

論文95-32A-5-2

반송과 위상 복원을 결합한 새로운 이중모드 블라인드 등화 알고리즘

(A New Dual-Mode Blind Equalization Algorithm Combining Carrier Phase Recovery)

吳吉男*, 陳庸玉**

(Kil Nam Oh, and Yong Ohk Chin)

요약

본 논문에서는 QAM 신호를 복원하기 위한 새로운 이중모드 블라인드 등화 알고리즘을 제안한다. 새로운 알고리즘은 CMA 에서 등화기의 출력이 임의의 위상 회전된 신호군에 수렴하는 문제를 해결하기 위해 CMA 를 변형함으로써 등화 과정에서 위상을 복원하도록 하였으며, 변형된 CMA 와 결정의거 알고리즘을 결합하여 이중모드로 함으로써 블라인드 수렴 속도와 정상 상태에서의 잔류 심볼간 간섭을 개선하였다. 결과적으로 제안한 알고리즘은 블라인드 등화와 반송과 위상 복원을 결합한 알고리즘이라 할 수 있다. i.i.d. 입력 신호에 대해 성능을 시뮬레이션한 결과 제안한 이중모드 알고리즘은 계산 복잡성을 크게 증가시키지 않으면서 CMA 와 결정의거 알고리즘에 비해 수렴 속도, 심볼간 간섭 제거 및 위상 회전 복원 능력에서 성능을 개선하는 것을 확인하였다.

Abstract

A new dual-mode algorithm for blind equalization of quadrature amplitude modulation (QAM) signals is proposed. To solve the problem that the constant modulus algorithm (CMA) converges to the constellation with the arbitrary phase rotation, with the modification of the CMA, the proposed algorithm accomplishes blind equalization and carrier phase recovery simultaneously. In addition, the dual-mode algorithm combining the modified constant modulus algorithm (MCMA) with decision-directed (DD) algorithm achieves the performance enhancement of blind convergence speed and steady-state residual ISI. So we can refer the proposed algorithm to as a scheme for joint blind equalization and carrier phase recovery. Simulation results for i.i.d. input signals confirm that the dual-mode algorithm results in faster convergence speed, smaller residual ISI, and better carrier phase recovery than those of the CMA and DD algorithm without any significant increase in computational complexity.

* 正會員, 韓國電子通信研究所 電波工學研究室
(Radio Science Section, ETRI)

** 正會員, 慶熙大學校 電子工學科
(Dept. of Elec. Eng., Kyung Hee Univ.)

接受日字: 1994年2月18日, 수정완료일: 1995年5월1일

I. 서론

디지털 통신에서는 대역 제한된 채널이나 다중경로 전파에 의해 심볼간 간섭 (intersymbol interference: ISI) 이 발생하며, 이에 대처하기 위한 방법으로 적응 필터를 사용한 채널 등화 기법이 있다. 적응

등화의 가장 보편적인 방법에서는 데이터 송신을 개시하기 전에 기지의 학습열 (training sequence) 을 송신하고, 수신측에서는 이 학습열과 동기된 신호를 발생시켜 채널 특성 정보를 얻어 이에 따라 등화기 계수를 초기화한다. 이후 등화기는 결정의거 (decision-directed: DD) 등화 모드로 전환되어 정상적인 데이터 수신을 개시한다^[1]. 그러나 학습열을 사용하는 것이 비현실적이거나 불가능한 경우에는 학습열에 의존하지 않는 등화 기법이 필요하다. 통신 채널을 학습열에 의존하지 않고 적응 등화하는 것이 자기복원 (self-recovering), 자기적응 (self-adaptive) 또는 블라인드 (blind) 등화로 알려져 있다^[2].

Sato^[3]가 처음으로 multilevel PAM (pulse amplitude modulation) 신호를 등화하기 위한 블라인드 알고리즘을 발표한 이후, 이를 QAM 데이터로 확장한 블라인드 등화 알고리즘을 Benveniste 와 Goursat^[2]이 제안하였다. Godard^[4]는 등화와 반송파 복원을 분리해서 수행하는 스킴을 고안하였으며, Godard 알고리즘의 특별한 경우가 Treichler 등^[5,6]에 의해 일정 진폭 신호를 등화하기 위한 알고리즘 (constant modulus algorithm: CMA) 으로 개발되었다. Picchi 와 Prati^[7]는 결정의거 알고리즘에 의한 현재의 심볼 추정이 충분히 신뢰성이 있는가를 판단하여 탭 계수 갱신 여부를 결정하는 "Stop-and-Go" 결정의거 알고리즘을 제시하였다. Weerackody^[8]는 Godard 알고리즘의 수렴 속도를 높이기 위해 오차 레벨이 충분히 낮아졌을 때 결정의거 등화 모드로 전환하는 이중모드 알고리즘을 제안, 수렴속도를 개선하였다. Ross 와 Taylor^[9]는 등화기 출력이 신호군 (constellation) 상에 위치한 영역에 따라 탭 계수 갱신 식의 스텝 사이즈를 조절함으로써 결정의거 알고리즘의 블라인드 등화 성능을 개선한 "Stop-Caution-Go" 결정의거 알고리즘을 소개한 바 있다.

이상 기술한 블라인드 등화 알고리즘은 송신된 신호의 통계적 분포와 수신 신호만을 이용하여 비선형 코스트 함수를 형성하며^[10], SGD (stochastic gradient descent) 스킴을 사용하여 코스트 함수가 최소로 되도록 등화기의 탭 계수를 갱신한다. 이러한 유형의 블라인드 등화 알고리즘에 공통적인 문제점은 정상 상태에서의 성능이 그다지 좋지 않다는 것이다. 즉, Sato 알고리즘^[3] 및 일반화된 Sato 알고리즘^[2]에서는 새로운 축소 신호군 (reduced constellation) 을 정의하고, 이와 등화기 출력과의 차이로 형성되는 코스트 함수를 사용한다. 여기서 축소 신호군은 채널이 완전히 등화되었을 때 탭 계수 벡터에 대한 코스트 함수의 평균 gradient 가 0 이 되도록 정해진다. 따라서

완전히 등화된 후에도 오차 함수는 0 으로 되지 않기 때문에 정상 상태에서 오차 레벨이 크다는 단점을 갖는다. CMA 역시 Sato 알고리즘에서와 유사한 이유로 해서 수렴후 잔류 오차가 남고, 또한 반송파 위상 복원과는 독립적으로 등화를 수행하기 때문에 등화기 출력이 채널 특성에 의해 임의의 위상 회전된 신호군에 수렴하게 된다. 한편 결정의거 알고리즘은 간단한 반면 수신된 신호의 눈 모형을 열린 상태에서 시작해야만 수렴을 보장한다^[11]. 이는 결정의거 알고리즘이 등화기 출력을 신호군 중의 가장 가까운 데이터 심볼로 추정하는데, 이것은 채널 왜곡이 심한 등화 초기에는 부정확한 결정으로 되기 쉽기 때문이다.

본 논문에서는 위에서 언급한 CMA 와 결정의거 알고리즘이 갖는 문제점을 동시에 해결하는 한 방법으로, 먼저 CMA 를 변형하여 블라인드 등화와 위상 복원이 동시에 이루어지도록 개선하고, 변형된 CMA 와 결정의거 알고리즘을 병용함으로써 블라인드 수렴 특성과 정상 상태의 성능을 모두 향상시킬 수 있는 새로운 이중모드 알고리즘을 제안하고자 한다. 본 논문의 구성은 II 장에서 블라인드 등화 알고리즘에 대해 기술한 후, III 장에서 변형된 CMA 와 제안하고자 하는 이중모드 알고리즘을 유도한다. IV 장에서는 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 채널 왜곡과 잡음 환경하에서 제안한 알고리즘의 성능 개선을 확인하고, 마지막으로 V 장에서 결론을 맺는다.

II. 블라인드 등화 알고리즘

1. 결정의거 알고리즘

2 차원 블라인드 채널 등화 시스템의 등가 기저대역 모델을 그림 1 과 같이 나타내면, 수신 신호 $x(k)$ 는 다음으로 주어진다.

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

여기서 입력 데이터 열 $a(k)$ 는 평균이 0, 분산이 $E\{|a(k)|^2\}$ 인 독립 일양 분포 (independent, identically distributed: i.i.d.) 의 랜덤 변수이고, $n(k)$ 는 화이트 가우시안 부가잡음 (AWGN) 으로 평균이 0, 분산이 $E\{|n(k)|^2\} = \sigma_n^2$ 이며, 입력 데이터 열 $a(k)$ 와 통계적으로 독립이라고 가정한다. $h(k)$ 는 등가 기저대역 채널 임펄스 응답으로서 길이는 M 으로 주어진다.

등화기의 임펄스 응답을 $\mathbf{w}(k)$ 라 하면 등화기의 출력 $y(k)$ 는

$$y(k) = \mathbf{X}^T(k) \mathbf{W}(k) \quad (2)$$

가 된다. 여기서 $\mathbf{W}(k) = [w_0(k), w_1(k), \dots, w_{N-1}(k)]^T$ 는 등화기의 탭 계수 벡터, $\mathbf{X}(k) = [x(k), x(k-1), \dots, x(k-N+1)]^T$ 는 등화기의 입력 데이터 벡터이며, N 은 등화기의 탭 길이, 윗첨자 T 는 벡터의 전치를 의미한다.

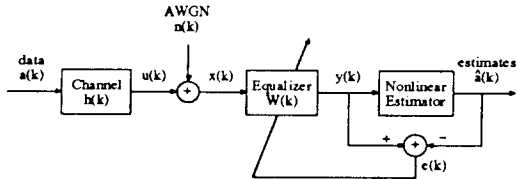


그림 1. 블라인드 채널 등화 시스템의 등가 기저대역 모델

Fig. 1. Equivalent baseband model of a blind channel equalization system.

데이터 의존 (data-aided) 등화 기법에서는 등화기의 출력 $y(k)$ 와 학습 열과의 차이를 오차 함수로 형성, 이를 이용하여 등화기의 탭 계수를 초기화한다. 그러나 블라인드 등화 기법에서는 학습 열을 사용하는 대신 등화기의 출력 $y(k)$ 를 비선형 추정기 $g(\cdot)$ 에 인가하며, 비선형 추정기는 채널 입력 데이터 $a(k)$ 에 대한 추정 $\hat{a}(k) = g(y(k))$ 를 발생시킨다. 이 비선형 추정 $\hat{a}(k)$ 를 원하는 응답으로 간주하여 추정 오차

$$e(k) = y(k) - \hat{a}(k) \quad (3)$$

를 형성한다. 등화기의 역할은 이 추정 오차가 최소가 되도록 등화기의 탭 계수를 조절하는 것이라 할 수 있으며, 이것의 방법으로 LMS (least mean squares) 알고리즘을 적용하면 탭 갱신 식은 다음으로 주어진다 [10].

$$\mathbf{W}(k+1) = \mathbf{W}(k) - \mu \cdot e(k) \cdot \mathbf{X}^*(k) \quad (4)$$

여기서 μ 는 알고리즘의 수렴 속도를 결정하는 스텝 사이즈 파라메타. 윗첨자 $*$ 는 공액 복소수를 나타낸다. 등화기의 탭 계수 갱신에 사용하기 위한 추정 오차를 발생시키는데 있어서 결정 회로의 추정을 이용한다는 의미에서 이를 결정의거 알고리즘이라 한다.

이와 같은 결정의거 알고리즘은 매우 간단하지만, 일단 수신 데이터의 눈 모형이 열린 후에 적용하면 최소 평균 자승 오차 (minimum mean square error: MMSE) 에 수렴하며, 아울러 이를 학습 기간없이 바로 블라인드 등화 초기부터 적용시에도 어느 정도 수

렴할 수 있는 것으로 밝혀져 있다 [11].

2. Constant Modulus Algorithm (CMA)

Godard [4]와 Treichler 등 [5,6] 에 의해 2차원 디지털 통신 시스템을 등화하기 위한 CMA 의 부류가 개발되었으며, 이는 QAM 시스템 등화에 가장 널리 사용되고 있는 블라인드 등화 알고리즘 중의 하나이다. CMA 는 M-ary PSK (phase shift keying) 시스템에 있어서 블라인드 등화기의 출력 $y(k)$ 가 심볼간 간섭으로 인하여 일정 진폭을 갖지 못할 때, 이를 일정한 값이 되도록 하므로써 채널 왜곡을 등화하게 된다는 개념에서 비롯되었다. CMA 에서 사용되는 코스트 함수는 다음의 형태를 갖는다.

$$J(k) = E[(|y(k)|^2 - R_2)^2] \quad (5)$$

여기서 $E[\cdot]$ 는 통계적 기대치를 나타내며, R_2 는 정상 상태를 고려하여 결정되는 상수로서, 이는 채널이 완전히 등화되었을 때 탭 계수 벡터에 대한 코스트 함수의 평균 gradient 가 0 이 되도록 정해진다 [4].

$$R_2 = \frac{E[|a(k)|^4]}{E[|a(k)|^2]} \quad (6)$$

탭 계수 벡터 $\mathbf{W}(k)$ 에 대한 코스트 함수 $J(k)$ 의 stochastic gradient $\hat{\nabla} J(k)$ 를 사용하면 탭 계수 벡터를 갱신하는 식은

$$\begin{aligned} \mathbf{W}(k+1) &= \mathbf{W}(k) - \mu \cdot \hat{\nabla} J(k) \\ &= \mathbf{W}(k) - \mu \{y(k)(|y(k)|^2 - R_2)\} \mathbf{X}^*(k) \end{aligned} \quad (7)$$

가 되며, 위 식에서 오차 함수 $e(k)$ 를 다음과 같이 놓을 수 있다.

$$e(k) = y(k)(|y(k)|^2 - R_2) \quad (8)$$

오차 함수 $e(k)$ 는 $e(k) = y(k) - g(y(k))$ 로 주어지므로 비선형 추정 $g(y(k))$ 는

$$g(y(k)) = y(k)\{1 - (|y(k)|^2 - R_2)\} \quad (9)$$

가 된다. 즉 CMA 에서는 식 (9) 와 같은 특별한 형태의 비선형 추정기를 거쳐 송신 데이터 $a(k)$ 에 대한 추정 $\hat{a}(k)$ 를 발생시키고 있으며, 이를 이용하여 등화기의 탭 계수 갱신에 사용하기 위한 추정 오차를 발생시키고 있으므로 이런 의미에서 CMA 도 결정의거 부류의 알고리즘으로 분류되고 있다 [12]. Godard 에 의하면 이 오차 함수는 일반적인 2차원 신호군, 즉 rectangular QAM 과 같은 비일정 진폭 (non-

constant modulus) 신호의 경우에도 적용되는 것으로 알려져 있다^[4].

CMA 에서 사용한 코스트 함수 (5) 에서 알 수 있는 바와 같이 CMA 는 반송파의 위상에 독립적이기 반송파 주파수 옵셋이 존재하는 상황에서 반송파 위상 복원과는 관계없이 수렴할 수 있다. 이것은 CMA 의 장점인 반면, 이로 인해 CMA 에서는 등화기 출력이 임의의 위상 회전된 신호군에 수렴하는 문제를 갖게 되며^[12], 아울러 반송파 주파수 옵셋에 의해 회전하는 신호군을 형성한다^[13,14]. 이러한 상황에서 등화기 출력을 원래의 송신 데이터 신호군으로 복원시키기 위해서는 등화가 이루어진 후에 별도의 반송파 추적 루프(carrier tracking loop) 를 거쳐야만 한다^[4,15].

III. 새로운 이중모드 알고리즘

앞에서 언급한 결정의거 알고리즘은 출력 오차가 MMSE 에 수렴할 수 있는 반면, 눈 모형이 완전히 닫힌 등화 초기에 적용하는 경우 수렴을 보장하지 못한다. 따라서 등화 초기에 적용하여 눈 모형을 어느 정도 열리게 함으로써 등화기가 결정의거 모드에서 동작할 수 있는 순간에 이르도록 할 수 있는 bootstrapping 을 위한 알고리즘이 필요하다.

한편 CMA 는 특별한 형태의 코스트 함수를 사용하여 블라인드 수렴 특성을 개선하였다. 그러나 등화가 완전히 이루어져도 오차 함수가 0 이 되지 않기 때문에 출력 오차가 크다는 문제점을 갖고 있다. 아울러 오차 함수가 반송파 위상 정보를 포함하지 않기 때문에 수렴된 신호군은 채널 특성에 의해 임의의 위상 회전된 형태가 된다. 첫번째 문제의 해결책으로는 초기 수렴 후에 스텝 사이즈 파라메타를 매우 작게 하는 방법이 있으며, 두번째 문제에 대해서는 등화기와는 별도로 반송파 추적 루프를 사용하는 방법이 있다. 그러나 이러한 방법들은 수렴 속도를 저하시키거나, 하드웨어가 복잡해지는 또 다른 문제점을 안고 있다.

이상의 고찰로 부터 결정의거 알고리즘과 CMA 두 알고리즘을 적절히 결합하면 상호 보완적인 등화 알고리즘을 구현할 수 있음을 알 수 있다. 즉, 보다 효과적인 블라인드 알고리즘을 사용하여 눈 모형을 어느 정도 열리게 한 후에는 결정의거로 전환함으로써 출력 오차를 향상시키는 것이 가능하다. 본 논문에서는 이상 언급한 결정의거 알고리즘과 CMA 의 장점은 이용하고 단점은 서로 보완하는 식으로 결합된 이중모드 알고리즘을 제안한다. 결과적으로 제안한 알고리즘은 CMA 의 블라인드 수렴 특성과 결정의거 알고리즘의 정상 상태 특성을 유지한다. 아울러 CMA 를 적용함에

있어서 이를 간단히 변형하여 CMA 의 문제점인, 채널에 의해 임의의 위상 회전된 신호군에 수렴하는 문제도 아울러 해결하고자 한다.

1. 변형된 CMA

2 차원 시스템에 대해 본 논문에서 제안하고자 하는, 위상 복원과 채널 등화를 동시에 달성하는 변형된 CMA 는 원래의 CMA 에서 사용된 식 (5) 의 코스트 함수를 다음과 같이 등화기 출력의 실수 및 허수 성분을 각각 추정하기 위한 코스트 함수의 형태로 변형, 새로운 형태의 코스트 함수를 도입함으로써 유도된다.

$$J(k) = J_R(k) + J_I(k) \quad (10)$$

그러면 $J_R(k)$ 및 $J_I(k)$ 는 각각 등화기 출력 $y(k) = y_R(k) + jy_I(k)$ 의 실수 및 허수 성분에 대한 코스트 함수이며, 아래와 같이 정의된다.

$$J_R(k) = E [(|y_R(k)|^2 - R_{2,R})^2] \quad (11)$$

$$J_I(k) = E [(|y_I(k)|^2 - R_{2,I})^2] \quad (12)$$

여기서 $R_{2,R}$ 및 $R_{2,I}$ 는 채널 입력 데이터 $a(k) = a_R(k) + ja_I(k)$ 의 실수 및 허수 성분이 서로 독립인 i.i.d. 열로 가정하면, $a(k)$ 의 실수 및 허수 성분에 대해 각각 다음과 같이 정의된다.

$$R_{2,R} = \frac{E [|a_R(k)|^4]}{E [|a_R(k)|^2]^2} \quad (13)$$

$$R_{2,I} = \frac{E [|a_I(k)|^4]}{E [|a_I(k)|^2]^2} \quad (14)$$

코스트 함수를 식 (11) - (12) 와 같이 정의하고, 탭 계수 벡터 $\mathbf{w}(k)$ 에 대한 코스트 함수 $J(k)$ 의 stochastic gradient 를 사용하면 탭 계수 벡터를 갱신하는 식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{w}(k+1) &= \mathbf{w}(k) - \mu \nabla J(k) \\ &= \mathbf{w}(k) - \mu \{ y_R(k)(|y_R(k)|^2 - R_{2,R}) \\ &\quad + jy_I(k)(|y_I(k)|^2 - R_{2,I}) \} \mathbf{X}^*(k) \end{aligned} \quad (15)$$

위 식은 $y_R(k)$ 과 $y_I(k)$ 를 $y(k)$ 와 $y^*(k)$ 의 항으로 표현하고, $\nabla J(k) = 2 \nabla_{\mathbf{w}^*(k)} J(k)$ 의 관계^[17]를 사용하면 유도된다. 위 식으로 부터 오차 함수 $e(k) = e_R(k) + je_I(k)$ 를 다음과 같이 쓸 수 있다.

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

$$e_l(k) = y_l(k)(|y_l(k)|^2 - R_{2,l}) \quad (17)$$

식 (13) - (17) 이 본 논문에서 제안하고자 하는 변형된 CMA 이다. 이는 1 차원 시스템에서는 원래의 CMA 와 동일해지므로, 이와 같이 변형한 CMA 를 1 차원 및 2 차원 시스템에 공히 적용할 수 있다.

여기서 원래의 CMA 와 변형된 CMA 에서 사용되는 코스트 함수의 특성을 살펴 보면, CMA 의 코스트 함수 (5) 는 등화기 출력을 반경 $\sqrt{R_2}$ 의 원주상에 놓이도록 함을 알 수 있다^[8]. 즉, 코스트 함수는 등화기 출력의 modulus 에만 기초하고 있기 때문에 위상 오차와는 무관하게 등화를 달성하도록 한다. 이로 인해 등화기 출력은 임의의 위상 회전된 신호군에 수렴하게 된다.

그러나 코스트 함수 (5) 를 식 (11), (12) 와 같이 변형하면 CMA 에서와는 달리 등화기 출력을 실수 및 허수 성분으로 분리, 추정한다. 따라서 등화기 출력의 실수 성분을 원주상이 아닌, 실수 축상의 $+\sqrt{R_{2,R}}$ 또는 $-\sqrt{R_{2,R}}$ 점에 놓이게 하며, 마찬가지로 등화기 출력의 허수 성분을 원주상이 아닌, 허수 축상의 $+\sqrt{R_{2,I}}$ 또는 $-\sqrt{R_{2,I}}$ 점에 놓이게 한다. 이는 코스트 함수가 등화기 출력의 modulus 뿐만 아니라 위상 성분도 포함하게 되므로 등화기 출력이 원 송신 데이터의 각 심볼에 해당하는 군집들을 형성하도록 한다. 등화가 진행되면서 이 군집들은 심볼 주위의 보다 작은 점으로 모이게 되며 결국 위상 회전이 복원된 신호군에 수렴하게 된다. 이와 같이 코스트 함수가 위상 성분을 포함하도록 변형함으로써, CMA 와는 달리 변형된 CMA 에서는 반송파 위상 복원이 별도의 반송파 추적 과정없이 심볼간 간섭을 등화함과 동시에 이루어진다. 결과적으로 본 알고리즘은 채널 등화와 반송파 위상 복원을 결합한 알고리즘이라 할 수 있다. 아울러 변형된 CMA 에서는 심볼간 간섭과 위상 오차를 동시에 제거하므로 보다 정확한 오차 추정이 가능하며, 따라서 CMA 에 비해 보다 적은 잔류 심볼간 간섭과 빠른 수렴 속도를 얻을 수 있다^[16].

2. 변형된 CMA 와 결정의거 알고리즘을 결합한 이중모드 알고리즘

변형된 CMA 는 블라인드 수렴 특성면에서 CMA 보다 우수하다. 그러나 변형된 CMA 에서 사용한 오차 함수는 CMA 에서와 마찬가지로 채널이 완전히 등화 되어도 0 으로 되지 않는다. 이로 인해 변형된 CMA 도 여전히 정상 상태에서 오차 레벨이 크다는 단점을 갖고 있다. 이를 해결하기 위해 변형된 CMA 와 결정의거 알고리즘을 결합한 이중모드 알고리즘을 제안한

다.

제안하고자 하는 이중모드 알고리즘은 등화 초기 단계에서는 변형된 CMA 모드로 동작하며, 변형된 CMA 에 의해 초기 수렴을 달성한 후에는 등화기 출력이 어느 정도 눈 모형이 열린 상태로 되므로 이후 결정의거 모드로 전환, 눈 모형을 보다 열리게 하는 것이 가능하다. 본 이중모드 알고리즘에서는 수렴을 검출할 필요없이 등화기 출력의 오차 레벨에 따라 두 모드를 자동 전환한다.

결정의거 알고리즘에서 오차 함수는 식 (3) 과 같이 주어지며, 여기서 $\hat{a}(k)$ 는 threshold 결정회로 (decision device) 에 의한 추정으로, 왜곡이 심한 채널에서는 부정확한 결정으로 되기 쉽다. 이와 같은 문제점을 피하기 위해 이 알고리즘의 동작을 보다 신뢰성 있는 구간으로 한정한다. 즉, 그림 2 에서와 같이 등화기 출력이 빗금친 구간에 들 때로 제한하며, 등화기 출력이 빗금친 구간밖에 있는 경우는 변형된 CMA 모드에서 동작하도록 한다. 그러므로 제안하고자 하는 이중모드 알고리즘에서 오차 함수는 다음으로 주어진다.

$$e_R(k) = \begin{cases} y_R(k) - dec(y_R(k)) & \text{if } y_R(k) \in C_R \\ y_R(k)(|y_R(k)|^2 - R_{2,R}) & \text{otherwise} \end{cases} \quad (18)$$

$$e_I(k) = \begin{cases} y_I(k) - dec(y_I(k)) & \text{if } y_I(k) \in C_I \\ y_I(k)(|y_I(k)|^2 - R_{2,I}) & \text{otherwise} \end{cases} \quad (19)$$

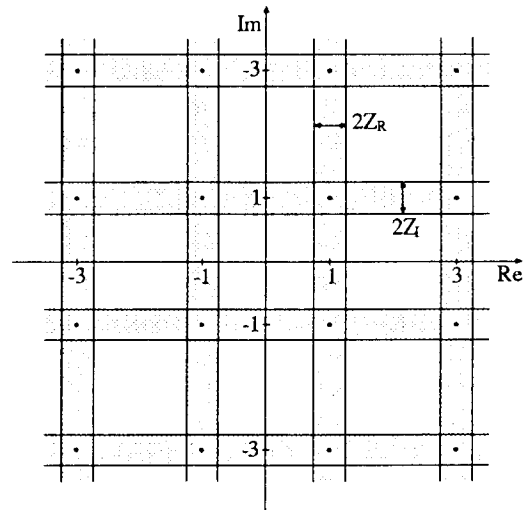


그림 2. 제안한 알고리즘의 16-QAM 에 대한 신뢰 구간

Fig. 2. Confidence zones in the proposed algorithm for 16-QAM.

위의 오차 함수에서 C_R 과 C_I 는 각각 등화기 출력의 실수 성분 및 허수 성분에 대한 신뢰 구간을 나타낸다. 추정 오차 $e(k) = e_R(k) + je_I(k)$ 로는 등화기 출력의 실수 및 허수 성분의 오차 레벨에 따라 결정의 거 알고리즘의 오차 추정과 변형된 CMA 의 오차 추정을 병용한다. 이것은 등화기 출력의 오차 레벨에 따라 두 모드간을 완만하게 자동 전환함을 의미한다. 여기서 $y_R(k) - dec(y_R(k))$ 및 $y_I(k) - dec(y_I(k))$ 는 각각 결정의 거 알고리즘의 결정 회로에 의한 채널 입력의 실수 및 허수 성분에 대한 오차 추정을 나타내며, $y_R(k)(|y_R(k)|^2 - R_{2,R})$ 및 $y_I(k)(|y_I(k)|^2 - R_{2,I})$ 는 식 (16), (17) 로 주어진다. 변형된 CMA 에 의한 채널 입력의 실수 및 허수 성분에 대한 오차 추정이 된다. 그림 2 에서 Z_R 과 Z_I 는 신뢰 구간의 범위를 나타내는 파라메타로서, $0 < Z_R, Z_I < 1$ 의 값을 가지며, 이는 변형된 CMA 모드에서 결정의 거 모드로, 또는 결정의 거 모드에서 변형된 CMA 모드로 전환할 시점을 결정한다. Macchi 와 Eweda^[11]에 의하면 눈 모형이 열린 상태는 다음과 같이 표현되며,

$$|y(k) - a(k)| < \frac{D}{2} \quad (20)$$

D 는 심볼간의 최소 거리를 나타낸다. 따라서 결정의 거 알고리즘으로 동작하기 위한 신뢰 구간을 $Z_R = Z_I = D/2$ 로 설정하는 것이 타당하다.

여기서 한가지 특기할 사항은 신뢰 구간을 매우 작게 선택하면 즉, $Z_R = Z_I = 0$ 이면 제한한 이중모드 알고리즘은 변형된 CMA 만으로 되며, 반대로 매우 크게 즉, $Z_R = Z_I = 1$ 이 되도록 설정하면 결정의 거 알고리즘만으로 된다는 것이다. 시뮬레이션 결과에 의하면 등화기의 성능은 신뢰 구간 $Z_R = Z_I = 0.5$ 에서 최적한 성능을 보이는 것으로 나타났다. 이 구간을 적절히 선택하면 제한한 알고리즘은 등화기 출력의 오차 레벨에 따라 이중모드로 동작하게 되며, 정상 상태 수렴 특성은 결정의 거 알고리즘에서와 유사하고, 블라인드 수렴 특성은 변형된 CMA 를 따르게 된다. 그림 3 에 신뢰 구간 파라메타에 따른 수렴 성능을 나타내었다. 시뮬레이션 조건은 그림 4 에서와 같은 조건으로 하였으며, 100 회의 Monte Carlo 수행을 통해 얻은 잔류 심볼 간섭 데이터를 앙상블 평균하여 나타내었다.

데이터 송신 개시시에는 채널에 의한 왜곡으로 인하여 등화기 출력이 송신 데이터 심볼 주위에 넓은 구간으로 확산되며, 정상 상태에 이르러서는 등화기 출력이 송신 데이터 심볼 주위의 작은 구간으로 모이게 되

로, 이는 본 이중모드 스킴의 유용성을 뒷받침한다.

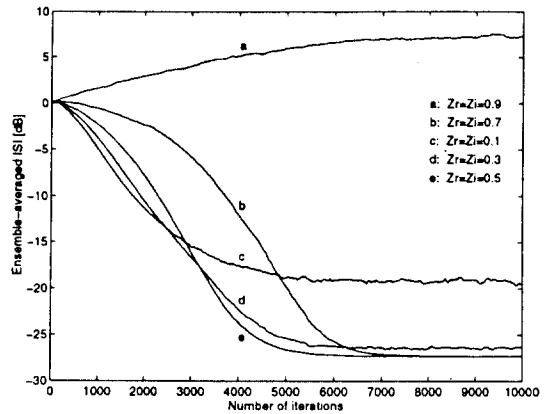


그림 3. 신뢰 구간 파라메타에 따른 수렴 성능 비교
Fig. 3. Comparison of convergence for the confidence zone parameters.

IV. 시뮬레이션 및 고찰

본 논문에서 제한한 이중모드 알고리즘의 성능을 평가하기 위해 Monte Carlo 시뮬레이션을 통해 CMA 및 결정의 거 알고리즘의 성능과 비교하였다. 시뮬레이션에 사용한 채널은 임펄스 응답이 표 1 과 같으며^[18], 등화기로는 차수가 23 인 transverse 필터 구조의 복소수 등화기를 적용하였으며, 등화기의 중심 탭은 1 로, 중심 탭을 제외한 모든 탭은 0 으로 초기화하였다.

표 1. 채널의 임펄스 응답
Table 1. The impulse response of channel.

Tap	실수성분	허수성분	Tap	실수성분	허수성분
0	0.0145	-0.0006	11	0.0294	-0.0049
1	0.0750	0.0176	12	-0.0181	0.0032
2	0.3951	0.0033	13	0.0091	0.0003
3	0.7491	-0.1718	14	-0.0038	-0.0023
4	0.1951	0.0972	15	0.0019	0.0027
5	-0.2856	0.1896	16	-0.0018	-0.0014
6	0.0575	-0.2096	17	0.0006	0.0003
7	0.0655	0.1139	18	0.0005	0.0000
8	0.0825	-0.0424	19	-0.0008	-0.0001
9	0.0623	0.0085	20	0.0000	-0.0002
10	0.0438	0.0034	21	0.0001	0.0006

성능 평가 파라메타로는 등화기 출력에서의 잔류 심볼 간섭을 사용하였으며, 이는 다음으로 정의된다^[19].

$$ISI = \frac{\sum_i |s(i)|^2 - |s(i)|_{\max}^2}{|s(i)|_{\max}^2}$$

여기서 $s(i)$ 는 전체 시스템 임펄스 응답으로서, 채널 임펄스 응답 와 등화기 임펄스 응답 $u(i)$ 의 콘볼루션 즉, $s(i) = h(i) * u(i)$ 로 표현되며, $|s(i)|_{\max}$ 는 $s(i)$ 중 최대 절대값을 갖는 성분이다. 위의 식으로 부터, 완전한 등화에 이르면 $ISI = 0$ 이 됨을 알 수 있다. 또한 시뮬레이션에서는 등화기 입력에서의 신호대 잡음비 (signal to noise ratio: SNR) 를 다음과 같이 정의하였다. 여기서 $u(k)$ 는 채널 출력으로, 식 (1) 과 같이 주어진다.

$$SNR = 10 \log_{10} \frac{E[|u(k)|^2]}{\sigma_n^2} [dB]$$

시뮬레이션에서는 16-QAM 및 64-QAM 신호를 대상으로 하여, CMA 를 변형함으로써 CMA 에서는 불가능한 문제인, 채널에 의한 임의의 위상 회전된 신호군에 수렴하는 문제를 해결하는 능력과 이중모드 알고리즘의 성능 개선을 기존의 알고리즘과 비교하여 살펴 보았다.

먼저 16-QAM 신호에 대해 100 회의 Monte Carlo 수행을 통해 얻은 잔류 심볼간 간섭 데이터를 앙상블을 평균하여 그림 4 에 나타내었고, 그림 5 에는 등화된 후의 신호군을 나타내었다. SNR = 30 dB 의 조건에서 μ 값으로는 결정의거에서 1.0×10^{-4} , CMA 와 변형된 CMA 에서 4.0×10^{-5} , 그리고 이중모드 알고리즘에서는 변형된 CMA 모드에서 8.0×10^{-5} , 결정의거 모드에서 1.0×10^{-3} 으로 하였으며, 신뢰 구간은 $Z_u = Z_l = 0.5$ 로 설정하였다. μ 값을 정함에 있어서는 다양한 μ 값에 대해 수렴 특성을 시뮬레이션하여 그 중 가장 좋은 성능 즉, 가능한 빠른 수렴 속도와 작은 정상 상태 오차를 보이는 것으로 절충하여 택하였다.

시뮬레이션 결과를 보면, 우선 결정의거 알고리즘은 채널 왜곡이 심한 경우에는 오차 추정의 오류로 인하여 수렴에 이르지 못하고 있으며, 따라서 눈모형은 완전히 닫혀있다. CMA 는 변형된 CMA 에 비해 수렴 속도가 떨어지고 잔류 심볼간 간섭이 큰 것으로 나타났다. 이것은 CMA 가 위상 복원을 수행하지 않기 때문인 것으로 파악할 수 있다. 아울러 등화된 신호군은 CMA 의 경우 위상 회전되어 있는 반면, 변형된 CMA 에 의한 등화 결과는 위상 회전이 복원된 신호군을 보이고 있다. 이중모드 알고리즘은 수렴 속도 및 심볼간 간섭 제거 능력이 월등히 우수하며, 등화기 출력은 위상 오차가 복원된 신호군을 보이고 있다. 따라

서 제안한 알고리즘은 CMA 와는 달리, 채널에 의해 발생된 임의의 위상 회전을 별도의 과정없이 등화를 수행하면서 동시에 복원하는 것을 확인할 수 있다.

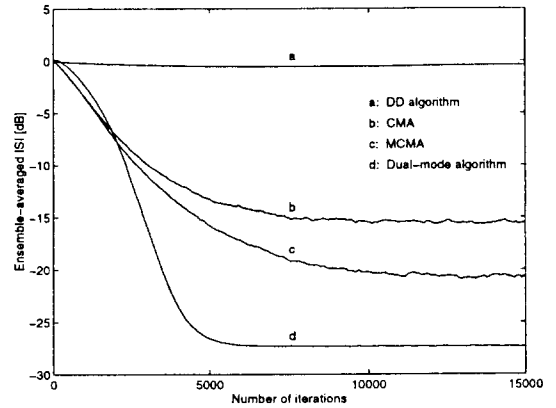


그림 4. 16-QAM 에 대한 심볼간 간섭 비교
Fig. 4. Comparison of ISI for 16-QAM.

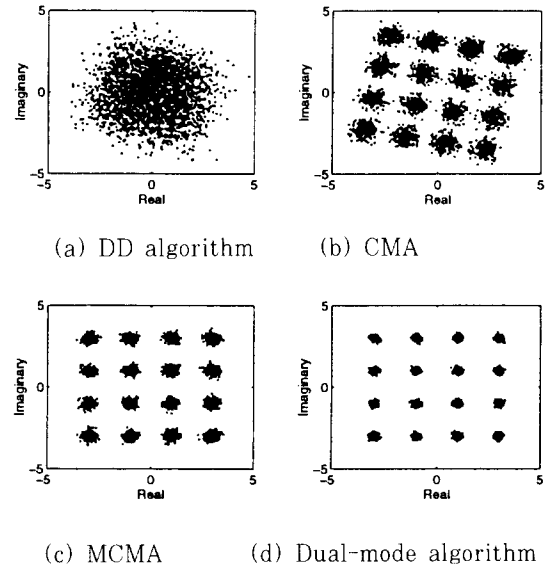


그림 5. 16-QAM 에 대한 등화 후의 신호군
Fig. 5. Constellations of 16-QAM after equalization.

다음에는 64-QAM 신호에 대해 100 회의 Monte Carlo 수행을 통해 얻은 잔류 심볼간 간섭 데이터를 앙상블을 평균하여 그림 6 에 나타내었고, 그림 7 에는 등화된 후의 신호군을 나타내었다. SNR = 40 dB 의 조건에서 μ 값으로는 결정의거에서 2.0×10^{-5} , CMA 및 변형된 CMA 에서 2.0×10^{-6} , 그리고 이중모드 알

고리즘에서는 변형된 CMA 모드에서 4.0×10^{-6} 결정 의거 모드에서 2.0×10^{-4} 으로 하였으며, 신뢰 구간은 $Z_R = Z_I = 0.5$ 로 설정하였다. 시뮬레이션 결과는 앞의 16-QAM 의 경우에서와 유사하며, 제안한 이중모드 알고리즘은 CMA 나 결정의거 알고리즘에 비해 수렴 속도와 심볼간 간섭 제거 성능 및 위상 회전 복원 능력에서 모두 우수한 것으로 나타났다.

거 알고리즘은 매우 완전한 수렴 특성을 보이고 있다. 이는 눈 모형이 완전히 닫힌 상태에서 결정의거에 의한 오차 추정은 부정확하기 때문에 잘못된 탭 계수 갱신을 피하기 위해 상대적으로 매우 작은 스텝 사이즈를 사용할 수밖에 없는 결과이며, 스텝 사이즈를 보다 크게 할 경우 발산하게 된다. CMA 는 등화시 반송파 위상 복원을 요하지 않기 때문에 심볼간 간섭 등화와 반송파 위상 복원을 분리하는 잇점이 있는 반면, 위상 복원을 수행하지 않으므로써 수렴 속도가 느리고^[10,20], 아울러 등화된 출력은 임의의 위상 회전된 신호군에 수렴하게 된다^[12]. 변형된 CMA 의 경우는 심볼간 간섭 등화와 반송파 위상 복원을 동시에 수행함으로써 보다 정확한 오차 추정이 가능하며, 따라서 CMA 에 비해 적은 잔류 심볼간 간섭과 빠른 수렴 속도를 보이고 있다. 이중모드 알고리즘에서는 등화기 출력의 9오차 레벨에 따라 변형된 CMA 모드 또는 결정의거 모드에서 동작한다. 즉, 눈 모형이 심하게 닫혀있는 등화 초기에는 주로 변형된 CMA 모드에서 동작하여 눈 모형을 열리게 하고, 이후에는 주로 결정의거 모드에서 동작하여 눈 모형을 보다 열리게 하는 것이 가능하다. 결정의거 알고리즘의 동작을 그 오차 추정이 신뢰성있는 영역으로 한정함으로써 결정의거 알고리즘만으로 수행하는 경우에 비해 상대적으로 매우 큰 스텝 사이즈를 사용할 수 있으므로 빠른 수렴 속도를 얻을 수 있다. 아울러 변형된 CMA 모드에 의해 심볼간 간섭을 등화함과 동시에 위상 회전을 복원한다.

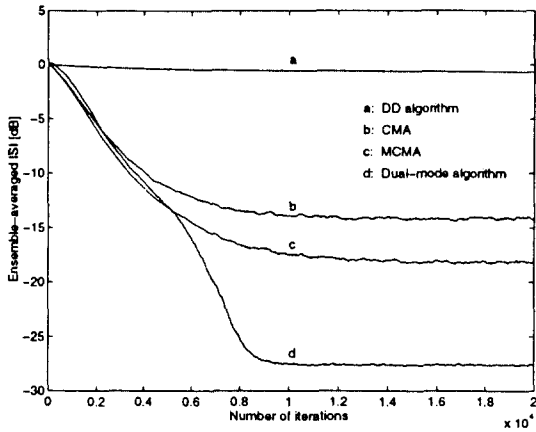


그림 6. 64-QAM 에 대한 심볼간 간섭 비교
Fig. 6. Comparison of ISI for 64-QAM.

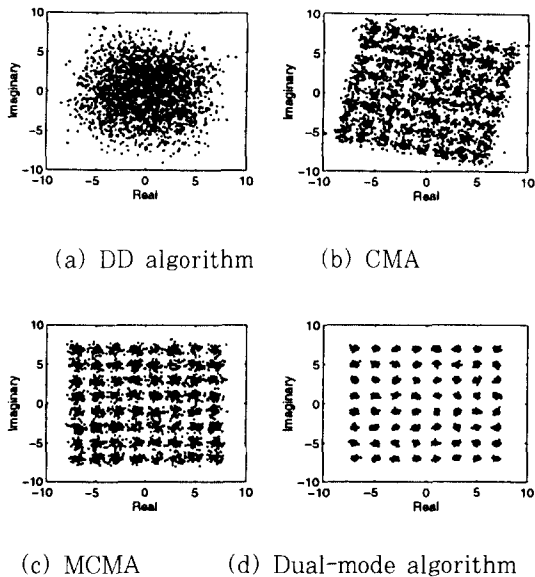


그림 7. 64-QAM 에 대한 등화 후의 신호군
Fig. 7. Constellations of 64-QAM after equalization.

이상의 시뮬레이션 결과를 고찰해 보면, 우선 결정의

V. 결 론

본 논문에서는 변형된 CMA 와 결정의거 알고리즘을 결합하여, 두 알고리즘의 장점은 이용하고 단점은 보완하는 식으로 동작하는 이중 모드 알고리즘을 제안하였다. 제안한 알고리즘은 수렴을 검출할 필요없이 등화기 출력의 오차 레벨에 따라 블라인드 등화 모드와 결정의거 등화 모드간을 자동 전환한다. 또한 CMA 에서는 피할 수 없는 문제인, 채널에 의한 임의의 위상 회전된 신호군에 수렴하는 문제를 해결하기 위해 별도의 위상 복원 루프를 사용하는 대신, CMA 의 오차 함수를 변형하여 등화 과정에서 위상 복원이 동시에 이루어지도록 개선하였다. 따라서 본 알고리즘은 등화와 반송파 위상 복원을 결합한 알고리즘이라 할 수 있다. 본 알고리즘의 개선은 첫째, CMA 를 변형하여 채널에 의한 위상 회전을 등화와 동시에 복원하도록 하였으며, 둘째 변형한 CMA 를 결정의거 알고리즘과 병용하는 이중모드 알고리즘을 제안, 결과적으로 CMA 와 결정의거 알고리즘에 비해 성능을 향상시켰다.

참 고 문 헌

- [1] J.G. Proakis, *Digital Communications*, 2nd Ed., New York, N.Y., McGraw-Hill, 1989.
- [2] A. Benveniste and M. Goursat, "Blind Equalizers," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-32, pp. 871-883, Aug. 1984.
- [3] Y. Sato, "A Method of Self-Recovering Equalization for Multilevel Amplitude-Modulation Systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-23, pp. 679-682, June 1975.
- [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] 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.
- [7] 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, Sep. 1987.
- [8] V. Weerackody, "New Algorithms and Analysis for Blind Adaptive Equalization," Ph.D. Dissertation, Univ. of Pennsylvania, 1989.
- [9] F.J. Ross and D.P. Taylor, "An Enhancement to Blind Equalization Algorithms," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-39, pp. 636-639, May 1991.
- [10] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, Second Edition, Englewood Cliffs, N.J., Prentice Hall, 1991.
- [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] J. Karaoguz, "An Unsupervised Gaussian Cluster Formation Technique as a Busgang Blind deconvolution Algorithm," *Proc. 1993 IEEE Int. Sym. Cir. Sys.*, pp. 719-722, May 1993.
- [13] M.J. Ready and R.P. Gooch, "Blind Equalization Based on Radius Directed Adaptation," *Proc. 1990 IEEE Int. Conf. Acoust., Speech, Signal Processing, Albuquerque, NM*, pp. 1699-1702, Apr. 1990.
- [14] J.R. Treichler, V. Wolff and C.R. Johnson, Jr., "Observed Misconvergence in the Constant Modulus Adaptive Algorithm," *Proc. 25th Asilomar Conf. Signals, Syst., Computers*, Pacific Grove, CA, pp. 663-667, Nov. 1991.
- [15] N.K. Jablon, "Joint Blind Equalization, Carrier Recovery, and Timing Recovery for 64-QAM and 128-QAM Signal Constellations," *Proc. 1989 IEEE Int. Conf. Commun.*, Boston, MA, pp. 1043-1049, June 1989.
- [16] K.N. Oh and Y.O. Chin, "Modified Constant Modulus Algorithm: Blind Equalization and Carrier Phase Recovery Algorithm," *Proc. 1995 IEEE Int. Conf. Commun.*, Seattle, WA, June 1995.
- [17] D.H. Brandwood, "A Complex Gradient Operator and Its Application in Adaptive Array Theory," *IEE Proc.*, vol. 130, pts. F and H, pp. 11-16, Feb. 1983.
- [18] S.C. Bateman and S.Y. Ameen, "Comparison of Algorithms for Use in Adaptive Adjustment of Digital Data Receivers," *IEE Proc.*, vol. 137, pt. I, pp. 85-96, 1990.
- [19] 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.

[20] S. Bellini, "Bussgang Techniques for Blind Equalization." *Proc. 1986 IEEE*

Globecom, Houston, Tex., pp. 1634-1640, 1986.

저 자 소 개



吳吉男(正會員)

1958년 5월 26일생. 1982년 2월 경희대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1984년 2월 경희대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사). 1984년 3월 ~ 현재 한국전자통신연구소 선임연구원.

1992년 3월 ~현재 경희대학교 대학원 전자공학과 박사과정. 주관심 분야는 적응신호처리, 디지털 통신

陣庸玉(正會員) 第 31卷 A編 第 9號 參照.

현재 경희대학교 전자공학과 교수