

주파수 선택성 채널에서 QAM 신호의 수신을 위한 비선형 등화기

류재호, 이용환

서울대학교 전기컴퓨터공학부

ylee@snu.ac.kr

본 논문에서는 비선형 왜곡이 있는 환경에서 QAM 신호의 수신 성능을 개선시키기 위한 비선형 왜곡 제거 알고리즘을 제안한다. 비선형 왜곡의 효과를 줄이기 위하여 MMSE-DFE 수신기의 역방향 필터에 비선형 탭을 포함시키고 등화기 출력에서 추가적인 처리를 통해 남아 있는 잔여 비선형 왜곡을 제거한다. 비선형 왜곡이 있는 환경에서 MMSE-DFE 수신기와 제안된 수신기의 성능을 분석하고 전산 모의 실험을 통해 검증한다. MMSE-DFE 수신기와 비교한 제안된 수신기의 SNR 이득은 QAM 신호의 신호점 수가 커지고 비선형 왜곡이 커질수록 증가한다.

1. 서론

무선 채널을 통한 고속 멀티미디어 서비스에 대한 수요가 증가함에 따라 QAM (Quadrature Amplitude Modulation)과 같이 주파수 효율이 높은 변조 방식에 대한 필요성이 커지고 있다. QAM 변복조를 무선 환경에서 사용하기 위해서는 전력 효율이 좋으면서도 신호에 대한 왜곡이 작은 전력 증폭기가 필요하다. 전력 증폭기에 의한 비선형 왜곡은 입력 신호의 크기를 포화 영역보다 작게 운용함으로써 줄일 수 있지만 이로 인한 SNR의 열화와 전력 효율상의 손실을 감수해야 한다. 지난 20 여년 동안 신호 처리를 통해 전력 증폭기에 의한 비선형 왜곡을 줄이려는 연구가 위성 통신 분야나 [1] 마이크로파 무선 중계기 분야에서 [2,3,4] 활발히 이루어져 왔다. 그 중 송신측에서의 전치 왜곡 (pre-distortion) 기법과 수신측에서의 비선형 등화기를 통해 수신 성능을 개선하려는 시도에 연구가 집중되었다.

전치 왜곡 기법은 디지털 기저 대역 신호를 왜곡시키는 방법 [2,3]과 IF 나 RF 단에서 아날로그 신호를 왜곡시키는 방법이 모두 사용될 있다. 전치 왜곡기의 파라미터는 off-line 에서 전력 증폭기의 특성을 측정하여 계산한 후 그 값으로 고정시킬 수도 있지만 전력 증폭기의 특성이 조금씩 다르고 변하기 때문에 on-line 에서 적응적인 방법을 통해 설정하는 것이 타당하다. 그러나 파라미터를 on-line 으로 갱신하기 위해서는 송신단에 추가적인 복조 회로가 필요해져 저가로 구현해야 하는 가입자 단말에 적용하기에는 적절하지 않게 된다.

MLSD (Maximum-Likelihood Sequence Detection)나 [5] 비선형 등화기 [1,6] 또는 비선형 ISI (Inter-Symbol Interference) 제거기와 [7] 같은 신호처리 방법을 통해 비선형 왜곡의 영향을 줄일 수 있다. MLSD 는 송신 데이터에 대한 ML 추정 값을 얻을 수 있지만 채널 파라미터를 정확히 알아야 하므로 채널이 특성이 변하는 환경에는 적용하기 어려운 한계가 있다. Falconer 의 논문에서 제안된 비선형 DFE (Decision Feedback Equalizer) [6] 는 비선형 왜곡의 영향을 상당히 줄일 수 있지만 과도하게 많은 탭을 필요로 하고 초기화 시간이 길어 실제 시스템에 적용하기 어렵다. [1]에서는 PSK 신호에 대해 등가 채널을 표현하는 Volterra 급수의 항을 간소화함으로써 등화기의 복잡도를 줄이는 방법을 제안하였다. 그러나 그 방법은 QAM 신호에 대해서는 적용할 수 없는 한계가 있다.

본 논문에서는 비선형 왜곡 환경에서 QAM 신호의 수신 성능을 개선하기 위한 비선형 왜곡 제거 알고리즘을 제안한다. 제안하는 알고리즘은 NLC-DFE (Nonlinear Canceller-Decision Feedback Equalizer) 로 명명하였다. QAM 신호가 무선 다중 경로 채널을 통해 전송될 때 송수신 필터와 채널 그리고 HPA 에 의한 신호의 왜곡은 [8, 9] 에서

설명된 방법에 따라 Volterra 급수로 모델링할 수 있다. Nyquist 조건을 만족시키는 송수신 필터를 사용하고 정확한 타이밍 동기를 가정하였을 때 채널을 모델링하는 Volterra 급수는 일정한 규칙성을 갖는다. 이 규칙성을 이용하면 등가 채널을 비선형 왜곡과 이에 이은 선형 필터로 근사할 수 있는데 이로부터 등화기와 비선형 왜곡 제거기를 결합하는 간단한 방법을 도출할 수 있다.

서론에 이어 2 장에서는 시스템 모델과 Volterra 급수를 이용한 등가 채널 모델을 제시한다. 3 장에서 NLC-DFE 수신기 구조를 제안하고 4 장에서 그 성능에 대한 분석과 전산 모의 실험 결과를 보인 후 5 장에서 결론을 맺는다.

2. 시스템 모델

그림 1 에 기저 대역에서 본 등가 시스템 모델을 도시하였다. QAM 데이터 심볼 $a[n]$ 은 송신 필터 $g(t)$ 를 거치고 HPA 에 의해 증폭되어 전송된다. 기저 대역에서 본 HPA 입력 신호를 $b(t)$, 출력 신호를 $s(t)$ 라 할 때 HPA 에 의한 비선형 왜곡은

$$s(t) = \sum_{m=0}^{\infty} \lambda_m b^{m+1}(t) b^{*m}(t) \quad (1)$$

과 같이 나타낼 수 있다 [9]. 여기서 λ_m 은 비선형 왜곡을 나타내는 Taylor 급수의 m 차 계수이며 * 는 켈레 복소수를 나타낸다. 여기서는 다중 경로파가 없는 채널, 다중 경로간의 간격이 심볼 간격과 같은 채널, 다중 경로간의 간격이 심볼 간격과 다른 채널에 대해 등가 채널 모델을 유도한다.

(1) 다중 경로가 없는 채널

송수신 필터가 Nyquist 조건을 만족하고 수신기에서의 동기가 완벽하다고 가정할 때 $t = nT$ 에서 샘플링한 신호는

$$r[n] = \sum_{m=1}^M \dots \sum_{k_{2m-1}} f^{(2m-1)}(k_1, \dots, k_{2m-1}) \prod_{i=1}^m a[n-k_i] \prod_{j=m+1}^{2m-1} a^*[n-k_j] + w[n] \quad (2)$$

과 같이 나타낼 수 있다. 여기서 $(2M-1)$ 은 가장 차수가 높은 비선형 왜곡 성분, $w[n]$ 은 잡음 샘플, $f^{(2m-1)}(k_1, \dots, k_{2m-1})$ 은 Volterra 급수 계수로 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$f^{(2m-1)}(k_1, \dots, k_{2m-1}) = \lambda_{2m-1} \int_{-\infty}^{\infty} g(\tau) \prod_{i=1}^m g(\tau-k_i T) \prod_{j=m+1}^{2m-1} g^*(\tau-k_j T) d\tau \quad (3)$$

일반적으로 HPA 를 포화 영역 근처에서 일정한 back-off 를 두고 동작시키므로 5 차 이상의 항은 무시할 수 있다.

그러므로 (2) 식은

$$r[n] = f^{(1)}(0)a[n] + f^{(3)}(0,0,0)|a[n]|^2 a[n] + \sum_{k \neq 0} [f^{(3)}(0,k,k) + f^{(3)}(k,0,k)]|a[n-k]|^2 a[n] + \sum_{(i,j,k)'} f^{(3)}(i,j,k)a[n-i]a[n-j]a^*[n-k] + w[n] \quad (4)$$

과 같이 간소화된다. $(i,j,k)'$ 는 $i=j=k, i=0$ 이고 $j=k$, 또는 $j=0$ 이고 $i=k$ 인 경우를 제외한 모든 경우를 나타낸다. 두 번째 항과 세 번째 항을 결합하면 (4)식은 다시

$$r[n] = a[n] + \beta |a[n]|^2 a[n] + w'[n] \quad (5)$$

로 근사할 수 있다. 여기서 β 는 결합된 3 차 항 계수로

$$\beta = f^{(3)}(0,0,0) + \frac{1}{|a[n]|^2} \sum_{k \neq 0} [f^{(3)}(0,k,k) + f^{(3)}(k,0,k)]E\{|a[n-k]|^2\} \quad (6)$$

로 나타낼 수 있으며 $w'[n]$ 은 $w[n]$ 과 나머지 비선형 왜곡 항을 포함하는 등가 잡음 항이다.

(2) 다중 경로간의 간격이 심부 간격과 같은 채널 이 경우 다중 경로 채널의 총격 응답은

$$h(t) = \sum_l h_l \delta(t - m_l T), \quad (7)$$

과 같이 나타낼 수 있다. 여기서 h_l 은 l 번째 경로의 계수이며 m_l 은 정수이다. l 번째 경로에 의한 선형 및 비선형 ISI 가

$$f_i^{(1)}(k) = \lambda_i h_l \delta[k - m_l] \\ f_i^{(3)}(i,j,k) = h_l f^{(3)}(i - m_l, j - m_l, k - m_l) \quad (8)$$

와 같이 표현될 수 있으므로 $t = nT$ 에서 샘플링 된 신호 는

$$r[n] = \sum_l h_l \{a[n - m_l] + \beta b[n - m_l]\} + w'[n] \quad (9)$$

와 같이 나타낼 수 있다. 여기서 $b[n] = |a[n]|^2 a[n]$ 이다.

(3) 다중 경로간의 간격이 심부 간격과 다른 채널 이 경우 l 번째 경로의 지연을

$$\tau_l = (m_l + \theta_l)T \quad (10)$$

와 같이 나타낼 수 있다. 여기서 m_l 은 정수이고 $-0.5 < \theta_l \leq 0.5$ 이다. 이 때 선형 및 비선형 ISI 계수는 Nyquist 조건을 만족시키지 못하므로 (2)의 경우와 달리 추가적인 ISI 항이 더 생긴다.

$\alpha = 0.2, 0.4, 0.6$ 인 RRC (Root Raised Cosine) 필터를 송신 필터로 사용한 경우에 대해 θ_l 에 대해 평균한 비선형 ISI 계수를 정리한 표 1 에 따르면 $f^{(3)}(0,0,0)$, $f^{(3)}(1,1,1)$ 그리고 $f^{(3)}(1,0,1)$ 세 계수가 가장 큰 값을 갖는다. 그 중 $f^{(3)}(1,0,1)$ 와 $f^{(3)}(0,0,0)$ 항이 생성하는 비선형 ISI 가 같은 위상을 가지므로 두 항을 합칠 수 있다. 그러므로 비선형 왜곡 성분 중 $f^{(3)}(0,0,0)$ 과 $f^{(3)}(1,1,1)$ 두 항만을 남기고 나머지는 잡음 성분으로 간주하여도 큰 오차가 없다. 마찬가지로 선형 ISI 성분 중에서도 $f^{(1)}(0)$ 와 $f^{(1)}(1)$ 항만으로 근사할 수 있어 l 번째 경로에 의한

전체 ISI 는

$$r_l[n] = f_i^{(1)}(0)a[n - m_l] + [f_i^{(3)}(0,0,0) + f_i^{(3)}(1,0,1)]b[n - m_l] + f_i^{(1)}(1)a[n - m_l - 1] + f_i^{(3)}(1,1,1)b[n - m_l - 1] + e_l[n] \quad (11)$$

과 같이 쓸 수 있다. 여기서 $e_l[n]$ 은 근사 과정에서 무시된 성분까지를 포함하는 잡음 성분이다. 또한 $f_i^{(3)}(1,1,1)/f_i^{(1)}(1)$ 과 $[f_i^{(3)}(0,0,0) + f_i^{(3)}(1,0,1)]/f_i^{(1)}(0)$ 의 크기가 거의 같으므로 식 (11)는 다음 식과 같이 더 근사할 수 있다.

$$r_l[n] = h_l \sum_{k=0}^1 f^{(1)}(k)(a[n - m_l - k] + \beta b[n - m_l - k]) + e_l[n] \quad (12)$$

다중 경로 성분에 의한 ISI 를 모두 합하면 식 (9)와 같은 채널 모델을 얻는다.

3. NLC-DFE 수신기

식 (9)에 따르면 송신 데이터 심볼 $a[n]$ 은 3 차 비선형 왜곡을 거친 후 선형 채널을 통과한다. 그러므로 수신기에서는 먼저 선형 채널에 의한 ISI 를 제거한 후 비선형 왜곡을 제거하는 역과정을 통해 원래 데이터 심볼을 복원할 수 있다. 그림 2 에 제안된 수신기 구조를 도시하였다. 그림에서 선형 ISI 는 일반적인 MMSE-DFE 에 의해 처리되며 비선형 왜곡은 역방향 필터 내의 비선형 탭과 판별기 앞에 위치한 비선형 왜곡 제거기에 의해 처리된다. 역방향 필터 내부의 상세한 구조는 그림 3 에 도시되어 있다.

DFE 의 순방향 필터가 MMSE 기준에 의해 초기화되었을 때 순방향 필터의 출력은

$$y[n] = \sum_{i=0}^{I_b} q_i \{a[n - i] + \beta |a[n - i]|^2 a[n - i]\} + v[n] \quad (13)$$

과 같이 나타낼 수 있다. 여기서 I_b 는 후위 ISI 성분을, q_i 는 채널과 순방향 필터의 결합된 총격 응답, $v[n]$ 은 순방향 필터 출력에서의 잡음 성분을 나타낸다. 복원된 데이터 심볼 $\hat{a}[n - i]$ 가 송신 데이터 심볼과 같다고 가정하면 이들로부터 선형 및 비선형 ISI 를 합성하여 제거할 수 있다. 역방향 필터의 선형 및 비선형 탭 계수가 정확하게 초기화될 경우 역방향 필터의 출력은

$$x[n] = a[n] + \beta |a[n]|^2 a[n] + v[n] \quad (14)$$

와 같이 된다. 식 (14)의 두 번째 항은 비선형 왜곡 성분으로 다음 식과 같이 간단한 연산을 통해 제거할 수 있다

$$z[n] = x[n] - \alpha |x[n]|^2 x[n] \\ = a[n] + (\beta - \alpha) |a[n]|^2 a[n] + v[n] \quad (15)$$

MMSE-DFE 수신기와 비교할 때 제안된 수신기는 I_b 개의 추가적인 탭 연산을 필요로 한다.

선형 계수와 비선형 계수는 [6]에서 제안된 LMS 알고리즘으로 초기화할 수 있다. 두 종류의 계수를 동시에 초기화할 수도 있지만 선형 탭과 비선형 탭 사이의 상관성으로 인한 큰 고유 값 분포 (eigen-value spread) 때문에 초기화 시간이 길어지는 문제가 있다. 초기화 시간은 먼저 선형 계수를 초기화한 후 비선형 계수를 초기화하는 방법을 통해 해결한다. 다만 최적 선형 필터의 계수가 선형 채널에 대한 MMSE-DFE 해이고 비선형 ISI 가 잡음 선형 계수만 초기화할 때는 잡음 성분으로만 작용한다는 점을 고려하여 선형 계수를 초기화할 때는 송신 신호의 전력을 줄인

다. 선형 계수의 초기화가 끝나면 송신 전력을 원래 상태로 복원시키고 비선형 계수를 초기화한다.

4. 성능 분석

비선형 왜곡이 있을 때 MMSE-DFE 와 NLC-DFE 의 SER (Symbol Error Rate) 성능을 분석한다. 그림 4 에 MMSE-DFE 수신기의 구조를 도시하였다. 그림에서 $C(z)$ 는 순방향 필터의 전달 함수, $E(z)$ 는 인과성 (causal) 최소 위상 (minimum-phase) 특성을 갖는 잡음 평탄화 필터의 전달 함수이다. 최적의 MMSE-DFE 는 판별기 오차 신호의 평균 자승 값을 최소화한다. 판별기 오차 신호 $\epsilon[n]$ 은 잔여 선형 ISI 성분 $A(z)[H(z)C(z)-1]$, 비선형 ISI 성분, $B(z)H(z)C(z)$, 잡음 성분 $W'(z)C(z)$ 으로 나눌 수 있다. 여기서 $A(z)$, $B(z)$, $W'(z)$ 는 각각 $a[n]$, $\beta|a[n]|^2 a[n]$, $w'[n]$ 의 z -변환을 나타낸다. 최적의 순방향 필터 $C(z)$ $\epsilon[n]$ 의 전력 밀도 (power spectrum)

$$S_{\epsilon}(e^{j\omega}) = S_A(e^{j\omega})|H(e^{j\omega})C(e^{j\omega})-1|^2 + S_B(e^{j\omega})|H(e^{j\omega})|^2|C(e^{j\omega})|^2 + S_{W'}(e^{j\omega})|C(e^{j\omega})|^2 + 2S_{AB}(e^{j\omega})\text{Re}\{[H(e^{j\omega})C(e^{j\omega})-1]H^*(e^{j\omega})C^*(e^{j\omega})\} \quad (16)$$

을 최소화하는 값을 찾음으로써 최적화시킬 수 있다. 여기서 $S_{AB}(e^{j\omega})$ 는 $a[n]$ 과 $\beta|a[n]|^2 a[n]$ 의 교차 전력 밀도 (cross power spectrum)를 나타낸다. 식 (16)을 C 에 대한 2 차식으로 정리하면 최적 순방향 필터와 그 때의 $\epsilon[n]$ 의 전력 밀도가 다음 식과 같이 쉽게 유도할 수 있다.

$$C(e^{j\omega}) = \frac{[S_A(e^{j\omega}) + S_{AB}(e^{j\omega})]H^*(e^{j\omega})}{[S_A(e^{j\omega}) + S_B(e^{j\omega}) + 2S_{AB}(e^{j\omega})]|H(e^{j\omega})|^2 + S_{W'}(e^{j\omega})} \quad (17)$$

$$S_{\epsilon}(e^{j\omega}) = \frac{[S_A(e^{j\omega})S_B(e^{j\omega}) - S_{AB}^2(e^{j\omega})]|H(e^{j\omega})|^2 + S_A(e^{j\omega})S_{W'}(e^{j\omega})}{[S_A(e^{j\omega}) + S_B(e^{j\omega}) + 2S_{AB}(e^{j\omega})]|H(e^{j\omega})|^2 + S_{W'}(e^{j\omega})} \quad (18)$$

오차의 최소 자승 값과 SER 값은 [10]에 나온 식을 사용하여 계산한다.

NLC-DFE 의 성능을 얻기 위해서는 순방향 및 역방향 필터의 선형 계수가 선형 채널에 대한 MMSE-DFE 해로 초기화되고 역방향 필터 안에 있는 비선형 탭에 의해 후위 비선형 ISI 성분이 완전히 제거된다는 가정이 필요하다. 이 때 식 (14)의 잡음 성분 $v[n]$ 의 분산은 선형 채널에 대한 MMSE-DFE 수신기의 잡음 분산과 같으며

$$E\{|v[n]|^2\} = \frac{S_A(e^{j\omega})S_{W'}(e^{j\omega})}{S_A(e^{j\omega})|H(e^{j\omega})|^2 + S_{W'}(e^{j\omega})} > \sigma \quad (19)$$

과 같이 계산한다. 여기서 $\langle \cdot \rangle_G$ 은 기하 평균을 나타내는 연산 기호로 [10]의 식 (10.4)에 정의되어 있다. 식 (14)와 (15)에 따르면 비선형 왜곡의 영향이 데이터 심볼에 따라 다르게 나타나므로 고정된 데이터 심볼 $a[n]$ 에 대해 SER 을 계산한 후 그 결과를 평균하여 최종 SER 을 구하는 방법을 사용한다. 판별기에서의 결정이 옳다고 가정할 때 판별기 오차는

$$\epsilon_a(a[n]) = -\beta|a[n]|^2 a[n] + v[n] + \alpha|Ua[n] + v[n]|^2 (Ua[n] + v[n]) \quad (20)$$

와 같이 나타낼 수 있다. 여기서 $U = 1 + \beta|a[n]|^2$ 이다. 식

(21)로부터 $\epsilon_a(a[n])$ 의 평균과 분산은

$$\begin{aligned} \mu_a(a[n]) &= -\beta S_2 a[n] + \alpha(U^3 S_2 + 2UN_2)a[n] \\ \sigma_a^2(a[n]) &= (\zeta_2 \alpha^2 + \zeta_1 \alpha + \zeta_0) - \mu_a(a[n])^2 \end{aligned} \quad (21)$$

과 같이 정리할 수 있다. 여기서 $N_i = E\{|v[n]|^i\}$, $S_i = a[n]^i$ 이며

$$\begin{aligned} \zeta_0 &= \beta^2 S_6 + N_2 \\ \zeta_1 &= 2\beta(U^3 S_4 + 2US_2 N_2) + 2(2U^2 S_2 N_2 + N_4) \\ \zeta_2 &= U^6 S_6 + N_6 + 9U^4 S_4 N_2 + 9U^2 S_2 N_4 \end{aligned} \quad (22)$$

이다. 오차 신호의 평균과 분산으로부터 SER 은

$$\begin{aligned} P_a(a[n]) &= (K_{\text{opt}}(a[n]) + K_{\text{sp}}(a[n]))Q\left(\sqrt{\frac{2|1 - \text{Re}\{\mu_a(a[n])\}|^2}{\sigma_a^2(a[n])}}\right) \\ &+ (K_{\text{thr}}(a[n]) + K_{\text{down}}(a[n]))Q\left(\sqrt{\frac{2|1 + \text{Re}\{\mu_a(a[n])\}|^2}{\sigma_a^2(a[n])}}\right) \end{aligned} \quad (23)$$

과 같이 계산 가능하다. 여기서 $K_{\text{dir}}(a[n])$ 은 *dir* 방향에 있는 인접 심볼의 수를 나타내는데 0 또는 1 의 값을 갖는다. 최적의 계수 α 는 데이터 심볼에 대해 평균한 SER 을 최소화하는 값이 된다.

$$\alpha_{\text{opt}} = \min_{\alpha}^{-1} \sum_{a[n]} p(a[n]) P_a(a[n]) \quad (24)$$

여기서 $p(a[n])$ 은 데이터 심볼 $a[n]$ 이 전송될 확률이다.

비선형 왜곡이 있는 환경에서 제안된 수신기와 MMSE-DFE 의 성능을 전산 모의 실험을 통해 비교하였다. 채널로 다중 경로의 지연이 $\{-0.9T, 0, 0.8T, 1.6T\}$, 각 경로의 계수가 $\{-0.2+j0.3, 1.0, 0.5-j0.2, -0.1+j0.1\}$ 이며 3 차 비선형 왜곡이 있는 채널을 가정하였다. 비선형 왜곡의 크기는 전체 신호 성분 중 비선형 ISI 크기의 상대적인 비로 정의하였다. 그림 5 에 256-QAM 신호를 전송하고 수신기에서 10 탭 순방향 필터와 3 탭 역방향 필터를 사용했을 때의 SER 성능을 도시하였다. 앞에서 보인 SER 성능 분석의 효용성을 검증하기 위하여 이론적으로 계산한 성능 곡선을 "analysis"로 표기하여 같이 도시하였다. 이론적인 SER 성능 계산이 전산 모의 실험 결과와 잘 일치함을 볼 수 있다. 수신기의 성능을 비교하면 제안된 NLC-DFE 가 MMSE-DFE 에 비해 월등히 낮은 성능을 보임을 알 수 있다.

그림 6 에 16, 64, 256-QAM 에서 10^{-5} 의 SER 을 얻기 위해 필요한 SNR 을 도시하였다. MMSE-DFE 와는 달리 제안된 수신기의 성능은 QAM 신호점의 크기가 커질수록 비선형 왜곡의 크기에 영향을 적게 받음을 볼 수 있다. NLC-DFE 수신기의 성능 열화는 판별기 앞에 있는 비선형 왜곡 제거기를 통과할 때 생기는 잡음 신호에 의해 일어나는데 256-QAM 이 동작하는 비선형 왜곡 범위에서는 비선형 왜곡 제거 연산에 의해 증폭되는 잡음의 크기가 배경 잡음의 크기보다 작아 그 효과가 미미하기 때문에 성능 열화가 없다. 결과적으로 제안된 수신기를 사용했을 때의 성능 개선은 QAM 신호점의 수가 커지고 비선형 왜곡이 커질수록 증가하는 경향을 보인다.

5. 결론

본 논문에서는 간단한 비선형 연산을 통해 비선형 왜곡을 보상할 수 있는 NLC-DFE 수신기를 제안하고 그 성능을 분석하였다. NLC-DFE 수신기의 구조는 비선형 왜곡이

있는 채널에 대한 Volterra 급수 모델 근사로부터 유도되었다. 이론적인 분석과 전산 모의 실험을 통해 QAM 신호 점의 수가 많을 때 제안된 수신기의 성능은 넓은 범위의 비선형 왜곡에 대해 강인한 특성을 가짐을 보였다. MMSE-DFE 수신기와 비교한 제안된 수신기의 SNR 이득은 QAM 신호의 신호점 수가 커지고 비선형 왜곡이 심해 질수록 더 증가한다. NLC-DFE 는 다중 레벨 QAM 변조 방식을 사용하는 무선 전송 시스템에 적용할 수 있는 우수한 수신기 구조이다.

참고 문헌

- [1] S. Benedetto, E. Biglieri, "Nonlinear equalization of digital satellite channels," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 1, pp. 57-62, Jan. 1983.
- [2] A. A. Saleh and J. Salz, "Adaptive linearization of power amplifiers in digital radio systems," *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 62, pp. 1019-1033, Apr. 1983.
- [3] G Karam, H. Sari, "A data predistortion technique with memory for QAM radio systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 39, pp. 336-343, Feb. 1991.
- [4] M. D. 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.
- [5] M. F. Mesia, P. J. McLane and L. L. Campbell, "Maximum-likelihood sequence estimation of binary sequences transmitted over band-limited nonlinear channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 25, pp. 633-643, July 1977.
- [6] D. D Falconer. "Adaptive equalization of channel nonlinearities in QAM data transmission systems," *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 57, pp. 2589-2611, Sept. 1978.
- [7] E. Biglieri , A. Gersho, R. D. Gitlin and T. L. Lim, "Adaptive cancellation of nonlinear intersymbol interference for voice data transmission," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 2, pp. 765-777, Sept. 1984.
- [8] S. Benedetto, E. Biglieri, and R. Daffara, "Modeling and performance evaluation of nonlinear satellite links-A Volterra series approach," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 15, pp. 494-507, July. 1979.
- [9] S. Benedetto, E. Biglieri, *Digital Transmission Theory*, Englewood Cliffs, NJ:Prentice-Hall, 1987.
- [10] E. A. Lee and D. G Messerschmitt, *Digital Communication*, 2nd ed. KAP, 1994.

표 1. 크기가 큰 비선형 ISI 계수

$\alpha = 0.2$		$\alpha = 0.4$		$\alpha = 0.6$	
i, j, k	$f^{(3)}(i,j,k)$	i, j, k	$f^{(3)}(i,j,k)$	i, j, k	$f^{(3)}(i,j,k)$
0, 0, 0	0.67383	0, 0, 0	0.74773	0, 0, 0	0.81217
1, 1, 1	0.08561	1, 1, 1	0.07926	1, 1, 1	0.07605
1, 0, 1	0.16503	1, 0, 1	0.12684	1, 0, 1	0.08356
1, 1, 2	-0.0371	1, 1, 2	-0.02616	0, 0, 1	-0.01387
0, 0, 1	0.02464	0, 0, 2	0.01709	1, 1, 2	-0.01375

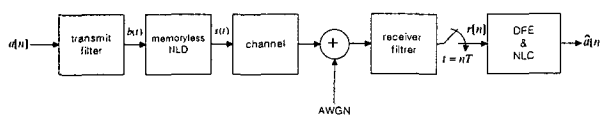


그림 1. 시스템 모델

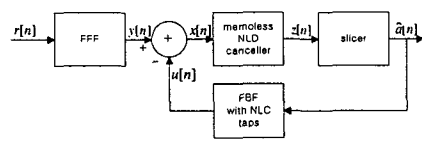


그림 2. 제안하는 NLC-DFE 수신기의 구조

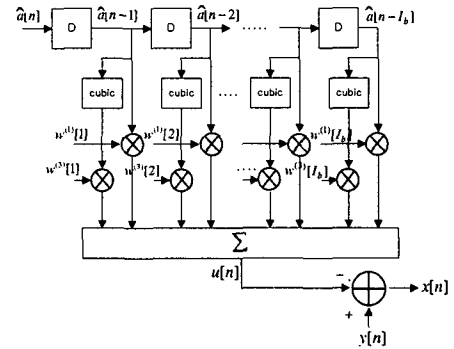


그림 3. 역방향 필터의 내부 구조

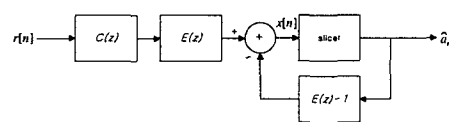


Fig. 4. MMSE-DFE 수신기

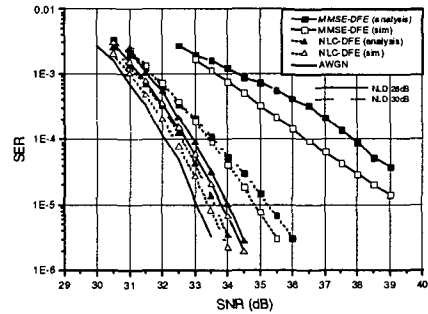


그림 5. 256-QAM 전송 시의 SER 성능

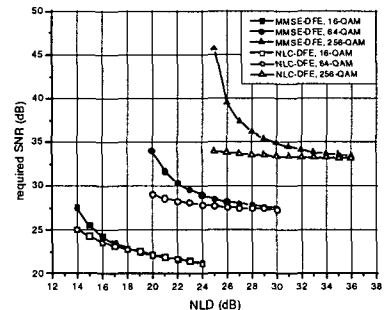


그림 6. 10⁻⁵ SER 을 얻기 위해 필요한 SER