

연판정지향 Stop-and-Go 알고리즘을 이용한 적응 블라인드 등화기의 성능 향상에 관한 연구

정영화*

요 약

본 논문에서는 연판정지향 알고리즘에 Stop-and-Go 알고리즘의 개념을 결합한 연판정지향 Stop-and-Go 알고리즘을 제안한다. 제안한 알고리즘은 두 알고리즘보다 더 신뢰성 있는 오차신호를 사용함으로써 향상된 등화 성능을 가진다. 컴퓨터 모의실험을 통하여 제안한 알고리즘이 CMA, MCMA, Stop-and-Go 알고리즘, 단순화된 연판정지향 알고리즘에 비해 잔류 심벌간 간섭과 정상상태로의 수렴 속도면에서 우수한 성능을 가짐을 확인하였다.

1. 서론

이전의 음성 데이터 정도의 정보전송에서 최근 많은 정보량을 가지는 멀티미디어 데이터의 효율적인 전송을 위하여 유,무선 채널을 이용한 고속 디지털 데이터 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 심벌간 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 이탈 등 디지털 통신 시스템의 성능을 크게 저하시킨다. 이를 극복하기 위하여 사용되는 기법으로는 최근 집중적인 연구가 이루어지고 있는 적응 등화 방식이 있다.

등화 방식은 수신 측에서 데이터를 수신한 후 기준 학습 신호와 비교하여 통신 채널의 특성을 추정하고, 그에 대한 역 특성을 가지는 디지털 필터를 통과시킴으로서 통신 채널에서 발생하는 심벌간 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 채널 특성을 얻기 위해 상호 약정된 학습 열을 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 최적화 시킨다는 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 사용하

* 남서울대학교 정보통신공학과 조교수

* 이 논문은 1998년도 남서울대학교 교내 학술연구조성비 지원에 의하여 연구되었음

으나, 즉 어떤 오차 신호를 탭 갱신 식에 사용하느냐에 따라 그 성능이 달라진다고 할 수 있다.

한편 지금까지 연구된 적응 블라인드 등화 알고리즘을 살펴보면 대체로 판정함수로서 경판정(hard decision) 함수가 많이 적용되어 왔다. 그러나 왜곡이 심한 채널에 대한 등화시 연판정 함수를 사용하는 연판정지향(soft decision-directed) 알고리즘이 경판정을 사용하는 판정지향 알고리즘(decision-directed)보다 좋은 성능을 가지는 것으로 알려져 있다[7][8]. 이러한 연판정지향 알고리즘도 고차 QAM 신호에 적용시에는 수렴 속도가 저하되는 문제점을 가지고 있으며, 수렴 속도를 개선하기 위하여 감소 신호점 개념을 도입한 단순화된 연판정지향 알고리즘[9][10]은 수렴속도는 빠르나 정상상태에서의 오차 특성이 좋지 않게 나타나고 있다. 따라서 본 논문에서는 연판정지향 알고리즘에 Stop-and-Go 알고리즘의 개념을 도입하여 판정지향 알고리즘 대신 연판정지향 알고리즘과 Sato 알고리즘에 의한 추정 오차의 부호가 일치하는가를 조사하여 탭 갱신 여부를 결정하는 연판정지향 Stop-and-Go(Soft Decision-Directed Stop-and-Go : SDD-SAG) 알고리즘을 제안한다. SDD-SAG 알고리즘은 보다 신뢰성 있는 추정 오차를 탭 갱신에 사용한다. 그 결과 수렴 속도를 빠르게 하기 위하여 스텝 크기 μ 값을 연판정지향 알고리즘에서 보다 크게 하여도 발산하지 않고 수렴하는 우수한 수렴 특성과 정상상태에서 보다 낮은 오차 레벨을 얻는다.

II장은 적응 블라인드 등화 시스템과 연판정지향 알고리즘, 그리고 단순화된 연판정지향 알고리즘을 설명하고, III장에서는 연판정지향 Stop-and-Go 알고리즘을 기술한다. IV장에서 컴퓨터 모의실험을 통하여 제안한 알고리즘이 수렴 특성과 정상상태에서의 오차 특성 면에서

향상된 성능을 가짐을 보이고, 마지막으로 V장에서 결론을 맺는다.

II. 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, 임펄스 응답의 길이는 M 이다. 송신 데이터 심벌 $a(k)$ 는 i.i.d(independent identically distribution)를 만족하는 평균 $E[a(k)] = 0$ 인 랜덤 변수로 가정한다. 또한 $a(k)$ 는 복소 신호 열로서 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 심벌과는 통계적으로 독립인 AWGN이라고 가정한다. 등화기로는 선형 트랜스버설 필터를 고려한다.

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

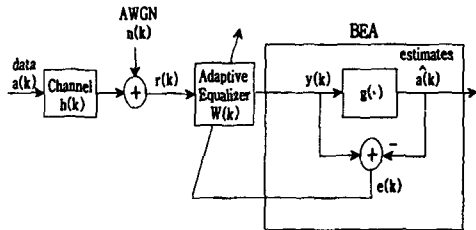
$$y(k) = r^t(k)W(k) \quad (2)$$

가 된다.

여기서, $W(k) = [w_0(k), w_1(k), \dots, w_{N-1}(k)]^t$ 는 등화기의 탭 계수 벡터이고,

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

〈그림 1〉 적응 블라인드 등화 시스템의
기저대역 모델



2.2 연판정지향 알고리즘

등화기 출력은 가우시안 분포로 가정할 수 있는데, 이는 수신기에서 합해지는 랜덤한 수의 다중 경로 신호의 수가 많으면 중심 극한 정리 (central limit theorem)에 따른다고 생각할 수 있기 때문이다[11]. 따라서 등화기 출력은 심벌 주위에 군집(cluster)을 형성하게 되고, 이는 평균과 채널에 의한 왜곡의 정도를 나타내는 분산을 가지는 가우시안 군집으로 모델링 될 수 있다[8].

M-ary QAM 시스템의 경우 등화기 출력이 N개의 송신된 심벌들의 주위에 발생할 빈도를 나타내는 등화기 출력 $y(k)$ 에 대한 확률 밀도 함수(probability density function : pdf)는 다음과 같이 주어진다.

$$f(y(k)) = \sum_{n=1}^M \frac{p_n}{2\pi\sigma_n} \exp\left(-\frac{1}{2} \frac{(y(k) - c_n)^2}{\sigma_n^2}\right) \quad (3)$$

여기서 c_n 및 σ_n^2 는 각각 M개의 군집에 대한 각각의 전송된 심벌점과 분산이며, p_n 는 n 번째 심벌의 발생 확률로서 모든 심벌이 i.i.d의 랜덤 변수라 가정한다[8].

2-PAM 신호에 대해서 이 확률 밀도 함수에 대한 비용 함수를 $J(k) = -E[\ln f(y(k))]$ 로 정의하

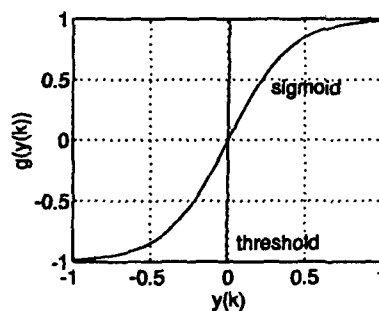
여 LMS 알고리즘을 적용하면, 오차 신호 $e(k)$ 는 다음과 같이 표현된다[12].

$$e(k) = y(k) - \frac{\exp(2 \cdot y(k)/\sigma^2) - 1}{\exp(2 \cdot y(k)/\sigma^2) + 1} \quad (4)$$

M-QAM 신호에 대한 식 (3)과 같은 비용 함수와 식 (4)와 같은 오차함수를 갖는 등화 알고리즘을 가우시안 군집화 알고리즘(gaussian clustering algorithm) 또는 연판정지향 알고리즘 (Soft Decision-Directed Algorithm : SDDA)이라 한다[7][8].

연판정지향 알고리즘은 비선형 함수로 그림 6-2에서 보이는 것과 같은 판정지향 알고리즘에서 사용하는 임계(threshold) 함수와는 달리 시그모이드(sigmoid) 함수를 사용한다. 그림 6-2은 두 심벌을 ±1라 할 때 2-PAM에 대한 임계비선형 함수의 출력과 시그모이드 비선형 함수의 출력을 보인다. 이와 같은 시그모이드 함수를 사용함으로써 등화기 출력이 0 근방에서와 같이 모호한 위치에 놓이는 경우 0을 중심으로 탭 갱신에 사용되는 오차 값이 크게 차이나는 판정지향 알고리즘과 달리 오차 신호가 0에 가까운 값을 가지게 됨에 따라 결과적으로 탭 계수를 적

〈그림 6-2〉 임계 및 시그모이드 비선형 함수의
출력



게 갱신하는 효과를 가져오게 된다. 이러한 이유로 연판정지향 알고리즘의 수렴 특성이 판정지향 알고리즘에 비해 우수하다고 할 수 있다.

2.3 단순화된 연판정지향 알고리즘

단순화된 연판정지향 알고리즘은 감소 신호점(reduced constellation)[13][14] 개념을 도입하여 연판정지향 알고리즘의 계산 복잡성을 단순화하고 수렴 속도를 개선하였다. 단순화된 연판정지향 알고리즘에서는 고차 QAM 신호에 대한 등화 문제를 일반화된 Sato 알고리즘에서와 유사하게 2-PAM 신호에 대한 등화 문제로 근사화하였다. 따라서 단순화된 연판정지향 알고리즘은 송신 데이터 심벌을 2 레벨의 신호로 간주하여 개략적인 등화를 수행한다.[9][10]

이러한 개략적 등화를 위해 도입된 감소 신호점은 $\{\pm\gamma \pm j\gamma\}$ 로 정의되는 4점으로 되며, γ 는 아래 식과 같이 정의되는 실수로서 송신 데이터 심벌의 신호점에 의해서 결정된다[13].

$$\gamma = \frac{E[|a_R(k)|^2]}{E[|a_R(k)|]} = \frac{E[|a_I(k)|^2]}{E[|a_I(k)|]} \quad (5)$$

여기서 심벌점의 실수 성분과 허수 성분이 $[-3 \ -1 \ 1 \ 3]$ 인 16-QAM의 경우 $\gamma=2.5$ 이며, $[-7 \ -5 \ -3 \ -1 \ 1 \ 3 \ 5 \ 7]$ 인 64-QAM의 경우에는 $\gamma=5.25$ 가 된다. 결과적으로 등가 2-PAM의 경우로 단순화된 연판정지향 알고리즘의 오차 신호는 실수 성분과 허수 성분에 대해 각각 다음과 같은 식으로 나타낼 수 있다.

$$e_{RSDD,R}(k) = y_R(k) - \gamma \cdot \frac{\exp(2\gamma \cdot y_R(k)/\sigma^2) - 1}{\exp(2\gamma \cdot y_R(k)/\sigma^2) + 1} \quad (6)$$

$$e_{RSDD,I}(k) = y_I(k) - \gamma \cdot \frac{\exp(2\gamma \cdot y_I(k)/\sigma^2) - 1}{\exp(2\gamma \cdot y_I(k)/\sigma^2) + 1} \quad (7)$$

〈그림 6-3〉 16-QAM에 대한 단순화된 연판정지향 알고리즘과 감소 신호점 알고리즘의 오차 신호 특성

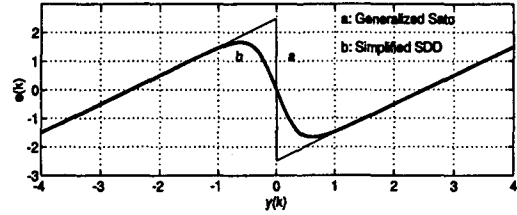


그림 6-3에서 16-QAM에 대해서 감소 신호점 알고리즘중의 하나인 일반화된 Sato 알고리즘과 단순화된 연판정지향 알고리즘에서 사용한 오차 신호의 실수 성분을 나타내었다. 곡선 b에서 보이는 단순화된 연판정지향 알고리즘의 오차 신호는 등화기 출력이 0 부근에 위치하는 경우 경판정을 적용한 일반화된 Sato 알고리즘과 같은 큰 오차값 변화가 발생하지 않으며, 0에 가까운 값을 갖는다. 따라서 단순화된 연판정지향 알고리즘에서는 심벌 판정이 모호한 경우 탭 계수를 거의 갱신하지 않는 효과를 갖는다. 한편 시그모이드 함수를 사용한 연판정은 분산값 σ^2 가 작아질수록 경판정에 가까워지며, $\sigma^2=0$ 의 경우 시그모이드 함수는 단순한 임계 함수가 된다[8].

III. 연판정지향 Stop-and-Go 알고리즘

연판정지향 알고리즘은 고차 QAM 신호로 확장시 블라인드 수렴 특성이 저하되고[15], 감소 신호점을 사용하는 단순화된 연판정지향 알고리즘은 등화가 달성된 후에도 오차 신호가 0이 되지 않음으로 인하여 정상상태에서의 오차가 크

게 되는 문제점을 가지고 있다. 이 장에서는 이들을 개선하기 위하여 Stop-and-Go 알고리즘의 개념을 도입하여 판정지향 알고리즘 대신 연판정지향 알고리즘과 Sato 알고리즘을 비교함으로써 보다 신뢰성 있는 추정오차를 탭 갱신에 적용한 연판정지향 Stop-and-Go 알고리즘을 제안한다. SDD-SAG 알고리즘의 탭 갱신 식은 식 (8)과 같으며,

$$W(k+1) = W(k) - \mu \cdot e_{SDD-SAG}(k) \cdot r^*(k) \quad (8)$$

이때 오차 신호 $e_{SDD-SAG}(k)$ 는 식 (9)와 같다.

$$e_{SDD-SAG}(k) = f_{SDD-SAG,R} \cdot e_{SDD,R}(k) + j f_{SDD-SAG,I} \cdot e_{SDD,I}(k) \quad (9)$$

식 (9)에서의 연판정지향 오차 신호의 실수 및 허수 성분 $e_{SDD,R}$ 과 $e_{SDD,I}$ 은 각각 식 (10), (11)과 같이 정의된다.

$$e_{SDD,R}(k) = \sum_{n=1}^M y_R(k) - \left\{ a \cdot \frac{\exp(2a \cdot (y_R(k) - m_n)/\sigma^2) - 1}{\exp(2a \cdot (y_R(k) - m_n)/\sigma^2) + 1} \right\} - m_n \quad (10)$$

$$e_{SDD,I}(k) = \sum_{n=1}^M y_I(k) - \left\{ a \cdot \frac{\exp(2a \cdot (y_I(k) - m_n)/\sigma^2) - 1}{\exp(2a \cdot (y_I(k) - m_n)/\sigma^2) + 1} \right\} - m_n \quad (11)$$

여기서 $y_R(k)$, $y_I(k)$ 는 같이 등화기 출력의 실수 및 허수 성분이고, $m_n = (c_n + c_{n-1})/2$ 이다. c_n 는 M 개의 심벌중 n 번째 심벌점을 나타낸다. 식 (9)에서의 플래그 $f_{SDD-SAG,R}$ 과 $f_{SDD-SAG,I}$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$f_{SDD-SAG,R} = \begin{cases} 1 & \text{if } \text{sgn}(e_{SDD,R}) = \text{sgn}(e_{GS,R}) \\ 0 & \text{if } \text{sgn}(e_{SDD,R}) \neq \text{sgn}(e_{GS,R}) \end{cases} \quad (12)$$

$$f_{SDD-SAG,I} = \begin{cases} 1 & \text{if } \text{sgn}(e_{SDD,I}) = \text{sgn}(e_{GS,I}) \\ 0 & \text{if } \text{sgn}(e_{SDD,I}) \neq \text{sgn}(e_{GS,I}) \end{cases} \quad (13)$$

여기서 $e_{GS,R}(k)$ 과 $e_{GS,I}(k)$ 는 일반화된 Sato 오차 함수[13]의 실수와 허수성분을 나타내며, 식 (14),(15)와 같다.

$$e_{GS,R}(k) = y_R(k) - \gamma \cdot \text{sgn}(y_R(k)) \quad (14)$$

$$e_{GS,I}(k) = y_I(k) - \gamma \cdot \text{sgn}(y_I(k)) \quad (15)$$

SDD-SAG 알고리즘에서 오차 신호의 실수 및 허수 성분 $e_{SDD-SAG,R}$ 과 $e_{SDD-SAG,I}$ 은 다음 식으로 주어진다.

$$e_{SDD-SAG,R}(k) = f_{SDD-SAG} \cdot e_{SDD,R}(k) \quad (16)$$

$$e_{SDD-SAG,I}(k) = f_{SDD-SAG,I} \cdot e_{SDD,I}(k) \quad (17)$$

SDD-SAG 알고리즘은 연판정지향 알고리즘에 의한 오차와 Sato 알고리즘에 의한 오차가 같은 부호를 갖는 경우에 한하여 탭 계수를 갱신하고 그렇지 않은 경우에는 탭 계수 갱신을 중지함으로써 추정 오차의 신뢰성이 높은 때에만 탭 계수를 갱신하게 되어 부정확한 탭 계수 갱신을 피하는 효과로 인하여 수렴 특성을 개선하게 된다.

IV. 컴퓨터 모의실험 및 고찰

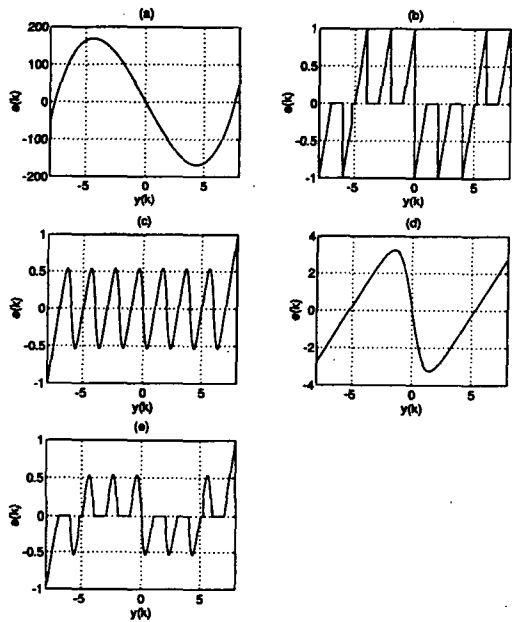
제안한 SDD-SAG 알고리즘의 성능을 평가하기 위하여 16-QAM 및 64-QAM 신호를 대상으로 하여 CMA, MCMA, Stop-and-Go 알고리즘, 연판정지향 알고리즘 그리고 단순화된 연판정

알고리즘과의 수렴 특성을 비교하였다. 모의실험은 모델링된 두 개의 다중경로 채널[16][17]을 대상으로 하였다.

$$H_1(z) = (-0.005 - j0.004) + (0.009 + j0.03)z^{-1} + (-0.024 - j0.104)z^{-2} + (0.854 + j0.52)z^{-3} + (-0.218 + j0.273)z^{-4} + (0.049 - j0.074)z^{-5} + (-0.016 + j0.02)z^{-6} \quad (18)$$

$$H_2(z) = 0.18 + (-0.505 + j0.451)z^{-1} + (0.433 - j0.5414)z^{-2} + (0.108 - j0.126)z^{-3} \quad (19)$$

<그림 6-4> 64-QAM에 대한 오차 신호의 특성



- (a) MCMA
- (b) Stop-and-Go 알고리즘
- (c) 연판정지향 알고리즘
- (d) 단순화된 연판정지향 알고리즘
- (e) SDD-SAG 알고리즘

등화기로는 선형 트랜스버설 필터 구조의 복소 등화기를 적용하였으며, 필터의 중심 탭은 $1+j0$ 으로, 중심 탭을 제외한 모든 탭은 $0+j0$ 으로 초기화하였다.

그림 6-4에서 64-QAM에 대한 MCMA, Stop-and-Go 알고리즘, 연판정지향 알고리즘, 단순화된 연판정지향 알고리즘, 그리고 SDD-SAG 알고리즘의 오차 신호의 특성을 각각 나타내었다. 오차 신호의 실수 성분과 허수 성분은 대칭이기 때문에 그림에서는 실수 성분만 고려하였다. 본 논문에서는 64-QAM에 대해서 $\gamma=5.25$, $R_2=57.8$ 로 하였다. 그림 6-5에 채널 1에서 64-QAM 신호에 대해 100회의 Monte Carlo 수행을 통해 얻은 잔류 심벌간 간섭을 나타내었다. 이때 SNR = 30dB로 하였으며, 등화기 차수는 15로 하였다. μ 값은 많은 모의실험을 통하여 CMA에서 $\mu = 2.0 \times 10^{-7}$, MCMA에서 $\mu = 8.0 \times 10^{-7}$, Stop-and-Go 알고리즘에서 $\mu = 7.0 \times 10^{-5}$, 그리고 SDD-SAG 알고리즘에서 $\mu = 8.0 \times 10^{-4}$ 로 하였다.

<그림 6-5> 채널 1에서 64-QAM에 대한 심벌간 간섭 비교

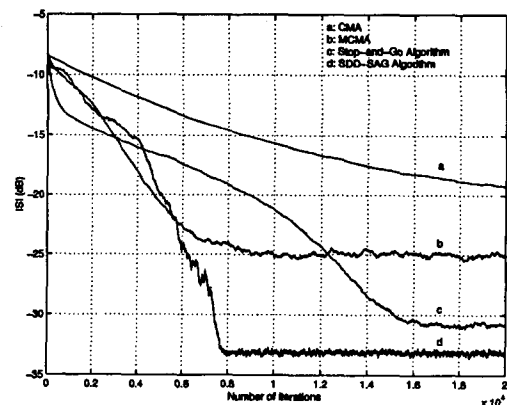
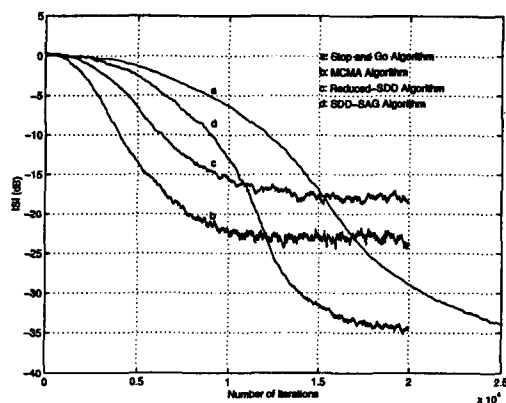


그림 6-5로부터 잔류 심벌간 간섭 면에서 SDD-SAG 알고리즘이 CMA보다 약 14dB, MCMA보다 약 8dB, 그리고 Stop-and-Go 알고리즘보다 약 2.5dB 정도 우수한 성능을 가짐을 알 수 있다. 또한 수렴 속도 면에서 SDD-SAG 알고리즘이 MCMA에 비해 다소 빠른 수렴 속도를 보이며, Stop-and-Go 알고리즘에 비하여 2배정도 빠름을 알 수 있다. 그림 6-5에서 나타내듯이 SDD-SAG 연관정지향 알고리즘이 64-QAM 신호와 같은 고차 QAM 신호에서도 기존의 알고리즘과 비교하여 빠른 수렴 속도와 정상상태에서의 작은 오차 레벨을 동시에 가짐을 확인하였다.

그림 6-6에서는 채널 2에서 16-QAM 신호에 대해 SNR=30dB 조건으로 20회의 Monte Carlo 수행을 통해 얻은 잔류 심벌간 간섭을 나타내었다. 이때 등화기 차수는 23으로 하였다.

SDD-SAG 알고리즘에서 분산 값은 $\sigma^2 = 0.25$ 로 하여 실험에 적용하였다. [-3, -1, 1, 3]을 심벌점의 실수 및 허수 성분으로 하였을 때 16-QAM의 경우 분산 σ^2 는 1보다 작아야 한다.

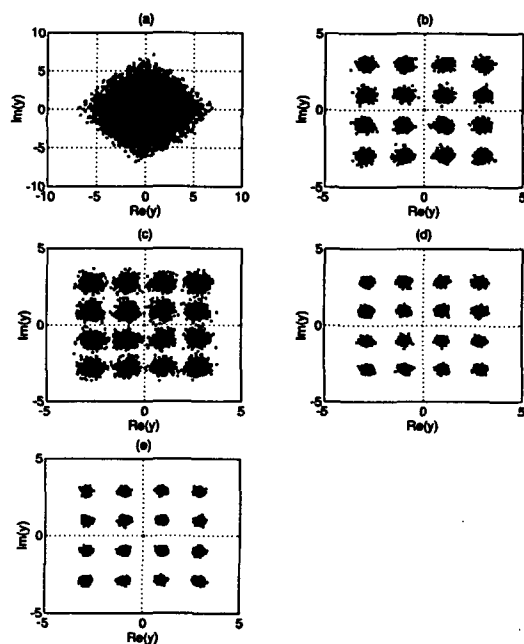
〈그림 6-6〉 채널 2에서 16-QAM에 대한 심벌간 간섭 비교



Chen[15]의 논문에 따르면 1 또는 0에 가까운 분산 값을 가지지 않는 한에는 알고리즘의 성능은 분산 값에 그다지 민감하지 않는 것으로 알려져 있다.

스텝 크기 μ 값은 반복적인 실험을 통하여 수렴 속도와 정상상태에서의 오차 레벨을 모두 고려하여 최적의 값을 정하였다. 이러한 이유로 최적의 μ 값을 정하는 문제는 실험자에 따라 다소의 차이를 가져올 수 있다. 본 실험에서는 Stop-and-Go 알고리즘에서 $\mu = 5.0 \times 10^{-4}$, MCMA에서 $\mu = 5.0 \times 10^{-5}$, 단순화된 연관정지향 알고리즘에서 $\mu = 5.0 \times 10^{-4}$, 그리고 SDD-SAG 알고

〈그림 6-7〉 채널 2에서 16-QAM에 대한 신호점도

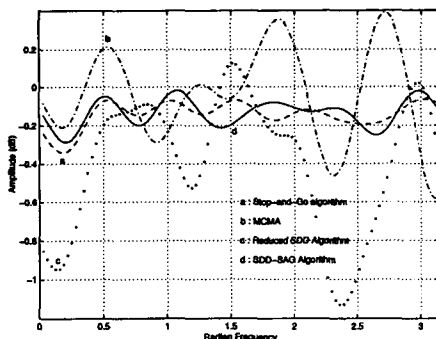


- (a) 등화전 (b) MCMA
- (c) 단순화된 연관정지향 알고리즘
- (d) Stop-and-Go 알고리즘
- (e) SDD-SAG 알고리즘

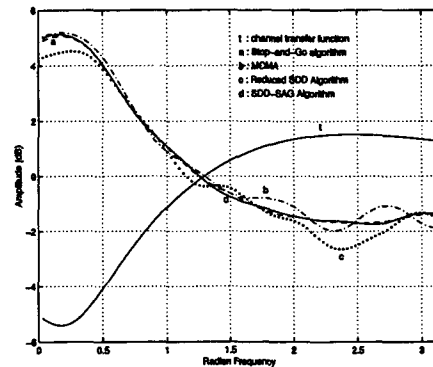
리즘에서 $\mu=1.0 \times 10^{-3}$ 으로 하였다. 그림6-6 으로부터 잔류 심벌간 간섭 면에서 SDD-SAG 알고리즘이 MCMA보다 약 16dB, 단순화된 연 판정지향 알고리즘보다 약 10dB 정도 우수한 성능을 가짐을 알 수 있으며, Stop-and-Go 알 고리즘과는 유사한 심벌간 간섭을 가진다. 또한 수렴 속도 면에서는 SDD-SAG 알고리즘이 MCMA나 단순화된 연판정지향 알고리즘에 비 해 다소 느린 수렴 속도를 보이나 Stop-and-Go 알고리즘과 비교해서는 7000 point 정도 빠름을 알 수 있다.

그림 6-7(a),(b),(c),(d),(e)에 채널 2에서의 16-QAM에 대한 등화전 신호점과 MCMA, 단순화 된 연판정지향 알고리즘, Stop-and-Go 알고리 즘, 그리고 SDD-SAG 알고리즘의 등화 후 신호 점의 실수 성분을 각각 나타내었다. 그림에서 나타내듯이 SDD-SAG 알고리즘의 등화 후 신 호점이 가장 뚜렷한 분포를 가짐을 알 수 있다. 그림 6-8에서는 채널 및 등화기가 정상상태에 도달했을 때의 주파수 응답을 나타낸 것이다. 그림에서 보면 Stop-and-Go 알고리즘과 SDD-SAG 알고리즘에 의한 등화기가 역 채널(inverse

〈그림 6-8〉 여러 알고리즘에 대한 채널 및 등화기의 정상상태에서의 주파수 응답



〈그림 6-9〉 여러 알고리즘에 대한 채널 왜곡이 등화기에 의하여 보상된 후의 주파수 응답



channel)에 가장 가깝게 추정하였음을 알 수 있 다. 그림 6-9에서는 채널의 왜곡이 등화기에 의 하여 보상된 후의 주파수 특성을 나타내었다. 그림에서 보이듯이 SDD-SAG 알고리즘의 경우 등화 후의 주파수 특성은 대역 주파수 전역에 걸쳐 큰 왜곡이 없는 모습을 보인다. 이는 SDD-SAG 알고리즘의 역 채널 추정 능력이 뛰 어남을 나타낸다.

V. 결론

본 논문은 왜곡이 심한 채널에서 우수한 수렴 특성을 가지면서도 정상상태에서의 오차 값이 작은 연판정지향 Stop-and-Go 알고리즘을 제안 하였다. SDD-SAG 알고리즘은 연판정지향 알 고리즘에 Stop-and-Go 알고리즘의 개념을 도입하 여, Sato 알고리즘과 연판정지향 알고리즘과의 비교를 통하여 보다 신뢰성 있는 오차를 탭 갱 신에 사용함으로써 수렴특성을 향상시켰다.

컴퓨터 모의실험 결과로부터 SDD-SAG 알고 리즘은 채널 1에서 64-QAM에 대해서 정상상태 로의 수렴 속도 면에서 Stop-and-Go 알고리즘

보다 2배정도 더 빨랐으며, 정상상태에서의 잔류 심벌간 간섭의 비교에 있어서도 CMA, MCMA, Stop-and-Go 알고리즘보다 2.5dB-14dB 향상된 결과를 얻을 수 있었다. 채널 2에서는 16-QAM에 대해서 MCMA, 단순화된 연관정지향 알고리즘에 비해서는 수렴 속도 면에서 다소 느렸으나, Stop-and-Go 알고리즘과 비교해서는 7000 point 정도 빨랐다. 잔류 심벌간 간섭 면에서는 Stop-and-Go 알고리즘과 유사한 -35dB를 보였다. 따라서 SDD-SAG 알고리즘이 기존의 적응 블라인드 등화 알고리즘들과 비교하였을 때 수렴 특성과 정상상태에서의 오차 특성 면에서 모두 우수한 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. Godard "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] J. Karaoguz and S.H. Ardalan, "A Soft Decision-Directed Blind Equalization Algorithm Applied to Equalization of Mobile Communication Channels," in *Proc. IEEE Conf. on Commun.*, vol. 3, pp.1272-1276, June 1992.
- [8] 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 Univ., 1992.
- [9] 오길남, 진용욱, "고차 QAM 신호의 블라인드 등화를 위한 단순화된 이중분산 연관정지향 알고리즘," 한국통신학회 논문지, 제20권, 제8호, pp.280-289, 1995. 8.
- [10] 오길남, "다중경로 채널에서의 QAM 신호에 대한 블라인드 등화 기법에 관한 연구," 경희대학교 대학원 전자공학과 박사 학위 논문. 1995
- [11] A. Papoulis, *Probability, Random Variables, and Stochastic Process*, 2nd ed.

- New York: McGraw-Hill, 1984.
- [12] S.J. Nowlan and G.E. Hinton, "A Soft Decision-Directed LMS Algorithm for Blind Equalization," *IEEE Trans. Commun.*, vol.COM-41, pp.275-279, Feb. 1993.
 - [13] A. Benveniste and M. Goursat, "Blind Equalizers," *IEEE Trans. Commun.*, vol.COM-32, no.8, pp.871-883, Aug. 1984.
 - [14] 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.
 - [15] S. Chen, S. McLaughlin, P.M. Grant and B. Mulgrew, "Reduced-Complexity Multistage Blind Clustering Equaliser," in *Proc. 1993 IEEE Int. Commun.*, Geneva, vol.2, pp.1149-1153. 1993.
 - [16] 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.
 - [17] D. Hatzinakos and C.L. Nikias, "Estimation of Multipath Channel Response in Frequency Selective Channels," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. SAC-7, pp.12-19, Jan. 1989.

A Study on the performance Improvement of the Adaptive Blind Equalizer Using the Soft Decision-Directed Stop-and-Go Algorithm

Young-Hwa Jeong*

Abstract

In this paper, we propose the soft decision-directed stop-and-go algorithm combining a concept of the stop-and-go algorithm with soft decision-directed algorithm. The proposed algorithm has an enhanced equalization performance according to using the more confidential error signal than two algorithms. 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, Modified CMA(MCMA), Stop-and Go algorithm and simplified soft decision-directed algorithm.

* Dept. of Information & Communication Engineering, NamSeoul University