

論文2002-39SP-6-15

블라인드 결정 궤환 등화기를 위한 다중 계수 알고리즘 (Multi-Constant Modulus Algorithm for Blind Decision Feedback Equalizer)

金正洙*, 鄭正和*

(Jung-Su Kim and Jong-Wha Chong)

요 약

본 논문은 케이블 채널 등화에 이용 가능한 빠른 수렴 특성을 갖는 블라인드 결정 궤환 등화기를 제안한다. 전방향 및 궤환 필터로 구성되는 기존의 블라인드 결정 궤환 등화기는 에러 전파 문제를 피하기 위해 전방향 필터 계수가 충분히 수렴된 후, 궤환 필터 계수가 갱신되므로 정상 상태에 수렴하는데 많은 훈련시간이 걸리는 단점을 갖는다. 이런 단점을 극복하기 위해 제안된 등화기는 수신신호와 입력신호의 통계적 특성을 나타내는 대표값 사이의 최소 거리를 이용하는 새로운 비용함수를 전방향 필터에 적용하였다. 또한 계수 갱신에 이용되는 LMS 알고리즘의 수렴 상수를 등화기 출력에 따라 적응적으로 변화시킴으로써 궤환 필터의 수렴 속도를 향상시켰다. 제안된 등화기의 성능을 공인된 케이블 채널 환경하에서 모의실험 하였다. 그 결과, 제안된 등화기는 기존의 블라인드 등화기보다 빠른 수렴속도를 보였으며, SER 성능 비교에서도 기존의 블라인드 등화기보다 더 나은 결과를 나타내었다. 제안된 등화 기술을 유무선 멀티미디어 전송환경, 8-VSB 혹은 64-QAM 방식을 이용하는 지상파 HDTV 등에 적용하는 것을 기대할 수 있다.

Abstract

A new multi-constant modulus algorithm (MCMA) for a blind decision feedback equalizer is proposed. In order to avoid the error propagation problem in the conventional DFE structure, Feed Back Filter coefficients are updated only after Feed-Forward Filter coefficients are sufficiently converged to the steady state. Therefore, it has the problem of slow convergence speed characteristics. To overcome this drawback, the proposed MCMA algorithm uses not only new cost function considering the minimum distance between the received signal and the representative value containing the statistical characteristics of the transmitted signal, but also adaptive step-size according to the equalizer outputs to fast convergence speed of FBF. Simulations were carried out under the certified communication channel environment to evaluate a performance of the proposed equalizer. The simulation results show that the proposed equalizer has an improved convergence and SER performance compared with previous methods. The proposed techniques offer the possibility of practical equalization for cable modem and terrestrial HDTV broadcast (using 8-VSB or 64-QAM) applications.

Keywords : HDTV, Blind, MCMA, Equalization, ISI.

* 正會員, 漢陽大學校 電子工學科 CAD 및 通信回路 研究室

(CAD & Communication Circuit LAB., Dept. of Electronic Engineering, Hanyang University)

接受日字:2002年7月15日, 수정완료일:2002年10月23日

I. 개 요

극심한 심볼간 간섭(ISI)을 유발하는 대역 제한된 채널을 이용하는 통신 시스템에서 수신단의 등화기는 필수 불가결하다. 또한 등화기는 채널에서 발생하는 진폭

및 위상 왜곡을 보상한다. 등화기는 구조에 따라 전방향 구조만을 갖는 선형횡단등화기(LTE: Linear Transversal Equalizer)와 전방향 필터와 궤환 필터를 갖는 결정 궤환 등화기(DFE: Decision Feedback Equalizer)로 대분 된다. LTE는 구조가 간단하여 구현이 용이하다는 장점이 있으나, ISI가 심한 채널 환경하에서는 성능이 열화 되는 단점을 갖는다. 따라서 대부분의 통신 시스템은 DFE를 이용한다. DFE는 현재 심볼 결정에 이미 결정된 이전 심볼을 이용함으로써 ISI가 심한 채널 환경에서도 LTE보다 나은 등화 성능을 나타낸다. 그러나 DFE 역시 에러 전파 문제라는 단점을 갖는다. 또한 등화기는 훈련신호의 이용 유무에 따라 훈련신호를 이용하는 훈련 등화기(training equalizer)와 훈련신호 이용 없이 전송신호의 통계적 특성만을 이용하는 블라인드 등화기(blind equalizer)로 나뉘어 진다. 훈련 등화기는 신호 전송 전에 송수신간에 미리 정해놓은 훈련 신호를 전송하기 때문에 빠른 수렴특성을 갖는 장점이 있으나, 이런 훈련 신호의 전송을 주기적으로 수행해야 하기 때문에 전체적인 데이터의 전송률이 낮아지며, 송수신기의 구조가 복잡해진다는 단점을 갖는다. 이에 반해 블라인드 등화기는 초기 수렴을 위해 어떠한 훈련신호도 이용하지 않고 단지 전송신호의 통계적 특성만을 알고 전송되는 신호를 등화 한다. 이에 대부분의 통신 시스템에서 블라인드 등화기가 훈련 등화기를 대체하고 있는 실정이다. 특히, 방송이나 다중 네트워크 환경에서 블라인드 등화는 더 많은 장점을 갖는다. 지금까지 제안된 대부분의 블라인드 등화 기술은 기존의 훈련 등화기에서 사용하는 에러 신호의 수정된 형태에 기초하고 있다. 전통적인 등화 기술에서는 평균 자승에러(MSE: Mean Square Error)를 최소화하는 비용함수(cost function)를 사용한 반면, Sato,^[1] Gordard,^[2] Goursat^[3]는 비-볼록(nonconvex) 비용함수를 최소화하는 블라인드 등화 기술을 제안하였다. Picchi와 Prati^[4]에 의해 제안된 Stop-and-Go 결정 지향 알고리즘은 수렴률을 보장하기 위해 비용함수를 Stop 지역과 Go 지역으로 나누어 다르게 적용하였다. 또한, Bellini^[5]는 Bussgang 알고리즘을 이용한 비선형 블라인드 등화를 소개하였는데, 실제적으로 문헌^[4-6]에서 언급된 블라인드 구조는 모두 이 Bussgang 알고리즘의 특별한 경우라 볼 수 있다. 최근 Macchi와 Hachicha^[7]는 예측필터(predictive filter)를 사용하여 비최소위상(non-minimum phase) 채널을 등정할 수 있는

블라인드 알고리즘을 제안하였다. 이상의 블라인드 등화 알고리즘은 기존의 훈련 등화기(training equalizer)와 비교하여 주기적인 훈련 데이터의 전송이 필요 없다는 장점이 있는 반면, 수렴특성이 나쁘고, ISI가 심한 채널을 등화 할 경우나 주어진 신호대잡음비(SNR)가 낮은 경우에는 상당히 긴 훈련 시간을 요구한다는 단점을 갖는다. 특히 다중경로채널 환경하에서는 수렴을 보장할만한 확실한 블라인드 알고리즘은 없는 것이 현실이다. 이에 본 논문은 수신신호와 입력신호의 통계적 특성을 나타내는 대표값 사이의 최소 거리를 이용하는 새로운 비용함수를 사용하여 개선된 수렴속도 및 SER 성능을 갖는 블라인드 알고리즘을 제안한다. 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서 위상분해등화기(phase splitting equalizer)를 소개하며, III장에서 대표적인 블라인드 알고리즘인 CMA(Constant Modulus Algorithm) 및 MMA(Multi-Modulus Algorithm)를 소개한다. IV장에서 새로운 비용함수를, V장에서는 신뢰구간 및 비신뢰구간을 사용하는 개선된 수렴 특성을 갖는 다중 계수 블라인드 결정 궤환 등화기(multi-constant modulus algorithm for blind decision feedback equalizer)를 제안한다. VI장에서는 단일 및 다중 경로 케이블 채널모델을 제시하고, 제안된 알고리즘의 타당성을 다양한 모의실험을 통해 입증한다.

II. 위상 분해 등화기

<그림 1>은 위상 분해 등화기를 포함하는 간단한 저역 대역 통신 시스템을 나타낸다.

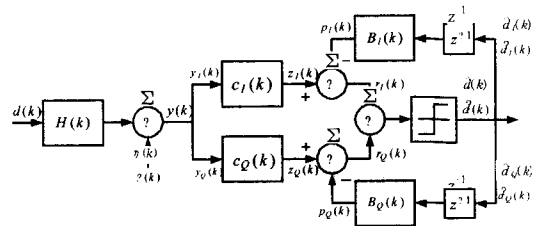


그림 1. 위상 분해 등화기
Fig. 1. A structure of a phase splitting equalizer.

이 구조에서 송수신간의 동기기는 정확하고 전송신호는 올바르게 검출된다고 가정한다. 전송신호의 왜곡은 단지 ISI(inter-symbol interference)와 AWGN(Additive White Gaussian Noise)으로부터 기인한다고 한정하면, 수신신호 $y(k) = y_I(k) + y_Q(k)$ 는 다음과 같다.

$$y(k) = \sum_{i=-M}^M h_i \cdot d(k-i) + \eta(k) \quad (1)$$

식 1에서 $\{h_i\}$ 는 채널 임펄스 응답이다. 전송신호 $\{d(k) = d_I(k) + j \cdot d_Q(k)\}$ 는 일반적으로 복소신호이며, 평균은 0이다. 또한, 이들 신호는 발생확률이 같고 서로 독립적이다. AWGN인 $\eta(k)$ 와 $\{d(k)\}$ 는 통계적으로 독립적이다. <그림 1>의 오른쪽에 위치하는 등화기는 수신신호의 동상(inphase:I) 및 직교(quadrature:Q) 성분을 각각 다른 필터를 사용하여 등화하므로 위상분해 등화기라 한다.^[8] $z_I(k)$ 과 $p_I(k)$ 은 각각 전방향 필터(Feed Forward Filter: FFF)와 역방향 필터(Feed Back Filter: FBF)의 출력이며, $r_I(k)$ 는 결정소자(slicer)의 입력이다. 이 때 동상성분은 다음과 같다.

$$z_I(k) = \sum_{i=-M}^M C_I(k) \cdot y_I(k-i) \quad (2)$$

$$p_I(k) = \sum_{i=1}^N B_I(k) \cdot \hat{d}(k-i) \quad (3)$$

$$r_I(k) = z_I(k) - p_I(k) = \sum_{i=-M}^M C_I(k) \cdot y_I(k-i) - \sum_{i=1}^N B_I(k) \cdot \hat{d}(k-i) \quad (4)$$

위 식에서 $\hat{d}(k)$ 은 결정소자의 출력이며, $2M+1$ 과 N 은 각각 FFF와 FBF의 길이 즉, 등화기 계수이다. 직교 성분도 동상성분과 동일한 형태를 가지며, 그 수식은 생략한다. <그림 1>의 DFE에서 FFF는 precursor ISI를 제거하며, FBF는 FFF에 의해 증가된 잡음을 제거하기 위하여 zero-delay 항을 제외한 시스템 응답을 추정한다.^[8]

III. CMA와 MMA

대부분의 통신 시스템에서 적응 등화기 계수는 통계적 기울기 알고리즘(stochastic gradient algorithm)에 의해 생성된다. 즉, 복소 계수 벡터 $\mathbf{C}(k) = \{C_I(k) + j \cdot C_Q(k)\}$ 는 다음과 같이 갱신된다.

$$\mathbf{C}(k+1) = \mathbf{C}(k) - \eta \nabla_{\mathbf{C}(k)} J$$

여기서 η 는 수렴상수(step size)라 하며, 0과 1사이의 작은 값으로 정해진다. $\nabla_{\mathbf{C}(k)}$ 는 비용함수 J 의 기울기를, 첨자 k 는 k 번째 반복(iteration)을 나타낸다. CMA(Constant Modulus Algorithm)은 QAM(Quadrature

Amplitude Modulation) 시스템의 블라인드 등화를 위한 가장 보편화된 알고리즘이다. CMA에서 이용하는 비용함수는 다음과 같다.

$$J_{CMA}(k) = E \left[\left(\|\mathbf{Z}(k)\|^2 - R_{CMA} \right)^2 \right] \quad (5)$$

여기서 $E[\cdot]$ 는 통계적 기대치를, $\mathbf{Z}(k)$ 는 $\mathbf{Y}^T(k) \mathbf{C}(k)$ 로 주어지는 등화기 출력을 나타내며, $\mathbf{C}(k) = [c_0(k), \dots, c_{N-1}(k)]^T$ 는 등화기 탭 계수 벡터를, $\mathbf{Y}(k) = [y(k), \dots, y(k-N+1)]^T$ 는 등화기 입력 벡터를, N 은 등화기 탭 계수의 길이를 나타낸다. 또한 R_{CMA} 은 입력신호의 통계적 특성을 나타내는 상수인데, 식 (5)의 비용함수의 기울기(gradient) 값인 J 가 0이 되도록 선택하면 다음과 같다.

$$R_{CMA} = E \left[\|\mathbf{D}(k)\|^4 \right] / E \left[\|\mathbf{D}(k)\|^2 \right] \quad (6)$$

이상의 CMA 알고리즘은 QAM의 성상(constellation)이 작은 경우 우수한 등화 성능을 보이지만, 성상의 크기가 커지면 성능이 열화 되는 단점을 갖는다. 이의 해결을 위해 문헌^[9]에서 특정 신호의 집합에 대한 통계적 특성을 이용하는 MMA(multi modulus algorithm)이 제안된 바 있다. MMA는 비정방(nonsquare) 및 매우 밀집한(dense) 성상에서도 우수한 성능을 보인다. MMA에서 사용되는 비용함수는 다음의 형태를 갖는다.

$$J_{MMA}(k) = E \left[\left(\|z_I(k)\|^2 - R_{MMA}^I \right)^2 + \left(\|z_Q(k)\|^2 - R_{MMA}^Q \right)^2 \right] \quad (7)$$

식 7의 비용함수는 $2z_I \cdot z_Q$ 항을 고려하지 않은 것을 제외하고는 CMA와 유사하다. 결과적으로 MMA의 비용함수는 완전한 한 개의 2차원 비용함수가 아닌 2개의 1차원 비용함수로 간주할 수 있다. 이 비용함수는 등화기 출력과 통계적 특성을 갖는 다음의 R_{MMA} 사이의 분산을 최소화한다.

$$R_{MMA} = E \left[|d(k)|^2 \right] / E \left[|d(k)| \right] \quad (8)$$

실제적으로 케이블 TV 등의 응용에서 사용되는 채널 등화기는 탭 계수가 상당히 크기 때문에 하드웨어 구현을 고려한다면 탭 계수 갱신을 위한 작업이 간단해질 필요가 있으므로, 대부분은 가장 단순한 적응 알고리즘인 LMS (Least Mean Square) 알고리즘을 사용한

다. 따라서 CMA를 이용하는 등화기의 탭 계수는 다음과 같이 갱신된다.

$$\mathbf{C}(k+1) = \mathbf{C}(k) - \mu \cdot e(k) \cdot \mathbf{Y}(k) \quad (9)$$

$$e(k) = z(k) \cdot \left(|z(k)|^2 - R_{CMA} \right) \quad (10)$$

여기서 $e(k)$ 는 시점 k 에서의 에러를, μ 는 수렴속도를 결정하는 파라미터이다. 이와 유사하게, MMA를 이용하는 등화기의 탭 계수 갱신은 다음과 같이 이루어진다.

$$\mathbf{C}_I(k+1) = \mathbf{C}_I(k) - \mu \cdot e_I(k) \cdot \mathbf{Y}(k) \quad (11)$$

$$\mathbf{C}_Q(k+1) = \mathbf{C}_Q(k) - \mu \cdot e_Q(k) \cdot \mathbf{Y}(k) \quad (12)$$

여기서 \mathbf{C}_I 와 \mathbf{C}_Q 는 각각 동상성분 및 직교성분의 계수이며, 에러신호 (e_I, e_Q)는 다음과 같다.

$$e_I = z_I(k) \cdot \left(|z_I(k)|^2 - R_{MMA-I}^2 \right) \quad (13)$$

$$e_Q = z_Q(k) \cdot \left(|z_Q(k)|^2 - R_{MMA-Q}^2 \right) \quad (14)$$

IV. 개선된 수렴 특성을 갖는 MCMA

제안하는 개선된 수렴속도를 갖는 다중 계수 블라인드 등화 알고리즘을 MCMA(Multi-Constant Modulus Algorithm)이라 명칭 한다. 먼저 개선된 수렴 특성을 갖는 MCMA 알고리즘을 소개하고, 적응 수렴상수의 개념과 신뢰구간(confidence zone)에 대해 언급한다.

1. FFF 계수의 갱신을 위한 새로운 비용함수

2차원 시스템에서 식(5)의 CMA에 대한 비용함수를 동상 및 직교 성분에 대한 항으로 나누면 다음과 같다.

$$J_{CMA}(k) = J_I(k) + J_Q(k) \quad (15)$$

식 15에서 $J_I(k)$ 와 $J_Q(k)$ 는 동상 및 직교성분의 비용함수를 나타낸다. 전송신호 $d(k)$ 는 발생확률이 같고 서로 독립적이며, 평균은 0, 분산은 1이라 가정한다(i.i.d.). $d(k)$ 를 M-QAM으로 변조할 경우 동상축과 직교축 레벨의 절대값은 $R_1 = d, R_2 = 3d, R_3 = 5d, \dots, R_K = \left[\left(\lceil \sqrt{M} \rceil \right) - 1 - \left(2 \times \left(\frac{\sqrt{M}}{2} - K \right) \right) \right] \cdot d$ 로 한정된다. 여기서 K 의 값은 $\frac{\lceil \sqrt{M} \rceil}{2}$ 이며, $\lceil x \rceil$ 는 x 를 넘지 않는

최대 정수를, d 는 각 성분의 절대 레벨을 나타낸다. 예로서, 16-QAM 시스템의 경우, $R_1 = d$ 와 $R_2 = 3d$ 는 각 성분의 절대 레벨이 되고, 64-QAM 시스템의 경우, $R_1 = d, R_2 = 3d, R_3 = 5d, R_4 = 7d$ 가 각 성분의 절대 레벨이 된다. 이상의 개념으로부터 각 레벨에 대한 새로운 비용함수를 정의할 수 있으며, 이는 다음과 같다.

$$J_Q(k) = \min \left\{ \begin{array}{l} E[|z_Q(k) - R_1|^2], E[|z_Q(k) - R_2|^2], \\ L, E[|z_Q(k) - R_K|^2] \end{array} \right\} \quad (16)$$

$$J_I(k) = \min \left\{ \begin{array}{l} E[|z_I(k) - R_1|^2], E[|z_I(k) - R_2|^2], \\ L, E[|z_I(k) - R_K|^2] \end{array} \right\} \quad (17)$$

여기서 $z_I(k)$ 와 $z_Q(k)$ 는 각각 등화기 출력에서의 동상 및 직교 성분이다. 식 (16)과 (17)에서 제안한 새로운 비용함수는 새로운 수신신호가 등화기로 입력될 때 마다 수신신호와 등화기 입력신호의 통계적 특성을 나타내는 대표값 사이의 최소 거리(minimum distance)를 찾는다. 이 때 등화기의 계수는 이 비용함수가 최소화 되도록 식 (11)과 (12)의 통계적 기울기 알고리즘(stochastic gradient algorithm)에 따라 갱신된다. 결국, MCMA알고리즘은 K -개의 비용함수 중 에러를 최소로 하는 비용함수를 이용하기 때문에 개선된 수렴 및 SER 특성을 기대할 수 있다. 다음으로, 식 (16)과 (17)의 새로운 비용함수에 이용 가능한 에러신호를 재정의 하면 다음과 같다.

$$e(k) = e_I(k) + j \cdot e_Q(k) \quad (18)$$

여기서 $e_I(k)$ 와 $e_Q(k)$ 는 동상 및 직교 성분에 대한 에러신호를 나타내며, 다음과 같이 정의된다.

$$e_I = \text{sign}[z_I(k)] \cdot \min \left\{ \begin{array}{l} \left| |z_I(k) - R_1| \right|, \left| |z_I(k) - R_2| \right|, \\ L, \left| |z_I(k) - R_K| \right| \end{array} \right\} \quad (19)$$

$$e_Q = \text{sign}[z_Q(k)] \cdot \min \left\{ \begin{array}{l} \left| |z_Q(k) - R_1| \right|, \left| |z_Q(k) - R_2| \right|, \\ L, \left| |z_Q(k) - R_K| \right| \end{array} \right\} \quad (20)$$

여기서 $\text{sign}[z_I(k)]$ 와 $\text{sign}[z_Q(k)]$ 는 절대 레벨을 사용할 경우 발생할 수 있는 에러 부호의 모호성 문제(error sign ambiguity problem)를 해결하기 위해 추가되었다. 또한 $\left| |z_{I,Q}(k) - R_1| \right|, \left| |z_{I,Q}(k) - R_2| \right|$ 및 $\left| |z_{I,Q}(k) - R_K| \right|$ 는 실시간 응용(real time applications)

을 고려하여 병렬적으로 처리된다.

2. 새로운 적응 수렴 상수 제안

전통적인 DFE 구조는 항상 에러 전파 문제를 가지며, 이런 문제의 해결을 위해 FFF의 계수가 충분히 수렴된 후 FBF의 계수가 수렴을 위한 갱신을 시작하기 때문에 상당히 긴 수렴기간을 요구하는 단점을 갖는다. 이에 본 논문에서는 FFF와 FBF의 계수를 적응 수렴변수 (adaptive step-size)를 이용하여 갱신함으로써 개선된 수렴 속도가 보장하도록 하였다. 문헌 [13]에서 FFF 출력의 커토시스(kurtosis)는 등화기 출력이 얼마나 올바른지를 판단하는 기준으로 사용되었다. 그러나, 이 커토시스(kurtosis)는 모든 등화기 출력의 값이 올라가는 가정하에 적용되며, 제안된 새로운 MCMA알고리즘에 그대로 적용하기에 무리가 있다. 이에 본 논문에서는 신뢰구간과 비신뢰구간을 사용하는 새로운 커토시스, \hat{K} (\hat{K}_I, \hat{K}_Q)를 고안하였다. 여기서 \hat{K}_I 는 다음과 같다.

$$\hat{K}_I = \begin{cases} \|z_I\|^2 \cdot (10d^2)^{-1}, & |z_I| < R_1 \\ \left[\frac{R_{k-1} + R_k}{K} - |z_I| \right] \cdot (10d^2)^{-1}, & R_{k-1} \leq |z_I| < R_k \end{cases} \quad (21)$$

여기서 d 는 동상 및 직교 성분의 절대 레벨을 나타내며, K 의 값은 $\frac{\sqrt{M}}{2}$ 이다. 식 (9)의 LMS 알고리즘에 포함된 수렴상수(convergence constant), μ 는 다음과 같은 방법으로 갱신된다.

$$\mu' = \mu \cdot \frac{1}{\exp(\hat{K}_I)} \quad (22)$$

즉, \hat{K}_I 의 값은 각 iteration에서 등화기의 출력에 따라 결정된다. 예로서, $d=1$ 인 16-QAM의 경우, 등화기 출력이 16-QAM의 절대 레벨 값인 $R_1=1$ 과 $R_2=3$ 에 가까울수록 새로운 수렴변수(convergence variable)인 μ' 의 값이 커진다. 직교성분에 대한 커토시스인 \hat{K}_Q 의 값은 식 (21)에서 z_I 가 z_Q 로 변경되는 것을 제외하고는 동일하다. 다음 그림은 16-QAM의 경우, 등화기 출력에 따른 식 (21)의 값을 도시한 것이다.

<그림 2>에서 X축은 등화기 출력의 절대 레벨을 나타내며, 이 중 0과 $(R_1+R_2)/2=2$ 은 가장 큰 모호성을 나타내는 지점 혹은, 에러확률이 가장 큰 지점이므로 등화기의 성능이 나쁜 경우라 할 수 있다. 이 경우, 수

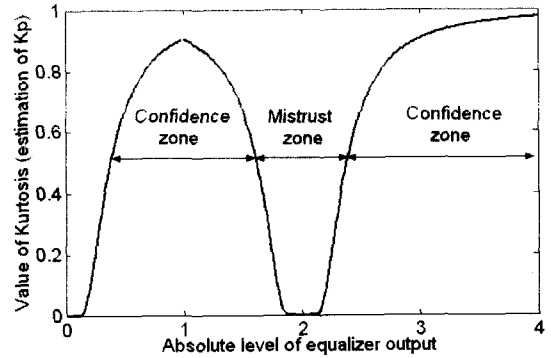


그림 2. 제안된 적응 수렴변수

Fig. 2. Adaptive step-size curve ($d=1, 16$ -QAM).

렴 변수를 나타내는 Y축은 0의 값을 갖는 것을 볼 수 있다. 0의 값을 갖는다는 것은 식 (9)의 LMS 알고리즘에 의한 등화기 계수의 갱신을 하지 않는다는 것을 의미한다. 또한, 등화기 출력이 절대레벨 값인 3보다 클 때, 수렴변수의 값이 가장 큰 값인 1에 가까운 값을 가짐을 볼 수 있다. <그림 2>에서 함수의 값이 큰 볼록한 부분을 신뢰구간이라 하고, 이렇지 않은 부분을 비신뢰구간이라 하였다.

V. 모의 실험

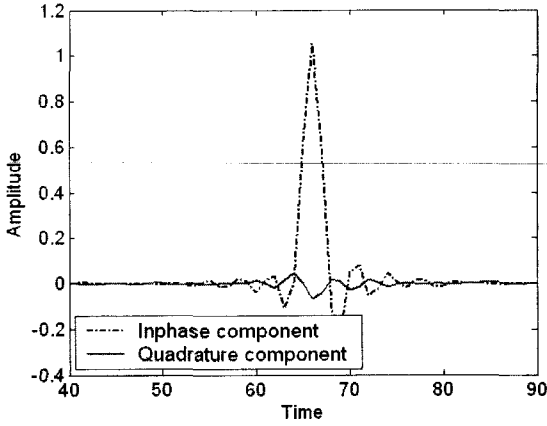
IV 절에서 제안된 MCMA 등화 방법이 향상된 수렴 특성 및 SER 특성을 갖는다는 것을 입증하기 위해 단일 경로 및 다중경로 채널에서 다양한 모의실험 하였다. 전송신호는 실제 통신 시스템에서 가장 많이 이용되는 16-QAM 방식을 사용하였다.

1. 단일 경로 케이블 채널 등화(single-path cable channel equalization)

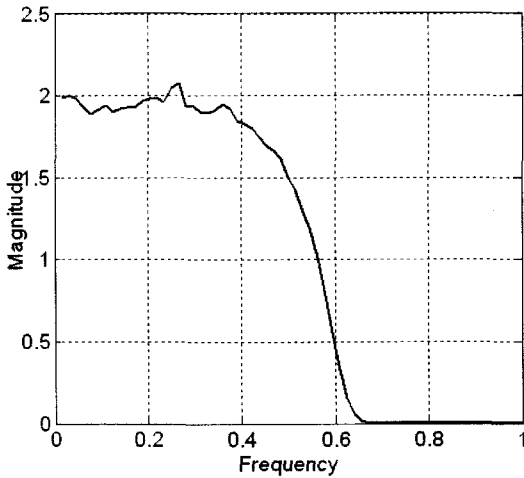
단일 경로 케이블 채널에서의 성능 분석을 위해 IEEE Signal Processing Society Information Base (SPIB)^[11]에 의해 모델링 된 채널을 선택하였다. <그림 3>은 이 채널의 임펄스 응답과 주파수 전달함수를 나타낸다.

<그림 3(a)>는 케이블 채널의 임펄스 응답을 시간영역에서 동상 성분과 직교 성분으로 나누어 각각을 점선과 실선으로 표시하고, <그림 3(b)>는 주파수 영역에서 전달함수의 특성을 표시하고 있다. <그림 3(a)>로부터 채널의 주엽(main lobe) 성분 주위에 ISI를 발생시키는 부엽(side lobe) 성분이 많은 것을 볼 수 있으

며, 이는 <그림 3(b)>의 주파수 영역에서 평탄(flat)하지 않은 특성으로 나타남을 볼 수 있다. 즉 본 채널은 신호 전송 중 심한 심분간 간섭(ISI)을 야기할 것이다.



(a) 임펄스 응답
(a) Impulse response



(b) 전달함수
(b) Transfer function

그림 3. 단일 경로 케이블 채널 모델의 특성
Fig. 3. Characteristics of single-path cable channel model.

본 모의 실험에서 FFF와 FBF의 탭 계수는 각각 13개와 10개로 한정하였으며, 전방향 필터 계수 중 센터 탭은 $1.0 + j0.0$ 로, 나머지는 $0.0 + j0.0$ 으로 초기화하였다. 또한, 궤환 필터 계수는 모두 $0.0 + j0.0$ 으로 정했다. 등화기 입력은 정규화하였으며, 수렴상수인 μ 값은 0.001로 정하였다. 그러나, 적응 수렴변수인 μ' 의 값은 VI절에서 언급한 것처럼 각 iteration 마다 갱신된다.

다음 <그림 4>는 기존 블라인드 알고리즘인 CMA 및 MMA 와 제안된 MCMA에 의한 16-QAM constellation (constellation)을 나타낸다.

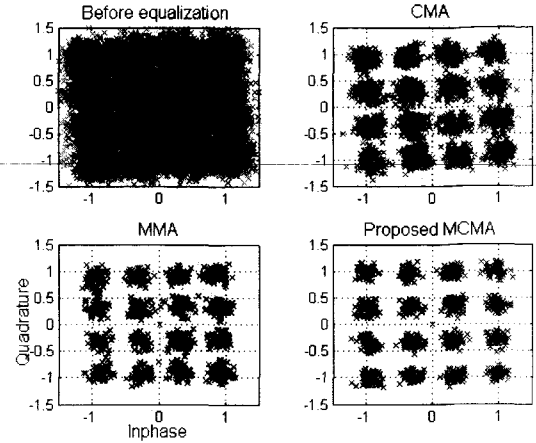


그림 4. 16-QAM 신호 constellation(20dB SNR)
Fig. 4. 16-QAM constellation in 20 dB SNR.

20dB SNR에서 모의 실험하였으며, 각 constellation는 1개부터 200개의 symbol을 제외한 201개부터 2200개까지의 2000 심볼의 constellation을 나타내고 있다. <그림 4>에서 제안된 MCMA에 의한 constellation가 가장 좋은 constellation 특성을 가짐을 볼 수 있으며, CMA의 constellation는 위상이 틀어짐을 볼 수 있는데 이는 CMA 알고리즘을 사용할 경우, 위상보정을 위한 추가 작업이 필요함을 암시한다. MMA의 경우도 MCMA의 경우와 마찬가지로 constellation가 밀하게 나타나지만, 그 위치가 이상적인 값에서 약간 벗어남을 볼 수 있다. 이는 등화기의 성능과 직결되

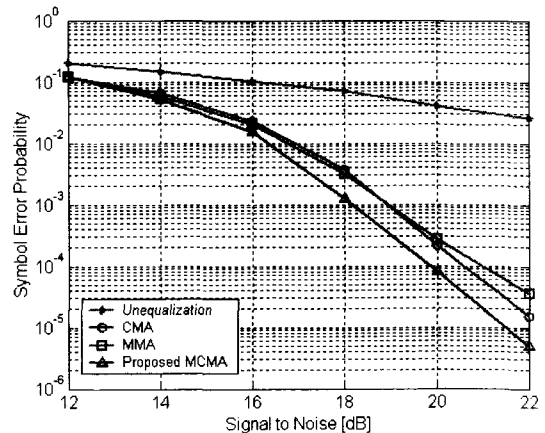


그림 5. 단일 경로 채널에서의 SER 성능 비교
Fig. 5. SER curves (single path channel).

며, 다음의 SER 결과에서 확인 할 수 있다.

<그림 5>는 CMA 및 MMA와 제안된 MCMA의 SER 성능을 나타낸다. CMA와 MMA는 거의 유사한 성능을 가지며, 제안된 MCMA 알고리즘은 전체적으로 우수한 SER 성능을 가짐을 알 수 있다.

2. 다중 경로 케이블 채널 등화 (multi-path cable channel equalization)

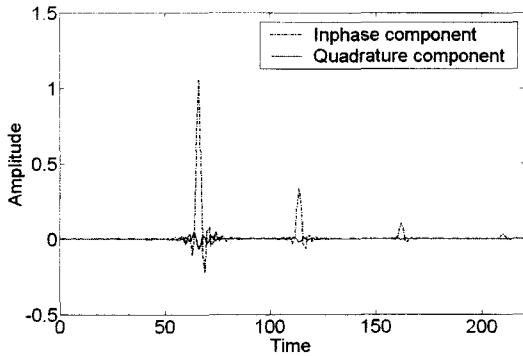
5.1 절에서 소개한 채널보다 더욱 실제 케이블 채널에 가깝도록 새로운 채널을 모델링 하였다. 5.1절의 단일 경로 채널과 MCNS(Multi-media Cable Network System)^[12]에서 제안한 다중경로 채널의 세부사항을 기준으로 만든 다중경로 채널특징 <표 1>을 컨볼루션하여 <그림 5>와 같은 다중경로 채널을 모델링 하였다. 심볼간 간섭을 유발하는 다중 경로 채널에서 신호 왜곡은 대부분 전송신호의 위상이 틀어지는 위상 왜곡(phase distortion)과 지연이 서로 다른 여러 경로의 상호 간섭에 의해 송신 대역폭 내에 생기는 스펙트럼 널(null)에 의한 진폭왜곡(amplitude distortion) 때문에 생긴다. 이 중에서도 진폭왜곡이 가장 큰 비중을 차지하므로, 본 논문의 다중 경로 채널 모델링에서는 단지 지연에 따른 감쇄만을 고려하여 다음과 같은 채널을 모델링 했다.

곡은 대부분 전송신호의 위상이 틀어지는 위상 왜곡(phase distortion)과 지연이 서로 다른 여러 경로의 상호 간섭에 의해 송신 대역폭 내에 생기는 스펙트럼 널(null)에 의한 진폭왜곡(amplitude distortion) 때문에 생긴다. 이 중에서도 진폭왜곡이 가장 큰 비중을 차지하므로, 본 논문의 다중 경로 채널 모델링에서는 단지 지연에 따른 감쇄만을 고려하여 다음과 같은 채널을 모델링 했다.

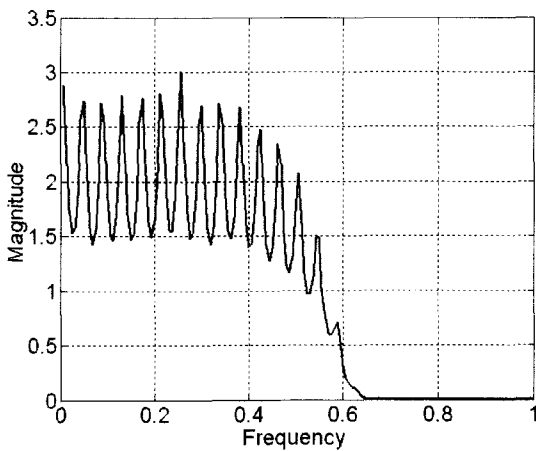
표 1. 다중경로 케이블 채널 특징

Table 1. Characteristics of Multi-path cable channel.

Path No.	Delay (symbol)	Attenuation (dB)	Phase
1	0	0	0
2	48	-10	0
3	96	-20	0
4	144	-30	0
5	192	-40	0



(a) 임펄스 응답
(a) Impulse response



(b) 전달함수
(b) Transfer function

그림 6. 다중 경로 케이블 채널 특성
Fig. 6. Characteristics of multi-path cable channel model.

본 모의 실험에서 FFF와 FBF의 탭 수는 각각 91개와 120개로 정하였다. 전방향 필터 계수 중 센터 탭은 $1.0 + j0.0$ 로, 나머지는 $0.0 + j0.0$ 으로 초기화하였다. 또한, 제한 필터 계수는 모두 $0.0 + j0.0$ 으로 정했다. 수렴상수인 μ 값은 0.0001로 정하였다. 이외의 모의 실험 환경은 5.1 절의 단일 경로 케이블 채널에서의 동일하게 하였다. <그림 7>은 기존 블라인드 알고리즘인 CMA 및 MMA와 제안된 MCMA의 MSE(mean square error)를 비교하고 있다.

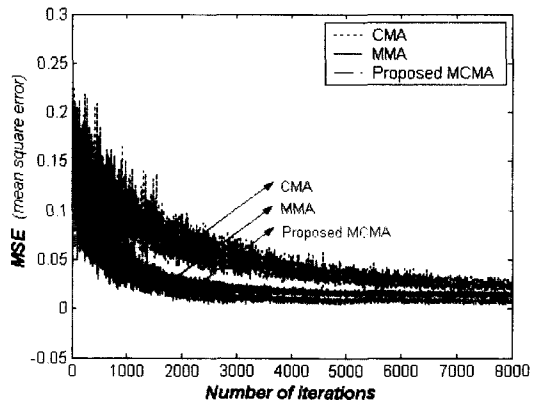


그림 7. 20dB SNR에서 MSE의 비교
Fig. 7. Comparison of ensemble averaged MSE under SNR 20 dB.

<그림 7>의 MSE 곡선은 서로 독립인 전송신호와 잡음을 매 번 다르게 구현한 100번의 실험을 평균한 결과이다(ensemble averaged MSE). <그림 7>로부터 제안된 MCMA는 기존 알고리즘보다 더 빠르게 더 작은 에러로 수렴함을 볼 수 있다. 다음 <그림 8>은 각 알고리즘의 SER 특성을 나타낸다. <그림 8>로부터 전 체적으로 CMA 및 MMA와 비교하여 제안된 MCMA는 비교적 높은 SNR에서 우수한 성능을 보이며, 특별히 에러률에서 약 1dB 이상의 이득이 있음을 볼 수 있다.

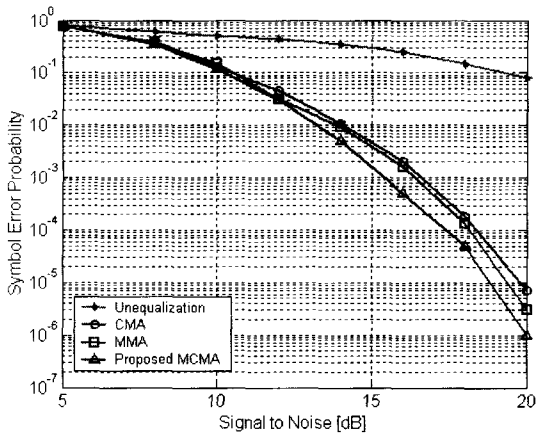


그림 8. SER 곡선 (다중 경로 채널)

Fig. 8. SER curves of each algorithm in the multi-path cable channel.

VI. 결 론

케이블 채널 등화를 위한 새로운 블라인드 알고리즘인 MCMA를 제안하였다. 기존 블라인드 알고리즘이 갖는 느린 수렴 속도를 극복하기 위해 수신신호와 대표 값 사이의 최소거리를 이용하는 새로운 비용함수를 고안하였으며, 이와 더불어 새로운 적응 수렴상수 개념을 도입하였다. 공인된 채널 및 새롭게 모델링 된 다중 경로 케이블 채널 환경에서 QAM 성상도, MSE, SER/SNR 등을 모의 실험하였으며, 제안된 MCMA의 타당성을 입증하였다. 제안된 등화 기술을 유무선 멀티미디어 전송환경, 8-VSB 혹은 64-QAM 방식을 이용하는 지상파 HDTV 등에 적용하는 것을 기대할 수 있다.

참 고 문 헌

[1] Y. Sato, "A method for self-recovering equali-

zation for multilevel amplitude-modulation system," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. COM-23, pp. 679~689, June, 1975.

[2] 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.

[3] A. Benveniste and M. Goursat, "Blind equalizers," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. COM-32, pp. 871~883, Aug. 1984.

[4] G. Picchi and G. Prati, "Blind equalization and carrier recovery using a stop-and-go decision-directed algorithm," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. COM-35, pp. 877~887, Sept 1987.

[5] S. Bellini, "Busgang techniques for blind equalization," *GLOBECOM 1986*, pp. 46.1.1~46.1.7, 1986.

[6] S. Bellini and F. Rocca, "Blind deconvolution: polyspectra or busgang techniques," in *Digital Communications*, E. Biglieri and G. Prati, Eds. Amsterdam, The Netherlands: North-Holland, pp. 251~262, 1986.

[7] O. Macchi and A. Hachicha, "Self-adaptive equalization based on a prediction principle," in *Proc. GLOBECOM 1986*, pp. 46.2.1~46.2.5, 1986.

[8] John G. Proakis, "Digital Communications" pp 616~647.

[9] Jean-Jacques et al., "Blind Equalization for Broadband Access," *IEEE commun. Magazine* April, pp. 87~93, 1999.

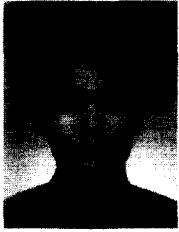
[10] E.H. satorius and J.J. Mulligan, "An alternative methodology for blind equalization," *Digital Signal Processing* 3, pp. 199~209, 1993.

[11] <http://www.ieee.org/organizations/society/sp/spib.html>.

[12] C. R. Johnson et al., "Blind Equalization Using the constant Modulus Criterion : A Review," *Proc. IEEE*, Vol. 86, No. 10, pp. 1927~1950, Oct, 1998.

[13] Bo Seok SEO et al., "Blind Algorithm for Decision Feedback Equalizer," *IEICE TRANS. COMMUN.*, Vol. E80-B., No.1, pp. 200~204, JAN, 1997.

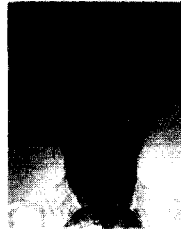
저 자 소 개



金正洙(正會員)

1997년 2월 삼척대학교 공과대학 전자공학과 졸업(학사), 1999년 8월 동국대학교 전자공학과 졸업(석사), 2002년 2월 한양대학교 전자공학과 박사과정수료 <주관심분야 : 디지털 통신, 멀티미디어 통신, Equalizer,

Bluetooth>



鄭正和(正會員)

1975년 2월 한양대학교 전자공학과 졸업(공학사), 1977년 2월 한양대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사), 1981년 3월 일본 와세다대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학박사), 1986년 6월~1987년 8월 미국 Berkeley 대학 박사후과정, 2002년 1월~현재 대한전자공학회 학술이사, 2000년 10월~2002년 8월 한양대학교 정보통신대학장 및 대학원장, 2001년 3월~현재 전자공학회 평의원, 정보과학회 평의원, 한국전기전자학회 부회장, 과총대의원 <주관심분야 : HW/ SW Co-design, High speed wireless LAN, MPEG4, RTOS>