

신호 추정 신뢰도를 활용한 블라인드 채널 등화기 최적화 알고리즘

오길남*

An Optimization Algorithm for Blind Channel Equalizer Using Signal Estimation Reliability

Kil Nam Oh*

요약

블라인드 채널 등화 시 신호 추정의 신뢰도는 등화기의 수렴 속도와 정상상태 성능을 결정한다. 그러므로 신호 추정에 사용되는 비선형 추정기와 기준 신호가 적절히 선택되어야 한다. 이 논문에서는 신호 추정의 신뢰도를 높이기 위해 신호 추정에 성긴 신호점과 촘촘한 신호점을 각각 적용하여 두 오차를 구하고, 두 오차의 상대적 신뢰도를 산출, 이를 활용하여 등화기를 차등적으로 적응시켰다. 이때 두 오차를 번갈아 적용하여 두 동작 모드를 완만하게 결합하였다. 모의실험을 통하여 제안 방식이 기존 방식에 비해 빠른 과도상태 수렴과 낮은 정상상태 오차를 달성하는 것을 보였다.

Key Words : Signal estimate, Coarse signal points, Dense signal points, Nonlinear estimator

ABSTRACT

For blind channel equalization, the reliability of signal estimate determines the convergence speed and steady-state performance of the equalizer. Therefore the nonlinear estimator and reference signal being used in signal estimate should be chosen appropriately. In this paper, to increase the reliability of the signal estimate, two errors were obtained by applying coarse signal points and dense signal points respectively to signal estimate, the relative reliabilities of two errors were calculated, then the equalizer was adapted deferentially utilizing the reliabilities. At this point, by applying two errors alternately, two modes of operation were smoothly combined. Through computer simulations the proposed method was confirmed to achieve fast transient state convergence and low steady-state error compared to traditional methods.

I. 서론

통신 채널의 등화 문제에서, 눈모형이 완전히 닫힌 과도상태(transient state)의 눈모형을 열기 위해 적용하는 Sato 알고리즘^[1]이나 CMA(constant modulus algorithm)^[2] 등은 송신 신호를 추정하는데 사용하는 성긴 신호 추

정이 특징이다. 성긴 신호 추정은 원래의 신호점을 목표로 하지 않고, 원 신호점보다 성기게 정해진 새로운 신호점을 추정의 대상으로 삼는다. 원 신호점 대신 성긴 신호점을 목표로 하여 송신 신호를 추정함에 따라, Sato 알고리즘이나 CMA 등의 Bussgang 알고리즘^[3]은 신호 추정에 따르는 오차 확률을 줄이는 효과를 가지며, 결과적으로 등화

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

• 주저자 : 광주대학교 광통신공학과, knoh@gwangju.ac.kr, 종신회원
논문번호 : KICS2013-02-088, 접수일자 : 2013년 2월 12일, 최종논문접수일자 : 2013년 4월 8일

기의 수렴을 달성하여 눈모형을 열리게 한다. Bussgang 알고리즘 유형의 블라인드 등화 알고리즘에는 Sato 알고리즘과 CMA를 비롯하여 축소 신호점 알고리즘(reduced constellation algorithm: RCA)^[4] 등이 있다.

그러나 신호 추정에 성긴 신호점(coarse constellation)을 적용하는 것은 등화기 출력의 눈모형을 열리게 하는 데는 효과적이나, 등화기가 완전히 수렴한 이후의 오차 성능은 만족스럽지 못하다. 즉 원 신호점과 성긴 신호점과의 차이로 인하여 등화기 출력이 오차가 큰 상태로 수렴하게 되어 판정 장치를 사용한 신호 판정 시 오류 가능성이 크다. 이것은 본래의 신호점과는 다른 성긴 신호점을 사용하여 신호를 추정할 대가이다.

한편, 정상상태에서 등화기 성능을 개선하기 위해서는 눈모형이 열리기 시작하면 성긴 신호점으로 추정하는 것을 중지하고 원 신호점으로 판정하는 것이 필요하다. 즉 촘촘한 신호점(dense constellation)을 이용하는 판정의거(decision-directed: DD) 등화^[5]로 전환하는 방법이 흔히 사용된다. DD는 송신 신호 추정에 촘촘한 신호점 또는 원 신호점을 도입하여 임계 판정 장치에 의해 심벌을 판정한다.

DD는 눈모형이 완전히 닫힌 과도상태에서는 심벌 판정 시 오판정의 가능성이 커서 등화기를 수렴 시키기가 어려우나, 눈모형이 열리기 시작한 이후에 적용하면 빠르게 정상상태에 도달하도록 하며, 정상 상태에서 오차 성능이 우수하여 최소 MSE에 도달하는 것으로 알려져 있다^[6]. 그러므로 눈모형이 열린 정도에 따라 신호 추정에 성긴 신호점과 촘촘한 신호점을 선택적으로 적용하는 것이 유용하며, 결과적으로 효과적인 등화를 달성할 수 있다.

이 논문에서는 Bussgang 블라인드 등화 알고리즘에서, 성긴 신호점과 촘촘한 신호점을 적용한 신호 추정의 신뢰도를 등화기 갱신에 반영하여 선택적으로 등화기를 최적화하는 방법을 제안한다.

II. 모델과 문제

그림 1에 보인 전송 채널 h_n 과 등화기 $\mathbf{w}_{k,n}$, 비선형 추정기 $\xi(\cdot)$ 및 판정 장치 $\text{dec}(\cdot)$ 등을 포함하는 Bussgang 블라인드 채널 등화 모델에서, 송신된 신호는 채널을 거쳐 등화기에 도달하고 등화기는 이를 가능한 한 원 신호에 가깝게 복원하고자 한다. 송신 신호 s_n 은 독립 일양 분포(i.i.d.)

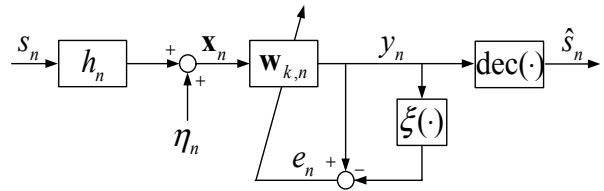


그림 1. Bussgang 블라인드 채널 등화 모델
Fig. 1. Bussgang blind channel equalization model.

를 가지며, 선형 시불변 채널 h_n 을 통과하여 등화기에 수신된다. 수신된 신호 \mathbf{x}_n 은 다음으로 주어진다^[5].

$$\mathbf{x}_n = \sum_k h_k s_{n-k} + \eta_n \quad (1)$$

η_n 은 영 평균 화이트 가우시안 잡음이다.

수신 신호는 등화기 $\mathbf{w}_{k,n}$ 과 컨볼루션에 의해 결합되므로 등화기 출력 y_n 은 다음과 같다.

$$y_n = \sum_{k=0}^{N-1} \mathbf{w}_{k,n} \mathbf{x}_{n-k} \quad (2)$$

여기서 $\mathbf{w}_{k,n} = [w_{0,n}, w_{1,n}, \dots, w_{N-1,n}]$, N 은 등화기의 길이이다.

등화기 출력 y_n 에는 채널 작용과 부가 잡음이 포함되며, 등화기는 채널 작용을 상쇄하여 원 신호를 복원하도록 등화기의 탭 계수를 최적화하기 위해 적응 알고리즘을 사용한다. 적응 알고리즘에서는 비선형 추정기를 두어 등화기 출력으로부터 원하는 응답을 발생시키고 이와 등화기 출력과의 차이, 곧 비선형 추정기의 입력과 출력 간의 차이를 오차로 산출한다. 이때 비선형 추정기에 사용되는 신호점에 따라, 즉 성긴 신호점과 촘촘한 신호점에 따라 성긴 신호 추정 또는 촘촘한 신호 추정이 얻어진다.

등화기의 현재 상태가 눈모형이 열리기 이전의 과도상태이면 눈모형을 여는 것이 주된 목적이므로 성긴 신호점을 추정기에 적용하고, 이후 눈모형이 열리기 시작하면 촘촘한 신호점을 적용하여 오차 레벨을 낮추는 것이 필요하다. 성긴 신호점으로는 축소 신호점 또는 일정 모듈러스(constant modulus)나 단일 모듈러스(single modulus) 등이, 촘촘한 신호점으로는 원 신호점 또는 다중 모듈러스(multiple modulus) 등이 가능하다.

LMS(least mean square) 또는

SGD(stochastic gradient descent) 등의 최적화 알고리즘에서는 비선형 추정기의 신호 추정 에 따른 비용함수가 최소로 되는 등화기 탭 설정을 향해 탭 계수를 갱신해간다. 등화기 상태 $\mathbf{w}_{k,n}$ 에 대해서 비용 함수 $J(\mathbf{w}_{k,n})$ 를 최소로 하는 $\mathbf{w}_{k,o}$ 는 다음으로 표현된다.

$$\mathbf{w}_{k,o} = \arg \min_{\mathbf{w}} J(\mathbf{w}_{k,n}) \quad (3)$$

그러므로 적절한 추정기를 사용하여 비용 함수를 설계하고, 성긴 신호점 또는 촘촘한 신호점을 선택 하여 원하는 응답을 발생시키는 것이 필요하다.

Bussgang 알고리즘에서는 무기억 비선형 추정기를 사용하여 원하는 응답을 얻는다. 즉 등화기 출력이 비선형 추정기 $\xi(\cdot)$ 에 인가되고 그 출력 $\xi(y_n)$ 이 원하는 응답으로 간주된다. 그러므로 Bussgang 알고리즘의 유용성은 비선형 추정기 $\xi(\cdot)$ 에 달려있다. Bussgang 알고리즘으로 잘 알려진 Sato 알고리즘은 이진 PAM 신호에 대해 (4)로 주어지는 비선형 추정기를 사용한다.

$$\xi^{\text{Sato}}(y_n) = \gamma_1 \text{sgn}(y_n) \quad (4)$$

여기서 γ_1 은 성긴 신호점이다.

성긴 신호점은 등화기가 완전히 수렴 시 등화기 탭 계수에 관한 비용 함수의 gradient가 영이 되도록 정해지며, Sato 알고리즘에서 γ_1 은 신호점 집합 $S = \{s_1, s_2, \dots, s_M\}$ 내의 모든 신호점에 대해 $\gamma_1 = E[|s_i|^2] / E[|s_i|]$ 으로 정의된다^[1]. 그러면 비선형 추정기의 입출력으로부터 오차는 다음과 같다.

$$e_n^{\text{Sato}} = y_n - \xi^{\text{Sato}}(y_n) = y_n - \gamma_1 \text{sgn}(y_n) \quad (5)$$

식 (5)를 사용한 등화기 갱신 식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_{k,n+1} &= \mathbf{w}_{k,n} - \mu \hat{\nabla} J(\mathbf{w}_{k,n}) \\ &= \mathbf{w}_{k,n} - \mu e_n^{\text{Sato}} \mathbf{x}_{n-k}^* \end{aligned} \quad (6)$$

여기서 $\mathbf{x}_{n-k} = [x_n, x_{n-1}, \dots, x_{n-N+1}]$, μ 는 스텝 사이즈, 그리고 *는 복소 공액을 나타낸다.

Sato 알고리즘에 사용된 비선형 추정기 (4) 또는 오차 (5)는 일차원(실수) 신호점에 대한 것으

로, M-ary PSK나 QAM 신호에는 부적합하다. Godard 알고리즘^[2] 또는 CMA에서는 다른 형태의 비용 함수와 신호점을 사용한다.

CMA에서는 신호점을 이차원 신호 평면상에서 모두 동일한 모듈러스를 가지는 링 형의 신호점으로 가정하며, 채널에 의한 위상 천이는 고려하지 않는다. 이는 CMA가 PSK 등에 처음으로 적용된 것에서 비롯되었으나, CMA는 QAM에도 적용 가능하다. CMA에서 비선형 추정기는 다음과 같다.

$$\xi^{\text{cm}}(y_n) = y_n [1 - (|y_n|^2 - \gamma_2)] \quad (7)$$

여기서 γ_2 는 $\gamma_2 = E[|s_i|^4] / E[|s_i|^2]$ 으로 정의되는 성긴 신호점이다^[2]. 그러면 오차는 (8)로 주어진다.

$$e_n^{\text{cm}} = y_n - \xi^{\text{cm}}(y_n) = y_n (|y_n|^2 - \gamma_2) \quad (8)$$

Sato^[1]를 비롯하여 Godard^[2] 알고리즘 등에서는 원 신호점에 따라 과도상태에 특별한 형태의 성긴 신호점을 사용하는 것이 눈모형을 열리게 하는 요인이다. 그러나 성긴 신호점만으로는 만족스럽지 못한 수렴에 도달하는, 즉 등화기가 완전히 수렴한 이후 오차 레벨이 높다는 문제가 있다.

이에 대한 하나의 해결 방법은, 눈모형이 열리기 시작하면 DD로 전환^[1] 또는 DD와 병행하는 것이다^[8]. 즉 촘촘한 신호점을 도입한다. 과도상태에서 DD나 촘촘한 신호점을 사용한 신호 추정 시도는 심벌 판정 시 오판의 가능성을 높이므로 바람직하지 않으나, 정상상태 오차 성능 개선에는 탁월한 방법이다. 그러나 두 동작 모드간의 선택이나 전환을 위한 시점 결정의 어려움 등을 해결하는 방법이 필요하며, 이 논문에서는 새로운 대안을 제시한다.

III. 신호 추정 신뢰도 기반의 등화 구조

등화기의 수렴 전에는 성긴 신호점을 적용하여 구한 오차가 신뢰도가 높고, 눈모형이 열리기 시작하면 촘촘한 신호점을 적용하여 구한 오차가 보다 정확한 결과를 가져온다. 이 논문에서는 두 신호점을 각각 적용한 두 신호 추정과 그 신뢰도를 활용하는 방법, 그리고 신호 추정의 신뢰도를 등화기 갱신에 이용하는 방법으로, 그림 2에 보인 바와 같은, 신호 추정 신뢰도 기반의 등화 구조를 제안한

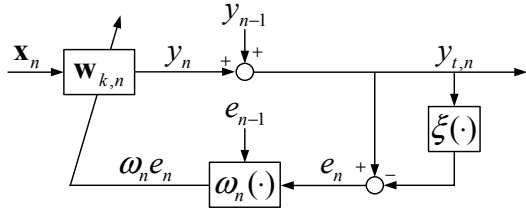


그림 2. 제안하는 신호 추정 신뢰도 기반의 등화 구조
Fig. 2. Proposed signal estimate reliability-based equalization structure.

다. 제안하는 등화 구조에서는 성긴 신호 추정과 촘촘한 신호 추정을 선택적으로 수행하되 매 iteration마다 이 둘을 번갈아 적용한다.

제안 방식의 동작은 먼저, 성긴 신호점과 촘촘한 신호점을 각각 사용하는 두 비선형 추정기를 번갈아 적용하여 신호를 추정하고, 두 신호 추정의 신뢰도를 두 오차 평가 방식에 의해 평가한다. 평가된 신뢰도를 현재 오차에 곱하여 등화기를 갱신한다. 제안 구조에서는 현재 등화 모드의 출력과 바로 이전 등화 모드의 출력을 결합하여 등화기의 최종 출력을 형성함으로써 동시 등화 구조^[8]에 비해 계산량을 반으로 줄이는 효과를 가진다.

먼저, 제안 방식에서 성긴 신호점을 사용하는 추정기로는 CMA의 변형된 형태(modified CMA: MCMA)^[9]를 사용하였다. MCMA를 사용한 추정기와 오차는 각각 (9)와 (10)으로 주어진다.

$$\xi^{mc}(y_{t,n}) = y_{t,n,R} [1 - (y_{t,n,R}^2 - \gamma_{2,R})] + jy_{t,n,I} [1 - (y_{t,n,I}^2 - \gamma_{2,I})] \quad (9)$$

$$e_n^{mc} = y_{t,n,R} (y_{t,n,R}^2 - \gamma_{2,R}) + jy_{t,n,I} (y_{t,n,I}^2 - \gamma_{2,I}) \quad (10)$$

여기서 $(\cdot)_R$ 과 $(\cdot)_I$ 는 각각 실수 성분과 허수 성분을 의미한다.

다음, 촘촘한 신호 추정기로는 DD를 사용하였으며 DD 추정기와 오차는 각각 다음으로 주어진다.

$$\xi^{dd}(y_{t,n}) = \text{dec}(y_{t,n}) \quad (11)$$

$$e_n^{dd} = e_{n,R}^{dd} + je_{n,I}^{dd} = y_{t,n,R} - \hat{s}_{n,R} + j(y_{t,n,I} - \hat{s}_{n,I}) \quad (12)$$

여기서 $\text{dec}(\cdot)$ 는 임계 판정 장치에 의한 심벌 판정을 나타낸다.

제안하는 등화 구조에서는 iteration n 이 홀수일 때와 짝수일 때로 나누어 구현하였으며, 두 추정기에 대응하는 두 오차를 활용하여 등화기를 갱신하기 위해 두 가지 신뢰도 산출 방법을 고안하였다.

첫째, 두 오차 절대값의 이동평균(moving average)을 이용한 신뢰도 산출 방식이다. Iteration $n = \text{odd}$ 일 때 등화기 출력은

$$y_{t,n} = \sum_{k=0}^{N-1} \mathbf{w}_{k,n-1} \mathbf{x}_{n-1-k} + \sum_{k=0}^{N-1} \mathbf{w}_{k,n} \mathbf{x}_{n-k} \quad (13)$$

과 같다. 등화기 출력 $y_{t,n}$ 으로부터 (10)과 (12)에 의해 두 오차를 구하여 이 논문에서 정의한 신뢰도 ω_n^{mc} 를 산출하면

$$\omega_n^{mc} = \frac{(|e_{n-1}^{dd}|)_{ma}}{(|e_n^{mc}|)_{ma} + (|e_{n-1}^{dd}|)_{ma}} \quad (14)$$

가 된다. $(\cdot)_{ma}$ 는 이동평균 필터이다. 이 정의에서는 두 오차의 상대적인 비를 이용하여 신호 추정 신뢰도를 산출한다. 신호 추정의 신뢰도가 높은 경우 등화기는 올바른 방향으로 갱신되나 그렇지 않으면 수렴에서 멀어지는 방향으로 갱신되므로 신호 추정 신뢰도를 오차에 반영하기 위해 오차에 신뢰도 ω_n^{mc} 를 곱하여 등화기 $\mathbf{w}_{k,n}$ 갱신에 적용한다.

$$\mathbf{w}_{k,n+1} = \mathbf{w}_{k,n} - \mu^{mc} \omega_n^{mc} e_n^{mc} \mathbf{x}_{n-k}^* \quad (15)$$

마찬가지로 $n = \text{even}$ 일 때 등화기 출력 $y_{t,n}$ (13)으로부터 (10)과 (12)에 따른 두 오차를 사용하여 신뢰도 ω_n^{dd} 를 구하면

$$\omega_n^{dd} = \frac{(|e_{n-1}^{mc}|)_{ma}}{(|e_{n-1}^{mc}|)_{ma} + (|e_n^{dd}|)_{ma}} \quad (16)$$

이다. 그러면 등화기 $\mathbf{w}_{k,n}$ 는 다음과 같이 갱신된다.

$$\mathbf{w}_{k,n+1} = \mathbf{w}_{k,n} - \mu^{\text{dd}} \omega_n^{\text{dd}} e_n^{\text{dd}} \mathbf{x}_{n-k}^* \quad (17)$$

여기까지가 MCMA 오차와 DD 오차를 번갈아 사용하되, 두 오차 절대값의 이동평균으로부터 구한 신뢰도를 등화기 최적화에 적용한 MC/DD-abs 알고리즘이다.

두 번째 신뢰도 산출 방법은 두 오차 제곱의 이동평균을 사용한 방식이다. 이 방식에서는 두 오차의 제곱으로 인한 두 오차간의 과도한 크기 차이를 완화하기 위해 DD 오차를 다음과 같이 변형하였다.

$$e_n^{\text{md}} = e_{n,R}^{\text{dd}} s_{n,R}^2 + j e_{n,I}^{\text{dd}} s_{n,I}^2 \quad (18)$$

그러면 (10)과 (18)를 이용하여 등화기는 iteration n 에 따라 n 이 odd 일 때 (19)~(20)에 의해, n 이 even 일 때 (21)~(22)에 의해 번갈아 갱신된다.

$n = \text{odd} :$

$$\omega_n^{\text{mc}} = \frac{[|e_{n-1}^{\text{md}}|^2]_{\text{ma}}}{[|e_n^{\text{mc}}|^2]_{\text{ma}} + [|e_{n-1}^{\text{md}}|^2]_{\text{ma}}} \quad (19)$$

$$\mathbf{w}_{k,n+1} = \mathbf{w}_{k,n} - \mu^{\text{mc}} \omega_n^{\text{mc}} e_n^{\text{mc}} \mathbf{x}_{n-k}^* \quad (20)$$

$n = \text{even} :$

$$\omega_n^{\text{md}} = \frac{[|e_{n-1}^{\text{mc}}|^2]_{\text{ma}}}{[|e_n^{\text{mc}}|^2]_{\text{ma}} + [|e_{n-1}^{\text{md}}|^2]_{\text{ma}}} \quad (21)$$

$$\mathbf{w}_{k,n+1} = \mathbf{w}_{k,n} - \mu^{\text{md}} \omega_n^{\text{md}} e_n^{\text{md}} \mathbf{x}_{n-k}^* \quad (22)$$

이것이 제안하는 MC/MD-sqr 알고리즘이다.

이상 두 신뢰도 산출 방법에 따른 등화 구조는 두 동작 모드의 완만한 결합과 전환을 달성한다. 결과적으로 기존의 전환 방식의 문제점인, 최적 전환 시점을 파악하는 어려움과 전환 시점에 따른 성능 변동을 완화한다. 아울러 차등 갱신 방법은 기존의 동시 등화 방식^[8]의 단점을 보완한다.

IV. 모의실험 및 분석

모의실험을 통해 제안 방식의 유용성과 성능을 평가하였다. 모의실험에 사용한 다중경로 채널의 임펄스 응답은 다음과 같다.

$$h_n = [-0.005 - 0.004j; 0.009 + 0.03j; -0.024 - 0.104j; 0.854 + 0.520j; -0.218 + 0.273j; 0.049 - 0.074j; -0.016 + 0.02j]$$

성능 파라미터로는 등화기 수렴속도와 정상상태 성능 평가에 유용한 잔류 심벌간 간섭과 초과 평균 제곱 오차 성능을 조사하였으며, 등화기 출력의 위상 복원과 또렷한 신호점 형성을 보기 위해 신호점 성장도를 조사하였다.

성능 비교에는 CMA와 MCMA를 사용하였고, 제안한 두 방식을 MC/DD-abs과 MC/MD-sqr로 구분하였다. 성능 곡선을 얻기 위해 1회 수행에 100,000 iterations을 총

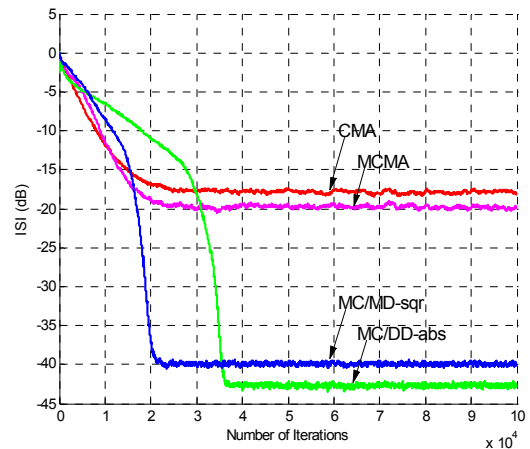


그림 3. 잔류 심벌간 간섭 성능
Fig. 3. Residual intersymbol interference performance.

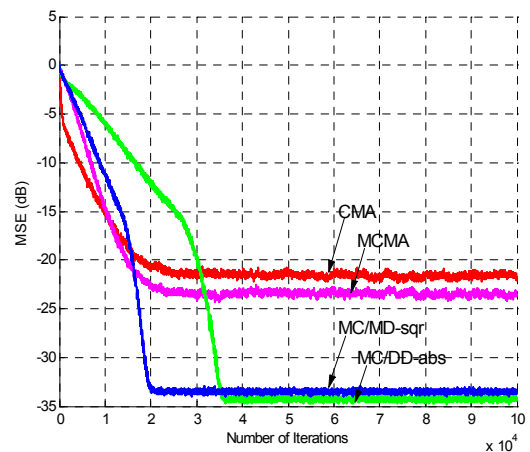


그림 4. 초과 평균 제곱 오차 성능
Fig. 4. Excess mean square error performance.

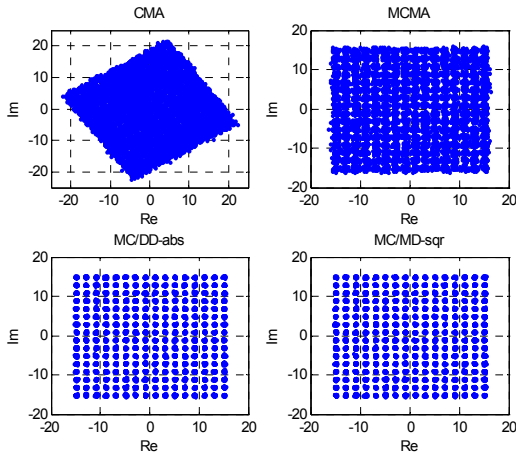


그림 5. 등화된 신호점 정상도
Fig. 5. Equalized signal constellations.

100회 수행하여 평균하였다.

다중경로 채널에서 잡음을 부가하고, 고차 신호 점 응용을 고려하여 256-QAM에 대한 등화 성능을 조사하였다. AWGN은 SNR = 40dB로 설정하였다. 수렴상수로는 $\mu^{cma} = 2 \times 10^{-8}$, $\mu^{mcma} = 3 \times 10^{-8}$, 그리고 MC/MD-sqr에서 $\mu^{mc} = 2 \times 10^{-6}$, $\mu^{md} = 4 \times 10^{-7}$, MC/DD-abs에서 $\mu^{mc} = 2 \times 10^{-5}$, $\mu^{dd} = 5 \times 10^{-5}$ 을 각각 적용하였다.

먼저, 그림 3의 잔류 심벌간 간섭 성능에서, MCMA가 CMA를 다소 개선하였으나 제안한 두 방식은 CMA와 MCMA를 20dB이상 개선하고 있으며, MC/MD-sqr가 수렴 속도에서 다소 앞서나 잔류 ISI 레벨은 MC/DD-abs가 우수한 것으로 나타났다.

다음, 그림 4의 평균 제곱 오차 성능에서, 심벌간 간섭 성능에서와 유사한 결과를 보이고 있으며, 제안 방식 간에는 수렴 속도에서 MC/MD-sqr가 다소 앞서나 오차 성능에서는 두 방식이 유사한 성능을 나타내었다.

마지막으로 그림 5에 보인, 등화기 출력에서 관찰된 신호점 정상도에서 CMA는 눈모형을 열지 못하고 또한 위상 회전된 신호점에 수렴하였으며, MCMA도 마찬가지로 눈모형을 충분히 열지 못했다. 그러나 제안한 두 방식은 눈모형을 충분히 여는 것으로 나타났다.

V. 결 론

성인 신호점과 촘촘한 신호점을 사용하여 신호를 추정하고, 두 오차 평가 방식에 의해 신호 추정의 신뢰도를 평가하여 이를 오차에 반영, 등화기 최적화에 활용하였다. 제안 방식은 두 신호점을 번갈아 적용함으로써 두 동작 모드의 완전한 결합과 전환을 달성하며, 기존의 전환 방식과 동시 등화 방식의 단점을 보완하였다. 256-QAM에 대한 모의실험을 통해 제안 방식의 빠른 과도상태 수렴과 낮은 정상상태 오차 성능을 확인하였다.

References

- [1] Y. Sato, "A method of self-recovering equalization for multilevel amplitude modulation systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 23, no. 6, pp. 679 - 682, June 1975.
- [2] J. R. Treichler and B. G. Agee, "A new approach to multipath correction of constant modulus signals," *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Process.*, vol. ASSP-31, no. 2, pp. 459 - 472, Apr. 1983.
- [3] S. Fiori, "Analysis of modified "Busgang" algorithms (MBAs) for channel equalization," *IEEE Trans. Circuits Syst. I*, vol. 51 no. 8, pp. 1552 - 1560, Aug. 2004.
- [4] D.N. Godard and P.E. Thirion, "Method device for training an adaptive equalizer by means of an unknown data signal in a QAM transmission system," U.S. Patent 4 227 152, Oct. 7, 1980.
- [5] J. G. Proakis and M. Salehi, *Digital Communications*, 5th Ed., McGraw-Hill, 2008.
- [6] O. Macchi and E. Eweda, "Convergence analysis of self-adaptive equalizers," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-30, no. 2, pp. 161 - 176, Mar. 1984.
- [7] C. A. R. Fernandes, G. Favier, and J. C. M. Mota, "Decision directed adaptive blind equalization based on the constant modulus algorithm," *Signal, Image Video Process. (SIViP)*, vol. 1, no. 4, pp. 333 - 346, July 2007.
- [8] X.-W. Zhang and W. Rao, "New concurrent blind equalization algorithm suitable for high-order QAM signals," 5th *Int. Conf. FSKD*

'08, vol. 2, pp. 177 - 181, Shandong, China, Oct. 2008.

- [9] W. Rao, W. Tan, Y. Li, and H. Gao, "New modified constant modulus algorithm for underwater acoustic communications," *ICICIS '11*, pp. 563 - 566, Hong Kong, Sep. 2011.

오 길 남 (Kil Nam Oh)

현재 광주대학교 광통신공학과 교수

<관심분야> 블라인드 등화, 통신신호처리, OFDM