

논문 2012-49TC-7-5

# 두 오차 추정 함수에 의해 가중 갱신되는 병렬 등화 알고리즘

## ( A Parallel Equalization Algorithm with Weighted Updating by Two Error Estimation Functions )

오길남\*

( Kil Nam Oh )

### 요약

다중경로 전파에 의한 수신 신호의 심벌간 간섭을 제거하기 위해, 두 오차 추정 함수를 사용하는 병렬 등화(parallel equalization) 알고리즘을 제안한다. 제안 알고리즘에서는 다치레벨 이차원 신호를 등가 이진 신호로 간주하고, 등화 초기에 효과적인 시그모이드 함수와 정상상태 성능이 우수한 임계 함수를 사용하여 각각 오차를 추정한다. 이때 두 오차 추정의 상대적 정확도에 따라 두 오차를 가중 처리하여 두 필터를 서로 다르게 갱신하도록 하였다. 결과적으로 결합된 두 필터의 출력이 최적의 값이 되도록 하였으며, 두 동작 모드를 완만하게 결합하는 효과로 등화 초기의 빠른 수렴과 정상상태에서의 낮은 오차 레벨을 동시에 달성하였다. 제안 알고리즘의 유용성을 모의실험을 통해 기존 방식과 비교, 검증하였다.

### Abstract

In this paper, to eliminate intersymbol interference of the received signal due to multipath propagation, a parallel equalization algorithm using two error estimation functions is proposed. In the proposed algorithm, multilevel two-dimensional signals are considered as equivalent binary signals, then error signals are estimated using the sigmoid nonlinearity effective at the initial phase equalization and threshold nonlinearity with high steady-state performance. The two errors are scaled by a weight depending on the relative accuracy of the two error estimations, then two filters are updated differentially. As a result, the combined output of two filters was to be the optimum value, fast convergence at initial stage of equalization and low steady-state error level were achieved at the same time thanks to the combining effect of two operation modes smoothly. Usefulness of the proposed algorithm was verified and compared with the conventional method through computer simulations.

**Keywords:** Parallel equalization, Weighted update, Variable parameter nonlinearity, ISI

## I. 서론

디지털 통신 시스템에서는 이차원 다치레벨 신호점(multilevel constellation)을 효과적으로 수신하기 위해, 다중경로 전파에 의한 심벌간 간섭(intersymbol

interference: ISI)에 대처하는 기법을 수신기에 적용한다. 특히 대역폭 효율적 변조 방식인 직교 진폭 변조(quadrature amplitude modulation: QAM)를 사용하는 고속 통신의 경우 심벌간 간섭 문제는 더욱 심각하다. 수신기에서는 이를 제거 또는 완화하기 위해 등화기를 사용한다.

블라인드 등화(blind equalization)에서는 등화기를 초기화하기 위한 방법을 두지 않는 대신, 송신 신호를 추정하기 위해 고차 통계량(higher-order statistics) 등 특별한 형태의 비선형성(nonlinearity)을 사용한다. 비선형성에 의해 추정된 송신 신호는 오차 신호 발생에 사용

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

※ 이 연구는 2011년도 광주대학교 대학 연구비의 지원을 받아 수행되었음.

접수일자: 2012년2월9일, 수정완료일: 2012년7월17일

되며, 오차 신호는 등화기 탭 계수의 갱신에 사용된다. 그러므로 등화기의 최적화를 위해서는 오차 신호의 정확도를 높이는 것이 중요하다.

다치레벨 신호점을 등화하기 위한 기존의 방식들에서는 오차 추정의 정확도를 높이기 위해 다양한 형태의 비선형성을 도입하였다. Sato<sup>[1]</sup>는 신호의 진폭을 추정 시 수반되는 불확실성을 피하기 위해 일종의 등가 신호점을 도입하고 신호의 부호를 고려하는 식으로 신호를 추정하여 눈모형이 닫힌 조건에서 오차 추정의 정확도를 높임으로써 다치레벨 PAM(pulse amplitude modulation) 신호에 대해 블라인드 등화를 달성하였다.

BG 알고리즘<sup>[2]</sup>, RCA<sup>[3]</sup> 등은 Sato 알고리즘을 일반화하거나 또는 등가 신호점을 2차원 신호점으로 확장하여 축소 신호점(reduced constellation)을 정의하고, 이를 원하는 신호점으로 간주하여 오차를 추정, 등화기의 초기 수렴에 도달하였다. Godard<sup>[4]</sup>, CMA<sup>[5]</sup> 등은 정상상태에서 등화기 탭 계수에 대한 비용 함수의 평균 gradient가 영이 되도록 정의된 일정 모듈러스(constant modulus)를 사용하여 M진 PSK(M-ary phase shift keying)와 QAM 신호를 효과적으로 블라인드 등화하였다.

이상의 방식들은 모두 공통적으로 눈모형이 닫힌 조건에서 오차 추정을 위해 특별한 형태의 비선형성과 등가 신호점을 사용한다는 점과, 등화기가 완전한 수렴에 도달했을 때의 성능, 즉 정상상태 오차 레벨 등이 만족스럽지 못하다는 점 등을 특징으로 한다.

이러한 공통적인 특징으로 인하여 위의 방법들은 공히 초기 수렴 이후에 판정의거(decision-directed: DD) 등화 단계로 전환하는 방법을 적용한다<sup>[6]</sup>. 판정의거 등화에서는 임계 판정 장치(threshold decision device)를 사용하여 신호를 판정하고, 이를 원하는 신호로 간주하여 오차를 추정한다. 판정의거 방식은 등화기 출력의 눈모형이 어느 정도 열린 상태에서 적용되면 최선의 성능을 보인다. 그러나 판정의거 동작 모드로 전환하는 시점에 따라 등화기가 발산할 수도 있는 문제점을 내포하는 등 DD 전환 방식은 전환 시점에 따라 성능 변동을 초래한다.

또한 전환 방식과 같은 hard switching과는 달리, 조건에 따라 동작 모드를 선택하는 soft switching 방식으로, SAG(Stop-and-Go) 알고리즘<sup>[7]</sup>, 이중모드(dual-mode) 등화<sup>[8]</sup> 및 동시(concurrent) 등화<sup>[9]</sup> 등의

구조가 제안되었다. SAG 알고리즘에서는 정상상태 성능을 개선하기 위해 DD 오차를 사용하되 오차 추정의 정확도를 높이기 위해 정해진 조건을 만족하는 경우에만 등화기를 갱신하도록 한다. 이중모드 등화 구조는 신뢰구간 등을 두고 조건에 따라 두 오차 추정을 선택적으로 적용하여 정상상태 성능을 개선한다. 그러나 고차 QAM 신호에 있어서는 신뢰구간이 매우 근접함에 따라 구분이 어려워져 성능 개선이 어렵다<sup>[10]</sup>. 동시 등화 구조에서는 두 오차 추정을 동시에 사용하여 두 필터를 갱신하고 필터의 출력을 결합한다. 그러나 정상상태 성능 개선은 두 필터가 각각 도달할 수 있는 성능의 평균에 그치며, 특히 등화기가 완전히 수렴한 후에도 동시 동작을 계속함으로써 정상상태 성능 개선이 제한적이다.

이상 소개한 방법들이 가지는 문제점과 성능을 개선하기 위해, 본 논문에서는 고차 QAM 신호를 등화 시 효과적인 병렬 등화(parallel equalization) 구조와 이를 가중 갱신(weighted updating)하는 알고리즘을 제안한다. II 장에서 등가 이진 신호점에 대한 시그모이드 추정과 임계 판정을 기술하고, III 장에서 가중갱신 병렬 등화 구조를 소개한다. IV 장에서 모의실험 및 분석을 통해 제안 방식의 유용성과 성능을 비교, 검증하고, V 장에서 결론을 기술한다.

## II. 등가 이진 신호점에 대한 두 비선형성

다중경로 전파 채널을 거쳐 수신된 신호를 적응 필터에 의해 처리하고 그 출력을 송신 신호점 중의 하나로 판정하는 블라인드 등화 모델에서, 등화기는 필터의 출력을 관찰하여 원하는 신호(desired signal)와 비교해 오차를 산출하고, 이 오차가 최소화되도록 필터의 탭가중치(tap-weight)를 갱신한다. 이때 등화기는 필터 최적화를 위해 최적화 룰을 사용하여 필터의 탭가중치를 반복적으로 조절함으로써 최적 상태에 이르도록 한다. 필터의 수렴을 위해서는 적절한 비선형성에 의한 오차 추정의 정확도를 확보해야 한다.

이차원 신호점 정상도 상에서 필터 출력을 추정할 때 임계 판정(threshold decision)은 그림 1에 나타난 바와 같이, 인접한 네 신호점 중 가장 가까운 신호점으로 판정한다. 그러나 수신 신호의 눈모형이 닫힌 등화 초기에는 심벌간 간섭이 크기 때문에 필터 출력은 본래의

신호점으로부터 멀리 떨어진 곳에 위치할 가능성이 크다. 따라서 신호점 추정이 부정확한 판정으로 되기 쉽다. 그러므로 임계 판정은 눈모형이 닫혀 있는 조건에서는 오차 추정에 효과적이지 못하다. 임계 함수는 수신 신호점의 눈모형이 열리기 시작하는 단계에서 적용되어야 한다.

등화 초기에는 임계 판정 값에 추정의 정확도를 반영하여 두 신호점 사이의 범위에서 연속적인 값으로 나타내는 것이 보다 안전하다. 즉 두 신호점 중 어느 한 신호점으로 판정하는 임계 함수(threshold function)에 의한 추정 대신, 두 신호점 사이의 연속적인 값으로 추정하는 시그모이드 함수(sigmoid function)에 의한 추정이 보다 정확도가 높다.

제안하는 두 오차 추정 방식에서는 그림 1에서와 같이, 먼저 등화기 출력을 둘러싸는 네 신호점을 동상 성분(in-phase)과 직교(quadrature) 성분으로 분리한 상태에서 동상 성분과 직교 성분 각각을 1차원 등가 이진 신호점으로 간주한다. 그러면 M-QAM 신호점에 대한 추정이 이진 신호점에 대한 추정 문제로 단순화된다. 이 등가 이진 신호점에 대해 두 비선형성, 즉 시그모이드 함수와 임계 함수를 사용하여 오차를 추정한다.

제안 방식에서는 효과적인 오차 추정을 위해 오차 추정을 병렬로 진행한다. 즉 오차 추정에 양극성(bilateral) 시그모이드 함수와 임계 함수를 동시에 사용한다. 양극

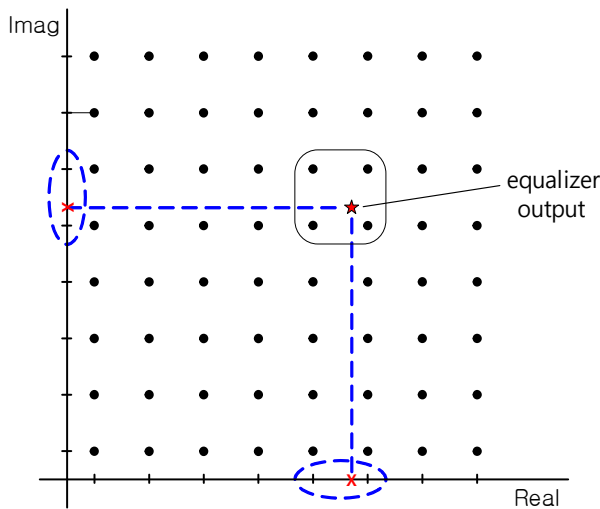


그림 1. 등화기 출력을 둘러싸는 4 신호점과 등가 2 신호점으로서의 변환  
 Fig. 1. 4 signal points surrounding the equalizer output and their conversion to equivalent 2 signal points.

성 시그모이드 함수  $f(x)$ 의 일반적인 형태는 다음과 같다<sup>[11]</sup>.

$$f(x) = \alpha \frac{1 - e^{-\beta x}}{1 + e^{-\beta x}} \tag{1}$$

여기서  $\alpha$ 는 시그모이드 함수의 최대 출력값이며,  $\beta$ 는 출력에 대한 경사도이다. 신호점을 이진 PSK로 가정하여 두 파라미터를  $\alpha = 1, \beta = 2/\sigma^2$ 로 설정하면, 등화기 출력  $y(k)$ 를 입력으로 하는 시그모이드 함수의 출력  $\psi[y(k)]$ 는 (2)와 같이 주어진다. 이때  $\sigma^2$ 는 시그모이드 함수 출력의 기울기를 결정하는 값으로, 등화기 출력 신호점의 퍼짐의 정도에 관련된다<sup>[12]</sup>.

$$\psi[y(k)] = \frac{1 - e^{-2y(k)/\sigma^2}}{1 + e^{-2y(k)/\sigma^2}} \tag{2}$$

다음, 오차 추정에 임계 함수를 적용하는 경우, 등화기 출력  $y(k)$ 에 대해 임계 판정 장치의 출력  $\Psi[y(k)]$ 는 다음의 형태를 갖는다.

$$\Psi[y(k)] = \text{dec}[y(k)] \tag{3}$$

(3)은 최인접 심벌 판정(nearest symbol decision)을 나타낸다.

효과적인 등화를 달성하기 위해서는 두 오차 추정을 적절히 이용할 필요가 있다. 즉 등화가 진행됨에 따라 시그모이드 함수와 임계 함수에 의한 오차 추정의 상대

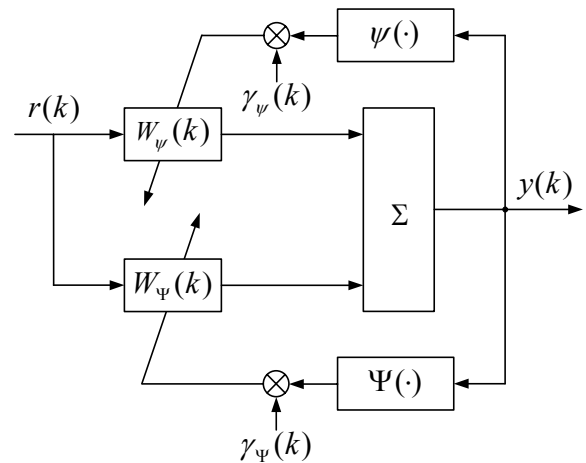


그림 2. 두 오차 추정 함수에 의해 가중 갱신되는 병렬 등화 구조  
 Fig. 2. Parallel equalization with weighted updating by two error estimation functions.

적 정확도를 반영하여 등화기를 가중 갱신하는 것이 필요하다.

### III. 가중갱신 병렬등화 구조

제안 방식에서는 M-QAM 신호점 소스로부터 발생된 신호점을 그 동상 및 직교 성분 각각에 대해 등가이진 신호점 소스에서 나온 것으로 간주하고, 시그모이드 함수와 임계 함수를 사용하여 오차를 추정한다. 이때 등화 초기에는 시그모이드 함수에 의한 오차 추정이 임계 함수에 의한 오차 추정에 비해 정확도가 높다는 사실과, 정상상태에서는 임계 함수의 오차 추정이 시그모이드 함수에 비해 정확하다는 사실을 반영하기 위해 두 오차 추정의 상대적 정확도에 따른 가중치를 적용하여 두 필터를 가중 갱신한다.

제안하는 가중갱신 병렬등화 구조는 그림 2와 같다. 수신된 신호  $r(k)$ 는 두 필터에 병렬 입력되고, 두 필터의 출력은 결합되어 등화기 출력을 형성한다. 그러면 등화기 출력  $y(k)$ 는

$$y(k) = \sum_{i=-L}^L W_{\psi}(k)r(k-i) + \sum_{i=-L}^L W_{\Psi}(k)r(k-i) \quad (4)$$

으로 주어진다. 여기서  $W_{\psi}(k)$ 와  $W_{\Psi}(k)$ 는 두 필터의 임펄스 응답으로, 각각 시그모이드 함수에 의한 오차 추정과 임계 함수에 의한 오차 추정을 사용하여 가중 갱신되며, 필터의 임펄스 응답의 길이는 모두  $2L+1$ 이다.

제안한 병렬등화 구조에서 등화기 출력  $y(k)$ 는 시그모이드 함수와 임계 함수에 병렬 입력되어 두 오차가 산출되고, 두 오차는 가중치와 결합되어 각각 필터를 가중 갱신한다. 두 오차 추정 함수에 의해 추정된 오차는 각각 아래와 같다.

$$e_{\psi}(k) = y(k) - \psi[y(k)] \quad (5)$$

$$e_{\Psi}(k) = y(k) - \Psi[y(k)] \quad (6)$$

여기서  $\psi[y(k)]$ 와  $e_{\psi}(k)$ 는 각각 시그모이드 함수의 출력과 그에 따른 추정 오차를 나타내며,  $\psi[y(k)]$ 는 (2)로 주어진다. 또한  $\Psi[y(k)]$ 와  $e_{\Psi}(k)$ 는 각각 임계 함수의 출력과 그에 따른 추정 오차를 나타내며,  $\Psi[y(k)]$ 는

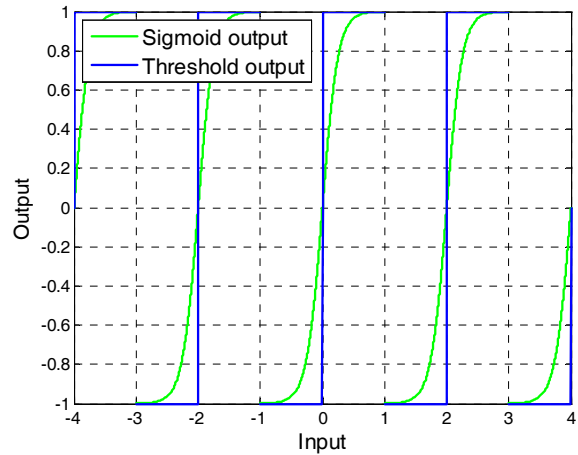


그림 3. 16-QAM에 대한 시그모이드 함수와 임계 함수의 출력

Fig. 3. Outputs of sigmoid and threshold functions for 16-QAM.

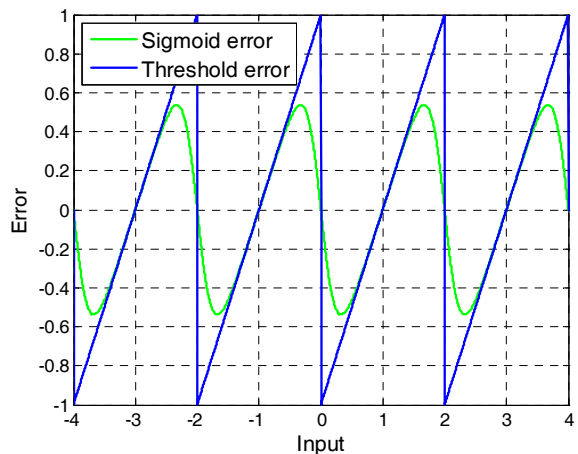


그림 4. 16-QAM에 대한 시그모이드 함수와 임계 함수를 사용한 오차 추정

Fig. 4. Error estimates for 16-QAM using sigmoid and threshold functions.

(3)으로 주어진다.

그림 3에 시그모이드 함수와 임계 함수의 출력을, 그림 4에 시그모이드 함수와 임계 함수를 사용한 오차 추정을 각각 나타내었다. 그림에서 보는 바와 같이 신호점의 경계에서 두 오차 추정 함수의 특성을 분명히 알 수 있다. 제안 방식에서는 두 오차 추정 함수를 가중치에 의해 상호 보완적이고 완만하게 결합하며, 가중치의 상대적 비에 따라 등화 초기와 정상상태에서 두 필터는 효과적으로 갱신된다.

이때 가중치는 두 오차 추정 함수에 의한 오차 추정

의 상대적 정확도에 따라 계산된다. 즉 가중치는 두 오차의 제곱을 이용하여 다음과 같은 방식으로 구하였다.

$$\gamma_{\psi}(k) = \frac{|e_{\psi}(k)|^2}{|e_{\psi}(k)|^2 + |e_{\Psi}(k)|^2} \quad (7)$$

$$\gamma_{\Psi}(k) = 1 - \gamma_{\psi}(k) = \frac{|e_{\Psi}(k)|^2}{|e_{\psi}(k)|^2 + |e_{\Psi}(k)|^2} \quad (8)$$

여기서  $\gamma_{\psi}(k)$ 와  $\gamma_{\Psi}(k)$ 는 각각 시그모이드 추정과 임계 추정의 신뢰도를 나타낸다. 두 필터는 각각 시그모이드 추정과 임계 추정에 의해 산출된 오차에 신뢰도를 반영하여 가중 갱신되며, 필터 갱신식으로 LMS 알고리즘을 적용하면,

$$W_{\psi}(k+1) = W_{\psi}(k) - \mu_{\psi} \gamma_{\psi}(k) e_{\psi}(k) R^*(k) \quad (9)$$

$$W_{\Psi}(k+1) = W_{\Psi}(k) - \mu_{\Psi} \gamma_{\Psi}(k) e_{\Psi}(k) R^*(k) \quad (10)$$

를 얻는다. 여기서  $R(k) = [r_k, r_{k-1}, \dots, r_{k-N+1}]^T$  이고,  $(\cdot)^*$ 는 복소 공액(complex conjugate)을 나타낸다.

#### IV. 모의실험 및 분석

제안한 등화 알고리즘의 성능을 검증하고 기존 알고리즘과 비교하기 위해 모의실험을 실시하였다. 다중경로 전파 채널과 부가 잡음 환경 하에서 다차레벨 신호점에 대한 블라인드 등화 성능을 확인하기 위해 64/256-QAM 신호점을 사용하였다. 모의실험에 사용한 채널의 전달함수  $H(z)$ 는 다음과 같다<sup>[7]</sup>.

$$\begin{aligned} H(z) = & (-0.005 - j0.004) + (0.009 + j0.03)z^{-1} \\ & + (-0.024 - j0.104)z^{-2} + (0.854 + j0.52)z^{-3} \\ & + (-0.218 + j0.273)z^{-4} + (0.049 - j0.074)z^{-5} \\ & + (-0.016 + j0.02)z^{-6} \end{aligned}$$

성능 비교를 위해서 다차레벨 신호점에 대한 블라인드 등화에 널리 쓰이는 CMA를 사용하였으며, 성능 파라미터로는 등화기 출력단에서 얻어진 잔류 ISI와 MSE(mean square error)를 고려하였다. 잔류 ISI는 다음으로 정의된다<sup>[13]</sup>.

$$ISI(k) = \frac{\sum_k |s(k)|^2 - |s(k)|_{\max}^2}{|s(k)|_{\max}^2} \quad (11)$$

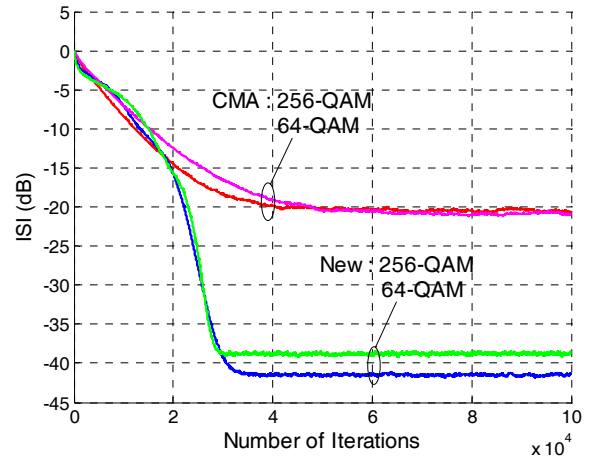


그림 5. 64-QAM에 대한 잔류 ISI 성능 비교, SNR=35dB  
Fig. 5. Residual ISI performance comparison for 64-QAM, SNR=35dB.

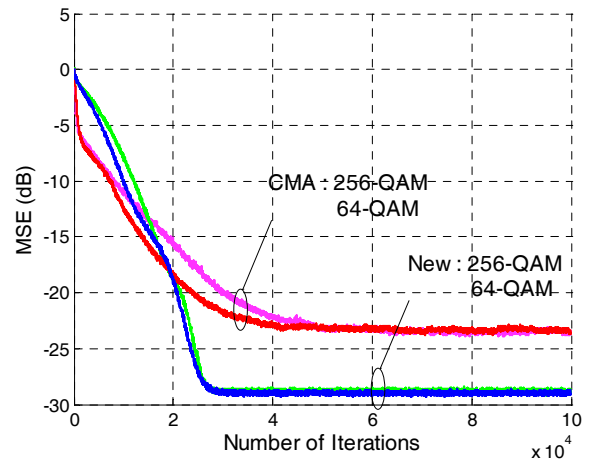


그림 6. 256-QAM에 대한 MSE 성능 비교, SNR=35dB  
Fig. 6. MSE performance comparison for 256-QAM, SNR=35dB.

여기서  $s(k)$ 는 채널과 등화기가 종속 연결된 전체 시스템의 임펄스 응답이다. 완전한 등화에 이르면 (11)에서  $ISI(k) = 0$ 이 된다.

모의실험에 사용한 부가 잡음은 화이트 가우시안이며, 신호대 잡음비(SNR)는 다음과 같이 정의하였다<sup>[11]</sup>.

$$SNR = 10 \log_{10} \left( \frac{\sigma_s^2}{\sigma_n^2} \right) \text{ dB} \quad (12)$$

여기서  $\sigma_s^2$ 는 심벌당 에너지,  $\sigma_n^2$ 는 부가 잡음의 분산이다.

그림 5와 6에 64-QAM과 256-QAM에 대해 SNR

35dB 조건에서 구한 잔류 ISI 성능과 MSE 성능을 각각 나타내었다. 그림의 성능 곡선은 100회의 Monte Carlo 실험을 통해 구한 결과를 ensemble averaging 처리하여 구하였다.

CMA에서는 64/256-QAM에 대해 일종의 축소 신호 점을 사용하는 까닭에 오차 추정의 정확도가 향상되어 등화 초기의 수렴 속도는 좋다. 그러나 정상상태 성능은 축소 신호점과 실제 신호점과의 차이로 인하여 ISI 성능과 MSE 성능 모두에서 높은 레벨에 수렴하였다. 따라서 CMA에서는 수렴 후 다른 알고리즘으로의 전환 등 정상상태 성능을 개선하기 위한 스킴이 필요한 것을 알 수 있다.

제안 방식은 CMA에 비해 초기 수렴 속도의 저하 없이 정상상태에서 ISI 성능의 경우 20dB 정도, MSE 성능에서 5dB 정도 낮은 레벨에 수렴하였다. 제안 방식은 눈모형이 닫힌 등화 초기와 정상상태에서 각각 효과적인 두 오차 추정 함수에 의해 오차를 추정하고, 추정된 오차에 가중치를 부여함으로써 두 필터 갱신을 조절하는 효과를 갖는다. 결과적으로 등화 초기에는 주로 시그모이드 함수에 의해, 정상상태에서는 임계 함수에 의해 등화기가 갱신되도록 조절함으로써 초기 수렴속도와 정상상태 성능 개선이 동시에 이루어진다.

#### IV. 결 론

다치레벨 QAM 신호점 등화에 효과적인 가중갱신 병렬등화를 제안하였다. 제안 방식은 M-QAM 신호를 등가 이진 신호점으로 변환하고, 눈모형이 닫힌 조건과 정상상태에서 각각 효과적인 두 비선형성을 사용하여 오차를 추정하였다. 또한 두 오차 추정의 정확도를 반영하는 식으로 산출된 가중치를 이용하여 등화기를 가중 갱신하였다. 64/256-QAM 신호에 대한 모의실험에서 제안 방식이 CMA에 비해 초기 수렴 속도와 정상상태 성능에서 우수한 성능을 보임을 확인하였다.

#### 참 고 문 헌

[1] Y. Sato, "A method for self-recovering equalization for multilevel amplitude-modulation system," IEEE Trans. Commun., vol. COM-23, pp. 679 - 682, June 1975.  
[2] A. Benveniste and M. Goursat, "Blind

equalizers," IEEE Trans. Commun., vol. COM-32 no. 8, pp. 871 - 883, Aug. 1984.  
[3] D.N. Godard and P.E. Thirion, "Method and device for training an adaptive equalizer by means of an unknown data signal in a quadrature amplitude modulation transmission system," US Patent 4227152, Oct. 7, 1980.  
[4] D.N. Godard, "Self-recovering equalization and carrier tracking in two-dimensional data communication systems," IEEE Trans. Commun., vol. COM-28, pp. 1867 - 1875, Nov. 1980.  
[5] 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-31, pp. 459 - 472, Apr. 1983.  
[6] C.A.R. Fernandes, G. Favier, and J.C.M. Mota, "Decision directed adaptive blind equalization based on the constant modulus algorithm," Signal, Image and Video Processing, vol. 1, no. 4, pp. 333 - 346, 2007.  
[7] 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.  
[8] V. Weerackody and S.A. Kassam, "Dual-mode type algorithms for blind equalization," IEEE Trans. Commun., vol. COM-42, pp. 22 - 28, Jan. 1994.  
[9] F.C.C. De Castro, M.C.F. De Castro, and D.S. Arantes, "Concurrent blind deconvolution for channel equalization," Proc. IEEE ICC, vol. 2, pp. 366 - 371, Helsinki, June 2001.  
[10] K. Banovic, E. Abdel-Raheem, and M.A.S. Khalid, "A novel radius-adjusted approach for blind adaptive equalization," IEEE Signal Processing Letters, vol. 13, no. 1, pp. 37 - 40, Jan. 2006.  
[11] S. Haykin, Adaptive filter theory, 4th Ed., Prentice Hall, New Jersey, 2002.  
[12] J. Karaoguz and S.H. Ardalan, "A soft decision-directed blind equalization algorithm applied to equalization of mobile communication channels," Proc. IEEE ICC, vol. 3, pp. 343.4.1 - 343.4.5, Chicago, 1992.  
[13] O. Shalvi and E. Weinstein, "New criteria for blind deconvolution of nonminimum phase systems (channels)," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. IT-36, no. 2, pp. 312 - 321, Mar. 1990.

## — 저 자 소 개 —



오길남(평생회원)

1982년 2월 경희대학교 전자공학과 공학사

1984년 2월 경희대학교 전자공학과 공학석사

1996년 2월 경희대학교 전자공학과 공학박사

1984년 3월~2000년 2월 한국전자통신연구원 책임연구원, 팀장

2000년 3월~현재 광주대학교 광통신공학과 교수, 학과장

<주관심분야 : 블라인드등화, 통신신호처리, OFDM>