

가변 스텝 크기 알고리즘을 이용한 CATV 수신기용 블라인드 등화기의 성능 향상에 관한 연구

A Study on the Performance Enhancement of Blind Equalizer for CATV Receiver Using the Variable Step Size Algorithm

이 현 철*, 조 일 준**, 진 현 수***, 김 성 환*
(H. C. Lee*, I. J. Cho**, H. S. Jin***, S. H. Kim*)

요 약

이 논문에서는 CATV 수신기에서 QAM 복조에 널리 이용되는 stop-and-go 알고리즘을 기본으로 한 블라인드 등화기의 상호 절충(trade-off) 문제를 해결하였다. Stop-and-go 알고리즘은 탭 가중치의 적응 과정에서 최소 제곱 평균(least mean square) 알고리즘을 이용하였기 때문에 등화기의 구조가 간단하기는 하지만 전형적인 최소 제곱 평균 알고리즘과 같이 수렴 속도와 정상 상태 오차 사이에 상호 절충 문제가 존재한다. 정상 상태 오차를 일정한 수준으로 유지하면서 수렴 속도를 높이기 위해 가변 스텝 크기 알고리즘을 이용하였다. 동일 수준의 정상 상태 오차를 기준으로 하였을 때, 가변 스텝 크기 알고리즘을 이용한 stop-and-go 알고리즘이 상수 스텝 크기를 이용한 알고리즘에 비해 수렴 속도가 36%~56% 향상되었다.

ABSTRACT

In this paper, we resolved a trade-off problem of the blind equalizer based on the stop-and-go algorithm that is commonly used for QAM demodulation in CATV receiver. The stop-and-go algorithm has used the LMS(least mean square) algorithm in the updating operation of tap weights so that the structure of equalizer is simple, but there is a trade-off between convergence speed and steady state error as in the typical LMS algorithm. We used the variable step size algorithm to improve the convergence speed with the steady state error in the constant level. With respect to the same level of the steady state error, the variable step size stop-and-go algorithm improved convergence speed by about 36%~56% as compared with that of the constant step size algorithm.

I. 서 론

일반적으로 채널 등화 알고리즘은 등화기의 수렴을 위해 수신단에서 알고 있는 기준 신호를 이용하였다[1]. 그러나 무선 이동 통신과 같이 다중 경로 감쇄가 발생하는 통신 환경이나 다중접 통신망에서는 이와 같은 방식을 이용할 수 없다[2][3]. 따라서 이러한 환경에서는 수신단에서 알고 있는 기준 신호의 도움 없이 채널 등화를 이룰 수 있는 등화기가 필요하다. 이와 같이 자기 복원 능력을 가진 등화기를 블라인드 등화기라고 한다.

블라인드 등화 알고리즘은 1975년 Sato에 의해 제안되었고[4], 이 알고리즘은 Benveniste와 Goursat에 의해 일반화되었다[5]. Godard는 블라인드 채널 등화 알고리즘

으로 가장 널리 쓰이는 상수 모듈러스(constant modulus) 알고리즘을 제안하였다[3]. 그러나 이러한 등화 알고리즘은 공통적으로 초기 수렴 뒤의 정상 상태 오차가 나쁘다는 단점이 있다[6]. 특이할 만한 사항은 이러한 블라인드 등화 알고리즘의 탭 가중치의 적응 과정이 최소 제곱 평균 알고리즘과 비슷하다는 것이다. 특히 결정 지향(decision-directed) 알고리즘은 적응 과정에 쓰이는 오차 신호가 추정되었다는 사실만 제외하면 최소 제곱 평균 알고리즘과 동일하여 구조가 간단하다는 이점이 있다. 그러나 실제 오차와 추정 오차 사이에 너무 많은 오차가 존재하여 초기의 탭 가중치가 눈이 열린 상태(opened-eye pattern)에 있지 않으면 수렴할 수 없다[7].

Picchi와 Prati는 결정 지향 알고리즘의 추정 오차에 대한 신뢰도에 따라 적용 구간을 제한하는 stop-and-go 알고리즘을 제안하였다[2]. 추정 오차가 실제 오차의 관점에서 보았을 때, 신뢰도가 높은 구간에서만 탭 가중치의 적응 과정을 계속하고 그렇지 않을 경우 적응 과정을 중

*서울시립대학교 전자공학과
**(주)대동정밀
***안산공업전문대학 전기과
접수일자: 1996년 7월 11일

지하도록 하였다. 그러나 동화기의 적용 과정에서 최소 제곱 평균 알고리즘을 이용했기 때문에 전형적인 최소 제곱 평균 알고리즘과 같이 수렴 속도와 정상 상태 오차 사이에 상호 절충 문제가 존재한다.

이 문제를 해결하기 위해 이 논문에서는 stop-and-go 알고리즘에 가변 스텝 크기 알고리즘[8]을 적용하는 방법을 제시하였다. Stop-and-go 알고리즘을 이용한 동화기는 스텝 크기가 크면 수렴 속도가 빠른 반면 정상 상태 오차가 나쁘고, 스텝 크기가 작으면 정상 상태 오차가 향상되기는 하지만 수렴 속도가 느리다. 이러한 상호 절충 문제는 비용 함수의 기울기에 대한 부호를 검사하여 수렴 중에는 스텝 크기를 크게 하고 정상 상태 근처에서는 스텝 크기를 줄여 주는 알고리즘을 적용하여 해결할 수 있다.

II. Stop-and-go 알고리즘에 가변 스텝 크기 알고리즘의 적용

2-1. Stop-and-go 알고리즘

N 개의 복소 탭 $c = c_R + jc_I$ 을 갖는 2-D 선형 동화기를 그림 1에 나타내었다. 그림에서 동화기의 출력 z_n 과 추정 오차 \hat{e}_n 은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

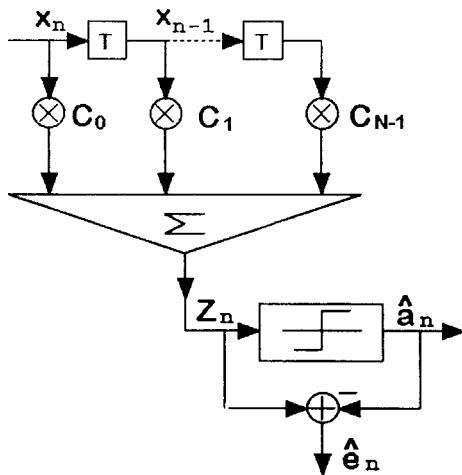


그림 1. 2-D 선형 동화기
Fig. 1. 2-D liner equalizer

$$z_n = x_n^H c_n \tag{1}$$

$$\hat{e}_n = z_n - \hat{a}_n \tag{2}$$

여기서 x_n 은 복소 입력 벡터, x_n^H 는 x_n 의 Hermitian, \hat{a}_n 은 결정기의 출력이다. 최소 제곱 평균 방법을 이용하여 복소 탭을 다음과 같이 적용시킬 수 있다.

$$c_{n+1} = c_n - \alpha \hat{e}_n \bar{x}_n \tag{3}$$

여기서 \bar{x}_n 은 입력 벡터 x_n 의 쥘레 복소수이고, α 는 적용 스텝 크기로서 실수인 상수이다. 입력 벡터와 추정 오차는 복소수이므로 식 (3)은 실수부와 허수부로 나눌 수 있다.

$$\begin{aligned} c_{n+1, R} &= c_{n, R} - \alpha(\hat{e}_{n, R} x_{n, R} + \hat{e}_{n, I} x_{n, I}) \\ c_{n+1, I} &= c_{n, I} + \alpha(\hat{e}_{n, R} x_{n, I} - \hat{e}_{n, I} x_{n, R}) \end{aligned} \tag{4}$$

이 알고리즘의 초기의 탭 계수의 설정값 $c_0 = c_{0, R} + jc_{0, I}$ 이 눈이 열린 상태를 만족시키고 잡음이 없는 경우라고 가정하면 이 알고리즘에 의해 완벽한 채널의 동화를 이룰 수 있다[7]. 그러나 눈이 닫힌 상태(closed-eye pattern)에서 초기 탭 계수 값을 설정하면, 많은 심볼들이 잘못 결정된다. 따라서 Picchi와 Prati는 추정 오차의 신뢰도가 높은 구간에서만 동화기 탭 가중치 적용 과정을 계속하고 그렇지 않은 구간에서는 적용 과정을 중지하는 방법을 택했다. 순수한 결정 지향 알고리즘의 경우에 사건 $A = \{sgn \hat{e}_n = sgn e_n | a_n = s_i\}$ 에 대해 영역이 존재한다. 그림 2(a)는 64-QAM 성상도에서 전송된 심볼 $s_i = 3$ 때, z_R 축에 대해 이러한 영역을 도시한 것이다. 사건 A의 영역이 그림 2(a)와 같은 패턴을 보일 때, 블라인드 수렴을 위한 효율적인 방법은 적용을 위해서 평균적으로 사건 $\{sgn \hat{e}_n = sgn e_n\}$ 가 일어나는 적당한 영역을 남겨 두고 나머지 영역들을 제거해 나가는 것이다. 이러한 방법을 stop-and-go 알고리즘이라고 한다. 신뢰 구간을 구분하기 위해서 다음과 같은 오차를 이용하였다.

$$\tilde{e}_{n, R} = z_{n, R} - (sgn z_{n, R}) \beta_n \tag{5}$$

$$\tilde{e}_{n, I} = z_{n, I} - (sgn z_{n, I}) \beta_n$$

이와 같은 \tilde{e}_n 에 대해 적용 과정을 계속할 것인지 중지할 것인지를 알려주는 f_n 은 추정 오차 \hat{e}_n 과 기준 오차 \tilde{e}_n 의 부호가 같으면 1, 다르면 0의 값을 갖는다. 따라서 식 (4)에 나타낸 동화기 탭 가중치의 적용 알고리즘은 다음과 같이 수정되었다.

$$\begin{aligned} c_{n+1, R} &= c_{n, R} - \alpha(f_{n, R} \hat{e}_{n, R} x_{n, R} + f_{n, I} \hat{e}_{n, I} x_{n, I}) \\ c_{n+1, I} &= c_{n, I} + \alpha(f_{n, R} \hat{e}_{n, R} x_{n, I} - f_{n, I} \hat{e}_{n, I} x_{n, R}) \end{aligned} \tag{6}$$

그림 2(b)는 $\beta_n = 6$ 일 때, z_R 축에 대해 사건 $B = \{sgn \hat{e}_{n, R} = sgn \tilde{e}_{n, R} | a_{n, R} = s_i\}$ 가 일어나는 신뢰 구간을 도시한 것이다. 그림 2(a)와 그림 2(b)의 빗금친 영역 중 겹치는 부분은 알고리즘이 제대로 동작하는 영역을 나타낸다. 따라서 β_n 은 $\hat{e}_{n, R}$ 와 $\tilde{e}_{n, I}$ 가 어떤 영역에서 더 신뢰도 있게 사용될 수 있는지를 확인해 주는 기준점이 된다. Picchi와 Prati는 $\beta_n = 6$ 일 때 알고리즘이 최상의 성능을 보임을 입증하였다[2].

지금까지 살펴본 stop-and-go 알고리즘은 적용 구간을 제한하였기 때문에 수렴 속도가 느리고, 최소 제곱 평균

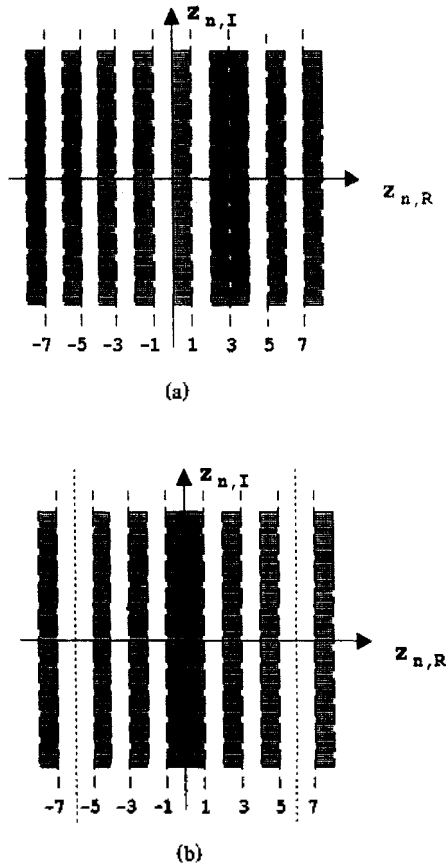


그림 2. 64-QAM 정상도에서의 신뢰 구간
(a)사건 A의 영역 (b)사건 B의 영역
Fig. 2. Confidence interval in the 64-QAM constellation plane
(a) Region of event A (b) Region of event B

방법으로 인해 수렴 속도와 정상 상태 오차 사이에 상호 절충 문제가 존재한다는 단점이 있다. 이러한 문제는 스텝 크기를 시간에 따라 변화시켜 줌으로써 해결할 수 있다.

2-2. 가변 스텝 크기 알고리즘의 적용

그림 3은 복소 입력 x_n 의 선형 결합으로 기대 신호 d_n 을 추정하는 선형 적응 필터를 나타낸 것이다.

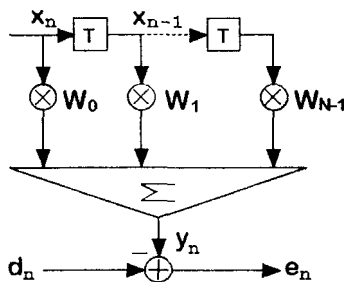


그림 3. 선형 적응 필터
Fig. 3. Linear adaptive filter

그림 3에서 필터의 출력 y_n 은 입력의 선형 결합이므로 에러 e_n 은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$e_n = d_n - y_n = d_n - X_n^H W_n \tag{7}$$

식 (7)을 이용하면 최소 제곱 평균 방법의 비용 함수 $E[|d_n - X_n^H W_n|^2]$ 의 기울기는 다음과 같이 나타낼 수 있으며[8], 이를 이용하여 탭 가중치를 식 (9)와 같이 적용시킬 수 있다.

$$\hat{\nabla}_{n, LMS} = \begin{bmatrix} \frac{\partial e_n^2}{\partial w_0} \\ \vdots \\ \frac{\partial e_n^2}{\partial w_n} \end{bmatrix} = 2e_n \begin{bmatrix} \frac{\partial e_n}{\partial w_0} \\ \vdots \\ \frac{\partial e_n}{\partial w_n} \end{bmatrix} = -2e_n \bar{X}_n \tag{8}$$

$$W_{n+1} = W_n + \mu(-\hat{\nabla}_{n, LMS}) = W_n + 2\mu e_n \bar{X}_n \tag{9}$$

마찬가지로 stop-and-go 알고리즘의 비용 함수는 식 (2)로부터 $E[|x_n^H c_n - \hat{a}_n|^2]$ 임을 알 수 있으므로 식 (8)을 이용하여 가중치 c_n 에 대한 기울기는 다음과 같이 나타낼 수 있으며, 식 (11)과 같이 탭 가중치를 적용시킬 수 있다.

$$\hat{\nabla}_{n, SAG} = \begin{bmatrix} \frac{\partial \hat{e}_n^2}{\partial c_0} \\ \vdots \\ \frac{\partial \hat{e}_n^2}{\partial c_n} \end{bmatrix} = 2\hat{e}_n \begin{bmatrix} \frac{\partial \hat{e}_n}{\partial c_0} \\ \vdots \\ \frac{\partial \hat{e}_n}{\partial c_n} \end{bmatrix} = 2\hat{e}_n \bar{x}_n \tag{10}$$

$$c_{n+1} = c_n + \alpha(-\hat{\nabla}_{n, SAG}) = c_n - 2\alpha \hat{e}_n \bar{x}_n \tag{11}$$

위 식에서 스텝 크기 α 의 2를 α 에 포함시켜 표현한 것이 식 (3)이다. 식 (9)의 최소 제곱 알고리즘은 스텝 크기 μ 에 따라 수렴 속도와 정상 상태 오차 사이에 상호 절충 문제가 있다[8]. 따라서 식 (11)의 적응 알고리즘에서는 α 의 크기에 따라 같은 문제가 존재한다.

이 문제를 해결하기 위해 가변 스텝 크기 알고리즘을 적용하였다[9]. 가변 스텝 크기 stop-and-go 알고리즘은 식 (10)에 나타난 기울기의 부호를 이용하여 스텝 크기를 시간에 따라 변화시킨다. 비용 함수는 탭 가중치 벡터 c_n 에 대해 2차 함수의 형태를 가지므로[8], 기울기의 부호는 수렴이 일어나고 있는 동안에는 같은 부호를 유지하고, 정상 상태 근처에서는 계속 부호가 바뀌게 된다. 이러한 성질을 이용하여 스텝 크기를 조절할 수 있다. 모든 탭에 대하여 각 시간마다 부호가 바뀌는 횟수와 같은 부호가 유지되는 횟수를 검사하여, 부호가 바뀌는 횟수를 C_0 에 저장하고, 부호가 유지되는 횟수를 카운터 C_1 에 저장한다. 카운터 C_0 가 적절히 선택된 임계치 m_0 에 도달하면 스텝 크기를 작게 하고, 카운터 C_0 와 C_1 은 0으로 설정한다. 반대로 C_1 이 적절히 선택된 임계치 m_1 에 도달하면 스텝

크기를 크게 하고, 역시 카운터 C_0 와 C_1 는 0으로 설정한다. 이와 같은 스텝 크기 적용 알고리즘은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\alpha_{n,k} = \begin{cases} \alpha_{n-1,k} - a & \text{when } C_0 = m_0 \\ \alpha_{n-1,k} + a & \text{when } C_1 = m_1 \end{cases}, \text{ where } k=0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (12)$$

스텝 크기의 변동 범위는 $[\alpha_{\max}, \alpha_{\min}]$ 로 제한되고, α_0 는 α_{\max} 로 초기화한다. 보통 α_{\max} 는 알고리즘에서 허용된 스텝 크기의 최대치보다 약간 크게 선택한다. 식 (10)에 의해 조정된 스텝 크기를 식 (6)에 적용하여 가변 스텝 크기 stop-and-go 알고리즘을 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} c_{n+1,R} &= c_{n,R} - \alpha_{n,R} (\hat{e}_{n,R} x_{n,R} + \hat{e}_{n,I} x_{n,I}) \\ c_{n+1,I} &= c_{n,I} + \alpha_{n,I} (\hat{e}_{n,R} x_{n,I} - \hat{e}_{n,I} x_{n,R}) \end{aligned} \quad (13)$$

위 식에서 스텝 크기를 벡터로 표기한 것은 식 (6)과는 달리 탭 가중치에 따라 각각 다른 스텝 크기를 가짐을 의미한다. 스텝 크기를 조정하는 알고리즘의 흐름도를 그림 4에 나타내었다.

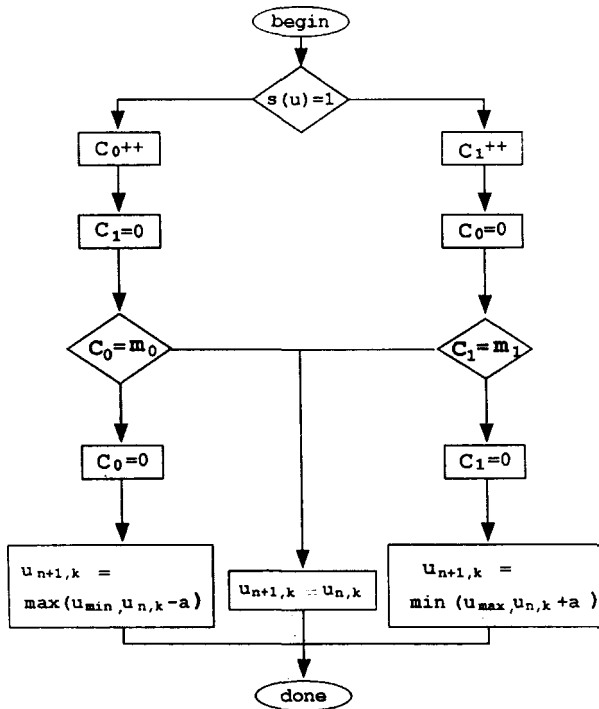


그림 4. 가변 스텝 크기 알고리즘의 흐름도
Fig. 4. Flowchart of variable step size algorithm

III. 모의 실험 및 결과 고찰

3-1. 모의 실험

이 논문에서는 채널로써 동축 케이블을 이산 시간 모델링하여 사용하였고, 변조 방식은 64-QAM이다. QAM 변조 방식은 한번에 많은 양의 정보를 전송할 수 있기 때문에 CATV 통신 시스템에서 널리 이용된다[10]. QPSK 등의 변조 방식을 이용했을 때, 등화기는 위상 정보의 왜곡만을 보상하면 되므로 등화기 쉽게 이루어질 수는 있지만 전송 효율이 떨어져 거의 쓰이지 않는다. 일반적으로 동축 케이블은 부호 사이 간섭이 많이 발생하는 채널이며, 동축 케이블의 주파수 특성은 다음과 같다[11][12].

$$\begin{aligned} H(f) &= \exp\{\sqrt{-2iaf}\} \\ &= \exp\{-\sqrt{af}\} \exp\{i\sqrt{af}\} \end{aligned} \quad (14)$$

그림 5와 같이 감쇠 계수 $\alpha = 5.2 \times 10^{-3}$ 일 때, $f = 1/2T$ ($= f_s/2$)에서 $f = 0$ 일 때에 비해 약 10dB 정도의 감쇠가 일어나는 채널에서 모의 실험하였다.

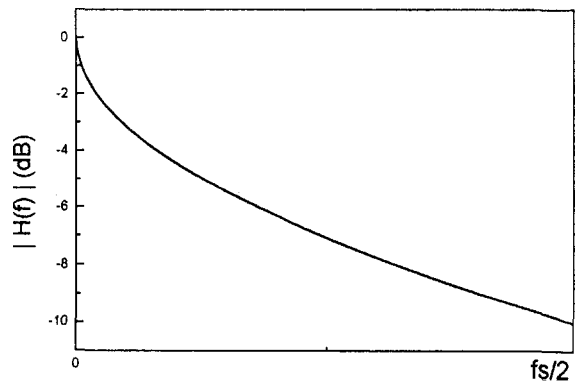


그림 5. 동축 케이블의 주파수 응답 특성
Fig. 5. Frequency response characteristics of coaxial cable

모의 실험에 사용된 시스템은 그림 6과 같으며 모의 실험 결과는 시퀀스 n 에 따른 오차의 계급을 구하고, 이러한 시행을 100번 독립 시행해서 평균을 취하였다. 이 결과를 매 50 표본마다 표본 평균을 구하여 그래프로 나타내었다. 모의 실험에서 입력은 균일 분포를 따르도록 생성하였고, 평균이 0인 가우시안 분포를 갖는 가산 잡음을 생성하여 사용하였다. 따라서 입력 SNR은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$SNR_i = 10 \times \log \left(\frac{P_i}{\sigma_n^2} \right) \quad (15)$$

위 식에서 P_i 는 입력의 평균 전력, σ_n^2 는 가산 잡음의 분산이다. 본 논문에서는 64-QAM 성장도의 모든 점이 균

일하게 발생하도록 하였으므로 $P_i=42$ 이다. 그림과 표에서 가변 스텝 크기를 VSS로, 고정 스텝 크기를 FSS로 표기하였다.

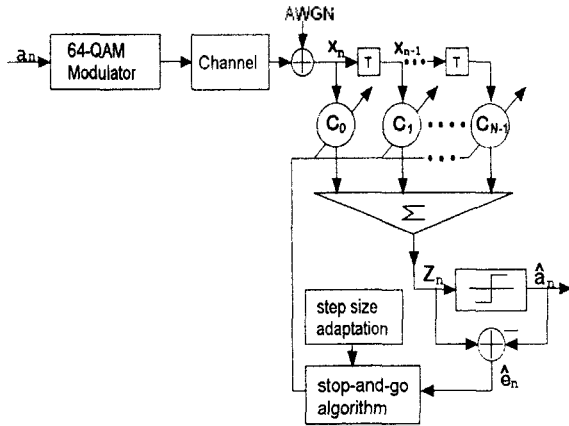


그림 6. 제안된 시스템의 블록 선도
Fig. 6. Block diagram of the proposed system

3-2. 결과 고찰

표 1은 가산 잡음의 분산 $\sigma_n^2=0.05$ 일 때, 곧 입력 SNR = 30dB일 때, 스텝 크기 α 에 따른 stop-and-go 알고리즘의 수렴 속도와 정상 상태 오차를 나타낸 것이고, 그림 7은 이중 세계의 수렴 곡선을 나타낸 것이다. 표 1의 결과를 살펴보면 stop-and-go 알고리즘의 수렴 속도와 정상 상태 오차 사이에 상호 절충 문제가 존재함을 알 수 있다. 정상 상태 오차를 유지하면서 수렴 속도를 향상시키기 위해 가변 스텝 크기 알고리즘을 적용하여 모의 실험 하였다.

스텝 크기 $\alpha=1.1 \times 10^{-4}$, 0.9×10^{-4} , 0.7×10^{-4} 일 때의 정상 상태 오차 수준을 유지하면서 수렴 속도를 향상시키기 위한 가변 스텝 크기 stop-and-go 알고리즘의 모의 실험에서 공통된 파라미터는 다음과 같다.

$$\alpha_{max}=2.3 \times 10^{-4}, m_0=3, m_1=2, a=2 \times 10^{-7}$$

표 1. Stop-and-go 알고리즘에서 각 스텝크기에 따른 정상 상태 오차

Table 1. Steady State error of each step size in stop-and-go algorithm

스텝 크기	정상 상태 오차 (dB)	수렴 속도(sample)
0.7×10^{-4}	-34.3	790
0.9×10^{-4}	-34.2	650
1.1×10^{-4}	-34.1	535
1.3×10^{-4}	-33.9	485
1.5×10^{-4}	-33.8	420
1.7×10^{-4}	-33.6	380
1.9×10^{-4}	-33.4	355
2.1×10^{-4}	-33.3	400

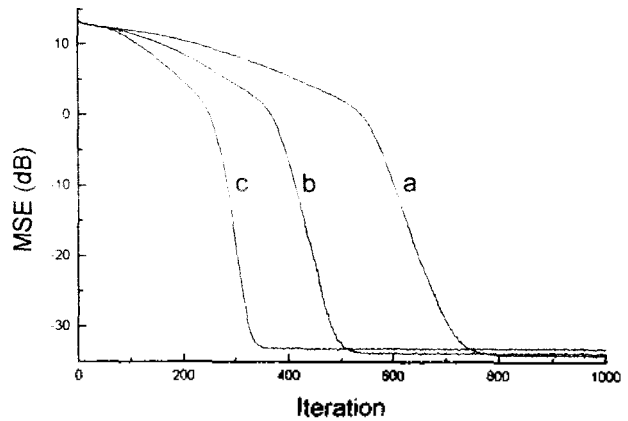


그림 7. Stop-and-go 알고리즘에 μ 값에 따른 수렴 곡선(SNR = 30dB)

$$(a: \alpha=0.7 \times 10^{-4}, b: \alpha=1.3 \times 10^{-4}, c: \alpha=1.9 \times 10^{-4})$$

Fig. 7. Convergence curves of each μ in stop-and-go algorithm (SNR = 30dB)

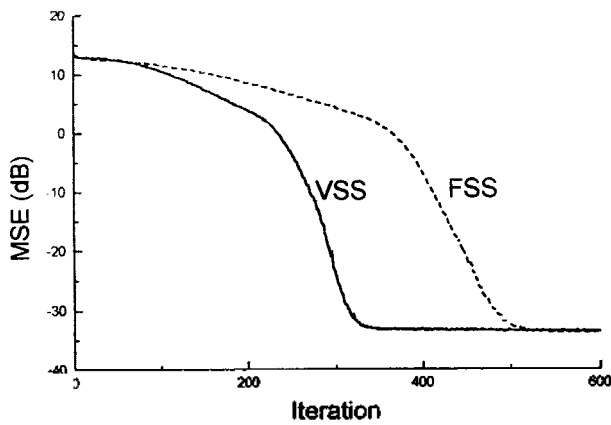
$$(a: \alpha=0.7 \times 10^{-4}, b: \alpha=1.3 \times 10^{-4}, c: \alpha=1.9 \times 10^{-4})$$

실험 결과에 대한 수렴 곡선은 그림 8에 나타내었고, 정상 상태 오차와 수렴 속도를 표 2에 비교하고 수렴 속도 개선율을 나타내었다. 그림 8 (a)는 최소 스텝 크기 $\alpha_{min}=1.1 \times 10^{-4}$ 일 때의 가변 스텝 크기 stop-and-go 알고리즘의 수렴 곡선을 상수 스텝 크기 $\alpha=1.1 \times 10^{-4}$ 일 때의 수렴 곡선과 비교한 것이다. 정상 상태 오차는 -34.1dB로 동일하였고, 수렴 속도에서는 가변 스텝 크기 알고리즘이 약 36% 정도 향상되었다. 그림 8(b)는 $\alpha_{min}=0.9 \times 10^{-4}$ 일 때의 수렴 곡선을 나타낸 것이다. 정상 상태 오차는 -34.2 dB로 서로 같은 값을 나타낸 반면 수렴 속도에서 스텝 크기가 가변일 때 약 47% 정도 향상되었음을 알 수 있다. 그림 8 (c)는 $\alpha_{min}=0.7 \times 10^{-4}$ 일 때의 수렴 곡선이며, 정상 상태 오차는 -34.3dB로 유지되었고 수렴 속도는 약 56% 정도 향상되었다.

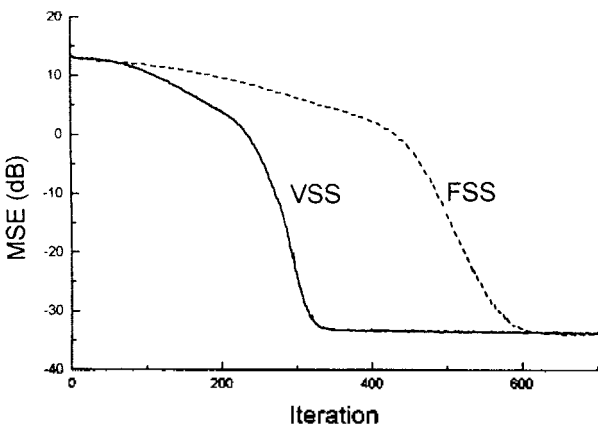
이러한 결과로부터 가변 스텝 크기 알고리즘은 초기의 매우 큰 스텝 크기로 인해 수렴 속도가 향상되었고, 식 (12)의 스텝 크기 적용 알고리즘에 의해 정상 상태에 접근할수록 스텝 크기가 감소됨으로써 고정 스텝 크기일 때의 정상 상태 오차 수준을 유지할 수 있음을 알 수 있다.

그림 9는 가산 잡음의 분산 $\sigma_n^2=0.14$ 일 때, 곧 입력 SNR = 25dB 일 때, stop-and-go 알고리즘의 수렴 곡선을 나타낸다. 이 경우의 순수한 stop-and-go 알고리즘에서는 스텝 크기가 1.7×10^{-4} 일 때 최대의 수렴 속도를 보였다. 그림 10은 $\alpha=0.7 \times 10^{-4}$, $\alpha=1.7 \times 10^{-4}$ 일 때의 심볼 오차율을 나타낸 것이다.

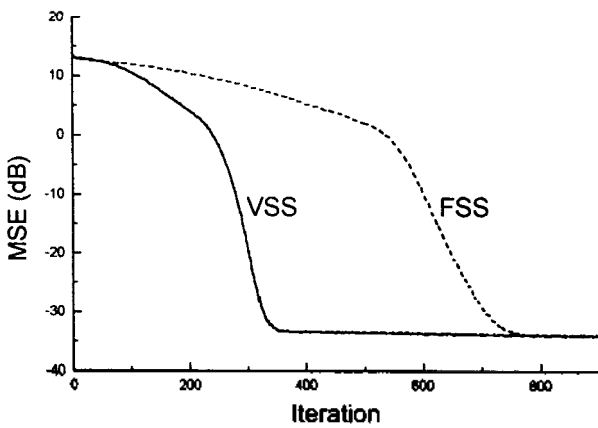
일반적으로 심볼 오차율은 1×10^{-6} 을 기준으로 하기 때문에 그림 10에 나타낸 바와 같이 $\alpha=1.7 \times 10^{-4}$ 인 경우에는 4×10^{-6} 이므로 안정된 수준을 벗어난다. 이때 수렴 속도가 빠르다는 것은 의미가 없다. 그림 11은 가변 스텝 크기 알고리즘을 이용하여 정상 상태 오차를 $\alpha=0.7$



(a)



(b)



(c)

그림 8. 가변 스텝 크기 stop-and-go 알고리즘의 수렴 곡선 (SNR = 30dB)

(a) $\alpha_{min} = 1.1 \times 10^{-4}$ (b) $\alpha_{min} = 0.9 \times 10^{-4}$ (c) $\alpha_{min} = 0.7 \times 10^{-4}$

Fig. 8. Convergence curves of variable step size stop-and-go algorithm(SNR = 30dB)

(a) $\alpha_{min} = 1.1 \times 10^{-4}$ (b) $\alpha_{min} = 0.9 \times 10^{-4}$ (c) $\alpha_{min} = 0.7 \times 10^{-4}$

표 2. 가변 스텝 크기 알고리즘을 적용했을 때 수렴 속도 개선을
Table 2. Improvement of convergence speed using variable step size algorithm

최소 스텝 크기	정상 상태 오차(dB)	수렴 속도(sample)	수렴 속도 개선율(%)
0.7×10^{-4}	FSS : -34.3	FSS : 790	56
	VSS : -34.3	VSS : 345	
0.9×10^{-4}	FSS : -34.2	FSS : 690	47
	VSS : -34.2	VSS : 345	
1.1×10^{-4}	FSS : -34.1	FSS : 535	36
	VSS : -34.1	VSS : 340	

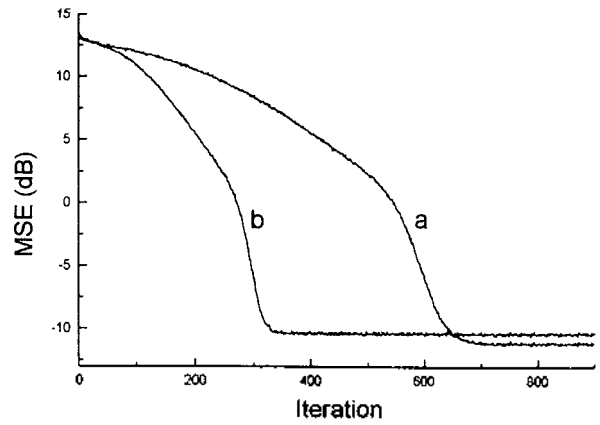


그림 9. Stop-and-go 알고리즘의 수렴 곡선(SNR = 25dB)

(a: $\alpha = 0.7 \times 10^{-4}$, b: $\alpha = 1.7 \times 10^{-4}$)

Fig. 9. Convergence curves of stop-and-go algorithm(SNR = 25dB)

(a: $\alpha = 0.7 \times 10^{-4}$, b: $\alpha = 1.7 \times 10^{-4}$)

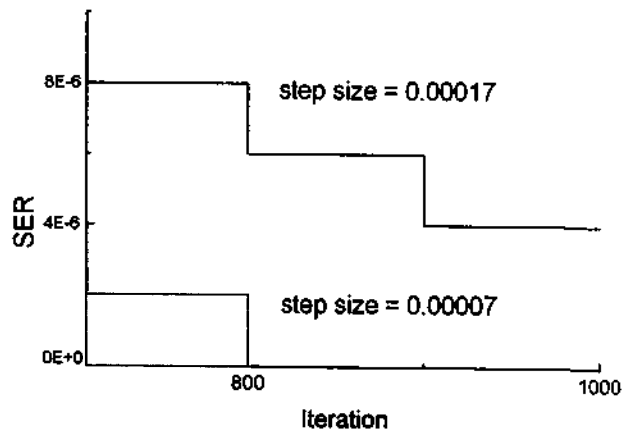


그림 10. 심볼 오차율(SNR = 25dB)

Fig. 10. Symbol error rate(SNR = 25dB)

$\times 10^{-4}$ 일 때의 수준으로 유지하면서 수렴 속도를 최대
로 향상시킨 것을 나타낸다. 따라서 가변 스텝 크기 알고
리즘을 이용하면 심볼 오차율을 안정된 수준으로 유지하
면서 수렴 속도를 향상시킬 수 있음을 알 수 있다.

그림 12는 다양한 입력 변화에 따른 알고리즘의 성능
을 평가하기 위해 시변 채널에 대한 수렴 곡선을 나타낸

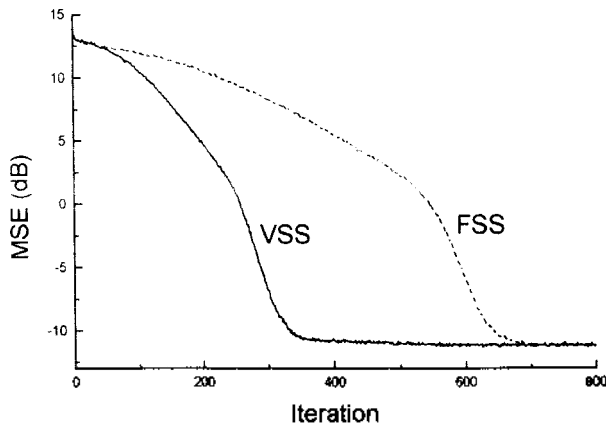


그림 11. 가변 스텝 크기 stop-and-go 알고리즘의 수렴 곡선 (SNR = 25dB)

Fig. 11. Convergence curve of variable step size stop-and-go algorithm(SNR = 25dB)

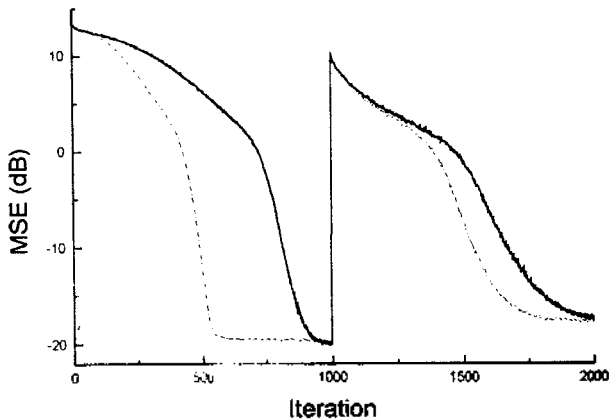


그림 12. 시변 채널에서의 수렴 곡선(실선: 상수 스텝 크기, 점선: 가변 스텝 크기)

Fig. 12. Convergence curve of the time-varying channel(solid line : constant step size, dotted line : variable step size)

것이다. 실선은 $\alpha = 0.9 \times 10^{-4}$ 일 때의 상수 스텝 크기 알고리즘의 수렴 곡선이고, 점선은 $\alpha_{\max} = 1.9 \times 10^{-4}$, $\alpha_{\min} = 0.9 \times 10^{-6}$, $\alpha = 2 \times 10^{-7}$ 일 때의 가변 스텝 크기 알고리즘의 수렴 곡선을 나타낸다. 가변 스텝 크기 stop-and-go 알고리즘이 상수 스텝 크기 알고리즘에 비해 다양한 입력 신호의 변화에 대한 적용 능력이 더 우수함을 알 수 있다.

VI. 결 론

이 논문에서는 stop-and-go 알고리즘이 가지고 있는 수렴 속도와 정상 상태 오차 사이의 상호 절충 문제를 극복하기 위해 가변 스텝 크기 알고리즘을 적용하였다. 모의 실험 결과 stop-and-go 알고리즘은 수렴 속도가 빠르면 빠를수록 정상 상태 오차가 낮아졌다. 비용 함수의 기울기에 대한 부호를 검사하여 스텝 크기를 결정하는 가변

스텝 크기 알고리즘을 적용하여 모의 실험 한 결과 정상 상태 오차는 그대로 유지되었고 수렴 속도는 최소 36%에서 최대 56%까지 향상되었다. 표 2에 나타난 결과를 보면 가변 스텝 크기 알고리즘을 적용하였을 때 모든 경우에서 순수한 stop-and-go 알고리즘에서 보인 최대의 수렴 속도보다 향상되었다. 모든 실험 결과를 종합해 보면 최소 스텝 크기를 0.7×10^{-4} 으로 했을 때 수렴 속도는 다른 경우와 같이 최대의 수렴 속도를 보이면서 가장 우수한 성능을 보였다. SNR = 25dB인 경우의 모의 실험 결과는 정상 상태 오차를 무시한 채 수렴 속도를 향상시키는 것은 심볼 오차율의 관점에서 보았을 때 무의미함을 알 수 있었다. 가변 스텝 크기 알고리즘을 적용하여 심볼 오차율을 안정된 수준으로 유지하면서 수렴 속도를 향상시킬 수 있었다. 마지막으로 시변 채널에서의 실험 결과는 다양한 입력 변화에 대한 가변 스텝 크기 알고리즘의 적용 능력이 우수함을 나타내었다.

가변 스텝 크기 알고리즘은 곱셈 연산은 없고 단순히 덧셈 연산으로만 수행되기 때문에 연산량의 증가는 거의 없으며, 다만 템 가중치만큼의 메모리가 더 필요할 뿐이다. 따라서 고속 통신 시스템의 동화기의 설계에 쉽게 적용 가능하며, 이때 많은 성능 향상이 있으리라 기대된다.

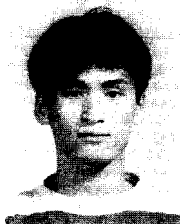
참 고 문 헌

1. S. U. H. Qureshi, "Adaptive Equalization", Proc. IEEE, vol. 73, pp. 1349-1387, Sep. 1985.
2. G. Picchi and G. Prati, "Blind Equalization and Carrier Recovery using Stop-and-Go Decision-Directed Algorithm", IEEE Trans. Commun., vol. 35, pp. 877-887, Sep. 1987.
3. G. N. Godard, "Self-Recovering Equalization and Carrier Tracking in 2-D Data Communication Systems", IEEE Trans. Commun., vol. COM-28, pp. 1867-1875, Nov. 1980.
4. Y. Sato, "A Method of Self-Recovering Equalization for Multilevel Amplitude-Modulation Systems", IEEE Trans. Commun., vol. COM-23, pp. 679-682, June 1975.
5. A. Benveniste, M. Goursat, and G. Ruget, "Robust Identification of A Nonminimum Phase System: Blind Adjustment of A Linear Equalizer in Data Communication", IEEE Trans. Automat. Contr., vol. AC-25, pp. 385-399, June 1980.
6. Z. Ding, "Ill Convergence of Godard Blind Equalizers in Data Communication Systems", IEEE Trans. Commun., vol. COM-39, pp. 1313-1326, Sep. 1991.
7. O. Macchi and E. Eweda, "Convergence Analysis of Adaptive Equalizer", IEEE Trans. Info. Theory, vol. IT-30, pp. 162-176, Mar. 1984.
8. B. Widrow and S. D. Sterns, *Adaptive Signal Processing*, Prentice Hall, Englewood cliffs, NJ, 1985. pp. 99-115.
9. J. B. Evans, Ping Xue, and Bede Liu, "Analysis and Implementation of Variable Step Size Adaptive Algorithm", IEEE Trans. Signal Proc., vol. 41, pp. 2517-2535, Aug. 1993.
10. J. R. Treichler, I. Fijalkow, and C. R. Johnson, JR.,

"Fractionally Spaced Equalizers", IEEE SP mag., vol. 13, pp. 65-18, May 1996.

- 11. C. A. Belfiore and J. P. Park, JR. "Decision Feedback Equalization", Proc. IEEE, vol. 67, Aug. 1979.
- 12. J. Salz, "Optimum Mean-Square Decision Feedback Equalization", Bell Syst. Tech J., vol. 52, pp. 1341-1373, Oct. 1973.

▲이 현 철



1972년 4월 23일생
 1995년: 서울시립대학교 전자공학과 졸업(공학사)
 1995년 3월~현재: 서울시립대학교 대학원 전자공학과 석사과정
 ※ 관심분야: 적응신호처리, 채널등화기

▲조 일 준



1965년 6월 29일생
 1987년: 연세대학교 의공학과 졸업(학사)
 1990년: 서울시립대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사)
 1990년~현재: 대륜정밀(주) 연구소 재직
 ※ 관심분야: HDTV

▲진 현 수



1962년 2월 17일생
 1986년 2월: 서울시립대학교 전자공학과 졸업(공학사)
 1992년 8월: 서울시립대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사)
 1996년 2월: 서울시립대학교 대학원 박사과정 수료
 1995년 3월~현재: 안산공업전문대학 전기과 전임강사

※ 관심분야: 자동제어, 인공지능, 신호처리

▲김 성 환

15권 1호 참조