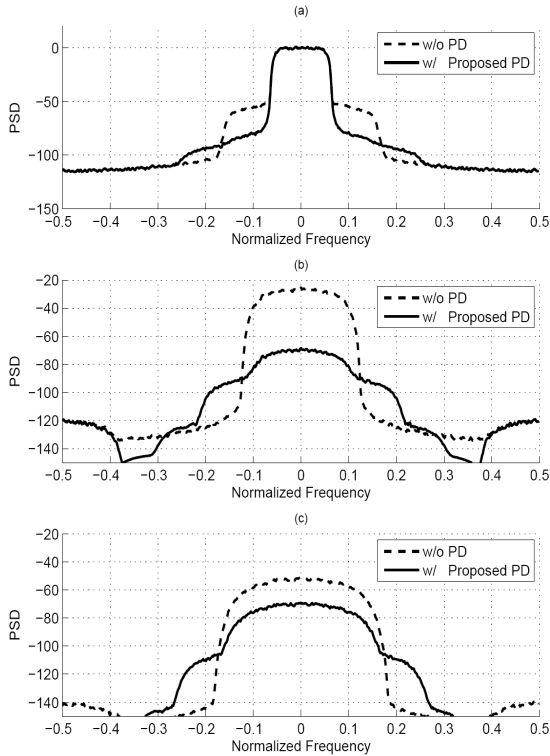


그림 6 전력증폭기 출력의 전력 스펙트럼
 (a) ω_0 근처 확대 (b) $2\omega_0$ 근처 확대 (c) $3\omega_0$ 근처 확대
 Fig. 6 Power spectral density at power amplifier output (a) zoom in around ω_0 (b) zoom in around $2\omega_0$ (c) zoom in around $3\omega_0$

IV. 결론

인지 통신 등 가변 주파수 할당 시스템을 위한 새로운 전치왜곡 구조와 알고리즘이 개발되었다. 제안된 전치왜곡기는 기본 주파수 신호의 선형화를 수행함과 동시에 기본 주파수의 정수배에 발생하는 하모닉 신호를 제

[1] J. Mitola, "Cognitive radio for flexible mobile multimedia communications," in Proc. *Int. Workshop Mobile Multimedia Commun.*, pp. 3 - 10, San Diego, CA, Nov. 1999.

[2] J. Mitola, "Software-defined radio: facets of a developing technology," *IEEE Pers. Commun.*, vol. 6, no. 2, pp. 38 - 44, Apr. 1999.

[3] H. W. Kang, Y. S. Cho, and D. H. Youn, "On compensating nonlinear distortions of an OFDM system using an efficient adaptive predistorter," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 47, no. 4, pp. 522 - 526, Apr. 1999.

[4] D. Zhou and V. E. DeBrunner, "Novel adaptive nonlinear predistorters based on the direct learning algorithm," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 55, no. 1, pp. 120 - 133, Jan. 2007.

[5] R. Marsalek, P. Jardin, and G. Baudoin, "From post-distortion to predistortion for power amplifiers linearization," *IEEE Commun. Letters*, vol. 7, no. 7, pp. 308 - 310, July 2003.

[6] L. Ding, G. T. Zhou, D. R. Morgan, Z. Ma, S. Kenney, J. Kim, and C. R. Giardina, "A robust digital baseband predistorter constructed using memory polynomials," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 52, no. 1, pp. 159 - 165, Jan. 2004.

[7] S. Choi, E. -R. Jeong, and Y. H. Lee, "Adaptive predistortion with direct learning based on piecewise linear approximation of amplifier nonlinearity," *IEEE J. Sel. Top. in Signal Process.*, vol. 3, no. 3, pp. 397 - 404, Jun. 2009.

[8] S. Haykin, *Adaptive filter theory*, Prentice Hall, 1996.



최성호(Sungho Choi)

2000년 2월 POSTECH
전기및전자공학과 학사
2000년 ~ 2002년 (주) 옥성전자
주임연구원

2002년 ~ 2005년 (주) 코어세스 주임연구원
2007년 2월 카이스트 전기및전자공학전공 석사
2000년 3월 ~ 현재 카이스트 전기및전자공학전공
박사과정

※ 관심분야: 통신 신호 처리, 통신 이론, 디지털 전치
왜곡



서성원(Sung Won Seo)

1994년 충남대학교 전산학과 학사
1994년 ~ 1996년
LG소프트웨어연구원
1996년 ~ 2002년 한솔텔레콤
선임연구원

2002년 ~ 현재 LIG 넥스원 수석연구원
※ 관심분야: 차세대 및 해상이동통신, 데이터 통신 및
네트워크 분야



마백일(Bak Il Mah)

1981년 서울대학교 전자공학과 학사
2004년 Helsinki School of Economics
경영학 석사
1980년 ~ 현재 LIG 넥스원 연구소장

※ 관심분야: 차세대 및 해상이동통신, 데이터 통신 및
네트워크 분야



정의림(Eui-Rim Jeong)

1995년 카이스트 전기및전자공학과
학사
1997년 카이스트 전기 및 전자
공학과 석사

2001년 카이스트 전자전산학과 박사
2001년 ~ 2005년 현대시스콤 선임연구원
2005년 ~ 2008년 카이스트 초빙교수
2009년 ~ 현재 한밭대학교 정보통신컴퓨터공학부 교수
※ 관심분야: 통신 신호 처리, 통신 이론, 군 통신 모델