

이중모드로 동작하는 NCMA와 DPLL를 이용한 QAM 시스템의 성능향상

정회원 강 윤 석*, 안 상 식**

Performance Improvement of the QAM System using the Dual-Mode NCMA and DPLL

Yun-seok Kang*, Sang-sik Ahn** *Regular Members*

요 약

블라인드 등화기는 학습신호를 이용하지 않고 전송된 데이터의 알려진 특성을 이용해 신호를 복원하며 일반적으로 가장 많이 이용되는 알고리즘은 구현이 간단한 Steepest Gradient Descent 계열의 알고리즘으로서 CMA나 Sato 알고리즘이 여기에 속한다. 본 논문에서는, CMA 및 Normalized CMA (NCMA)의 장점과 이중모드 위상복원 알고리즘의 장점을 결합하는 이중모드 NCMA 알고리즘을 제안하고, QAM 시스템에 적용한 컴퓨터 시뮬레이션을 수행하여 제안한 알고리즘이 CMA와 이중모드 CMA 보다 더 빠른 수렴속도와 더 적은 정상상태 잔류에러 특성을 가짐을 확인한다.

ABSTRACT

Blind equalizers recover the transmitted data using statistical characteristics of the signal alone. Among many alternatives, steepest gradient descent type algorithms such as the CMA and Sato algorithm are most widely utilized in practice. In this paper we propose a dual-mode NCMA algorithm, which combines the advantages of the dual-mode CMA and Normalized CMA (NCMA) with the dual-mode phase recovery algorithm. In addition, we perform computer simulations to demonstrate the performance improvement of the proposed algorithm with a QAM system. Simulation results show that the presented algorithm has a faster convergence speed and smaller steady-state residual error than the CMA and dual-mode CMA.

I. 서 론

전통적으로 ISI를 제거하기 위한 등화기는 학습신호를 이용해서 구현되어졌으나, 디지털 통신의 응용 분야에서 이러한 학습신호를 이용할 수 없는 환경, 또는 신호의 전송효율을 높이기 위해서 학습신호를 사용하지 않고 신호의 확률적 특성을 이용하는 블라인드 (Blind or Self-Recovering) 등화기의 이용이 대두되었다. 블라인드 등화기는 Sato^[1]에 의하여 처

음 제안된 후 최근까지 다양한 연구가 이루어지고 있으며, 다음과 같이 분류 할 수 있다. 첫 번째는 Steepest Gradient Descent (SGD) 알고리즘을 이용한 직접 적응등화의 이용이며, 두 번째로 채널의 특성 파라미터를 추정된 후 등화기의 구현을 위해 수신된 신호의 2차 또는 고차의 신호특성을 이용하는 간접 등화 알고리즘 계열, 세 번째로 ML (Maximum Likelihood)에 기초한 알고리즘이다. 이중 SGD 계열의 알고리즘이 구현의 간 단성과 알맞은 성능으로 인해 실제 블라인드 등화 알고리즘으

* 성미전자 FLC사업팀 (yskang@sungmi.co.kr)

** 고려대학교 전자 및 정보공학부 적용시스템 연구실(sahn@tiger.korea.ac.kr)

논문번호: 99476-1129, 접수일자: 1999년 11월 29일

로 널리 이용되고 있다. SGD 계열의 알고리즘 중 대표적으로 Sato계열의 알고리즘들과 Godard^[2] 또는 CMA^[3] 계열의 알고리즘이 있다. 그러나, 블라인드 등화 알고리즘은 본질적으로 전통적인 등화기에 비해 수렴속도가 느린 단점을 가지고 있으며 이를 개선하기 위한 많은 알고리즘들이 제안되어 왔다. Ready는 CMA가 NCM (Non-Constant Modulus) 신호원에 대해서도 정상도 상에 기준반지름을 일정하도록 가정하므로써 수렴 후에도 잔류오차가 '0'이 될 수 없는 점을 개선하여 NCM 신호원에 대해서 각각의 기준 반지름에 수렴시키므로써 수렴 후에 오차함수를 '0'으로 만들 수 있는 RDE^[5] (Radius Directed Equalization)를 제안했다. 그러나, RDE는 등화기의 초기설정 계수 값이 눈이 열려있는 상태 (Open-eye)가 아닐 경우 수렴을 보장할 수 없는 결정지향 알고리즘의 특성을 나타낸다. Kassam과 Weerackody에 의해 제안된 이중모드 CMA^[6]는 등화기 출력에 결정영역을 설정하고 CMA와 RDE를 교대로 적용함으로써 CMA의 수렴속도와 잔류오차를 개선할 수 있다. 한편, Hilal과 Duhamel에 의해 제안된 NCMA^[7]는 a posteriori 오차를 상쇄하는 제한조건에서 큰 스텝사이즈를 이용하여 수렴속도를 향상시킬 수 있는 알고리즘이다. 그러나, NCMA는 그림 1(a)와 같은 CM (Constant Modulus) 신호원에 대해서 유도되었기 때문에 그림 1(b)와 같은 다중레벨을 갖는 고차의 QAM 신호원에 대해서는 CMA 1-2 알고리즘의 특성을 갖게 된다.

본 논문에서는 고차의 QAM 시스템에서 신뢰정도에 따라서 이중모드 CMA와 유사한 결정영역을 설정하여 CMA와 NCMA를 교대로 사용하고 스텝사이즈를 조절하기 쉬운 NCMA의 특징을 이용해서 초기수렴에서는 큰 스텝사이즈를 이용하여 수렴속도를 증가시키고 수렴과정에서는 등화기의 오차레벨에 따라 스텝사이즈를 조절하므로써 잔류오차도 개선할 수 있는 이중모드 NCMA 알고리즘을 제안한다. 이중모드 NCMA는 이중모드 위상복원루프와 결합하여 최적의 성능을 발휘할 수 있으며, 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 제안된 알고리즘이 수렴속도가 빠르고, 잔류오차도 줄일 수 있음을 확인한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 기본적인 디지털 통신 시스템의 모델을 이용하여 기존의 알고리즘들과 본 논문에서 제안한 알고리즘과의 차이점을 비교하기 위해 대표적인 블라인드 적응 알고리즘에 대해 살펴보고, 3장에서는 제안한 알고리

즘에 대해서 기술하며, 4장에서 QAM 시스템 환경에서 컴퓨터 시뮬레이션을 수행하여 제안한 알고리즘의 성능의 우수성을 확인한다. 마지막으로 5장에서 결론을 맺는다.

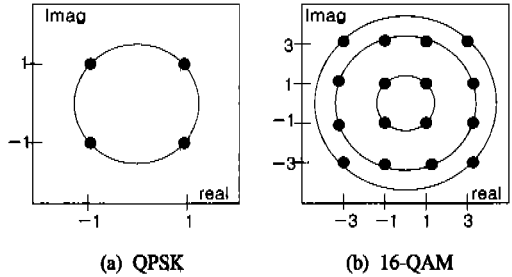


그림 1. (a) Constant Modulus 신호
(b) Non-Constant Modulus 신호

II. 블라인드 적응 등화 알고리즘

2-1. 디지털 통신 시스템 모델

QAM같은 이차원 신호원을 이용하는 디지털 통신시스템의 기저대역 모델링은 다음과 같이 나타낼 수 있으며, 그림 2에 블록선도를 보인다.

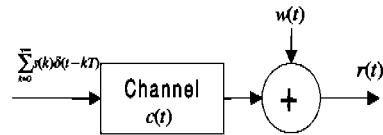


그림 2. 디지털 통신시스템의 기저대역 모델

$$r(t) = \sum_{l=0}^{\infty} s(l)c(t-lT-t_0) + u(t) \quad (2.1)$$

여기서 $s(l)$ 은 i.i.d.(independent identically distributed) 분포를 갖고 전송되는 복소수 송신 신호 열을 나타내고, $c(t)$ 는 선형 시불변 채널의 임펄스 응답이며, T 는 보내지는 심벌의 주기, t_0 는 채널의 지연성분이며, 채널 출력부의 신호는 채널잡음 $u(t)$ 에 의해 영향받게 된다. 채널등화기의 동작을 위하여 채널 출력부의 신호는 T 간격으로 다음과 같이 표본화된다.

$$r(kT) = \sum_{l=0}^{\infty} s(l)c(kT-lT-t_0) + u(kT) \quad (2.2)$$

이제, $r(k) \triangleq r(kT)$, $w(k) \triangleq u(kT)$, $c(k) \triangleq c(kT-t_0)$ 라 놓으면, 식 (2.2)는 잡음성분을 포함한

이산 콘볼루션 표현으로 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$r(k) = \sum_{l=0}^{\infty} s(l)c(k-l) + w(k) \quad (2.3)$$

2-2. 기존의 CMA계열 알고리즘

CMA는 Godard^[2]에 의해 처음 제안되었으며 Treichler와 Agee^[3]에 의해서도 독자적으로 연구되었다. Godard 알고리즘은 학습신호를 사용할 수 없는 환경에서 채널등화를 이룰 목적으로 제안되었으며, 독립적인 위상복원회로를 결합한 형태를 가지고 있다. 반면, Treichler는 일정한 포락선을 갖는 신호가 다중경로를 갖는 채널 환경에서 받는 왜곡을 보상하기 위한 알고리즘으로서 제안하였다. 그림 4의 모델에서 계수 갱신 식은 다음과 같다.

$$D(k+1) = D(k) - \mu \cdot R^*(k) \cdot y(k)(|y(k)|^2 - R_2) \quad (2.4)$$

여기서 $R_2 = E\{|s(k)|^4\} / E\{|s(k)|^2\}^2$ μ 는 스텝사이즈, $R(k)$ 는 등화기 입력신호 벡터, $D(k)$ 는 등화기 필터 계수이다. 또한 Weerackody가 제안한 Dual-Mode CMA^[5]는 등화기 출력에 임의의 결정영역을 설정해서 등화기 출력의 전력이 결정영역 안에 속하면 등화기 계수가 최적의 값에 수렴했다고 가정하여 RDE (Radius Directed Equalization)^[6]로 동작하고, 결정영역 바깥이면 CMA로 동작하는 알고리즘으로서 CMA와 비교하여 수렴속도와 잔류오차를 개선할 수 있다.

한편, NCMA^[7]는 블라인드 등화기 본래의 느린 수렴특성을 개선하기 위해서 제안된 또다른 알고리즘으로서 다음과 같이 유도된다. 먼저, CMA 알고리즘으로 등화기 필터 계수를 갱신할 때 a posteriori 오차,

$$e(k) = |R(k)^T D(k+1)|^2 - R_{CM} \quad (2.5)$$

를 영으로 하는 스텝사이즈, μ_{opt} 를 구하면 다음과 같다.

$$\mu_{opt} = \frac{|y(k)| - \sqrt{R_{CM}}}{\|R(k)\|^2 (|y(k)|^2 - R_{CM}) |y(k)|} \quad (2.6)$$

여기서, $\|R(k)\|^2 = R(k)^T R(k)$ 이며, $\sqrt{R_{CM}}$ 는 CM 레벨이다. 위의 식을 식 (2.4)에 대입하면 계수 갱

신 식은 다음과 같다.

$$D(k+1) = D(k) - \frac{\beta}{\|R(k)\|^2} R^*(k) y(k) \left(1 - \frac{\sqrt{R_{CM}}}{|y(k)|}\right) \quad (2.7)$$

이제 위의 알고리즘이 수렴하기 위한 β 의 범위를 구하기 위해 $y(k) = R^T(k) D(k)$ 를 이용하면,

$$D(k+1) = \left[I - \beta \left(1 - \frac{\sqrt{R_{CM}}}{|y(k)|}\right) \frac{R^*(k) R^T(k)}{\|R(k)\|^2} \right] \cdot D(k) \quad (2.8)$$

여기서, I 는 $D(k)$ 와 같은 차원을 갖는 Identity Matrix 이며, NCMA의 수렴조건은 다음의 두 경우에 대해서 쉽게 증명된다. 먼저, 초기 수렴과정에서 $\sqrt{R_{CM}}/|y(k)| \ll 1$ 라고 가정하면 식 (2.8)는 다음과 같이 근사되고,

$$D(k+1) = \left[I - \beta \frac{R^*(k) R^T(k)}{\|R(k)\|^2} \right] D(k) \quad (2.9)$$

$R^*(k) R^T(k) / \|R(k)\|^2$ 는 Projection Matrix 이기 때문에 $0 < \beta < 2$ 조건에서 수렴한다. 한편 Wiener 해(D_{opt}) 근처에서 $\| \Delta D(k) \| = \| D(k) - D_{opt} \|$ 는 작기 때문에 $f(D) = \frac{1}{|R^T D|}$ 를 D_{opt} 근처에서 Taylor 전개한 뒤 식 (2.7)에 대입하면 다음 식과 같이 근사된다.^[7]

$$\Delta D(k+1) \approx \left[I - \frac{\beta}{2} \frac{R^*(k) R^T(k)}{\|R(k)\|^2} \right] \Delta D(k) \quad (2.10)$$

따라서 $0 < \beta < 4$ 조건에서 수렴한다. 본 논문에서는 이중모드 알고리즘의 결정영역 내에서는 등화기 계수가 최적의 값 (D_{opt})에 가깝다고 가정하므로 두 번째 조건에서 NCMA가 동작한다.

III. 제안하는 알고리즘

3-1. 이중모드 NCMA 알고리즘

LMS 알고리즘과 같이 학습신호를 사용하는 전통적인 등화 알고리즘과 비교해서 블라인드 등화 알고리즘의 수렴속도가 느린 이유는, 식 (2.4)에서와 같이 오차함수의 변화가 크기 때문에 작은 스텝사이즈를 사용하는데 기인하며 이중모드 CMA의 경우 오차함수의 크기 변화가 CMA에 비해 작기 때

문에 상대적으로 큰 스텝사이즈를 이용할 수 있어서 CMA 보다 수렴속도가 빠르다. 그러나 CMA나 이중모드 CMA 모두 경험적으로 최적의 스텝사이즈를 정해주어야 하는 단점이 있다. 반면에, NCMA는 식 (2.7)과 그림 5에서 살펴볼 수 있듯이 오차값의 변화가 이중모드 CMA나 CMA에 비해 작고, 수렴조건이 $0 < \beta < 2$ 로 정해져 있으므로 스텝사이즈의 크기를 조절하기가 용이하다. 그러므로 수렴초기에는 $\beta=1$ 을 이용하여 수렴속도를 증가시키고, 수렴해 감에 따라서 오차레벨의 크기에 따라 스텝사이즈를 감소시켜서 수렴 후에 잔류오차를 줄일 수 있다. 한편, NCMA는 Constant Modulus (CM) 신호원에 대해 유도되었기 때문에 Non-Constant Modulus (NCM) 신호원에 적용할 경우 CMA 1-2 알고리즘의 수렴특성을 보이므로 CM 신호원에 이용할 경우와 비교해 볼 때 상대적으로 작은 스텝사이즈를 이용해야 하는 단점이 있다. 그러므로 본 논문에서는 NCMA가 갖는 장점을 최대한 활용하기 위하여 그림 3과 같은 이중모드 CMA에서의 결정 영역을 이용해서 각각의 신호원 기준반지름에 인접한 신호에 대해서는 CM신호로 가정하여 커다란 스텝사이즈를 사용하는 NCMA를, 결정영역에 속하지 않은 신호원에 대해서는 CMA를 계수갱신 알고리즘으로 사용하는 새로운 이중모드 NCMA 알고리즘을 제안한다.

$$D(k+1) = D(k) - \frac{\beta_i(k)}{\|R(k)\|^2} R^*(k) y(k) \left(1 - \frac{\sqrt{RL_i}}{|y(k)|}\right)$$

if $|y(k)| \in D_{Li}$

$$\beta_i(k) = \gamma \cdot \beta_i(k-1) + (1-\gamma) \cdot (|y(k)| - \sqrt{RL_i})$$

$$i = \min \{ |y(k)|^2 - RL_i \}, \quad (3.1)$$

$$D(k+1) = D(k) - \mu \cdot R^*(k) \cdot y(k) (|y(k)|^2 - R_0)$$

if $|y(k)| \notin D_{Li}$

$$i = 1, 2, \dots, 9 \text{ for } 64\text{-QAM}$$

(3.2)

여기서 β_i 는 초기값으로는 1을 가지며 (NCMA에서 수렴속도가 가장 빠른 값), 알고리즘이 수렴해 감에 따라 최적의 값으로 수렴하며 γ 는 forgetting factor로서 0.99를 이용한다. 오차레벨에 의한 β_i 값의 갱신은 NCM 신호원의 각각의 심벌의 기준반지름 $\sqrt{RL_1} \sim \sqrt{RL_9}$ 에 대해서 독립적으로 수행한다.

즉, 스텝사이즈의 크기를 각각의 결정영역 $D_1 \sim D_9$ 에 따라 식 (3.1)과 같은 스텝사이즈 갱신 식을 이용할 수 있다.

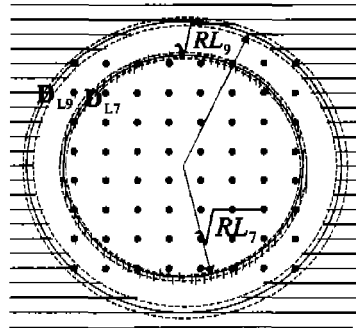


그림 3. 64-QAM 경우의 이중모드 NCMA의 결정영역

3-2. 위상복원 알고리즘

CMA의 비용합수는 신호의 진폭만을 이용하기 때문에 수신된 신호의 위상에는 영향을 받지 않는다. 따라서 블라인드 등화 알고리즘은 위상복원 알고리즘과 독립적으로 동작하며, [2]에서 식 (3.3)과 같은 DPLL (Digital PLL)이 제시되었다.

$$\begin{aligned} \phi(k+1) &= \phi(k) \\ &- \lambda_\phi \cdot \text{Imag}[\hat{s}(k) y^*(k) e^{i\phi(k)}] \end{aligned} \quad (3.3)$$

여기서, $\phi(k)$ 는 k 번째 신호의 위상, $\text{Imag}[\cdot]$ 는 허수성분을 취함을 나타내며, λ_ϕ 는 위상복원 회로를 위한 스텝사이즈 이다. 일반적으로, 등화기와 위상복원을 결합한 수신기 구조를 고려할 때 주파수 오프셋에 의한 영향을 줄이기 위해서, 등화과정 후에 위상복원을 수행한다.

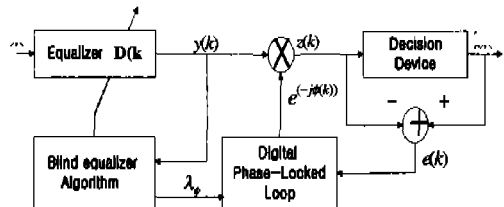


그림 4. 디지털수신기의 구조

그러나, 고차의 QAM 신호에 대해서는 심벌간의 거리가 가까워서 잡음의 영향에 민감하여 심벌의 판정 오차가 발생할 확률이 증가하므로 초기에는

판정의 신뢰도가 큰 심벌에 대해서만 PLL을 작동시키고 수렴해 감에 따라 모든 심벌에 대해 PLL을 동작시키는 RC-PLL (Reduced Constellation-PLL)^[4]이 제안되었다. 위상복원회로를 이중모드 CMA와 함께 사용할 경우 블라인드 등화 알고리즘(CMA 또는 RDE)에 따라서 오차의 크기가 서로 다르게 된다. 이에 따른 영향을 분석하기 위하여 식 (3.3)을 다시 쓰면 식 (3.4)와 같다.

$$\begin{aligned} \phi(k+1) &= \phi(k) - \lambda_{\phi} \cdot \text{Imag}[z^*(k)e(k)] \\ \text{where } e(k) &= \hat{s}(k) - z(k) \end{aligned} \quad (3.4)$$

즉, CMA 동작모드에서는 $e(k)$ 의 값이 더 크게 됨으로써 이용할 수 있는 위상 스텝사이즈는 상대적으로 작아야 하며, RDE 동작모드에서는 상대적으로 더 큰 스텝사이즈를 이용할 수 있을 것이다. 마찬가지로 CMA와 NCMA의 이중모드에서도 위상 복원회로는 등화기 출력영역에 따라서 서로 다른 위상 스텝사이즈를 이용해야만 수신기의 성능을 최적화 할 수 있다.

IV. 컴퓨터 시뮬레이션

시뮬레이션에 사용된 환경은 이영조^[6]의 조건들을 이용했다. 신호원은 64-QAM 이며, 채널은 그림 5와 같은 임펄스 응답을 가진다.

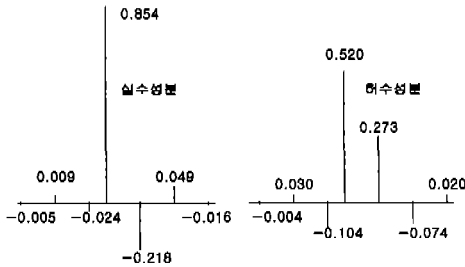


그림 5. 채널의 임펄스 응답

등화기 계수의 개수는 15개를 사용하고, 모든 등화기의 계수의 초기값은 중앙 템플 '1'로 하고 나머지는 모두 영으로 한다. CMA의 R_2 는 58이 되며, 이중모드 CMA와 이중모드 NCMA의 결정영역 D_L 은 $\{(1, 4), (8, 12), (16, 20), (24, 28), (32, 18), (46, 52), (56, 62), (70, 80), (92, 104)\}$ 로 설정했고, 위상복원 회로로 Reduced Constellation

PLL(RC-PLL)을 이용했다. 초기 수렴을 확인하기 위해서 이영조^[6]에서 처럼 등화기 출력 전력 값과 $R_2=58$ 의 차이가 58 이하로 1000 심벌동안 유지되면 RC-PLL을 구동시켰고, RC-PLL의 기준 값은 86, 등화기의 출력위상과 RC-PLL의 신호 점과의 차이가 4.4도 이하이면 모든 신호 점을 사용하여 PLL을 동작시켰다. 위상복원 식의 스텝사이즈는 CMA로 동작할 때는 0.001, 이중모드 CMA와 이중모드 NCMA의 결정영역에서는 0.01을 사용했다. 이중모드 NCMA에서 $\gamma=0.99$ 를 사용했으며, 각각의 수렴곡선은 독립적인 시뮬레이션을 200번 수행한 후 평균을 취하여 얻었다. 그림 6의 (a), (b), (c)는 8-PAM 실수 신호원에 대한 CMA, 이중모드 CMA, 이중모드 NCMA의 오차함수를 보여준다. 오차함수 출력의 레벨을 확대한 그림 6(d)와 (e)에서 비교할 수 있듯이 이중모드 NCMA가 이중모드 CMA에 비해 결정영역에서의 오차의 값이 작으므로 큰 스텝사이즈를 이용할 수 있음을 확인할 수 있다. 그림 7은 등화기 스텝사이즈를 모두 10^{-6} , 이중모드 NCMA의 초기값으로 $\beta=1$ 로 설정했을 때 64-QAM 신호원에 대한 수렴특성이다. 그림 7(b)는 이중모드 CMA에서 위상 스텝사이즈를 같은 값으로 이용했을 경우로 초기의 수렴이 CMA에 비해 느려지는 것을 확인할 수 있으며, 그림 7(c)는 결정영역에 속할 때와 그렇지 않을 때 서로 다른 위상 스텝사이즈(결정영역에서는 0.01, CMA영역에서는 0.0001)를 이용했을 때 수렴속도가 개선되는 것을 보여준다. 그림 7(d)는 이중모드 NCMA의 경우에 서로 다른 위상 스텝사이즈를 이용했을 경우의 성능이다. 수렴속도와 수렴 후의 잔류오차가 이중모드 CMA에 비해 개선됨을 관찰할 수 있다. 그림 8은 등화기 스텝사이즈를 모두 5×10^{-7} 으로 줄였을 경우의 수렴특성으로서 그림 7에 비해 수렴속도는 느려지지만 수렴 후 잔류오차가 줄어들며, CMA와 이중모드 CMA의 성능과 비교할 때 이중모드 NCMA의 성능향상 경향은 그림 7과 유사하게 나타남을 살펴볼 수 있다. 끝으로, 스텝사이즈 값의 변화에 따른 좀더 다양한 성능분석을 행하기 위하여 그림 9와 그림 10은 이중모드 CMA와 이중모드 NCMA의 스텝사이즈를 10^{-7} 으로 줄인 경우의 50번의 독립 시뮬레이션 수행후 평균한 결과를 보여주고 있으며 이 경우에도 앞에서의 결과와 같은 경향이 나타남을 확인할 수 있다.

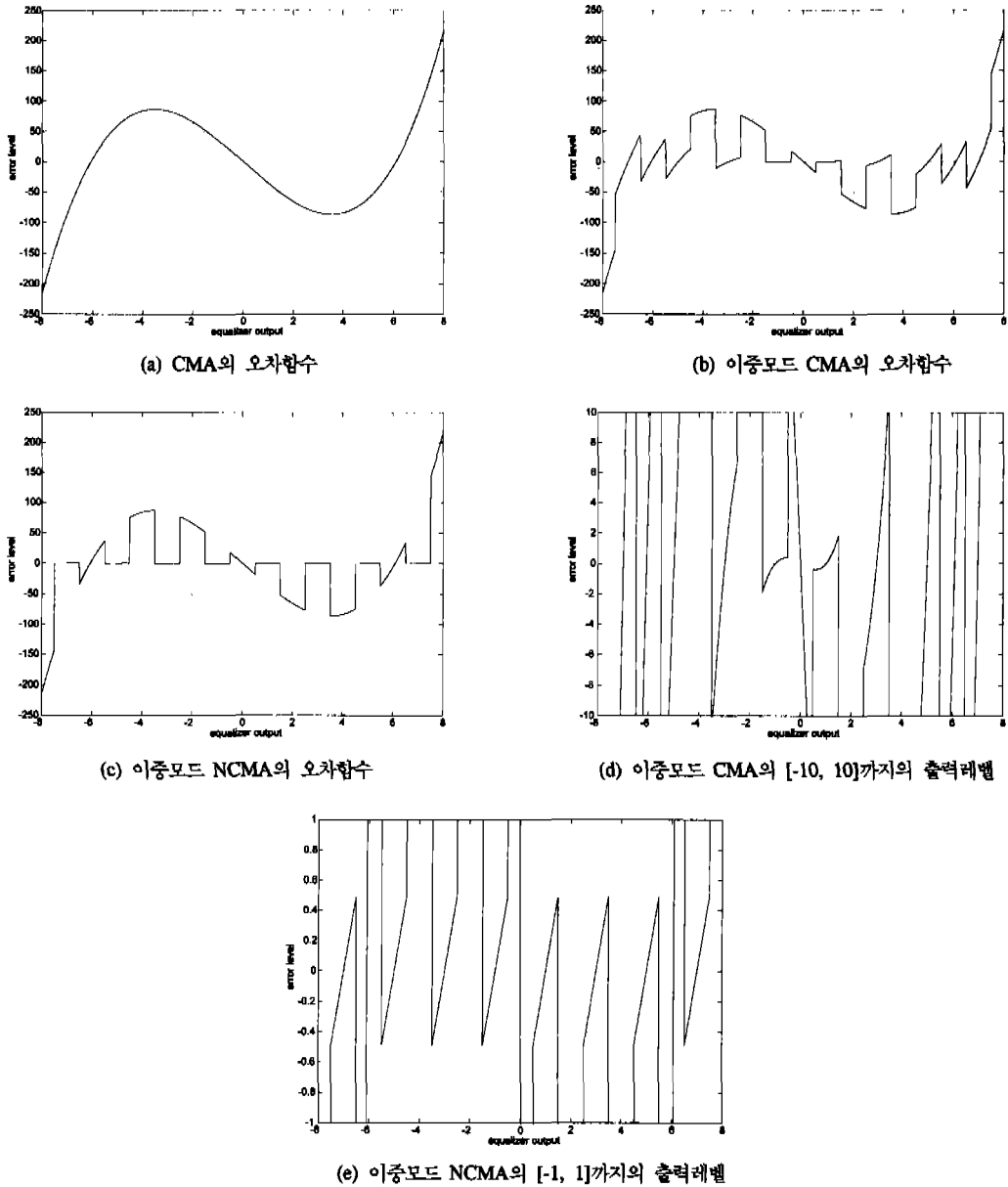


그림 6. 8-PAM 실수 신호원에 대한 오차함수 비교

V. 결론

훈련신호를 사용하는 전통적인 등화기에 비해 수렴속도가 느린 단점을 가지고 있는 블라인드 등화기의 수렴특성을 개선하기 위해 등화기 출력이 결정영역을 설정하고 CMA와 RDE를 교대로 적용함으로써 CMA의 수렴속도와 잔류오차를 개선할 수 있는 이중모드 CMA가 제안되고 있지만 위상복원

알고리즘의 스텝사이즈도 이중모드로 동작시키지 않을 경우 수신기의 성능을 최적화 할 수 없으며, 큰 스텝사이즈를 이용하여 수렴속도를 향상시킬 수 있는 알고리즘으로 NCMA가 제안되고 있지만 CM 신호원에 대해서 동작하도록 유도되었기 때문에 NCM 신호원에 적용할 경우, CMA 1-2 알고리즘의 수렴특성을 보이며 CM 신호원에 이용할 경우와 비교해 상대적으로 작은 스텝사이즈를 이용해야 하는

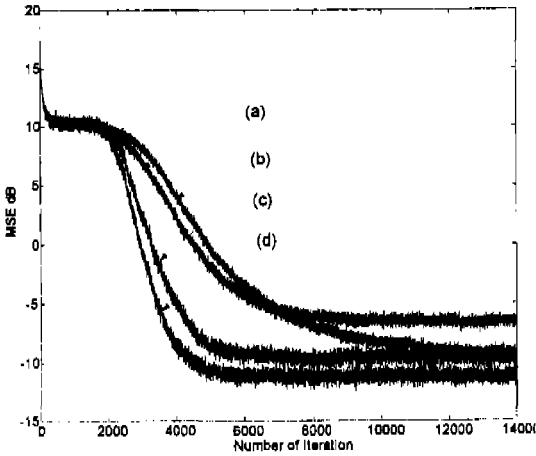


그림 7. 스텝사이즈 10^{-6} 일 때의 수렴특성
 (a) CMA
 (b) 이중모드 CMA
 (c) 이중모드 CMA:이중 위상스텝사이즈 이용
 (d) 제안한 알고리즘:이중 위상스텝사이즈 이용

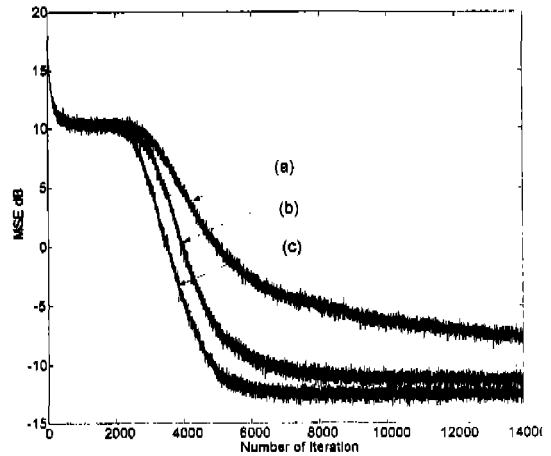


그림 8. 스텝사이즈 5×10^{-7} 일 때의 수렴특성
 (a) CMA
 (b) 이중모드 CMA:이중 위상스텝사이즈 이용
 (c) 제안한 알고리즘:이중 위상스텝사이즈 이용

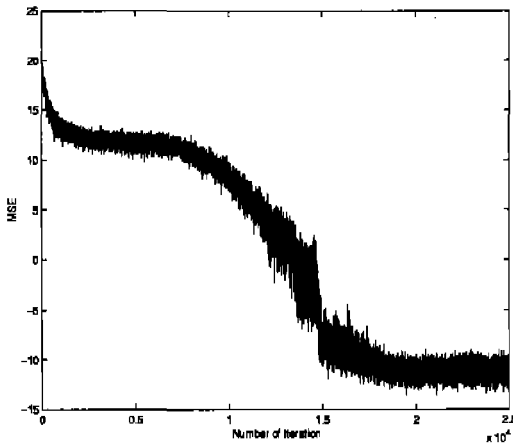


그림 9. 스텝사이즈 10^{-7} 일 때 이중모드 CMA의 수렴특성

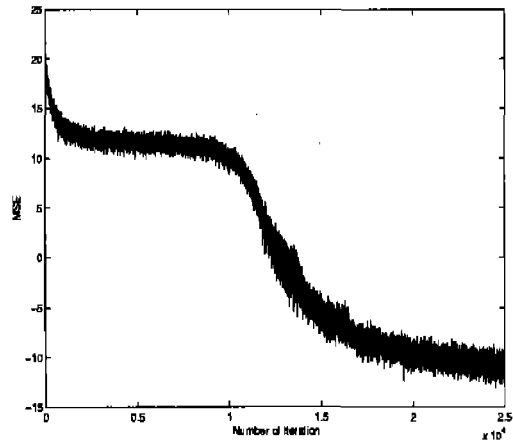


그림 10. 스텝사이즈 10^{-7} , 초기 $\beta=1$ 일 때 제안한 알고리즘의 수렴특성

단점이 있었다.

본 논문에서는 이중모드 CMA의 장점과 NCMA의 장점을 결합하기 위하여 결정영역에 속하지 않은 신호원에 대해서는 CMA를 계수갱신 알고리즘으로 사용하고, 각각의 신호원 기준반지름에 인접한 신호에 대해서는 CM 신호로 가정하여 커다란 스텝사이즈를 사용하여 수렴속도를 증가시키고 정상상태 근처에서는 동화기의 오차 값에 따라 스텝사이즈를 순순히 조절하므로써 잔류오차도 개선할 수 있는 새로운 이중모드 NCMA 알고리즘을 제안하고, 컴

퓨터 시뮬레이션을 통하여 고차의 QAM 시스템에서도 CMA 및 이중모드 CMA의 성능에 비해서 개선된 성능을 발휘함을 확인하였으며 또한 위상복원 알고리즘에도 스텝사이즈를 이중모드로 동작하도록 하여 수신기의 성능을 최적화 할 수 있음을 확인하였다.

참 고 문 헌

[1] Y. Sato, "A Method of Self Recovering Equalization for Multilevel Amplitude

Modulation System," *IEEE Trans on Comm.*, vol. COM-23, no. 7, pp. 679-682 June 1979.

[2] D. N. Godard, "Self recovering equalization and carrier tracking in two-dimensional data communication system," *IEEE Trans. on Comm.*, vol. COM-28, no. 11, pp.867-1875, Nov. 1980.

[3] J. R. Treichler, M. G. Agee, "A New Approach to Multipath Correction of Constant Modulus Signals," *IEEE Trans on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, Vol. ASSO-31, No. 2, April 1983.

[4] N.K. Jablin, "Joint Blind Equalization, Carrier Recovery, and Timing Recovery for High-Order QAM Signal Constellation," *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 40, no. 6, pp. 1383-1396, June. 1992.

[5] M.J. Ready and R.P.Gooch, "Blind equalization based on radius directed adaptation" *ICASSP90*, pp.1699-1702, Apr. 1990.

[6] V. Weerackody and S.A. Kassam, "Dual-Mode Type Algorithms for Blind Equalization," *IEEE Trans. on Comm.* vol. COM-42, no. 6, pp. 22-28, Jan. 1994.

[7] K. Hilal and P. Duhamel, "A convergence study of the constant modulus algorithm leading to a normalized-CMA and a block-normalized-CMA," *Proc. EUSIPCO*. pp.135-138. Aug. 24-27, 1992.

[8] 이영조, 임승주, 이재용, 강창언 "QAM 시스템에서 다단계 반경지향 알고리즘을 이용한 블라인드 적응 등화", *한국통신학회지* 제22권 제9호 1997.

강 윤 석(Yun-seok Kang)

1998년 2월 : 고려대학교 응용전자공학과 학사

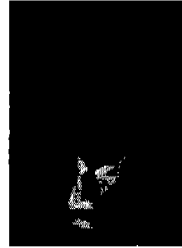
2000년 2월 : 고려대학교 전자 및 정보공학부 석사

2000년 3월~현재 : 성미전자 FLC사업팀 연구원

<주관심 분야> 디지털 신호처리 및 통신, 적응 신호처리

안 삼 식(Sang-sik Ahn)

정희원



1983년 2월 : 고려대학교

전자공학과 학사

1985년 2월 : 고려대학교

전기공학과 석사

1987년 8월 : LG 중앙연구소

주임연구원

1994년 1월 : Polytechnic Univ. 박사

1995년 2월 : LG 중앙연구소 책임연구원

1995년 3월~현재 : 고려대학교 전자 및 정보공학부
부교수

<주관심 분야> 적응신호처리, 음성신호처리, 디지털 통신