

논문 2013-50-7-7

등화기 출력 상태에 따른 동적 오차 신호 발생 기반의 적응 블라인드 등화기

(An Adaptive Blind Equalizer Based on Dynamic Error Signal
Generation Using Equalized Output State)

오 길 남*

(Kil Nam Oh[Ⓢ])

요 약

이 논문에서는 블라인드 등화에서 등화기 출력 신호를 조사하여 신호 상태에 적합한 오차 신호를 동적으로 발생시키는 방식의 적응 알고리즘을 제안한다. 제안 방식에서는 단일 모듈러스와 다중 모듈러스를 사용하여 각각 등화 초기와 정상상태에서 효과적인 오차 신호를 추정하고, 두 추정 오차로부터 새로운 오차 신호를 생성한다. 이때 두 오차 신호를 가중 결합하여 새로운 오차 신호를 발생시키고 이를 이용하여 등화기를 갱신하는 1-등화기 구조와, 두 오차 신호의 가중치에 따라 두 등화기를 각각 갱신하는 2-등화기 구조를 구현하고 성능을 비교하였다. 제안 방식에서는 초기 수렴 이전과 이후에서 각각 적합한 오차 신호를 생성함에 따라 등화기 갱신이 효과적으로 이루어짐을 모의실험을 통하여 확인하였다.

Abstract

This paper proposes an adaptive algorithm based on a method of dynamic error signal generation suitable for signal state by examining the equalizer output signal in blind equalization. In the proposed method, it estimates the error signals using single modulus and multiple modulus each effective to the early stage of equalization or steady-state, and it generates a new error signal from the two error estimates. Two equalizer structures are implemented and their performances are compared: 1-equalizer structure that generates a new error signal by combining the two error estimates weightedly and updates the equalizer using this, and 2-equalizer structure that updates two equalizers respectively depending on the weights of the two error signals. In the proposed method, as the error signals were generated optimally before and after the initial convergence respectively, it was confirmed by computer simulations that the equalizer was updated effectively.

Keywords : Error signal, Dynamic selection, Initial convergence, Single modulus, Multiple modulus

I. 서 론

블라인드 적응 등화기는 학습 신호 대신에 수신 단에서 비선형 추정기와 오차 발생 장치를 통해 순시 오차 (instantaneous error)를 발생시키고, 이를 SGD

(stochastic gradient descent) 또는 LMS(least mean square) 알고리즘 등에 적용하여 등화기를 갱신한다^[1]. 이때 송신 신호를 추정하기 위해 비선형 추정기에 기준 신호가 사용되는데, 이것은 흔히 송신 신호의 통계적 특성을 고려해서 정해지며, 일정 모듈러스(constant modulus)나 축소 신호점(reduced constellation), 또는 다중 모듈러스(multiple modulus)나 원 신호점 등이 도입된다.

비선형 추정기에 의해 추정된 송신 신호는 오차 발생 장치에 입력되어 오차 신호 발생에 사용된다. 그러므로 블라인드 등화에서는 수신 신호의 등화 상태에 따른 동

* 평생회원, 광주대학교 광통신공학과
(Dept. of Optical Communications Engineering,
Gwangju University)

Ⓢ Corresponding Author(E-mail: knoh@gwangju.ac.kr)

※ 이 연구는 2012년도 광주대학교 대학 연구비의 지원을 받아 수행되었음.

접수일자: 2013년2월12일, 수정완료일: 2013년6월20일

적 오차 신호 발생이 초기 수렴과 정상상태의 성능 향상에 관건이다. 즉 등화 상태를 판단하는 기준과 등화 상태에 적절한 오차 신호를 선택하는 것이 성능 개선에 결정적인 요인이 된다.

QAM 시스템의 블라인드 등화에서 필터 초기화에 가장 널리 쓰이는 일정 모듈러스 알고리즘(constant modulus algorithm: CMA)^[2]에서는 오차 발생을 위해 원형의 일정 모듈러스를 사용하며, 또한 단일 모듈러스 알고리즘(single modulus algorithm: SMA)^[3]에서는 신호점의 실수 성분과 허수 성분 각각에 대해 한 점으로 주어지는 단일 모듈러스를 오차 발생에 사용하는 등 특별하게 정해지는 기준 신호를 도입한다.

그러나 CMA나 SMA의 오차 신호에 도입된 하나의 일정 모듈러스는 실제 다치레벨을 갖는 QAM 신호점과 일치하지 않아 등화기 출력 신호의 큰 MSE(mean square error)가 문제가 된다. CMA와 같이 단일 모듈러스를 사용하는 알고리즘은 초기 수렴 특성은 우수하나 정상상태 성능은 그렇지 못한 것이 일반적이다.

CMA와는 다르게 다수의 모듈러스를 사용하는 다중 모듈러스 알고리즘(multimodulus algorithm: MMA)^[4~7]은 QAM 신호점에 있어서 각각의 신호점에 일치하는 다수의 모듈러스를 적용함으로써 정상상태에서 오차가 영이 되도록 추구한다. 그러나 MMA는 오히려 그러한 이유에서, 즉 다중 모듈러스를 사용하여 오차 신호를 발생시킴으로써 오차 추정이 불확실하게 되어 등화 초기에는 수렴을 보장하지 못한다.

일정 모듈러스와 다중 모듈러스를 병용하는 이중모드 고다드 알고리즘(DMGA)^[6]에서는 신뢰구간을 바탕으로 하여 다중 모듈러스와 일정 모듈러스를 선택적으로 적용하였다. 그러나 등화 초기에 등화기 출력 신호는 균일 분포를 보이나 등화가 진행되면서 점차 정규 분포를 띈다. 따라서 등화 초기에는 등화기 출력 신호가 신뢰구간 내에 놓이는 비율이 신뢰구간 밖에 놓이는 비율과 유사하므로 신뢰구간에 의한 동작 모드간의 선택은 오류를 유발하기 쉽다. 또한 MMA를 고차 QAM 신호점에 적용하는 경우 너무 촘촘한 원형의 신호점과 다중 모듈러스로 인하여 신호 추정 시 오류 가능성이 급격히 커진다.

또한 Garth 등^[7]은 MMA를 QAM으로 확장 시, 등화기 출력 신호점을 단일의 원 대신에 다중 모듈러스에 매핑시켰다. 이 방식에서 등화기 갱신은 신호점 공간에서 등화기 출력의 위치에 의존하므로 수신 신호의 눈모형이 닫혀 있는 등화 초기에는 잘 동작하지 않는다. 왜

냐하면 눈모형이 닫혀있을 때에는 심벌간 간섭 때문에 등화기 출력이 본래의 신호점에서 멀리 떨어질 수 있는데, 이로 인하여 알고리즘이 등화기 출력을 잘못된 다중 모듈러스에 할당하게 된다.

이상의 논의로부터 CMA나 SMA는 과도상태에서, 그리고 MMA는 정상상태에서 효과적이거나, 모두 그 자체만으로 등화기를 조절하는 데는 한계가 있음을 알 수 있다. 등화기 출력 신호 상태를 고려하여 오차 신호를 동적으로 발생시키는 것이 문제 해결의 한 방법이 될 수 있을 것이다. 본 논문에서는 등화 상태에 따른 효과적인 오차 신호 발생을 위한 방법으로, 등화기의 초기 수렴에는 단일 모듈러스를 사용하고, 초기 수렴 이후에는 다중 모듈러스를 사용하여 오차를 동적으로 발생시키는 방법을 제안한다.

II. 단일 모듈러스와 다중 모듈러스

초기 수렴 전과 후에 각각 효과적인 오차 신호 발생을 위해서는 적절한 기준 신호를 적용하는 것이 필요하다. 즉 수렴 전에는 단일 모듈러스, 수렴 후에는 다중 모듈러스가 효과적이다. 기존 방식에서는 두 특성을 한 알고리즘에 구현하기 보다는 개별적으로 구현하여 두 알고리즘을 적절히 조합하여 사용해 왔다^[1, 8].

먼저, CMA는 단일 모듈러스가 사용된 오차 신호를 최소화하는 기준에 의해 등화기의 탭 계수를 조절한다. CMA의 오차 신호는 등화기 출력이 일정 모듈러스 λ 에서 벗어난 정도, 즉 편차 $\Delta(k)$ 로부터 구해진다.

$$\Delta(k) = |y(k)|^2 - \lambda^2 \quad (1)$$

여기서 $y(k)$ 는 등화기 출력, λ 는 단일 모듈러스 상수로서 $\lambda^2 = E[|a(k)|^4] / E[|a(k)|^2]^2$ 로 정의된다^[2]. 이 정의에서 기대값은 M 레벨 신호점의 경우 M 개의 신호점들이 모두 동일한 확률로 발생된다는 가정 하에 신호점 집합 $S = \{a_0, a_1, \dots, a_{M-1}\}$ 내의 모든 신호점들에 대해 취해진다. CMA 오차 신호 $e_{cm}(k)$ 는 $\Delta(k)$ 를 등화기 출력 신호 $y(k)$ 로 가중한 값으로 주어진다.

$$e_{cm}(k) = y(k)\Delta(k) \quad (2)$$

식 (1)에서 알 수 있는 바와 같이, CMA에서 편차 $\Delta(k)$ 는 대부분의 QAM 신호점에 대해서 영이 되지 않는다. 등화기 출력 $y(k)$ 가 원래의 신호점과 정확하게 일치하더라도 $\Delta(k)$ 가 영이 되지 않기 때문에 (2) 역시

영이 되지 않으므로 이로 인한 등화기 오조정이 불가피하다. 고차 QAM의 경우 이 오조정이 매우 심하게 되며, 이는 수렴을 지연시킨다. 이러한 이유에서 CMA는 수렴 후 MSE가 충분히 낮아지지 않는다. 또한 CMA는 위상에 무관하게 정해지는 단일 모듈러스로 인하여 위상 회전된 신호점에 수렴하는 문제도 겪는다.

다음, 단일 모듈러스 알고리즘(SMA)^[3]은 위상 복원과 등화를 동시에 달성하려는 동기에서 2차원 신호점을 실수 성분과 허수 성분으로 분리, 각각 처리한 결과 등화 성능을 개선하였으며, 또한 위상 회전된 신호점에 수렴하는 문제를 겪지 않는다.

SMA에서는 등화기 출력의 실수 및 허수 성분을 분리 추정하므로 등화기 출력과 단일 모듈러스와의 편차 $\Delta_R(k)$ 와 $\Delta_I(k)$ 는 각각

$$\begin{aligned}\Delta_R(k) &= |y_R(k)|^2 - \lambda_R^2 \\ \Delta_I(k) &= |y_I(k)|^2 - \lambda_I^2\end{aligned}\quad (3)$$

가 된다. 여기서 λ_R 은 신호점의 실수 성분에 대해 $\lambda_R = E[|a_R(k)|^4]/E[|a_R(k)|^2]$, 그리고 λ_I 는 허수 성분에 대해 $\lambda_I = E[|a_I(k)|^4]/E[|a_I(k)|^2]$ 로 정의되는 단일 모듈러스이다. 오차 신호는 다음과 같다.

$$e_{sm}(k) = y_R(k)\Delta_R(k) + jy_I(k)\Delta_I(k)\quad (4)$$

또한, 여러 개의 모듈러스를 사용하는 방식으로, multiple modulus algorithm(MMA)^[4], radius directed equalization(RDE)^[5], 이중모드 고다드 알고리즘(DMGA)^[6] 등에서는 이차원 신호점에 대해 반경이 λ_i 인 다수의 원을 기준 신호로 간주한다. 그러므로 $\Delta_i(k)$ 는

$$\Delta_i(k) = |y(k)|^2 - \lambda_i^2\quad (5)$$

이다. 여기서 λ_i 는 QAM 신호점에 내재하는 다수의 반경(radii)으로 $1 \leq i \leq \rho$ 이며 ρ 는 radii의 수이다. PSK의 경우 $\rho = 1$ 이다. 오차 신호는 다음으로 주어진다.

$$e_{mm1} = y(k)\Delta_i(k)\quad (6)$$

식 (5)에서 알 수 있듯이 원 신호점에 매칭되는 다중 모듈러스 λ_i 가 사용되어 $\Delta(k)$ 가 영이 될 수 있어 오차 레벨 개선이 가능하다. 그러나 서론에서 언급한 바와 같이 고차 신호점에서 성능 저하가 불가피하다.

한편 QAM 신호점을 두 실수 신호점으로 간주하여

처리함으로써 등화 성능을 개선한 MMA^[3]에서는 실수 성분과 허수 성분을 분리 추정, 각각에 대해 한 점으로 표현되는 모듈러스를 기준 신호로 사용한다. 이는 다수의 원형의 모듈러스를 사용하는 것에 비해 원 신호점에 잘 매칭되어 오차 레벨을 낮출 수 있고 고차 신호점에 적용이 보다 용이하다. 그러므로 고차 QAM 신호 응용에 효과적이다. MMA^[3]에서 편차 $\Delta_{R,i}(k)$ 와 $\Delta_{I,i}(k)$ 는 각각 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned}\Delta_{R,i}(k) &= |y_R(k)|^2 - \lambda_{R,i}^2 \\ \Delta_{I,i}(k) &= |y_I(k)|^2 - \lambda_{I,i}^2\end{aligned}\quad (7)$$

여기서 $\lambda_{R,i}$ 와 $\lambda_{I,i}$ 는 각각 신호점의 실수 성분에 대해 $\lambda_{R,i} = \text{Re}(\hat{s}_i) = \text{dec}(y_R(k))$, 그리고 허수 성분에 대해 $\lambda_{I,i} = \text{Im}(\hat{s}_i) = \text{dec}(y_I(k))$ 로 정의되는 다중 모듈러스이다. 즉 등화기 출력 $y(k)$ 에 대해 추정된 신호점의 제곱을 다중 모듈러스로 간주하였다. 오차 신호는

$$e_{mm2}(k) = y_R(k)\Delta_{R,i}(k) + jy_I(k)\Delta_{I,i}(k)\quad (8)$$

가 된다. 이상 언급한 단일/다중 모듈러스 기반의 오차 신호들은 편차를 $y(k)$ 로 가중함으로써 오차 신호를 형성하였다.

마지막으로 판정의거 알고리즘(decision-directed algorithm: DDA)에서는 등화기 출력과 가장 근사한 원 신호점과의 편차를 오차로 간주하므로 오차 신호는 다음과 같다.

$$e_{dd}(k) = y(k) - \hat{s}(k)\quad (9)$$

여기서 $\hat{s}(k)$ 는 등화기 출력의 양자화 값으로

$$\hat{s}(k) = \arg \min |y(k) - s_i|, \quad s_i \in S\quad (10)$$

이다. DD 오차는 등화 초기에 적용 시 눈모형을 여는 데는 효과적이지 못하나 정상상태에 적용 시 오차 성능이 우수하다.

III. 등적 오차 신호 발생 기반 등화기 개선

특별하게 정해진 기준 신호는 초기 수렴 전 단힌 눈모형을 여는데 효과적이거나, 수렴 이후에는 기준 신호와 원 신호점 간의 불일치로 인하여 오차 레벨을 일정한 수준 이하로 낮추지 못한다. 그러므로 기준 신호에 따른 오차의 관점에서 기준 신호를 적절히 선택하는 것이

필요하다.

본 논문에서는 등화기 출력 신호의 등화 상태에 따른 동적 오차 신호 발생 기반의 새로운 블라인드 등화기를 제안하되, 두 오차를 발생시키는 두 가지 등화기 구조, 즉 1-등화기 구조와 2-등화기 구조를 제안한다.

먼저, 그림 1에 보인 1-등화기 구조에서는 등화기 출력으로부터 두 오차 신호 $e_{sm}(k)$ 와 $e_{dd}(k)$ 를 발생시키고, 두 오차 신호의 상대적 크기를 반영하여 산출된 가중치에 따라 가중된 두 오차 신호를 결합하여 새로운 오차 신호를 발생시킨다. 1-등화기 구조에서 등화기 출력은 다음으로 주어진다.

$$y(k) = X^T(k)W(k) \quad (11)$$

등화기 출력으로부터 두 오차를 산출하기 위해 SM 오차 신호 (4)와 DD 오차 신호 (9)를 활용하였다. SM 오차 신호와 DD 오차 신호를 실수, 허수 성분으로 다시 쓰면 각각 (12)와 (13)과 같다.

$$e_{sm}(k) = y_R(k)(|y_R(k)|^2 - \gamma_R^2) + jy_I(k)(|y_I(k)|^2 - \gamma_I^2) \quad (12)$$

$$e_{dd}(k) = y_R(k) - \hat{s}_R(k) + j(y_I(k) - \hat{s}_I(k)) \quad (13)$$

여기서 $\hat{s}_R(k) = \text{Re}(\hat{s}(k))$, $\hat{s}_I(k) = \text{Im}(\hat{s}(k))$ 이다.

1-등화기 구조에서는 (12)와 (13)에 의한 두 오차 추정을 동적으로 적용한다. 즉 등화 초기에는 DD (13)에 의한 오차 추정이 SM (12)에 의한 오차 추정보다 상대적으로 부정확한 반면, 정상상태에서는 DD에 의한 오차 추정이 SM에 의한 오차 추정보다 정확하다는 사실을 이용하기 위해, 등화 초기에는 DD 오차를 덜 반영하고 정상상태에서는 SM에 의한 오차를 덜 반영하도록 두 오차 추정을 가중 결합하였다. 결과적으로 가중 결합에 의해 등화 초기에는 SMA가 주된 동작 모드가 되고 정상상태에서는 DDA가 주된 동작모드가 됨으로써 등화 초기의 수렴 특성을 저하하지 않으면서 정상상태 성능을 더욱 개선하는 것이 가능하다.

두 오차 추정을 가중 결합하기 위해, 가중치는 두 오차의 절대값을 이동 평균(moving average: MA)하여 산출하였다. 이때 오차 신호의 큰 변동을 완화하기 위해 윈도우 길이 N 의 MA를 사용하였다. 오차의 가중치는 각각 다음 식으로 정의하였다.

$$w_{sm}(k) = \frac{MA(|e_{dd}(k)|)}{MA(|e_{sm}(k)|) + MA(|e_{dd}(k)|)} \quad (14)$$

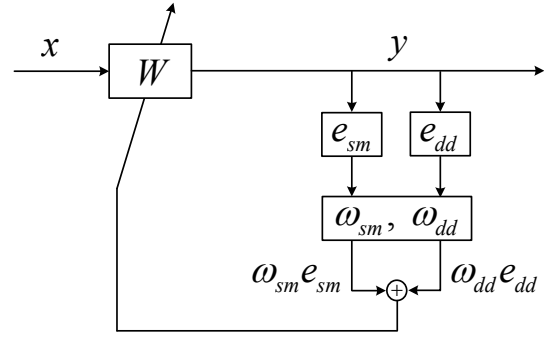


그림 1. 1-등화기 구조
Fig. 1. 1-equalizer structure.

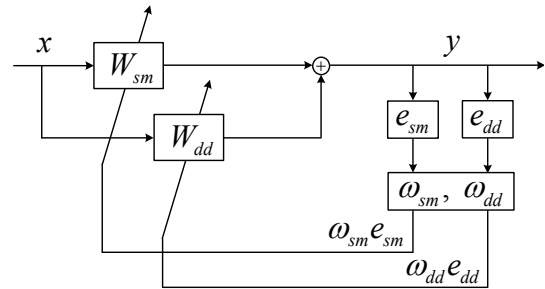


그림 2. 2-등화기 구조
Fig. 2. 2-equalizer structure.

$$w_{dd}(k) = \frac{MA(|e_{sm}(k)|)}{MA(|e_{sm}(k)|) + MA(|e_{dd}(k)|)} \quad (15)$$

식 (14)와 (15)로 구해진 가중치를 오차 신호에 되먹임하고 이를 결합하면 가중 결합 오차 $e^w(k)$ 는

$$e^w(k) = w_{sm}(k)e_{sm}(k) + w_{dd}(k)e_{dd}(k) \quad (16)$$

가 된다. 가중 결합 오차를 사용한 갱신 식은

$$W(k+1) = W(k) - \mu_w e^w(k) X^*(k) \quad (17)$$

이다. 여기서 $W(k)$ 는 등화기, $X^*(k)$ 는 등화기 입력 신호의 복소 공액, μ_w 는 수렴상수이다. 1-등화기 구조에서 수렴상수는 SM 오차와 DD 오차의 가중 결합에 따라 절충되었다.

다음, 그림 2에 나타낸 2-등화기 구조에서는, 두 등화기 출력을 결합하고 결합된 출력으로부터 두 오차 신호를 구한다. 이어서 두 오차 신호 각각에 대한 상대적 가중치를 산출하고 가중치에 의해 두 오차 신호를 가중한다. 가중된 오차 신호를 이용하여 두 등화기를 각각 갱신한다.

2-등화기 구조에서 등화기 출력은

$$y(k) = X^T(k)W_{sm}(k) + X^T(k)W_{dd}(k) \quad (18)$$

이며, 두 오차 신호로 $e_{sm}(k)$ (4)와 $e_{dd}(k)$ (9)를, 그리고 두 오차의 가중치로 각각 (14)와 (15)를 사용하면 가중 오차는 각각 다음과 같다.

$$e_{sm}^w(k) = w_{sm}(k)e_{sm}(k) \quad (19)$$

$$e_{dd}^w(k) = w_{dd}(k)e_{dd}(k) \quad (20)$$

가중 오차를 사용하여 두 등화기를 각각 갱신하면,

$$W_{sm}(k+1) = W_{sm}(k) - \mu_{sm} e_{sm}^w(k) X^*(k) \quad (21)$$

$$W_{dd}(k+1) = W_{dd}(k) - \mu_{dd} e_{dd}^w(k) X^*(k) \quad (22)$$

가 된다. 여기서 $W_{sm}(k)$ 과 $W_{dd}(k)$ 는 각각 SM 오차 신호와 DD 오차 신호에 의해 갱신되는 두 등화기이며, μ_{sm} 과 μ_{dd} 는 두 등화기의 갱신 속도를 조절하기 위한 수렴상수이다. 2-등화기 구조이므로 수렴상수는 각 등화기에 적합하게 선택된다.

IV. 실험 결과

제안한 두 등화기의 성능을 기존 방식 중 CMA와 SMA 및 concurrent CMA-DD^[9]와 비교, 평가하였다. 성능 비교에는 심벌간 간섭(ISI) 성능과 평균 제곱 오차(MSE) 성능을 사용하여 초기 블라인드 수렴 속도와 정상상태 오차 레벨을 조사하였다. 모의실험 조건은 64-QAM 신호점을 대상으로 다중경로 채널 하에서 신호 대 잡음비(SNR) 25dB와 35dB로 하였다. 대표적인 실험 결과를 얻기 위해 1회 수행 심벌 수 5×10^4 에 대해 200회의 수행 결과를 앙상블 평균하였다.

실험에 사용한 다중경로 채널은 대표적인 음성대역 통신 채널로서 진폭 및 위상 왜곡을 가진다. 기준 파를 포함하여 7개의 다중경로를 가지며 그 임펄스 응답은 다음과 같다^[10]. 실험에 사용한 등화기는 FIR 구조의 트랜스버설 필터이며, 필터 탭의 수는 30으로 하였다.

$$h_R = [-0.005; 0.009; 0.024; 0.854; -0.218; 0.049; -0.016]$$

$$h_I = [0.004; 0.03; -0.104; 0.520; 0.273; -0.074; 0.02]$$

먼저, 그림 3과 4에 SNR 25dB에서 실험한 ISI 성능

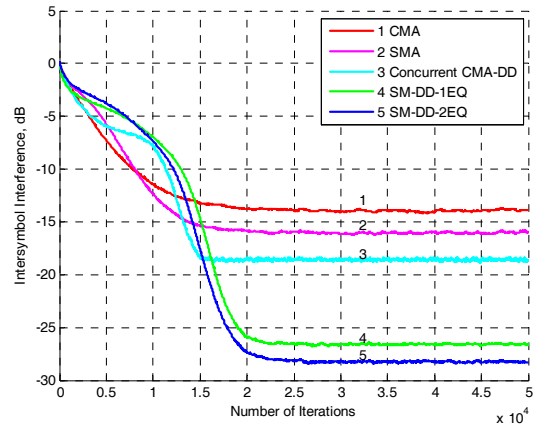


그림 3. 심벌간 간섭 성능 비교, 64-QAM, SNR 25dB
Fig. 3. ISI performance comparison for 64-QAM, SNR 25dB.

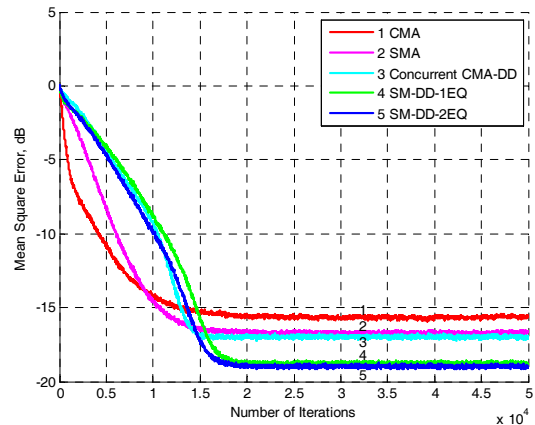


그림 4. 평균제곱오차 성능 비교, 64-QAM, SNR 25dB
Fig. 4. MSE performance comparison for 64-QAM, SNR 25dB.

과 MSE 성능을 나타내었다. CMA와 SMA는 초기 ISI 레벨로부터 각각 14dB, 16dB 정도, concurrent CMA-DD는 18.5dB 정도 개선하고 있다. 반면 제안한 두 방식은 초기 ISI 레벨로부터 각각 26.5dB, 28dB 정도까지 낮추었다. MSE 성능에서는 CMA와 SMA 및 concurrent CMA-DD가 초기 MSE 레벨에서 15.5~17dB 정도, 제안한 두 방식이 18.5dB 정도 개선하는 것으로 나타났다.

다음, SNR 35dB에서의 실험 결과를 그림 5와 6에 보였다. ISI 성능에서, CMA와 SMA가 초기 상태에서 14~16dB 정도 개선하였고, concurrent CMA-DD가 21dB 정도 개선하였으나, 제안 방식은 concurrent CMA-DD를 다시 15~17dB 정도 개선하였다. 또한 MSE 성능에서도 CMA와 SMA 및 concurrent

V. 결 론

등화기 출력 신호의 등화 상태에 따라 기준 신호점을 달리 적용함으로써 오차 신호를 동적으로 발생시키는 블라인드 등화기를 제안하였다. 오차 신호를 등화기 갱신에 활용하는 방법에 따라 1-등화기 구조와 2-등화기 구조를 구현하였다. 다중경로 채널과 잡음 조건하에서 64-QAM에 대한 실험 결과, 제안 방식이 기존의 CMA와 SMA에 비해 등화 초기에 닫힌 눈모형을 빠르게 열고 또한 정상상태에서 오차 레벨을 최소화하는데 효과적임을 확인하였다.

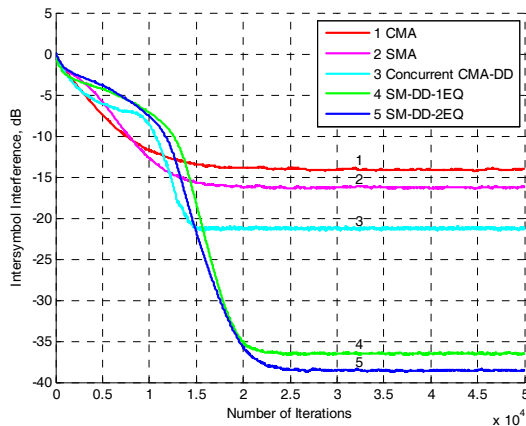


그림 5. 심벌간 간섭 성능 비교, 64-QAM, SNR 35dB

Fig. 5. ISI performance comparison for 64-QAM, SNR 35dB.

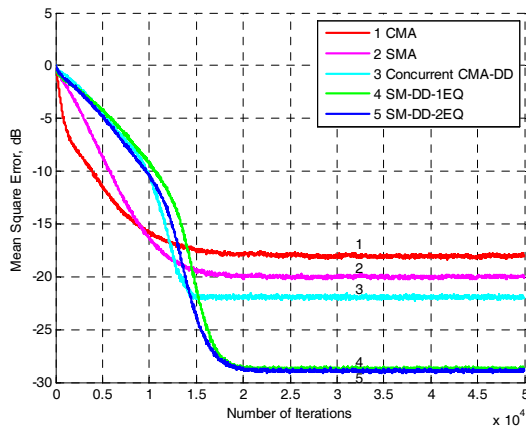


그림 6. 평균제곱오차 성능 비교, 64-QAM, SNR 35dB

Fig. 6. MSE performance comparison for 64-QAM, SNR 35dB.

CMA-DD가 초기 상태에서 18~22dB정도 개선하였으나 제안 방식은 concurrent CMA-DD 성능에서 다시 7dB 이상 낮추었다.

이상 실험 결과로부터 제안 방식은 초기 수렴 속도의 저하 없이 정상상태 성능을 충분히 개선하는 것으로 평가할 수 있다. 한편 제안한 두 방식 간에는 성능 차이는 미미하였으며, 2-등화기 구조가 다소 나은 성능을 나타내었다.

제안 방식은 두 오차를 구하고 두 오차를 서로 다른 가중치로 활용하는 것이 특징이다. 결과적으로 제안 방식은 등화 상태에 따라 등화 초기에는 단일 모듈러스를 사용한 오차 추정이 주된 모드가 되고, 이후에는 다중 모듈러스를 사용한 오차 추정이 주된 모드가 되도록 함으로써 등화 초기와 정상상태 성능을 동시에 개선하였다.

REFERENCES

- [1] L. He, M.G. Amin, C. Reed, Jr., and R.C. Malkemes, "A hybrid adaptive blind equalization algorithm for QAM signals in wireless communications," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 52, no. 7, pp. 2058 - 2069, July 2004.
- [2] J.R. Treichler and B.G. Agee, "A new approach to multipath correction of constant modulus signals," *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing*, vol. ASSP - 28, pp. 459 - 472, Apr. 1983.
- [3] K.N. Oh, "Single/multilevel modulus algorithm for blind equalization of QAM signals," *IEICE Trans. Fundamentals*, vol. E80 - A, no. 6, pp. 1033 - 1039, June 1997.
- [4] W. Sethares, G.A. Rey, and C.R. Johnson, Jr., "Approaches to blind equalization of signals with multiple modulus," *ICASSP - 89*, pp. 972 - 975, May 1989.
- [5] M.J. Ready and R.P. Gooch, "Blind equalization based on radius directed adaptation," *ICASSP - 90*, pp. 1699 - 1702, Apr. 1990.
- [6] V. Weerackody and S.A. Kassam, "Dual - mode type algorithms for blind equalization," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM - 42, pp. 22 - 28, Jan. 1994.
- [7] L.M. Garth, J. Yang, and J. - J. Werner, "Blind equalization algorithms for dual - mode CAP - QAM reception," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM - 49, no. 3, pp. 455 - 466, March 2001.
- [8] J. - T. Yuan and T. - C. Lin, "Equalization and carrier phase recovery of CMA and MMA in blind adaptive receivers," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 58, no. 6, pp. 3206 - 3217, June 2010.

- [9] F.C.C. De Castro, M.C.F. De Castro and D.S. Arantes, "Concurrent blind deconvolution for channel equalization," *Proc. ICC '2001*, vol. 2, pp. 366 - 371, June 2001.
- [10] G. Picchi and G. Prati, "Blind equalization and carrier recovery using a "Stop - and - Go" decision - directed algorithm," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM - 43, pp. 877 - 887, Sep. 1987.

저 자 소 개

오 길 남(평생회원)

대한전자공학회 논문지

제 49 권 TC 편 제 7 호 참조