

M진 직교 진폭 복조기를 위한 개선된 이중모드 MCMA 블라인드 등화기

정진, 유경렬  
 한양대학교 전자전기제어계측공학과

Improved Dual-Mode MCMA Equalizer for M-QAM Demodulator

Jeong Jin, Kyung Yul Yoo  
 Dept. of Electronic, Electrical, Control and Instrumentation Engineering., Hanyang University

**Abstract** - M진 직교 진폭 복조기(M-ary QAM Demodulator)를 위한 개선된 이중모드 MCMA 블라인드 등화기법을 제안하였다. 최소 교란 원리(the principle of minimum disturbance)를 MCMA에 적용함으로써 개선된 블라인드 등화기법과 반송파 위상 복구 능력을 얻으며 decision-directed algorithm과 함께 이중모드로 동작함으로써 향상된 안정성(stability)과 견고성(robustness)을 얻을 수 있다. 잡음 특성과 시변채널에 대해 컴퓨터 모의 실험을 통하여 제안된 이중모드 알고리즘의 개선된 성능을 검증하였다.

1. 서 론

무선 통신의 가장 큰 장애요소 중 하나인 다중경로 페이딩 효과를 극복하기 위해 학습열(training sequence)을 사용하는 적응등화기가 사용되고 있다. 그러나 이런 학습열은 한정된 대역폭 내에서 대역폭의 효율성을 떨어뜨리고 통신의 중단이나 수신부에서의 동기화가 이루어지지 않으면 다시 보내주어야 하는 점은 여러 응용분야에서 효율적이지 못하다. 따라서 학습열의 사용없이 수신신호만으로 등화를 할 수 있는 블라인드 등화기가 필요로 하게 된다.

Sato[2]의 제안되고 Godard[1]에 의해 복소 신호에 대해 일반화된 블라인드 기법은 직교 진폭 변조같은 시스템에 널리 사용되고 있다. 이런 블라인드 등화는 이 패턴이 단절되거나 채널 추적이 실패했을 때 효율적으로 적용되며 등화기의 출력값과 전송 데이터의 위치에 대한 통계치를 기본으로 구성되고, 비용함수를 최소화하기 위해 경사 강하 기법(gradient descent methods)을 사용한다.

2차원 시스템인 경우 일반적으로 등화후 성상점(constellation)에서 위상오차가 발생하는데 이런 위상오차는 등화기 성능에 심각한 저하를 가져오기 때문에 등화기 출력에서 심볼 결정에 방해로 일으킨다. 이러한 위상 오차로 인한 성능 저하를 보상하기 위해 반송파 추적 루프(carrier tracking loop)를 사용하게 되는데 독립적인 반송파 복구 루프(carrier recovery loop)를 사용하지 않으면서 블라인드 등화와 반송파 복구가 동시에 가능한 개선된 CMA(Constant Modulus Algorithm)이 Oh 와 Chin에 의해 제안되었다[3]. 효율적인 연산과 성능향상을 도모한 MCMA(Modified Constant Modulus Algorithm)모드와 DD(Decision-Direct)모드로 동작하는 블라인드 기법이 제안되었다.[3][4]

이 논문에서는 빠른 수렴속도를 얻기위해 MCMA의 오차 신호에 최소 교란 원리를 적용하여 Normalized MCMA를 유도하고 NLMS 알고리즘으로 동작하는 DD 모드와의 스위칭으로 잡음 특성과 시변채널에 대해 개선된 안정성(stability)과 견고성(robustness)을 갖는 개선된 이중모드 MCMA 알고리즘을 제안한다.

2. 본 론

2.1 Conventional Blind Algorithm

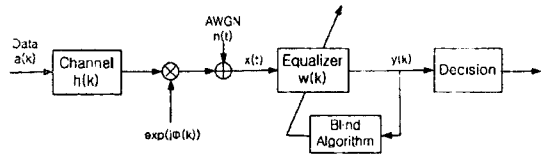


그림 1 Equivalent baseband model of a blind channel equalization systems

그림 1과 같이 디지털 전송 채널의 기저대역 모델은 유한 임펄스 응답 필터와 부가 백색 잡음으로 나타내지고 수신 신호는 다음과 같이 표현된다.

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

여기서  $h(i), i = 0, 1, \dots, L-1$ 은 복소 채널 탭 웨이트,  $L$ 은 채널 응답의 길이,  $a(k)$ 는 복소 데이터 심볼,  $k$ 는 시간 지수를 나타내며  $e^{j\omega(k)}$ 는  $\omega(k) = 2\pi\Delta f$ 로 표현되는 반송파 위상 오차에 의해 발생하고  $n(k)$ 는 복소 백색 잡음이다.

채널 일그러짐(channel distortion)을 제거하기 위해 계수 벡터  $w(k) = [w_0(k), w_1(k), \dots, w_{N-1}(k)]^T$ 를 갖는 등화기가 사용된다. 이때 등화기 출력은 다음과 같다.

$$y(k) = x^H(k)w(k) \quad (2)$$

여기서  $x(k) = [x(k), x(k-1), \dots, x(k-N+1)]^T$ 는 등화기 입력 벡터이다. 등화기 탭 웨이트 적응을 위해 사용되는 CMA 기법의 비용 함수(cost function)는 다음과 같이 표현된다.[1,2]

$$J_y(k) = E\{(|y(k)|^2 - R_2)^2\} \quad (3)$$

여기서  $E[\cdot]$ 는 통계적 기댓값이고  $R_2$ 는 변조방식에 의해 결정되는 분산 함수(dispersion constant)이다.

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

개선 규칙으로 확률적 경사 알고리즘을 사용한 계수 벡터는 다음과 같이 얻어진다.

$$w(k+1) = w(k) + \mu \hat{\nabla} J_y(k) = w(k) + \mu x^*(k)e(k) \quad (5)$$

여기서  $\mu$ 는 스텝 폭 매개 변수이고  $(\cdot)$ 는 복소 곱합 연산을 나타며 이때 오차 신호는 다음과 같다.

$$e(k) = y(k)(|y(k)|^2 - R_2) \quad (6)$$

식(5)로부터 완전한 등화가 이루어졌을 경우인  $e(k) = 0$ 으로부터  $y(k) = \pm\sqrt{R_2}$ 을 얻을 수 있다. 이것은 CMA 기법이 등화기 출력값을 반경  $\sqrt{R_2}$ 에 놓이도록 작용하는 것을 의미한다. 그러나 비용 함수에 위상값에 대한 정보가 없기 때문에 등화기 출력값은 채널 특성에 따라 임의의 주파수 음색에 의해 회전하는 정상점을 갖는다. 따라서 디지털 라디오 채널과 같은 시변 채널에 의한 위상 일그러짐에 의해 CMA는 심각한 성능저하를 보인다[5]. 블라인드 등화와 반송파 위상 복구를 동시에 얻기 위해 비용 함수를 실수와 허수로 나누어 다음과 같이 쓰여질 수 있다[3][4].

$$J_y(k) = J_{y,R}(k) + J_{y,I}(k) \quad (7)$$

여기서  $J_{y,R}(k)$ 와  $J_{y,I}(k)$ 는 비용 함수의 실수부와 허수부로 다음과 같이 정의된다.

$$\begin{aligned} J_{y,R}(k) &= E\{|y(k)|^2 - R_{2,R}\}^2 \\ J_{y,I}(k) &= E\{|y(k)|^2 - R_{2,I}\}^2 \end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} R_{2,R} &= \frac{E\|a_R(k)\|^2}{E\|a_R(k)\|^2} \\ R_{2,I} &= \frac{E\|a_I(k)\|^2}{E\|a_I(k)\|^2} \end{aligned} \quad (9)$$

이 때 오차 신호  $e(k) = e_R(k) + je_I(k)$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} e_R(k) &= y_R(k)(y_R^2(k) - R_{2,R}) \\ e_I(k) &= y_I(k)(y_I^2(k) - R_{2,I}) \end{aligned} \quad (10)$$

이로써 완전한 등화가 이루어졌을 때 등화기 출력의 실수와 허수부분은 각각  $\pm\sqrt{R_{2,R}}$ 와  $\pm\sqrt{R_{2,I}}$ 위에 놓이게 됨으로써 MCMA인 경우로 확장된 결과가 된다. 템 입력 벡터  $\mathbf{x}(k)$ 가 주어졌을 때 다음과 같이 템 웨이트 벡터의 squared norm을

## 2.2 Proposed minimum-disturbance technique

Normalized CMA는 최소 교란 원리(The Principle of Minimum-Disturbance)를 기초로 하여 유도 되어지는 constrained optimization problem의 해를 구하는 과정이 되는데[6] 제안된 알고리즘은 MCMA인 경우로 확장된 결과가 된다. 템 입력 벡터  $\mathbf{x}(k)$ 가 주어졌을 때 다음과 같이 템 웨이트 벡터의 squared norm을

$$\|\delta\mathbf{w}(k+1)\|^2 = \|\mathbf{w}(k+1) - \mathbf{w}(k)\|^2 = \min \quad (11)$$

최소화하는 갱신되는 템 웨이트 벡터  $\mathbf{x}(k+1)$ 을 구하기 위해 다음의 제약들(constraints)를 부과한다.

$$\begin{aligned} p_R^2(k) - R_{2,R} &= 0 \\ p_I^2(k) - R_{2,I} &= 0 \end{aligned} \quad (12)$$

$$p(k) = \mathbf{x}(k)^H \mathbf{w}(k+1)$$

$$\begin{cases} p_R(k) = \text{Re}[\mathbf{x}(k)^H \mathbf{w}(k+1)] \\ p_I(k) = \text{Im}[\mathbf{x}(k)^H \mathbf{w}(k+1)] \end{cases} \quad (13)$$

이 된다. 이 제약에 의해 템 웨이트 벡터의 변화는 평활화(smoothing)하게 되어 다음과 같은 템 웨이트 벡터의 갱신 때 발생하는 오차 신호를 줄이는 역할을 한다.

$$\begin{aligned} e_R(k+1) &= p_R(k)(p_R^2(k) - R_{2,R}) \\ e_I(k+1) &= p_I(k)(p_I^2(k) - R_{2,I}) \end{aligned} \quad (14)$$

constrained optimization problem의 해를 구함으로써 다음과 같은 갱신 규칙을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{w}(k+1) - \mathbf{w}(k) &= \frac{\mu}{\|\mathbf{x}\|^2} \mathbf{x}^*(k) [\hat{e}_R(k) + j\hat{e}_I(k)] \end{aligned} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} \hat{e}_R(k) &= y_R(k) - \sqrt{R_{2,R}} \text{sgn}(y_R(k)) \\ \hat{e}_I(k) &= y_I(k) - \sqrt{R_{2,I}} \text{sgn}(y_I(k)) \end{aligned} \quad (16)$$

이고  $\text{sgn}(\cdot)$ 은 signum function이다. 따라서 제안된 알고리즘은 새로운 입력 데이터가 주어질 때 현재의 템 웨이트 벡터  $\mathbf{w}(k)$ 에 대해 최소의 변화를 갖고 갱신되는 템 웨이트 벡터  $\mathbf{w}(k+1)$ 가 계산되게 된다.

안정성(stability) 관점에서 볼 때 일반적으로 블라인드 등화 알고리즘의 스텝크기는 LMS 알고리즘에의 크기보다 상당히 작은 값을 갖는다.[4] 스텝크기에 의해 수렴 속도가 결정되기 때문에 매우 작은 크기의 스텝크기로 인해 매우 낮은 수렴 속도를 갖게 된다. 이런 블라인드 알고리즘의 단점을 보완하기 위해 이중 모드가 사용되며 제안된 알고리즘에 이중 모드를 적용했을 때 오차 신호는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \hat{e}_R(k) &= \begin{cases} y_R(k) - \sqrt{R_{2,R}} \text{sgn}(y_R(k)), & y_R(k) \notin C_R \\ y_I(k) - \hat{y}_R(k), & y_R(k) \in C_R \end{cases} \\ \hat{e}_I(k) &= \begin{cases} y_I(k) - \sqrt{R_{2,I}} \text{sgn}(y_I(k)), & y_I(k) \notin C_I \\ y_I(k) - \hat{y}_I(k), & y_I(k) \in C_I \end{cases} \end{aligned} \quad (17)$$

여기서  $C_R$ 과  $C_I$ 는 신뢰구간(Confidence Zone)의 실수부와 허수부이며  $\hat{y}_R(k)$ 와  $\hat{y}_I(k)$ 는 판별기(detector)를 통해 얻은 결정값의 실수부와 허수부이다[4] 제안된 알고리즘은 블라인드 모드에서는 제안된 기법으로 동작하고 오차 신호가 충분히 작아졌을 때 NLMS 적용 알고리즘의 decision-directed mode로 동작함으로써 LMS으로 동작하는 기존의 알고리즘보다 향상된 안정성(stability)과 견고성(robustness)을 얻는다.

## 3. 모의 실험 및 결과

컴퓨터 모의 실험을 통해 제안된 블라인드 기법의 성능을 검증하였다. 모의 실험은 Monte Carlo method를 이용하여 100번의 반복을 통해 평균을 구한 평균자승오차를 성능분석에 사용하였다. 송신신호는 16-QAM을 사용하고 신호는 독립적이고 동일한(independent, identically distributed)것으로 가정하였다.

모든 실험에서 [4]로부터 얻어진 채널 임펄스 응답을 사용하였으며 중앙 탭은 1로 나머지는 0으로 초기화된 횡단필터(transversal filter)구조를 갖는 16탭 복소 등

화기를 사용하였다 등화기 입력에서 신호 대 잡음비 (SNR)은 30dB로 고정되고 신호 대 잡음비는 다음과 같이 정의된다.

$$SNR = 10 \log_{10} \frac{E[|a(k) * h(k)|^2]}{\sigma_n^2} \quad \text{[dB]} \quad (18)$$

여기서  $h(k)$ 는 채널의 전체 등가 임펄스 응답,  $\sigma_n^2$ 은 부가 백색 가우시안 잡음(AWGN), \* 은 convolution을 나타낸다.

그림 2는 주파수 옵셋  $\Delta f/R = 10^{-4}$ 인 경우에 각각의 알고리즘이 적용된 등화후 출력 신호를 보여준다. CMA에 대한 그림2(a)에서 성상점의 회전으로 3개의 링 형태를 이룬 반면에 나머지 그림2(b)(c)(d)에서는 올바른 성상점을 형성됨을 볼 수 있는데 이것으로 제안된 기법이 반송파 주파수 옵셋에 의한 위상 오차를 보상함을 알 수 있다.

다음은 제안된 기법의 성능 분석을 위해 수렴 속도와 잔여 인접 심볼 간섭을 비교하였다. 등화기 출력에서의 잔여 인접 심볼 간섭은 다음과 같이 정의된다.[7]

$$ISI = \frac{\sum_N |h(k) * u(i)|^2 - |h(i) * u(i)|_{\max}^2}{|h(i) * u(i)|_{\max}^2} \quad (19)$$

그림 3은 스텝크기는 0.0003일때 각각의 MCMA, DMMCMA, 제안된 알고리즘에 대해 100번의 Monte Carlo method로부터 얻어진 총체적 평균 잔여 인접 심볼 간섭(ensemble residual InterSymbol Interference)을 나타낸다. 그림으로부터 제안된 알고리즘이 이전의 다른 알고리즘과 비교해 성능을 개선되었음을 쉽게 알아 볼 수 있다.

### 3. 결 론

M진 직교 진폭 복조기를 위한 개선된 이중모드 MCMA 블라인드 등화기법을 제안하였다. 제안된 알고리즘으로 블라인드 등화와 동시에 반송파 위상 복구가 됨을 확인하고 최소 교란 원리와 이중모드(dual-mode)의 장점을 이용해 기존의 알고리즘보다 높은 수렴 속도와 낮은 잔여 인접 심볼 간섭(residual intersymbol interference)연음을 보였다. 앞으로 여러 가지 잡음 특성과 시변채널에 대해 수렴 속도를 높이고 잔여 인접 심볼 간섭을 최소화할 수 있는 알고리즘 연구가 이루어져야 할 것이다.

#### (참 고 문 헌)

- [1] 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
- [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] Kil Nam Oh; Yong Ohk Chin;"Modified constant modulus algorithm: blind equalization and carrier phase recovery algorithm" Communications, 1995. ICC 95 Seattle, Gateway to Globalization, 1995 IEEE International Conference on , Volume: 1, 18-22 Jun 1995 Page(s): 498-502 vol.1
- [4] Kil Nam Oh; Yong Ohk Chin: "New blind equalization techniques based on constant modulus algorithm" Global Telecommunications Conference, 1995. GLOBECOM '95., IEEE , Volume: 2, 14-16 Nov 1995, Page(s): 865-869 vol.2
- [5] Treichler, J.R.; Wolff, V.; Johnson, C.R., Jr.;"Observed misconvergence in the constant modulus adaptive algorithm", Signals, Systems and Computers, 1991. 1991 Conference Record of the Twenty-Fifth Asilomar Conference on, 4-6 Nov 1991 Page(s): 663-667 vol.2

served misconvergence in the constant modulus adaptive algorithm", Signals, Systems and Computers, 1991. 1991 Conference Record of the Twenty-Fifth Asilomar Conference on, 4-6 Nov 1991 Page(s): 663-667 vol.2

- [6] Papadias, C.B.; Stock, D.T.M.; "Normalized sliding window constant modulus and decision-directed algorithms: a link between blind equalization and classical adaptive filtering" Signal Processing, IEEE Transactions on , Volume: 45Issue: 1, Jan 1997 Page(s): 231-235
- [7] Shalvi, O.; Weinstein, E.;"New criteria for blind deconvolution of nonminimum phase systems (channels)" Information Theory, IEEE Transactions on , Volume: 36Issue: 2, Mar 1990 Page(s): 312-321

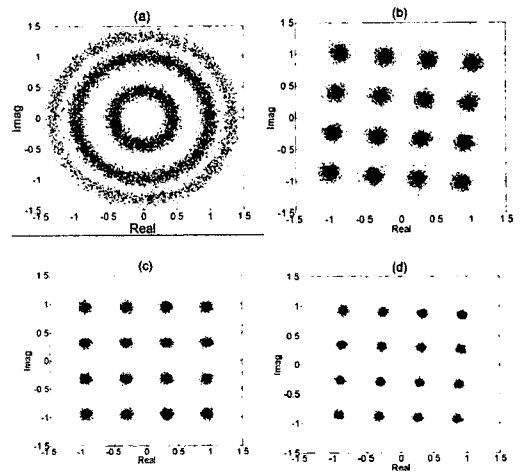


그림 2 반송파 주파수 옵셋 ( $\Delta f/R = 10^{-4}$ ) 일때의 16-QAM constellation  
(a) CMA (b) MCMA (c) Dual-Mode MCMA  
(d) 제안된 알고리즘

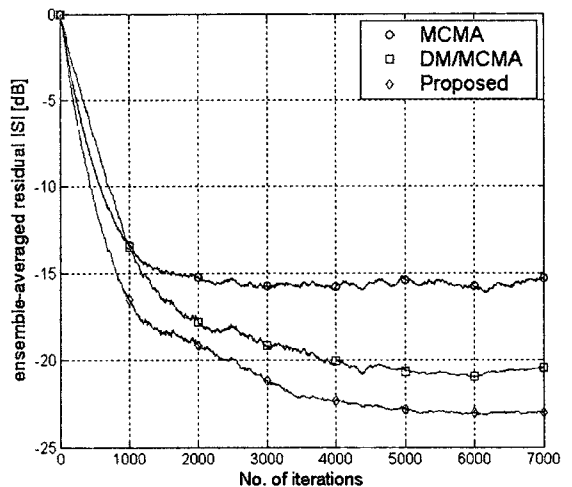


그림 3 반송파 주파수 옵셋 ( $\Delta f/R = 10^{-4}$ ) 일때의 residual ISI