

論文94-31B-7-3

고출력증폭기의 비선형성 보상을 위한 비선형 적응 predistorter (A Nonlinear Adaptive Predistorter for the Compensation of Nonlinearities in High Power Amplifier)

林龍勳*, 徐廷泰*, 尹大熙*, 徐光樂**, 趙鏞洙**

(Yong Hoon Lim, Jeong Tae Seo, Dae Hee Youn, Kwang Lak Seo and Yong Soo Cho)

要約

위성통신 채널의 성능을 감소시키는 주요원인은 주로 무기억 비선형성 시스템으로 모델링되는 채널내의 고출력 증폭기의 비선형성에 기인하는 것으로 알려져 있다. 본 논문에서는 비선형 고출력 증폭기를 통과한 후 원하는 constellation을 유지할 수 있도록 입력 심볼을 사전 왜곡시키는 비선형 적응 predistorter를 제안하고 그 수렴 영역을 유도한다. 이 predistorter는 유한 차수의 Taylor 급수 형태를 갖고 그 계수가 QAM 데이터 시퀀스를 직접 사용하는 순환 최적화 과정으로 구해지므로 고출력 증폭기의 동적 변화 등 시변 환경에 적응하는 장점이 있다. 16-QAM 신호에 대한 모의 실험에서 기존의 고정된 계수를 사용하는 predistorter와 비교하여 우수한 성능을 얻었다.

Abstract

The major reason that reduces the performance of satellite communication channels is known as the nonlinearities of high power amplifiers(HPA's), which are usually modeled by memoryless nonlinear systems, in the channels. This paper proposes a nonlinear adaptive predistorter, which predistorts the input symbols such that the symbol passing through the nonlinear HPA preserves the desired constellation, and derives the region of convergence for the predistorter. The predistorter has capability of coping adaptively with any time-varying environment such as changes of operating points of HPA since the coefficients of the predistorter which has a form of truncated Taylor series are obtained by recursive optimization procedure utilizing QAM data sequence directly. Simulation results show that the proposed one with 16 QAM input has better performance than the conventional fixed predistorter with the same input.

1. 서론

*正會員, 延世大學校 電子工學科

(Dept. of Elec. Eng., Yonsei Univ.)

**正會員, 中央大學校 電子工學科

(Dept. of Elec. Eng., Chungang Univ.)

※ 본논문은 92년도 한국과학재단 특정기초 연구비 지원에 의한 결과임.

接受日字 : 1993年 7月 12日

디지털 위성통신 시스템의 발달과 함께 위성통신 서비스 수요가 급증함에 따라 통신시스템의 효율을 높이기 위한 연구가 활발히 진행되고 있다. 위성을 통한 고속의 데이터 전송 시스템의 성능은 통신 채널의 비선형성에 많은 제약을 받게 되는데, 이러한 위성통신채널의 비선형성은 주로 인공 위성내의 증계기

(transponder)나 지구국 송신단에 사용되는 고출력 증폭기(HPA: High Power Amplifier)의 비선형성에 기인하는 것으로 알려져 있다.^{[1], [2]} 반도체 고출력 증폭기(SSPA: Solid State Power Amplifier)는 선형적 특성을 가지고 있지만 출력이 약 1 ~ 5 [W] 정도로 낮은 단점이 있으며, 약 10 ~ 250 [W] 정도의 고출력을 내는 TWT(Traveling Wave Tube) 증폭기는 비선형성이 심하기 때문에 일반적인 선형 채널 등화(linear equalization)에 의한 보상 기법을 적용할 수 없다.^{[3], [4]}

TWT 증폭기는 무기억(memoryless) 특성을 가지며, 입력 신호의 크기에 따라 출력 신호의 크기와 위상이 비선형적으로 왜곡된다.^[2] 모든 심볼의 크기가 같은 PSK(Phase Shift Keying) 신호 방식은 이러한 비선형 채널의 영향을 덜 받기 때문에 디지털 위성 통신 시스템에 주로 사용되어왔다.^{[5], [6]} 그러나 백색 가우시안 잡음 채널상의 비트 에러율에 있어서 보다 효율적인 QAM(Quadrature Amplitude Modulation) 신호 방식을 사용하는 경우 고출력 증폭기에 의한 비선형 왜곡은 위성 통신 시스템의 성능을 크게 저하시키므로 QAM 신호의 왜곡 보상을 위해 많은 연구들이 수행되었다.^{[7], [8]}

채널의 비선형성을 보상하는 방법은 크게 송신단 보상방법과 수신단 보상방법으로 구분할 수 있다. 송신단 보상방법^{[2], [13]}은 채널잡음의 영향이 없으며, 고출력 증폭기의 특성이 비교적 잘 알려져 있고, 왜곡 전의 신호와 왜곡 후의 신호가 언제든지 이용 가능하므로 수신단 보상방법(비선형 채널등화^{[1], [5]}, ISI cancellation^[9], maximum likelihood sequence estimation^[10] 등)에 비해 효과적이다.

송신단 보상방법의 가장 간단한 형태로는 신호의 전력을 줄여서 증폭기를 선형영역에서 동작시키는 방법이 있으나, 이로 인해 전송신호전력이 감소되어 수신단에서의 신호대잡음비를 감소시키는 역할을 한다. 그러므로 전송신호전력을 감소시키지 않으려면 증폭기의 동작점을 포화영역 가까운 부분까지 사용하면서 증폭기의 특성을 선형화할 수 있는 방법이 요구된다. 또한 온도변화와 aging으로 인한 증폭기의 동작조건 변화와 같은 시변(time varying) 환경에도 적응할 수 있는 기능이 필요하게 된다.

적응 predistortion은 이러한 요구조건을 충족하는 선형화 방법이다. 데이터 predistortion 기법은 증폭기의 출력이 원하는 constellation을 갖도록 QAM 신호의 constellation 자체를 미리 왜곡시켜 증폭기에 입력시키는 방법이다. Saleh와 Salz^[12]는 왜곡된 QAM 신호의 constellation을 stochastic

optimization 과정을 사용하여 구하는 적응 데이터 predistortion 방법을 제안하였다. 이와는 다른 접근 방법으로 증폭기의 역특성을 갖는 predistorter를 증폭기의 전단에 사용하여 전체특성을 선형화하는 방법이 있다. 역시스템으로는 구현하기가 용이한 유한차수의 Taylor 급수형태가 주로 제안되었고 이에 대한 분석결과들이 발표되었다.^{[8], [12]} J. Namiki는 Taylor 급수 구조를 갖는 3차 적응 predistorter를 제안하여 IF(Intermediate Frequency) 단에서 아날로그 방식으로 구현하였다.

본 논문에서는 baseband 단에서 동작하는 적응 predistortion 방법을 제안한다. predistorter의 구조는 기존의 방법과 같이 유한차수의 Taylor 급수를 사용하며, 적응 알고리즘으로는 LMS(Least Mean Square) 알고리즘의 변형된 형태를 사용하여 계수값을 조정한다. 이러한 적응 특성은 TWT의 특성이 알려져 있지 않거나 시변인 환경에서도 증폭기의 선형화 동작을 가능하게 한다.

본 논문의 2장에서는 TWT 증폭기의 특성과 기존의 fixed predistorter에 관해 고찰하고, 3장에서는 적응 predistorter를 제안하며 그의 수렴성에 관해 서술한다. 4장에서는 모의 실험을 통하여 3차 및 5차 predistorter의 성능을 평가하고 이를 고정된 계수의 predistorter^{[8], [9]}와 비교한다.

II. TWT의 특성과 Predistortion

이상적인 전력증폭기의 특성은 출력의 크기가 입력과 선형관계를 가져야 하고, 입출력 사이의 위상차는 모든 신호에 대해 상수값이 되어야 하지만 실제 TWT 증폭기는 메모리를 갖지 않는(memoryless) 두가지 형태의 비선형성을 나타내는 것으로 알려져 있다.

입력 x 는 크기 r 과 위상 ϕ 로 주어지는 QAM 신호라 할 때,

$$x = re^{j\phi} \quad (1)$$

TWT 출력 z 는 다음과 같이 입력 x 에 대한 비선형 함수로 나타내는 것이 일반적이다.^[2]

$$z = A(r)e^{j(\phi + \Phi(r))} \quad (2)$$

여기에서

$$A(r) = \frac{2r}{1+r^2} \quad (3)$$

$$\Phi(r) = \Phi_0 \frac{2r^2}{1+r^2} \quad (4)$$

이고 Φ_0 는 $\pi/6$ 이다. $A(r)$ 과 $\Phi(r)$ 은 입력신호의 크기 r 에 대한 함수로서 각각 정규화된 비선형 크기변환(AM/AM conversion)과 위상변환(AM/PM conversion)이라 한다. 그림 1은 입력신호의 크기 r 에 따른 TWT의 크기왜곡(a)과 위상왜곡(b)을 나타낸 것이며, 그림 2는 16-QAM 신호가 TWT에 입력되었을 때 출력 constellation을 나타낸 것이다.

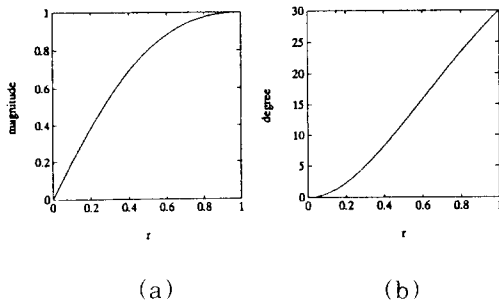


그림 1. 대표적인 TWT 증폭기의 특성
 (a) AM-to-AM 변환특성
 (b) AM-to-PM 변환특성
 Fig. 1. Typical characteristics of TWT amplifier. (a) AM-to-AM conversion (b) AM-to-PM conversion.

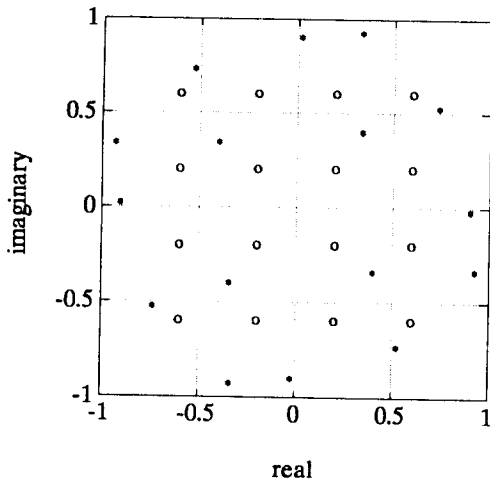


그림 2. TWT 증폭기의 입출력 constellation
 ○ 16-QAM 입력 * TWT 출력
 Fig. 2. Input-output constellation of TWT amplifier
 ○ 16-QAM input * TWT output.

입력 신호의 크기가 작은 영역에서는 선형 특성을 보이지만 r 이 커질수록 크기 및 위상 특성의 비선형성이 커져서 증폭율이 감소하고 위상이 양의 방향으로 심하게 회전하는 것을 알 수 있다. 그러므로 predistortion의 목적은 predistorter를 포함한 전체 TWT의 특성이 이상적인 전력증폭기의 특성에 가깝도록 선형화하는 것이다. 일반적으로 사용되는 predistorter의 구조는 그림 3과 같이 입력 신호에 대해 Taylor 급수의 형태를 갖는다.

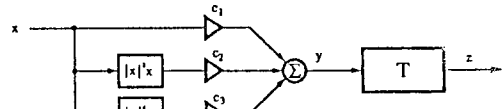


그림 3. Fixed predistorter
 Fig. 3. Fixed predistorter.

그림에 나타난 5차 predistorter의 입출력 관계식은 다음과 같으며,

$$y = c_1x + c_2x|x|^2 + c_3x|x|^4 \quad (5)$$

보상된 TWT 출력은 다음과 같다.

$$z = T[y] \quad (6)$$

여기에서 $T[\cdot]$ 는 TWT 함수이다.

predistorter의 계수를 구하는 방법은 TWT 함수를 Taylor 급수로 근사화하고 이의 역함수를 또다시 Taylor 급수로 전개하여 유한차까지의 계수값을 predistorter의 계수로 사용한다. 이렇게 결정된 계수값은 시스템 동작중에 고정이 되므로 fixed predistorter라고 한다.^[9] 문헌에 발표된 TWT 함수의 3차 근사식^[8]과 5차 근사식^[9]은 다음과 같다.

$$1/6a[\bar{2}11](= \vec{\delta C}) \quad (7)$$

$$z = (1.984 + j0.068)x + (-1.82 + j1.151)x|x|^2 + (0.702 - j0.719)x|x|^4 \quad (8)$$

III. 비선형 적응 Predistorter

적응 predistortion은 predistorter의 계수를 입력 데이터 시퀀스를 사용하여 순환적으로 최적화하는 방법이다. 본 논문에서 구성한 적응 predistorter의 구

조는 그림 4와 같다.

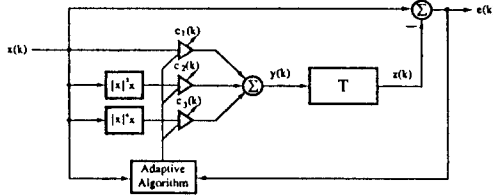


그림 4. 비선형 적응 predistorter
Fig. 4. Adaptive predistorter.

$x(k)$ 는 k 시간에 크기와 위상을 갖는 복소 QAM 신호이며, 동시에 정규화된 TWT의 원하는(desired) 출력이다. predistorter의 입출력 관계는 다음과 같다.

$$Y(k) = C^T(k) \cdot X(k) \tag{9}$$

여기에서 $C(k) = [c_1(k) \ c_2(k) \ c_3(k)]^T$ 이고, $X(k) = [x(k) \ x(k)|x(k)|^2 \ x(k)|x(k)|^4]^T$ 이다. τ 는 전치행렬을 나타낸다. 원하는 TWT 출력 $x(k)$ 와 실제 TWT 출력 $z(k)$ 사이의 오차는 다음과 같다.

$$e(k) = x(k) - z(k) + n(k) = x(k) - T[y(k)] + n(k) \tag{10}$$

$$= x(k) - T[C^T(k) \cdot X(k)] + n(k) \tag{11}$$

여기에서 $n(k)$ 는 측정잡음을 나타낸다.

최적의 계수벡터 $C(k)$ 를 오차의 통계적 분산 $E[|e(k)|^2]$ 를 최소화하도록 결정하는 문제에서 입력 신호의 통계량과 비선형함수 T 가 알려져 있다 하더라도 최적의 계수벡터를 구할 수 없는 경우가 많다. 이러한 경우 입력 데이터 시퀀스를 직접 사용하는 순환 최적화 방법이 효과적이다. 잘 알려진 stochastic gradient 최적화 알고리즘은 다음과 같다.^[15]

$$C(k+1) = C(k) - \mu \nabla_k \tag{12}$$

여기에서, μ 는 수렴조건을 결정하는 상수로서 작은 값의 실수이다. ∇_k 는 랜덤 데이터로부터 얻은 gradient 벡터의 추정치(estimate)로서 복소 LMS (Complex LMS) 알고리즘^[16]과 유사하게 다음과 같이 나타내어진다.

$$\nabla_k = \frac{\partial |e(k)|^2}{\partial C(k)} \tag{13}$$

$$= - \left(\frac{\partial T(y)}{\partial y} \Big|_{y=y(k)} \right)^* \cdot e(k) \cdot X^*(k) \tag{14}$$

여기에서 *는 complex conjugate를 나타낸다. (14)를 (10)에 대입하면 다음과 같은 계수조정식을 얻을 수 있다.

$$C(k+1) = C(k) + \mu \left(\frac{\partial T(y)}{\partial y} \Big|_{y=y(k)} \right)^* \cdot e(k) \cdot X^*(k) \tag{15}$$

여기에서 $\partial T(y)/\partial y|_{y=y(k)}$ 는 TWT 함수의 기울기 값으로서 실제로 사용되는 TWT 함수가 완전히 알려져 있지 않다면 이값을 구할 수 없으므로, 이를 TWT 입력신호 범위에 맞는 $\partial T(y)/\partial y$ 의 기대값으로 대체하면 다음과 같은 계수 조정식을 얻는다.

$$C(k+1) = C(k) + \bar{\mu} \cdot e(k) \cdot X^*(k) \tag{16}$$

여기에서

$$\bar{\mu} = \mu \cdot E \left[\frac{\partial T(y)}{\partial y} \right]^* \tag{17}$$

이며 복소상수이다.

그림 5는 식(2)와 그림 1에 나타난 대표적인 TWT 함수를 미분하여 입력신호의 크기에 따라 나타난 것이다. 그림에서 ①은 미분값의 실수부, ②는 허수부를 나타낸다. 입력신호의 크기가 작은 영역, 즉 TWT가 선형특성을 보이는 영역에서 $\partial T(y)/\partial y$ 는 실수에 가까운 값을 갖게되지만 위상왜곡이 커지는 비선형 영역에서는 허수부가 큰값을 갖게된다.

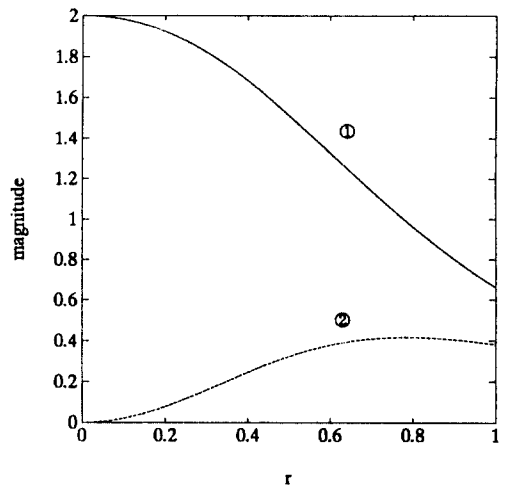


그림 5. 미분된 TWT 함수의 특성

① 실수부 ② 허수부

Fig. 5. Derivative of TWT function.

① real ② imaginary.

그러므로 적응 알고리즘의 수렴특성은 TWT 미분 함수의 특성에 의존하게 된다. $C(k)$ 의 평균이 수렴하기 위한 근사적인 $\bar{\mu}$ 의 범위는 다음 조건을 만족하는 영역이다(부록).

$$\left| \bar{\mu} - \frac{1}{E[\partial T / \partial y] \lambda_{\max}} \right| < \frac{1}{|E[\partial T / \partial y] \lambda_{\max}|} \quad (18)$$

여기에서 λ_{\max} 는 입력신호벡터의 상관행렬 $E[X^*X^T]$ 의 최대고유치를 나타낸다.

IV. 모의 실험

컴퓨터 모의 실험을 통하여 3장에서 제안한 3차와 5차의 적응 predistorter의 성능을 평가하고 이를 fixed predistorter의 성능과 비교하였다. TWT 모델은 그림 1에 나타낸 함수를 사용하였고, 입력신호는 그림 2와 같은 constellation를 갖는 16-QAM 신호를 랜덤하게 발생시켜 사용하였다. 측정잡음(measurement noise)으로 SNR(Signal-to-Noise Ratio) 30 [dB]의 백색 가우시안 잡음을 TWT의 출력단에 첨가하였다. TWT 왜곡량은 100회 독립시행을 통하여 다음과 같이 오차의 분산과 입력 QAM 신호의 분산비로 나타내었다.

$$distortion = 10 \cdot \log_{10} \frac{E[|x-z|^2]}{E[|x|^2]} \quad (19)$$

보상을 하지 않은 경우 위신호에 대한 왜곡은 -4.78 [dB] 이었다.

수렴계수 $\bar{\mu}$ 의 근사화된 허용범위를 결정하는데 필요한 TWT 미분함수의 기대값은 그림 5에 나타난 TWT의 미분함수와 부록의 (A7)로부터 구하여 다음과 같은 값을 얻었다. 이때 입력신호의 크기 y 가 0과 1 사이에 균일하게 분포하는 것으로 가정하였다.

$$E[\partial T / \partial y] = 1.1919 + j0.4039 \quad (20)$$

최대고유치는 모의실험에 사용된 입력신호벡터의 상관행렬로부터 구하였다.

$$E[X^*X^T] = \begin{bmatrix} E[r^2] & E[r^4] & E[r^6] \\ E[r^4] & E[r^6] & E[r^8] \\ E[r^6] & E[r^8] & E[r^{10}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.40 & 0.21 & 0.13 \\ 0.21 & 0.13 & 0.08 \\ 0.13 & 0.08 & 0.05 \end{bmatrix} \quad (21)$$

5차 predistorter를 사용하는 경우 고유치는 다음과

같다.

$$\lambda_1 = 0.5583, \lambda_2 = 0.0204, \lambda_3 = 0.0003 \quad (22)$$

3차 predistorter를 사용하는 경우 고유치는 다음과 같다.

$$\lambda_1 = 0.5146, \lambda_2 = 0.0108 \quad (23)$$

그림 6은 3차 적응 predistorter에 대해 (18), (20), (23)을 사용하여 구한 $\bar{\mu}$ 의 근사화된 수렴영역과 모의 실험을 통하여 확인된 수렴영역을 나타낸 것이다. 예측된 수렴범위는 원의 내부이며, o와 x로 표시된 점은 각각 모의 실험에서 해당계수값에 대한 알고리즘의 수렴과 발산을 나타낸다. 수렴점이 대부분 $\bar{\mu}$ 복소평면의 4/4분면에 위치하는 것을 알 수 있다. 이는 그림 6에 나타낸 TWT의 미분함수 값이 복소평면의 1/4분면에 있기 때문이다.

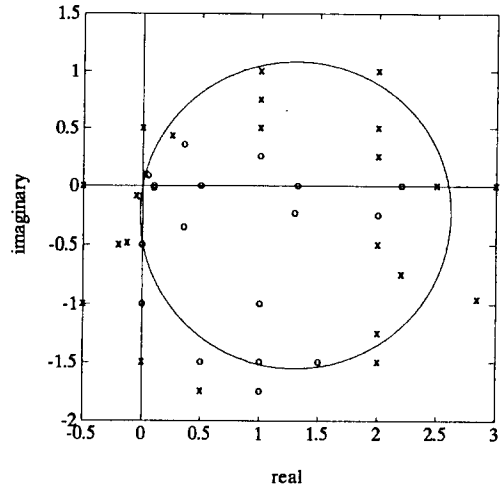


그림 6. 수렴상수 $\bar{\mu}$ 의 영역

o 수렴 x 발산

Fig. 6. Region of convergence parameter $\bar{\mu}$
o converge x diverge.

그림 7은 3차 적응보상 predistorter를 사용한 경우 TWT 출력의 왜곡을 같은 크기를 갖는 여러가지 $\bar{\mu}$ 값에 따라 나타낸 곡선이다. 이때 $\bar{\mu}$ 의 크기가 0.1이며, 1/4분면, 3/4분면, 4/4분면의 값을 사용하였다. $\bar{\mu} = 0.0866 - j0.05$ 와 $\bar{\mu} = 0.1$ 일 때 가장 성능이 우수하여 왜곡을 약 27 [dB] 까지 감소시켰다.

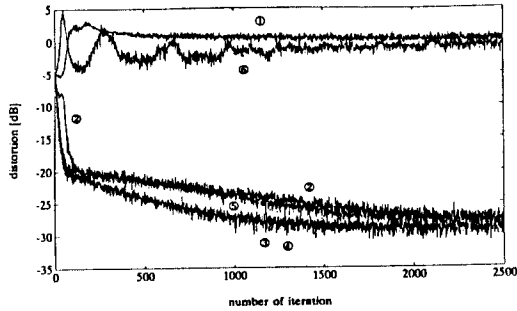


그림 7. Predistorter의 성능곡선

- ① $\bar{\mu} = 0.0259+j0.0966$
- ② $\bar{\mu} = 0.0707+j0.0707$
- ③ $\bar{\mu} = 0.1$ ④ $\bar{\mu} = 0.0866-j0.05$
- ⑤ $\bar{\mu} = 0.0259-j0.0966$
- ⑥ $\bar{\mu} = -0.05-j0.0866$

Fig. 7. Performance curve of the adaptive Predistorter.

- ① $\bar{\mu} = 0.0259+j0.0966$
- ② $\bar{\mu} = 0.0707+j0.0707$
- ③ $\bar{\mu} = 0.1$ ④ $\bar{\mu} = 0.0866-j0.05$
- ⑤ $\bar{\mu} = 0.0259-j0.0966$
- ⑥ $\bar{\mu} = -0.05-j0.0866$

그림 8은 수렴상수 $\bar{\mu}$ 를 실수로 한 경우(①, $\bar{\mu} = 0.1$)와 같은 크기를 갖는 4/4분면 위의 복소수로 한 경우(②, $\bar{\mu} = 0.0866 - j0.05$) predistorter의 계수 $c_1[k]$ 와 $c_2[k]$ 의 시간에 따른 평균 궤적을 그린 것이다. $\bar{\mu}$ 의 값을 4/4분면 복소수로 한 경우의 수렴 특성이 더 양호한 것을 관찰할 수 있다.

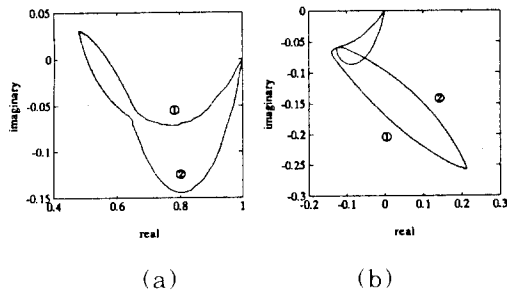


그림 8. Predistorter 계수의 평균궤적

- (a) 1차 계수 $c_1(k)$ (b) 3차 계수 $c_2(k)$
- ① $\bar{\mu} = 0.0866-j0.05$ ② $\bar{\mu} = 0.1$

Fig. 8. Average trajectory of the predistorter coefficients. (a) 1st order coefficient $c_1(k)$ (b) 3rd order coefficient $c_2(k)$

- ① $\bar{\mu} = 0.0866-j0.05$ ② $\bar{\mu} = 0.1$

이때 TWT 출력의 constellation이 적응해 가는 과정을 그림 9(a)에 나타내었다. 최종 수렴상태에서의 constellation(그림 9(b))은 왜곡되기전의 QAM constellation에 매우 가까워진 것을 관찰할 수 있다.

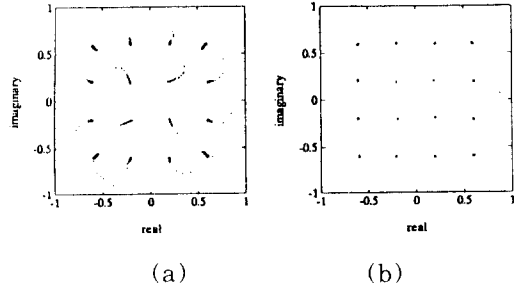


그림 9. 적응 predistorter에 의해 보상된 constellation (a) 1회에서 4000회 반복수행 (b) 3000에서 4000회 반복수행

Fig. 9. Compensated constellation with the adaptive predistorter. (a) from 1 to 4000 iteration (b) from 3000 to 4000 iteration.

그림 10은 3차 및 5차의 적응 predistorter와 같은 차수를 갖는 fixed predistorter의 성능을 비교한 결과이다. 적응 predistorter를 3차로 한 경우와 5차로 한 경우 성능의 차이는 거의 없으며, 대략 500 샘플의 데이터 적응 후에 적응 predistorter를 사용한

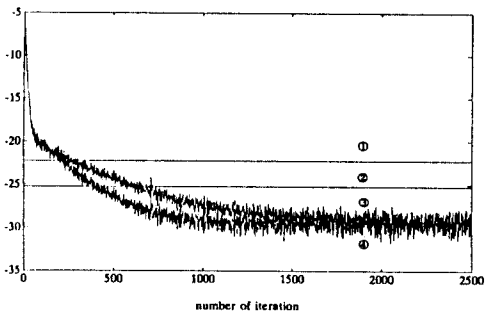


그림 10. 적응 predistorter와 fixed predistorter의 성능비교 ① 3차 fixed predistorter ② 5차 fixed predistorter ③ 3차 적응 predistorter ④ 5차 적응 predistorter

Fig. 10. Performance comparison performance between the adaptive predistorters. ① 3th fixed predistorter ② 5th order fixed predistorter ③ 3th order adaptive predistorter ④ 5th order adaptive predistorter.

경우의 왜곡이 fixed predistorter의 경우 보다 작아진다. 이러한 성능의 차이는 적응 predistorter의 경우 오차를 최소화하도록 predistorter의 계수들이 결정되는 반면 fixed predistorter에서는 TWT 함수 모델링 과정에서 근사화가 이루어지며, 모델의 역함수를 구하는 과정에서도 고차항을 제거하여 고차항을 제거하여 근사화하기 때문에 고차항의 오차가 크게 발생한다. 이러한 고차항오차는 입력신호의 크기가 작은 경우 큰 영향이 없지만 신호의 크기가 커지면 큰 오차를 발생시킨다.

그림 11은 3차 적응 predistorter 및 fixed predistorter를 사용하여 전체 TWT 함수를 선형화한 정도를 크기응답(a)과 위상응답으로 나타낸 것이다. 적응 predistorter의 경우 4000 샘플의 데이터를 사용하여 최종 수렴한 predistorter 계수를 사용하였다. ①은 보상전의 TWT 함수이며 ②는 이상적인 전력증폭기 함수를 나타낸다. 적응 predistorter(③)의 경우가 fixed predistorter(④)에 비해 이상적인 증폭기의 특성에 매우 가깝게 선형화한 것을 알 수 있다. 특히 신호의 크기가 큰 부분에서 적응 predistorter의 선형화 특성이 우수함을 관찰할 수 있다.

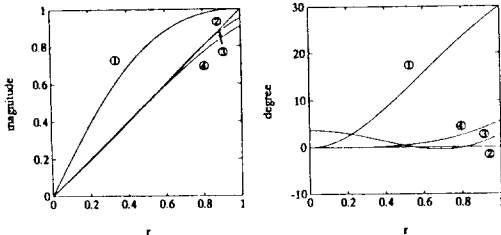


그림 11. 선형화된 TWT 함수의 특성 (a) AM-TO-AM 변환특성 (b) AM-TO-AM 변환특성 ① 보상전의 TWT 특성 ② 이상적인 증폭기 특성 ③ 적응 predistorter를 사용하여 보상된 특성 ④ fixed predistorter를 사용하여 보상된 특성

Fig. 11. The characteristics of the lineized TWT function. (a) AM-to-AM conversion (b) AM-to-PM conversion ① TWT characteristics without compensation ② characteristics of an ideal amplifier ③ compensated characteristics— adaptive predistorter ④ compensated characteristics -- fixed predistorter.

IV. 결론

디지털 위성통신 시스템에서 비선형 왜곡의 주된 원인인 고주파 전력증폭기의 적응 선형화 방법에 대한 연구를 수행하였다. 본 논문에서 제안한 적응 predistorter는 QAM 시스템의 baseband 단에서 사용될 수 있는 방법으로서, 기본적인 구조는 기존의 fixed predistorter와 같이 입력신호에 대해 Taylor 급수의 형태를 갖는다. 순환 최적화 알고리즘을 사용하여 predistorter의 계수를 적응적으로 계산하므로 신호의 전력을 감소시키지 않으면서 고주파 전력증폭기의 동작조건 변화에 적응할 수 있도록 하였다.

모의 실험을 통하여 적응 알고리즘의 수렴 특성을 조사하였고, 기존의 fixed predistorter에 비해 10 [dB] 정도의 왜곡을 더 줄일 수 있었다.

부록

$\bar{\mu}$ 의 영역

(16)에 나타낸 계수조정식이 안정하기 위한 $\bar{\mu}$ 한 계수조정식은 다음과 같이 $C(k)$ 에 대한 비선형 차분방정식의 형태를 갖는다.

$$C(k+1) = C(k) + \bar{\mu} \cdot (x(k) - T[C^T(k)X(k)] + n(k)) \cdot X^*(k) \quad (A1)$$

이에 대한 정확한 수렴특성 분석은 용이하지 않으므로 평균치정리(mean value theorem)를 이용하여 선형근사화 한다. 원하는 TWT 출력신호 $x(k)$ 를 최적 predistorter 계수 C_{opt} 를 사용하여 나타내면 다음과 같다.

$$x(k) = T[C_{opt}^T X(k)] + \epsilon(k) \quad (A2)$$

여기에서 $\epsilon(k)$ 는 $C_{opt}^T X(k)$ 로 나타내어지는 TWT 역함수모델의 오차로 인하여 발생하는 TWT 출력오차이다. (A2)를 사용하여 오차 $e(k)$ 를 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$e(k) = T[C_{opt}^T X(k)] - T[C^T(k)X(k)] + \epsilon(k) + n(k) \quad (A3)$$

평균치정리에 의하면 $C_{opt}^T X(k)$ 와 $C^T X(k)$ 사이에 다음의 조건을 만족하는 $\xi(k)$ 가 존재하므로,

$$T[C_{opt}^T X(k)] - T[C^T(k)X(k)] = \frac{\partial T}{\partial y} \Big|_{y=\xi(k)} \cdot (C_{opt}^T X(k) - C^T(k)X(k)) \quad (A4)$$

(A3)와 (A4)를 (16)에 대입하면 다음과 같은 선형

화된 계수 갱신식을 얻을 수 있다.

參考文獻

$$C(k+1) = C(k) + \bar{\mu} \frac{\partial T}{\partial y} \Big|_{y=\xi(k)} (C_{opt}^T X(k) - C^T(k) X(k)) X^*(k) - \bar{\mu} (\epsilon(k) + n(k)) X^*(k) \quad (A5)$$

계수오차벡터를 $V(k) = C_{opt} - C(k)$ 로 정의하고, 양변에 기대값을 취하면 평균 계수오차벡터의 차분방정식을 얻을 수 있다.

$$E[V(k+1)] = E \left[\left(I - \bar{\mu} \frac{\partial T}{\partial y} \Big|_{y=\xi(k)} X^*(k) X^T(k) \right) V(k) \right] - \bar{\mu} E[(\epsilon(k) + n(k)) X^*(k)] \quad (A6)$$

여기에서 다음과 같은 가정을 통하여 (A6)을 근사화한다.

1. 측정잡음 $n(k)$ 는 입력신호벡터 $X(k)$ 와 독립이다.
2. $\frac{\partial T}{\partial y} \Big|_{y=\xi(k)}, X(k), V(k)$ 가 상호독립이다.
3. $\xi(k)$ 는 stationary이며 크기가 TWT 입력범위내에서 균일하게 분포한다.

가정 2와 3은 실제 상황과 부합하지는 않지만 문제를 단순화하여 근사적인 해석을 가능하게 한다. 대표적인 TWT 함수의 미분값은 입력의 크기만의 함수이므로 가정 3에 의해서 TWT 미분함수의 기대값을 다음과 같이 β 로 대체하면,

$$z = (1.984 + j0.068)x + (-1.82 + j1.151)|x|^2 + (0.702 - j0.719)|x|^4 \quad (A7)$$

(A6)은 다음과 같이 근사화된다.

$$E[V(k+1)] = (I - \bar{\mu}\beta R_{XX})E[V(k)] - \bar{\mu}E[\epsilon(k)X^*(k)] \quad (A8)$$

여기에서 $R_{XX} = E[X^*(k)X^T(k)]$ 를 나타내며, 이의 최대고유치를 λ_{max} 라 할 때, $E[\epsilon(k)X^*(k)]$ 가 유한값을 갖는다면, (A8)이 안정할 조건^[17]은 다음과 같다.

$$|1 - \bar{\mu}\beta\lambda_{max}| < 1 \quad (A9)$$

이를 만족하는 $\bar{\mu}$ 의 범위는 복소평면에서 다음을 만족하는 원의 내부이다.

$$\left| \bar{\mu} - \frac{1}{\beta\lambda_{max}} \right| < \frac{1}{|\beta\lambda_{max}|} \quad (A10)$$

[1] S. Benedetto and Biglieri, "Nonlinear Equalization of Digital Satellite Channels," *IEEE Journal on Selected Areas in Commun.*, Vol. SAC-1, No. 1, pp. 57-62, 1983.

[2] A. A. M. Saleh, "Frequency-Independent and Frequency-Dependent Nonlinear Models of TWT Amplifiers," *IEEE Trans. on Commun.*, Vol. 29, No. 11, pp. 1715-1720, 1981.

[3] 김재명, 이호진, 박광량, "위성통신 요소 기술," 전자공학회지, 9권, 3호, pp. 25-45, 1992.

[4] 백정기, "위성통신에서의 전파전파 및 초고주파 기술," 한국통신학회지, 19권 10호 pp. 71-86, 1992.

[5] S. Benedetto, E. Biglieri and R. Daffara, "Modeling and Performance Evaluation of Nonlinear Satellite Link-A Volterra Series Approach," *IEEE Trans. on Aerosp. Electron. Syst.*, Vol. AES-15, pp. 494-507, 1979.

[6] S. Benedetto, E. Biglieri, and V. Castellani, *Digital Transmission Theory*, Englewood Cliff, Nj: Prentice-Hall, 1987.

[7] S. Serfaty, J. L. LoCicero and G. E. Atkin, "Cancellation of Nonlinearities in Bandpass QAM systems," *IEEE Trans. on Commun.*, Vol. 38, No. 10, pp. 1835-1843, Oct. 1990.

[8] A. Bernaldini, M. Carraini and S. D. Fina, "Optimization of an Adaptive Cubic Predistorter for Multilevel Quadrature Modulation," *Int'l Conf. on Commun.*, pp. 151-155, 1991.

[9] G. Karam and H. Sari, "Analysis of Predistortion, Equalization, and ISI Cancellation Techniques in Digital Radio System with Nonlinear Transmit Amplifiers," *IEEE Trans. on Commun.*, Vol 37, No. 12, pp. 1245-1253, 1989.

[10] M. F. Mesiya, P. McLane and L. L. Campbell, "Maximum Likelihood

- Sequence Estimation of Binary Sequencies Transmitted over Bandlimited Nonlinear Channel." *IEEE Trans. on Commun.*, Vol 25, pp. 633-643, July 1977.
- [11] A. A. M. Saleh and J. Salz, "Adaptive Linearization of Power Amplifiers in Digital Radio System," *Bell Syst. Tech. J.*, Vol. 62, No. 4, pp. 1019-1033, Apr. 1990.
- [12] G. Karam and H. Sari, "Data Predistortion Techniques Using Intersymbol Interpolation," *IEEE Trans. on Commun.*, Vol 38, No. 10, pp. 1716-1723, 1989.
- [13] S. Popoulin and L. J. Greenstein, "Performance Analysis of Digital Radio Link with Nonlinear Transmit Amplifier." *IEEE Trans. on Commun.*, Vol SAC-5, No. 3, pp. 534-546, Apr. 1989.
- [14] J. Namiki, "An Automatically Controled Predistorter for Multilevel Quadrature Amplitude Modulation." *IEEE Trans. on Commun.*, Vol 31, No. 5, pp. 707-712, May. 1983.
- [15] B. Widrow and S. D. Sterns, *Adaptive Signal Processing*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice_Hall, 1985.
- [16] B. Widrow, J. McCool and M. Ball, "The Complex LMS Algorithm," *Proc. IEEE*, Vol. 63, pp. 719-720, 1975.
- [17] W. A. Sethares, "Adaptive Algorithms with Nonlinear Data and Error Functions," *IEEE Trans. on Signal Processing*, Vol. 40, No. 9, Sep. 1992.

 著者紹介



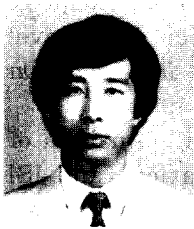
林龍勳(正會員)

1989年 2月 연세대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1991년 2월 연세대학교 전자공학과 대학원 졸업(공학석사). 현재 연세대학교 전자공학과 대학원 박사과정. 주관심 분야는 비선형 적응 디지털 신호처리, 능동소음제어 등임.



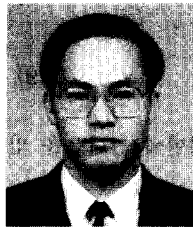
徐廷泰(正會員)

1985년 2월 연세대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1987년 2월 연세대학교 전자공학과 대학원 졸업(공학석사). 1990년 2월 ~ 현재 연세대학교 전자공학과 대학원 박사과정. 주관심 분야는 비선형 적응 디지털 신호처리, 영상 신호처리, 프랙탈 영상압축 등임.



尹大熙(正會員)

第 30卷 B編 第 10號 參照
현재 연세대학교 전자공학과 교수



趙鑄洙(正會員)

1984년 2월 중앙대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1987년 8월 연세대학교 전자공학과 대학원 졸업(공학석사). 1991년 5월 The University of Texas at Austin, Department of Electrical and Computer Engineering(Ph.D). 1992년 3월 ~ 현재 중앙대학교 전자공학과 조교수

著 者 紹 介



徐 光 樂(正會員)

1993年 2月 중앙대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1993年 3月 ~ 현재 중앙대학교 전자공학과 대학원 석사과정. 주관심 분야는 디지털 위성통신 및 비선형 적응 디지털 신호처리, Digital Storage

Channel 등임.