

다항식을 이용한 전치 왜곡기의 성능 개선 기법

*김진민, *김건, *박소라, *서재현, *송윤정, *이용태

*한국전자통신연구원 방송시스템연구부

*jinmin@etri.re.kr, *kimgeon@etri.re.kr, *parksora@etri.re.kr, *jhseo@etri.re.kr, *yjsong@etri.re.kr, *ytlee@etri.re.kr

A Enhancement Technique for Predistorter based Polynomial Technique

*Jin-Min Kim *Geon Kim *So-Ra Park *Jae-Hyun Seo *Yun-Jeong Song *Yong-Tae Lee

Broadcasting Systems Research Department, ETRI

요약

무선 방송·통신 시스템에서는 높은 전력신호를 송신하기 위하여 고전력 증폭기(HPA)를 사용한다. 그러나 고전력 증폭기는 비선형 왜곡 특성을 가지고 있으며 이는 송신 신호의 품질을 저하하는 요소로 작용한다. 비선형 왜곡특성을 극복하기 위하여 여러 가지 방법이 제안되었으며 이중 LUT를 사용하는 전치 왜곡기법과 다항식을 이용한 전치 왜곡기법이 많이 사용된다. 본 논문에서는 다항식을 이용한 전치 왜곡기에서 기존보다 작은 오차와 안정화된 역함수를 제안하고 모의실험을 통하여 기존보다 개선된 성능을 얻을 수 있음을 보인다.

1. 서론

방송 및 통신 신호를 높은 전력으로 송출하기 위해서는 고전력 증폭기(HPA : High Power Amplifier)를 사용하여 신호를 증폭 시켜야 한다. 그러나 고전력 증폭기는 비선형 특성을 가지고 있으며 이는 채널 간 간섭 및 혼변조 등과 같은 심각한 비선형 왜곡을 발생시켜 송신 신호의 품질을 저하하는 요소로 작용한다. 이러한 비선형 왜곡을 제거하기 위하여 많은 연구가 진행되었으며 각 기법에 따라 장단점이 존재한다. 가장 간단하게 구현할 수 있는 BO(Back-Off)기법의 경우 고전력 증폭기의 선형성이 보장되는 구간만을 사용하는 기법으로 입력신호의 전력을 낮추거나 실제 사용하는 고전력 증폭기보다 더 높은 선형 전력 구간을 갖는 고전력 증폭기를 이용한다. 그러나 송신 신호의 출력을 감소시켜 송출구역의 감소나 고가의 고전력 증폭기를 필요로 하는 단점이 있다.[1] Feed Forward 방식은 왜곡성분을 실제 송출되는 RF 출력 부분에서 추출 후 제거하기 때문에 가장 높은 선형성을 보장한다. 그러나 매우 큰 출력 신호레벨을 다루기 때문에 복잡도와 가격이 가장 높은 단점이 있다. Feed Back 기법은 고전력 증폭기의 출력부분에서 IMD (Inter-modulation distortion)성분을 추출 후 고전력 증폭기의 입력부분에서 감산하는 기법으로 구현이 쉬운 장점이 있지만 높은 성능을 얻을 수 없는 단점이 있다. 마지막으로 전치 왜곡기를 이용하는 기법이 있다. 전치 왜곡기법은 고전력 증폭기의 역함수에 해당하는 특성을 가진 전치 왜곡기를 사용하여 미리 왜곡시킴으로써 최종적으로 선형적 특성을 얻을 수 있는 기법이다. 이 기법은 기저대역 및 디지털 처리가 가능하기 때문에 가격대비 성능으로 가장 효율성을 달성한다. 이러한 디지털 전치 왜곡기는 데이터 전치 왜곡기법[2]과 신호 전치 왜곡기법으로 나눌 수 있다.

데이터 전치 왜곡기법은 송신신호의 성상도를 미리 왜곡하여 송신하는 기법이며, 신호 전치 왜곡기법은 송신신호 자체를 전치 왜곡하여 선형화를 얻는 기법으로 LUT기반 전치 왜곡과 다항식 전치 왜곡기법으로 나뉜다. 이중 LUT기반 전치 왜곡기의 경우 간단한 구조로 이루어져 있으나 수렴속도가 느리고 높은 성능을 얻기 위하여 많은 메모리를 사용해야 하는 단점이 있다.[3] 이를 극복하기 위하여 LUT의 사이즈를 늘리지 않고 LUT에 저장된 값들을 보간하는 기법들이 있지만 보간에 의한 오차와 큰 복잡도를 요구하게 된다. 반면, 다항식 기반의 전치 왜곡기는 수렴속도가 빠르며 낮은 차수의 다항식 설계로도 비교적 우수한 성능을 얻을 수 있다.[4] 그러나 기존의 다항식 기반의 전치 왜곡기는 전치 왜곡 계수를 구하기 위하여 Least-square 기법을 통해 역행렬 계산하며 이는 시스템의 불안정과 잡음 증폭현상으로 인한 성능열화를 가져오는 단점이 있다. 이를 극복하기 위하여 직교기저를 이용하여 역행렬을 구하는 기법이 제안되었으나 직교기저를 계산하기 위하여 높은 복잡도를 필요로 하는 단점이 있다.[5]

본 논문은 MMSE기법을 이용하여 전치 왜곡기의 계수를 구하여 잡음 증폭현상을 제거하며 낮은 차수로도 높은 성능을 얻을 수 있는 기법을 제안한다. 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 고전력 증폭기에 의한 왜곡 특성 및 기존의 다항식 기반의 전치 왜곡기를 설명하고 3장에서는 제안된 전치 왜곡기에 대하여 기술한다. 4장에서는 제안된 기법의 성능을 평가하고 마지막으로 결론을 맺는다.

2. 기존 다항식 기반의 전치 왜곡기

가. 고전력 증폭기의 비선형 특성

고전력 증폭기는 일반적으로 입력신호와 출력신호 사이에 비선형 크기 왜곡(AM/AM)과 비선형 위상 왜곡(AM/PM) 특성으로 인하여 비선형 왜곡을 야기한다. 이러한 비선형 왜곡은 송신신호의 IMD(Inter-modulation distortion)레벨을 증가시키고 고전력 증폭기

* 본 연구는 방송통신위원회, 지식경제부 및 한국산업기술평가관리원의 IT산업원천 기술개발사업의 일환으로 수행하였음. [2009-S-021-01, 동일주파수망에서의 터널용 T-DMB 재난방송 기술개발]

의 입력신호와 출력신호간의 정규화 된 평균자승오차(NMSE : normalized mean square error)를 크게 하여 송신신호의 품질을 저하시키는 원인이 된다.

고전력 증폭기의 입력신호를 $x(t)$ 라고 하고 출력신호를 $y(t)$ 라고 할 때 입력신호와 출력신호와의 관계는 식(1)과 같다.

$$y(t) = A(|x(t)|) \exp(j(\angle x(t) + \psi(|x(t)|))) \quad (1)$$

이때 $|x(t)|$ 와 $\angle x(t)$ 는 입력신호의 크기 및 위상을 의미하며 $A(\cdot)$ 와 $\psi(\cdot)$ 는 고전력 증폭기에 따른 비선형 크기 및 위상 왜곡 함수를 의미한다. 본 논문에서는 식 Saleh가 제안한 모델을 통해 고전력 증폭기를 모델링하였으며 식 (2)와 같다.

$$y(t) = \frac{\alpha_a |x(t)|}{1 + \beta_a |x(t)|^2} \exp(j(\angle x(t) + \frac{\alpha_b |x(t)|^2}{1 + \beta_b |x(t)|^2})) \quad (2)$$

α_a, β_a 는 AM/AM 왜곡 특성 파라미터이며 α_b, β_b 는 AM/PM 왜곡 파라미터이다. 그림 1은 식 (2)에서 $\alpha_a=2, \beta_a=1, \alpha_b=2.5, \beta_b=1$ 일 때의 고전력 증폭기와 이상적인 고전력 증폭기의 입력력 관계를 나타낸다. 이때 고전력 증폭기의 특성은 고전력 입력에 대하여 비선형성이 더욱 크게 나타나며 이는 송신부분에서 출력되는 성상도(QPSK)를 그림 2와 같이 왜곡시키고 IMD 레벨을 증가시켜 송신신호의 품질을 저하하는 요인으로 작용한다.

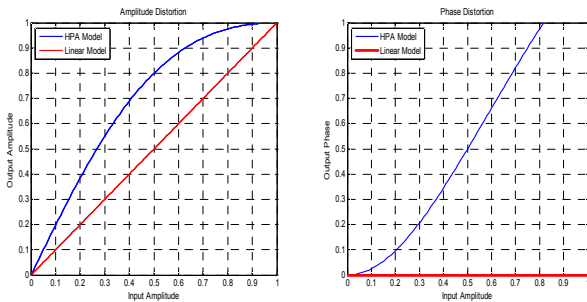


그림 1. 고전력 증폭기의 AM/AM 및 AM/PM 특성

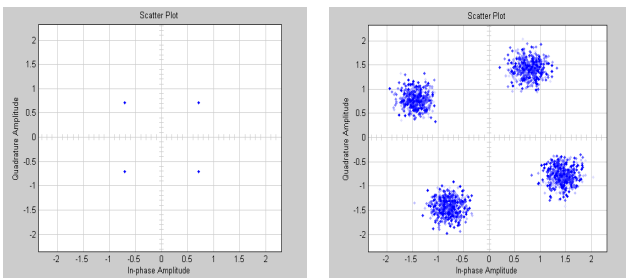


그림 2. 고전력 증폭기에 의한 송신신호 성상도 왜곡(QPSK)

나. 전치 왜곡기법

전치 왜곡기법은 고전력 증폭기의 입력신호를 미리 왜곡시킴으로써 고전력 증폭기의 출력신호를 선형화 시킬 수 있는 기법이다. 전치 왜곡기법은 RF대역에서 고전력 증폭기의 반대가 되는 특성을 갖는 전력 증폭기를 사용하는 기법과 기저대역에서 디지털 신호를 이용하여

왜곡 시키는 기법으로 구분되며 이중 성능대비 고효율을 달성하는 기저대역의 디지털 전치 왜곡기가 주로 사용된다. 이러한 디지털 전치 왜곡기는 다시 두가지로 구분되는데 LUT기반 전치 왜곡기법과 다항식 기반의 전치 왜곡기법이 있다. 본 논문에서는 수렴 속도 및 가격대비 성능이 우수한 다항식 기반의 전치 왜곡기법에 대하여 다룬다. 기저대역의 디지털 신호를 이용한 전치 왜곡기의 개념도는 그림 3과 같다.

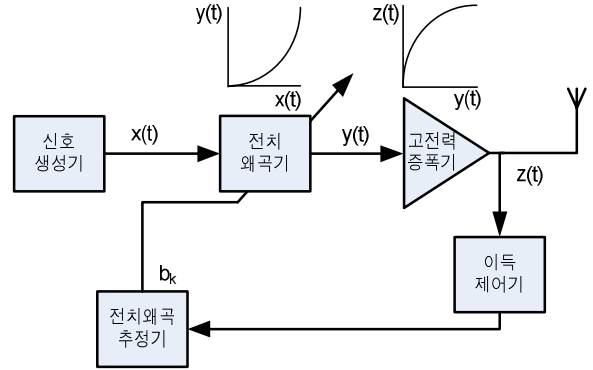


그림 3. 전치 왜곡기와 고전력 증폭기의 기본 동작도

처음 신호 생성기로부터 생성된 신호 $x(t)$ 는 전치 왜곡기를 bypass하여 고전력 증폭기로 입력된다. 이후 고전력 증폭기는 입력된 신호를 증폭하여 출력하지만 비선형 특성으로 인하여 왜곡이 있는 신호 $z(t)$ 를 출력한다. 이러한 비선형 왜곡을 보상하기 위하여 출력신호 $z(t)$ 는 이득제어기를 통하여 신호 생성기에서 생성된 신호 $x(t)$ 의 신호 크기와 동일하게 이득이 조절된 후 전치 왜곡 추정기로 입력된다.

전치 왜곡 추정기는 왜곡된 신호 $z(t)$ 와 신호 생성기로부터 생성된 신호 $x(t)$ 를 이용하여 전치 왜곡 계수를 계산한다. 계산된 계수 b_k 는 전치 왜곡기로 입력되고 전치 왜곡기는 b_k 를 이용하여 고전력 증폭기와 역함수를 갖는 특성으로 동작하여 두 번째 출력신호 $z(t)$ 는 비선형 왜곡이 보상되어 선형신호로 최종 출력된다.

다항식 기반의 전치 왜곡기를 구성하기 위하여 고전력 증폭기의 입출력은 다음의 수식과 같이 표현할 수 있다.

$$y(t) = \sum_{k=1}^K b_k |x(t)|^{k-1} x(t) \quad (3)$$

K 는 다항식의 최고차 항이고 b_k 는 고전력 증폭기의 특성을 다항식으로 표현하였을 때 계수 값을 의미한다. 이때 $\phi_k(x) = |x(t)|^{k-1} x$ 라고 정의 하면 식(3)은 다음의 식과 같이 표현할 수 있다.

$$y(t) = \sum_{k=1}^K b_k \phi_k(x(t)) \quad (4)$$

위의 식을 행렬형으로 표현하기 위해 다음과 같이 정의한다.

$$\begin{aligned} \phi_k(X) &= [\phi_k(x(t_1)), \dots, \phi_k(x(t_N))]^T \\ \Phi(X) &= [\phi_1(X), \dots, \phi_K(X)] \end{aligned} \quad (5)$$

최종적으로 고전력 증폭기에 관한 행렬 표현식은 식 (6)와 같다.

$$Y = \Phi B \quad (6)$$

이에 대한 고전력 증폭기의 계수값은 Least-square 기법으로 구할 수 있다.

$$B_{LS} = (\Phi^H \Phi)^{-1} \Phi^H Y \quad (7)$$

식 (7)은 고전력 증폭기를 다항식으로 표현하였을 때 계수값을 구하는 과정이다. 따라서 전치 왜곡기의 계수값을 구하기 위하여는 식(4)의 입출력 관계를 교환 함으로서 전치 왜곡기의 다항식 계수를 구할 수 있다. 즉, y 가 고전력 증폭기의 입력신호가 되며 x 는 고전력 증폭기의 출력신호로 이루어지며 b 는 전치 왜곡기의 계수값이 된다.

이와 같은 방법으로 전치 왜곡기의 계수값을 구하는 기법에는 문제점이 있다. Least-square 기법을 통하여 행렬의 역행렬을 구하는 것은 복잡도가 매우 크고 행렬의 condition value가 클 경우 잘못된 역행렬을 산출 할 수 있다. 또한 역행렬의 크기가 작을 경우 잡음 증폭현상으로 인하여 낮은 차수의 다항식으로 구현시 많은 오차를 유발한다. 이러한 문제점을 해결하기 위하여 행렬의 기저벡터를 직교하게 구성하여 역행렬의 안정성을 보장하는 기법등이 있으나 복잡도가 증가하게 되는 단점이 있다.

3. 제안된 다항식 기반의 전치 왜곡기

본 논문에서는 기존의 전치 왜곡기법에서의 잡음 증폭과 같은 문제점을 해결하기 위하여 복잡도를 크게 늘리지 않으면서 성능개선을 목표로 한다. 전치 왜곡기의 입출력 관계를 식 (6)을 전개하여 표현하면 식 (8)와 같다.

$$\begin{bmatrix} y(t_1) \\ y(t_2) \\ \vdots \\ y(t_N) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x(t_1) & |x(t_1)|^1 x(t_1) & |x(t_1)|^2 x(t_1) \\ x(t_2) & |x(t_2)|^1 x(t_2) & |x(t_2)|^2 x(t_2) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ x(t_N) & |x(t_N)|^1 x(t_N) & |x(t_N)|^2 x(t_N) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} |x(t_1)|^3 x(t_1) & |x(t_1)|^4 x(t_1) & \cdots & |x(t_1)|^\infty x(t_1) \\ |x(t_2)|^3 x(t_2) & |x(t_2)|^4 x(t_2) & \cdots & |x(t_2)|^\infty x(t_2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ |x(t_N)|^3 x(t_N) & |x(t_N)|^4 x(t_N) & \cdots & |x(t_N)|^\infty x(t_N) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_4 \\ b_5 \\ \vdots \\ b_\infty \end{bmatrix} \quad (8)$$

그러나 전치 왜곡기를 3차 다항식을 이용하여 설계한다면 우항의 4차 이상의 다항식으로 표현되는 전치 왜곡기의 특성 다항식은 잡음으로 작용하게 되고 식 (9)과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} |x(t_1)|^3 x(t_1) & |x(t_1)|^4 x(t_1) & \cdots & |x(t_1)|^\infty x(t_1) \\ |x(t_2)|^3 x(t_2) & |x(t_2)|^4 x(t_2) & \cdots & |x(t_2)|^\infty x(t_2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ |x(t_N)|^3 x(t_N) & |x(t_N)|^4 x(t_N) & \cdots & |x(t_N)|^\infty x(t_N) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_4 \\ b_5 \\ \vdots \\ b_\infty \end{bmatrix} = \mathbf{n} \quad (9)$$

전치 왜곡기를 3차로 구현하였을 때 최종식은 식 (10-11)와 같다.

$$\begin{bmatrix} y(t_1) \\ y(t_2) \\ \vdots \\ y(t_N) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x(t_1) & |x(t_1)|^1 x(t_1) & |x(t_1)|^2 x(t_1) \\ x(t_2) & |x(t_2)|^1 x(t_2) & |x(t_2)|^2 x(t_2) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ x(t_N) & |x(t_N)|^1 x(t_N) & |x(t_N)|^2 x(t_N) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \vdots \\ n_N \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$Y = \Phi_3 B_3 + \mathbf{n} \quad (11)$$

이와 같은 입출력 관계에서 Φ 의 역행렬의 크기가 작다면 LS기법으로 전치 왜곡기의 계수를 구할 시 잡음 증폭현상이 발생한다. 이러한 잡음 증폭현상은 전치 왜곡기 계수의 오차를 증가시키고 송신 신호의 품질을 저하시키게 된다.

이와 같은 노이즈 증폭현상을 방지하기 위하여 잡음을 고려한 MMSE(minimum mean square error)기법을 적용하여 성능을 개선할 수 있다. MMSE기법을 통한 전치 왜곡 계수는 식 (12)를 통해 산출 가능하다.

$$B_{MMSE} = (\Phi^H \Phi + \frac{\sigma_n^2}{\sigma_b^2} I)^{-1} \Phi^H Y \quad (12)$$

이러한 MMSE기법은 LS기법과 달리 σ_n^2/σ_b^2 의 연산이 필요하다. σ_n^2/σ_b^2 를 구하기 위하여 적응 알고리즘을 사용할 수 있으며 σ_n^2 의 경우는 송신단에서 전치 왜곡기의 입력신호와 고전력 증폭기의 출력신호사이의 오차(NMSE : normalized mean square error)를 연산하여 얻을 수 있다.

제안된 전치 왜곡기법의 개념도는 그림 4와 같다. 이때의 전치 왜곡 추정기는 MMSE기법을 통한 계수를 산출하여 전치 왜곡기로 출력한다.

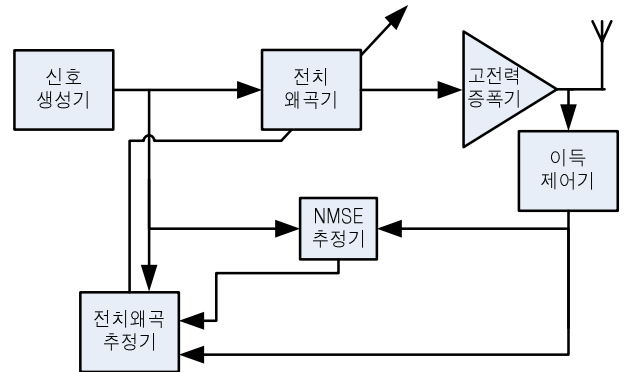


그림 4. 전치 왜곡기와 고전력 증폭기의 기본 동작도

위와같이 제안된 기법의 성능 검증은 NMSE(normalized mean square error), IMD(inter modulation distortion)의 레벨차이와 성장도 왜곡량으로 검증한다. 이때 NMSE의 수식은 식 (13)과 같다.

$$NMSE = 10 \log_{10} \left[\frac{\sum_{n=1}^{n=N} |y(t_n) - \hat{y}(t_n)|^2}{\sum_{n=1}^{n=N} |y(t_n)|^2} \right] \quad (13)$$

4. 모의 실험

본 장에서는 각 다항식 차수에 대한 기존의 전치 왜곡기법과 제안된 다항식 기반의 전치 왜곡기법에 대하여 NMSE, IMD 레벨, 성장도 왜곡량을 기준으로 성능을 비교한다. 각 다항식 차수에 대한 모의실험은 OFDM 시스템에 적용하여 성능을 평가하였으며 세부 파라미터는 표 1과 같다.

표 1. 모의실험 파라미터

Parameter	value
FFT size	2048
used sub-carrier	1536
Data modulation	QPSK
Order of Pre-distortion	3, 5, 7, 9
HPA model	Saleh model
	$\alpha_a=2, \beta_a=1, \alpha_b=2.5, \beta_b=1$

기존의 전치 왜곡기법과 제안된 기법의 NMSE 성능은 그림 5와 같다. 그림에서와 같이 제안된 기법은 3차에서부터 9차의 다항식까지 약 5dB의 성능이득을 얻을 수 있다. 그러나 일반적인 MMSE 시스템의 성능 이득은 오차의 양이 적어질수록 감소한다. 그 이유는 잡음의 크기가 작을 경우 잡음증폭 억압에 의한 이득이 점차 감소하기 때문이다. 따라서 다항식의 차수가 높아짐에 따라 LS기법의 오차는 적어지고 제안된 기법의 성능은 점차 LS기법에 수렴하게 될 것이다.

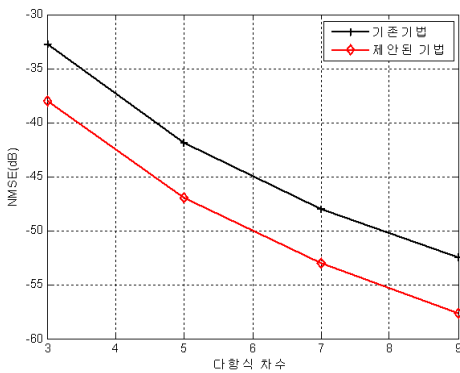


그림 5. 전치 왜곡기와 고전력 증폭기의 기본 동작도

기존의 전치 왜곡기와 제안된 전치 왜곡기의 송신신호의 IMD 특성은 각 차수에 대하여 그림 6와 같다. 전치 왜곡기가 없는 경우 in-band 대비 15dB이며 3, 5, 7, 9차수에 대한 IMD 레벨은 27, 37, 44dB를 나타낸다. 제안된 전치 왜곡기의 IMD레벨은 in-band 대비 34, 42, 48dB를 나타낸다. 따라서 제안된 기법 사용시 각 차수에 대하여 7, 5, 4dB의 성능이득을 얻을 수 있다.

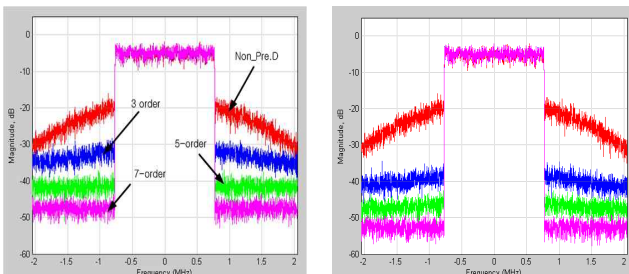
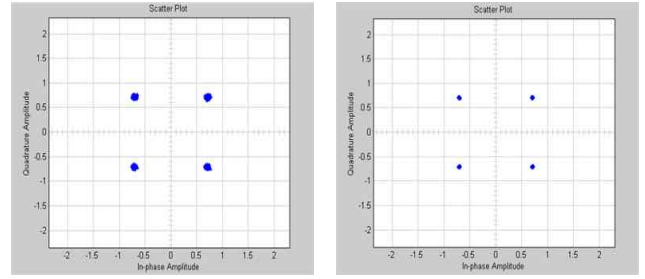


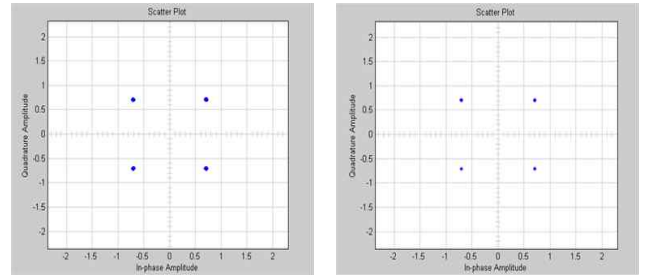
그림 6. 기존의 전치 왜곡기와 제안된 전치 왜곡기의 스펙트럼

또한 그림 7에서 볼 수 있듯이 고전력 증폭기에 의한 성장도 왜곡은 다항식의 차수가 높아짐에 따라 그림 2의 이상적인 성장도와 유사

한 결과를 얻을 수 있다.



(a) 3차 전치 왜곡기 (b) 5차 전치 왜곡기



(c) 7차 전치 왜곡기 (d) 9차 전치 왜곡기

그림 7. 전치 왜곡 시스템을 가진 수신 성장도

5. 결론

본 논문에서는 고전력 증폭기의 선형화 기법으로 기저대역 디지털 신호처리 기술을 이용한 다항식 기반의 전치 왜곡기를 설명하였으며 성능 향상기법을 제안하였다. 제안된 기법은 기존의 전치 왜곡기가 갖는 잡음 증폭현상을 억제하여 송신신호와의 평균자승오차를 기존의 전치 왜곡기 대비 약 5dB의 성능이득을 얻을 수 있으며 IMD 레벨도 기존의 기법에 비하여 우수한 성능을 얻을 수 있음을 확인하였다.

6. 참고 문헌

- [1] L. C. Cimini Jr., " Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency-division multiplexing," *IEEE Trans. on Comm.*, Vol. 33, No. 7, pp.665-675, Jul. 1985
- [2] G. Karam, H. Sari, " A Data Predistortion Technique with Memory for QAM Radio Systems," *IEEE Trans. on Comm.*, Vol. 39, No. 2, pp.336-344, Feb. 1985
- [3] K. Lee and P. Gardner, " Comparison of different adaptation algorithms for adaptive digital predistortion based on EDGE standard," in *Proc. IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, vol. 2, May 2001, pp.1353-1356
- [4] S. C. Cripps, *Advanced Techniques in RF Power Amplifier Design*. Norwood, MA : Artech House, 2002
- [5] R. Raich, H. Qian, and G. T. Zhou, "Orthogonal polynomials for power amplifier modeling and predistorter design." submitted to *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, Jan. 2003.