

개선된 반경-지향 방식을 이용한 블라인드 적응 등화기

正會員 尹 寧 右* 正會員 李 永 朝* 正會員 趙 炯 來*
 正會員 洪 大 植* 正會員 康 昌 彥*

Blind Adaptive Equalizer Using the Improved
Radius-Directed Algorithm

Y. W. Yun*, Y. J. Lee*, H. R. Cho*, D. S. Hong*, C. E. Kang* *Regular Members*

要 約

이 논문에서는 디지털 통신 채널에서 발생하는 심볼들간의 간섭을 극복하는 효율적 방법으로, 변형된 stop & go 알고리즘을 기존의 반경-지향 방식에 적용한 새로운 블라인드 적응 등화 알고리즘을 제안한다. 그리고 제안된 알고리즘의 성능을 기존의 방식인 CMA(Constant Modulus Algorithm)와 stop & go 알고리즘등과 비교, 분석한다. 제안된 블라인드 적응 등화 알고리즘의 궁극적인 목적은 CMA의 수렴 속도를 가지면서, stop & go 알고리즘의 자승 평균오차를 유지하는 것이다.

실험 결과, 제안된 알고리즘은 정상 상태로의 수렴 속도와 자승 평균 오차의 크기라는 두가지 면에서 모두 향상된 성능을 보여 준다.

ABSTRACT

In this thesis, an algorithm for fast convergence to the steady state and for achieving an improved MSE in blind adaptive equalizers is proposed.

The conventional radius-directed algorithm can be transformed into an algorithm that provides effective blind convergence in the aspect of the MSE as well as the convergence speed. This can be achieved through altering the stop & go algorithm.

The performance of the new algorithm is analyzed and compared with the two conventional algorithms, such as the CMA and the stop & go algorithm.

The experimental results show the superiority of the new algorithm.

1. 서 론

*延世大學校 電子工學科
 Dept. of Electronics Engineering, Yonsei University
 論文番號 : 94118
 接受日字 : 1994年 4月 29日

디지털 통신 채널은 제한된 대역폭에 비이상적인 특성을 가짐으로 인해 진폭 및 위상에 원하지 않는 심볼간의 간섭(intersymbol interference)이 발생한

다. 이러한 심볼간의 간섭은 주파수 대역의 효율적인 이용과 성능 향상에 주된 장애 요인이 되고 있다. 심볼간의 간섭에 의해 생긴 왜곡된 디지털 신호를 복원하기 위해서는 등화기가 필요하다[9].

기존의 적응 등화기는 학습 신호를 보내 훈련을 시킨 뒤 결정-지향(decision-directed) 알고리즘을 사용하여 데이터 전송을 하도록 동작한다. 그러나 다중접속망(multi-point)시스템과 같은 경우처럼 학습 신호(training sequence)를 사용하기 곤란하거나 불가능한 경우가 많다. 따라서 학습신호 없이 수신 신호로만 등화를 할 수 있는 적응 등화기가 필요하게 되었다[5].

블라인드 등화기는 Sato에 의해 처음 제안되었으며, Sato의 알고리즘을 Godard가 발전시켜 일반화시켰다[5][11]. Godard에 의해 제안된 블라인드 등화 알고리즘은 기존의 자승 평균 오차 함수(mean squared error function)를 변형시킨 포물선을 이루지 않는 비용 함수(cost-function)를 사용하며, 송신 신호의 데이터 심볼구조에 따라 성상도 상에서 심볼간의 길이(modulus)가 일정하다고 가정하여 등화하는 알고리즘이다[5][11]. 이런 CMA(Constant Modulus Algorithm)나 Sato의 알고리즘은 심볼간의 간섭(ISI)을 잘 없애주나, 공통적으로 초기의 수렴이 일어난 후의 성능이 만족스럽지 못하다는 특징을 가지고 있다. 이것은 초기 수렴후의 최소 자승 평균 오차(MSE)를 위한 계수 설정이 완벽하지 않기 때문이다. 또한 CMA의 경우엔 4차의 비용함수를 사용하고 있기 때문에 국부 최소값에 빠질 수 있다는 단점도 가지고 있다[3]. 실제로 Ding은 등화기의 탭의 갯수가 유한한 경우 국부 최소값에 의한 바람직하지 않은 수렴은 막을 수 없다는 것을 증명하였다[4]. 그리고 CMA는 원천신호의 상호 상관이 크고 또한 그 발생 확률들이 균일하지 못한 경우에는 바람직하지 않은 수렴을 하는 것으로 알려져 있다[12].

Benveniste와 Goursat는 Sato의 블라인드 모델에서 시작하여 수렴이 일어난 후에 자동적으로 기존의 결정-지향(decision directed) 알고리즘으로 넘어가는 방법을 제안하였고[2], Macchi와 Eweda는 초기 설정 계수값이 눈이 열려 있는 상태(open-eye pattern)에 해당되지만 하면 결정-지향 알고리즘은 잡음이 없는 경우 최적의 계수값에 수렴함을 증명하였다[7].

위의 사실에 기초하여 결정-지향 방식의 단순성을 그대로 지니면서 블라인드 수렴 능력을 개선시킬 수

있는 알고리즘을 Picchi와 Prati가 제안하였다[8]. 그 기본 생각은 결정한 출력 오차값의 신뢰도가 충분히 높지 않으면 적응 과정을 멈추는 것이다. 즉, 이진값을 지니는 깃발(flag)을 선택하여 현재의 결정에 대한 추정 오차가 일반적인 결정-지향 방식에 신뢰성 있게 쓰일 수 있는지, 없는지를 판단하는 알고리즘이다.

또 Rey는 CMA와 결정-지향 방식의 혼합된 모습을 하고 있는 반경-지향방식(RDE)을 제안했다[12]. 그러나 이 알고리즘은 심볼간의 간섭이나 잡음이 심할 경우, 초기의 오결정으로 인한 탭 계수의 오조정 때문에 수렴 상태가 불안정하다.

이러한 방법들 이외에도 고차 스펙트럼을 이용한 알고리즘이 있다[6]. 이 방법은 수렴 성능은 매우 좋은 편이지만, 등화기의 탭 조정 계수를 갱신하는데 너무 많은 계산량을 필요로 하므로 전송률이 높은 시스템에서는 적합하지 않은 알고리즘이다.

위의 논문들에서 알 수 있듯이 블라인드 등화기는 두가지의 성능요소, 즉 정상 상태로의 수렴 속도와 정상 상태에서의 자승 평균 오차(MSE)를 향상시키려는데 목적을 두고 있다.

이 논문에서는 기존의 반경-지향 방식이 심볼간의 간섭과 잡음이 존재하는 경우 블라인드 수렴 능력을 가지지 못 한다는 것을 보이고, 수렴을 위해 기존의 stop & go 알고리즘의 개념을 변형시켜 적용한다. 즉, 반경-지향 방식의 블라인드 수렴 능력을 개선하여 정상 상태로의 수렴 속도와 정상 상태에서의 자승 평균 오차(MSE)의 상태 모두를 향상시킨다.

이 논문의 구성은 우선 II장에서 기존의 반경-지향 방식을 변형하며, III장에서는 II장의 결과를 바탕으로 새로운 알고리즘을 제안한다. IV장에서는 컴퓨터 모의 실험을 통하여 제안된 알고리즘의 성능을 살펴본다. V장은 결론으로 맺는다.

II. 반경-지향 방식의 변형

반경-지향 방식은 Gonzalo A. Rey에 의해 제안되었다. 전송 신호가 고정된 반지름을 지니는 n개의 원상에 존재한다고 가정하자. 그리고 M_1, M_n 을 n개의 원의 반지름의 제곱이라고 하자. 탭 계수 조정식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \hat{C}_{k+1} &= \hat{C}_k - \mu \hat{I}_k (\hat{I}_k^2 - M_k) V_k, \\ M_k &= \text{dec}(\hat{I}_k)^2 \end{aligned} \quad (1)$$

이 알고리즘은 n개의 단일 동반경 CMA를 n개의 반경을 지나는 신호에 각각 적용시킨 알고리즘이라고 해석할 수 있다. 즉 이 알고리즘은 CMA와 결정-지향 방식이 혼합된 알고리즘이라고 볼 수 있다. CMA의 경우 단일 반경을 가지는 신호들, 즉 PSK류의 신호들에 대해서는 수렴 후의 오조정이 작을 것으로 기대되며, 반경-지향 방식의 경우 단일 PSK류의 신호를 원천 신호로 사용하게 되면, 그 알고리즘은 CMA와 동일한 알고리즘이 됨을 알 수 있다.

그러나 초기 수렴에서 심볼간의 간섭이 심하거나 잡음이 존재할 경우, 이 알고리즘은 초기의 심한 오결정으로 인해 수렴을 하지 않을 것이라고 예측할 수 있다.

따라서 실제적인 실험으로 이 등화기의 수렴 성질을 살펴보기로 하겠다.

그러나 이 알고리즘은 초기의 오결정으로 인한 잘못된 수렴을 효율적으로 막아줄 수만 있다면, CMA의 비용 함수와 같은 형태인 4차의 비용 함수를 사용하고 있다고 볼 수 있으므로 정상 상태로의 수렴속도에 있어서 CMA의 수렴 속도에 거의 근접할 수 있을 것이라는 예측을 할 수 있다. 또한 정상 상태의 사승 평균 오차 또한 CMA에 비해 월등히 좋을 것이라는 예측도 가능한데, 이것은 오차 신호의 형성 과정에서 양자화 함수(decision function)를 사용하기 때문이다.

식(1)에서 추정 오차는 다음과 같다.

$$\hat{e}_k = \hat{I}_k(\hat{I}_k^2 - dec(\hat{I}_k)^2) \quad (2)$$

이후로 $\{sgn \hat{e}_k = sgn e_k\}$ 이라는 사건을 A라고 표시하기로 한다. 앞으로 전개해 나갈 방법에선 실제의 오차인 e_k 를 사용할 수 있다고 가정한다. 이 때, e_k 는 다음과 같이 주어진다.

$$e_k = \hat{I}_k - I_k \quad (3)$$

반경-지향 방식의 성능을 결정하는 요소는 다음의 확률값으로 생각할 수 있다.

$$\begin{aligned} p_n &= P\{A\} \\ q_n &= 1 - p_n = P\{A^c\} \end{aligned} \quad (4)$$

위에서 p_n 은 실제 오차와 추정 오차의 부호가 같은 사건의 확률 값이며, q_n 은 그 여사건의 확률 값이다.

이 때 식(1)을 수정하여 $sgn \hat{e}_k = sgn e_k$ 일 때, 즉 실제 오차와 추정 오차의 부호가 같은 경우에만 계수 조정을 하고, 그렇지 않을 때에는 계수 조정을 하지 않도록 깃발을 잡아줄 수 있다.

결과적인 계수 조정식은

$$\hat{C}_{k+1} = \hat{C}_k - \mu f_k \hat{I}_k (\hat{I}_k^2 - M_k) V_k, \quad (5)$$

$$M_k = dec(\hat{I}_k)^2$$

이 된다. 여기서 f_k 는 0 또는 1의 값을 가지는 랜덤 변수(random variable)이다.

다음의 식 (6)과 식 (7)의 확률값을 생각해 보자.

$$\begin{aligned} p_{sc} &= P\{stop \mid no\ error\} \\ &= P\{f_k = 0 \mid A\} \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} p_{sc} &= P\{stop \mid error\} \\ &= P\{f_k = 0 \mid A^c\} \end{aligned} \quad (7)$$

위에서 p_{sc} 는 실제 오차와 추정 오차의 부호가 같은 경우에도 적응 과정을 중단할 확률값이며, p_{sc} 는 실제 오차와 추정 오차의 부호가 다를 경우에 적응 과정을 중단할 확률값이다.

위의 식은 Picchi와 Prati가 전개한 방식을 그대로 사용한 것이지만, Picchi와 Prati가 사용한 추정 오차와는 다른 추정 오차를 사용하고 있으며, 그 기본을 둔 알고리즘이 서로 다르다는 것을 유념해야 한다.

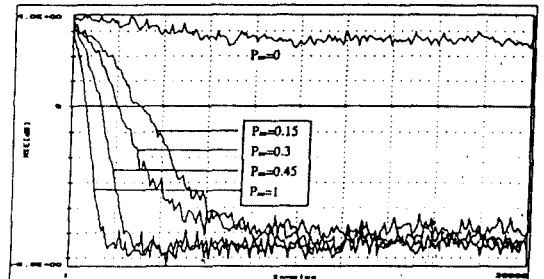


그림 1. p_{sc} 에 따른 반경 지향 방식의 전화 채널에서의 수렴 곡선($\mu = 0.0004$, 탭 수 = 11, SNR = 30dB)

Fig. 1. Convergence of the MSE for RDE versus the various values of p_{sc} over the telephone channel ($\mu = 0.0004$, tap No. = 11, SNR = 30dB)

그림 1은 전화 채널에서의 변형된 반경-지향 방식의 수렴 곡선들로 $p_{sc}=0$ 으로 두고 p_{se} 를 변화시켜 가면서 수렴의 모습을 보여주고 있다. 스텝크기 μ 값은 0.0004인 경우이다. 본 실험에서는 원천 신호로는 4-level PAM을 사용했으며, 실제 오차와 추정 오차가 서로 다를 경우 가우시안의 확률값을 발생시켜주어 계수 조정을 중단하도록 실험하였다. 그림 1에서 $p_{se}=0$ 일 때의 곡선은 아무런 수정도 하지 않은 원래의 반경-지향 방식이라고 생각할 수 있다. 즉, 항상 깃발이 1인 경우라고 볼 수 있는데 올바른 수렴을 하지 못하는 것을 알 수 있다. 이것은 초기의 오결정에 의한 잘못된 탭 계수 갱신때문이라고 생각된다.

여기서 흥미로운 사실은 그림에서 볼 수 있는 것과 같이 수렴 전에 p_{se} 가 0.15 이상만 되면, 반경-지향 방식이 올바른 수렴을 한다는 점이다. 즉 초기의 오결정으로 인한 오조정을 막을 수 있는 확률값을 0.15 정도만 유지할 수 있다면, 반경-지향 방식은 바람직한 수렴을 할 수 있다는 것이다. 또한 그림에서 볼 수 있는 바와 같이 p_{se} 가 크면 클수록 수렴 속도에 있어 많은 향상을 보이고 있다는 것이다.

$p_{sc} \neq 0$ 라는 것은 필요치 않게 적응 과정을 중단시키는 것으로 p_{sc} 값은 수렴 자체에 영향을 미친다기 보다는 수렴 속도에 영향을 미치는 것이다.

실험 결과를 통해 다음과 같은 사실을 이끌어낼 수 있다. 수렴 전의 오결정으로 인한 잘못된 수렴을 막을 수 있는 효율적인 방법을 생각할 수만 있다면, 반경-지향 방식의 블라인드 수렴 능력을 크게 해줄 수 있을 것이며, 결국 이로 인해 예측할 수 있는 결과, 즉 정상 상태로의 수렴 속도 향상과 더불어 정상 상태에서의 오차 또한 만족스러운 정도로 낮춰 줄 수 있을 것이라는 사실이다. 즉, 반경-지향 방식의 블라인드 수렴 능력을 향상시킬 수 있는 방법에 대한 기초가 된다.

III. 제안된 알고리즘

이 장에서는 반경-지향 방식의 p_{se} 의 값을 0.15 이상으로 크게 해 줄 수 있는 새로운 알고리즘을 제안한다.

제안된 알고리즘의 착안점은 다음과 같다.

- (1) 반경-지향 방식은 결정-지향 방식류이다.
- (2) 반경-지향 방식은 CMA의 모양을 취하고 있다.

앞 장에서와 같이 $\{sgn \hat{e}_k = sgn \tilde{e}_k\}$ 이라는 사건을 A라고 표시한다. 2장에서 반경-지향 방식은 실제 오차와 추정 오차의 부호가 다를 경우, 즉, 사건 A일 때에 f_k 깃발(flag)이 0으로 결정될 확률이 0.15 이상만 되면 올바른 수렴을 하는 것을 실험을 통해 알았다. 앞 절에선 이런 목적을 위해 실제 오차 e_k 에 대한 지식이 필요했다.

순수한 반경-지향 방식의 경우에 $\{A^c | I_k = s_i\}$ 가 되는 영역이 존재한다. s_i 는 전송된 심볼을 나타낸다.

블라인드 수렴을 위한 효율적 방법은 적응을 위해서 평균적으로 사건 A가 일어나는 적당한 영역을 남겨 두고 나머지 영역들은 제거해 가는 것이다. 즉, 등화기의 출력 구간에서 실제의 오차와 추정 오차의 부호가 같을 확률이 평균적으로 큰 구간을 설정하여 이 구간에서만 탭 계수를 조정하고 그 나머지 구간은 버리는 것이다.

위의 착안점들에 기초하여, 다음과 같은 새로운 오차를 제시한다.

$$\tilde{e}_k = \hat{I}_k(\hat{I}_k^2 - R_k) \tag{8}$$

위의 오차는 CMA의 오차값과 같은 모양인데, 이런 오차를 사용한 이유는 반경-지향 방식과 CMA의 탭 계수 조정식이 서로 같은 모양을 하고 있으며, CMA의 초기 수렴 능력이 매우 우수하기 때문이다. 식(8)에서 R_k 값은 등화기의 출력이 어느 구간에서 신뢰도 있게 쓰일수 있는지를 결정해 주는 상수값이다.

위의 오차를 기초로 하여 다음과 같이 새로운 깃발에 의한 탭 계수 조정식을 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{C}_{k+1} &= \hat{C}_k - \mu f_k \hat{I}_k(\hat{I}_k^2 - M_k) V_k, \\ M_k &= dec(\hat{I}_k)^2 \end{aligned} \tag{9}$$

위의 식에서 새롭게 잡아준 깃발은 다음과 같다.

$$f_k = \begin{cases} 1 & \text{if } sgn \hat{e}_k = sgn \tilde{e}_k \\ 0 & \text{if } sgn \hat{e}_k \neq sgn \tilde{e}_k \end{cases} \tag{10}$$

만일 $\{sgn \hat{e}_k = sgn \tilde{e}_k\}$ 이라는 사건이 일어나고 R_k 에 대한 선택이 적합하다고 하자. 앞으로 사건B를 $\{sgn \hat{e}_k = sgn \tilde{e}_k\}$ 이라고 표시하기로 한다. 그러면, 탭 계수값을 추정 오차 \hat{e}_k 에 의해 조정하여 주었을 때, 추정 오차 \hat{e}_k 의 부호와 실제 오차 e_k 의 부호가 같

을 확률을 크게 높여 줄 수 있다. 즉, 조건 확률 $P_{n|go} = P\{no\ error\ |go\} = P\{A|B\}$ 은 매우 높아질 것이며 추정 오차 \hat{e}_k 는 반경-지향 방식에서 신뢰도 있게 사용할 수 있게 된다.

이 때 R_k 값은 신호들의 평균값에 기초를 둔 값이다.

그림 2는 4-level PAM을 사용할 경우, $R_k = 8.2$ 로 잡았을 때의 새로이 제안된 알고리즘의 수렴 신뢰 구간이다. 여기서 R_k 값은 CMA의 R_2 값을 그대로 사용하였다. 즉,

$$R_2 = \frac{E\{|I_k|^4\}}{E\{|I_k|^2\}} \quad (11)$$

이 되고 서로 독립인 원천 신호들의 발생 확률을 이용해 계산해 주면, 4-level PAM에 대해서는 8.2가 나오게 된다.

그림 3은 제안된 알고리즘의 블록도이다.

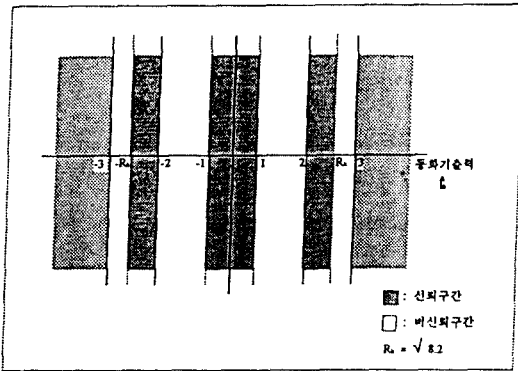


그림 2. 4-level PAM을 사용했을 경우의 신뢰구간($R_k = 8.2$)

Fig. 2. Reliable region with 4-level PAM($R_k = 8.2$)

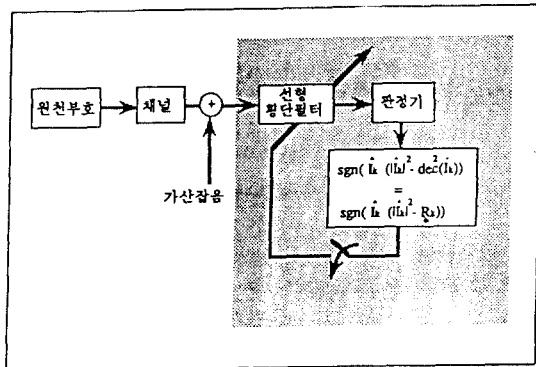


그림 3. 제안된 알고리즘의 블록도

Fig. 3. Block diagram of the suggested algorithm

Ⅳ. 실험 및 결과 고찰

실험에 사용한 원천 신호는 4-level PAM이며, R_k 와 β_k 의 값은 각각 8.2와 2.5로 고정시키고 실험한다.

1. AR 채널에서의 수렴 상태

다음과 같은 채널 모델을 가정하자.

$$H(z^{-1}) = \frac{1}{1 + \alpha z^{-n}}, \quad \alpha \in \mathbb{R}, \quad 0 < |\alpha| < 1 \quad (12)$$

위와 같은 채널 모델은 AR(n)이라고 불리워진다 [4].

이 실험에선 실험의 편의를 위해 $\alpha = 0.9$ 인 간단한 AR(1)모델을 사용한다. 이 경우 이상적인 동화는 2개의 탭만을 사용하여 이를 수 있다. 즉, $\hat{\theta} = \pm [1 \ 0.9]^T$ 가 되면 일어나게 된다.

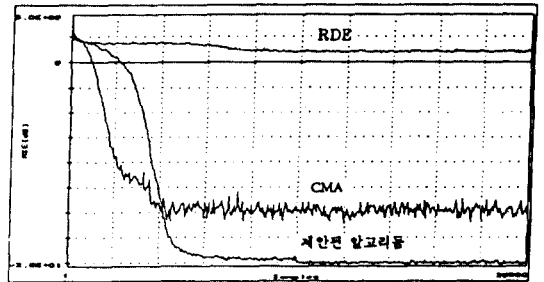


그림 4. AR 채널에서의 CMA와 반경-지향 방식, 제안된 알고리즘의 수렴곡선($\mu = 0.0001$, 탭 수 = 2)

Fig. 4. convergence curve with the CMA, RDE & the suggested algorithm over the AR channel ($\mu = 0.0001$, tab No. = 2)

그림 4는 기존의 반경-지향 방식과 CMA, 제안된 알고리즘을 비교해주는 수렴 곡선이다. 사용한 탭의 갯수는 2개이며 스텝크기 μ 값은 0.0001을 사용한 경우이다. 그림에서 볼 수 있는 바와 같이 반경-지향 방식은 수렴 초기의 오결정으로 인해 완벽한 채널의 역 채널을 구해내는데 실패하고 있음을 알 수 있다. 이에 반해 제안된 알고리즘은 초기의 오결정에 의한 오조정을 CMA의 오차를 이용해 효율적으로 막아주고 있기 때문에 만족스러운 수렴의 형태를 보이고 있음을 알 수 있다. 이 때 수렴 속도는 CMA가 약 800내

지 900샘플 정도 빠르지만 정상 상태에서의 오차는 제안된 알고리즘에 비해 큰 차이를 보이는 것을 알 수 있다. 이 논문에서 제안한 알고리즘은 수렴 속도나 정상 상태에서의 오차 모두가 만족스러운 성능을 보여주고 있다.

2. 전화 채널

실험에 사용한 전화 채널의 이산 시간 채널 특성은 그림 5와 같다.

이것을 충격과 응답으로 표현하면, 식(13)과 같다 [9].

$$F(z) = 0.04 - 0.05z^{-1} + 0.07z^{-2} - 0.21z^{-3} - 0.5z^{-4} + 0.72z^{-5} + 0.36z^{-6} + 0.21z^{-8} + 0.03z^{-9} + 0.07z^{-10} \quad (13)$$

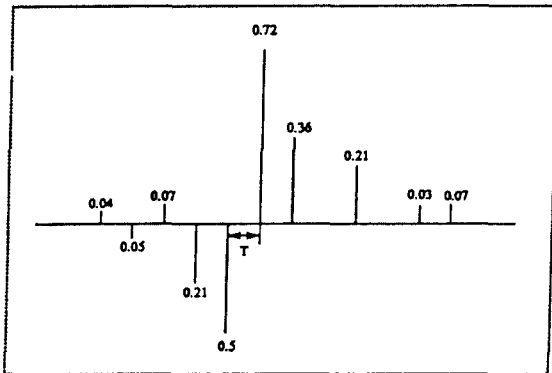


그림 5. 전화 채널의 이산 시간 특성
Fig. 5. Discrete time characteristic of the telephone channel

이의 주파수 특성은 그림 6과 같다.

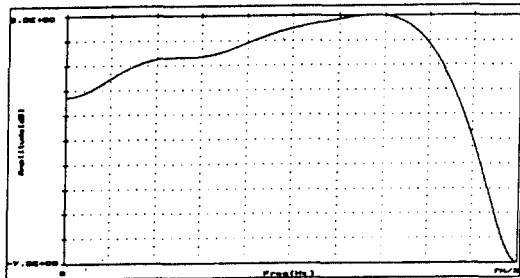


그림 6. 전화 채널의 주파수 특성
Fig. 6. Frequency characteristic of the telephone channel

그림 7은 스텝 크기 μ 값에 따른 CMA의 수렴 곡선이다. 사용한 스텝 크기 μ 값은 0.00007, 0.00009, 0.0001, 0.0004, 0.0005이다. 수렴 곡선에서 볼 수 있는 바와 같이 스텝 크기 μ 값에 따라 수렴 속도 면에 있어서는 크게 차이를 주지 않음을 볼 수 있으나, 정상 상태에서의 오차 크기는 스텝 크기 μ 값에 따라 크게 변화함을 볼 수 있다. 그러나 대략적인 정상 상태로의 수렴 속도는 약 2000샘플 정도를 유지하며, 대체적으로 만족스러운 수렴 형태를 보이고 있다. 이 가운데 수렴속도나 정상 상태에서의 오차에 있어 가장 좋은 성능을 보인 것은 스텝 크기 μ 값이 0.0001일 경우이다.

그림 8은 스텝 크기 μ 값에 따른 제안된 알고리즘의 수렴곡선이다. 사용한 스텝 크기 μ 값은 0.00009, 0.0001, 0.0002, 0.0004, 0.0005이다. 수렴 곡선에서 볼 수 있는 바와 같이 스텝 크기 μ 값에 따라서 수렴 속도의 차이는 CMA에 비해 크게 나지만 정상 상태에서의 오차는 대략적으로 거의 일정한 수준을 유지함을 볼 수 있다. 이 경우 수렴 속도와 정상 상태의 오차 상태를 비교적 만족시켜 준 경우는 스텝 크기 μ 값이 0.0002인 경우이다.

그림 9는 스텝 크기 μ 값에 따른 stop & go 알고리즘의 수렴 곡선이다. 사용한 스텝 크기 μ 값은 0.0007, 0.0009, 0.002, 0.004이다. 수렴 곡선에서 볼 수 있는 것처럼 스텝 크기 μ 값의 변화에 따라 수렴 속도의 차이는 제안된 알고리즘의 경우보다 심한 것을 볼 수 있으며, 스텝 크기 μ 값이 0.002인 경우가 수렴 속도와 정상 상태의 오차 상태 모두를 만족스러운 정도로 유지하고 있음을 확인할 수 있다.

각각의 알고리즘들에 대해 가장 좋은 성능을 주었던 스텝 크기 μ 값들에 대해 하나의 수렴 곡선을 그려서 그 성능을 비교해보면 그림 10과 같다. 그림에서 볼 수 있는 것처럼 CMA의 수렴 속도가 가장 빠르며, 제안된 알고리즘은 CMA에 비해 수렴 속도에 있어 약 500~800샘플 정도의 차이가 있으나 수렴 후 정상 상태의 오차는 약 0.8~1dB 정도 작다는 사실을 확인할 수 있다.

그리고, stop & go 알고리즘은 수렴 속도면에서 제안된 알고리즘에 비해 약 700샘플 정도 느리고 수렴 후의 정상 상태의 오차상태는 제안된 알고리즘 정도임을 확인할 수 있다.

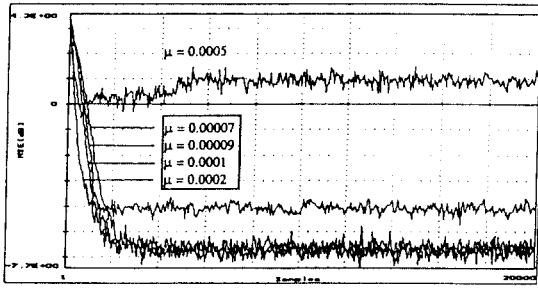


그림 7. μ 값의 변화에 따른 CMA의 수렴 곡선 ($\mu = 0.00007, 0.00009, 0.0001, 0.0002, 0.0005$)
 Fig. 7. Convergence curves of the CMA with various values of μ (0.00007, 0.00009, 0.0001, 0.0002, 0.0005)

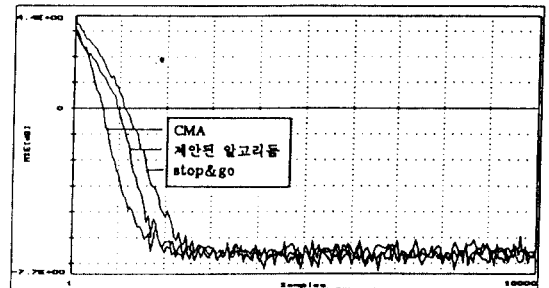


그림 10. CMA와 제안된 알고리즘, stop & go 알고리즘의 수렴 곡선 (CMA : $\mu = 0.0001$, 제안된 알고리즘 : $\mu = 0.0002$, stop&go : $\mu = 0.002$)
 Fig. 10. Convergence curve with the CMA, the suggested algorithm & the stop&go algorithm (CMA : $\mu = 0.0001$, the suggested algorithm : $\mu = 0.0002$, stop&go : $\mu = 0.002$)

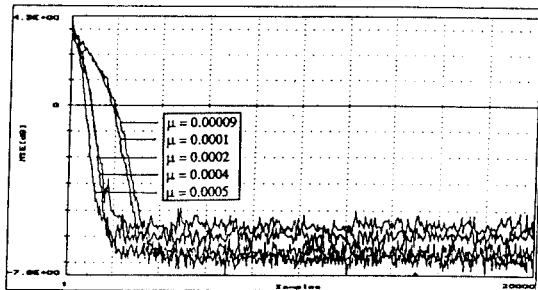


그림 8. μ 값의 변화에 따른 제안된 알고리즘의 수렴 곡선 ($\mu = 0.00009, 0.0001, 0.0002, 0.0004, 0.0005$)
 Fig. 8. Convergence curves of the suggested algorithm with various values of μ (0.00009, 0.0001, 0.0002, 0.0004, 0.0005)

3. 고주파(HF) 채널

사용한 고주파 채널의 전달 함수는 식(14)와 같고 고유치 분포비는 21이다. 이산 시간 채널 특성은 그림 11과 같다. 또 이들 채널의 주파수 특성은 그림 12와 같다.

$$0.304 + 0.903z^{-1} + 0.304z^{-2} \quad (14)$$

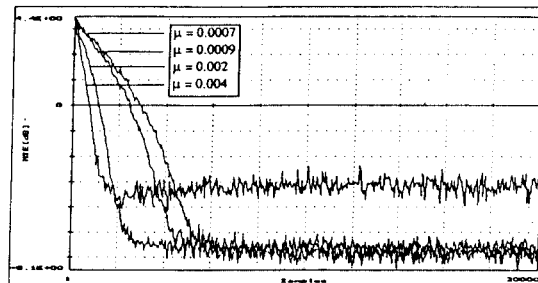


그림 9. μ 값의 변화에 따른 stop&go 알고리즘의 수렴 곡선 ($\mu = 0.0007, 0.0009, 0.002, 0.004$)
 Fig. 9. Convergence curves of the stop&go algorithm with various values of μ (0.0007, 0.0009, 0.002, 0.004)

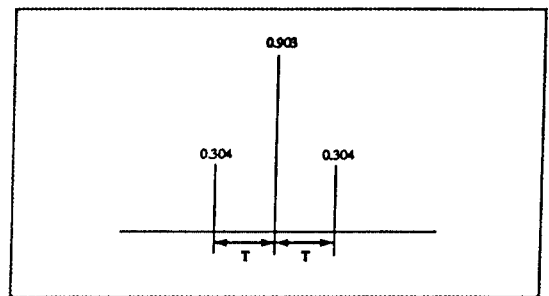


그림 11. 고주파 채널의 이산시간함수
 Fig. 11. Discrete time characteristic of the high frequency channel

그림 13은 스텝 크기 μ 값의 변화에 따른 CMA의 수렴 곡선이다. 그림에서 볼 수 있는 바와 같이 정상 상태로의 수렴 속도에 있어서 전화채널의 결과와 많이 다르다는 것을 알 수 있다. 즉, 스텝크기 μ 값이 변

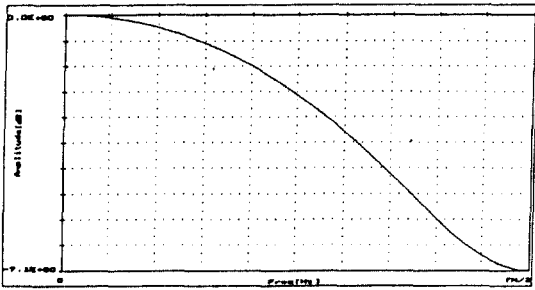


그림 12. 고주파 채널의 주파수특성
Fig. 12. Frequency characteristic of the high frequency channel

화함에 따라서 수렴 속도의 변화가 심하고, 또한 정상 상태에서의 오차 상태 또한 $-18[\text{dB}]$ 정도의 수준 이하로 떨어지지 않음을 확인할 수 있다. 이 가운데 정상 상태로의 수렴 속도와 정상 상태에서의 오차 상태를 모두 만족시켜주는 경우는 스텝크기 μ 값이 0.0002인 경우이다.

그림 14는 스텝 크기 μ 값의 변화에 따른 제안된 알고리즘의 수렴곡선이다. 그림에서 볼 수 있는 바와 같이 정상 상태로의 수렴 속도에 있어서 스텝 크기 μ 값이 변화함에 따라 수렴 속도의 변화는 심하지만, 정상 상태에서의 오차의 상태는 $-23[\text{dB}]$ 정도의 수준을 유지하고 있음을 확인할 수 있다. 즉, 스텝 크기 μ 값의 변화에 따라 정상상태에서의 오차값이 거의 영향을 받지 않고 있음을 쉽게 확인할 수 있다. 이 가운데 정상 상태로의 수렴 속도와 정상 상태에서의 오차 상태를 모두 만족시켜주는 경우는 스텝 크기 μ 값이 0.0004인 경우이다.

그림 15는 스텝 크기 μ 값의 변화에 따른 stop & go 알고리즘의 수렴 곡선이다. 그림에서 볼 수 있는 바와 같이 정상 상태로의 수렴 속도에 있어서 스텝 크기 μ 값이 변화함에 따라 심한 변화가 있음을 볼 수 있다. 이 경우 μ 값이 0.002인 경우엔 거의 10000 샘플 정도가 지나서야 정상 상태에 도달하는 것을 그림에서 확인할 수 있다. 스텝 크기 μ 값이 0.004, 0.005, 0.006인 경우의 오차의 상태는 $-23[\text{dB}]$ 정도의 수준에서 $1\sim 2\text{dB}$ 변화를 보이고 있다. 즉, 스텝 크기 μ 값의 변화에 따라 정상 상태에서의 오차값이 거의 영향을 받지 않고 있음을 확인할 수 있다. 이 가운데 정상 상태의 오차 상태가 앞의 제안된 알고리즘과 같은 수준을 줄 경우는 스텝 크기 μ 값이 0.005인 경우이다. 또한 이 경우가 정상 상태로의 수렴 속도에 있어서나 정상

상태에서의 자승 평균 오차 상태를 모두 만족한다.

그림 16은 CMA와 제안된 알고리즘, stop & go 알고리즘의 가장 좋은 성능을 주었던 스텝 크기 μ 값에 대한 수렴 곡선이다. 그림에서 본 논문에서 제안한 알고리즘의 우수성을 쉽게 확인할 수 있다. 즉, stop & go 알고리즘 정도의 정상 상태를 유지하면서, 정상 상태로의 수렴 속도에 있어 stop & go 알고리즘의 속도보다 약 2500샘플 정도 개선된 속도를 얻어 CMA의 수렴 속도에 근접해 가고 있다는 것을 알 수 있다. 만일 제안된 알고리즘의 경우 앞에서 살펴 보았던 p_{sc} 값, 즉 필요없이 탭 조정 과정을 중단시킬 확률값을 작게 만들 수만 있다면 그 수렴 속도는 더욱 빨라질 것으로 예측할 수 있다.

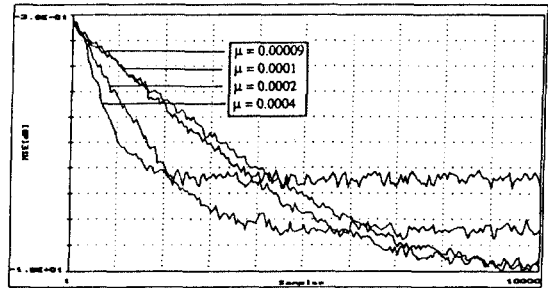


그림 13. μ 값의 변화에 따른 CMA의 수렴 곡선 ($\mu=0.00009, 0.0001, 0.0002, 0.0004$)
Fig. 13. Convergence curves of the CMA with various values of μ (0.00009, 0.0001, 0.0002, 0.0004)

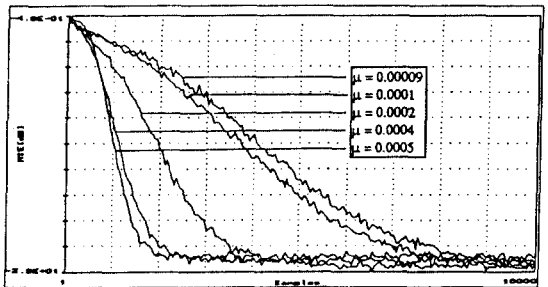


그림 14. μ 값의 변화에 따른 제안된 알고리즘의 수렴 곡선 ($\mu=0.00009, 0.0001, 0.0002, 0.0004, 0.0005$)
Fig. 14. Convergence curves of the suggested algorithm with various values of μ (0.00009, 0.0001, 0.0002, 0.0004, 0.0005)

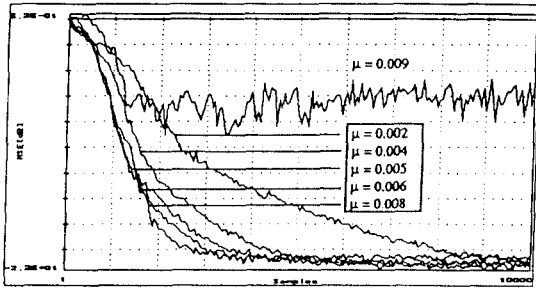


그림 15. μ 값의 변화에 따른 stop & go 알고리즘의 수렴 곡선 ($\mu=0.002, 0.004, 0.005, 0.006, 0.008, 0.009$)

Fig. 15. Convergence curves of the stop&go algorithm with various values of μ (0.002, 0.004, 0.005, 0.006, 0.008, 0.009)

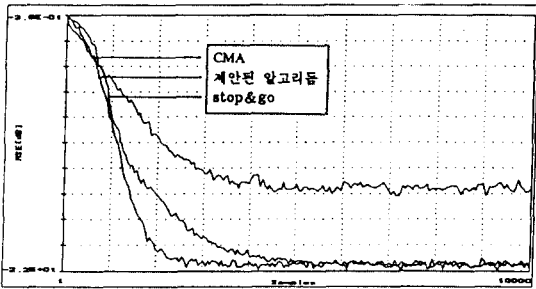


그림 16. CMA와 제안된 알고리즘, stop & go 알고리즘들의 수렴 곡선 (μ 값: CMA=0.0002, 제안 알고리즘=0.0004, stop&go=0.0005)

Fig. 16. Convergence curve with the CMA, the suggested algorithm & stop&go algorithm (μ : CMA=0.0002, the suggested algorithm=0.0004, stop&go=0.0005)

V. 결 론

이 논문에서는 변형된 stop & go 알고리즘을 기존의 반경-지향 방식에 적용한 블라인드 알고리즘을 제안한다. 그리고 전화채널, 고주파 채널에서의 실험을 통해, 제안된 알고리즘과 기존의 블라인드 알고리즘과의 성능을 비교 분석한다. 성능의 비교 요소는 정상 상태로의 수렴 속도와 정상 상태에서의 오차 크기이다.

사용한 채널에 따라 수렴 성능에 약간의 차이는 있

으나, 제안된 알고리즘이 가지는 특징은 다음과 같다.

첫째, 정상 상태로의 수렴 속도에 있어서 제안된 알고리즘은 기존의 stop & go 알고리즘의 속도에 비해 500에서 2500샘플 정도 빠르고, CMA의 수렴 속도와 거의 비슷하다. 두번째로, 정상 상태에서의 자승 평균 오차는 CMA의 자승 평균 오차에 비해 0.5 [dB]에서 10[dB] 정도의 성능 향상을 볼 수 있다. 즉, 정상 상태에서의 자승 평균 오차는 stop & go 알고리즘과 비슷함을 확인할 수 있다. 또한 스텝 크기 μ 값의 변화에 따라 수렴 속도에선 차이를 주나 정상 상태에서의 자승 평균 오차 값은 거의 일정한 수준을 유지하고 있음을 관찰할 수 있다.

즉, CMA 오차에 기초를 둔 stop & go 알고리즘을 기존의 반경-지향 방식에 적용함으로써 블라인드 등화기의 정상 상태로의 수렴 속도나 정상 상태의 오차라는 두가지 면에서 모두 만족할 만한 결과를 얻는다.

차후의 연구과제는 적응 과정을 필요없이 중단함으로써 생기는 수렴 속도의 손실을 줄일 수 있는 방법이다. 그리고 제안된 알고리즘은 CMA의 오차에 바탕을 두고 있으므로 국부 최소값에 대한 연구가 필요하다.

참 고 문 헌

1. 강민구, 윤영우, 이영조, 강창언, 홍대식, "부분응답신호의 블라인드 적응등화기," 한국통신학회 하계학술발표회 논문집, vol. 12, no. 1, pp. 157-160, 1993, 7.
2. A. Benveniste and H. Goursat, "Blind equalizers," IEEE Trans. on Comm., vol. COM-32, pp. 871-882, Aug. 1984.
3. Z. Ding, "Ill-convergence of Godard blind equalizers in Data communication system," IEEE Trans. on Comm., vol. COM-39, no. 9, pp. 1313-1326, Sep. 1991.
4. Z. Ding and C. R. Johnson, Jr., "On the non-vanishing stability of undesirable equilibria for FIR Godard blind equalizers," IEEE Trans. on S.P., vol. 41, no. 5, pp. 1940-1944, May 1993.
5. D. N. Godard, "Self recovering equalization and carrier tracking in two-dimensional data communication system," IEEE Trans. on Comm., vol. COM-28, pp. 1867-1875, Nov. 1980.

6. D. Hatzinakos and C. L. Nikias, "Blind equalization using a tricepstrum-based algorithm," *IEEE Trans. on Comm.*, vol. 39, pp. 669-683, May 1991.
7. O. Macchi and E. Eweda, "Convergence analysis of adaptive equalizers," *IEEE Trans. on Inform. Theory*, vol. IT-30, pp. 162-176, Mar. 1984.
8. G. Picchi and G. Prati, "Blind equalization and carrier recovery using a 'Stop and Go' decision-directed algorithm," *IEEE Trans. on Comm.*, vol. COM-35, pp. 877-887, Sep. 1987.
9. J. G. Proakis, *Digital Communications*, McGraw-Hill, 1989.
10. M. J. Ready and R. P. Gooch, "Blind equalization based on radius directed adaptation," *IEEE ICAASP 90.*, pp. 1699-1702, Apr. 1990.
11. Y. Sato, "A Method of Self-Recovering Equalization for Multilevel Amplitude Modulation System," *IEEE Trans. on Comm.*, vol. COM-23, pp. 679-682, June 1975.
12. W. A. Sethares, G. A. Rey, and C. R. Johnson, "Approach to blind equalization of signals with multiple modulus," *IEEE ICCASP 89.*, pp. 972-975, Apr. 1989.



尹 寧 佑 (Young Woo Yun) 정회원
 현재: 연세대 대학원 전자공학과
 박사과정
 제19권 4호 참조



李 永 朝 (Young Jo Lee) 정회원
 현재: 연세대 대학원 전자공학과
 박사과정
 제19권 4호 참조

趙 炳 來 (Hyong Rae Cho) 정회원
 1959년 6월 30일생
 1982년 2월: 광운대학교 응용전자공학과(공학사)
 1984년 2월: 연세대학교 대학원 전자공학과(공학석사)
 1984년 1월~1990년 6월: 금성전기특수기술 연구소 선임
 연구원
 1993년 2월: 연세대학교 대학원 전자공학과(공학박사)
 1993년 3월~현재: 연세대학교 전자정보통신연구소 책임
 연구원

洪 大 權 (Dae Sic Hong) 정회원
 현재: 연세대 전자공학과 조교수
 제19권 4호 참조

康 昌 彦 (Chang Eon Kang) 정회원
 현재: 연세대 전자공학과 교수
 제19권 1호 참조