

강인한 자력복구 채널등화 알고리즘 및 8-VSB 수신시스템에의 응용

論 文

48A-8-16

Robust Blind Equalization Algorithms and Its Application to 8-VSB Receiver.

朴景鏞* · 黃有模**
(Kyung-Do Park · Humor Hwang)

Abstract - We propose two new classes of robust blind equalization algorithms against abrupt changes of channel conditions, which we call a triple-mode algorithm(TMA) and an automatic switch-over algorithm(ASA). The conventional DMGSA exhibits slow convergence rates due to the incorrect equalizer tap-updating process under the severe channel conditions. In order to speed up the convergence process, the TMA operates in triple-mode that is based on the dual-mode of the DMGSA incorporated with the tap-updating control modes of the SGA as well as the MSGA. Without resorting to the decision region for selecting the operation mode in the TMA, the ASA automatically switches the blind mode to the smoother conventional decision-directed mode. The ASA uses the error functional that is the weighted sum of the Generalized Sato error and the decision-directed error, where the weights correspond to the channel conditions. Test results on 16-QAM and 8-VSB datas confirm that the TMA and the ASA perform well under the sudden changes of channel conditions.

Key Words : TMA, ASA, blind mode, decision-directed mode

1. 서 론

제한된 디지털 통신 채널 대역폭으로 인한 심볼간 간섭(ISI)을 줄이기 위해 훈련열(training sequence)를 이용한 채널등화기를 사용하는데 이는 구현의 용이 및 빠른 start-up 채널등화의 이점이 있지만 다중경로 페이딩등에 의해 채널상황이 악화되는 경우에는 훈련열을 사용하지 않고 수신 심볼에만 의존하는 자력복구 채널등화(blind equalization) 만큼 급격한 채널 상황변화에 잘 대응하지 못하는 것으로 알려져 있다[1].

QAM 시스템을 위한 자력복구 채널등화 기법으로는 Godard Algorithm(GA)[2] 및 Generalized Sato Algorithm(GSA)[3] 등이 널리 알려져 있다. GA에서는 등화기의 출력이 임의의 위상이 회전된 신호군에 수렴하는 문제점이 있다. 이런 문제점을 해결하기 위해 [4]에서는 GA에서 다루는 이차원 신호의 in-phase 성분과 quadrature 성분을 분리하여 각 성분에 해당하는 일차원 에러함수를 사용하는 변형된 GA와 직결결정(Dicision Directed : DD) 모드

를 결합하여 수행함으로써 등화과정에 위상을 복원할 수 있게 하였다.

이 알고리즘들을 포함한 대부분의 자력복구 채널등화 알고리즘에서는 에러값이 어느정도 낮게되면 빠른 수렴을 위해 DD 모드로 수동적으로 전환(manual switch-over)하여 채널등화 수렴을 완성하게 되는데 이런 경우 나타날 수 있는 에러의 연집(error propagation)을 피하기 위해서는 수동 전환점 선정에 주의하여야 한다. 너무 빨리 DD 모드로 전환하면 알고리즘이 수렴하지 못하여 보다 큰 정상상태 에러를 야기하는 반면 늦은 전환은 수렴을 지연 시킨다.

최근 제안된 Dual-Mode Generalized Sato Algorithm(DMGSA)[5]에서는 수신심볼이 신호성좌(constellations)내의 어떤 정해진 영역에 포함되면 DD 모드를 이용하고 그 영역을 벗어나면 GSA를 이용하여 채널등화기 계수를 갱신하므로써 수동적 변환이 필요 없게 된다.

그림 1은 채널등화기의 기저대역 등가 모델이다. 여기서 a_n 은 복소 전송심볼, x_n 은 채널 등화기 입력, 그리고 h_n 은 채널 임펄스 응답을 나타낸다.

* 準 會 員 : (주)테스콤 研究員

** 正 會 員 : 明知大 情報制御工學科 教授 · 工博

接受日字 : 1999年 5月 8日

最終完了 : 1999年 7月 9日

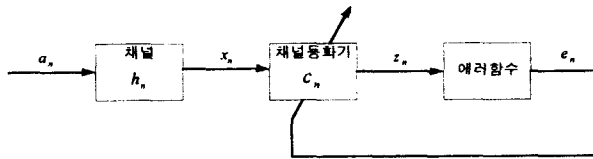


그림 1 채널 등화기의 기저대역 등가모델

Fig. 1 Baseband equivalent model of channel equalizer.

채널 등화기 출력은 복소신호로써 다음과 같다.

$$z_n = \underline{c}_n^T x_n \quad (1)$$

여기서 \underline{c}_n 은 채널등화기 계수벡터, x_n 은 채널등화기 입력벡터, 그리고 z_n 은 채널등화기 출력이다.

자력복구 채널등화기 탭 계수갱신은 다음과 같이 등화기 출력과 전송심볼의 신호성좌 분포에 대한 사전정보를 이용한 에러함수 e_n 을 최소화 시키도록 수행된다.

$$\underline{c}_{n+1} = \underline{c}_n - \alpha e_n x_n^* \quad (2)$$

GA의 에러함수는 다음과 같다.

$$e_n^G = [|z_n|^2 - R_2] z_n \quad (3)$$

여기서 $R_2 = E[|a_n|^4] / E[|a_n|^2]^2$ 으로써 전송신호의 신호성좌에 따라 결정되는 상수이다.

한편 GSA의 에러함수는 다음과 같다.

$$e_n^S = z_n - \gamma \text{sgn}(z_n) \quad (4)$$

여기서 $\text{sgn}(z_n) = \text{sgn}(z_{n,R}) + j \text{sgn}(z_{n,I})$ 이며 γ 는 정상상태에서의 등화기 출력 z_n 을 얻기 위한 상수로서 전송심볼 a_n 의 실수분 $a_{n,R}$ 과 허수분 $a_{n,I}$ 에 대하여 다음과 같이 표현된다.

$$\gamma = \frac{E\{a_{n,R}^2\}}{E\{|a_{n,R}|\}} = \frac{E\{a_{n,I}^2\}}{E\{|a_{n,I}|\}} \quad (5)$$

GSA 모드에서 DD모드로 자동적으로 변환하여 채널등화를 수행하는 DMGSA에서는 다음식과 같이 등화기 탭 계수를 갱신한다.

$$\underline{c}_{n+1} = \underline{c}_n - \alpha e_n^D x_n^* , z_n \in D_k \quad (6)$$

$$\underline{c}_{n+1} = \underline{c}_n - \alpha e_n^S x_n^* , z_n \notin \cup D_k \quad (7)$$

여기서 $e_n^D = z_n - \hat{a}_k$ 및 e_n^S 는 각각 DD 에러 및

GSA의 에러함수이고 D_k 는 등화기 탭계수 갱신모드를 결정하는 QAM 데이터 신호성좌내의 결정영역으로서 신호성좌 점을 중심으로 한변이 $2d$ 인 정사각형이다. 그리고 \hat{a}_k 는 z_n 이 D_k 영역에 포함될 때 z_n 에 가장 가까운 신호성좌 점이다.

DMGSA는 초기에 수렴하지 않았을 경우 잔류하는 심볼간의 간섭 때문에 등화기 출력이 D_k 영역에 포함되더라도 잘못 계수갱신을 하여 수렴속도가 느려지는 단점이 있다. 또한 출력값의 위치에 따라 e_n^D 및 e_n^S 를 선택하여 사용하기 때문에 틀린 방향으로 계수갱신을 해도 계수갱신을 멈출 수가 없다. 따라서 어떤 특정한 계수갱신이 올바른 방향으로 진행되는지 알 수 있다면 DMGSA의 수렴속도를 향상시킬 수 있다.

G. Pitti 등에 의해 제안된 Stop-and-Go Algorithm (SGA)[6]은 DD 에러가 실제 에러와 같을 확률이 높은 경우에만 계수를 갱신하고 그렇지 않은 경우에는 계수갱신을 중단하는 알고리즘으로서 수신된 신호의 영역에 따라 DD 모드에서만 계수 갱신을 수행하거나 중단한다.

본 논문에서는 DMGSA에서 틀린 방향으로의 계수갱신을 하는 문제점을 제거하기 위하여 SGA의 계수갱신 제어 방법을 DMGSA에 적용한 세가지 모드(triple-mode)에서 동작하는 새로운 자력복구 채널등화 알고리즘을 제안한다. 또한 급격한 채널상황 변화에 적용적으로 대응하기 위하여 DMGSA와는 다른 형태의 새로운 자동변환 자력복구 채널등화 알고리즘을 제안한다.

2장에서는 제안한 Triple-Mode 자력복구 알고리즘을 설명하고 16-QAM 수신 데이터에 대한 시뮬레이션을 통해 그 성능을 평가한다. 3장에서는 자동변환 자력복구 채널등화 알고리즘을 설명하고 GA HDTV[7]에서 채택한 8-VSB 시스템에 적용하여 시뮬레이션을 통해 그 우수성을 입증하므로써 HDTV 채널등화의 성능향상을 도모한다. 마지막으로 결론을 4장에서 맺는다.

2. Triple-Mode 자력복구 채널등화 알고리즘

본 절에서는 DMGSA에서 문제시 되고있는 틀린 방향으로의 계수갱신을 중단하기 위하여 세가지 모드에서 동작하는 자력복구 채널등화 알고리즘(Triple-Mode Algorithm : TMA)을 제안한다. 첫번째 제안하고자 하는 SGA를 바탕으로 한 TMA(TMA with SGA : TMA-SGA)에서는 SGA의 계수갱신 제어방법을 이용하여 등화기 탭 계수 갱신을 위한 에러함수를 다음과 같이 선정한다.

등화기 출력이 결정영역 D_k 에 포함되면 DD 에러 e_n^D 를 이용하고 그렇지 않으면 GSA의 에러함수 e_n^S 을 이용하는 데, 단 DD 에러가 실제 에러와 같을 확률이 높은 경우에만 계수를 갱신하고 그렇지 않은 경우에는 계수갱신을 중단하기 위해서 e_n^D 의 부호와 SGA에서 실제에러의 추정치로서 사용한 Sato 에러 \tilde{e}_n 의 부호가 같으면 계수갱신을 수행하고 다르면 계수갱신을 중단한다. 따라서 TMA-SGA의

에러함수는 다음과 같이 세가지 모드에서 선정된다.

$$e_n = \begin{cases} e_n^D, & z_n \in D_k \quad \text{and} \quad f_n = 1 \\ e_n^S, & z_n \notin \cup D_k \quad \text{and} \quad f_n = 1 \\ 0, & f_n = 0 \end{cases} \quad (8)$$

여기서 f_n 및 \tilde{e}_n 는 각각 다음과 같다.

$$f_n = \begin{cases} 1, & \text{if } \text{sgn } e_n^D = \text{sgn } \tilde{e}_n \\ 0, & \text{if } \text{sgn } e_n^D \neq \text{sgn } \tilde{e}_n \end{cases} \quad (9)$$

$$\tilde{e}_n = z_n - \text{sgn}(z_n)\beta_n \quad (10)$$

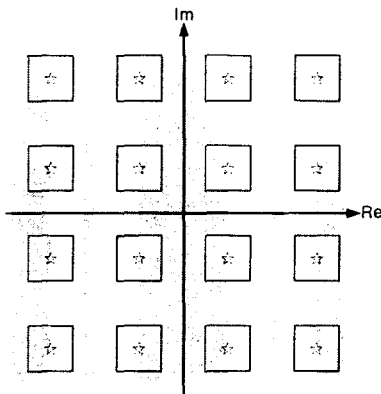
여기서 β_n 은 등화기 계수 갱신영역을 결정하는 상수값이다.

식 (8)의 에러함수를 사용한 TMA-SGA에서는 등화기 계수 갱신을 다음과 같이 수행한다.

$$c_{n+1} = c_n - \alpha f_n e_n^D x_n^*, \quad z_n \in D_k \quad (11)$$

$$c_{n+1} = c_n - \alpha f_n e_n^S x_n^*, \quad z_n \notin \cup D_k \quad (12)$$

그림2는 $\beta_n = 2.25$ 일때 TMA-SGA의 In-phase성분에 대한 계수갱신 영역을 나타낸다.



/// : e_n^S 갱신 영역, \\\\ : e_n^D 갱신 영역, □ : 갱신 하지 않는 영역

그림 2 $\beta_n = 2.25$ 일 때 TMA-SGA의 In-phase 성분에 대한 계수갱신 영역.

Fig. 2 Regions of in-phase components for coefficients up-dating by TMA-SGA at $\beta_n = 2.25$

TMA-SGA에서는 등화기 출력이 D_k 영역내에 포함 되는지에 상관없이 먼저 SGA에서 제안한 영역내에 포함 되어야만 계수를 갱신하게 된다. 일단 SGA 영역에 포함이 되면 그 중에서 D_k 범위에 포함되는지 않되는지에 따라서 DD 모드 혹은 GSA를 사용하여 등화기 계수를 갱신하게 된다.

결정에러를 더 감소시키기 위하여 SGA에서 사용한 영역의 갯수보다 작은 갯수를 사용한 알고리즘인 Modified Stop-and-Go Algorithm(MSGA)[8]에서는 한 사분면을 2개의 영역으로 구분하였고 식 (10)의 실제에러의 추정치 \tilde{e}_n 을 다음과 같이 선정하였다.

$$\tilde{e}_n = (|z_n|^2 - R_2)z_n \quad (13)$$

두 번째 제안하는 MSGA를 바탕으로 한 TMA(TMA with MSGA : TMA-MSGA)에서는 식 (13)을 사용하여 계수 갱신 수행 여부를 제어하는 식 (9)의 f_n 을 조정 한 후 식 (11)와 식 (12)를 이용하여 채널등화기의 계수를 갱신하게 된다.

제안한 Triple-Mode 알고리즘들의 성능을 평가하기 위하여 10.76MHz 전송 심볼률을 갖는 16-QAM 수신데이터를 고려했으며 SNR=30dB인 백색가우시안 채널 상황에서 채널 임펄스 응답의 실수분 $h_{n,R}$ 과 허수분 $h_{n,I}$ 를 그림3[6]과 같이 선정하여 다중경로를 첨가하였다

채널 등화기 탭 수는 5이고 등화기 탭 계수갱신을 위한 $\alpha = 0.001$ 로 선정하였다.

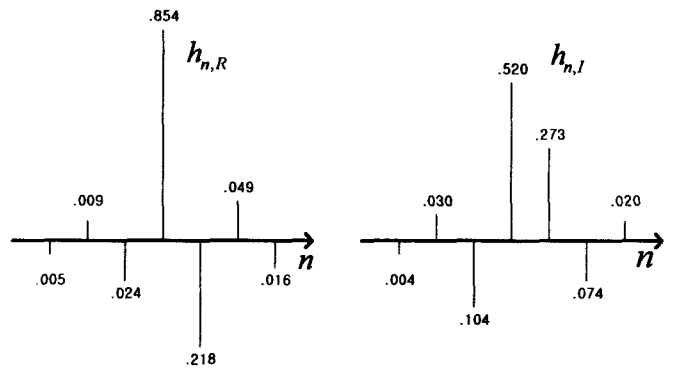
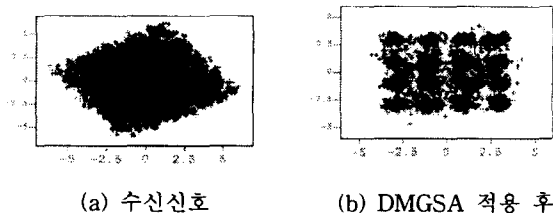


그림 3 채널 임펄스 응답.

Fig. 3 Channel impulse response

그림 4는 수신신호 및 채널등화기를 통과한 후의 신호성좌를 나타내는데 신호성좌는 2000 iteration 후의 모습을 보여준다.



(a) 수신신호

(b) DMGSA 적용 후

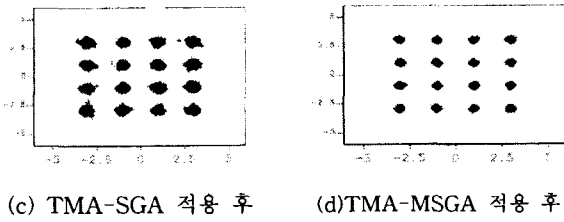


그림 4 채널등화 후의 신호성좌 ;

(a) 수신신호, (b) DMGSA 적용 후, (c) TMA-SGA 적용 후, (d) TMA-MSGGA 적용 후.

Fig. 4 Signal constellations after channel equalization ; (a) received signals, (b) after DMGSA, (c) after TMA-SGA, (d) after TMA-MSGGA.

채널을 통과한 수신 신호는 그림 4(a)에서 보여준 것 같이 왜곡이 심하며 closed eye 상태임을 알 수 있다. 그림 4(b)는 DMGSA를 적용한 후의 신호성좌를 나타내는데 $d=0.15$ 일 때의 결과를 나타낸다. 그림 4(c) 와 4(d)는 각각 TMA-SGA 와 TMA-MSGGA를 적용한 후의 신호성좌를 나타내는데 DMGSA 보다 수렴성능이 모두 우수함을 알 수 있다. TMA-SGA를 위한 $\beta_n=2.25$ 로 선정했고 TMA-MSGGA의 $R_2=13.2$ 이다.

그림 5는 각 알고리즘의 iteration 수에 따른 심볼 에러율 (SER)를 나타낸다. TMA-SGA 및 TMA-MSGGA 모두 DMGSA 보다 성능이 우수하며 TMA-MSGGA를 사용한 결과가 TMA-SGA를 사용한것 보다 다소 우수하지만 2,000 iteration 후 결과는 별 차이가 없었다.

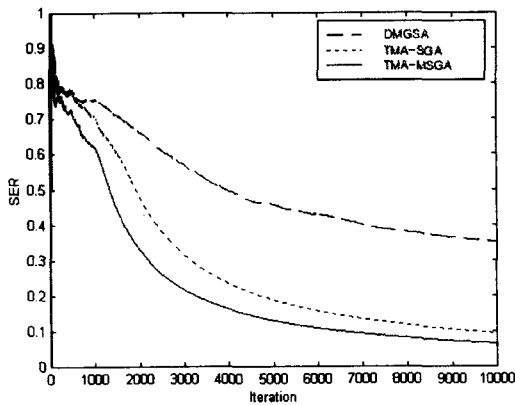


그림 5 Iteration 수에 따른 SER.
Fig. 5 The SERs vs iteration.

3. 자동변환 자력복구 채널등화 알고리즘

GSA를 포함한 대부분의 자력복구 채널등화 알고리즘은 수렴 속도를 향상시키기 위하여 결정에러가 적정값 이하로 떨어졌을 때 DD 모드로 스위칭 해 주어야 할 필요가 있는데 이 경우 스위칭 시점을 어떻게 정해야 하는 문제점이 남아있게 된다. 2장에서 제안한 Triple-Mode 알고리즘에서는 스위칭 시점을 자동적

으로 전환하기 위한 D_k 의 범위를 실험적으로 정하게 되는데 그 값에 따라서 등화기의 성능이 달라지게 된다.

본 절에서는 D_k 를 사용하지 않고 DD 모드로 자동적으로 변환하는 자력복구 채널등화 알고리즘(Automatic Switch-over Algorithm : ASA)를 제안한다. ASA에서는 Triple-Mode 알고리즘에서 사용한 e_n^D 와 e_n^S 에 적당한 비중을 고려하여 다음과 같은 새로운 에러값 e_n 을 사용한다.

$$e_n = k_1 e_n^D + k_2 e_n^S \quad (14)$$

여기서 k_1 과 k_2 의 값은 sigmoid 함수를 변형하여 사용한다. 일반적으로 sigmoid 함수는 식 (15)와 같이 $x=0$ 일 때 0.5의 값을 갖는다.

$$f(x) = \frac{1}{1 + e^{-x}} \quad (15)$$

Sigmoid 함수는 noncausal이므로 다음과 같이 변형하여 k_1 와 k_2 선정에 이용한다.

$$k_1 = 1 - \frac{1}{1 + e^{-\frac{1}{a}(e_n^D - c)}}, \quad k_2 = \frac{1}{1 + e^{-\frac{1}{a}(e_n^D - c)}} \quad (16)$$

식 (14)의 에러값 e_n 을 사용하는 경우 채널등화시 e_n^D 값이 크면 채널상황이 열악한 것을 의미하므로 e_n^S 를 이용한 자력복구모드로 등화기 계수를 갱신하도록 k_2 에 더 비중을 두게되고 e_n^D 값이 작으면 수렴이 이루어졌다는 것을 의미하므로 e_n^D 를 이용한 DD모드에서 주로 계수갱신을 하도록 k_1 에 더 비중을 주는 효과가 있게 된다. e_n^D 값이 c 와 같을 때 k_1 과 k_2 의 비중은 같게 되며 그 합은 1이 된다. 그림 6은 $c=0.35$, 그리고 $a=15$ 일 때 e_n^D 값에 따른 k_1 및 k_2 의 값을 나타낸다.

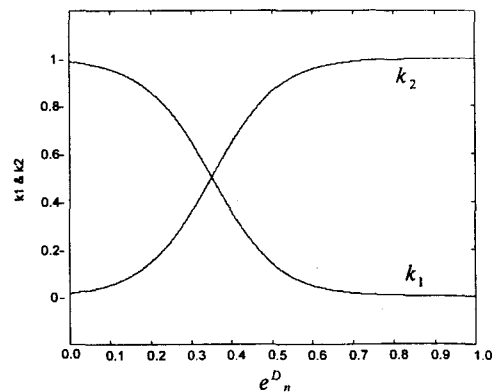


그림 6 e_n^D 에 따른 k_1, k_2 의 변화.
Fig. 6 Variations of k_1 and k_2 with e_n^D .

ASA에서는 식 (14)의 에러함수 e_n 을 사용하여 등화기 계수갱신을 다음과 같이 수행한다.

$$\mathcal{L}_{n+1} = \mathcal{L}_n - \alpha e_n \mathbf{x}_n^* \quad (17)$$

ASA에서도 SGA의 계수갱신 방법을 적용하므로써 수렴 속도를 향상 시킬 수 있다. 제안하는 SGA를 바탕으로 한 ASA(ASA with SGA : ASA-SGA)에서는 DD 에러가 실제 에러와 같을 확률이 높지 않을 경우에는 계수갱신을 중단하기 위한 제어변수로서 식 (10)의 실제 에러 추정치를 사용하여 식 (9)와 같이 f_n 을 조정한 후 다음과 같이 등화기 계수를 갱신한다.

$$\mathcal{L}_{n+1} = \mathcal{L}_n - \alpha f_n e_n \mathbf{x}_n^* \quad (18)$$

결정에러를 좀 더 감소시키기 위하여 MSGA의 계수갱신 제어 방법을 이용하는 MSGA를 바탕으로 한 ASA(ASA with MSGA : ASA-MSGA)에서는 식 (13)의 실제에러 추정치를 사용하여 식 (9)의 f_n 을 조정하고 등화기 계수 갱신을 식 (18)에 의해 수행한다.

2장에서와 채널상황과 같은 상황에서 16-QAM 수신 데이터에 대한 ASA의 성능을 평가한다. ASA에서는 c 값에 따라서 부드럽게 DD 모드에서 자력복구 모드로 변환하게 된다. 그림 7은 c 값에 따른 ASA의 SER 값을 나타내는데 $c=0.2$ 또는 $c=0.3$ 일 때 가장 뛰어난 성능을 보이는데 시뮬레이션을 위한 c 는 0.3으로 선정했다.

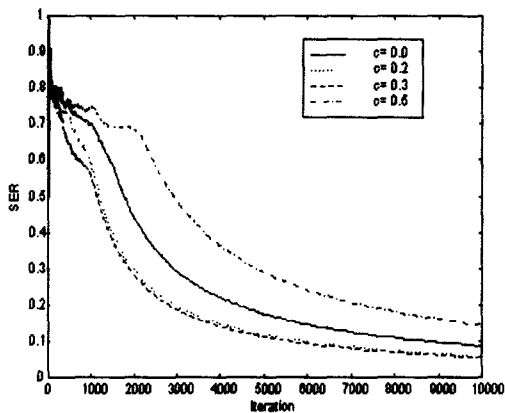


그림 7 c 값에 따른 ASA의 SER.
Fig. 7 The SER of ASA with c values.

그림 8은 수신신호와 채널등화 후의 신호성좌를 나타내는데 f_n 을 사용 하는 것에 상관없이 수렴하며 성능도 비슷함을 알 수 있다.

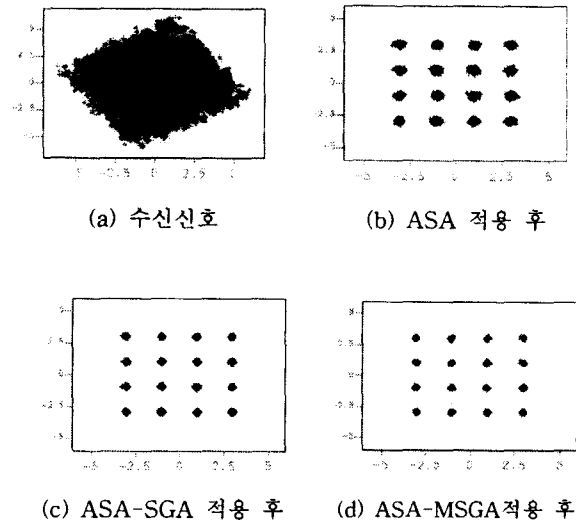


그림 8 채널등화 후의 신호성좌 ; (a) 수신신호, (b) ASA 적용 후, (c) ASA-SGA 적용 후, (d) ASA-MSGA 적용 후.

Fig. 8 Constellations after channel equalizations ; (a) received signals, (b) after ASA, (c) after ASA-SGA, (d) after ASA-MSGA.

그림 9는 iteration 수에 따른 ASA의 SER를 나타내는데 f_n 을 사용하는 경우가 사용하지 않는 경우보다 우수하고 ASA-MSGA가 ASA-SGA보다 다소 우수함을 알 수 있다.

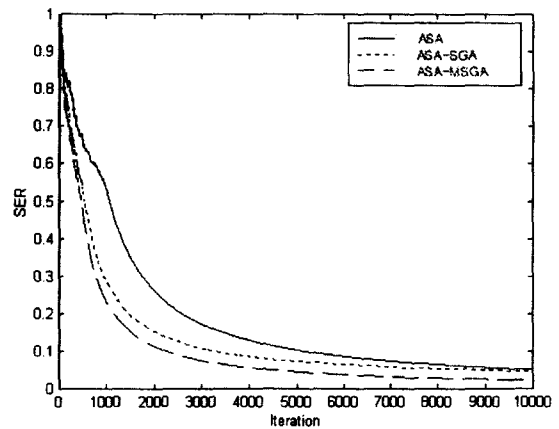


그림 9 Iteration 수에 따른 SER.
Fig. 9 The SER vs iterations.

제안한 ASA를 GA HDTV의 8-VSB 전송시스템에 적용하여 시뮬레이션을 통해 그 성능을 검증한다.

3.1 8-VSB 전송 시스템에의 적용

8-VSB 변조 방식을 사용하는 GA HDTV 전송시스템에서 채택하고 있는 채널등화기는 훈련열을 이용한 결정궤환 채널등화(Decision Feedback Equalization with Training Sequence : DFE-TS) 알고리즘[7]을 바탕으로 하고 있다. 훈련열을 이용하여 초기 수렴을 이룬 후에는 고속 수렴을 위해서 DD 모드로 스위칭하게 된다. 이와 같은 방식은 구현의 용이 및 빠른 start-up 채널 등화의 이점이 있지만 비행기 flutter등에 의해 dynamic 고스트가 발생하여 갑자기 채널 상황이 악화되는 경우에는 32-QAM 전송 시스템에서 채택한 자력복구 채널 등화 알고리즘 만큼 급격한 채널상황 변화에 잘 대응하지 못함이 Lab. 및 Field 테스트 결과[7]에서 나타났다.

기존의 DFE-TS 알고리즘의 블록도를 살펴보면 그림 10 과 같다.

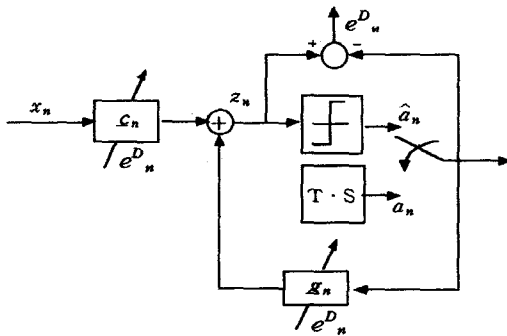


그림 10 DFE-TS 블록도.
Fig. 10 Block diagram of DFE-TS.

DFE-TS 알고리즘의 DD 모드에서는 feedforward 및 feedback 채널등화기 계수벡터 c_n 와 g_n 은 다음과 같이 갱신된다.

$$c_{n+1} = c_n - \alpha e^D_n x_n^* \quad (19)$$

$$g_{n+1} = g_n - \alpha e^D_n \hat{a}_n^* \quad (20)$$

8-VSB 데이터 구조를 살펴보면 하나의 데이터 프레임은 2개의 데이터 필드로 구성되고 각각 313개의 데이터 세그먼트로 구성된 데이터 필드는 24.2ms 동안에 반복하는데 그중 첫 번째 세그먼트인 데이터 필드 싱크는 77.32μs 동안 지나 가게 된다. 그중 PN511와 3개의 PN63이 훈련열로 사용된다.

DFE-TS 알고리즘에서는 이 훈련열을 이용하여 채널등화기 계수를 갱신시킨 후 훈련열 다음에 들어오는 데이터에 대해서는 식 (19)와 식 (20)의 DD 모드로 전환한다. 그런데 다음 훈련열이 오기전에 비행기 flutter와 같은 갑작스런 채널상황의 변화가 있을 경우 수행중인 DD 모드는 이에 대응하지 못하고 closed eye 상태가 될 수 있다. Open eye가 되기 위해서는 다음 훈련열이 도달 할 때까지 기다려야 하는

문제점이 있다. 이러한 문제점을 해결하기 위하여 갑작스런 채널상황의 변화가 있었을 때 수신기가 이를 감지하고 갑작스런 채널 상황 변화에 대응할 수 있는 자력 복구 채널 등화모드로 전환될 필요가 있다.

자력복구 채널등화 알고리즘을 DFE 형태로 구성할 경우 [6] ISI cancellation 관점에서 그 성능을 입증하기란 쉽지는 않지만 최근 [9]에서는 DFE의 feedforward 부분을 LE(Linear Equalizer)와 PEF(Prediction Error Filter)로 구성한 DFE 형태의 자력복구 등화 알고리즘을 제안하여 ISI 제거 성능의 feasibility를 제시했다. 여기서 LE는 ISI를 제거하며 PEF는 LE에 의해 발생된 colored 노이즈를 백색화(whitens)하는 역할을 하므로써 DFE-TS 알고리즘보다 SER 성능이 우수함을 보였다.

본 절에서는 DFT-TS 알고리즘의 문제점을 해결하기 위하여 ASA를 8-VSB 수신신호에 적용하므로써 갑작스런 채널 상황변화에 대응하고자 한다. 식(14)의 에러함수 e_n 을 사용한 ASA를 적용한 채널등화 계수갱신은 다음과 같이 수행한다.

$$c_{n+1} = c_n - \alpha e_n x_n^* \quad (21)$$

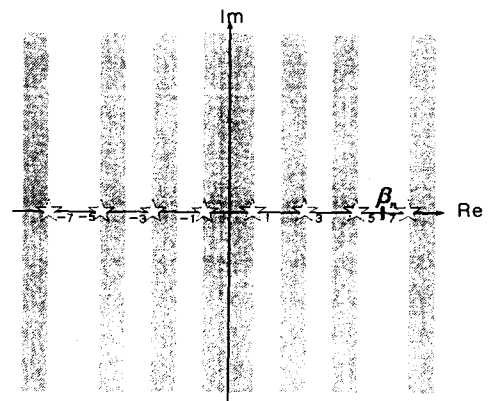
$$g_{n+1} = g_n - \alpha e_n \hat{a}_n^* \quad (22)$$

ASA-SGA 및 ASA-MSGGA를 8-VSB 수신신호에 적용할 수 있는데 그 경우 채널등화 계수 갱신식은 다음과 같다.

$$c_{n+1} = c_n - \alpha f_n e_n x_n^* \quad (23)$$

$$g_{n+1} = g_n - \alpha f_n e_n \hat{a}_n^* \quad (24)$$

8-VSB 변조방식에서는 in-phase 성분에만 정보가 실려 있으므로 quadrature 성분은 무시한다. 그림 11은 $\beta_n=6$ 일 때 ASA-SGA의 계수갱신 영역을 나타낸다.



/// : 갱신 영역, □ : 갱신 하지 않는 영역

그림 11 $\beta_n=6$ 일 때 ASA의 계수갱신 영역.
Fig. 11 Regions of coefficients up-dating for ASA at $\beta_n=6$.

ASA의 성능을 비교 평가하기 위하여 혼련열을 이용하여 계수갱신 후 갑작스런 채널상황의 변화가 있을 경우 등화기가 이를 감지하고 자력 복구 모드로 강제적으로 스위칭하는 알고리즘으로 제안된 DFE-TS/MSGA[10]를 선택한다.

DFE-TS/MSGA는 DFE-TS와 MSGA를 결합한 것으로 시스템 초기에는 혼련열을 이용한 DFE-TS를 동작시킨다. DFE-TS의 DD 모드에서 추출되는 에리신호를 더 이상 등화 필터계수 갱신에 이용할 수 없을 정도로 채널상황이 악화될 경우 다음 혼련열이 도달 할 때까지 기다리지 않고 즉시 DEF 형태의 MSGA(DFE-MSGA) 자력복구 채널등화로 다시 start-up을 하여 수신데이터 eye를 연 후 수렴을 위한 등화기 탭 계수를 갱신한다.

DFE-TS/MSGA에서는 급격한 채널 상황 변화를 검출하기 위하여 DFE-TS 모드에서 식 (25)를 만족하면 채널상황이 악화되었다고 판단 한다.

$$\sum_{i=0}^N e^{D_{n-i}} > \tau \quad (25)$$

여기서 τ 는 실험적으로 구한 값이다. 한편, 급격한 채널상황 변화가 검출되지 않는 상태에서는 DFE-TS 모드에서 다시 데이터 eye를 열게 된다.

3.2 시뮬레이션 및 성능평가

ASA 성능평가를 위한 시뮬레이션은 혼련열을 이용하여 초기 등화기 계수갱신이 완료된 이후 급격한 채널의 변화시 다음 혼련열이 오기전까지 바뀌어진 채널환경에 얼마나 정확하게 대응하는지 실험하고자 한다.

10.76MHz 전송심볼율의 8-VSB 신호를 고려했으며 Raised Cosine filter의 Roll-off factor은 0.5로 선정했다. SNR = 30dB의 채널상황으로 초기에는 표 1(a)를, 그리고 갑작스런 채널환경은 표 1(b)의 다중경로를 고려하였다. Feedforward 필터 및 feedback 필터의 탭수는 각각 64와 192로 그리고 탭 계수 갱신을 위한 스텝크기 α 는 0.0005로 선정했다.

표 1 다중 경로 채널
Table 1. Multipath Channels

크기(dB)	위상(°)	지연(μ s)
-7.02	45°	0.25
-12.97	225°	1.25
-25.76	-45°	2.25

(a) 채널상황 1

크기(dB)	위상(°)	지연(μ s)
-6.02	100°	0.25
-13.97	-49°	1.25
-20.0	49°	2.25
-26.02	45°	2.823

(b) 채널상황 2

그림 12(a)는 혼련열이 지난후 표 1(b)의 갑작스런 채널 상황이 발생하였을 때 수신신호의 신호성좌를 나타내는데 closed eye 상태임을 알 수 있다. 채널상황이 바뀌었을 때 DD 모드로 계수 갱신시 전혀 수렴할 수 없는 상태이다.

그림 12(b)는 수신신호가 ASA를 이용한 채널 등화기를 통과한 신호로서 2000 iterations 후 신호성좌를 보여주고 있는데 open eye 상태임을 알 수 있다. 그림 12(c)는 같은 채널상황에서 ASA-SGA를 적용한 후의 신호성좌를 나타내는데 f_n 을 사용하지 않는 ASA 보다 약간 우수한 성능을 보이고 있다.

그림 12(d)는 DFE-TS/MSGA를 적용한 후의 신호성좌를 나타내는데 식 (25)에서 일정구간 N=8을 정하여 에리벡터를 더한 값이 $\tau=1.5$ 보다 클 때 MSGA로 스위칭한다. 성능은 ASA보다 떨어짐을 알 수 있다.

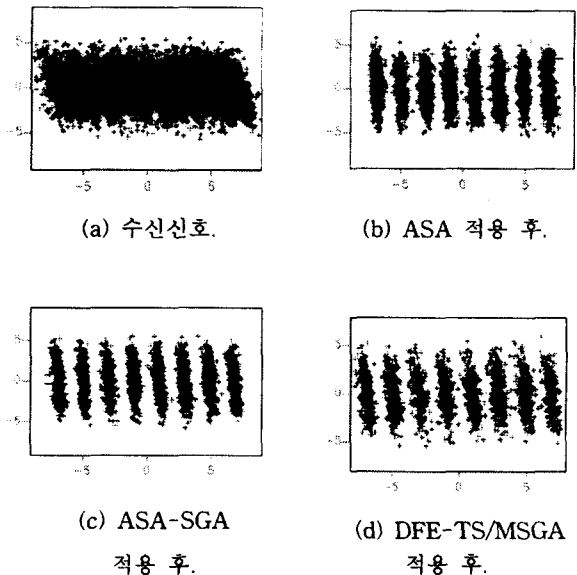


그림 12 채널등화 후의 신호성좌;(a)수신신호, (b)ASA 적용 후, (c)ASA-SGA 적용 후, (d)DFE-TS/MSGA 적용 후.

Fig. 12 Signal constellations after channel equalizations ; (a) received signal, (b) after ASA, (c) after ASA-SGA, (d) after DFE-TS/MSGA.

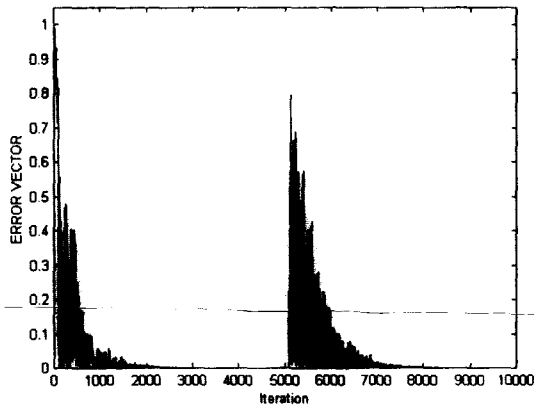


그림 13 DFE-TS/MSGa의 에러벡터.
Fig. 13 Error vector of DFE-TS/MSGa.

그림 13은 DFE-TS/MSGa를 적용한 경우 iteration 수에 따른 e_n^D 의 변화를 나타내는데 임의적으로 5200번째부터 표2와 같은 급격한 채널상황으로 변경할 때 e_n^D 값이 갑자기 크게되어 DD 모드로는 수렴할 수가 없음을 보여준다.

그림 14는 각 알고리즘의 iteration 수에 따른 SER값을 비교한 것이다. 혼련열을 통하여 등화기 계수갱신을 완전히 이룬 후에 급격한 채널상황 변화가 5200 iteration 후에 일어난다고 가정하였을 때 에러율이 증가하였다가 DD 모드는 수렴하지 못하는 반면 ASA는 채널상황 변화 후 약 2500 iteration 후 수렴함을 알 수 있다. 또한 f_n 을 사용한 ASA-SGA의 성능이 ASA보다 우수한 것으로 나타난다.

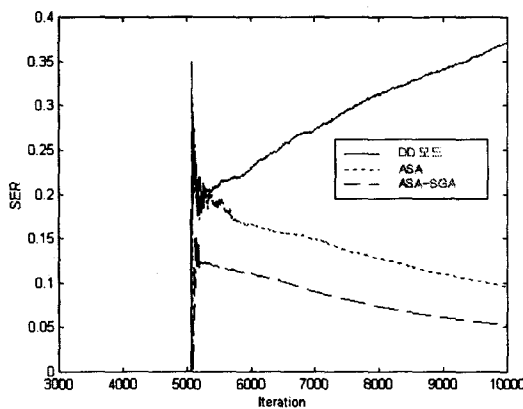


그림 14 Iteration 수에 따른 SER.
Fig. 14 The SERs vs iterations.

4. 결론

본 논문에서 제안한 TMA에서는 기존의 SGA 및 MSGa 등화기 계수 제어방법과 DMGSA의 에러함수를 혼합한 새로운 에러함수를 사용하므로써 채널상황이 급격히 악화될

경우 DMGSA에서 문제가 되는 톨린 방향으로의 등화기 계수갱신을 중단하여 수렴속도를 향상시킨다. 16-QAM 수신 데이터에 적용하여 시뮬레이션 한 결과 채널등화 후 신호성좌 및 심볼에러율 면에서 DMGSA 보다 성능이 우수했다.

채널상황 변화에 적응적으로 대응할 수 있도록 DD 에러와 Generalized Sato 에러에 각각 적당한 비중값을 할당한 에러함수를 사용한 ASA는 TMA에서와 같이 결정영역을 사용하지 않고 채널상황에 따라 DD 모드로 자동적으로 전환하여 채널등화를 수행한다. 16-QAM 수신데이터에 ASA를 적용한 결과 우수한 성능을 나타냈으며, 특히 GA HDTV 전송시스템에서 채택한 8-VSB 수신데이터에 적용하여 시뮬레이션 한 결과 급격한 채널상황 변화시 기존의 혼련열을 이용한 채널등화 알고리즘 보다 신호성좌 및 심볼 에러율 면에서 우수한 성능을 나타냈다. 이 결과는 HDTV 채널등화의 성능 향상을 도모하는데 활용된다.

감사의 글

본 연구는 1996년도 한국과학재단 연구비지원에 의한 결과임. 과제번호 : 961-0923-125-2.

참고 문헌

- [1] A. Benveniste and M.Goursat, "Blind equalizers," *IEEE Trans. Comm.*, vol. COM-32, no.8 pp.871-883, Aug., 1984.
- [2] D. N. Godard, "Self recovering equalization and carrier tracking in two-dimensional data communication system," *IEEE Trans. Comm.*, vol. COM-35, pp.1867-1875, Nov. 1980.
- [3] Y. Sato, "A method of self-recovering equalization for multilevel amplitude modulation system," *IEEE Trans. Comm.*, vol. COM-23, pp.679-682, June 1975.
- [4] K. N. Oh, "A single/multilevel modulus algorithm for blind equalization of QAM signals," *IEICE Trans. Fundamentals of Electronics Communications & Computer Sciences*, vol. E80-A, no. 6, June 1997.
- [5] V. Weerackody and S. A. Kassam, "Dual-mode type algorithm for blind equalization," *IEEE Trans. Comm.*, vol. COM-42, no. 6, pp.22-28, Jan.1994.
- [6] G. Picci and G. Prati, "Blind equalization and carrier recovery using a stop and go decision-directed algorithm," *IEEE Trans. Comm.*, vol. COM-35, pp. 877-887, Sep.1987.
- [7] ATSC standard A/54, Guide to the Use of the ATSC Digital Television Standard, 1995.
- [8] Y.S. Choi, H. Hwang and D.I. Song, "Adaptive blind equalization coupled with carrier recovery for HDTV modem," *IEEE Trans. Consumer Electronics*, vol.39, no.3, pp.386-391, Aug., 1993.
- [9] B. S. Seo, J. H. Lee, and C. W. Lee, "Blind algorithm for decision feedback equalizer," *IEICE*

Trans. Communications, vol. E80-8, no. 1, January 1997.

- [10] 박경도, 황유모, "Joint 채널등화 알고리즘 개발 및 8-VSB HDTV 수신시스템에의 응용," '98년도 대한전기학회 하계학술대회 논문집, pp.2424-2426.

저 자 소 개

박 경 도 (朴 景 鐵)

1972년 11월 4일 생. 1997년 명지대 제어계측공학과 졸업.
1999년 동 대학원 정보제어공학과 졸업(석사). 1999년~현재
(주)테스콤 연구원.

Tel : 0344)963-2411



황 유 모 (黃 有 模)

1956년 10월 15일 생. 1980년 한양대 전기공학과 졸업. 1982년~1983년 삼척대 전기공학과 전임강사. 1986년 Texas A&M대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1991년 Polytechnic대 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1991년~1994년 삼성전자 기술총괄 신호처리연구소 수석연구원. 1994년~현재 명지대 전기정보제어공학부 부교수.

Tel : 0335-330-6474, Fax : 0335-321-0271

e-mail : hmhwang@wh.myongji.ac.kr