

論文96-33A-12-1

수렴 속도 개선을 위한 하이브리드 자력 등화기

(Hybrid Blind Equalizer for Improvement of Convergence Performance)

鄭 教 逸 *, 林 濟 鐸 **

(Kyo Il Chung and Chae Tak Lim)

요 약

본 논문에서는 PAM 신호에 있어서, 수신측 등화기의 수렴 속도를 개선시키기 위하여 등화 초기에는 수렴 속도가 좋고, 전역 최소값(global minima)으로 수렴하는 TEA 기법으로 동작시키고, MSE 레벨이 0 dB 가 되는 시점에서 수렴 속도가 빠른 SG 알고리즘으로 동작 방식으로 전환하는 하이브리드 자력 등화기를 제안한다. 즉, 등화기의 필터 계수를 eye 가 열릴 수 있는 허용 범위 이내로 들어오도록 TEA 방식으로 적응시킨 후에 SG 방식으로 전환하는 자력등화기이다. 이 방식을 비최소 위상의 채널에 시험한 결과, 8-PAM 의 경우 본래의 TEA 보다 약 3,500 ~ 4,500 회 정도 신속하게 수렴하였고, MSE 측면에서는 3 ~ 6 dB 정도 좋은 결과를 얻을 수 있었다. 아울러 수렴 시까지 소요되는 전체 계산량도 본래의 TEA 보다 5 ~ 16 % 정도로 축소시키는 효과도 얻을 수 있다. 그리고, 본래의 SG 보다 약 8,500 ~ 17,500 회 정도 신속하게 수렴하였고, MSE 측면에서는 유사한 결과를 얻었다.

Abstract

In this paper, we propose a hybrid blind equalizer with TEA and SG (Stop & Go) algorithm with switching point at 0 dB of MSE value for improvement of convergence performance, where TEA is used initially to open the eye and then SG algorithm as rapid convergence is employed. The switching point is selected at the point of 0 dB MSE level because of settling the coefficients of blind equalizer. As a result of computer simulations for 8-PAM in the non-minimum phase channel, the proposed algorithm has better convergence speed as 3,500 ~ 4,500 iterations and has better MSE about 3 ~ 6 dB than those of original TEA. Also, computational cost of proposed algorithm is reduced as 5 ~ 16 % than that of original TEA. And, the proposed algorithm has better convergence than SG algorithm as 8,500 ~ 17,500 iterations but, the MSE is similar to original SG.

I. 서 론

디지털 통신 시스템에서 제한된 대역 폭의 통신 채널에 의한 신호의 진폭이나 위상에의 왜곡은 수신 측

에서 올바른 신호를 복원하는 데 많은 어려움을 준다. 이러한 채널에서의 왜곡은 통신 시스템의 효율적 이용과 성능 향상에 영향을 미치므로 이들 왜곡을 제거하여 원래의 신호를 복원하는 적응등화기(adaptive equalizer)가 필요하게 되었고, 이에 대해 많은 연구가 있었다. 통상의 적응등화기는 초기 훈련기간동안 송신 측과 수신측 사이에 미리 약속된 훈련열(training sequence)을 주고받아 등화기의 탭계수를 조정하여 정보를 송수신한다. 그러나 디지털 통신망의 발전과 함께 다자간 채널을 공유하는 데, 1대 다수의 통신 시스

* 正會員, 韓國電子通信研究所
(ETRI)

** 正會員, 漢陽大學校 電子工學科
(Department of Electronic Engineering, Hanyang University)

接受日字:1996年7月6日, 수정완료일:1996年12月11日

템에서 등화되지 않은 특정 수신자를 위해 기존의 통신을 중단하고 훈련열을 전송한다는 것은 불가능하다¹¹⁾¹²⁾. 즉 전송된 데이터를 알지 못하는 상황에서 수신된 데이터만으로 심벌간의 간섭 (ISI, Inter-Symbol Interference) 을 제거하여 정확한 데이터를 결정할 수 있는 등화기인 자력등화기 (blind equalizer) 의 필요성이 대두되었다.

이러한 자력등화 알고리즘은 크게 Bussgang 계열과 고차 통계의 Polyspectra 계열로 구분할 수 있다. Bussgang 계열의 기법들은 등화기의 출력 측에 비선형성이 존재한다고 가정하여, 출력 측에서의 평균자승오차 (MSE, mean square error) 를 최소로 하는 방향으로 탭 계수를 조정하는 방법이다. 대표적인 Bussgang 계열 알고리즘으로 Sato¹²⁾, Godard¹³⁾, Benveniste와 Goursat¹⁴⁾ 는 등화기 출력 단에서의 오차 신호를 바탕으로 하여 각각 다른 비볼록 (non-convex) 비용 함수를 최소화하는 알고리즘이다. 특히, Picchi 와 Prati¹⁵⁾ 는 등화기의 수렴 속도를 향상시키기 위해 결정의 오차에 Stop & Go (SG) 의 적응 규칙을 제안하였고, Bellini¹⁶⁾ 는 비선형 자력 등화를 위하여 Bussgang 기법을 기초로 하는 알고리즘을 제안하였다.

고차 통계의 Polyspectra 계열을 이용한 자력 등화 방법¹⁷⁾¹⁸⁾ 은 통신 채널로부터 출력된 수신 심벌, 즉 등화기의 입력 신호에 비선형성이 존재한다고 가정하여, 등화기 입력 신호의 고차 통계치로부터 채널의 전달 함수를 추정하고 이를 기반으로 등화기의 탭계수를 구하여 송신 심벌을 검출하는 방법이다. 고차 통계의 특징은 첫째, 고차 통계는 위상 정보를 유지하는 특성이 있어 채널의 출력만으로 비최소 위상 시스템 함수를 추정할 수 있고, 둘째 가우시안 과정 (Gaussian process) 의 3차 이상의 고차 통계치가 0 이므로 부가 가우시안 잡음의 영향을 받지 않는다는 것이다. PAM 신호를 송신할 경우, 송신 신호는 일반적으로 균등한 확률 분포를 유지하므로, 3차 통계의 bispectrum 은 0 이 되어 수신 측에서 복원할 수 없으며, 4차 이상의 통계가 요구된다¹⁹⁾¹¹⁰⁾. 그리고, 고차 통계에 의한 자력 등화 기법은 수신된 신호의 통계적 특성에 따라 등화기의 출력이 결정되므로, 설사 신호의 판단이 잘못되더라도 등화기 수렴에는 영향을 미치지 않는다는 장점이 있다.

Bussgang 계열의 자력등화 알고리즘은 대체적으로

실시간 처리에 의한 자력 등화가 가능하고, 연산량이 적다는 장점이 있는 반면 전역 수렴이 보장되지 않고, 심한 심벌간 간섭 또는 낮은 신호 대 잡음비 (SNR, Signal to Noise Ratio) 의 경우에는 초기의 등화기간이 길어지는 단점이 있다. 그리고, 고차 통계를 기반으로 한 자력등화 알고리즘은 계산량이 많아 실시간 처리가 어렵고, 등화기의 입력 신호에서의 오차를 최소화하는 zero-forcing 알고리즘이므로 초기 등화가 빨리 이루어지는 반면 이후의 수렴 속도가 느리다는 단점이 있다¹¹¹⁾.

본 논문에서는 이와 같은 이유로 두 가지의 대표적인 자력등화 알고리즘인 SG 알고리즘과 TEA (Tri-cepstrum Equalization Algorithm) 방식을 결합하는 방식을 제안하여 수렴 속도를 개선하여 수신된 신호로부터 본래의 신호를 복원하고자 한다. 이 방식은 초기에는 수렴 속도가 좋고, 전역 최소값 (global minima) 으로 수렴하는 TEA 기법으로 동작시키고, MSE 레벨이 0 dB 가 되는 시점에서 즉, 등화기의 계수가 안정되는 시점에서 수렴 속도가 빠른 SG 알고리즘으로 전환한다. 이렇게 하여 전체적으로 수렴 속도를 향상시키고, 본래의 TEA 보다 신속하게 수렴하고, 향상된 MSE 를 얻을 수 있다. 아울러 수렴 시까지 소요되는 전체 계산량을 축소시키는 효과도 얻을 수 있다.

본 논문은 II 장에서 두 알고리즘의 특징을 설명하고, 두 알고리즘을 결합하는 하이브리드 등화기에서의 전환 시점을 결정하는 방식을 제안한다. 그리고, III 장에서는 II 장에서 제안한 방식으로 시험하여 얻은 결과를 나타내어 확인하고, 마지막으로 결론을 맺는다.

II. 하이브리드 자력등화 알고리즘

일반적인 통신 시스템을 (그림 1) 과 같다고 하면 수신 신호 $y(k)$ 는

$$y(k) = y_m(k) + n(k) = h(k) * x(k) + n(k) \quad (1)$$

과 같다. 그림에서 채널은 안정된 선형의 시불변채널, $n(k)$ 는 대칭적으로 분포되는 가산잡음이고, $h(k)$ 는 채널의 임펄스응답의 계수, $x(k)$ 는 $2M$ ($M \geq 2$) 개의 데이터 세트로 되어있는 PAM 신호로 각각 독립적이고, 균일하게 분포된 송신 신호이다.

가. 자력등화 알고리즘의 특징

Bussgang 계열의 자력 등화 알고리즘에서 Picchi

와 Prati^[5] 가 제안한 SG 알고리즘은 Sato 알고리즘과 직접결정 알고리즘을 조합한 것으로 Sato 알고리즘에 의한 오차와 결정의거 알고리즘의 오차에 의한 두 부호가 일치하는 가를 조사하여 탭계수 갱신 여부를 결정하게 되므로 신뢰성 있는 추정 오차를 사용할 수 있도록 개선된 것이다. 그리고 SG 알고리즘은 기존의 직접결정 알고리즘을 기초로 하기 때문에 구현이 용이하다. SG 알고리즘의 탭 계수 $w(k)$ 의 갱신 식은 다음과 같다.

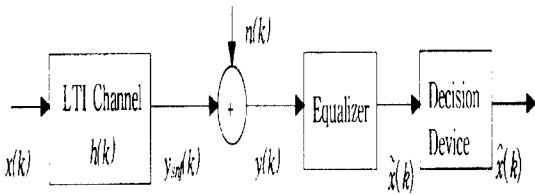


그림 1. 통신 시스템 구성도
Fig. 1. Communication System.

$$w(k+1) = w(k) - f * \mu * e(k) * y(k) \quad (2)$$

여기서 f 는 SG 알고리즘에서 Sato 알고리즘에 의한 오차와 결정의거 알고리즘의 오차와의 부호가 같으면 1, 다르면 0 으로 되는 플래그이고 μ 는 스텝 크기이다. 또, $e(k)$ 는

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

로 등화기 출력 $\hat{x}(k)$ 과 판정기 출력 $\hat{\hat{x}}(k)$ 의 차이이다. 즉, SG 알고리즘에서는 결정의거 알고리즘에 의한 오차와 Sato 알고리즘에 의한 오차가 같은 부호를 갖는 경우에 한해서 탭계수를 갱신하고, 그렇지 않은 경우에는 탭계수 갱신을 중지하여 오차 추정을 신뢰성이 높을 때에만 탭계수를 갱신하므로써 부정확한 탭계수 갱신을 하지 않는다.

한편, 고차통계를 이용하는 TEA 방식은 먼저 수신 신호 $y(k)$ 로 부터 4차 cumulant $L_y(m, n, l)$ 를 적응 방식에 의하여 추정한 후, tricepstrum 의 특성으로부터 $P(i)$ 행렬과 $p(i)$ 벡터로 이루어지는 식 (4) 의 cepstrum 방정식을 구성한다^[11].

$$\sum_{l=1}^k \{A^{(l)}[L_y(m-I, n, l) - L_y(m+I, n+I, l+D)] + \sum_{l=1}^k \{B^{(l)}[L_y(m-J, n-J, l-D) - L_y(m+J, n, l)]\} - mL_y(m, n, l) \quad (4)$$

여기서, $A^{(l)}$ 는 채널의 최소위상 (minimum phase) 성분이고, $B^{(l)}$ 는 최대위상 (maximum phase) 성분이다. 최소위상 성분의 수 p 와 최대위상 성분의 수 q 를 적당한 값으로 정하면 $w = \max(p, q)$, $z \leq \frac{w}{2}$, $s \leq z$ 로 된다. P 를 원소가 $\{L_y(m, n, l) - L_y(\sigma, \tau, \lambda)\}$ 인 $N_p \times (p+q)$ ($N_p = 2w(2z+1)(2s+1)$) 행렬, a 를 크기가 $(p+q) \times 1$ 인 cepstrum 벡터, p 를 $\{-mL_y(m, n, l)\}$ 가 원소인 $N_p \times 1$ column 벡터로 하면 cepstrum 벡터 a 의 추정 \hat{a} 는

$$\hat{a} = (P^H P)^{-1} P^H \hat{p} \quad (5)$$

과 같이 표현할 수 있다. 채널 전달함수의 최소위상 및 최대위상 성분을 구하여

$$\hat{a}(i) = [\hat{A}_0^{(1)}, \dots, \hat{A}_0^{(p)}, \hat{B}_0^{(1)}, \dots, \hat{B}_0^{(q)}]^T \quad (6)$$

로 부터 등화기의 계수 $w(k)$ 를 구한다.

$$w(k) = \frac{1}{h}(k) = \hat{i}_{inv}(k) * \hat{o}_{inv}(k) \quad (7)$$

여기서 $\hat{i}_{inv}(\cdot)$ 과 $\hat{o}_{inv}(\cdot)$ 는 각각 최소, 최대위상 성분이다.

자력등화기의 궁극적인 목표는 송신 측과 수신 측의 약속된 훈련열이 없이 등화기에 수신된 왜곡된 신호로부터 본래의 송신 신호를 검출하는 것이다. TEA 와 SG 의 두 알고리즘의 수렴 특성을 비교하기 위하여 다음 (그림 2) 와 같은 채널에 등화를 수행하였다^[11].

$$H(z) = (1+0.5z)(1+0.5z^{-1}) = 0.5z + 1.25 + 0.5z^{-1} \quad (8)$$

이 채널은 -0.5 와 -2 에서 극점을 갖는 채널로 극점이 단위 원 밖에 존재하므로 비최소 위상의 특성을 지니고 있으며, 임펄스 응답은 (그림 3) 과 같다.

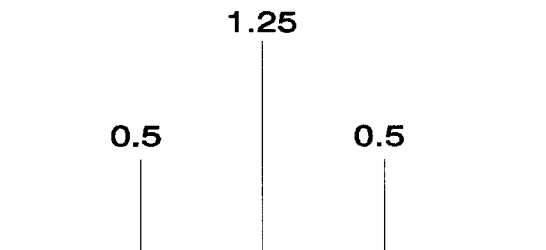


그림 2. 비최소 위상 채널 I 의 임펄스 응답
Fig. 2. Impulse response of non-minimum phase channel I.

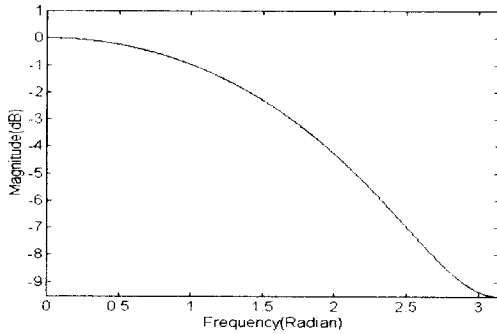


그림 3. 채널 I 의 주파수 응답
Fig. 3. Frequency Response of Channel I.

송신을 위하여 발생한 신호 $x(k)$ 는 랜덤하게 $\{-7, -5, -3, -1, 1, 3, 5, 7\}$ 의 8-PAM 신호를 발생하여 (8) 의 채널에 입력시킨다. 이때, 채널의 SNR 은 40 dB 이다. 랜덤하게 발생된 송신 심벌을 TEA 방식과 SG 방식으로 각각 20 회 반복하여 수행하였다. 두 방식에서 MSE 는 식(9) 와 같이 구하였다.

$$MSE = 10 E[\log [x(k) - \hat{x}(k)]^2] \quad (9)$$

여기에서 $x(k)$ 는 송신한 심벌이고 $\hat{x}(k)$ 는 등화기를 통하여 복원된 심벌이다. 두 방식의 수렴에 의한 MSE 는 (그림 4) 에서 보는 바와 같이 초기에는 고차 통계의 TEA 방식이 먼저 수렴하고, SG 알고리즘의 수렴이 TEA 보다 훨씬 뒤에서 이루어짐을 알 수 있다. (그림 4) 에서 TEA 방식은 약 12,000 회 정도에서, SG 는 약 25,000 회에서 수렴하고 있다. 즉, 초기 수렴 속도에 대하여 고차 통계를 이용한 TEA 방식은 지금까지의 Busgang 계열의 알고리즘보다 빨리 eye pattern 을 열 수 있다. 그러나 그 이후로는 느리게 수렴함으로써 오히려 결정의거 방식을 적용한 SG 알고리즘보다 느리게 수렴하는 특성을 보인다.

나. 하이브리드 자력등화를 위한 전환점의 검출 방법
본 논문에서의 하이브리드 자력등화기는 TEA 의 수렴 속도를 개선하고, 등화에 필요한 계산량을 줄일 수 있도록 TEA 방식에서 SG 방식으로 어느 시점에 전환하는 가를 결정하는 것이다. 고차 통계를 이용한 TEA 방식은 Busgang 계열의 알고리즘보다 빨리 eye pattern 을 열 수 있음을 (그림 4) 에서 확인하였다. 먼저 TEA 알고리즘을 수행하고 다음에 SG 알고리즘으로 수행을 전환하는 지점을 검출하기 위하여 MSE 가 0 dB 인 지점을 전환 지점으로 결정하였다.

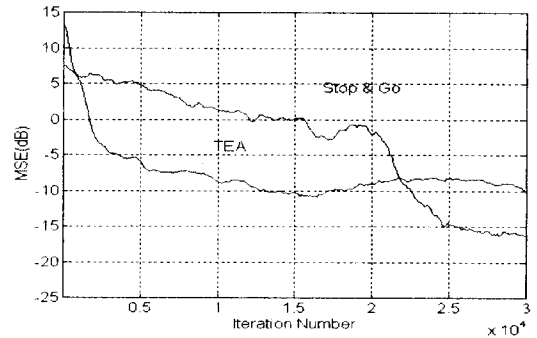


그림 4. 8-PAM 에서의 채널 I에 대한 TEA와 SG 의 수렴 특성 비교
Fig. 4. Convergence comparison between TEA and SG algorithm in 8-PAM at channel I.

여기서 MSE 는 식(9) 와 같이 송신한 심벌 $x(k)$ 와 등화기를 통하여 복원된 심벌 $\hat{x}(k)$ 와의 평균자승오차이다. 즉, 두 심벌간에 $|x(k) - \hat{x}(k)| = 1$ 이 되므로 eye pattern 이 열리고, 등화기의 필터 계수가 어느 정도 안정이 되었다고 판단하는 것이다. 예를 들어, 4-PAM 신호 방식에서 송신 심벌을 만들 때 $\{-3, -1, 1, 3\}$ 의 신호 세트로 표현된다. -2 이하의 신호에 대하여는 -3 을 대표 값으로 하고, -2 이상 0 이하의 신호는 -1 이라는 신호로 대표된다. 마찬가지로 1 과 3 의 경우도 같은 형태로 표현된다. 8-PAM 신호 방식에서 송신 심벌을 만들 때 $\{-7, 5, -3, -1, 1, 3, 5, 7\}$ 의 신호 세트로 표현된다. 이 역시 같은 개념으로 신호 세트를 형성하게 된다. 즉, 두 신호 사이의 거리는 2 가 되고, 이때 두 심벌은 $|x(k) - \hat{x}(k)| = 1$ 이내이므로 이때 전환을 하고, TEA 에서 갱신된 등화기의 필터 계수를 SG 알고리즘의 등화기 계수로 전달한다. TEA 의 방식으로부터 얻어낸 식(7) 의 등화기 계수 $u(k)$ 를 식 (2) 의 SG 알고리즘 탭계수 갱신 식으로 전환하여 활용한다.

III. 모의시험 및 결과

본 논문에서 제안한 TEA 와 SG 의 결합한 하이브리드 알고리즘의 성능을 평가하기 위하여 컴퓨터를 이용한 모의시험을 수행하였다. 하이브리드 알고리즘과 비교할 대상으로는 TEA 방식과 직접 결정 방식을 적용한 SG 알고리즘으로 하였다. 입력 신호로는 8-level 의 대칭 형태의 PAM 신호를 균등한 확률로 독립적인 난수를 발생시켜 사용하였다. 또한 모든 경우에 등화기

의 차수는 31 차로 동일하게 하였다. 각각의 채널에 대한 4차 cumulant 는 $M = 8, p = q = 3, w = 3, z = 1, s = 0$ 으로 고정하여 시험하였다. SG 방식에서 스텝 크기 $\mu = 0.0005$ 로 하였다. 모의시험에서 사용한 두 알고리즘의 결합 방식의 전체적인 시스템 구성은 다음 (그림 5) 와 같다. (그림 5) 에서 수신된 신호 $y(k)$ 는 송신 신호 $x(k)$ 가 채널을 통하여 잡음이 가산된 형태이다. 이때, 채널의 SNR 을 40 dB 로 하였으며, 가산 잡음의 분산은 0.045 가 된다. 전환점 제어기는 앞서서도 나타냈듯이 TEA 의 MSE 가 0 dB 가 되는 시점에서 SG 로 수신 신호를 보내도록 지시하는 기능을 갖는다. 마지막 부분의 판정기는 결정의거에 의한 방식으로 처리하였다.

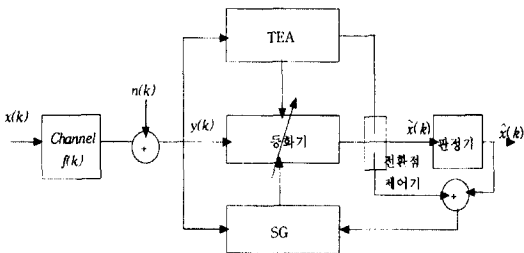


그림 5. 하이브리드 알고리즘의 구조
Fig. 5. Structure of the hybrid algorithm.

(그림 6) 은 식(8) 의 비최소 위상 채널 I 에 대한 TEA 와 하이브리드 알고리즘의 수렴 결과를 나타낸 것이다. 각각의 알고리즘에 대하여 20 회 반복 수행하였다. 8-PAM 의 신호를 송신하였을 경우, (그림 4) 의 TEA 의 수렴 곡선에서 MSE 가 0 dB 인 시점 즉, TEA 로 1,250 회 수행한 후 SG 알고리즘으로 전환한 하이브리드 알고리즘에 의한 수렴 결과이다. (그림 6) 의 결과에 따르면, 본래의 TEA 방식은 12,000 회에서 수렴하고, 본 논문에서 제시한 방식이 7,500 회에서 수렴하므로 4,500 회 정도 수렴 속도가 개선된 결과를 얻을 수 있었으며, 수렴 후의 MSE 값도 본래의 약 -10 dB 에서 -16 dB 로 약 6 dB 정도 안정된 결과도 얻었다. 또, 각각의 수렴까지의 덧셈과 곱셈을 합한 계산량도 본래의 TEA 방식에 비하여 단지 16.5 % 만 필요로 하는 좋은 효과를 얻을 수 있었다. 이 계산량의 비교는

으로 얻는다. 이들의 계산량을 <표 1> 에 비교하였다. 이 표에서 M 은 고차통계 연산을 위한 블록내의 표본 수이고, M_T 는 한 표본을 기준으로 전후의 계산폭을, N_p 는 식(5) 의 P 행렬을 구하기 위한 값이며, S 는 제안한 방식으로 수행할 경우 전환되는 지점의 반복수이다. 한편으로는 SG 방법에 대하여도 (그림 4) 에서의 SG 알고리즘의 수렴 속도가 25,000 회에서 (그림 7) 의 본 논문에서 제시한 방식으로 7,500 회에서 수렴하므로 본래의 SG 보다 17,500 회 빨라졌다.

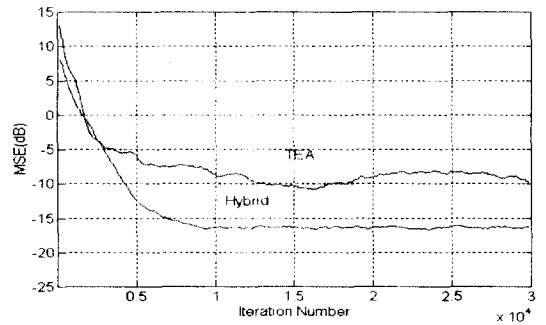


그림 6. 채널 I에서 8-PAM 신호일 때의 TEA와 하이브리드 알고리즘의 MSE (dB)
Fig. 6. MSE curve in dB of TEA and hybrid algorithm in 8-PAM at channel I.

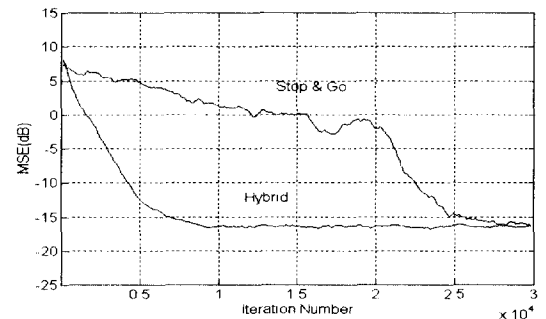


그림 7. 채널 I에서 8-PAM 신호일 때의 SG와 하이브리드 알고리즘의 MSE (dB)
Fig. 7. MSE curve in dB of SG and hybrid algorithm in 8-PAM at channel I.

2) 채널 II 에서의 실험

(그림 8) 은 ¹¹²¹ 에서 제시한 비최소위상 채널의 임펄스 응답이고 (그림 9) 는 주파수 응답이다. 이를 수식으로 표현하면 아래 식(11) 과 같다.

$$\begin{aligned}
 H(z) &= (1 + 0.386z)(1 + 0.385z^{-1}) \\
 &= 0.304z + 0.903 + 0.304z^{-1}
 \end{aligned}
 \tag{11}$$

하이브리드 자력 동화기에서 수렴시까지 소요되는 덧셈과 곱셈의 합 *100
TEA 자력 동화기에서 수렴시까지 소요되는 덧셈과 곱셈의 합 (10)

표 1. 8-PAM 에서 수렴 시까지의 연산량 비교
Table 1. Comparison of computational complexity on converge in 8-PAM.

	매 반복당 덧셈 수	수렴까지의 계산량	매 반복당 곱셈 수	수렴까지의 계산량
본래의 TEA (M=8, M _T =2M+1, N=31, p=q=3, N _p =18)	$\frac{1}{6} M_T^3 + M_T$ $+ 3N_p(p+q)$ $+ \frac{1}{2}(N^2 - 2N)$	950 × 12,000 = 11,400,000	$\frac{3}{8} M_T^3 + 3M_T$ $+ (p+q)(2N+1)$ $+ \frac{1}{4}(N^2 + 8N + 3)$	2,222 × 12,000 = 26,664,000
본래의 SG (N=31)	2N+2	64 × 25,000 = 1,600,000	2N+4	66 × 25,000 = 1,650,000
제한한 방식 (0 dB, 1,250 번째에서 전환 S 가 전환시 반복수임)	$S[\frac{1}{6} M_T^3 + M_T$ $+ 3N_p(p+q)$ $+ \frac{1}{2}(N^2 - 2N)]$ $+ (7500 - S)(2N+2)$	950 × 1,250 + 64 × 6,250 = 1,587,500	$S[\frac{3}{8} M_T^3 + 3M_T$ $+ (p+q)(2N+1)$ $+ \frac{1}{4}(N^2 + 8N + 3)]$ $+ (7500 - S)(2N+4)$	2,222 × 1,250 + 66 × 6,250 = 4,690,000

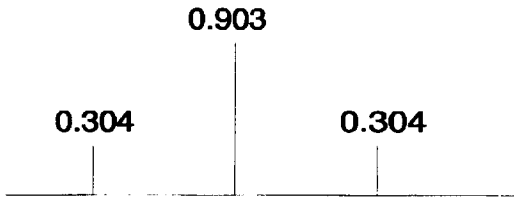


그림 8. 비최소위상 채널 II 의 임펄스 응답
Fig. 8. Impulse response of nonminimum phase channel II.

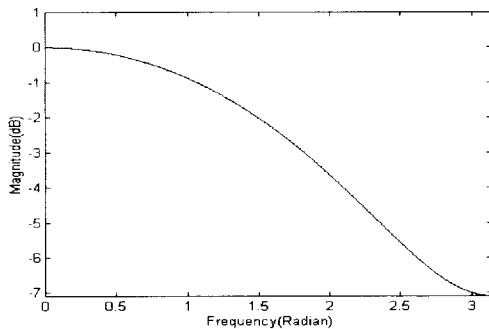


그림 9. 채널 II 의 주파수 응답
Fig. 9. Frequency Response of Channel II.

(그림 10) 은 식(11) 의 비최소위상 채널 II 에 대한 TEA 와 SG 알고리즘의 수렴 결과를 나타낸 것이다. 마찬가지로 각각의 알고리즘에 대하여 20 회 반복 수행하였다. 두 방식의 수렴에 의한 MSE 는 (그림 10) 에서도 초기에는 고차통계의 TEA 방식이 먼저 수렴하고, SG 알고리즘의 수렴이 TEA 보다 뒤에서 이루어

어짐을 알 수 있다. (그림 10) 에서 TEA 방식은 약 12,000 회 정도에서, SG 는 약 17,000 회에서 수렴하고 있다. 즉, 초기 수렴속도에 대하여 고차통계를 이용한 TEA 방식은 지금까지의 Bussgang 계열의 알고리즘보다 빨리 eye pattern 을 열 수 있다. 그러나 그 이후로는 느리게 수렴함으로써 오히려 결정의거 방식을 적용한 SG 알고리즘보다 느리게 수렴하는 특성을 보인다. 8-PAM 의 신호를 송신하였을 경우, (그림 10) 의 TEA 의 수렴 곡선에서 MSE 가 0 dB 인 시점 즉, TEA 로 300 회 수행한 후 SG 알고리즘으로 전환한 하이브리드 알고리즘에 의한 수렴 결과이다.

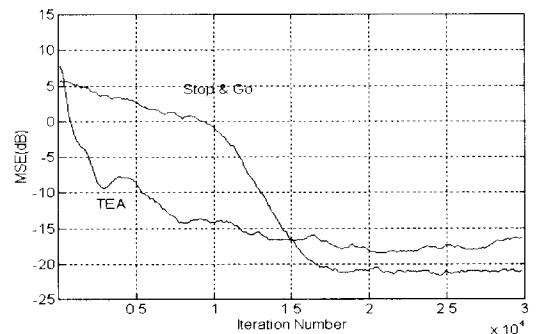


그림 10. 8-PAM 에서의 채널 II 에 대한 TEA 와 SG 의 수렴 특성 비교
Fig. 10. Convergence comparison between TEA and SG algorithm in 8-PAM at channel II.

(그림 11) 의 결과에 따르면, 본래의 TEA 방식은 12,000 회에서 수렴하고, 본 논문에서 제시한 방식이 8,500 회에서 수렴하므로 3,500 회 정도 수렴속도가

개선된 결과를 얻을 수 있었으며, 수렴 후의 MSE 값도 본래의 약 -18 dB 에서 -21 dB 로 약 3 dB 정도 안정된 결과도 얻었다. 또, 각각의 수렴까지의 덧셈과 곱셈을 합한 계산량도 본래의 TEA 방식에 비하여 단지 5.3 % 만 필요로 하는 좋은 효과를 얻을 수 있었다. 이 계산량의 비교는 식(10) 을 활용하였으며, 계산량을 <표 2> 에 비교하였다. 또, SG 방법에 대하여도 (그림 10) 에서의 SG 알고리즘의 수렴 속도가 17,000 회에서 본 논문에서 제시한 방식으로 (그림 12) 와 같이 8,500 회로 더욱 빨라졌다.

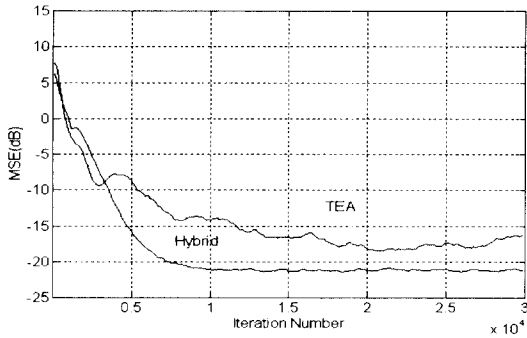


그림 11. 채널 II 에서 8-PAM 신호일 때의 TEA 와 하이브리드 알고리즘의 MSE (dB)
 Fig. 11. MSE curve in dB of TEA and hybrid algorithm in 8-PAM at channel II.

IV. 결론

본 논문에서는 두 가지의 대표적인 자력등화 알고리즘인 SG 방식과 TEA 방식에 있어서 MSE 가 0 dB

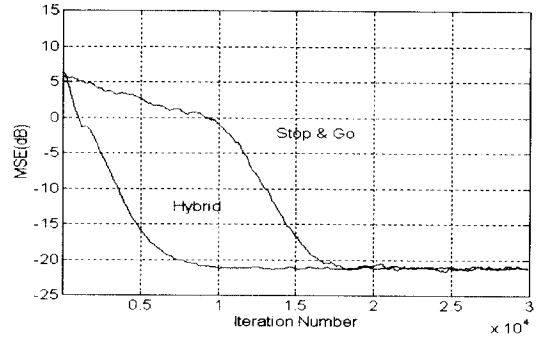


그림 12. 채널 II 에서 8-PAM 신호일 때의 SG 와 하이브리드 알고리즘의 MSE (dB)
 Fig. 12. MSE curve in dB of SG and hybrid algorithm in 8-PAM at channel II.

인 시점에서 전환하는 하이브리드 자력등화 방식을 제안하였다. 초기에는 수렴 속도가 좋고 전역 최소값으로 수렴하는 4차 통계에 의한 TEA 방식으로 동작하고, SG 알고리즘의 MSE 가 0 dB 인 시점에서의 MSE 값에서, 즉 등화기의 필터 계수가 안정된 상태에서 수렴 속도가 빠른 SG 알고리즘으로 전환하여 비최소위상 채널에서 전체적으로 수렴 속도를 향상시키고, 향상된 MSE 를 얻었다. 비최소위상의 채널에 시험한 결과, 8-PAM 의 경우 본래의 TEA 보다 약 3,500 ~ 4,500 회 정도 신속하게 수렴하였고, MSE 측면에서는 3 ~ 6 dB 정도 좋은 결과를 얻을 수 있었다. 아울러 수렴시까지 소요되는 전체 계산량도 본래의 TEA 보다 5 ~ 16 % 정도로 축소시키는 효과도 얻을 수 있다. 그리고, 본래의 SG 보다 약 8,500 ~ 17,500 회 정도 신속하게 수렴하였고, MSE 측면에서는 유사한 결과를 얻었다. 본 논문에서

표 2. 채널 II 에서 수렴 시까지의 연산량 비교

Table 2. Comparison of computational complexity on converge in 8-PAM at channel II.

	매 반복당 덧셈 수	수렴까지의 계산량	매 반복당 곱셈 수	수렴까지의 계산량
본래의 TEA (M=8, M _T =2M+1, N=31, p=q=3, N _p =18)	$\frac{1}{6} M_T^3 + M_T + 3N_p(p+q) + \frac{1}{2}(N^2 - 2N)$	950 x 12,000 = 11,400,000	$\frac{3}{8} M_T^3 + 3M_T + (p+q)(2N+1) + \frac{1}{4}(N^2 + 8N + 3)$	2,222 x 12,000 = 26,664,000
본래의 SG (N=31)	2N+2	64 x 17,000 = 1,088,000	2N+4	66 x 17,000 = 1,122,000
제안한 방식 (0 dB, 300 번째에서 전환 S 가 전환시 반복수임)	$S[\frac{1}{6} M_T^3 + M_T + 3N_p(p+q) + \frac{1}{2}(N^2 - 2N)] + (8500 - S)(2N+2)$	950 x 300 + 64 x 8,200 = 809,800	$S[\frac{3}{8} M_T^3 + 3M_T + (p+q)(2N+1) + \frac{1}{4}(N^2 + 8N + 3)] + (8500 - S)(2N+4)$	2,222 x 300 + 66 x 8,200 = 1,207,800

제안한 하이브리드 알고리즘은 실제로 하드웨어로 구현하기 보다는 디지털신호처리기 (DSP, Digital Signal Processor) 를 이용하여 소프트웨어로 구현할 때에 그 의미를 가진다.

앞으로 고차 통계를 이용한 자력 등화기에서 나타나는 많은 계산량을 효과적으로 줄이는 방법과 QAM 신호 세트에 대하여 이러한 전환 기법이 적용되고 함께 다른 채널에 대해서도 계산량과 수렴 특성을 개선시킬 수 있는 최적의 전환점을 찾는 연구가 진행되어야 할 것이다.

참 고 문 헌

- [1] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, 2nd Ed. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ., 1991.
- [2] Y. Sato, "A method of self-recovering equalization for multilevel amplitude-modulation systems," *IEEE Trans. on Comm.*, Vol. 23, pp. 679-682, June 1975.
- [3] D. N. Godard, "Self-recovering equalization and carrier tracking in two-dimensional data communication systems," *IEEE Trans. on Comm.*, Vol. 28, No. 11, pp. 1867-1875, Nov. 1980.
- [4] A. Benveniste and M. Goursat, "Blind equalizer", *IEEE Trans. on Comm.*, Vol. COM-32, No. 8, pp. 871-883, Aug. 1984.
- [5] G. Picchi and G. Prati, "Blind equalization and carrier recovery using a stop-and-go decision-directed algorithm," *IEEE Trans. on Comm.*, Vol. 35, No. 9, pp. 877-887, Sep. 1984.
- [6] S. Bellini, "Bussgang techniques for blind equalization," *IEEE Proc. of Globecom* Vol. 3, Dec. 1986.
- [7] C. L. Nikias and M. R. Raghuveer, "Bispectrum estimation : A digital signal processing framework," *Proc. of IEEE*, Vol. 75, pp. 869-891, July 1987.
- [8] C. L. Nikias and J. M. Mendel, "Signal Processing with Higher-Order Spectra," *IEEE Signal Processing Magazine*, pp. 10-37, July 1993.
- [9] C. L. Nikias and A. P. Petropulu, *Higher-order spectra analysis*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ., 1993.
- [10] S. Haykin, *Blind Deconvolution*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ., 1994.
- [11] D. Hatzinakos and C. L. Nikias, "Blind equalization using a tricepstrum based algorithm," *IEEE Trans. on Comm.*, Vol. COM-39, pp. 669-682, May 1991.
- [12] G. Proakis, *Digital Communication*, 2nd Ed. McGraw-Hill, 1989.

저 자 소 개

鄭 敎 逸(正會員) 第 33卷 B編 第 6號 參照
현재 전자통신연구소 근무중

林 濟 鐸(正會員) 第 33卷 B編 第 6號 參照
현재 한양대학교 전자공학과 교수