

Constant Modulus Algorithm을 변형한 자기적응 채널 등화 알고리즘

正會員 吳 吉 男* 正會員 陳 庸 玉**

Blind Channel Equalization Algorithm Based on Modified Constant Modulus Algorithm

Kil Nam Oh* Yong Ohk Chin** *Regular Members*

要 約

본 논문에서는 자기적응 등화와 위상 복원을 동시에 달성하는 새로운 채널 등화 알고리즘을 제안한다. 제안한 알고리즘은 constant modulus algorithm(CMA)에서 위상 복원과는 독립적으로 등화를 달성함으로써 발생하는 위상 회전을 복원하기 위해 CMA의 코스트 함수를 변형하여 등화와 동시에 위상을 복원하도록 개선하였다. 아울러 CMA에 비해 잔류 심볼간 간섭과 수렴 속도에서 성능 향상을 이룩하였으며, CMA와 결정의거 위상 복원을 결합한 스킴에 비해 계산의 복잡성을 줄이면서 동일한 수준의 위상 복원 성능을 달성하였다. 시뮬레이션을 통해 제안한 알고리즘은 심볼간 간섭과 반송파 주파수 오프셋 및 채널에 의한 위상 왜곡이 존재하는 상황에서 quadrature amplitude modulation(QAM) 신호에 대해 심볼간 간섭과 위상 오차를 동시에 제거함으로써 등화기 출력에서 송신된 데이터와 동일한 신호배치를 얻을 수 있음을 확인하였다.

ABSTRACT

A new channel equalization algorithm that accomplishes blind equalization and carrier phase recovery simultaneously is proposed. In constant modulus algorithm(CMA), equalizer convergence does not require carrier recovery, at convergence the output constellation will have a phase error. With the modification of CMA, the proposed algorithm can solve the problem that CMA converges to rotated version of the transmitted data constellation. Furthermore, the new scheme leads to performance enhancement of

* 한국전자통신연구소 전자공학연구소
Radio Science Section, ETRI
** 경희대학교 전자공학과
Dept. of Electronic Engineering, Kyung Hee University
論文番號 : 9497
接受日字 : 1994年 3月 29日

convergence speed and residual ISI than those of CMA. In addition, the proposed algorithm accomplishes performance as same as that of joint CMA and DD phase recovery scheme with reduction in computational complexity. Simulation results confirm the proposed algorithm results in removing ISI and correcting carrier phase error at the same time, so it achieves the original data constellation at equalizer output.

I. 서 론

디지털 통신이 급증하면서 대역 제한된 채널로 고속 데이터 전송이 요구되며, 이에 따라 심볼간 간섭(intersymbol interference : ISI)이 불가피하다. 이와 같은 심볼간 간섭은 디지털 통신 시스템의 성능에 가장 큰 저해 요인이 되는 것으로 알려져 있다.^[1] 심볼간 간섭을 제거하는 방법의 하나로 적응 채널 등화(adaptive channel equalization) 기법이 있으며, 여기에서는 학습 열(training sequence)을 사용하고 평균 자승 오차(mean square error)를 코스트 함수로 하여 적응 필터의 계수를 초기화한다. 초기 학습 이후 등화기는 결정의거(decision-directed : DD) 모드로 전환하여 송신된 심볼을 결정회로에서 판정한다.

그러나 학습 열을 주기적으로 보내는 것은 상당한 부하가 되며, 또한 채널 왜곡을 예측하여 적절한 순간에 학습 열을 보내는 것은 불가능하다. 따라서 학습 열에 의존하지 않고 통신 채널을 적응 등화하는 기법이 필요하며, 이는 자기복원(self-recovering), 자기적용(self-adaptive) 또는 블라인드(blind) 등화로 알려져 있다.^{[2]~[8]} 자기적용 등화에서는 학습 열 대신 송신된 신호의 통계적 특성과 수신 신호만을 이용한 코스트 함수를 최소화하는 것에 기초하고 있다. 자기적용 등화 알고리즘(blind equalization algorithm : BEA)은 주로 눈 모형(eye pattern)이 심하게 닫혀 있는 상황에서 초기 수렴을 위해, 또는 통신이 두절된 후의 재개시에 사용되며, 자기적용 수렴 이후 등화기는 결정의거 모드로 전환하여 정상적인 데이터 수신을 개시한다.

이때 등화기 출력은 반송파 주파수 오프셋에 의해 위상 오차를 갖는 신호배치를 형성하는 것이 일반적이며, 이와 같은 위상 오차는 결정회로가 등화기의 출력으로부터 원 데이터 신호배치를 복원할 수 없게 하여 등화기의 성능 저하를 초래한다. 따라서 이에 대처하기 위해서는 등화 후에 반송파 추적 루프(carrier

tracking loop)를 사용하여 위상 오차를 복원하여야 한다. 자기적용 등화와 반송파 위상 복원을 결합한 스킴이 문헌[4], [7]~[12]에 발표된 바 있다. 이와 같은 구조에서는 등화기와 별도의 반송파 위상 복원을 위한 phase-locked loop(PLL)을 결합하고 있다.

본 논문에서는 심볼간 간섭과 위상 오차를 동시에 제거하는 한 방법으로, 등화후 별도의 반송파 추적 루프를 사용하는 대신, CMA를 변형하여 자기적용 등화와 위상 복원을 동시에 수행하는 새로운 채널 등화 알고리즘을 제안하고자 한다. 본 논문의 구성은 II장에서 CMA와 반송파 위상 복원 알고리즘에 대해 기술한 후, III장에서 제안하고자 하는 변형된 CMA를 유도한다. IV장에서는 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 심볼간 간섭과 반송파 주파수 오프셋이 존재하는 상황에서 제안한 알고리즘의 위상 복원 및 등화 성능을 확인하고, 마지막으로 V장에서 결론을 맺는다.

II. CMA와 반송파 위상 복원

자기적용 채널 등화 시스템의 기저대역 모델은 그림 1과 같으며, 심볼간 간섭, 부가 잡음 및 반송파 위상 오차가 존재한다고 가정하면, 수신된 신호 $x(k)$ 를 다음과 같이 쓸 수 있다.

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

여기서 등가 채널 임펄스 응답 $h(k)$ 는 송신기 필터, 채널 및 수신기 필터가 포함된 임펄스 응답이며, 임펄스 응답의 길이는 M 으로 주어진다. 입력 데이터 열 $a(k)$ 는 일반적으로 복소수로서 가우시안 분포가 아닌, 평균이 0이고 분산이 $E[|a(k)|^2]$ 인 독립 일양 분포(independent, identically distributed : i. i. d.)의 랜덤 변수이고, 부가 잡음 $n(k)$ 는 평균이 0이고 분산이 $E[|a(k)|^2] = \sigma_n^2$ 인 가우시안 분포이며 입력 데이터

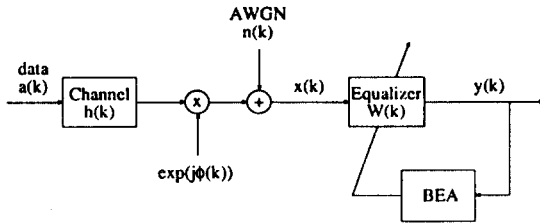


그림 1. 자기적용 채널 등화 시스템의 등가 기저대역 모델

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

열과 통계적으로 독립이라고 가정한다. $\phi(k)$ 는 반송파 주파수 오프셋(carrier frequency offset)에 의한 위상 오차로서 $\phi(k) = 2\pi k \Delta f / R$ 로 표시되며,^[8] R 은 심볼 속도(symbol rate)를 나타낸다. 이와 같은 위상 오차는 QAM과 같은 2차원 통신 시스템에서는 송신된 데이터 열의 실수 성분과 허수 성분간에 cross-coupling 효과를 야기시킨다.^[12] 따라서 심볼간 간섭과 위상 오차의 두 효과를 제거하기 위해서는 등화와 함께 위상 복원이 이루어져야만 한다.

1. Constant Modulus Algorithm(CMA)

Godard^[4] Treichler 등^{[5],[6]}에 의해 2차원 디지털 통신 시스템을 등화하기 위한 CMA의 부류가 개발되었으며, 이는 QAM 신호 등화에 가장 널리 사용되고 있는 자기적용 등화 알고리즘 중의 하나이다. CMA는 M-ary PSK(phase shift keying) 시스템에 있어서 자기적용 등화기의 출력이 심볼간 간섭으로 인하여 일정 진폭(constant modulus)을 갖지 못할 때, 이를 일정한 값이 되도록 함으로써 채널 왜곡을 등화하게 된다는 개념에서 비롯되었다.

그림 1에서 등화기의 임펄스 응답을 $W(k)$ 라 하면 등화기의 출력 $y(k)$ 는,

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

가 된다. 여기서 $W(k) = [w_0(k), w_1(k), w_2(k), \dots, w_{N-1}(k)]^T$ 는 등화기의 탭 계수 벡터, $X(k) = [x(k), x(k-1), x(k-2), \dots, x(k-N+1)]^T$ 는 등화기의 입력 데이터 벡터, N 은 등화기의 탭 길이이다.

윗첨자 T 는 벡터의 전치를 의미한다.

CMA에서 사용되는 코스트 함수는 다음의 형태를 가지며,^[4]

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

$E[\cdot]$ 는 통계적 기대치를 나타낸다. 등화기의 탭 벡터에 대해 코스트 함수를 최소화하기 위해 stochastic gradient descent(SGD) 알고리즘을 사용하면 등화기의 탭 벡터 갱신 식은,

$$\begin{aligned} W(k+1) &= W(k) - \mu \cdot \hat{\nabla} J(k) \\ &= W(k) - \mu \{y(k) |y(k)|^{p-2} \\ &\quad (|y(k)|^p - R_p)\} X^*(k) \end{aligned} \quad (4)$$

가 되며, μ 는 스텝 사이즈 파라메타, 윗첨자 *는 공액 복소수를 표시한다.

여기서 R_p 는 정상 상태를 고려하여 결정되는 상수로, 이는 채널이 완전히 등화되었을 때 탭 벡터에 대한 코스트 함수의 평균 gradient가 0이 되도록 정해진다.^[9] 즉 정상상태에서 등화기 출력은 송신된 데이터 심볼 $a(k)$ 에 근접하게 되므로 등화기 출력을 $y(k) \approx a(k)$ 로 놓을 수 있다. 그러므로 정상 상태에서는 식(4)의 탭 갱신 항을 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$a(k) |a(k)|^{p-2} |a(k)|^p - R_p X^*(k) = 0$$

여기에서 $a(k)$ 는 실수 성분과 허수 성분이 서로 독립인 i.i.d. 변수로 가정하고 $x(k) = h(k) * a(k)$ 를 대입하면, R_p 는 다음과 같이 정의된다.^[4]

$$R_p = \frac{E[|a(k)|^{2p}]}{E[|a(k)|^p]} \quad (5)$$

대개 p 는 1과 2로 제한되며, $p=2$ 인 경우가 CMA로 알려져 있으나, 이 부류의 알고리즘을 CMA로 통칭하는 것이 일반적이다.

Godard에 의하면 코스트 함수(3)은 일반적인 2차원 신호배치, 즉 rectangular QAM과 같은 비일정 진폭(non-constant modulus) 신호의 경우에도 적용되는 것으로 알려져 있다.^[4]

2. 반송파 위상 복원 알고리즘

CMA에서 사용한 코스트 함수(3)에서 알 수 있는 바와 같이 CMA는 반송파의 위상에 독립적이기 때문에 존재하는 상황에서 위상 복원과는 관계없이 수렴할 수 있다. 이것은 CMA의 장점인 반면, 이로 인해 CMA에서는 등화기 출력이 임의의 위상 회전된 신호 배치에 수렴하는 문제를 갖게 되며, 아울러 주파수 오프셋에 의해 회전하는 신호배치를 형성한다.[15] 이러한 상황에서 등화기 출력을 원래의 송신 데이터 신호배치로 복원시키기 위해서는 등화가 이루어진 후에 별도의 반송파 추적 루프를 사용해야만 한다.

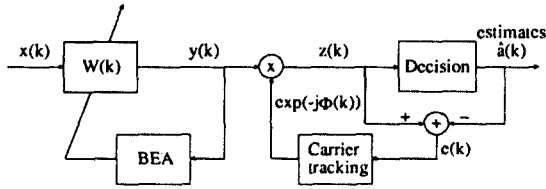


그림 2. 자기적용 등화와 결정의거 반송파 위상 복원을 결합한 스킴

Fig. 2. Joint blind equalization and DD carrier phase recovery

이에 관한 연구에서는 적응 등화와 반송파 복원을 결합한 스킴이 [13], [14]에서, 자기적용 등화와 반송파 복원을 결합한 스킴이 [4], [7] ~ [12] 등에서, 각각 발표되었다. 그림 2에 자기적용 등화와 결정의거 형태의 반송파 위상 복원을 결합한 구조를 나타내었다. 결정의거 반송파 추적 루프에서는 등화기의 출력과 그 추정간의 오차를 사용하며, 위상 갱신 식은 다음과 같이 주어진다.[8]

$$\Phi(k+1) = \Phi(k) - \mu_{\phi} \text{Im}[z(k)e^{*}(k)] \quad (6)$$

여기서 μ_{ϕ} 는 스텝 사이즈 파라메타, $e(k)$ 는 추정 오차로서 $e(k) = z(k) - \hat{a}(k)$ 로 되며, $z(k) = y(k)e^{-j\phi}$ (k)는 위상보정된 등화기의 출력, $\hat{a}(k)$ 는 $z(k)$ 에 대한 결정 회로의 추정을 나타낸다. 이와 같은 위상 추적 루프에서는 위상 오차에 대한 추정 $\Phi(k) \cong \phi(k) + \phi_0 = 2\pi k \Delta f / R + \phi_0$ 을 발생시키다. 즉, 반송파 주파수 오프셋에 의한 위상 오차 $\phi(k)$ 와 채널에 의한 일정 위

상 회전 ϕ_0 이 결합된 위상 오차의 추정을 제공한다. [11]

III. CMA를 변형한 자기적용 채널 등화 알고리즘

본 논문에서 제안하고자 하는, 위상 복원과 채널 등화를 동시에 달성하는 새로운 자기적용 알고리즘은 CMA에서 사용된 식(3)의 코스트 함수를 다음과 같이 실수 및 허수 코스트 함수의 형태로 변형, 새로운 형태의 코스트 함수를 도입함으로써 유도된다.

$$J(k) = J_R(k) + J_I(k) \quad (7)$$

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

$$J_R(k) = E[(|y_R(k)|^p - R_{p,R})^2] \quad (8)$$

$$J_I(k) = E[(|y_I(k)|^p - R_{p,I})^2] \quad (9)$$

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

$$R_{p,R} = \frac{E[|a_R(k)|^{2p}]}{E[|a(k)|^{2p}]} \quad (10)$$

$$R_{p,I} = \frac{E[|a_I(k)|^{2p}]}{E[|a(k)|^{2p}]} \quad (11)$$

코스트 함수를 최적화하기 위해 CMA에서와 마찬가지로 SGD 기법을 적용하면, 탭 계수 갱신식은

$$\begin{aligned} W(k+1) &= W(k) - \mu \cdot \hat{W}J(k) \\ &= W(k) - \mu e(k) X^*(k) \end{aligned} \quad (12)$$

가 되며, 여기서 오차 함수 $e(k) = e_R(k) + j e_I(k)$ 는 다음으로 주어진다.

$$e_R(k) = y_R(k) |y_R(k)|^{p-2} (|y_R(k)|^p - R_{p,R}) \quad (13)$$

$$e_I(k) = y_I(k) |y_I(k)|^{p-2} (|y_I(k)|^p - R_{p,I}) \quad (14)$$

위 식은 $y_R(k)$ 와 $y_I(k)$ 를 $y(k)$ 와 $y^*(k)$ 의 항으로 표현하고,

$$y_R(k) = \frac{1}{2}\{y(k) + y^*(k)\} \quad (15)$$

$$y_I(k) = \frac{1}{2j}\{y(k) - y^*(k)\} \quad (16)$$

아래와 같은 복소수 gradient 벡터에 대한 Brandwood^[16]의 관계식을 사용하면 유도된다.

$$\nabla J(k) = 2\nabla w^*(k)(J(k)) \quad (17)$$

식 (10)~(14)를 본 문에서 제안한 변형된 CMA라 한다. 이는 실수 채널에서는 원래의 CMA와 동일해 지므로 이와 같이 변형한 CMA를 실수 및 복소수 채널에 적용할 수 있다.

$p=2$ 인 경우, CMA의 코스트 함수 (3)은 정상상태에서 $e(k) x_0$ 로 가정하면 그림 3(a)에서와 같이 등화기 출력을 반경이 $\sqrt{R_2}$ 인 원주상의 임의의 점에 놓이도록 함을 알 수 있다.^[17] 즉 코스트 함수는 등화기 출력의 modulus에만 기초하고 있기 때문에 채널에 의한 임의의 위상 회전 ϕ 와 반송파 주파수 오프셋 $\Delta f/R$ 과는 무관하게 등화를 달성하도록 한다. 이로 인해 주파수 오프셋이 없다고 가정할 경우, 등화기 출력은 오직 채널에 의해 임의의 위상 회전된 신호배치에 수렴하게 되고, 반송파 주파수 오프셋이 있는 경우, 등화된 출력은 주파수 오프셋에 의해 회전하게 된다.^[10]

따라서 이를 보정하기 위해서는 등화 후 별도의 반송파 복원이 필요하다.

그러나 코스트 함수(3)을 식 (8), (9)와 같이 변형하면 CMA에서와는 달리 등화기 출력을 실수 및 허수 성분으로 분리, 추정한다. 따라서 그림 3(b)에서와 같이 등화기 출력의 실수 성분을 원이 아닌, 실수 축상의 $+\sqrt{R_{2,R}}$ 또는 $-\sqrt{R_{2,R}}$ 점에 놓이게 하며, 마찬가지로 등화기 출력의 허수 성분을 원이 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 등화와 함께 위상 복원도 달성하도록 하며, 이와 같은 변형으로 등화기 출력은 반송파 주파수 오프셋이 없는 경우 채널에 의한 임의의 위상 회전은 충분히 복원하며, 반송파 주파수 오프셋이 있는 경우에도 어느 정도의 주파수 오프셋을

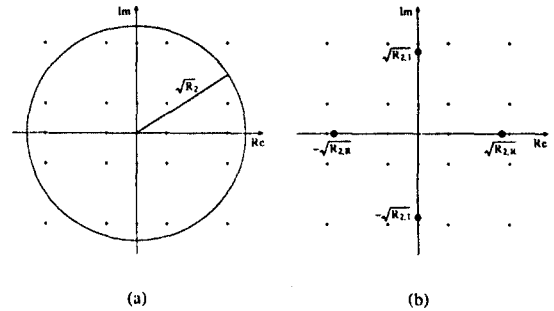


그림 3. 코스트 함수의 정상 상태에서의 궤적 (a) CMA (b) 제안한 알고리즘
Fig. 3. Trajectory of cost function in steady-state (a) CMA and (b) Proposed algorithm

추적할 수 있게 된다. 결국 이는 등화기 출력이 원 송신 데이터의 각 심볼에 해당하는 문집들과 위상 회전이 복원된 신호배치를 형성하도록 하며, 등화가 진행되면서 원 데이터 심볼 주위의 보다 작은 영역으로 모이게 한다. 이와 같은 변형으로 인하여, CMA와는 달리 변형된 CMA에서는 위상 복원이 별도의 반송파 추적 과정없이 심볼간 간섭을 등화함과 동시에 이루어진다. 결과적으로 본 알고리즘은 채널 등화와 위상 복원을 결합한 알고리즘이라 할 수 있다. 아울러 변형된 CMA에서는 심볼간 간섭과 위상 오차를 동시에 제거하므로 보다 정확한 오차 추정이 가능하며, 따라서 CMA에 비해 보다 적은 전류 심볼간 간섭과 빠른 수렴 속도를 얻을 수 있다.

IV. 시뮬레이션 및 고찰

본 논문에서 제안한 변형된 CMA의 위상 복원 능력과 잔류 심볼간 간섭 및 수렴 속도등을 평가하기 위해 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 성능을 검증하였다. 시뮬레이션에서 사용한 채널은 임펄스 응답이 그림 4와 같으며,^[8] 이는 심볼간 간섭은 비교적 작으나 위상 왜곡이 심한 대표적인 채널이다. 등화기로는 차수가 8인 transverse 필터 구조의 복소수 등화기를 적용하였으며, 필터의 중심 탭은 1로, 중심 탭을 제외한 모든 탭은 0으로 초기화하였다. 시뮬레이션은 16-QAM 신호를 대상으로 하였으며, 등화기 입력에서 반송파 주파수 오프셋 및 부가 잡음을 고려하였다.

먼저 제안한 알고리즘의 위상 복원 능력을 평가하기 위해 CMA 및 CMA와 결정의거 반송파 위상 복원을

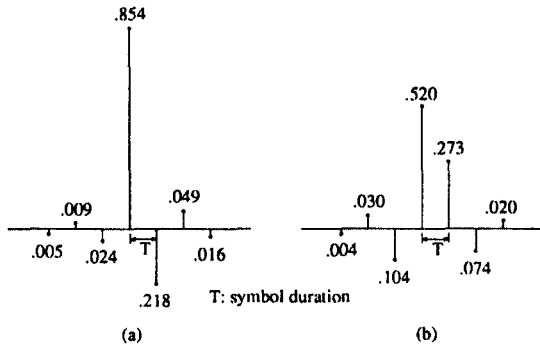


그림 4. 채널 임펄스 응답 (a) 실수 성분 (b) 허수 성분
 Fig. 4. A channel impulse response (a) Real and (b) Imaginary part

결합한 스킴과 비교하였다. 시뮬레이션에서는 그림 1과 같은 모델의 의거, 데이터 열을 발생시켰으며, 등화기 및 반송파 추적 루프는 그림 2와 같은 형태를 가정하였고, CMA는 식 (4), 결정의거 반송파 위상 복원은 식 (6) 그리고 변형된 CMA는 식 (12)에 따랐다.

첫번째 시뮬레이션에서는 반송파 주파수 오프셋이 없는 경우 ($\Delta f/R=0$)를 고찰하였다. SNR = 30dB로 하였으며, 그 결과는 그림 5와 같다. 그림에서는 10,000번 수행 이후의 3,000 데이터 포인트를 나타내었다. 그림 5(a)는 등화 전의 신호배치이며, 그림 5(b)는 CMA만의 경우 즉, 위상 보정을 하지 않은 경우이며, 그림 5(c)는 CMA와 결정의거 반송파 추적 루프를 사용하여 등화와 위상 복원을 결합한 경우이고, 그림 5(d)는 제안한 알고리즘의 경우이다. 예상한 바와 같이 CMA만의 경우는 채널에 의해 임의의 위상 회전된 신호배치에 수렴하는 반면, CMA를 결정의거 반송파 추적 루프와 함께 사용한 경우와 제안한 알고리즘의 경우에는 이를 복원한 신호배치를 형성하고 있다.

두번째 시뮬레이션에서는 반송파 주파수 오프셋이 있는 경우 ($\Delta f/R=10^{-4}$)에 대해 제안한 알고리즘의 위상 복원 성능을 고찰하였다. SNR = 30dB의 조건에서 10,000번 수행 이후의 3,000 데이터를 그림 6에 나타내었다. 그림 6(b)의 CMA만의 경우는 반송파 주파수 오프셋에 의해 회전하는 신호배치를 형성하는 반면, 그림 6(c)의 CMA와 결정의거 반송파 추적 루프를 함께 사용한 경우 및 그림 6(d)의 제안한 알고리즘의 경우에는 이를 복원한 신호배치에 수렴하는 것을

볼 수 있다. CMA의 경우 등화기 출력이 세계의 고리 모양을 형성하고 있는데, 이는 등화는 되었으나 위상 오차를 복원하지 못했음을 의미하고 있다. 즉, CMA는 위상 오차와 무관하게 등화기 출력의 눈 모양을 열리게 할 수 있으나, 등화 후에 위상 복원이 필요하다라는 것을 알 수 있다. 이상의 두 시뮬레이션 결과 제안한 알고리즘은 등화 후 위상 복원 과정을 거치지 않고도 $\Delta f/R$ 가 10^{-4} 이하에서 등화와 함께 반송파 주파수 오프셋 및 채널에 의한 임의의 위상 회전을 복원하고, CMA와 DD 위상 복원을 결합한 구조에 비해 하드웨어의 복잡성을 줄이면서 동일한 정도의 성능을 달성하는 것으로 평가할 수 있다.

다음에는 제안한 알고리즘의 수렴 특성을 살펴보기 위해 CMA는 물론, 잘 알려져 있는 축소 신호군 알고리즘 (reduced constellation algorithm : RCA)^{[2],[3]} 및 Stop-and-Go 결정의거 알고리즘^[8] 등과 수렴 속도 및 잔류 심볼간 간섭을 비교하였다. 시뮬레이션에서는 다음과 같이 정의되는 심볼간 간섭^[18]을 성능 평가 지표로 사용하였다.

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

이 식에서 *는 콘볼루션을 의미하며, 위의 ISI식은 완전한 등화에 이르면 ISI = 0이 된다.

그림 7에 16-QAM 신호에 대해 100회의 Monte Carlo 수행을 통해 얻은 잔류 심볼간 간섭 데이터를 앙상블 평균하여 그 결과를 dB로 나타내었다. 반송파 주파수 오프셋 $\Delta f/R$ 은 10^{-5} 로 하였으며, SNR은 300dB로 하였으며, μ 값은 가능한 빠른 수렴 속도와 작은 심볼간 간섭을 보이는 것을 절충하여 택하였다.

시뮬레이션 결과를 고찰해 보면, 우선 RCA는 CMA에 비해 수렴 속도가 떨어지고 잔류 심볼간 간섭이 다소 큰 것으로 나타났다. 이것은 [9]의 결과와도 일치하는 것으로, 반송파 주파수 오프셋이 있는 상황에서 RCA는 오차 추정의 오류로 인하여 등화기의 탭 계수 조정이 잘못되기 때문인 것으로 알려져 있다.^[9]

Stop-and-Go 알고리즘은 오차 추정의 신뢰성이 낮을 때 즉, 결정의거 오차 추정과 RCA에 의한 오차 추정의 두 부호가 일치하지 않을 경우에는 등화기의 탭 계수 갱신을 멈춤으로써 탭 계수 조정의 정확성을

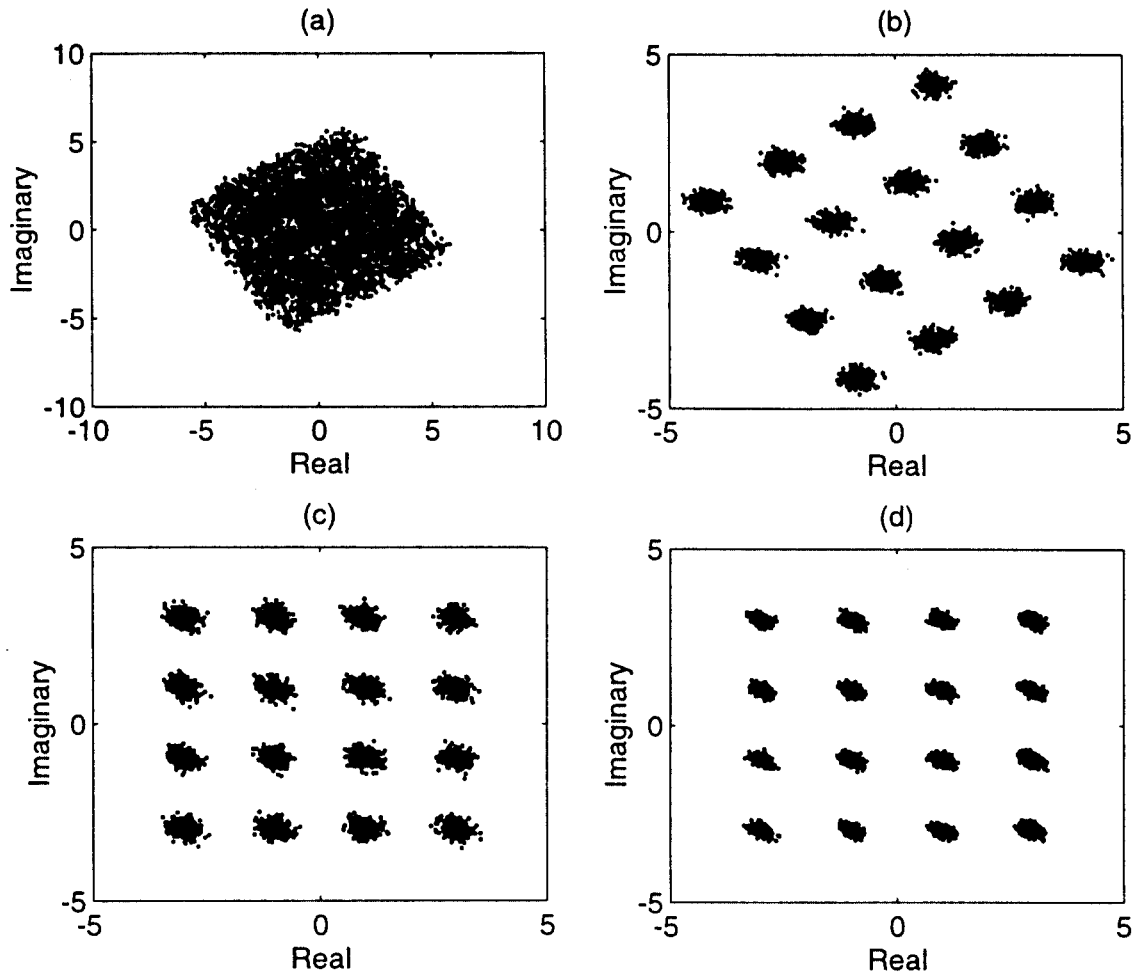


그림 5. 반송파 주파수 옵셋이 없는 경우 16-QAM에 대한 신호배치도
 (a) 등화전 (b) CMA (c) CMA와 결정의거 반송파 위상 복원
 (d) 제안한 알고리즘

Fig. 5. Constellations of a 16-QAM without carrier frequency offset
 (a) Unequalized output (b) CMA
 (c) Joint CMA and DD carrier phase recovery, and
 (d) Proposed algorithm

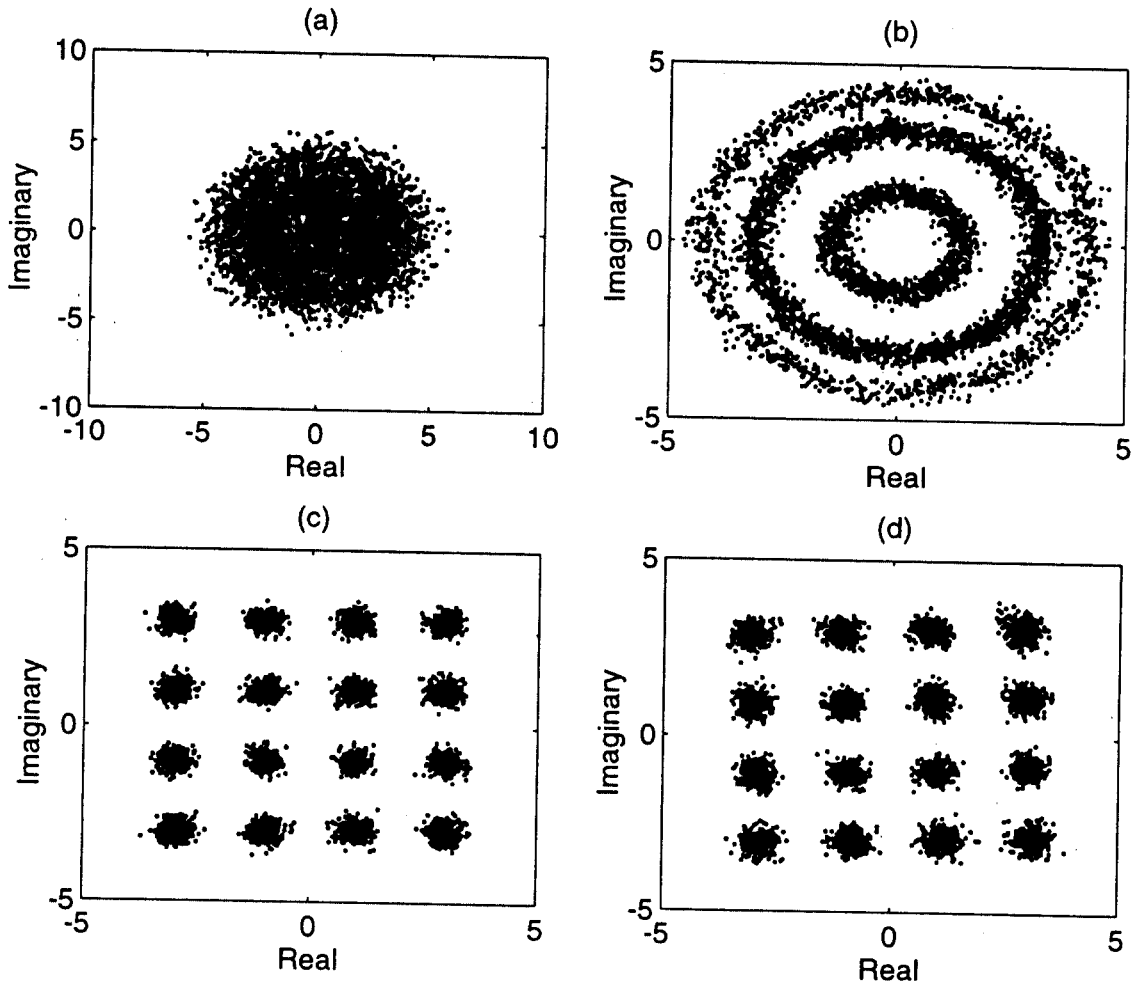


그림 6. 반송파 주파수 오프셋이 있는 경우 16-QAM에 대한 신호배치도

- (a) 등화전 (b) CMA
- (c) CMA와 결정의거 반송파 위상 복원
- (d) 제안한 알고리즘

Fig. 6. Constellations of a 16-QAM with carrier frequency offset

- (a) Unequalized output (b) CMA
- (c) Joint CMA and DD carrier phase recovery, and
- (d) Proposed algorithm

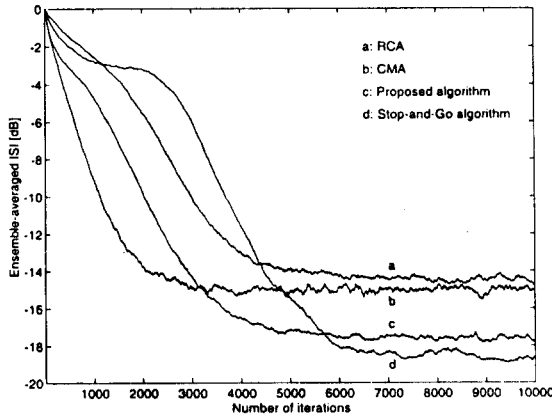


그림 7. 앙상블 평균한 심볼간 간섭 비교
 Fig. 7. Comparison of ensemble averaged ISI.

기하고자 하였다. 그러나 채널 왜곡이 심한 경우에는 오차 추정의 오류로 인하여 불필요하게 적응 과정을 중지함으로써 초기 수렴 속도가 다소 느리게 되며, 일단 눈 모형을 열리기 시작하면 수렴 속도는 빨라진다. 또한 결정의거 오차 추정을 적용함으로써 수렴후 잔류 오차를 상당히 개선하였다.

CMA는 위상 복원과 독립적으로 등화를 수행하므로 수렴 속도가 빠르고 잔류 심볼간 간섭도 비교적 작지만 임의의 위상 회전된 신호 배치에 수렴하고 있다. 이것은 일정 위상 회전의 경우에는 심각한 문제는 아니나, 디지털 무선 채널과 같은 시변 채널에서는 위상 왜곡이 CMA의 성능을 상당히 저하시키는 것으로 알려져 있다.^[19] 아울러 CMA는 위상 복원을 심볼간 간섭 등화와는 별개로 간주하기 때문에 시변 채널에서는 다른 자기적응 기법에 비해 수렴 속도가 저하된다.^[20]

마지막으로 제안한 알고리즘은 CMA 오차 함수의 형태를 그대로 유지하면서 단지 실수 성분과 허수 성분을 분리하여 추정하도록 변형함으로써, 수렴 특성은 CMA를 따르면서 등화와 동시에 위상을 복원하도록 개선하였다. 따라서 보다 정확한 오차 추정이 가능하여 잔류 심볼간 간섭이 CMA 보다 작을 뿐만 아니라, 수렴 속도도 향상되는 것으로 나타났다.

V. 결 론

CMA에서는 코스트 함수가 시스템의 위상을 포함하지 않기 때문에 위상 복원과 무관하게 등화를 달성하나, 이로 인해 등화기 출력은 수렴시 위상 오차를 갖은 신호배치를 형성하며, 위상 복원을 위해서는 별도의 반송파 추적 루프가 필요하다. 본 논문에서는 CMA의 코스트 함수를 변형하여 반송파 위상 복원을 결합하지 않고도 등화 과정에서 위상 복원이 동시에 이루어지도록 개선하였다. 시뮬레이션 결과 제안한 알고리즘은 심볼간 간섭과 위상 오차가 존재하는 채널에서 QAM 신호에 대해 등화와 동시에 위상 오차를 제거함으로써 송신된 데이터와 동일한 신호배치를 얻을 수 있음을 확인하였다. 본 알고리즘의 개선은 먼저, CMA를 변형하여 채널 등화와 동시에 위상을 복원하도록 하였으며, 아울러 CMA에 비해 잔류 심볼간 간섭과 수렴 속도에서 성능 향상을 이룩하였다. 또한 CMA와 결정의거 반송파 위상 복원을 결합한 스킴에 비해 하드웨어의 복잡성을 줄이면서 동일한 수준의 성능을 달성하였다.

참 고 문 헌

- [1] J.G. Proakis, *Digital Communications*, 2nd Ed., New York, NY, McGraw-Hill, 1989.
- [2] Y. Sato, "A Method of Self-Recovering Equalization for Multilevel Amplitude-Modulation Systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-23, pp. 679-682, June 1975.
- [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 QAM Transmission System," U.S. Patent 4 227 152, 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. Theichler 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. Theichler 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] A. Benveniste and M. Goursat, "Blind Equalizers," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-32, pp. 883, Aug. 1984.
- [8] 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.
- [9] 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.
- [10] 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.
- [11] D. Hatzinakos, "Carrier Phase Recovery Issues in Polyspectra-Based Equalizers" *Proc. 1991 IEEE Int. Conf. Acoust., Speech, Signal Processing*, Toronto, Canada, pp. 1537-1540, May. 1991.
- [12] Z. Ding, "Joint Blind Equalization and Carrier Recovery of QAM Systems," *Proc. 24th Conf. Inform. Sci. Syst.*, Baltimore, MD, pp. 786-791, Mar. 1991.
- [13] D.D. Falconer, "Jointly Adaptive Equalization and Carrier Recovery in Two-Dimensional Digital Communication Systems," *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 55, no. 3, pp. 317-334, Mar. 1976.
- [14] R.W. Chang and R. Srinivasagopalan, "Carrier Recovery for Data Communication systems with Adaptive Equalization," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-28, pp. 1142-1153, Aug. 1980.
- [15] 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.
- [16] 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.
- [17] V. Weerackody, "Now Algorithms and Analysis for Blind Adaptive Equalization," Ph.D. Dissertation, Univ. of Pennsylvania, 1989.
- [18] 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.
- [19] J. Karaoguz, "A Generalized Decision-Directed Blind Equalization Algorithm Applied to Equalization of Multipath Rayleigh Fading Mobile Communication Channels," Ph.D. Dissertation, North Carolina State University, 1992.
- [20] S. Bellini, "Busssgang Techniques for Blind Equalization," in *Proc. 1986 IEEE Globecom*, Houston, Tex., pp. 1634-1640, 1986.



吳吉男 (Kil Nam Oh) 正會員
1958年5月26日生
1982年2月：慶熙大學校 電子工
學科(學士)
1984年2月：慶熙大學校 大學院
電子工學科(碩士)
1984年3月～現在：韓國電子通信
研究所 前任研究院
1992年3月～現在：慶熙大學校
大學院 電子工學科
博士課程

陳庸玉 (Yong Ohk Chin) 正會員
現在：慶熙大學校 電子工學科
教授
第19卷 第8號 參照