

부분응답신호에서 “Stop-and-Go”알고리즘을 이용한
블라인드 적응 등화

正會員 姜 珉 求* 正會員 李 永 朝* 正會員 尹 寧 佑*
正會員 洪 大 植* 正會員 康 昌 彥*

Blind Equalization Using a “Stop-and-Go” Decision-Directed
Algorithm for Partial Response Signals

Min Goo Kang*, Young Jo Lee*, Young Woo Yun*,
Dae Sik Hong*, Chang Eon Kang* *Regular Members*

요 약

본 논문은 “Stop-and-Go”알고리즘을 부분응답시스템에 응용한 것이다. “Stop-and-Go”알고리즘은 결정된 심볼에 관한 에러신호가 충분히 믿을만 한가를 판단하여 등화기에 간단한 깃발로 알려주어 등화 적응 과정을 멈추는 성질을 이용하는 것이다.

부분응답신호는 현재 수신되는 신호 레벨이 바로 전에 들어온 이웃 신호 레벨에 의해 가능한 레벨이 정해지는 레벨 천이 특성을 가지고 있다. 이 레벨 천이 특성을 이용하여 부분응답신호에 적합한 새로운 비선형 예측기를 제안하고, 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 제안한 비선형 예측기의 우수한 성능을 보인다.

Abstract

In this paper, the “Stop-and-Go” algorithm is applied to the PRS (Partial Response Signal) type signaling. Stop-and-Go blind equalizer has a property of stopping the adaptation of its tap coefficients by means of a simple flag telling the equalizer whether the current output error with respect to decided symbol is sufficiently reliable to be used.

PRS has the rule of level transition, which makes it possible that the level of currently received symbol is in the adjacent levels of the previously received symbol. New nonlinear estimators for PRS, based on the rule of level transition, is proposed. The computer simulation results show the improvement in performance achievable with proposed nonlinear estimators.

*延世大學校 電子工學科
Dept. of Electronics Engineering, Yonsei University
論文番號 : 93154
接受日字 : 1993年 8月 18日

I. 서 론

디지털 통신채널은 제한된 대역폭에 비이상적인 특성을 가짐으로 인해 진폭 및 위상에 원하지 않는

심볼간의 간섭은 주파수 대역의 효율적인 이용과 성능 향상에 주된 장애요인이 되고 있다. 심볼간의 간섭에 의해 생긴 왜곡된 디지털 신호를 복원하기 위해서는 등화기가 필요하다[1].

기존의 적응 등화기는 학습신호를 보내 훈련을 시킨 뒤 Decision-Directed 알고리즘을 사용하여 데이터 전송을 하도록 동작한다. 그러나 다중접속망(multi-point) 시스템과 같은 경우처럼 학습신호(training sequence)를 사용하기 곤란하거나 불가능한 경우가 많다. 따라서 학습신호 없이 수신신호로만 등화를 할 수 있는 적응등화기가 필요하게 되었다.

블라인드 등화기는 Sato에 의해 처음 제안되었으며, Sato의 알고리즘을 Godard가 발전시켜 일반화시켰다[2][3]. Godard에 의해 제안된 블라인드 등화 알고리즘은 기존의 자승평균오차함수(mean squared error function)를 변형시킨 포물선을 이루지 않는 비용함수(cost-function)를 사용하며, 송신신호의 데이터 심볼구조에 따라 성상도 상에서 심볼간의 길이(modulus)가 일정하다고 가정하여 등화하는 알고리즘이다[2][3]. 이런 CM(Constant Modulus) 알고리즘은 심볼간의 간섭(ISI)을 잘 없애주나, 궁극적으로 초기의 수렴이 일어난 후의 성능이 만족스럽지 못하다는 특징을 가지고 있다. 이것은 최소 자승평균오차(MSE)를 위한 계수 설정이 잘 되어있지 않은 까닭이며, 비용함수의 자승평균오차에 두개의 최소점이 존재하기 때문이다[7].

Benveniste와 Goursat는 Sato의 블라인드 모델에서 시작하여 수렴이 일어난 후에 자동적으로 기존의 DD(Decision Directed)알고리즘으로 넘어가는 방법을 제안하였고[4], Macchi와 Eweda는 초기설정계수 값이 눈이 열려 있는 상태(open-eye pattern)에 해당되기만 하면 DD 알고리즘은 잡음이 없는 경우 최적의 계수값에 수렴함을 증명하였다[5].

위의 사실에 기초하여 DD 알고리즘의 단순성을 그대로 지니면서 블라인드 수렴 능력을 개선시킬 수 있는 알고리즘을 Picchi와 Prati가 제안하였다. 그 기본 생각은 위의 조건들이 결정한 출력오차값의 신뢰도가 충분히 높지 않으면 적응 과정을 멈추는 것이다. 이진값을 지니는 깃발(flag)를 선택하여 현재의 결정에 대한 출력오차가 일반적인 DD 알고리즘에 신뢰성 있게 쓰일 수 있는지, 없는지를 판단하는 알고리즘이다[6].

본 논문에서는 Picchi와 Prati의 Stop-and-Go 알고리즘의 계수 조정 수렴 구간을 정하는 알고리즘을 부

분응답시스템에 적용해 보았다. 부분응답신호는 레벨값의 천이가 랜덤하게 일어나는 것이 아니라 규칙성을 가지므로, 이 규칙성을 이용하여 추정된 값의 신뢰성을 향상시켜 적응 과정이 멈추는 영역을 감소시키는 것이다. 즉 수렴구간을 새롭게 잡음으로써 수렴 속도 및 정상상태의 오차등을 개선하는 것이다.

본 논문은 2장에서 Picchi와 Prati가 DD알고리즘에서 Stop-and-Go 알고리즘으로 전개해나가는 과정을 간략하게 설명하고, 3장에서 PRS의 레벨 천이규칙과, 이규칙에 알맞은 비선형예측기를 구성하였다. 4장에서 컴퓨터모의실험을 통해 수렴상태를 관찰하고 5장에서 결론을 내리겠다.

II. Decision Directed 알고리즘

N개의 tap을 가지고 등화기를 생각하자. X_n 과 C_n 은 각각 등화기의 입력벡터와 가중치(weight) 벡터라 할때, 등화기 출력은 심볼 구간의 T로 샘플링 하면 다음과 같이 된다.

$$Z_n = X_n^T C_n \quad (1)$$

시간 nT에서의 출력 오차는

$$e_n = Z_n - a_n \quad (2)$$

이며 a_n 은 전송 심볼이다. 여기서 추정 오차 \hat{a}_n 은 $\hat{a}_n = Z_n - \hat{a}_n$ 으로 주어지며 \hat{a}_n 은 그림 1에서 $g(\cdot)$ 를 비선형 예측기로 사용하였을때 예측된 심볼이다.

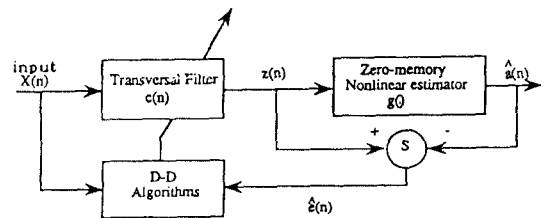


그림 1. 블라인드 등화기 구조
Fig 1. The Blind equalizer structure

DD 적응 알고리즘은

$$C_{n+1} = C_n - \mu \hat{e}_n X_n \quad (3)$$

이다. 여기서 μ 는 적응 스텝크기이다.

눈(eye pattern)이 닫힌 상태에서 초기 계수값을 설정하여 주면, 많은 심볼들이 잘못 결정된다. 즉 $a_n \neq \hat{a}_n$ 이 되어 수렴이 일어나기 힘이 든다.

DD 알고리즘의 성능을 결정하는 요소는 다음의 확률이다.

앞으로 $\{sgn \hat{e}_n = sgn e_n\}$ 이라는 사건을 A라고 표시하기로 한다. 이때,

$$p_n = P\{A\} \quad (4)$$

$$q_n = 1 - p_n = P\{A^c\} \quad (5)$$

이라한다. 식(3)을 수정하여 $sgn \hat{e}_n = sgn e_n$ 즉 사건 A 일때 계수조정을 하고, 그렇지 않을 때에는 계수조정을 하지 않도록 flag를 잡아줄 수 있다.

결과적인 계수 조정식은

$$C_{n+1} = C_n - \alpha f_n \hat{e}_n X_n \quad (6)$$

여기서 f_n 은 0 또는 1의 값을 가지는 랜덤변수(random variable)이며, 다음과 같은 확률을 정의할 수 있다.

$$p_{sc} = P\{stop|no\ error\} = P\{f_n = 0|A\} \quad (7)$$

$$p_{sc} = P\{stop|error\} = P\{f_n = 0|A^c\} \quad (8)$$

여기서 e_n 을 사용할 수 있다고 가정했다.

$p_{se} = 0$ 일때 눈이 닫힌(closed-eye) 조건에서의 DD 알고리즘이다. p_{se} 가 0.1이상이면 DD 알고리즘은 수렴하고 p_{se} 가 크면 클수록 수렴 속도가 빨라진다[6].

$p_{se} \neq 0$ 라는 것은 필요치 않게 적응 과정을 중단시키는 것으로 p_{se} 값은 수렴 자체에 영향을 미친 다기 보다는 수렴 속도에 영향을 미치는 것이다[6].

DD 알고리즘은 사건 A^c 일때에 f_n 깃발이 0으로 결정하기 위해서는 식(2)의 e_n 에 대한 지식이 필요하므로 새로운 조건이 필요하다.

Picchi와 Prati는 e_n 에 대한 지식에 기초를 두진

않고 f_n 깃발이 0이 되도록 하는 stop-and-go 알고리즘을 제안했다. 블라인드 알고리즘의 수렴을 위하여 평균적으로 사건A가 일어나는 적당한 영역을 남겨두고 나머지 영역들은 제거하는 알고리즘이다.

이 알고리즘에서 다음과 같은 오차를 생각한다.

$$\tilde{e}_n = Z_n - (sgn Z_n)\beta_n \quad (9)$$

β_n 은 n에 따라 변할 수 있는 적당한 실수값이며 이것은 Z_n 의 어떤 구간이 적응 과정에서 사용될 수 있는지를 알려주는 값이다.

이와 같은 \tilde{e} 에 대해

$$f_n = \begin{cases} 1 & \text{if } sgn \hat{e}_n = sgn \tilde{e}_n \\ 0 & \text{if } sgn \hat{e}_n \neq sgn \tilde{e}_n \end{cases} \quad (10)$$

와 같이 주어지게 된다.

만일 $\{sgn \hat{e}_n = sgn \tilde{e}_n\}$ 이라는 사건이 일어나고 β_n 에 대한 선택이 적합하다고 하자. 앞으로 사건B를 $\{sgn \hat{e}_n = sgn \tilde{e}_n\}$ 이라고 표시하기로 한다. 이때, 조건확률 $P_{n|no} = P\{no\ error\} = P\{A|B\}$ 인 확률은 매우 높아질 것이며 예측오차 \hat{e}_n 은 DD 알고리즘에서 사용할 수 있게 된다.

따라서 식(10)의 f_n 은 적응 알고리즘의 동작을 높은 신뢰도를 지니는 영역을 제한하게 된다. β_n 은 평균값에 적합하도록 결정된다. 그런 까닭에 β_n 은 \hat{e}_n 이 영역에서 보다 신뢰도 있게 사용될 수 있는지를 확인해주는 기준점이 된다. $\beta_n = 3$ 으로 고정시켰을 때 신뢰 구간 영역을 그림 2에 나타낸다.

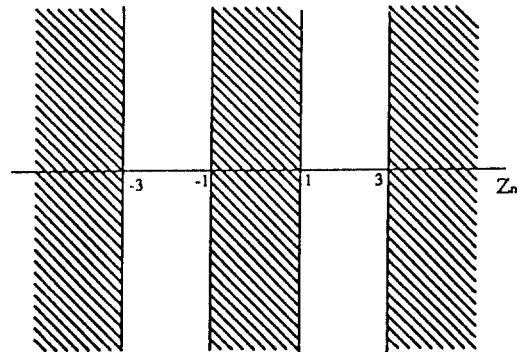


그림 2. Stop-and-Go 알고리즘의 수렴신뢰구간

(4-PAM 또는 4-레벨(1+D+D²)PRS $\beta_n = 2$)

Fig 2. Regions of the 4-PAM or 4-level(1+D+D²) PRS where the event $\{sgn \hat{e}_n = sgn \tilde{e}_n\}$ occurs when $\beta_n = 2$

$p_{n, go}$ 와 $q_{n, go}$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$\begin{aligned}
 p_{n, go} &= P\{no\ error, go\} \\
 &= P\{A, f_n = 1\} \\
 &= P\{A, B\} \\
 &= (1 - p_{se})p_n
 \end{aligned}
 \tag{11}$$

$$\begin{aligned}
 q_{n, go} &= P\{no\ error, go\} \\
 &= P\{A^c, f_n = 1\} \\
 &= P\{A^c, B^c\} \\
 &= (1 - p_{se})q_n
 \end{aligned}
 \tag{12}$$

실제는 $q_{n, go}$ 는 매우 작은 값일 수 있지만 $p_{n, go}$ 또한 매우 작은 값이 되어 결국 수렴의 속도가 떨어지게 된다. 따라서 이 알고리즘의 성능을 결정하는 것은 $q_{n, go}$, $p_{n, go}$ 그리고 $q_{n, go}$ 이다.

이 알고리즘은 \hat{e}_n 의 성분에 부호에러가 발생하면 적용을 하지 않으므로, 즉 f_n 이 0이 되는 확률이 0이 아니므로 수렴할 수 있다.

III. 부분응답시스템

대역폭의 제한성의 강화와, 속도효율(Speed Efficiency)을 향상시키는 부분응답시스템(Partial Response System)은 각 단위심볼(unit symbol) 독립성을 유지하는 상태에서 심볼상호간섭(ISI, intersymbol interference)을 배제하며 가능한 최대속도효율은 나이퀴스트속도로 알려진 2(symbol/sec/Hz)을 얻을 수 있다. 이는 전송신호의 전후심볼을 고려하지 않는 무기억시스템(Memoryless System)의 가정하에 표본화 순간(Sampling Instant)에서의 ISI를 제거하기 위한 신호설계의 결과이다.

부분응답시스템은 인접심볼간에 조절된 상관관계(Controlled Correlation)을 인가하여, 시스템 여파기 스펙트럼의 재구성과 고유여분(inherent redundancy)을 인가하여 나이퀴스트속도를 유지하며 패리티(Parity)추가없이 오류를 제어할 수 있는 장점을 지닌다[8].

본 논문에서는 TFM(tamed frequency modulation) 시스템의 상관다항식 $(1+D)^2$ 와 유사한 4-레벨 $(1+D+D^2)$ 을 사용하고 이 모델이 가지는 천이규칙(transition rule)과 천이확률(transition probability)를 블라인드 등화기에 적용시켜 보고자 한다[9].

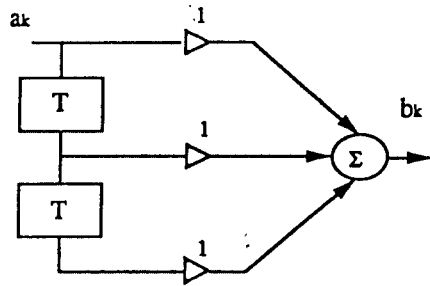


그림 3. 4-레벨 $(1+D+D^2)$ 의 인코딩 모델
Fig 3. The encoding model of 4-level $(1+D+D^2)$ PRS

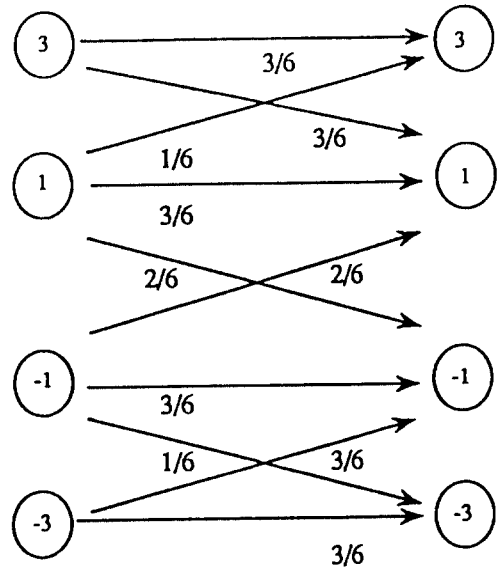


그림 4. 4-레벨 $(1+D+D^2)$ 모델의 천이규칙 및 천이확률
Fig 4. Transition rule and transition probability of 4-level $(1+D+D^2)$ PRS

4-레벨 $(1+D+D^2)$ 의 심볼들엔 일종의 천이규칙이 존재하게 되며 이 규칙성으로 인해 신뢰구간을 잡아주는데에 편리함을 가지게 된다.

그림 3은 4-레벨 $(1+D+D^2)$ 의 인코딩 모델이며, 이에 따른 천이규칙 및 천이확률을 그림 4에 나타낸다. 그림 4에서 알 수 있는 바와 같이 레벨값이 천이 규칙상 현 레벨값은 이전심볼의 바로 인접레벨로 천이할 수 밖에 없게 된다[9]. 따라서 신뢰구간을 잡는 방법을 위의 천이 규칙을 사용하여 다르게 선택할 수

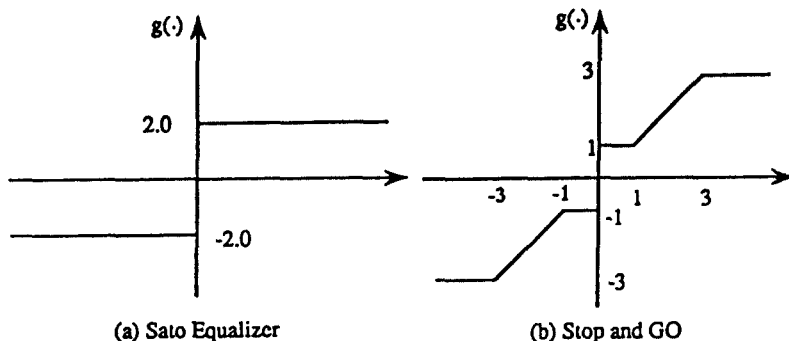


그림 5. Sato알고리즘과 Stop-and-Go알고리즘의 비선형 예측기(4-레벨 $(1 + D + D^2)$ 모델)
 (a) Sato 알고리즘 (b) Stop-and-Go알고리즘
 Fig 5. Nonlinear estimator in 4-level $(1 + D + D^2)$ PRS for
 (a) Sato algorithm, (b) Stop-and-Go algorithm

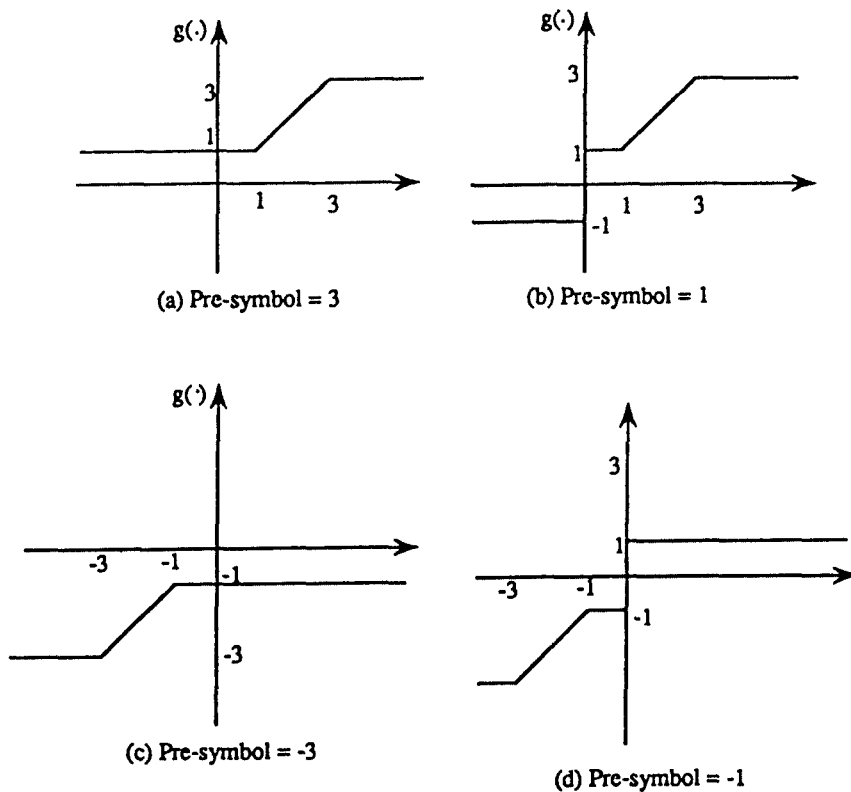


그림 6. 4-레벨 $(1 + D + D^2)$ 모델에 적합한 비선형 예측기
 (a) 이전심볼 = 3 (b) 이전심볼 = 1
 (c) 이전심볼 = -3 (d) 이전심볼 = -1
 Fig 6. Proposed nonlinear estimator in 4-level $(1 + D + D^2)$ PRS
 (a) pre-symbol = 3 (b) pre-symbol = 1
 (c) pre-symbol = -3 (d) pre-symbol = -1

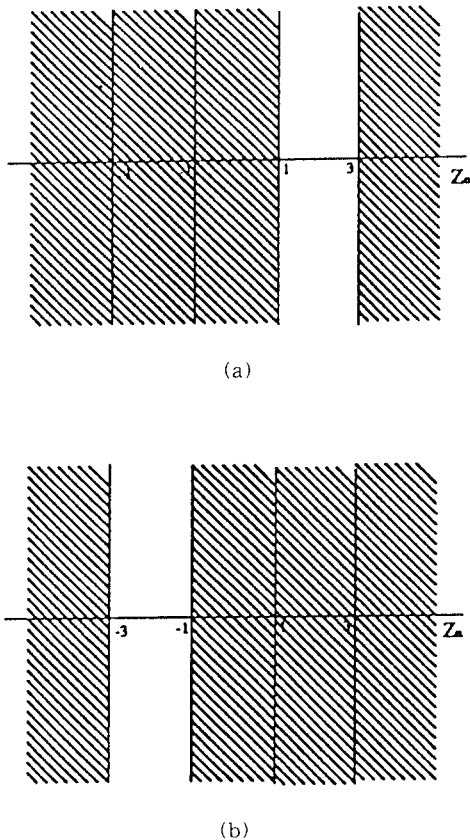


그림 7. 4-레벨 $(1 + D + D^2)$ 모델에 적합한 비선형 예측기에 따른 수렴신뢰구간($\beta_n = 2$)
 (a) 이전심볼의 3 또는 1의 경우
 (b) 이전심볼의 -3 또는 -1의 경우
 Fig 7. Regions of the 4-level $(1 + D + D^2)$ PRS where the event $\{sgn \hat{e}_n = sgn \tilde{e}_n\}$ occurs when $\beta_n = 2$
 (a) when pre-symbol is 3 or 1
 (b) when pre-symbol is -3 or -1

있다. 이전 심볼의 값에 따라 발생할 레벨의 갯수가 작아지므로 발생하지 않는 레벨에 의한 영역을 고려해 주지 않으므로 신뢰구간을 확장시킬 수 있다. 즉 예를들어 이전 심볼이 3의 값을 가지고 있었다면 다음 발생할 수 있는 값은 3 또는 1의 값이므로 -1, -3의 값을 고려해주지 않아도 된다.

현재의 심볼들은 이전 심볼에 영향을 받는 규칙을 이용하여, 이전 심볼에 따라 비선형 예측기 $g(\cdot)$ 를 다르게 잡을 수 있다. 그림 5에 Sato의 알고리즘에서

의 비선형 예측기와 Stop-and-Go 알고리즘의 비선형 예측기를 나타내고, 그림 6에 4-레벨 $(1 + D + D^2)$ 에 적합한 비선형예측기를 나타낸다. 비선형예측기는 신뢰구간을 잡은 역할을 하는 것으로 그림 6의 4-레벨 $(1 + D + D^2)$ 의 비선형예측기에 따른 확장된 신뢰구간을 그림 7에 나타낸다. 이것은 Stop-and-Go 알고리즘의 신뢰구간에 MLE(Maximum Level Error) 알고리즘의 신뢰구간을 합친 것으로 볼 수 있다. 천이규칙을 이용한 신뢰구간은 Stop-and-Go 알고리즘의 신뢰구간보다 늘어나며 이는 Stop-and-Go 알고리즘의 성능을 결정하는 요소중 $p_{n, go}$ 의 값을 해주는 것이며 이것이 탭 계수들의 적용 확률을 증가시켜, 결국 블라인드등화기의 수렴속도의 향상이 기대되게 된다. 하지만 이전 심볼에 따라 비선형예측기를 다르게 구성해주어야 하는 복잡성 문제점도 있다.

IV. 실험 및 결과 고찰

제안한 알고리즘을 컴퓨터 모의 실험을 통해서 예측한 결과가 나오는지 확인한다. 즉 수렴속도나 수렴 상태를 Sato의 블라인드 알고리즘, Benveniste-Goursat 알고리즘 stop-and-go 알고리즘과 비교분석한다. 인코딩 방식은 4-레벨 $(1 + D + D^2)$ PRS 모델을 이용하여 채널의 입력신호를 만든다. 심볼간의 상호 간섭을 발생하는 채널은 임펄스 응답이 $x_k = a_k - 0.6a_{k-1} + 0.36a_{k-2}$ 인 것을 사용한다[7]. 여기에 가산성 백색 가우시안 잡음(AWGN)을 첨가하여 등화기의 입력으로 사용한다.

먼저 심볼간의 상호간섭에 주관심을 두어 가산성 백색 가우시안 잡음을 첨가하지 않은 상태에서 자승평균오차(MSE)를 비교한다. 그림 8에 결과를 보였다. 또한 그림 9는 가산성 백색 가우시안 잡음의 평균이 0 분산이 0.01인 것을 첨가하였을때 성능 보여준다.

계수조정에 사용한 μ 값은 공통적으로 0.0005를 사용하였고, 등화기 탭 수는 11개를 사용했다. Benveniste-Goursat 알고리즘의 k_1 과 k_2 의 값은 모두 1로 놓았다[4]. stop and go 알고리즘은 그림 6의 비선형 예측기를 사용하여 그림 7의 수렴신뢰구간을 이용하였다.

실험 결과에서 stop and go 알고리즘은 수렴상태의 Sato의 알고리즘과 Benveniste-Goursat 알고리즘보다 초과자승평균(excess MSE)을 비교할 때 안정된 면을 볼 수 있다. 하지만 수렴속도면에서는 큰 개선을 보지 못하였다. 본 논문에서 제안한 비선형 예

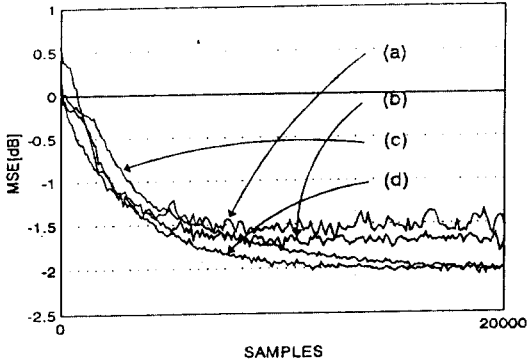


그림 8. AWGN을 첨가하지 않았을 때의 수렴곡선
 (a) Sato 알고리즘
 (b) Benveniste Goursat 알고리즘
 (c) Stop-and-Go 알고리즘
 (d) 제안한 알고리즘

Fig 8. Convergence of MSE without AWGN
 (a) Sato algorithm
 (b) Benveniste-Goursat algorithm
 (c) Stop-and-Go algorithm
 (d) proposed algorithm

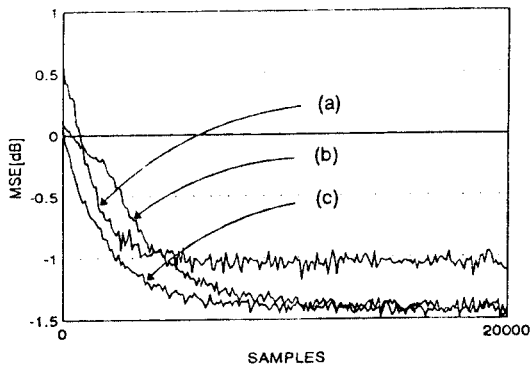


그림 9. AWGN의 분산이 0.01일 때의 수렴곡선
 (a) Benveniste-Goursat 알고리즘
 (b) Stop-and-Go 알고리즘
 (c) 제안한 알고리즘

Fig 9. Convergence of MSE when variance of AWGN is 0.01
 (a) Benveniste-Goursat algorithm
 (b) Stop-and-Go algorithm
 (c) proposed algorithm

측기를 사용한 블라인드 알고리즘은 정상상태의 수렴 상태나 수렴속도에서 Sato의 블라인드 알고리즘과 stop and go 알고리즘보다 성능이 우수함을 볼 수 있다. 즉 앞 절에서 예측한 결과와 일치함을 확인할 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 계수조정을 신뢰성있는 구간을 나누어 보정해주는 stop-and-go 알고리즘을 PRS 시스템에 적용하였다.

PRS는 레벨의 천이가 규칙성을 가지고 있으며, 이전 심볼에 의해 다음 심볼이 가질 수 있는 레벨이 정해지므로 계수조정을 위한 신뢰구간 역시 다르게 잡아주어야 한다.

본 논문에서는 PRS의 레벨천이 규칙성을 이용하여 이전 심볼의 값에 따라 비선형 예측기를 구성하여, 계수 조정의 신뢰구간을 확장하였다. 즉 Sato의 블라인드 알고리즘의 수렴상태에서 열악한 특성과 stop-and-go 알고리즘의 수렴속도를 개선하였다. 4-레벨 (1+D+D²) 모델을 사용한 컴퓨터 모의 실험을 통해서 수렴상태를 분석하였다.

실험결과에서 볼 수 있듯이 기존의 Sato의 블라인드 알고리즘, Benveniste-Goursat 알고리즘, stop-and-go 알고리즘과 비교하였을 때 수렴속도가 빠르며, 자승평균오차도 작아짐을 볼 수 있었다. 즉 본 논문에서 제안한 비선형 예측기를 사용한 알고리즘이 우수함을 알 수 있었다. 하지만 수렴속도 개선을 위해 사용한 비선형 예측기를 구성하는데 있어 이전 심볼값에 따라 모두 구성함으로 인해 복잡성의 문제점이 있으며, 결정계환 알고리즘에 적용하기 위해서는 앞으로 연구가 진행되어야 한다.

참고 문헌

1. G. Proakis, *Digital Communication*, McGraw-Hill, 1989.
2. Y. Sato, "A Method of Self-Recovering Equalization for Multilevel Amplitude Modulation System," *IEEE Trans. Comm.* vol. COM-23, pp.679-682, June, 1975.
3. D.N. Godard, "Self recovering equalization and carrier tracking in two-dimensional data communication system," *IEEE Trans. Comm.* vol. COM-28,

pp.1867-1875, Nov. 1980.

4. A. Benveniste and H.Goursat, "Blind equalizers," IEEE Trans. comm. vol. COM-32, pp.871-882, Aug. 1984.
5. O.Macchi and E. Eweda, "Convergence analysis of adaptive equalizers," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. IT-30, pp.162-176, Mar. 1984.
6. G. Picchi 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. Ding, "Ill-convergence of Godard Blind equalizers in Data communication system," IEEE Trans. comm. vol. com-39, No.9, pp.1313-1326, Sep. 1991.
8. S. Pasupathy, "Correlative Coding: A Bandwidth-Efficient signaling Scheme," IEEE Communication Magazine, pp.4-11, July 1977.
9. 강민구, 이재용, 송형규, 홍대식, 강창언, "부분응답시스템의 간략화된 Trellis Detection," 한국통신학회 '93 하계종합학술대회 vol.12, no.1 pp. 536-540, 1993.



姜 珉 求 (Min Goo Kang) 正會員
 1963年 11月 5日生
 1986年 2月: 延世大學校 電子工學科 (工學士)
 1985年 12月~1987年 1月: 三星半導體通信(株) 通信研究所
 1989年 2月: 延世大學校 大學院 電子工學科 (工學碩士)

1994年 2月: 延世大學校 大學院 電子工學科 (工學博士)
 1994年 3月~現在: 湖南大學校 情報通信工學科 專任講師

尹 寧 佑 (Young Woo Yun) 準會員
 1992年 2月: 延世大學校 電子工學科 卒業(工學士)
 1994年 2月: 延世大學校 大學院 電子工學科 工學碩士
 1994年 3月~現在: 博士科程

康 昌 彥 (Chang Eon Kang) 正會員
 19卷 1號 參照

李 永 朝 (Young Jo Lee) 正會員
 1969年 1月 31日生
 1991年 2月: 延世大學校 電子工學科 (工學士)
 1993年 2月: 延世大學校 大學院 電子工學科 (工學碩士)
 1993年 3月~現在: 延世大學校 大學院 電子工學科 博士科程



洪 大 植 (Dae Sik Hong) 正會員
 1983年 2月: 延世大學校 電子工學科 卒業(工學士)
 1985年 2月: 延世大學校 大學院 電子工學科 工學碩士
 1990年 8月: Purdue University 졸업(Ph.D)
 1990年 9月~1991年 8月: Purdue University Post-Doctoral Research Associate

1991年 9月~現在: 延世大學校 電子工學科 助教授