

다. 마지막으로 HPA의 입력신호를 변화시킴으로써 HPA의 특성을 선형화 시키는 전치왜곡 방법이 있다. 전치왜곡 방법은 HPA의 왜곡을 보상하기 위하여 HPA에 입력되는 신호에 HPA와 특성이 역인 왜곡을 미리 줌으로서 전체 증폭기의 특성을 선형화 시키는 것이다. 이러한 전치왜곡 방법은 디지털 신호 처리를 이용하기 때문에 쉽게 HPA의 비선형 왜곡을 감소시켜 HPA의 증폭효율을 높일 수 있다[1].

본 논문에서는 HPA의 비선형 왜곡 특성을 보상하기 위해 직교 다항식들의 조합을 이용한 기저대역 디지털 복소 신호처리 전치왜곡 기법을 제안하고자 한다. 또한, ATSC 지상파 디지털 TV 시스템에 적용하여 HPA의 비선형 특성을 선형화하는 기법을 전산실험을 통해 그 성능을 분석한다. 본 논문은 서론에 이어 2장에서는 HPA의 모델링에 대하여 다루고, 3장에서는 전치왜곡 기법을 제안한다. 4장에서는 전산실험을 통해 제안한 알고리즘의 성능을 분석하고, 5장을 마지막으로 결론을 내린다.

II. HPA 모델링[2]

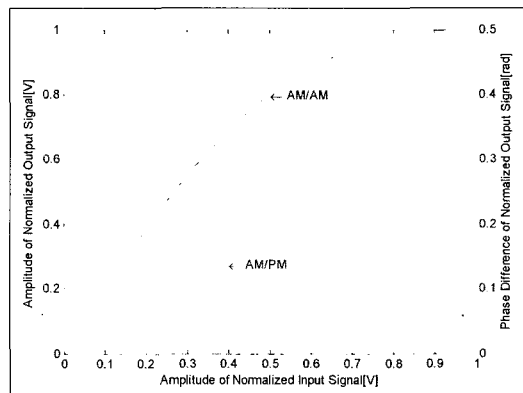
송신하고자 하는 신호를 고전력으로 증폭시키기 위해서 사용하는 HPA는 입력신호와 출력신호 사이의 AM/AM 및 AM/PM 특성으로 인하여 비선형 왜곡을 야기시킨다. 이러한 비선형 전달 특성은 입력신호의 크기에 따라 증폭도가 다르기 때문에 발생하며, 비선형 에러를 유발시켜 출력신호의 신호 대 잡음비(SNR: signal-to-noise ratio)를 낮춤과 동시에 대역 밖의 불필요한 스펙트럼을 야기시켜 IMD 성분을 증가시킨다.

1. Saleh model

HPA의 입력신호를 $y(t)$, 출력신호를 $z(t)$ 로 두면, $|y(t)|$ 에 대한 $|z(t)|$ 의 값을 AM/AM 변조 특성이라고 하고, $|y(t)|$ 에 대한 $\angle z(t) - \angle y(t)$ 의 값을 AM/PM 변조 특성이라고 한다. 이때, $| \cdot |$ 는 절대값, 즉, 신호의 크기를 나타내고, \angle 는 신호의 위상을 나타낸다. 본 논문에서 사용한 HPA 모델로는 Saleh가 제안한 TWT(traveling-wave tube) HPA 모델을 적용하였다. HPA의 입력신호와 출력신호의 관계는 다음 식 (1)과 같다.

$$z(t) = \frac{\alpha_a |y(t)|}{1 + \beta_a |y(t)|^2} \exp \left(j \left(\angle y(t) + \frac{\alpha_\phi |y(t)|^2}{1 + \beta_\phi |y(t)|^2} \right) \right) \quad (1)$$

Saleh 모델에서는 AM/AM 변조 특성을 나타내는 파라미터 α_a, β_a 그리고, AM/PM 변조 특성을 나타내는 파라미터 α_ϕ, β_ϕ 가 있다. 본 논문에서는 적용한 파라미터 값들은 $\alpha_a=2, \beta_a=1, \alpha_\phi=2, \beta_\phi=1$ 와 같다. 이 경우 HPA의 AM/AM 및 AM/PM 특성은 그림 1과 같다.



〈그림 1〉 Saleh 모델의 AM/AM 및 AM/PM 특성

2. Rapp model

두 번째 HPA 모델은 Rapp 모델로 입출력 관계식이 다음 식 (2)와 같다. Rapp 모델의 경우 AM/AM 변조 특성만을 다루고 있으며 파라미터는 $p=2$, $Z=0.6$ 와 같이 적용하였다.

$$z(t) = \frac{y(t)}{\left(1 + \left|\frac{y(t)}{Z}\right|^{2p}\right)^{1/2p}} \quad (2)$$

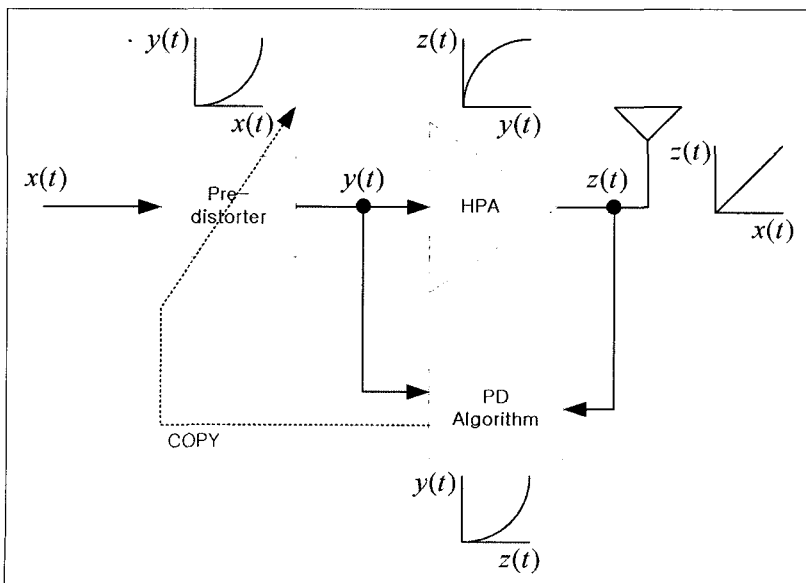
3. ARCTAN model

마지막으로 적용한 HPA의 모델은 ARCTAN 모델로 입출력 관계식이 다음 식 (3)과 같다. ARCTAN 모델의 경우 파라미터는 $\gamma_1=8.00-j4.61$, $\gamma_2=-3.77-j12.04$, $\zeta_1=2.27$ 와 $\zeta_2=0.82$ 를 적용하였다.

$$z(t) = \left(\gamma_1 \tan^{-1}(\zeta_1 |y(t)|) + \gamma_2 \tan^{-1}(\zeta_2 |y(t)|)\right) e^{j\angle y(t)} \quad (3)$$

Ⅲ. 전치왜곡 기법

일반적으로 통신 혹은 방송 시스템의 송신부는 전치왜곡기와 HPA로 간략하게 표현할 수 있으며, 그 구조는 그림 2와 같다. 전치왜곡기의 입력신호 $x(t)$ 와 전치왜곡기의 출력신호 $y(t)$ 의 관계는 먼저 전치왜곡기가 동작하지 않는 초기상태(전치왜곡기가 Bypass로 동작)에서는 선형특성을 가진다. 초기 상태 전치왜곡기 출력신호 $y(t)$ 는 다시 HPA의 입력 신호가 되고, HPA의 출력신호 $z(t)$ 와는 비선형 특성을 가진다. 일반적으로 HPA의 비선형 왜곡을 계산하기 위해서는 HPA의 출력신호 $z(t)$ 와 HPA의 입력신호 $y(t)$ 가 필요하며, HPA의 입력신호 $y(t)$ 의 크기



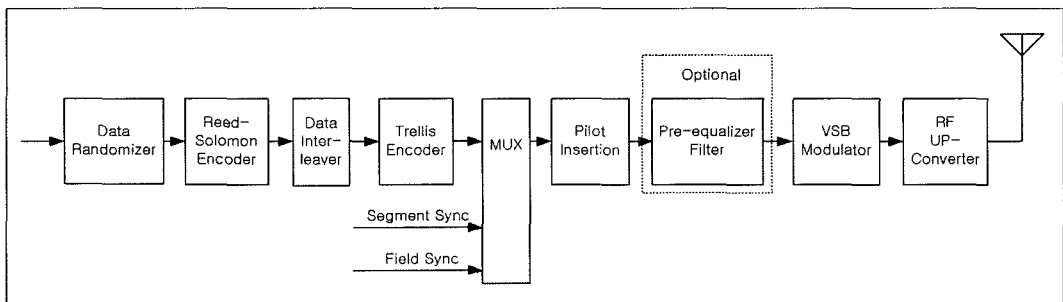
〈그림 2〉 전치 왜곡기와 HPA의 개념도

가 큰 부분에서는 비선형 왜곡 특성이 크게 나타난다. 여기서 HPA의 비선형 전달 특성의 역함수 특성이 바로 전치왜곡 특성이 된다. 기존의 방법에서는 HPA의 입출력 특성을 예측한 다음 역함수를 구하는 방법을 사용하였으나, 본 논문에서는 HPA의 입출력 신호를 이용해 직접 전치왜곡 특성을 계산한다. 따라서, 전치왜곡기의 입력신호 $x(t)$ 와 출력신호 $y(t)$ 는 HPA 특성과 역함수 관계를 가지게 되며, 특히 신호가 작은 부분에서 비선형 특성을 나타내게 된다. 그러나, 전치왜곡된 $y(t)$ 가 HPA를 통과하게 되면 전치왜곡기의 입력신호 $x(t)$ 와 HPA 출력신호 $z(t)$ 는 선형관계를 가진다. 즉, 송신하고자 하는 신호 $x(t)$ 가 전치왜곡기와 HPA를 통과하였기 때문에 최종 출력신호 $z(t)$ 는 비선형 왜곡이 없는 선형 특성을 가지게 된다.

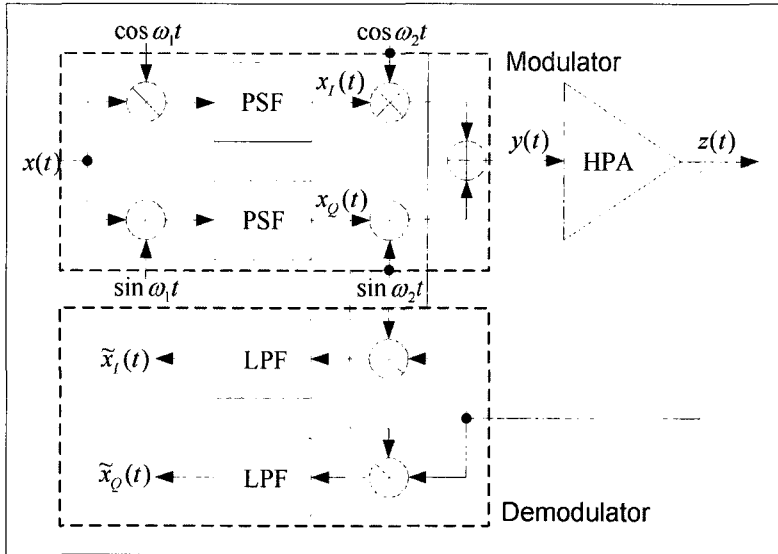
본 논문에서는 제안된 전치왜곡 기법을 복미표준인 ATSC(Advanced Television Systems Committee) 지상파 DTV 송신 시스템의 8-VSB (vestigial side-band) 변조방식에 적용하여 성능을 분석하였다. 그림 3은 ATSC 송신기의 구조를 나타내고 있다[3]. ATSC 송신기의 입력은 MPEG-2 TS(transport stream) 신호이며, Data Randomizer, Reed-Solomon Encoder, Data Inter-leaver, Trellis Encoder, MUX, Pilot Insertion, Pre-equalizer Filter, VSB Modulator, RF UP-Converter,를 통과하게 된다. 이때, LPF의 역할은 디지털 하향 변환시 발생하는 2차 고주파 성분을 제거하기

Trellis Encoder로 구성된 채널 코딩 부분을 가지고 있다. 채널 코딩된 신호는 Segment Sync와 Field Sync신호와 함께 다중화되어 VSB 변조 후 RF로 전송이 된다. 그리고, RF Up-Converter 출력신호는 송신 안테나로 보내지기 전에 HPA를 통해 높은 전력의 신호로 증폭된다. 이때, 사용되는 HPA의 비선형 특성으로 인해 출력신호의 신호 대 잡음비를 낮추어 송신 신호의 품질을 떨어뜨림과 동시에 대역 밖의 불필요한 스펙트럼을 야기시키게 된다.

ATSC 시스템에서는 고전력 증폭기의 특성을 선형화시키기 위해 전치왜곡 기법을 적용하고 있다. 이를 위한 VSB 변조기와 복조기의 구조를 그림 4에 간단히 표현하였다. 송신하고자 하는 신호 $x(t)$ 는 I(inphase) 성분과 Q(quadrature) 성분으로 분리됨과 동시에 VSB 변조를 위한 펄스성형필터 (PSF: pulse shaping filter)를 통과하게 된다. PSF를 통과한 신호는 디지털 상향 변환을 통해 HPA에 입력되는 $y(t)$ 가 된다. 그리고, HPA의 출력신호 $z(t)$ 는 복조기로 입력이 되며 디지털 하향 변환을 거쳐 저역통과필터(LPF: low pass filter)를 통과하게 된다. 이때, LPF의 역할은 디지털 하향 변환시 발생하는 2차 고주파 성분을 제거하기



<그림 3> ATSC 송신기 구조



〈그림 4〉 HPA 선형화를 위한 변복조기의 구조

위함이다[4].

본 논문에서 제안한 전치왜곡 기법은 HPA 입력 신호로는 변조기의 PSF를 통과한 기저대역 복소신호를, HPA 출력신호로는 복조기의 LPF를 통과한 기저대역 복소신호를 사용한다. 이들 신호들을 각각 복소 기저대역 등가 모델로 표현하면 다음 식 (4) 및 (5)와 같다.

$$\bar{y}(t) = x_I(t) + jx_Q(t) \quad (4)$$

$$\bar{z}(t) = \tilde{x}_I(t) + j\tilde{x}_Q(t) \quad (5)$$

복소 기저대역 등가 모델을 HPA 입출력 신호로 적용하고 전치왜곡 모델을 기본적인 다항식의 조합으로 표현하면 다음 식 (6)과 같다.

$$\bar{z}(t) = \sum_{k=1}^K b_k |\bar{y}(t)|^{k-1} \bar{y}(t) \quad (6)$$

여기서 K 는 다항식의 차수, b_k 는 전치왜곡 파라미터이다. 또한, $\phi_k(\bar{y})$ 를 다음과 같이 정의하면

$$\phi_k(\bar{y}) = |\bar{y}|^{k-1} \bar{y} \quad (7)$$

식 (6)은 식 (8)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\bar{z}(t) = \sum_{k=1}^K b_k \phi_k(\bar{y}(t)) \quad (8)$$

복소 기저대역 HPA 입력신호 $\bar{y}(t)$ 와 측정된 복소 기저대역 HPA 출력신호 $\bar{z}(t)$ 로부터 b_k 를 구하고자 한다. 먼저, $N \times 1$ 입력 벡터 $\bar{y} = [\bar{y}(t_1), \dots, \bar{y}(t_N)]^T$, $N \times 1$ 출력 벡터 $\bar{z} = [\bar{z}(t_1), \dots, \bar{z}(t_N)]^T$, 전치왜곡 파라미터 벡터 $\mathbf{b} = [b_1, \dots, b_K]^T$ 로 두고 식 (8)에서 정의한 $\phi_k(\bar{y})$ 를 다시 t_n 을 이용한 벡터로 표현한 $\phi_k(\bar{y}) = [\phi_k(\bar{y}(t_1)), \dots, \phi_k(\bar{y}(t_N))]$ 와 $N \times K$ 행렬 $\Phi = [\phi_k(\bar{y})$,

..., $\phi_k(\bar{y})$ 를 이용하면 식 (6)은

$$\bar{\mathbf{z}} = \boldsymbol{\varphi} \mathbf{b} \quad (9)$$

$$\mathbf{b} = (\boldsymbol{\varphi}^H \boldsymbol{\varphi})^{-1} \boldsymbol{\varphi}^H \bar{\mathbf{y}} \quad (10)$$

와 같이 표현된다[5]. 식 (9)와 (10)을 이용하면 전치 왜곡 파라미터 벡터 \mathbf{b} 를 구하여 최종 전치왜곡을 위한 계산이 가능하다. 이때 전치왜곡 파라미터를 얻는데 사용하는 기준신호인 $\bar{y}(t)$ 가 필요하며 특히 HPA를 통과한 신호로부터 복소 기저대역 신호 $\bar{z}(t)$ 를 위한 복조기의 설계가 매우 중요하다. 왜냐하면 HPA의 비선형 왜곡을 보상하기 위한 전치왜곡 알고리즘을 계산하는데 있어서 VSB 복조 과정에서 발생하는 비선형 특성은 VSB 변조부에 영향을 주어서는 안되기 때문이다. 즉, 일반적인 수신부 내의 VSB 복조기와는 다르게 설계되어야 한다. 따라서, FEC(forward error correction) 부분과 채널 등화부분을 제외한 복조기로서의 역할이 매우 중요하게 된다.

IV. 전산실험

본 장에서는 제안한 전치왜곡 기법을 ATSC 지상파 DTV 시스템의 VSB 변조방식에 적용하여 그 성능을 전산실험을 통해 분석한다. 이때, HPA 입력 신호와 출력 신호로는 기저대역 복소 신호를 사용하였으며, 4배 오버샘플 기준으로 3,000개의 샘플을 적용하였다. 전치왜곡 파라미터를 구하기 위한 다항식의 차수는 3, 5, 7이며, HPA 모델로는 2장에서 언급한 Saleh 모델, Rapp 모델, ARCTAN 모델을 각각 적용하였다.

먼저 Saleh 모델을 적용하였을 경우 전치왜곡 적

용 유무에 따른 송신신호의 스펙트럼과 성상을 각각 그림 5~6에 나타내었다. Saleh 모델에서 출력되는 8-VSB 신호 스펙트럼에서의 IMD 레벨은 전치왜곡이 없을 경우 In-band 대비 -17dB 정도이며, 전치왜곡 후 다항식의 차수(K)에 따라 K=3에서 -32dB, K=5에서 -42dB, K=7에서 -47dB이었다. 전치왜곡을 위한 다항식의 차수가 5차 이상일 때, 약 25dB이상의 IMD 개선효과가 있었다. 그리고, 그림 6에서는 Saleh 모델에서 전치왜곡이 없는 경우와 7차 다항식을 사용한 전치왜곡을 적용한 경우의 HPA 출력 성상을 나타내었다.

두 번째로 Rapp 모델의 경우 전치왜곡 적용 유무에 따른 송신신호의 스펙트럼과 성상을 각각 그림 7~8에 나타내었다. Rapp 모델에서 전치왜곡이 없을 경우의 IMD 레벨은 In-band 대비 -25dB 정도이며, 전치왜곡 후의 IMD 레벨은 다항식의 차수에 따라 K=3에서 -35dB, K=5에서 -45dB, K=7에서 -47dB이었다.

Saleh 모델에 비해서 초기 IMD 레벨이 낮아 전치왜곡을 위한 다항식의 차수가 5차 이상일 때 약 20 dB이상의 IMD 개선효과가 있었다. 그리고, 그림 8에서는 Rapp 모델에서 전치왜곡이 없는 경우와 7차 다항식을 사용한 전치왜곡을 적용한 경우의 HPA 출력 성상을 나타내었다.

마지막으로 ARCTAN 모델을 적용하였을 경우 전치왜곡 적용 유무에 따른 송신신호의 스펙트럼과 성상을 각각 그림 9~10에 나타내었다. ARCTAN 모델에서 전치왜곡이 없을 경우의 IMD 레벨은 In-band 대비 -17dB 정도이며, 전치왜곡 후의 IMD 레벨은 다항식의 차수에 따라 K=3에서 -35dB, K=5에서 -47dB, K=7에서 -47dB이었다. Saleh 모델과 같이 전치왜곡을 위한 다항식의 차수가 5차 이상일 때 약 25dB 이상의 IMD 개선효과가 있었고

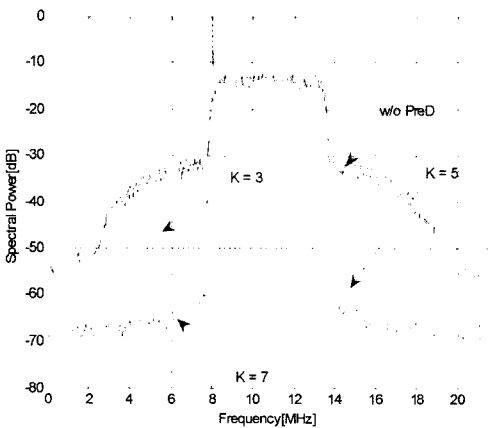
5차와 7차의 경우 차이가 거의 없었다. 그리고, 그림 10에서는 ARCTAN 모델에서 전치왜곡이 없는 경우와 7차 다항식을 사용한 전치왜곡을 적용한 경우의 HPA 출력 성상을 나타내었다.

전치왜곡 유무에 따른 신호의 품질을 비교하기 위하여 정규화된 평균자승오차(NMSE)를 다음 식 (11)과 같이 정의한다.

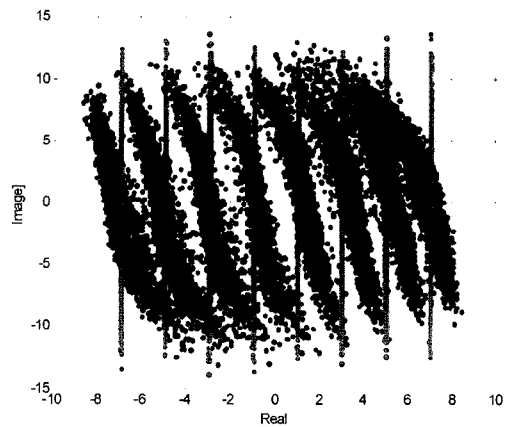
$$NMSE[dB] = \sum_{n=1}^N |\bar{y}(t_n) - \hat{z}(t_n)|^2 / \sum_{n=1}^N |\bar{y}(t_n)|^2 \quad (11)$$

여기서 N 은 NMSE를 구하는데 사용한 샘플 수, $\hat{z}(t)$ 는 전치왜곡된 신호의 HPA 출력 기저대역 복소 신호를 의미한다. NMSE 값은 전치왜곡 후 HPA를 통과한 신호를 복조하고 난 후 송신신호와의 오차 값을 나타내며, 그 값이 작을수록 송신신호의 선형성이 높음을 의미한다. 따라서, 낮은 NMSE를 가질 경우 송신신호의 SNR값이 높다는 것을 알 수 있다.

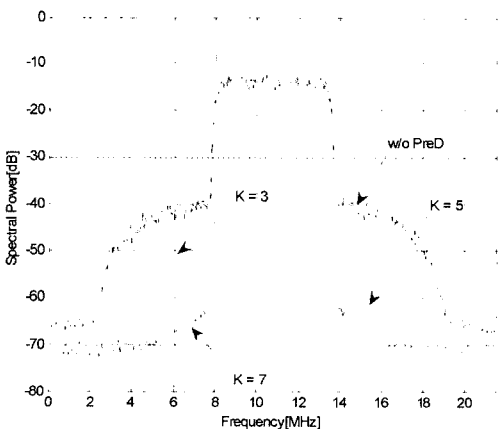
그림 11은 전치왜곡을 위한 다항식의 차수에 따른



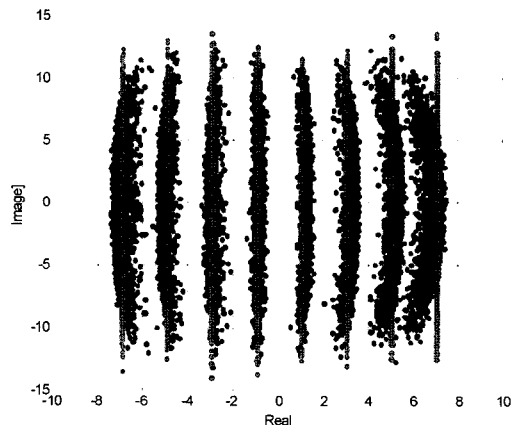
〈그림 5〉 전치왜곡 유무에 따른 송신신호 스펙트럼 비교(Saleh model)



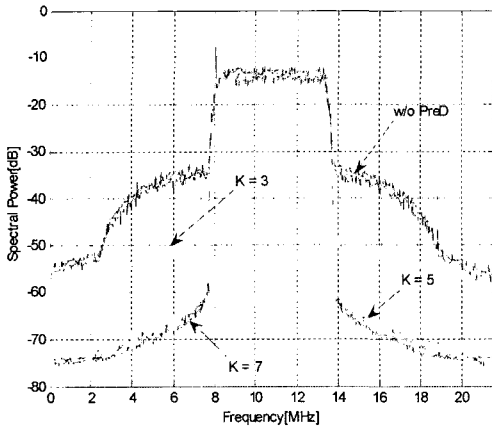
〈그림 6〉 전치왜곡 유무에 따른 송신신호 성상 비교(Saleh model)



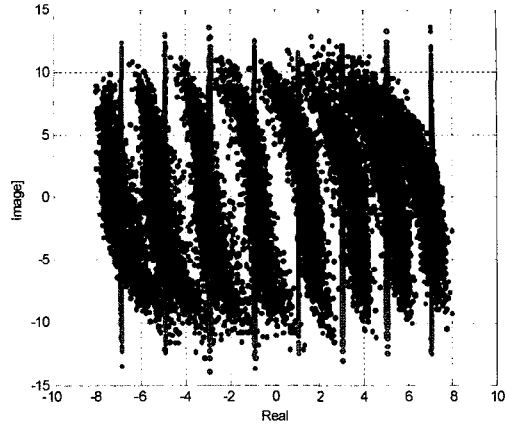
〈그림 7〉 전치왜곡 유무에 따른 송신신호 스펙트럼 비교(Rapp model)



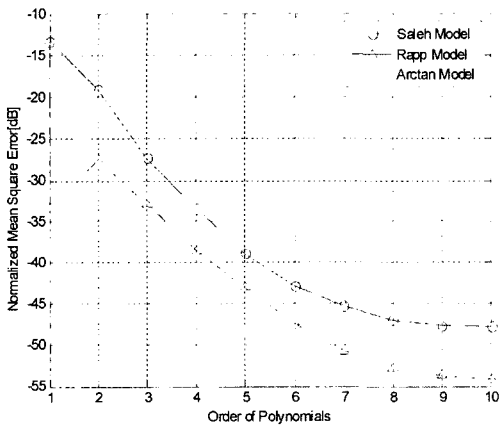
〈그림 8〉 전치왜곡 유무에 따른 송신신호 성상 비교(Rapp model)



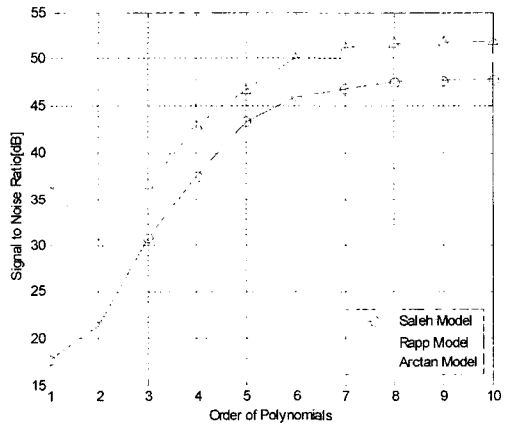
〈그림 9〉 전치왜곡 유무에 따른 송신신호 스펙트럼 비교(ARCTAN model)



〈그림 10〉 전치왜곡 유무에 따른 송신신호 성상 비교(ARCTAN model)



〈그림 11〉 전치왜곡 차수에 따른 NMSE 비교



〈그림 12〉 전치왜곡 차수에 따른 SNR 비교

NMSE 값을 도시하였다. Saleh 모델의 경우 7차 이상이 되어야 -45dB 이하가 되었으나, Rapp 모델은 6차, ARCTAN 모델은 5차 이상일 경우 -45dB 이하가 되었다. 그림 12에서는 전치왜곡을 위한 다항식의 차수에 따른 송신 신호의 SNR값을 나타낸다. HPA의 선형화에 따른 최대 SNR값을 나타내며 적용한 HPA 모델에 따라 NMSE와 유사한 특성을 나타내고 있다. 즉, Saleh 모델은 6차 이상, Rapp 모

델은 5차 이상, ARCTAN 모델은 4차 이상일 때 SNR이 45dB 이상이 된다.

V. 결론

전산실험 결과 전치왜곡 기법을 적용한 경우 HPA를 통과한 송출신호 IMD가 개선됨을 알 수 있

있으며, 전치왜곡을 위한 다항식의 차수를 높임으로써 NMSE를 낮출 수 있었다. 또한, HPA 모델에 따라 차이는 있지만 대략 IMD가 약 25dB 이상 낮아졌으며, HPA의 입력신호와 출력신호 사이의 정규화된 평균자승오차는 -45dB 이하로 작아졌다. 따라서, 본 전치왜곡 기법을 적용한다면 ATSC 지상파 DTV 송신 시스템의 송신신호의 품질을 높여 동일한 송출 전력을 가진 HPA를 사용할 경우 보다

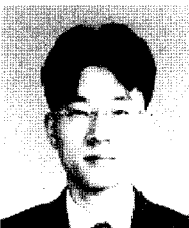
낮은 IMD와 높은 SNR을 유지시켜 방송구역 확장, 인접채널 간섭 제거에 도움이 될 수 있을 것이다.

향후 보다 다양한 HPA 모델을 적용한 모의실험이 요구되며, 특히 ATSC 시스템보다 대역폭이 넓은 시스템에 적용할 경우, HPA의 메모리 효과가 발생할 수 있으므로 이에 대한 전치왜곡 기법 연구가 계속 되어야 할 것이다.

참고 문헌

- [1] Dong-Seog Han and Taewon Hwang, "An Adaptive Pre-Distorter for the Compensation of HPA Nonlinearity," IEEE Trans. on Broadcasting, Vol. 46, No. 2, June 2000.
- [2] Raviv Raich, Hua Qian and G. Tong Zhou, "Orthogonal Polynomials for Power Amplifier Modeling and Predistorter Design," IEEE Trans. Vehicular Tech., Vol. 53, No. 5, pp. 1468-1479, Sept. 2004.
- [3] ATSC Digital Television Standard Part 1 - Digital Television System, Doc. A/53, Jan. 2007.
- [4] Hyung-Nam Kim, Yong-Tae Lee, and Seung Won Kim, "Mathematical Modeling of VSB-Based Digital Television Systems," ETRI Journal, pp.9~18, Vol. 25, No. 1, Feb. 2003.
- [5] Raviv Raich and G. Tong Zhou, "Orthogonal Polynomials for Complex Gaussian Process," IEEE Trans. Signal Processing, Vol. 52, No. 10, pp. 2788-2797, Oct. 2004.

필자 소개



서재현

- 1999년 2월 : 경북대학교 전자공학과 (공학사)
- 2001년 2월 : 경북대학교 전자공학과 (공학석사)
- 2001년 2월~현재 : 한국전자통신연구원 방송시스템연구그룹 선임연구원
- 주관심분야 : DTV 전송시스템, DSP



김흥묵

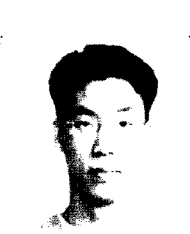
- 1993년 2월 : 포항공과대학교 전자전기공학과 (공학사)
- 1995년 2월 : 포항공과대학교 전자전기공학과 (공학석사)
- 1995년 3월~2001년 12월 : 포스코 기술연구소
- 2002년 1월~2003년 10월 : (주)맥스웨이브 연구개발팀 팀장
- 2004년 2월~현재 : 한국전자통신연구원 방송시스템연구그룹 선임연구원
- 주관심분야 : RF 신호처리, DSP, DTV 전송시스템

필자소개



박 성 익

- 2000년 2월 : 한양대학교 전기전자공학부 (공학사)
- 2002년 2월 : 포항공과대학교 전기전자공학과 (공학석사)
- 2002년 2월~현재 : 한국전자통신연구원 방송시스템연구그룹 연구원
- 주관심분야 : 채널코딩, DSP, DTV 전송시스템



이 재 영

- 2001년 5월 : Rutgers University 전자공학과 (공학사)
- 2003년 5월 : University of Wisconsin 전자공학과(공학석사)
- 2003년 6월~현재 : 한국전자통신연구원 방송시스템연구그룹 연구원
- 주관심분야 : DTV 전송시스템, DSP



음 호 민

- 1998년 2월 : 고려대학교 전파공학과 (공학사)
- 2000년 2월 : 고려대학교 전파공학과 (공학석사)
- 2000년 5월~현재 : 한국전자통신연구원 방송시스템연구그룹 선임연구원
- 주관심분야 : 영상신호처리, DTV 전송시스템



이 용 태

- 1993년 2월 : 한국항공대학교 항공전자공학과 (공학사)
- 1995년 8월 : 한국항공대학교 항공전자공학과 (공학석사)
- 2007년 2월 : 연세대학교 전기전자공학과 (공학박사)
- 1995년 8월~현재 : 한국전자통신연구원 방송시스템연구그룹 선임연구원
- 주관심분야 : 디지털 방송, 디지털신호처리, RF 신호처리

ATSC 시스템을 위한 고전력 증폭기 선형화 기법

□ 서재현, 김흥묵, 박성익, 이재영, 음호민, 이용태 / ETRI 방송시스템연구그룹

1. 서론

일반적인 방송 송출 시스템은 넓은 방송구역을 확보하기 위해 고전력으로 송출을 하게 되며, 이 때 고전력 증폭기(HPA: high power amplifier)를 사용하게 된다. 그러나, HPA는 입력신호가 큰 영역에서 비선형 특성을 보이며, 이러한 비선형 특성은 진폭 왜곡과 위상 왜곡으로 나타난다. 입력신호의 전력에 따라 진폭의 증폭도가 달라지게 되는데 이것을 AM/AM(amplitude modulation/amplitude modulation) 변조 특성이라 하고, 입력신호의 전력에 따라 입력신호와 HPA를 통과한 신호 사이에 위상차가 발생하여 위상 왜곡을 유발하게 되는 것을 AM/PM(amplitude modulation/phase modulation) 변조 특성이라 한다. 이러한 비선형 왜곡들은 송신신호의 대역 내 신호 왜곡은 물론, 대역 외의 불필요한 스펙트럼을 발생시켜 신호의 대역폭을 증가시키게

된다. 특히, 방송이 디지털로 전환됨에 따라 디지털 변조를 이용하게 되고, 이는 신호의 PAPR(peak-to-average power ratio)을 증가시켜 HPA의 비선형 특성을 더욱 가중시키게 된다. 이러한 HPA의 비선형 특성으로 인해 방송 채널간의 인접채널 간섭을 유발하기도 한다.

HPA의 비선형 왜곡 특성을 감소시키는 방법으로는 HPA의 전달 특성이 선형적인 부분만 이용하는 입력신호 백오프(back-off) 방법이 있다. 이 방법을 이용하게 되면 비선형 왜곡 특성을 쉽게 감소시킬 수 있지만, HPA의 동작 범위를 제한시키기 때문에 HPA 증폭 효율이 떨어지는 단점을 가진다. 다른 방법으로는 HPA의 IMD(Inter-modulation distortion) 성분만을 추가 증폭기로 증폭한 후 HPA 후단에서 제거해 줌으로써 HPA 출력을 선형화시키는 Feed-Forward 방법이 있으나 선형화 증폭기의 단가를 높이기 때문에 많이 사용하지 않는