

이중모드로 동작하는 개선된 Sign-Godard 자력 등화기

정회원 조 현 돈*, 장 태 정**

Modified Sign-Godard Blind Equalizer Operating on Dual Mode

Hyun-Don Cho*, Tae-Jeong Jang** *Regular Members*

요 약

본 논문에서는 이중 모드로 동작하면서 기존의 Sign-Godard 알고리즘과 반경지향 알고리즘의 장점을 결합하는 새로운 자력 등화 알고리즘을 제안한다. 제안한 알고리즘은 Sign-Godard 알고리즘의 좋은 초기 수렴성과 반경지향 알고리즘의 수렴 후 작은 잔류오차 특성을 동시에 가진다. 국부 수렴 현상과 위상차는 고차 통계치를 이용하여 보정하였다. 시뮬레이션 결과 제안한 알고리즘은 기존의 알고리즘보다 빠른 수렴 속도와 더불어 수렴 후에 남아 있는 잔류 오차가 작은 좋은 특징을 보여 준다.

Key Words : equalizer, blind equalizer, channel equalization, digital communications

ABSTRACT

In this paper, a new blind equalizer algorithm is proposed which operates on dual mode and combines the benefits of both the Sign-Godard algorithm and the radius-directed algorithm. The proposed algorithm has both the properties of good initial convergence of the Sign-Godard algorithm and low residual errors after convergence of the radius-directed algorithm. High order statistics are used for blind phase recovery and for avoiding local minima. Simulation results show that the new algorithm has not only faster convergence rates but also lower residual errors than those of the conventional algorithms.

I. 서 론

많은 양의 디지털 신호를 제한된 주파수 대역폭으로 전송하기 위해서는 데이터 전송 효율이 높은 고차 QAM과 같은 고속 디지털 변·복조 기술이 필수적이다. 그러나 제한된 대역폭의 채널을 통하여 데이터를 전송하는 경우 비이상적인 채널의 특성에 따라 심볼 간의 간섭(ISI)과 부가 잡음에 의한 전송 신호의 왜곡이 발생한다. 이러한 현상을 적절하게 보상하지 않으면 원신호를 복원하기가 어렵거나 심할 경우 불가능해지는 경우도 있다. 특히 고차 QAM 신호에서는 다중 레벨(multilevel) 특성 때문

에 심볼 간의 간섭 현상은 더욱 심각한 장애 요소가 된다. 이러한 손상을 복원하기 위한 방법을 채널 등화(channel equalization)라 하며 채널 등화에 사용되는 필터를 등화기(equalizer)라 한다.

이상적인 등화기는 채널 특성의 역함수 기능을 하는 필터로 정의할 수 있다. 일반적으로 채널 특성은 시간에 따라 천천히 변하게 되므로 처음에는 적응 알고리즘(adaptive algorithm)을 사용하여 채널의 역함수에 근접하는 등화기의 탭 계수를 어느 정도 추정한 다음 계속 수신되는 신호를 사용하여 천천히 변하는 채널특성을 추정해서 등화기의 계수를 결정한다. 이와 같은 등화 방법을 결정지향

* SK Teletech (terizo@skteletech.com), ** 강원대학교 전기전자정보통신공학부 (jangtj@kangwon.ac.kr)

논문번호 : KICS2004-06-043, 접수일자 : 2004년 6월 17일

※ 이 논문은 강원대학교 두뇌한국21 사업에 의하여 지원되었음.

(decision-directed, DD) 모드라고 한다.

등화기는 수신측이 미리 알고 있는 훈련열 (training sequence)을 채널을 통해 송신측으로 전송하고 이를 이용하여 등화기 계수를 추정하는 훈련 등화와 훈련열 없이 수신된 일반 신호열만을 이용하여 필터의 계수를 추정하는 자력 등화(blind equalization 또는 self-adaptive equalization)로 분류할 수 있다. 이 중 훈련 등화는 필터 계수를 찾는 쉬우나 긴 훈련열을 전송하는데 추가적인 시간이 필요하고, 또 시간에 따라 변하는 채널의 특성 때문에 주기적으로 훈련열을 재 전송해야만 한다는 단점이 있다. 이러한 이유로 훈련 등화는 효율적인 주파수 대역 사용 관점에서 적합하지 못한 것으로 평가되고 있다. 반대로 자력 등화는 훈련열을 전송하지 않고 등화기의 입력 신호만으로 송신 신호를 판단하므로 정확한 필터 계수를 찾는 데는 어려움이 있으나 전송률 면에서 효율적이고 또 환경의 제약을 덜 받기 때문에 무선통신이나 이동통신 시스템 등에 많이 적용되고 있다.

Bussgang계열 알고리즘은 1975년 Sato가 PAM(Pulse Amplitude Modulation) 신호에 대한 자력등화 방법을 제안하면서 시작되었다^[1]. 그 후 1980년 Godard가 이차원 신호에 대해 송신 신호의 데이터 심볼 구조에 따라 성상도 상에서의 심볼 간의 거리가 일정하다고 가정하고 등화기와 반송파 복구 장치를 분리한 형태의 방법을 제안하여 Sato의 알고리즘을 일반화하였다^[2]. 그리고 Beniveniste와 Goursat는 Sato 알고리즘에서 시작하여 수렴이 된 후에 자동적으로 기존의 결정지향(decision-directed, DD) 알고리즘으로 넘어가는 방법을 제안하였고^[3], Picchi와 Prati는 수신신호를 판정한 오차 신호와 Sato 알고리즘에 의한 오차신호를 정의하여 두 오차신호 부호의 동일성 여부에 따라 등화기의 탭 계수를 갱신하거나 중단하는 Stop and Go(SAG) 알고리즘을 제안하였다^[4].

이후 1990년대에 많은 자력등화 알고리즘들이 제안되었는데, Ready와 Gooch는 Godard 알고리즘과 결정-지향 알고리즘의 혼합된 모습을 하고 있는 반경지향(radius-directed, RD) 알고리즘을 제안하였으며^[5], Weerackody와 Kassam은 등화기의 출력에 결정영역을 설정하고 Godard 알고리즘과 반경지향 알고리즘을 교대로 사용하여 Godard 알고리즘의 수렴 속도와 잔류오차를 개선할 수 있는 이중모드 알고리즘을 제안하였다^[6]. 그리고 이영조 등은 초기 시작모드에서는 CMA와 똑같이 동작하다가 차츰 양

자화기의 레벨 수를 증가시켜주는 다단계 반경-지향 알고리즘을 제안하였다^[8]. 한편 Weerackody 등은 수렴 속도를 높이기 위하여 Godard 알고리즘을 개선한 Sign-Godard 알고리즘을 제안하였는데^[7], 이 알고리즘의 장점은 등화기의 탭 계수 갱신에서 직접적인 오차함수의 값을 공급하지 않고 단지 부호값(±1)을 사용하므로 좋은 초기 수렴성을 가진다는 것이다. 그러나 Godard 알고리즘과 같이 수렴 후에도 비교적 큰 잔류 오차값을 가진다.

본 논문에서는 정상상태오차(steady state errors)가 적은 반경지향 알고리즘과 Sign-Godard 알고리즘의 장점을 동시에 사용하여 수렴 속도와 정상상태에서 기존의 다른 알고리즘보다 우수한 성능을 얻고자 한다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서 기존의 자력 등화 알고리즘에 대해 설명하고, III장에서는 기존 알고리즘의 단점을 개선하기 위한 새로운 자력등화 알고리즘을 제시한다. IV장에서는 컴퓨터 시뮬레이션을 통한 기존의 자력등화 방법과 제안된 등화 방법을 성상도 면과 수렴속도 면에서 비교하고, 마지막 V장에서 결론을 맺는다.

II. 자력등화 알고리즘의 개요

그림 1은 일반적인 자력 채널 등화 시스템의 구조를 보여 준다. 여기서, $a(n)$ 은 전송하고자 하는 데이터에 해당하며, 상호 독립적이고 평균이 0이며 신호의 성상도(constellation) 상에서 균등한 확률분포를 갖는 것으로 가정한다.

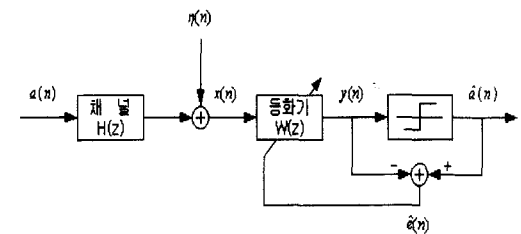


그림 1. 일반적인 자력 채널 등화 시스템의 구조

채널은 일반적으로 FIR필터 형태로 모델링 할 수 있다. 채널을 통과한 수신신호 $x(n)$ 은 다음과 같이 표현된다.

$$x(n) = \sum_{k=-L}^L h_k a(n-k) + \eta(n). \quad (1)$$

여기서 잡음 $\eta(n)$ 은 평균이 0이고, 전송신호 $a(n)$ 과는 상호 독립적인 백색 가우시안 부가잡음 (additive white Gaussian noise, AWGN)이다.

등화기의 임펄스 응답을 $W(z) = \sum_{k=-M}^M w_k z^{-k}$ 라 하면 등화기의 출력 $y(n)$ 은

$$y(n) = \sum_{k=-M}^M w_k x(n-k) \quad (2)$$

가 된다. 여기서 w_k 는 등화기의 탭 계수를 나타내고, $x(n-k)$ 는 시간 지연이 k 인 등화기의 입력 데이터이며, 등화기의 탭 길이는 $2M+1$ 이다.

1. 결정지향 알고리즘

결정지향 자력 등화 기법에서는 등화기의 출력 $y(n)$ 을 사용하여 $y(n)$ 과 성상도 상에서 가장 가까운 값인 $\hat{a}(n)$ 을 이용한다. 추정값 $\hat{a}(n)$ 을 원하는 응답으로 간주하여 비용함수

$$J(n) = E[\{\hat{a}(n) - y(n)\}^2], \quad \hat{a}(n) = \text{Dec}\{y(n)\} \quad (3)$$

을 형성한다. 여기서 $\text{Dec}\{\}$ 함수는 $y(n)$ 을 판정하는 함수이다. 등화기의 역할은 이 비용함수가 최소가 되도록 등화기의 탭 계수를 조절하는 것이며, 이 방법으로 확률경사도법과 LMS(least mean squares) 알고리즘을 적용하면 탭 계수 갱신식은 다음과 같다.

$$w(n+1) = w(n) + \mu \hat{e}(n) x^*(n). \quad (4)$$

여기서 μ 는 알고리즘의 수렴 속도를 결정하는 학습률, 뒹첨자 *는 공액 복소수를 나타낸다. 등화기의 탭 계수 갱신에 사용하기 위한 참조값으로 결정함수의 추정값을 이용하므로 결정지향 알고리즘이라 한다. 결정지향 알고리즘은 일단 수신 데이터의 눈모형이 열린 후에 적용하면 최적의 결과값을 얻을 수 있지만 왜곡이 심한 채널 상태에서는 계수의 수렴을 보장하지 못한다.

2. Sign-Godard 알고리즘

1992년에 Weerakody 등에 의해 제안된 Sign-Godard 알고리즘은 Godard 알고리즘을 변형한 것이다^[7]. 일반적으로 부호화 오차(signed error) 알고리즘은 추정오차 함수값의 부호만을 사용하여 등화기의 탭 계수를 갱신한다. 이와 같은 알고리즘

의 장점은 등화기의 탭 계수 갱신 과정 중에 추정오차의 곱셈 연산이 없으므로 연산처리의 부하를 크게 줄일 수가 있다는 것이다. 또한 간단한 구조로도 구현 가능하므로 실제로 마이크로 디지털 라디오 등에 쓰이고 있다. 부호화 오차 알고리즘의 비용함수와 추정오차 함수는 다음과 같다.

$$J = E\{|R - |y(n)||\}, \quad (5)$$

$$\hat{e}(y) = \text{sgn}\{R - |y(n)|\} * [\text{sgn}\{y_R(n)\} + j \text{sgn}\{y_I(n)\}]. \quad (6)$$

여기서 $y(n)$ 은 복소수이다. 반면 Sign-Godard 알고리즘의 비용함수는

$$J = E\{|R_s - |y_R(n)| - |y_I(n)||\} \quad (7)$$

와 같이 주어지며, 추정오차 함수는 다음과 같다.

$$\hat{e}(y) = \text{sgn}\{R_s - |y_R(n)| - |y_I(n)|\} * [\text{sgn}\{y_R(n)\} + j \text{sgn}\{y_I(n)\}]. \quad (8)$$

여기서 R_s 은 일반적으로 전송 신호원 중 유클리디안 거리(Euclidian distance)가 가장 큰 값으로 설정한다.

Godard 알고리즘은 전송신호원들이 반경이 일정한 원주 상에 있다는 가정 하에서 시작했다면 Sign-Godard 알고리즘은 식 (7)과 (8)에서 보듯이 마름모 선상에 신호원들이 있다고 가정하였다. 그림 2는 Godard 알고리즘과 Sign-Godard 알고리즘에서의 신호원의 성상도와 상수의 관계를 보여 준다.

그림 2와 식 (8)에서도 알 수 있듯이 수렴을 하면 등화기의 출력 성상도는 정사각형이 $\pi/4$ 회전된 마름모 형태를 가진다. 따라서, 등화기의 출력 성상도는 신호원 신호가 $\pi/4$ 회전된 모양으로 나타난다.

Sign-Godard 알고리즘에서는 비용함수가 두 개의

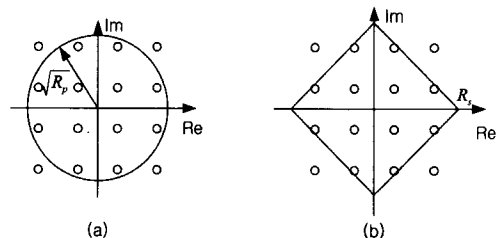


그림 2. (a) Godard 알고리즘에서 상수와의 관계 (b) Sign-Godard 알고리즘에서 상수와의 관계

국부 최소점을 갖는데, 신호원의 성상도가 Square QAM이라고 가정하면 비용함수는 $y(n) = a(n)$ 과 $y(n) = a(n) e^{j\frac{\pi}{4}}$ 에서 국부 최소점을 가지게 된다. 그림 3은 16-QAM 신호의 경우 출력신호를 $y(n) = a(n) e^{j\theta}$ 라 할 때 θ 에 따른 비용함수의 변화를 보여준다.

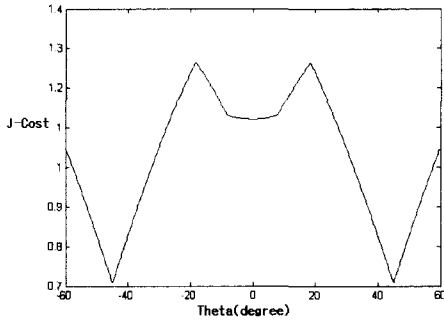


그림 3. 16-QAM 신호의 경우 θ 에 따른 비용함수의 변화

Sign-Godard 알고리즘의 추정오차 함수 값이 단지 부호값이므로 수렴속도는 전적으로 학습률에 의해 달라지게 되며, 빠른 수렴을 위하여 일반적으로 Godard 알고리즘보다 큰 학습률을 사용한다. 그러나 학습률이 크면 안정 상태에 도달한 후에도 큰 잔류오차가 존재하게 되는데, Weerackody 등^[7]은 이와 같은 현상을 개선하기 위해 등화기의 입력신호가 일정한 결정영역 안에 존재하면 학습률을 줄여주는 방법인 가변계수(variable step-size, VS)법을 사용하였다. 이와 같은 방법으로 등화 알고리즘을 수행하면 간단한 구조로도 같은 조건에서 Godard 알고리즘보다 작은 잔류오차를 가진다.

III. 제안하는 자력 등화기

1. 수렴성 개선과 정상상태 내에서의 잔류오차 제거 방법

QAM은 여러 층의 정사각형에 신호점들을 배치한다. 그러나 반경지향 알고리즘은 이러한 신호점들이 서로 다른 반경의 원주 상에 있다고 가정한다. 예를 들면 64-QAM과 같은 다중레벨 신호에 대하여 Sign-Godard 알고리즘^[7]에 의한 등화기 출력은 그림 4에서 보는 것과 같이 신호점들의 집합이 크기가 다른 4개의 마름모 선상에 존재한다. 반면에 반경지향 알고리즘^[5]에서의 반경은 총 9개로 이루어

져 있다. 이와 같은 사실은 반경지향 알고리즘과 비슷한 방법을 Sign-Godard 알고리즘에 적용하면 보다 나은 효과를 얻을 수 있을 것이라는 점을 시사하고 있다. 즉, 64-QAM 신호에 대해서 간격도 일정하지 않은 9개의 원을 서로 구별하는 것 보다는 일정한 간격의 정사각형을 서로 구별하는 것이 훨씬 쉬울 것이기 때문이다. 이 경우 초기 수렴성도 크게 향상시킬 수 있다. Kim 등^[9]은 이와 같은 다중 마름모 형태의 영오차 제적을 적용하여 16-QAM의 경우에 대해 Stop and Go 알고리즘과 유사한 기능을 추가한 등화기를 제안하였다.

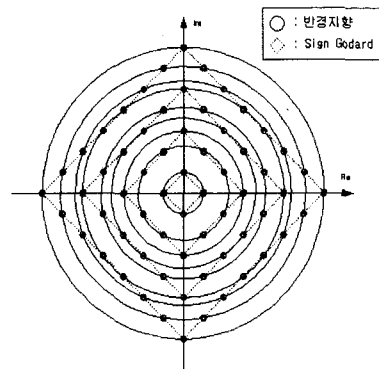


그림 4. 64-QAM에서 반경지향 알고리즘과 Sign-Godard 알고리즘의 비교

본 논문에서는 정상 상태에서의 잔류오차를 줄이고 일반화한 형태의 다중 마름모를 고려하기 위해 Kim 등^[9]과 비슷하게 식 (8)의 상수 R_s 대신 R_c^m 을 도입하였다. 그림 5는 16-QAM의 경우 신호원과 상수 R_c^m 과의 관계를 보여준다.

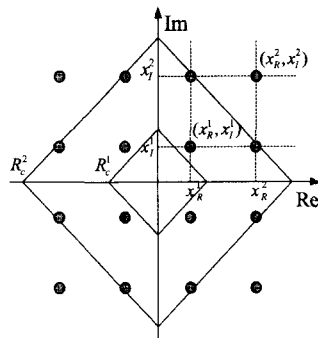


그림 5. 16-QAM에서의 신호원과 상수 R_c^m 과 관계

그림 5에서 상수 R_c^m 은

$$R_c^m = \sqrt{\{x_R^m\}^2 + \{x_I^m\}^2} \\ = \sqrt{2\{x_R^m\}^2} = \sqrt{2\{x_I^m\}^2} \quad (9)$$

와 같이 계산될 수 있다. 여기서 첨자 R 과 I 는 전송 신호원의 실수부분과 허수부분을 나타내며, m 은 신호원이 존재하는 마름모를 작은 것부터 나열한 순서를 나타낸다. 16-QAM의 경우 $m = 1, 2$ 만 가능하지만 64-QAM의 경우 $m = 1, 2, 3, 4$ 로 확대될 수 있으며 그 이상도 물론 가능하다. R_c^m 을 사용하여 식 (8)에 주어진 Sign-Godard 알고리즘의 추정오차 함수식을 다음과 같이 개선하였다.

$$\hat{e}(y) = \{R_c^m - |y_R(n)| - |y_I(n)|\} \\ * [\text{sgn}\{y_R(n)\} + j \text{sgn}\{y_I(n)\}]. \quad (10)$$

제안하는 알고리즘에서는 또한 수렴성능을 개선하기 위해 이중모드 알고리즘을 사용하였다. 그림 6은 16-QAM에서 이중모드로 동작 시 등화기의 출력신호의 위치에 따라 분할한 영역의 예를 보여 준다.

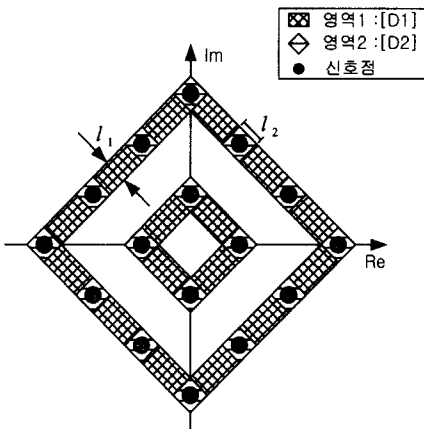


그림 6. 16-QAM에서의 분할 영역

일반적으로 가장 정확하게 탭 계수를 갱신하는 알고리즘은 결정지향 알고리즘으로 알려져 있다. 보다 정확한 결과값을 얻기 위해서 결정지향 알고리즘의 학습률은 다른 알고리즘보다 작은 값으로 설정한다. 이중모드로 동작시 제안하는 알고리즘의 탭 계수 갱신식은 다음과 같다.

$$w(n+1) = w(n) + \mu \hat{e}(y)x^*(n), \quad (11)$$

If $y \in D_1$:

$$\hat{e}(y) = \{R_c - |y_R(n)| - |y_I(n)|\} \\ * [\text{sgn}\{y_R(n)\} + j \text{sgn}\{y_I(n)\}], \quad (12)$$

Otherwise :

$$\hat{e}(y) = \text{sgn}\{R_s - |y_R(n)| - |y_I(n)|\} \\ * [\text{sgn}\{y_R(n)\} + j \text{sgn}\{y_I(n)\}], \quad (13)$$

If $y \in D_2$: $\mu = \frac{\mu_0}{c}, \quad (14)$

Otherwise : $\mu = \mu_0. \quad (15)$

여기서 R_s 는 Sign-Godard 알고리즘에서 정의된 상수이고, R_c 는 등화기의 출력 $y(n)$ 에서 가장 근접한 R_c^m 이며, c 는 상수이다.

2. 국부 수렴을 방지하기 위한 방법

Sign-Godard 알고리즘은 추정오차 함수가 실수부분과 허수부분으로 나누어지므로 수렴이 잘 되었을 경우 특별 위상 보정을 할 필요가 없다. 그러나 국부 수렴을 하게 되면 등화기의 출력 정상도의 모양을 알기 위해서 위상각을 알아야만 한다.

위상을 알아야만 하는 이유가 하나 더 있다. 그것은 Sign-Godard 알고리즘의 특성상 출력은 전송신호원을 $\pi/4$ 만큼 회전한 모양으로 나타난다는 것이다. 즉 전송신호원과 출력간의 위상차가 $\pi/4$ 이다. Weerackody 등^[7]은 단지 위상차를 $\pi/4$ 라 가정하였지만 실제시스템에서는 채널의 특성에 따라 그림 7에서처럼 $\pi/4$ 또는 $-\pi/4$ 의 위상차를 가진다. 이와 같은 문제를 해결하기 위해 본 논문에서는 고차 통계치를 이용한 위상보정 방법을 사용하였다^[10].

고차 통계치를 이용한 위상 보정 방법은 자력 등화기에 의해 완전 심볼 간의 간섭이 제거 되었던 가정 하에서 시작한다. 이러한 가정 하에서는 채널과 등화기의 임펄스 응답은 $h(t) = e^{j\theta}\delta(t)$ 이다. 따라서 등화기의 출력은

$$Y = e^{j\theta}A + N_s, \quad (16)$$

와 같이 전개 할 수 있다. 여기서 Y 는 등화기의 출력이고 A 는 전송신호원, 그리고 N_s 는 부가성 가우시안 잡음이다. 식 (16)을 실수부분과 허수부분으로

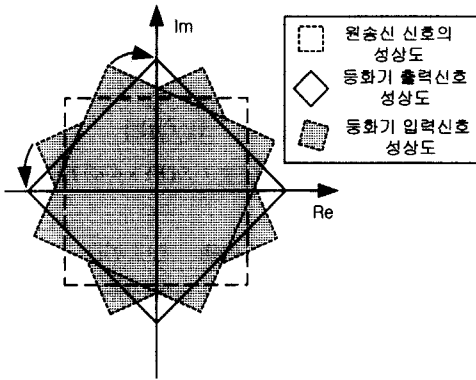


그림 7. 위상차가 각각 $\pi/4$ 또는 $-\pi/4$ 가 발생하는 예 분류하면

$$\begin{aligned} Y_r &= A_r \cos \theta - A_i \sin \theta + N_r \\ Y_i &= A_i \sin \theta + A_r \cos \theta + N_i \end{aligned} \quad (17)$$

와 같이 나타낼 수 있다. 식 (17)에서 위상 θ 를 구하기 위해 4차 누적률(cumulant)을 사용하여 γ 와 γ_a, γ_b 를 아래와 같이 정의하였다.

$$\begin{aligned} \gamma &= E[Y_r^2 Y_i^2] + E[Y_r^2] E[Y_i^2] \\ &\quad - 2 E[Y_r Y_i^2]^2 \\ &= E[Y_r^2 Y_i^2] - E[Y_r^2] E[Y_i^2], \end{aligned} \quad (18)$$

$$\begin{aligned} r_a &= E[Y_r^3 Y_i] - 3 E[Y_r^2] E[Y_r Y_i], \\ r_b &= E[Y_r Y_i^3] - 3 E[Y_r^2] E[Y_r Y_i]. \end{aligned} \quad (19)$$

Y_r 과 Y_i 가 상호 독립이라고 가정하면

$$\begin{aligned} \gamma &= 0.25 \gamma_x \sin^2 2\theta \\ \gamma_a - \gamma_b &= 0.5 \gamma_x \sin 2\theta \cos 2\theta \\ &= 0.25 \gamma_x \sin 4\theta \end{aligned} \quad (20)$$

$$\text{단, } \gamma_x = E[|A|^4] - 2 E[|A|^2]^2$$

을 얻을 수 있다^[11]. 식 (20)을 θ 에 대해 전개하면

$$\begin{aligned} \cot 2\theta &= \frac{\gamma_a - \gamma_b}{2\gamma}, \quad \text{if } \left| \frac{\gamma}{\gamma_x} \right| \geq 0.125 \\ \tan 2\theta &= \frac{2(\gamma_a - \gamma_b)}{\gamma_x - 4\gamma}, \quad \text{if } \left| \frac{\gamma}{\gamma_x} \right| < 0.125 \end{aligned} \quad (21)$$

를 얻는다. 식 (21)을 이용하면 쉽게 신호원과 출력과의 위상차를 알 수 있다. 그림 8은 이상에서 제시한 자력등화 알고리즘의 블록도이다.

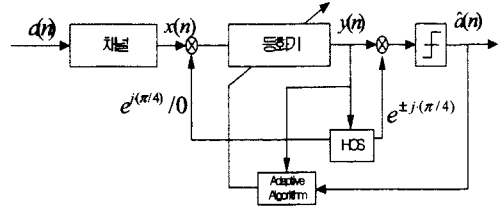


그림 8. 제시한 자력등화 알고리즘의 블록도

고차 통계치를 이용한 위상 보정도 가정에서 알 수 있듯이 정확한 위상을 알기 위해서는 등화기 수렴이 완전 이루어져야만 한다. 그러나 본 논문에서는 위상의 근사값만 가지고도 충분하므로 등화기의 탭 계수 갱신과 같이 동작하도록 설계를 하였다. 또한 학습 데이터의 개수는 64-QAM의 경우 512개를 사용하였다.

IV. 모의 실험 및 결과

본 장에서는 제안한 알고리즘과 앞에서 언급하였던 여러 알고리즘들의 성능을 모의 실험을 통하여 비교하였다. 실험에 사용된 송신열은 64-QAM 신호로서 복소신호열 $a(n) = a_R(n) + ja_I(n)$ 이며 $a_R(n)$ 과 $a_I(n)$ 은 $a_R(n), a_I(n) \in \{-M+1, -M+3, \dots, M-1\}$, $M=8$ 로 서로 독립인 두 PAM 신호열을 이용하였다.

심볼들은 동일한 확률로 발생하고, 복조시에 반송파의 위상을 완전 복구하며, 심볼의 표본화 순간이 정확 일치하는 것으로 가정하였다. 복소잡음 $\eta(n)$ 은 부가성 가우시안 잡음으로 송신열 $a(n)$ 과는 무관하게 발생하며 실험에서는 신호대 잡음비를 30dB로 하였다.

등화기의 총 탭수는 11개로 설정하였으며, 모든 등화기 계수의 초기값은 중앙 탭은 $1 + j0$ 로 하고 나머지는 $0 + j0$ 으로 하였다. 등화기의 학습률은 실험에 의해 가장 적당한 값으로 선택하였다. 실험에 사용된 알고리즘의 학습률은 각각의 그림 제목에 표시하였다. 또한 이중모드 알고리즘의 분할 영역은 $\{(1, 4), (8, 12), (16, 20), (24, 28), (32, 38), (46, 52), (56, 62), (70, 80), (92, 104)\}$ 와 같이 설정하였다. 그림 6에 표시된 제안한 알고리즘의 분할 영역에서 분할 영역 D_1 의 폭인 l_1 는 0.8로, 그리고 D_2 의 한 변의 길이인 l_2 는 0.4로 하였으며, 학습

률의 감소상수 c 는 10으로 설정하였다. 위상 보상에는 일괄적으로 400 심볼에서 얻는 위상차를 사용하였다.

각 알고리즘의 성능을 평가하기 위해 각각의 경우마다 앙상블 평균을 취한 residual ISI를 이용하였으며 다음과 같이 정의된다^[12].

$$ISI = \frac{\sum_n \{|h(n) * w(n)|^2 - |h(n) * w(n)|_{\max}^2\}}{|h(n) * w(n)|_{\max}^2} \quad (22)$$

여기서 $|h(n) * w(n)|_{\max}^2$ 는 채널의 임펄스 응답 $h(n)$ 과 등화기의 탭 계수 $w(n)$ 의 컨볼루션으로 이루어진 값들 중에서 최대 값을 나타낸다. 그러므로 등화기가 이상적으로 동작한다면 식 (22)의 ISI 값은 0이 된다.

채널은 실수 부분과 허수 부분으로 이루어지는 복소수 형태의 채널이며^{[4][6]}, 채널의 임펄스 응답은 다음과 같다.

$$H(z) = \sum_{k=0}^6 h_k z^{-k} \quad (23)$$

여기서

$$\begin{aligned} h_0 &= -0.005 - j0.004, & h_1 &= 0.009 + j0.03, \\ h_2 &= -0.024 - j0.104, & h_3 &= 0.854 + j0.52, \\ h_4 &= -0.218 + j0.273, & h_5 &= -0.049 - j0.074, \\ h_6 &= -0.016 + j0.02 \end{aligned} \quad (24)$$

이다. 그림 9에 모의 실험에서 사용한 채널의 주파수 응답을 나타내었다.

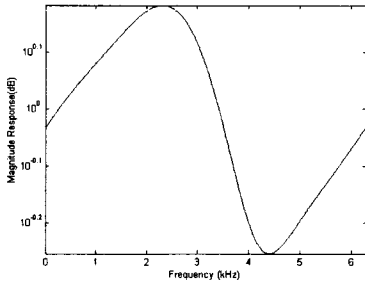


그림 9. 모의 실험에서 사용한 채널의 주파수 응답

64-QAM에서 총 20000개의 심볼을 가지고 평가 실험을 하였다. 그림 10에 제시한 각 방법들에 대한 수렴 곡선을 보면 제안한 방법이 타 방법에 비해 월등 우수한 수렴 속도와 작은 수렴 오차를 보여 주고 있음을 알 수 있다. 그림 11-그림 15에는 어느 정도 수렴한 이후부터의 출력의 성장도를 보였

다. 제안한 자력 등화기는 2000 심볼 이내에 어느 정도 수렴을 하였으나 기존의 자력 등화기는 2000 심볼 이내에 수렴을 하지 못했기 때문에 기존의 자력 등화기는 10000 심볼 이후의 출력 성장도를 나타내었고, 제안한 자력 등화기는 2000 심볼 이후의 출력 성장도를 보였다. 그럼에도 불구하고 제안한 방법이 더 좋은 결과를 보여주고 있음을 알 수 있다.

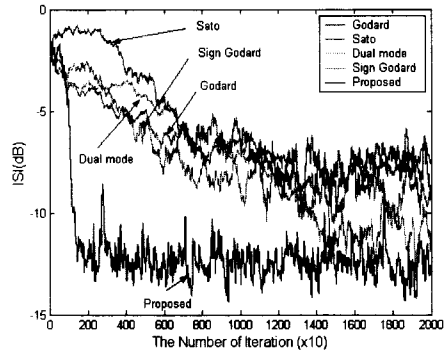


그림 10. 64-QAM 모의 실험에 대한 수렴곡선

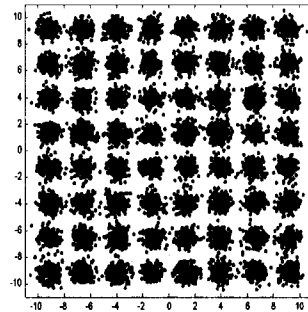


그림 11. Sato 알고리즘 (10000 심볼 이후), 학습률: $\mu = 0.0004$

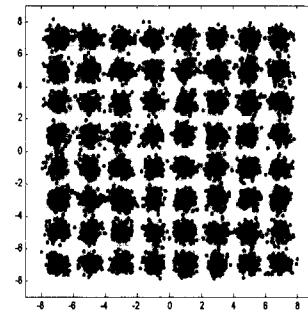


그림 12. Godard 알고리즘 (10000 심볼 이후) 학습률: $\mu = 0.0000005$

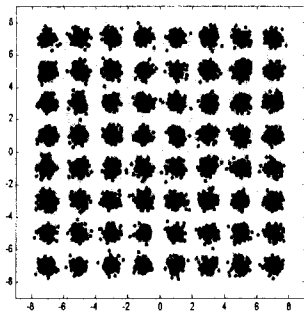


그림 13. 이중모드 알고리즘 (10000 심볼 이후), 학습률: $\mu = 0.0000006$

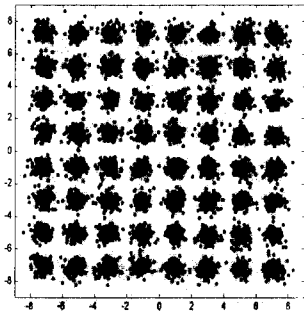


그림 14. Sign-Godard 알고리즘 (10000 심볼 이후), 학습률: $\mu = 0.0002$

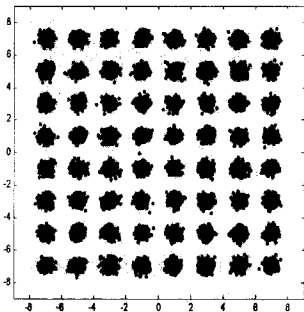


그림 15. 제한한 알고리즘 (2000 심볼 이후), 학습률: $\mu = 0.0004$

V. 결론

본 논문에서는 수렴 속도와 정상상태오차를 줄이기 위하여 기존의 자력등화 알고리즘인 Sign-Godard 알고리즘과 반경지향 알고리즘의 장점

을 동시에 이용하는 새로운 알고리즘을 제시하였다. Sign-Godard 알고리즘의 특징을 이용하여 초기 수렴성을 개선하였고, 이 알고리즘이 가지는 국부수렴과 위상차 문제는 고차 통계치를 이용하여 보정하였다. 반경지향 알고리즘은 수렴 후 잔류오차가 작으나 채널 상태에 따라 수렴을 못하는 경우가 발생한다. 제안한 알고리즘은 이중 모드 알고리즘을 사용하여 수렴성을 크게 개선하였다. 그러므로 제안한 알고리즘은 기존의 알고리즘보다 수렴 속도가 빠르고 또한 수렴 후에 남아 있는 잔류오차가 작은 특징을 보여 준다.

참고 문헌

- [1] Y. Sato, "A Method of Self-Recovering Equalization for Multilevel Amplitude Modulation System," *IEEE Trans. on Comm.*, vol. COM-23, no. 6, pp. 679-682, June 1975.
- [2] D. N. Godard, "Self-Recovering Equalization and Carrier Tracking in Two-Dimensional Data Communication Systems," *IEEE Trans. on Comm.*, vol. COM-28, no. 11, pp. 1867-1875, Nov. 1980.
- [3] A. Benveniste and M. Goursat, "Blind Equalizers," *IEEE Trans. on Comm.*, vol. COM-32, no. 8, pp. 871-883, Aug. 1984.
- [4] G. Picchi, G. Prati, "Blind Equalization and Carrier Recovery Using a "Stop-and-Go" Decision-Directed Algorithm," *IEEE Trans. on Comm.*, vol. COM-35, no. 9, Sept. 1987.
- [5] M. J. Ready and R. P. Gooch, "Blind Equalization Based on Radius Directed Adaptation," *Proc. of the IEEE ICASSP 90*, Albuquerque, USA, pp. 1699-1702, April 1990.
- [6] V. Weerackody and S. A. Kassam, "Dual-Mode Type Algorithms for Blind Equalization," *IEEE Trans. on Comm.*, vol. COM-42, no. 1, pp. 22-28, Jan. 1994.
- [7] V. Weerackody, S. A. Kassam, and K. R. Laker, "A Simple Hard-Limited Adaptive Algorithm for Blind Equalization," *IEEE Trans. on Circuit and Systems-II*, vol. 39, no. 7, pp. 482-487, July, 1992.
- [8] 이영조, 임승주, 이재용, 강창언, "QAM 시스템에서 다단계 반경-지향 알고리즘을 이용한 블라인드 적응 등화," *한국통신학회논문지*, 제 22권,

제 9호, pp. 1957-1967, 1997. 9.

- [9] Y. Kim, S. Kim, and M. Kim, "The Derivation of a New Blind Equalization Algorithm," *ETRI Journal*, vol. 18, no. 2, pp. 53-60, July 1996.
- [10] E. Serpedin, P. Ciblat, G. B. Giannakis, and P. Loubaton, "Performance Analysis of Blind Carrier Phase Estimators for General QAM Constellations," *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 49, no. 8, pp. 1816-1823, Aug. 2001.
- [11] L. Chen, H. Kusaka, and M. Kominami, "Blind Phase Recovery in QAM Communication Systems Using Higher Order Statistics," *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 3, no. 5, May 1996.
- [12] O. Shalvi, and E. W. Stein, "New Criteria for Blind Deconvolution of nonminimum Phase System (Channels)," *IEEE Trans. on Information Theorz*, vol. 36, no. 2, March 1990.

조 현 돈 (Hyun-don Cho)

정회원

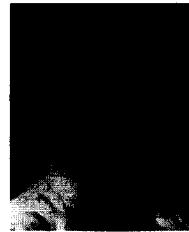


1999. 2 : 강원대학교 제어계측 공학과 학사
 2002. 2 : 강원대학교 제어계측 공학과 석사
 2002. 9 “ 2004. 4 : 텔스전자
 2004. 4 “ 현재 : SK Teletech 전임연구원

<관심분야> 디지털 통신 및 신호처리, 제어공학

장 태 정 (Tae-Jeong Jang)

정회원



1986. 2 : 서울대학교 제어계측 공학과 학사
 1988. 2 : 서울대학교 제어계측 공학과 석사
 1994. 8 : 서울대학교 제어계측 공학과 박사
 1995. 3 “ 현재 : 강원대학교

전기전자정보통신공학부 부교수

<관심분야> 디지털 통신, 디지털 신호처리, 햅틱 인터페이스, 제어 이론 및 응용