

이중 모드를 가지는 적응 블라인드 등화 알고리즘

正會員 鄭 英 和*, 陳 庸 玉**,

Adaptive Blind Equalization Algorithm with Dual-Mode

Young Hwa Jeong*, Yong Ohk Chin** *Regular Members*

요 약

MCMA 적응 블라인드 등화 알고리즘은 채널 진폭 등화와 함께 뛰어난 위상 보정 능력은 가지고 있지만, 특별한 형태의 새로운 신호점을 원하는 데이터 심볼점으로 간주함으로써 완전한 등화에 도달시에도 원래의 신호점과의 불일치로 인한 오차가 불가피하며, CMA의 느린 수렴 속도를 따른다. 본 논문에서는 결정 영역을 정하여 결정 영역 밖에서는 기존의 MCMA에서와 같이 새로운 신호점을 modulus로 하고, 결정 영역 내에서는 각각 원래의 데이터 심볼점을 modulus로 하여 동작하게 하는, 이중 모드를 가지는 적응 블라인드 등화 알고리즘을 제안한다. 제안한 알고리즘은 결정 영역내에서 새로운 신호점 대신에 원래의 데이터 심볼점을 이용함으로써 정상상태에서 보다 적은 오차를 가지며, 한편 정상상태로의 급속한 수렴 속도를 가진다. 컴퓨터 모의실험을 통하여 제안한 알고리즘이 CMA, MCMA 및 Stop-and-Go 등과 같은 기존의 적응 블라인드 등화 알고리즘들에 비해 잔류 심볼간 간섭과 수렴 속도면에서 우수한 성능을 가짐을 확인 하였다.

ABSTRACT

The MCMA adaptive blind equalization algorithm has a excellent phase correction capabilities in addition to channel amplitude equalization, but has an inevitable error by mismatching between the original constellation points in arriving at the perfect equalization since unique new type constellation points are used as desired response instead of original constellation points and follows the slow convergence speed of CMA. In this paper, We propose an adaptive blind equalization algorithm with dual-mode, which has decision regions. Inside the decision regions, it operates as considering the modulus of original data symbol points and outside the decision region, it operates as considering the modulus of new constellation points. The proposed algorithm has a lower error in the steady state and rapid convergence speed toward steady state using the original data symbol points instead of new constellation

* 南서울 産業大學校 情報通信工學科

** 慶熙大學校 電波工學科

論文番號: 97192-0604

接受日字: 1997年 6月 4日

points in the decision regions. From computer simulation, we confirm that the proposed algorithm has the performance superiority in residual ISI, convergence speed compared with the conventional adaptive blind equalization algorithms, CMA, MCMA, Stop-and-Go algorithm.

I. 서 론

최근 무선 채널을 이용한 디지털 고속 전송의 수요가 급증하고 있으며, 현재 이를 이용한 다양한 통신 서비스가 제공되고 있다. 디지털 신호의 고속 전송을 위해서는 심볼간 간섭 및 위상 왜곡을 해결하는 것이 당면한 큰 과제이며, 이를 극복하기 위한 방법으로 최근 집중적인 연구가 이루어지고 있는 적응 등화 방식이 있다. 그중에서도 특히 역 특성을 얻기 위해 상호 약정된 학습열을 이용하지 않고 수신 데이터만을 이용하는 적응 블라인드 등화 방식[1]-[6]에 대하여 현재 많은 연구가 이루어지고 있다. 적응 블라인드 등화 방식의 특징은 미리 정해진 학습열을 사용하지 않고 수신된 신호만으로 등화가 이루어지며, 이를 위해서 그림 1에서 보듯이 비선형 추정기 $g(\cdot)$ 를 사용한다는 점이다. 따라서 적응 블라인드 등화 방식에서는 오차 추정을 위한 비선형 추정기의 설계가 핵심이라 할 수 있다. 적응 블라인드 등화는 크게 두가지 부류로 나눌 수 있다. 수신 신호의 오차 통계치를 이용하는 알고리즘[7][8]과 Bussgang 계열의 알고리즘이 있다. Bussgang 계열의 알고리즘은 간단하고 적은 계산량으로 매우 실용적이라 할 수 있다. 대표적으로 Sato 알고리즘[1], CMA (Constant Modulus Algorithm)[2], Stop-and-Go 알고리즘[5] 등이 있다. Sato 알고리즘은 축소 신호점(reduced constellation)으로 인하여 정상 상태에서 오차 레벨이 크다는 단점이 있다. CMA 역시 유사한 이유로 해서 수렴후 잔류 오차가 남으며 반송파 위상과는 독립적으로 등화를 수행하므로 채널 특성에 의해 위상 회전된 신호점에 수렴하게 된다. 최근 CMA 장점을 가지면서 심볼간 간섭과 불규칙 위상 회전을 동시에 복원시킬 수 있는 MCMA[9]가 발표 되었다. 그러나 MCMA 역시 새로운 축소 신호점을 설정하여 원하는 신호점으로 간주하기 때문에 완전한 등화가 이루어진 후에도 원래의 데이터 심볼점과 특별히 설정된 신호점과의 차이로 인해 오차가 불가피하며, CMA의 느린 수렴 속도를 따른다. 한

편 Pittchi 와 Prati에 의해 제안된 Stop-and-Go 알고리즘은 위에서 기술한 정상상태에서의 오차를 개선하는 효과는 있으나, 상대적으로 정상상태로까지의 수렴속도 면에서 더욱 느리지는 문제점을 가지고 있다.

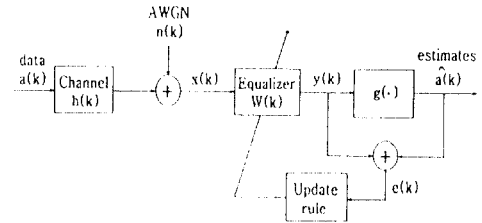


그림 1. 적응 블라인드 채널 등화 시스템의 기저 대역 모델

본 논문에서는 디지털 데이터의 고속 전송을 위하여 진폭 등화와 위상 복원을 동시에 수행하는 MCMA의 장점을 살리면서 보다 빠른 수렴 속도를 얻을 수 있도록, 결정영역을 정하여 영역에 따라 각기 다른 등화 동작을 하도록 한, 이중모드를 가지는 새로운 적응 블라인드 등화 알고리즘을 제안하고자 한다. 컴퓨터 모의실험을 통하여 제안한 알고리즘이 잔류 심볼간 간섭량과 수렴 속도면에서 기존의 적응 블라인드 등화 알고리즘에 비하여 우수한 성능을 가짐을 확인하였다.

본 논문의 구성은 2장에서 CMA, MCMA, Stop-and-Go 알고리즘들과 같은 기존의 적응 등화 알고리즘에 대하여 간략하게 기술하고 3장에서는 본 논문에서 제안하는 알고리즘에 대하여 설명한다. 4장에서는 컴퓨터 모의실험 결과를 제시하고, 제안한 알고리즘의 성능을 확인한다. 마지막으로 5장에서는 결론을 맺는다.

II. 기존의 적응 블라인드 등화 알고리즘

1. Constant Modulus Algorithm

CMA는 신호점을 등가 constant modulus로 간주하

여, 동화기 출력과 가장 근접한 등가 constant modulus 상의 한 점과 동화기 출력과의 차이로부터 발생하게 되는 추정오차를 이용하므로써 필터 탭 계수를 갱신해 나가는 방법이다. CMA는 $p=2$ 인 Godard 계열의 한 특별한 경우 알고리즘으로서, Godard 알고리즘에서 사용되는 비용 함수는 식 (1)와 같이 정의된다.[2]

$$J(k) = E[(|y(k)|^p - R_p)^2] \quad (1)$$

식 (1)의 비용 함수를 최소로 하기 위하여 stochastic gradient algorithm (SGA) 알고리즘을 이용하면 동화기 탭 계수의 갱신식은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$W(k+1) = W(k) - \mu [y(k)|y(k)|^{p-2} (|y(k)|^p - R_p)] X^*(k) \quad (2)$$

여기서, $W(k) = [w_0(k), w_1(k), \dots, w_{N-1}(k)]^T$ 는 동화기의 탭계수 벡터, $X(k) = [x_0(k), x_1(k-1), \dots, x_{N-1}(k)]^T$ 는 동화기 입력 데이터 벡터, N 은 동화기의 탭 길이이다. 윗 첨자 T 는 벡터의 전치를 의미한다. μ 는 알고리즘의 수렴 속도를 결정하는 스텝 사이즈이며, 윗첨자 *는 공액복소수를 표시한다. 식 (2)로부터 오차 신호 $e(k)$ 는 아래와 같다.

$$e(k) = y(k)|y(k)|^{p-2} (|y(k)|^p - R_p) \quad (3)$$

여기서 R_p 는 정상상태를 고려하여 결정되는 상수로서, 동화기 출력 $y(k)$ 가 일정한 modulus가 되도록 조절하며 다음과 같이 정의된다.[2]

$$R_p = \frac{E[|a(k)|^{2p}]}{E[|a(k)|^p]} \quad (4)$$

여기서 $a(k)$ 는 송신 데이터 심볼을 나타낸다. $p=2$ 인 경우를 Constant Modulus Algorithm(CMA) 이라 부른다.

따라서 CMA의 비용 함수는 $J(k) = E[(|y(k)|^2 - R_2)^2]$ 로 되고, 오차 신호는 $e(k) = y(k)(|y(k)|^2 - R_2)$ 가 된다. 정상상태에서 $e(k) = 0$ 으로 가정하면 $|y(k)|^2 - R_2 = 0$ 즉, $y_R^2(k) + y_I^2(k) = R_2$ 가 된다. 이는 동화기 출력을 반경이 $\sqrt{R_2}$ 인 원주 상의 임의의 점에 놓이도록 함을 알 수 있다.[10]

한편 CMA는 위상에 독립적이므로 반송파 위상과

는 관계없이 수렴한다. 그로 인해 임의의 위상 왜곡을 가지는 채널에서는 CMA의 성능이 저하되며 회전된 신호배치를 가지는 문제가 있다. 이러한 문제를 해결하기 위하여 CMA의 경우 동화가 이루어진 후에 별도의 반송파 추적 루프를 적용하는 것이 일반적이다.[2]

2. Modified Constant Modulus Algorithm (MCMA)

위상 성분에 무관한 CMA와는 달리, 채널 진폭 동화와 위상 복원을 동시에 달성할 수 있도록한 MCMA는 CMA의 비용함수를 다음과 같이 실수성분과 허수성분의 형태로 각각 변형하여 정의함으로써 비용 함수가 위상 성분을 포함하도록 하였다.[9]

$$J(k) = J_R(k) + J_I(k) \quad (5)$$

여기서 $J_R(k)$ 및 $J_I(k)$ 는 아래와 같이 정의된다.

$$\begin{aligned} J_R(k) &= E[(|y_R(k)|^p - R_{2,R})^2] \\ J_I(k) &= E[(|y_I(k)|^p - R_{2,I})^2] \end{aligned} \quad (6)$$

CMA와 동일하게 SGA 기법을 적용하였을때 탭 갱신식은 식 (7)과 같이 주어지며, 그때 오차함수 $e(k) = e_R(k) + j e_I(k)$ 는 식 (8)과 같다.

$$W(k+1) = W(k) - \mu \cdot e(k) \cdot X^*(k) \quad (7)$$

$$\begin{aligned} e_R(k) &= y_R(k) (|y_R(k)|^2 - R_{2,R}) \\ e_I(k) &= y_I(k) (|y_I(k)|^2 - R_{2,I}) \end{aligned} \quad (8)$$

위 식에서 $R_{2,R}(k)$ 및 $R_{2,I}(k)$ 는 채널 입력 데이터 $a(k)$ 의 실수성분 $a_R(k)$ 와 허수성분 $a_I(k)$ 에 대해 각각 다음과 같이 정의된다.

$$R_{2,R} = \frac{E[|a_R(k)|^4]}{E[|a_R(k)|^2]} \quad (9)$$

$$R_{2,I} = \frac{E[|a_I(k)|^4]}{E[|a_I(k)|^2]} \quad (10)$$

MCMA의 비용함수는 CMA와 달리 동화기 출력을 실수 및 허수 성분으로 분리, 추정하므로 동화기 출력의 실수 성분을 원이 아닌 실수 축상의 새로 정

의한 축소 신호점, $\pm\sqrt{R_{2,R}}$ 점에 놓이게 하며, 허수 성분 또한 원이 아닌 허수 축상의 $\pm\sqrt{R_{2,I}}$ 점에 놓이게 한다. 이는 비용 함수가 등화기 출력의 modulus 뿐만 아니라 위상 성분도 포함하게 되므로 채널 진폭 등화와 함께 위상 복원도 달성하도록 한다.

2. Stop-and-Go 알고리즘

Picchi와 Prati에 의해 제안된 Stop-and-Go 알고리즘은 결정의거 (Decision-Directed) 알고리즘에 의한 추정 오차와 Sato 알고리즘에 의한 추정 오차의 부호가 일치하는가를 조사하여 탭 갱신 여부를 결정함으로써, 보다 신뢰성 있는 추정 오차를 사용하게 되어 결정의거 알고리즘이 왜곡이 심한 채널에서 수렴할 수 있도록 하였다. Stop-and-Go 알고리즘의 탭 갱신 식은 다음과 같이 주어지며,

$$W(k+1) = W(k) - \mu \cdot e_{SAG}(k) \cdot X^*(k) \quad (11)$$

오차 신호 $e_{SAG}(k)$ 는 다음과 같다.

$$e_{SAG}(k) = f_R(k) \cdot e_{DD,R}(k) + j f_I(k) \cdot e_{DD,I}(k) \quad (12)$$

여기서 결정의거 오차 신호의 실수 및 허수 성분은 식 (13)과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} e_{DD,R}(k) &= y_R(k) - \hat{a}_R(k) \\ e_{DD,I}(k) &= y_I(k) - \hat{a}_I(k) \end{aligned} \quad (13)$$

식 (12)에서의 플래그 $f_R(k)$ 과 $f_I(k)$ 의 값을 결정하기 위하여 Stop-and-Go 알고리즘은 또다른 오차 함수로서 일반화된 Sato 오차 함수[3] $e_S(k)$ 를 이용하며, 그 실수와 허수 성분은 각각 아래와 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} e_{S,R}(k) &= y_R(k) - \gamma \cdot \text{sgn}(y_R(k)) \\ e_{S,I}(k) &= y_I(k) - \gamma \cdot \text{sgn}(y_I(k)) \end{aligned} \quad (14)$$

이때 플래그 $f_R(k)$ 과 $f_I(k)$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$\begin{aligned} f_R(k) &= \begin{cases} 1 & \text{if } \text{sgn}(e_{DD,R}) = \text{sgn}(e_{S,R}) \\ 0 & \text{if } \text{sgn}(e_{DD,R}) \neq \text{sgn}(e_{S,R}) \end{cases} \\ f_I(k) &= \begin{cases} 1 & \text{if } \text{sgn}(e_{DD,I}) = \text{sgn}(e_{S,I}) \\ 0 & \text{if } \text{sgn}(e_{DD,I}) \neq \text{sgn}(e_{S,I}) \end{cases} \end{aligned} \quad (15)$$

Stop-and-Go 알고리즘에서의 실질적인 탭 갱신은 일정 의거 알고리즘을 따르므로 정상 상태에서의 오차 레벨이 매우 작아지는 있점이 있으나, 상대적으로 수렴 속도가 느리지는 문제를 안고 있다.

III. 제안된 이중 모드를 가지는 적응 블라인드 알고리즘

MCMA는 등화와 함께 위상을 복원할 뿐 아니라, 위상오차를 제거함으로써 정상상태에서의 오차도 상당히 개선할 수 있는 것으로 발표되었다.[9] 그러나 수렴속도면에서는 CMA와 비교하여 큰 차이를 보이지 않으며, 원래의 신호점 대신 특별한 형태의 신호점을 신호점으로 감추함으로써 정상상태에서의 근본적인 오차가 불가피하다는 문제는 여전히 남아있다. 이 장에서는 이러한 정상상태에서의 오차를 개선하고, 보다 빠른 속도로 정상상태로의 수렴이 이루어질 수 있는 새로운 적응 블라인드 등화 알고리즘인 이중모드를 가지는 MCMA(Dual-Mode MCMA: DMMCMA)를 제안하고자 한다. MCMA에서의 오차 함수 $e_R(k)$ 과 $e_I(k)$ 는 식 (16)과 같이 등화기 출력의 실수 성분 $y_R(k)$ 과 constant modulus 값 $\tilde{y}_R(k)$, 그리고 등화기 출력 허수 성분 $y_I(k)$ 과 constant modulus 값 $\tilde{y}_I(k)$ 의 함수 $f(y_R(k), \tilde{y}_R(k))$ 와 $f(y_I(k), \tilde{y}_I(k))$ 로 생각할 수 있다.

$$\begin{aligned} e_R(k) &= f(y_R(k), \tilde{y}_R(k)) \\ e_I(k) &= f(y_I(k), \tilde{y}_I(k)) \end{aligned} \quad (16)$$

MCMA의 경우 $\tilde{y}_R(k) = \pm\sqrt{R_{2,R}}$, $\tilde{y}_I(k) = \pm\sqrt{R_{2,I}}$ 가 되며, 식 (16)은 식 (8)로 된다.

DMMCMA에서는 그림 2-(a)와 (b)에서 보이는 것과 같이 원래의 신호점들을 중심으로 일정한 결정 영역 $D_{n,R}$ 와 $D_{n,I}$ 를 정하여 등화기 출력이 결정 영역 밖에 있다면 그림 3에서와 같이 $\tilde{y}_R(k) = \pm\sqrt{R_{2,R}}$, $\tilde{y}_I(k) = \pm\sqrt{R_{2,I}}$ 으로, 결정 영역 안에 있다면 그림 2와 3에서 보이는 바와 같이 $\tilde{y}_R(k) = \pm C_{n,R}$, $\tilde{y}_I(k) = \pm C_{n,I}$ 으로 각각 modulus를 달리하였다. 따라서 DMMCMA의 오차 함수는 식 (17)과 같이 정의된다.

$$e_R(k) = \begin{cases} y_R(k) (|y_R(k)|^2 - C_{n,R}^2) & \text{if } y_R(k) \in D_{n,R} \\ y_R(k) (|y_R(k)|^2 - R_{2,R}) & \text{if } y_R(k) \notin D_{n,R} \end{cases}$$

$$e_i(k) = \begin{cases} y_i(k) (|y_i(k)|^2 - C_{n,i}^2) & \text{if } y_i(k) \in D_{n,i} \\ y_R(k) (|y_i(k)|^2 - R_{2,i}) & \text{if } y_i(k) \notin D_{n,i} \end{cases} \quad (17)$$

여기서 n 은 데이터 심볼점들의 값을 나타낸다. 예를 들어 16-QAM 신호의 경우 $n = \pm 1, \pm 3$ 이다. 그림 2-(a)와 (b)에서 d_r 과 d_i 는 결정 영역의 범위를 나타내는 파라미터로서, $0 < d_r, d_i < 1$ 의 값을 가지며, 이는 모드 전환 시점을 결정한다. D 를 데이터 심볼점간의 최소 거리라 하면 눈모형이 열린 상태는 $|y(k) - a(k)| < D$ 표현된다.[11] 따라서 결정 영역 내의 등화 동작으로의 모드 전환을 위한 신뢰 구간을 $d_r = d_i < D/2$ 로 설정하는 것이 타당하다.

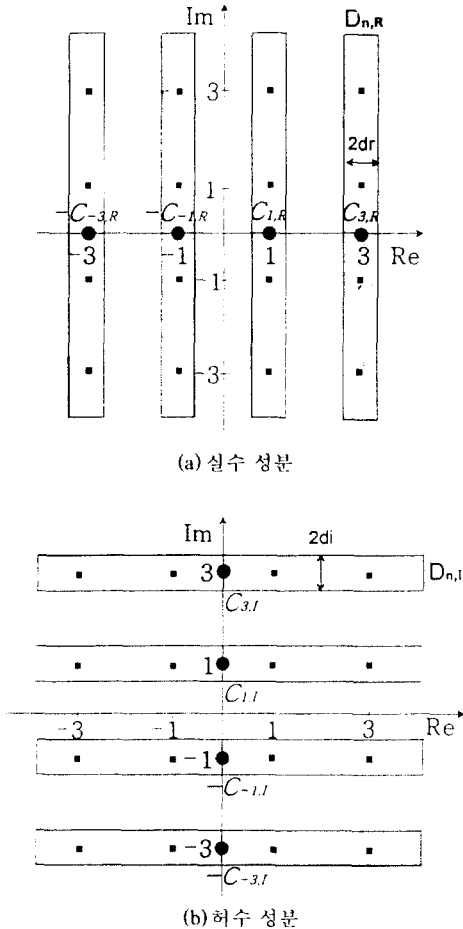


그림 2. 제안한 알고리즘의 16-QAM에 대한 결정 영역과 결정 영역 내에서의 오차 신호의 정상 상태에서의 궤적

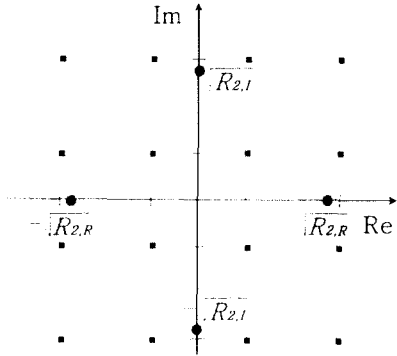


그림 3. 제안한 알고리즘의 16-QAM에 대한 결정 영역 밖에서의 오차 신호의 정상 상태에서의 궤적

제안한 이중모드 알고리즘은 등화기 출력이 결정 영역 내에 있는 경우에는 등화기 출력이 송신된 데이터 심볼점으로 수렴되도록, 즉 오차 신호가 0이 되도록 추정 값을 발생시킴으로써 보다 빠른 수렴 속도와 보다 적은 정상 상태에서의 출력 오차 또는 잔류 심볼간 간섭을 얻을 수 있다. 등화기 출력은 송신 개시 시에는 채널에 의한 왜곡으로 인하여 송신 데이터 심볼 주위에 넓은 구간으로 퍼지며, 등화 초기에는 균일 분포(uniform distribution)를 가지다가[12] 점차로 등화가 진행되면서 등화기 출력은 가우시안 분포(Gaussian distribution)를 하게 된다.[13] 이에 따라 등화기 출력의 눈모형이 열리기 시작하면 등화기 출력이 결정 영역 내에 들어올 확률이 높아지므로 등화기 출력이 새로운 신호점이 아닌 원래의 데이터 심볼점으로 수렴하도록 modulus 값을 조정하여 오차 신호 값이 0이

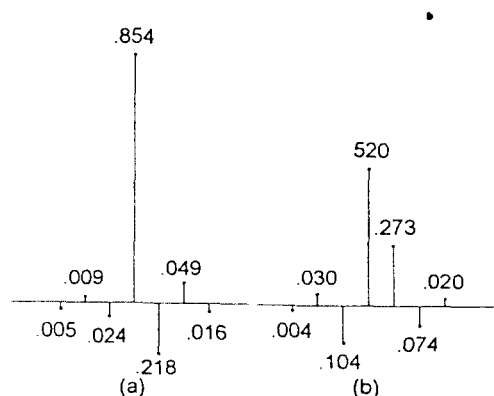


그림 4. 실험에 사용된 채널 임펄스 응답 (a) 실수 성분 (b) 허수 성분

되도록 하므로써, 결과적으로 정상 상태에서의 오차를 보다 줄이는 것이 가능하다. 이는 원래의 데이터 심볼집 대신 새로운 신호점을 사용하므로써 가지게 되는 오차를 개선하는 효과를 갖는다. 또한 눈 모형이 열릴 때까지는 MCMA와 동일하게 동작을 하다가 일단 눈 모형이 열리는 결정 영역 내에서는 modulus 값을 각각 원래의 데이터 심볼값으로 놓고 등화 동작이 이루어지므로, 새로운 신호점으로서의 수렴때와는 달리 원래의 데이터 심볼점으로서의 급속한 수렴이 이루어진다.

IV. 컴퓨터 모의실험 및 고찰

본 논문에서 고려한 적응 블라인드 채널 등화 시스템의 기저대역 모델은 그림 1과 같다. $h(k)$ 는 송신기 필터, 채널 및 수신기 필터가 포함된 등가 채널 임펄스 응답이며, 임펄스 응답의 길이는 M 이다. 송신 데이터 심볼 $a(k)$ 은 일반적으로 복소 신호열로서 평균이 0이고 분산이 $E[|a(k)|^2]$ 인 독립적이고 동일한 분포(independent, identically distributed, i.i.d)의 랜덤 변수로 가정한다. 부가 잡음 $n(k)$ 는 평균이 0, 분산이 $E[|n(k)|^2] = \sigma_n^2$ 인 가우시안 분포이며, 송신 데이터 심볼과는 통계적으로 독립적인 AWGN이라고 가정한다. 한편 등화기로는 트랜스버설(transversal) 필터 구조의 복소 등화기를 적용하였으며, 필터의 중심 탭은 1로, 중심 탭을 제외한 모든 탭은 0으로 초기화 하

였다. 본 논문에서 제안한 DMMCMA의 잔류 심볼간 간섭 및 수렴 속도와 위상 복원 능력등을 평가하기 위해 컴퓨터 모의실험을 통해 성능을 검증하였다. 모의실험에 사용된 채널의 임펄스 응답은 그림 4에 나타내었다. 모의실험은 16-QAM 신호와 64-QAM 신호를 대상으로 행하였다. 그림 5에서 CMA, MCMA, Stop-and-Go 및 제안한 알고리즘의 오차 신호의 특성을 16-QAM에 대해서 각각 나타내었다. 오차 신호의 실수 성분과 허수 성분은 대칭이기 때문에 그림에서는 실수 성분만 고려하였다. 16-QAM의 경우 CMA나 MCMA에서는 $R_{2,R} = R_{2,I} = 8.2$ 이므로 $y = \pm 2.86$ 에서 오차 신호는 0이 되고, 제안한 DMMCMA에서는 결정 영역내에서 동작시 적용되는 modulus 값들은 $C_{3,R} = C_{-3,R} = C_{3,I} = C_{-3,I} = 3$, $C_{1,R} = C_{-1,R} = C_{1,I} = C_{-1,I} = 1$ 이고, $y = \pm 3$ 와 $y = \pm 1$ 에서 오차 신호가 0이 된다. 그림 5-(c)에서 알 수 있듯이 DMMCMA는 결정 영역에 따라서 이중의 오차 신호를 가지고 큰 신호점에서는 큰 오차 신호를, 작은 신호점에서는 작은 오차 신호를 발생시키며, 등화기 출력이 송신된 데이터 심볼점에 해당하는 점에서는 오차 신호가 0이 되도록 추정 값을 발생시킴으로써 보다 빠른 수렴속도와 보다 작은 심볼간 간섭 혹은 정상 상태에서의 출력 오차를 달성 할 수 있다. 실험에서 결정 영역의 신호 구간은 $d_1, d_2 = 0.5$ 로 설정하였다. 제안한 알고리즘의 성능을 평가하기 위하여 기존 알고리즘들과의 수렴 속도와 잔류 심볼간 간섭을 비교하였다. 성능 평가 파라미터로는 다음과 같이 정의되는 등화기 출력에서의 잔류 심볼간 간섭[14]을 사용하였다.

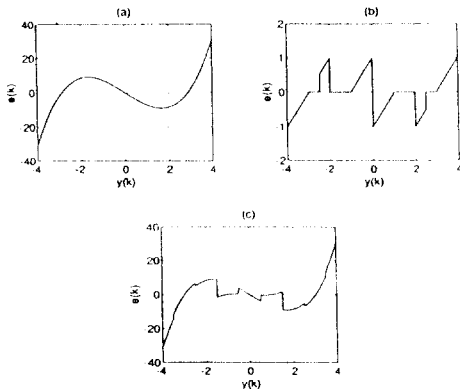


그림 5. 16-QAM에 대한 오차 신호의 특성
(a)CMA와 MCMA (b)Stop-and-Go 알고리즘 (c) 제안한 알고리즘

$$ISI = \frac{\sum_k |s(k)|^2 - |s(k)|_{\max}^2}{|s(k)|_{\max}^2} \quad (18)$$

여기서 $s(k)$ 는 전체 시스템 임펄스 응답으로서, 채널 임펄스 응답 $h(k)$ 와 등화기 임펄스 응답 $w(k)$ 의 컨볼루션 즉, $s(k) = h(k) * w(k)$ 로 표현되며, $|s(k)|_{\max}$ 는 최대 절대값을 갖는 성분이다.

그림 6에서 16-QAM 신호에 대해 100회의 Monte Carlo 수행을 통해 얻은 잔류 심볼간 간섭 데이터를 영상분 평균하여 그 결과를 dB로 나타내었다. 이때 SNR = 30dB로 하였으며 μ 값은 가능한 빠른 수렴속도와 작은 심볼간 간섭을 보이는 것을 실증하여 대

하였다. 실험을 통하여 CMA에서 $\mu=2.0 \times 10^{-5}$, MCMA에서 $\mu=2.0 \times 10^{-5}$, Stop-and-Go 알고리즘에서 $\mu=2.0 \times 10^{-3}$, 그리고 제안한 DMMCMA에서는 결정 영역 밖에서 동작할 때 $\mu=5.0 \times 10^{-4}$, 결정 영역 내에서 동작할 때 $\mu=2.0 \times 10^{-4}$ 로 하였다. 그림 6로부터 제안한 알고리즘이 다른 알고리즘 보다 정상 상태로의 수렴속도가 급격히 빠르고, 잔류 심볼간 간섭량에서도 CMA 보다는 13 dB, MCMA 보다는 1 dB 정도 작은 양을 가지면서 일정한 정상 상태를 유지함을 알 수 있다. 그림 7-(a)와 (b)에서는 MCMA와 제안한 DMMCMA의 신호점 형성 과정을 각각 나타내었다. 그림에서 알 수 있듯이 MCMA의 경우 2,600 points 정도에서 눈이 열리기 시작하여 5,000 points 근방에서 눈이 활짝 열려 정상 상태를 유지하는 반면에 DMMCMA는 250 points 근방에서 눈이 활짝 열리면서 곧바로 정상 상태를 유지하는 모습을 보이고 있다. 그림 8는 제안한 알고리즘에 의한 추정된 등화기 계수들에 대한 케적을 나타낸 것이다. 그림 7-(b)에서와 같이 250 points 근방에서부터 등화기 계수 값들이 수렴하는 모습을 볼 수 있다.

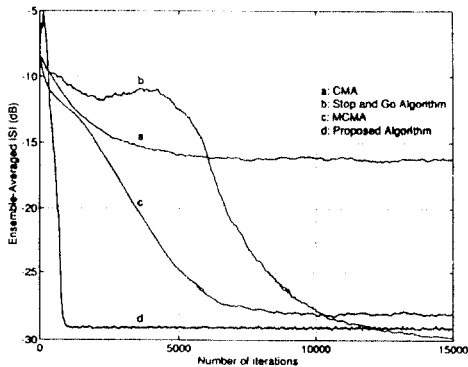


그림 6. 16-QAM 신호에 대한 앙상블 평균한 심볼간 간섭 비교

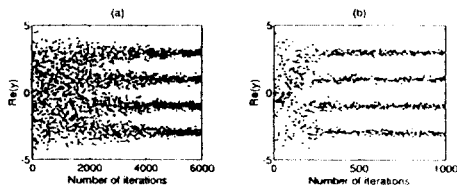


그림 7. 신호점 형성과정
(a) MCMA (b) 제안한 알고리즘

그림 9에서는 64-QAM 신호에 대한 50회의 Monte Carlo 수행을 통해 얻은 잔류 심볼간 간섭 데이터들 앙상블 평균한 결과를 dB로 나타내었다. 이때 SNR = 30dB로 하였으며, MCMA에서 $\mu=0.8 \times 10^{-7}$, 그리고 제안한 DMMCMA에서는 결정 영역 밖에서 동작할 때 $\mu=4.0 \times 10^{-6}$, 결정 영역 내에서 동작할 때 $\mu=5.0 \times 10^{-6}$ 로 하였다. 그림 9에서 보이듯이 제안한 알고리즘이 64-QAM 신호와 같은 고차 QAM 신호에서도 기존의 알고리즘과 비교하여, 보다 빠른 수렴속도와 보다 적은 정상 상태에서의 오차를 가짐을 확인하였다. 그림 10에서는 64-QAM 신호에 대해서 채널을 통과했을 때 등화전과 등화 후의 신호점을 보인다. 그림 10-(a)는 등화전의 신호점이고, 그림 10-(b)는 MCMA의 경우이며, 그림 10-(c)는 제안한 DMMCMA의 경우이다. 이들은 각각 SNR = 30dB의 조건에서 15,000번 수행 이후의 5,000 데이터들 나타내었다. 그림에서 보는 바와 같이 제안한 알고리즘에서 MCMA와 비교하여 뚜렷한 신호점을 형성하고 있음을 보인다.

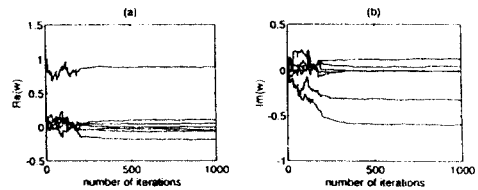


그림 8. 제안한 알고리즘에 의해 추정된 등화기 계수들에 대한 케적
(a) 실수 성분 계수 (b) 허수 성분 계수

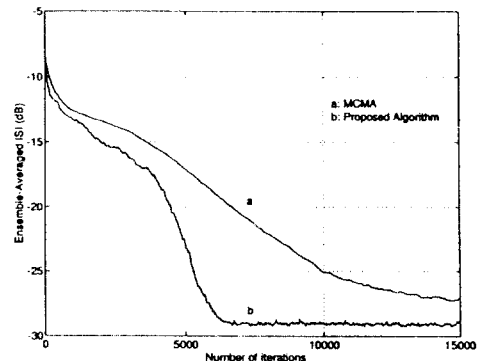


그림 9. 64-QAM 신호에 대한 앙상블 평균한 심볼간 간섭 비교

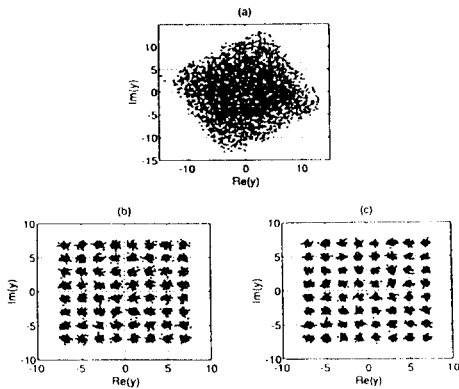


그림 10. 64-QAM 신호에 대한 신호점도
(a) 등화전 (b) MCMA (c) 제한한 알고리즘

V. 결 론

본 논문은 디지털 데이터의 고속 전송을 위하여 채널 진폭 등화와 위상 보정을 동시에 수행하는 MCMA 알고리즘의 장점을 살리면서, 보다 빠른 수렴 속도를 얻을 수 있는 새로운 적응 블라인드 등화 알고리즘을 제안하고자 한다. 제한한 알고리즘은 결정 영역을 두어 결정영역 밖에서는 새로운 신호점을 적용한 MCMA와 동일하게 동작하게 하고, 결정 영역 내에서는 새로운 신호점 대신 원래의 데이터 심볼점을 적용하여 동작하게 하므로써, 정상 상태에서의 오차 개선과 보다 빠른 수렴 속도를 가지는 이중 모드를 가지는 MCMA를 제안한다.

컴퓨터 모의실험 결과 제한한 알고리즘이 CMA, MCMA, Stop-and-Go 알고리즘과 같은 기존의 적응 블라인드 등화 알고리즘과 비교하여 수렴 속도와 잔류 부호간 간섭량 측면에서 우수한 성능을 가짐을 확인하였다.

참 고 문 헌

1. Y.Sato, "A Method of Self-Recovering Equalization for Multilevel Amplitude-Modulation System," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-23, pp. 679-682, Jun. 1975.
2. D.N. Godard "Self-Recovering Equalization and

- Carrier Tracking in Two-Dimensional Data Communication Systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-28, no. 11, pp.1867-1875, Nov. 1980.
3. A. Benveniste and M. Goursat, "Blind Equalizers," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-32, no. 8, pp. 871-883, Aug. 1984.
4. J.R. Treichler and M.G. Larimore, "New Processing Techniques Based on the Constant Modulus Algorithm," *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing*, vol. ASSP-33, pp. 420-431, Apr. 1985.
5. G. Picchi and G. Prati, "Blind Equalization and Carrier Recovery Using a "Stop-and-Go" Decision-Directed Algorithm," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-35, no.9, pp.877-887, Sep. 1987.
6. F.J. Ross and D.P. Taylor, "An Enhancement to Blind Equalization Algorithms," *IEEE Trans Commun.*, vol. COM-39, no. 5, pp. 636-639, May. 1991.
7. D. Hatzinakos and C.L. Nikias, "Blind equalization using a tricepstrum-based algorithm," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-39, pp.669-681, May. 1991.
8. F. Zheng et. al. "Blind Equalization of Nonminimum Phase Channels: Higher Order Cumulant Based Algorithm," *IEEE Trans. Speech, Signal Processing*, vol. 41, no. 2. pp.681-691, Feb. 1993.
9. 오길남, 진용욱, "Constant Modulus Algorithm을 변형한 자기적용 채널 등화 알고리즘," 한국통신학회 논문지, 제 20권, 제 1호, pp. 88-97. 1995. 1.
10. V. Weerackody, "New Algorithms and Analysis for Blind Adaptive Equalizations," Ph. D. Dissertation, Univ. of Pennsylvania, 1989.
11. O. Macchi and E. Eweda, "Convergence Analysis of Self-Adaptive Equalizers," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-30, pp. 161-176, Mar. 1984.
12. R. Godfrey and F. Rocca, "Zero Memory Non-Linear Deconvolution," *Geophys. Prospect.*, vol 29, pp.189-228,1981.
13. C.W. Therrien, *Discrete Random Signals and Statistical Signal processing*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1992.

14. O. Shalvi and E. Weinstein, "New Criteria for Blind Decovolution of Nonminimum Phase Systems(Channels)," *IEEE Trnas. Inform. Theory*, vol. IT-36, IT-36, pp. 312-321, Mar. 1990.



鄭 英 和(Young Hwa Jeong) 정회원

1961년 8월 3일생

1984년 2월:경희대학교 전자공
학과 졸업(공학사)

1986년 2월:경희대학교 대학원
전자공학과(공학석사)

1992년 3월~현재:경희대학교 대
학원 박사과정

1986년 1월~1994년 8월:삼성전자 기흥 통신연구소
근무(선임연구원)

1994년 9월~현재:남서울산업대학교 정보통신공학과
조교수

※주관심분야: 디지털 전송, 이동 데이터통신, 디지털
신호처리

陳 庸 玉(Yong Ohk Chin)

정회원

현재: 경희대학교 전자공학과 교수

한국통신학회 논문지 제 19권 제 8호 참조