

Mixed-MCMA 적응 블라인드 등화 알고리즘

정영화

남서울대학교 정보통신공학과 조교수

요약

CMA나 MCMA 적응 블라인드 등화 알고리즘은 특별한 형태의 신호점을 원하는 신호점으로 간주함으로써 완전한 등화에 도달시에도 원래의 신호점과의 불일치로 인한 오차가 불가피하다. 본 논문에서는 축소 신호점 대신에 결정된 원래의 신호점을 이용한 새로운 오차함수를 도입하여 빠른 수렴 속도로 정상상태에 도달하며, 정상상태에서의 오차를 크게 개선한 새로운 적응 블라인드 등화 알고리즘을 제안한다. 컴퓨터 모의실험을 통하여 제안한 알고리즘이 반송파 위상 복원을 가지는 CMA 및 MCMA등과 같은 CMA 계열의 적응 블라인드 등화 알고리즘들에 비해 잔류 심볼간 간섭과 수렴 속도면에서 향상된 성능을 가짐을 확인 하였다.

1. 서론

최근 유,무선 채널을 이용한 디지털 고속 전송의 수요가 급증하고 있으며 현재 이를 이용한 다양한 통신 서비스가 제공되고 있다. 이와 같은 디지털 신호의 고속 전송을 위해서는 통신 채널의 대역 제한 특성과 다중 경로 전파 현상에 의해 발생하는 심볼간 간섭(진폭왜곡)과 불규칙 위상회전(위상왜곡)의 영향을 제거하는 것이 매우 중요하다. 이들은 전송 속도의 한계, 비트 오류 및 부호 오류 증가, 송,수신 시스템의 동기 이탈등 디지털 통신 시스템의 성능을 크게 저하시킨다. 이를 극복하기 위하여 사용되는 기법으로는 다이버시티 방식, 부분응답 부호화 방식등을 들 수 있지만 이들은 충분한 효과를

얻을 수 없다. 따라서 최근 집중적인 연구가 이루어지고 있는 기법으로 적응 등화 방식이 있다.

등화 방식은 수신측에서 데이터를 수신한 후 기준 학습 신호와 비교하여 통신 채널의 특성을 추정하고, 그에 대한 역특성을 가지는 디지털 필터를 통과시키므로써 통신 채널에서 발생하는 심볼간 간섭과 불규칙 위상 회전의 영향을 제거한다. 특히 무선통신에서와 같이 채널이 시간에 따라 변하는 경우 매 순간마다 필터의 탭 계수를 갱신하는 방식을 적응 등화 방식이라 하며, 역 특성을 얻기 위해 상호 약정된 학습열을 이용하지 않고 수신 데이터만을 이용하는 등화 방식을 특별히 적응 블라인드 등화 방식[1][2][3][4][5][6]이라 부른다. 적응 블라인드 등화는 학습 신호 대신 송신된 신호의 통계적 특성과 수신 신호만을 이용한 비용 함수(cost function)를 최적화시킨다는 점과 임계 판정기(threshold decision device) 대신 비선형 추정기(nonlinear

estimator)를 사용하여 오차를 추정한다는 점이 데이터 의존(data-aided) 등화와의 커다란 차이점이라 할 수 있다. 따라서 적응 블라인드 등화 방식은 어떤 비선형 추정기를 사용하느냐, 즉 어떤 오차 신호를 탭 갱신식에 사용하는냐에 따라 그 성능이 달라진다고 할 수 있다.

적응 블라인드 등화는 크게 수신 신호의 고차 통계치(HOS: High Order Statistics)를 이용하는 알고리즘[7][8]과 Bussgang 계열의 알고리즘, 두 가지 부류로 나눌 수 있다. 전자의 경우 심볼간 간섭과 위상 회전의 동시 복원이 가능하지만 고차 통계 연산에 따른 많은 계산량을 필요로 하므로 고속 전송을 위한 등화기로서는 문제점을 가진다. 후자의 경우 심볼간 간섭과 위상 회전에 대한 동시 복원은 불가능하지만 연산량이 적으므로 시스템 구현이 용이하다는 장점을 갖는다. 대표적으로 Sato 알고리즘[1], Stop-and-Go 알고리즘[5], CMA (Constant Modulus Algorithm)[2] 등이 이 부류에 속한다. 특히 널리 이용되고 있는 CMA에 대한 성능을 개선하기 위해 많은 연구가 이루어져 왔으며, 그중 CMA 장점은 그대로 유지하면서 심볼간 간섭과 불규칙 위상 회전을 동시에 복원시킬 수 있는 MCMA [9][10]가 발표되기도 하였다. 그러나 MCMA은 진폭과 위상 등화가 동시에 이루어지고 양호한 수렴 특성을 가지는 등의 우수한 성능에도 불구하고 CMA에서와 같은 특별한 축소 신호점의 설정으로 인하여 완전한 등화가 이루어진 후에도 여전히 정상상태에서의 오차 레벨이 크다는 단점을 가지고 있다[10].

본 논문에서는 CMA 와 MCMA 알고리즘의 장점은 살리면서 특별한 신호점대신 원래의 신호점을 이용한 새로운 형태의 오차 함수를 도입함으로써 수렴속도와 오차를 개선한 새로운 적

응 블라인드 등화 알고리즘을 제안하고자 한다. 컴퓨터 모의실험을 통하여 잔류 심볼간 간섭량과 위상 복원 능력 및 수렴 속도 측면에서 등화 후의 성능이 기존의 적응 블라인드 등화 알고리즘에 비하여 우월함을 확인하였으며, 제안한 알고리즘을 Mixed-MCMA(MMCMA) 라고 칭하였다.

본 논문의 구성은 2장에서 일반적인 적응 블라인드 등화 시스템을 채용한 디지털 기저 대역 모델과 반송파 위상 복원을 가지는 CMA, 그리고 MCMA 알고리즘에 대하여 간략하게 기술하고 3장에서는 본 논문에서 제안하는 Mixed-MCMA 알고리즘에 대하여 설명한다. 4장에서는 컴퓨터 모의실험 결과를 제시하고, 제안한 알고리즘의 성능을 확인한다. 마지막으로 5장에서는 결론을 맺는다.

II. 기존의 CMA 계열 적응 블라인드 등화 알고리즘

2.1 적응 블라인드 등화 시스템

본 논문에서 고려한 적응 블라인드 채널 등화 시스템의 기저대역 모델은 그림 1과 같으며 수신된 신호는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$r(k) = \sum_{i=0}^{M-1} h(i)a(k-i) + n(k) \quad (1)$$

여기서 $h(i)$ 는 채널 임펄스 응답이며, 임펄

스 응답의 길이는 M 이다. 송신 데이터 심볼 $a(k)$ 는 i.i.d(independent identically distribution)를 만족하는 평균 $E[a(k)] = 0$ 인 랜덤 변수로 가정한다. 또한 $a(k)$ 는 복소 신호열로서 정의한다. 부가 잡음 $n(k)$ 는 평균 $E[n(k)] = 0$ 이고, 분산이 $E[|n(k)|^2] = \sigma_n^2$ 인 가우시안 잡음으로서 송신 데이터 심볼과는 통계적으로 독립인 AWGN이라고 가정한다. 등화기로는 선형 트랜스버설 필터를 고려한다.

등화기의 탭 계수 벡터를 $W(k)$ 라 하면 등화기 출력 $y(k)$ 는

$$y(k) = r^t(k) W(k) \quad (2)$$

가 된다. 여기서, $W(k) = [w_0(k), w_1(k), \dots, w_{N-1}(k)]^t$ 는 등화기의 탭계수 벡터,

$r(k) = [r_0(k), r_1(k-1), \dots, r_{N-1}(k)]^t$ 는 수신된 데이터 신호 즉, 등화기 입력 데이터 벡터, N 은 등화기의 탭 길이이다. 윗 첨자 t 는 벡터의 전치를 의미한다.

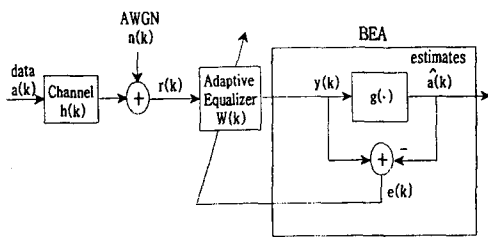


그림 1. 적응 블라인드 채널 등화 시스템의 기저 대역 모델

2.2 반송파 위상 복원을 가지는 Constant Modulus Algorithm

CMA에서는 데이터 심볼의 신호점이나 반송파의 위상과는 독립적인 새로운 비볼록(nonconvex) 비용 함수를 사용한다.[2]

$$J(k) = E[(|y(k)|^p - R_p)^2] \quad (3)$$

식 (3)의 비용 함수를 최소로 하기 위하여 LMS 알고리즘을 이용하면 등화기 탭계수 갱신식은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$W(k+1) = W(k) - \mu [y(k) |y(k)|^{p-2} \cdot (|y(k)|^p - R_p)] r^*(k) \quad (4)$$

여기서 μ 는 알고리즘의 수렴 속도를 결정하는 스텝 사이즈이며, 윗첨자 $*$ 는 공액복소수를 표시한다. 식 (4)로부터 오차 신호 $e(k)$ 는 아래와 같다.

$$e(k) = y(k) |y(k)|^{p-2} (|y(k)|^p - R_p) \quad (5)$$

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

$$R_p = \frac{E[|a(k)|^{2p}]}{E[|a(k)|^p]} \quad (6)$$

여기서 $p = 2$ 인 경우 CMA로 알려져 있으나, 일반적으로 이와 같은 형태의 알고리즘을 CMA로 통칭한다.

따라서 CMA에 대한 오차 신호는 식 (7)과 같이 주어진다.

$$e_{CMA}(k) = y(k)(|y(k)|^2 - R_2) \quad (7)$$

이때 정상상태에서 $e_{CMA}(k) = 0$ 으로 가정하면 $|y(k)|^2 - R_2 = 0$ 이며, 따라서 $y_R^2(k) + y_I^2(k) = R_2$ 가 된다. 이는 등화기 출력을 반경이 $\sqrt{R_2}$ 인 원주 상의 임의의 점에 놓이도록 함을 알 수 있다[11]. 그림 2는 심볼점의 실수 및 허수 성분이 $[-3 -1 1 3]$ 인 16-QAM에 대한 CMA 오차 신호의 정상상태에서의 궤적을 나타낸다.

CMA는 수신된 신호가 채널 왜곡으로 인하여 원주가 일정하지 않은 경우 등화기 출력과 원주 상의 가장 가까운 한 점과의 차이로부터 발생되는 추정오차를 이용하여 필터 탭 계수를 갱신하므로써 등화기 출력이 일정한 원주상에 놓이도록 등화를 수행하는 방식이다

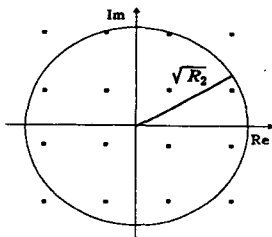


그림 2. 16-QAM에 대한 CMA 오차 신호의 정상상태에서의 궤적

한편 CMA는 위상에 독립적이므로 반송파 위

상과는 관계없이 수렴한다. 이것은 CMA의 장점이 반면 그로 인하여 진폭 왜곡과 함께 위상 왜곡을 가지는 채널에서는 CMA의 성능이 저하되며 회전된 모습의 신호점을 가지는 문제가 있다. 따라서 등화와 함께 위상 복원이 이루어져야 하며 이를 위해서 CMA의 경우 등화가 이루어진 후에 위상을 보정하기 위한 반송파 추적 루프가 별도로 요구된다. 이에 관한 연구로서 적응 등화 및 적응 블라인드 등화와 반송파 위상 복원을 결합한 방식들이 [12][13] 등에서 제안되었다. 그림 3에 적응 블라인드 등화와 판정지향 형태의 반송파 위상 복원 (Decision-Directed Carrier Phase Recovery)을 결합한 구조를 나타내었다. 위상 복원을 위한 알고리즘은 판정지향 반송파 추적 루프에서 등화기의 출력과 그에 대한 추정값과의 오차를 사용하며, 위상 갱신식은 다음과 같이 PLL(Phase Locked Loop) 형태로 주어진다.[5]

$$\Phi(k+1) = \Phi(k) - \mu_\Phi \text{Im} \cdot [a(k)^* y(k) e^{-j\Phi(k)}] \quad (8)$$

여기서 μ_Φ 는 위상 스텝 사이즈, $y(k)e^{-j\Phi(k)}$ 는 위상 보정된 등화기의 출력, $\hat{a}(k)$ 는 $y(k)e^{-j\Phi(k)}$ 에 대한 판정기의 추정을 나타낸다.

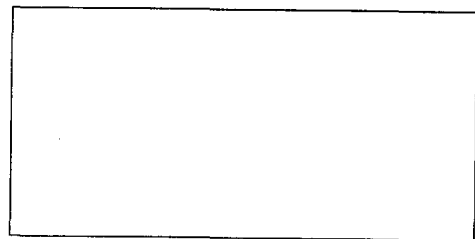


그림 3. 블라인드 등화와 반송파 위상 복원을 결합한 구조

3.3 Modified Constant Modulus Algorithm(MCMA)

위상 복원과 채널 등화를 동시에 달성하기 위하여 MCMA는 CMA의 비용함수를 다음과 같이 실수 및 허수의 비용함수 형태로 변형하였다.[9]

$$J(k) = J_R(k) + J_I(k) \quad (9)$$

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

$$J_R(k) = E[|y_R(k)|^p - R_{p,R}]^2 \quad (10)$$

$$J_I(k) = E[|y_I(k)|^p - R_{p,I}]^2 \quad (11)$$

위 식에서 $R_{p,R}(k)$ 및 $R_{p,I}(k)$ 는 채널 입력 데이터 $a(k) = a_R(k) + ja_I(k)$ 에 대해 각각 다음과 같이 정의된다.

$$R_{p,R} = \frac{E[|a_R(k)|^{2p}]}{E[|a_R(k)|^p]} \quad (12)$$

$$R_{p,I} = \frac{E[|a_I(k)|^{2p}]}{E[|a_I(k)|^p]} \quad (13)$$

CMA와 동일하게 LMS 기법을 적용하면, 오차함수 $e(k) = e_R(k) + je_I(k)$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$e_R(k) = y_R(k) |y_R(k)|^{p-2} \cdot (|y_R(k)|^p - R_{p,R}) \quad (14)$$

$$e_I(k) = y_I(k) |y_I(k)|^{p-2} \cdot (|y_I(k)|^p - R_{p,I}) \quad (15)$$

MCMA는 CMA에서와 같이 $p=2$ 인 경우이다. 따라서 MCMA의 오차함수[9][10] e_{MCMA} 는 다음 식과 같다.

$$e_{MCMA,R}(k) = y_R(k) (|y_R(k)|^2 - R_{2,R}) \quad (16)$$

$$e_{MCMA,I}(k) = y_I(k) (|y_I(k)|^2 - R_{2,I}) \quad (17)$$

MCMA의 비용함수는 CMA와 달리 등화기 출력을 실수 및 허수 성분으로 분리, 추정하므로 그림 4와 같이 등화기 출력의 실수 성분을

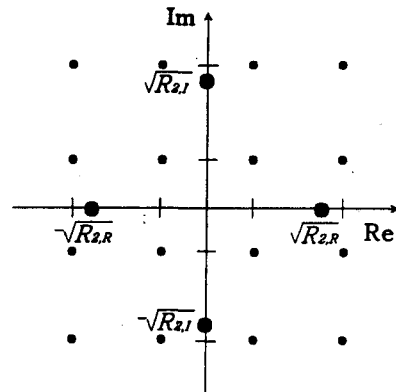


그림 4. 16-QAM에 대한 MCMA 오차 신호의 정상 상태에서의 궤적

원이 아닌 실수 축상의 새로 정의한 축소 신호 점, $-\sqrt{R_{2,R}}$ 또는 $+\sqrt{R_{2,R}}$ 점에 놓이게 하며, 마찬가지로 허수 성분을 원이 아닌, 허수 축상의 $-\sqrt{R_{2,I}}$ 또는 $+\sqrt{R_{2,I}}$ 점에 놓이게 한다. 이는 비용 함수가 등화기 출력의 modulus 뿐만 아니라 위상 성분도 포함하게 되므로 등화와 함께 위상 복원도 달성하도록 한다.

III. 제안된 Mixed-Modified Constant Modulus Algorithm(Mixed-MCMA)

CMA나 MCMA에서는 원래의 신호점 대신 특별한 형태의 신호점을 신호점으로 간주함으로써 정상상태에서 오차가 불가피함을 알 수 있다. 이 장에서는 이러한 정상상태에서의 오차를 개선하고, 보다 빠른 정상상태로의 수렴 속도를 얻을 수 있는 Mixed-MCMA를 제안하고자 한다. 제안한 Mixed-MCMA는 MCMA와 유사하게 실수 및 허수 성분에 대한 비용 함수의 합으로 이루어진 비용 함수 식 (9)를 이용하나 이때 $J_R(k)$ 과 $J_I(k)$, 그리고 오차 함수 $e(k) = e_{MMCMA,R}(k) + je_{MMCMA,I}(k)$ 는 다음과 같은 새로운 형태의 식으로 각각 유도된다.

$$J_R(k) = E[(|y_R(k)|^2 - C_{n,R}^2)^2] \quad (18)$$

$$J_I(k) = E[(|y_I(k)|^2 - C_{n,I}^2)^2] \quad (19)$$

$$e_{MMCMA,R}(k) = y_R(k) (|y_R(k)|^2 - C_{n,R}^2) \quad (20)$$

$$e_{MMCMA,I}(k) = y_I(k) (|y_I(k)|^2 - C_{n,I}^2) \quad (21)$$

여기서 $n = \pm 1, \pm 3, \pm 5, \dots$ 인 정수이며, $C_{n,R}$ 과 $C_{n,I}$ 는 원래의 신호점으로서 식 (22),(23)으로 정의된다.

$$C_{n,R} = dec(y_R(k)) \quad (22)$$

$$C_{n,I} = dec(y_I(k)) \quad (23)$$

여기서 $dec(a(k))$ 는 $a(k)$ 에 대한 가장 가까운 신호점값을 결정하는 함수이다.

이때 비선형 추정 $g(y_R(k))$ 및 $g(y_I(k))$ 은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$g(y_R(k)) = y_R(k) - y_R(k) (|y_R(k)|^2 - C_{n,R}^2) \quad (24)$$

$$g(y_I(k)) = y_I(k) - y_I(k) (|y_I(k)|^2 - C_{n,I}^2) \quad (25)$$

Mixed-MCMA에서는 등화기 출력을 기존의 CMA나 MCMA에서 도입한 정상상태에서의 특별한 신호점 $\sqrt{R_2}$ 나 $\pm\sqrt{R_{2,R}}$, $\pm\sqrt{R_{2,I}}$ 대신에 원래의 신호점으로 결정되는 $\pm C_{n,R}$, $\pm C_{n,I}$ 로 놓이게 한다. 이는 특별한 형태의 신호점을 원하는 신호점으로 간주함으로써 불가피

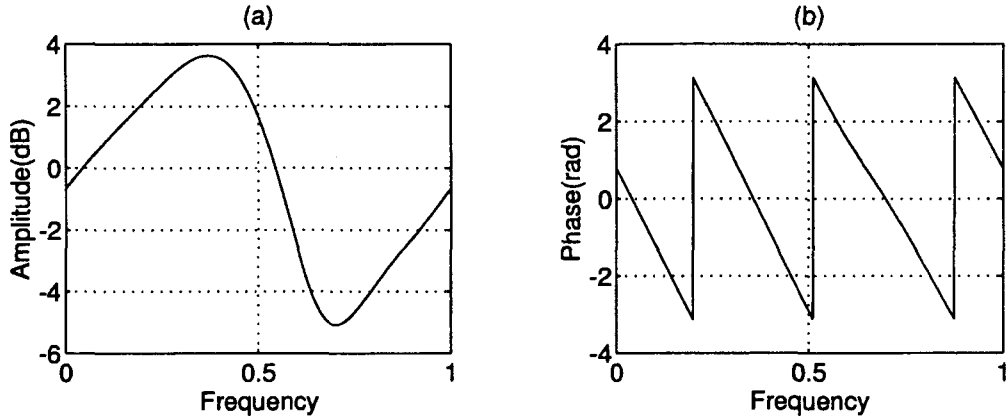


그림 5. 채널 주파수 응답 (a) 진폭 스펙트럼 (b) 위상스펙트럼

하게 야기되는 정상상태에서의 오차를 크게 개선하는 효과를 얻을 수 있다. 한편 CMA나 MCMA에서와 유사하게 식 (24),(25)와 같은 특별한 형태의 비선형 추정기를 사용하므로써 판정지향(Decision-Directed) 알고리즘에서와 같이 모호한 상황에서 등화기의 탭계수 갱신이 가장 많이 일어나는 문제[14]는 없으며, 오히려 큰 신호점에서는 큰 오차값에 의한 탭 계수 갱신, 작은 신호점에서는 작은 오차 값에 의한 탭계수 갱신이 이루어지므로 보다 작은 잔류 심볼간 간섭과 정상상태로의 빠른 수렴 속도를 얻을 수 있다. 물론 MCMA와 동일하게 등화기 출력을 실수 및 허수 성분으로 분리하여 등화를 수행하므로 심볼간 간섭과 함께 위상 오차를 동시에 제거할 수 있다.

IV. 컴퓨터 모의실험 및 고찰

제안한 Mixed-MCMA의 잔류 심볼간 간섭

및 수렴 속도와 위상 복원 능력등을 평가하기 위해 컴퓨터 모의실험을 통해 성능을 검증하였다. 모의실험에서 사용한 채널의 전달함수는 식 (26)과 같으며[5],

$$\begin{aligned}
 H(z) = & (-0.0005 - j0.0004) + (0.009 + \\
 & j0.03)z^{-1} + (-0.024 - j0.104) \\
 & z^{-2} + (0.854 + j0.52)z^{-3} + \\
 & (-0.218 + j0.273)z^{-4} + (0.049 \\
 & - j0.074)z^{-5} + \\
 & (-0.016 + j0.02)z^{-6}
 \end{aligned}
 \tag{26}$$

주파수 응답은 그림 5에서 나타내었다. 그림 5-(a)는 채널의 진폭 스펙트럼이고 그림 5-(b)는 채널의 위상 스펙트럼이다.

등화기로는 차수가 7인 트랜스버설 필터 구조의 복소 등화기를 적용하였다. 모든 등화기의 중심 탭은 $1 + j0$ 로, 중심 탭을 제외한 모든 탭은 $0 + j0$ 으로 초기화 하였다[15]. 모의실험은 16-QAM 신호를 대상으로 하였다. 그림 6에

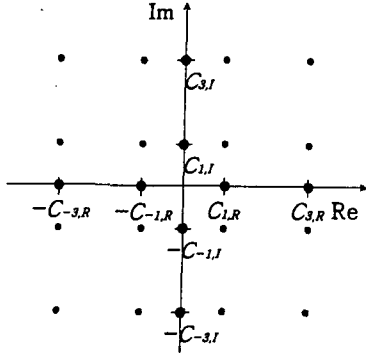
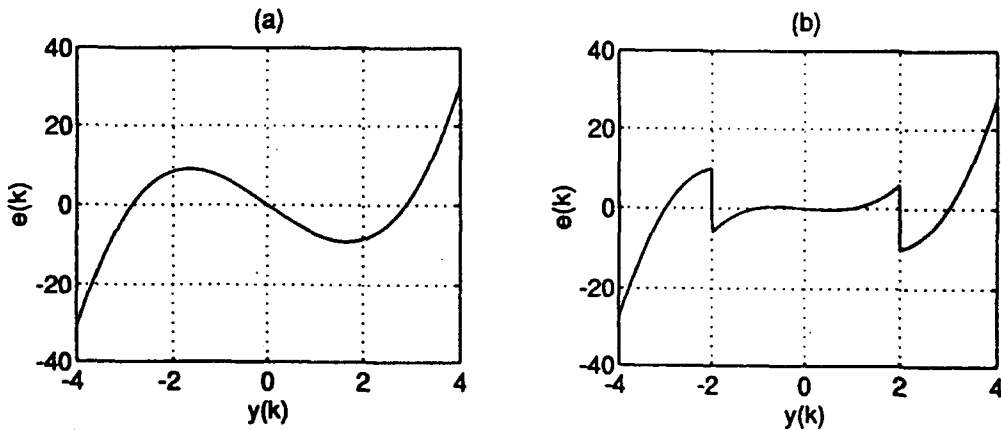


그림 6. 16-QAM에 대한 Mixed-MCMA 오차 신호의 정상 상태에서의 궤적

서 Mixed-MCMA의 오차 신호의 정상상태에서의 궤적을 16-QAM에 대해 나타내었다. 그림에서 나타내듯이 Mixed-MCMA는 등화기 출력의 실수 성분을 $+C_{1,R}, -C_{-1,R}, +C_{3,R}, -C_{-3,R}$ 심볼점 가운데 한 점에, 허수 성분을 $+C_{1,I},$

$-C_{-1,I}, +C_{3,I}, -C_{-3,I}$ 심볼점 가운데 한 점에 각각 놓이게 한다. 그림 7에서는 반송파 위상 복원을 가지는 CMA와 MCMA의 오차 신호의 특성과 Mixed-MCMA의 오차 신호 특성을 16-QAM에 대해서 각각 나타내었다. 오차 신호의 실수 성분과 허수 성분은 대칭이기 때문에 그림에서는 실수 성분만 고려하였다. 16-QAM의 경우 반송파 위상 복원을 가지는 CMA나 MCMA에서는 $R_{2,R} = R_{2,I} \cong 8.2$ 이므로 $y = \pm 2.86$ 에서 오차 신호는 0이 되나[10], Mixed-MCMA에서는 $C_{3,R} = C_{-3,R} = C_{3,I} = C_{-3,I} = 3$, $C_{1,R} = C_{-1,R} = C_{1,I} = C_{-1,I} = 1$ 이고, $y = \pm 3$ 과 $y = \pm 1$ 에서 오차 신호가 0이 된다.

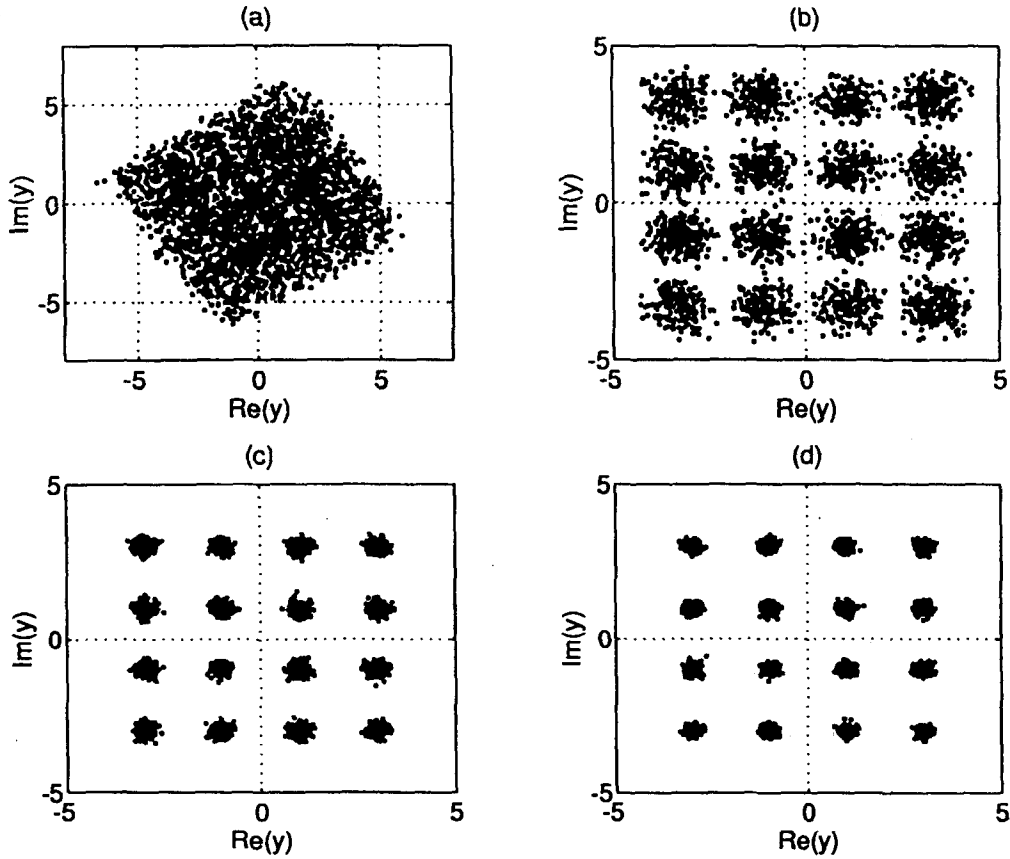
그림 7-(b)에서 알 수 있듯이 Mixed-MCMA는 이중의 오차 신호를 가지는데, 큰 신호점에서는 큰 오차 신호를, 작은 신호점에서는 작은 오차 신호를 발생시킨다. 또한 등화기 출력이



(a) CMA with CPR과 MCMA

(b) 제안한 알고리즘

그림 7. 16-QAM에 대한 오차 신호의 특성



(a) 등화전 (b) 반송파 위상 복원을 가지는 CMA (c) MCMA (d) 제안한 알고리즘
그림 8. 16-QAM 신호에 대한 성상도

송신된 데이터 심볼점에 해당하는 점에서는 오차 신호가 0이 되도록 추정값을 발생시키므로써 개선된 수렴 속도와 보다 작은 잔류 심볼간 간섭과 정상상태에서의 출력 오차를 얻을 수 있다.

그림 8에서 16-QAM 신호에 대해서 채널을 통과했을 때 등화전과 등화 후의 신호점을 보인다. 그림 8-(a)는 등화전의 신호점이고, 그림 8-(b)는 반송파 위상 복원을 가지는 CMA의 경우이며, 그림 8-(c)는 MCMA를 사용한 경우, 그

리고 그림 8-(d)는 제안한 Mixed-MCMA의 경우이다. 이들은 각각 SNR=30dB의 조건에서 15,000번 수행 이후의 3,000 데이터를 나타내었다. 그림 8에서 보는 바와 같이 Mixed-MCMA가 가장 뚜렷한 신호점을 형성하고 있다.

그림 9-(a)와 9-(b)에서는 MCMA와 제안한 Mixed-MCMA와의 신호점 형성 과정을 각각 나타내었다. 그림에서 알 수 있듯이 MCMA의 경우 2,600 points 정도에서 신호점들이 구분되

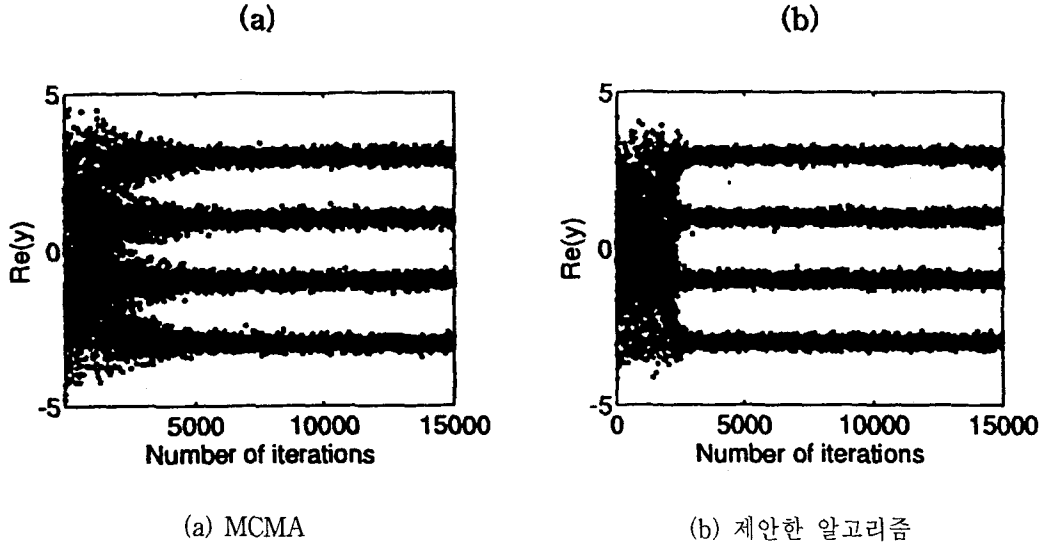


그림 9. 16-QAM 신호에 대한 신호점 형성 과정

어 열리기 시작하여 5,000 points 근방에서 활짝 열리며 신호점들이 서로 완전히 구분되어 정상 상태를 유지되는 반면에, Mixed-MCMA는 2,400 points 근방에서 신호점이 활짝 열리면서 곧바로 정상 상태를 유지하는 모습을 보이고 있다. 따라서 Mixed-MCMA가 MCMA와 비교하여 정상 상태로의 수렴 속도가 2배 이상 빠름을 알 수 있다.

제안한 알고리즘의 성능을 평가하기 위하여 기존 알고리즘들과의 수렴 속도와 잔류 심볼간 간섭값을 비교하였다. 성능 평가 파라미터로는 다음과 같이 정의되는 등화기 출력에서의 잔류 심볼간 간섭[16]을 사용하였다.

$$ISI = \frac{\sum_k |s(k)|^2 - |s(k)|_{\max}^2}{|s(k)|_{\max}^2} \quad (27)$$

여기서 $s(k)$ 는 전체 시스템 임펄스 응답이며, 채널 임펄스 응답 $h(k)$ 와 등화기 임펄스 응답 $w(k)$ 의 컨볼루션 $s(k) = h(k) * w(k)$ 로 표현된다. $|s(k)|_{\max}$ 는 컨볼루션값 중에서 최대 절대값을 가지는 성분을 나타낸다. 잔류 심볼간 간섭은 등화기가 채널에 대한 역(inverse) 채널 임펄스 응답에 얼마나 근사되었는가를 정량적으로 나타내는 블라인드 등화기의 성능 평가 척도로 널리 이용되고 있으며, 완전 등화에 이르면 $ISI=0$ 이 된다.

그림 10에서 16-QAM 신호에 대해 100회의 Monte Carlo 수행을 통해 얻은 잔류 심볼간 간섭을 dB로 나타내었다. 이때 SNR=30dB로 하였으며 스텝 크기 μ 값은 반복적인 실험을 통하여 가능한 빠른 수렴 속도와 정상 상태에서 오차값 변동이 작도록 낮은 심볼간 간섭을 가지는 최적값을 정하였다. 실험을 통하여 반송파 위상

복원을 가지는 CMA에서 $\mu = 1.0 \times 10^{-5}$, $\mu_{\phi} = 1.0 \times 10^{-2}$, MCMA에서 $\mu = 2.0 \times 10^{-5}$ 그리고 Mixed-MCMA에서 $\mu = 1.0 \times 10^{-4}$ 로 하였다. 그림 10에서 잔류 심볼간 간섭의 dB값이 -8dB 근방에서 시작되는 이유는 첫번째 iteration에서의 잔류 심볼간 간섭값을 구해보면 알 수 있다. 먼저 식 (27)에서의 채널과 등화기의 임펄스 응답간의 컨볼루션 $s(k)$ 는 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$s(k) = h(k) * w(k) = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ -0.0050 - 0.0040i \\ 0.0090 + 0.0300i \\ -0.0240 - 0.1040i \\ 0.8540 + 0.5200i \\ -0.2180 + 0.2730i \\ 0.0490 - 0.0740i \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}^T \quad (28)$$

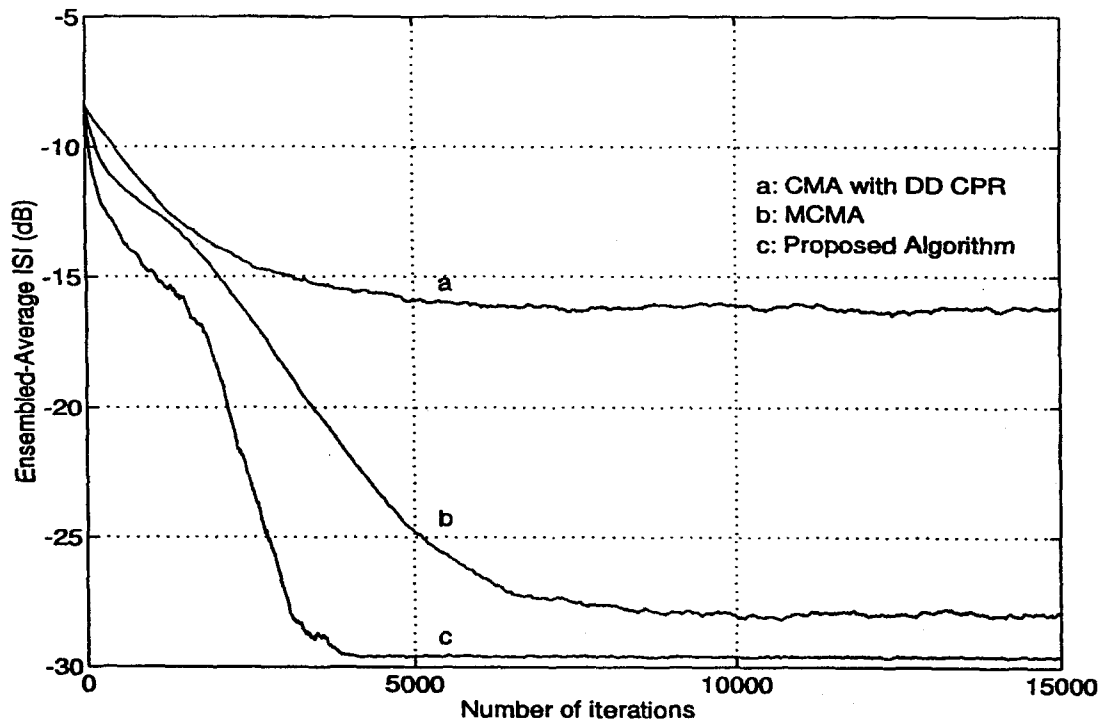


그림 10. 16-QAM 신호에 대한 앙상블 평균한 심볼간 간섭 비교

따라서 $\sum_k |s(k)|^2 = 1.1427$ 이고,

$|s(k)|_{\max}^2 = 0.9997$ 이 된다. 구한 값들을 식 (27)에 각각 대입하여 잔류 심볼간 간섭값을 계산하면 $ISI = 0.1430$ 이 얻어지며, 이 값을 dB로 나타내면 -8.4454dB 가 된다. 결과적으로 어떤 임펄스 응답 계수를 가지는 채널을 실험에 사용하는냐에 따라 초기 심볼간 간섭값이 달라지게 된다. 물론 이러한 결과는 등화기의 중심 탭을 $1 + j0$ 으로, 중심 탭을 제외한 모든 탭은 $0 + j0$ 으로 초기화하므로써 야기된 것이다.

그림 10으로부터 Mixed-MCMA이 다른 CMA 계열의 알고리즘보다 정상상태로의 수렴속도가 빠르고, 잔류 심볼간 간섭값에서도 반송과 위상 복원을 가지는 CMA보다는 13dB, MCMA 보다는 1.7dB 정도 작은 양을 가지면서 일정한 정상상태를 유지함을 알 수 있다. 한편 반송과 위상 복원을 가지는 CMA의 심볼간 간섭 결과는 CMA와 동일하다. 이는 반송과 추적 루프가 등화기와는 독립적으로 구성되고 단지 위상 복원에만 영향을 미치기 때문이다.

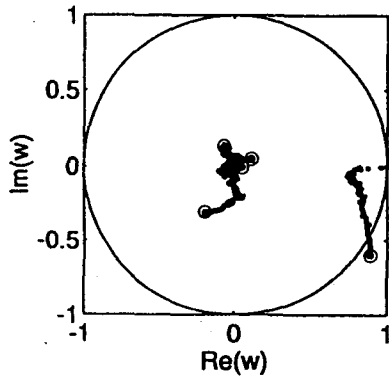
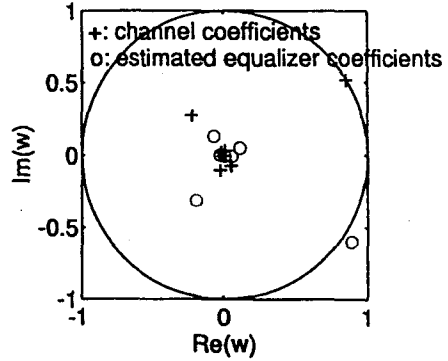


그림 11. 제안한 알고리즘에 의해 추정된 등화기 계수들의 궤적



(+ : 채널 계수 , o : 추정된 등화기 계수)

그림 12. 채널 계수와 제안한 알고리즘에 의한 추정된 등화기 계수

그림 11은 Mixed-MCMA에 의해 추정된 등화기 계수들에 대한 궤적(trajjectory)을, 그림 12는 채널 계수와 정상상태에서의 등화기 계수를 나타낸 것이다. 그림 12에서 보듯이 계수들이 서로 실수 축을 중심으로 거의 대칭인 모습을 보이고 있으며, 이것으로부터 제안한 Mixed-MCMA가 상당히 정확한 등화기 계수를 추정할 수 있음을 알 수 있다.

V. 결론

CMA나 MCMA 알고리즘은 특별한 constant modulus나 축소 신호점을 설정하여 원하는 신호점으로 간주하기 때문에 등화기가 정상 상태에 도달하기 위한 수렴 속도와 완전한 등화가 이루어진 후에도 원래의 신호점과 특별히 설정된 신호점과의 차이로 인한 오차를 가지게 된

다. 본 논문에서는 이와같은 오차를 개선하고 보다 빠른 정상상태로의 수렴속도를 가지는 새로운 적응 블라인드 등화 알고리즘으로서 특별한 신호점대신 결정된 원래의 신호점을 이용한 새로운 형태의 오차 함수를 가지는 Mixed-MCMA를 제안한다. Mixed-MCMA는 MCMA와 판정지향(Decision-Directed) 개념이 혼합된 형태의 알고리즘이라 할 수 있다. 컴퓨터 모의 실험 결과 제안한 알고리즘이 잔류 심볼간 간섭 값 측면에서 반송파 위상 복원을 가지는 CMA 보다는 13dB, MCMA 보다는 1.7dB 정도 작은 값을 가지면서 일정한 정상상태를 유지함을 확인할 수 있었으며, 수렴 속도면에서 반송파 위상복원을 가지는 CMA나 MCMA과 비교하여 정상상태를 기준으로 2배정도 향상된 성능을 가짐을 확인하였다.

참고 문헌

- [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. Golard "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, Sep. 1997.
- [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, 진용옥, "Constant Modulus Algorithm을 변형한 자기적용 채널 등화 알고리즘," 한국통신학회 논문지, 제 20 권, 제 1 호, pp.88-97. 1995. 1.
- [10] 오길남, "다중경로 채널에서의 QAM 신호에 대한 블라인드 등화 기법에 관한 연

- 구,” 경희대학교 대학원 전자공학과 박사학위논문. 1995.
- [11] V. Weerackody, “New Algorithms and Analysis for Blind Adaptive Equalizations,” Ph.D. Dissertation, Univ. of Pennsylvania, 1989.
- [12] Z. Ding, “Joint Blind Equalization and Carrier Recovery of QAM Systems,” in *Proc. 24th Conf. Inform. Sci. Syst.*, Baltimore, MD, Mar. 1991, 786-791.
- [13] N.K. Jablon, “Joint Blind Equalization, Carrier Recovery, and Timing Recovery for High-Order QAM Signal Constellations,” *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. SP-40, pp.1383-1398, Jun. 1992.
- [14] O. Macchi and E. Eweda, “Convergence Analysis of Self-Adaptive Equalizers,” *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-39, pp.161-176, Mar. 1984.
- [15] Z. Ding, et. al., “Ill-Convergence of Godard Blind Equalizers in Data Communication Systems.” *IEEE Trans. Commun.*, vol.39, no.9, pp.1313-1326, Sep, 1991.
- [16] O. Shalvi and E. Weinstein, “New Criteria for Blind Deconvolution of Nonminimum Phase Systems(Channels),” *IEEE Trans, Inform. Theory*, vol. IT-36, pp. 312-321, Mar. 1990.

Adaptive Blind Equalization Algorithm based on Mixed-Modified Constant Modulus Algorithm

Young-Hwa Jeong*

Abstract

The CMA and MCMA adaptive blind equalization algorithm has an inevitable error caused by mismatching between the original constellation at the steady state after the equalization and the unique constellation. This problem is due to considering the new type constellation(constant modulus, reduced constellation) as desired constellation. In this paper, we propose a new adaptive blind equalization algorithm which can reach to the steady state with rapid convergence speed and achieve the improvement of error value in the steady state. The Proposed algorithm has a new error function using the decided original constellation instead of the reduced constellation. By computer simulation, it is confirmed that the proposed algorithm has the performance superiority in terms of residual ISI and convergence speed compared with the adaptive blind equalization algorithm of CMA family, Constant Modulus Algorithm with Carrier Phase Recovery and Modified CMA(MCMA).

* Dept. of Info. & Comm. Engineering, Southern Seoul Univ.