

다중 채널 환경에 적응을 위한 변형된 적응 블라인드 Stop-and-Go 알고리즘

正會員 정길호*, 김주상*, 변윤식**

The Modified Adaptive Blind Stop-and-Go Algorithm for Application to Multichannel Environment

Kil-Ho Jeong*, Joo-Sang Kim*, Youn-Shik Byun** *Regular Members*

요 약

일반적으로 적응 블라인드 등화기는 등화기 입력과 전송된 데이터의 통계적 정보가 주어진 경우, 훈련 수열에 의존하지 않고 비이상적인 채널에 의한 왜곡들을 제거하는데 이용된다. 그러나 다중경로 채널(multipath channel)에서는 페이딩(fading)이라 불리우는 수신 신호의 시간 지연 및 감쇄를 발생 시키므로, 이러한 페이딩의 효과를 보상하기 위하여 다중 채널을 고려한 새로운 알고리즘이 요구된다. 본 논문에서는 다중 채널 시스템에 적용할 수 있도록 Stop-and-Go 알고리즘을 이용한 새로운 블라인드 등화 알고리즘을 제시하였다. 컴퓨터 모의실험 결과 다중 채널 Stop-and-Go 알고리즘이 기존의 다중 채널 알고리즘에서 계산량을 가중 시키는 메모리를 사용하지 않고도 보다 더 좋은 성능을 얻을 수 있었다.

ABSTRACT

An adaptive blind equalizer is used to combat the distortions caused by a nonideal channel without resorting to a training sequence, given the received signal and statistical information of the transmitted signal. Incidentally, a multipath channel may result in a fade which produces intersymbol interference in the received signal. Therefore, a new type of algorithm which can compensate the effects of this fade is required in the multipath channel environment.

In this paper, a modified form of adaptive blind equalization algorithm using stop-and-go algorithm for multi-

*현대전자 멀티미디어 연구소
Multimedia R&D Center, Hyundai Electronics Industries

**인천대학교 전자공학과
Dept. of Electronic Eng., University of Incheon
論文番號:95327-0920
接受日字:1995年 9月 20日

channel systems is proposed. It is demonstrated via computer simulations that the performance of the proposed multichannel stop-and-go algorithm is much better than that of the conventional multichannel algorithms.

I. 서 론

채널을 통하여 디지털 신호를 원하는 목적지까지 전송할 때 전송된 신호는 여러 가지 감쇄 요소와 위상 천이를 동반하게 된다. 특히, 심볼간의 간섭(Inter-symbol Interference, ISI)은 디지털 통신 시스템의 성능을 저해시키는 가장 큰 요인으로 알려져 있으며, 이러한 현상들을 제거하기 위하여 수신 측에 등화라고 알려진 방법을 적용하여 채널의 특성을 보상함으로써 전송 신호를 복구 할 수 있다. 그러나 일반적인 적응 등화는 주기적인 훈련 수열로 인한 대역폭의 낭비를 초래하며, 특히 등화기는 채널 환경의 갑작스런 변화 등으로 송신 측과 동기화 되지 않으면 전송 신호를 복구 할 수 없으므로 등화기를 재훈련하기 위하여 기지의 수열을 다시 전송해야만 한다. 또한, 여러 개의 링크를 공유한 일대 다중 통신망(point-multipoint communication networks)에서는 훈련 신호 없이 초기 등화가 이루어지는 것을 요구하게 된다. 이러한 문제를 해결하기 위한 적응 블라인드 등화는 단지 채널 출력과 전송된 데이터의 통계적 정보만을 이용하여 훈련 신호에 의존하지 않고 등화하는 것으로 눈 모형(eye pattern)이 심하게 닫혀 있는 상황에서 초기 수렴을 하도록 하여 채널 왜곡을 보상한다. 이러한 등화 기법은 Sato[1], Godard[2], Picchi와 Prati[3], Hatzinakos[4], Benveniste와 Goursat[5], Bessio와 Nikais[6] 등에 의해 소개되었다. 그러나, 실제의 무선 채널에서는 송 수신측 사이에 하나 이상의 경로가 있을 수 있다. 이러한 다중 경로(multipath)는 LOS(line of sight)에 의한 직접파 뿐만 아니라 대기 반사 또는 굴절, 건물과 기타 장애물로 부터의 반사에 의한 것으로, 각각 다른 시간 지연 및 감쇄를 갖고 있으며, 일반적으로 시변이다. 이와같은 페이딩(fading) 특성은 수신 신호를 왜곡시키는 요인이 되며, 가장 큰 신호 성분 외에 다른 반사파 성분이 존재 할 수 있으므로 비최소 위상(nonminimum phase) 채널로 간주된다[7]. 그러므로, 이러한 채널 환경에서 신뢰성있는 통신을 위해서는 같은 정보를 지닌 신호를 여러 개의 채널을

통하여 전송하여 등화하는 것이 바람직 할 것이다. 다중 채널 알고리즘의 기본적인 개념은 완전 등화시, 각각의 등화기 출력은 어느 정도의 시간 지연 안에서 같아야 한다는 것으로, 수신된 데이터 사이의 시간 또는 주파수 지연을 추정하기 위한 어떠한 추가적인 기술을 요하지 않는다[6].

이와 같은 결과는 적용된 알고리즘의 비용 함수에 의한 각 등화기의 갱신과 등화기 출력에서 얻은 MSE(mean square error)에 의한 또 한번의 등화기 갱신으로, 두번에 걸쳐 데이터의 통계적 성질을 고려하였기 때문이다. 그러나, Bessio와 Nikias에 의해 소개된 CRIMNO 알고리즘은 사용되는 메모리의 크기에 따라 계산량의 증가를 초래하고, 수렴성은 고려한 채널의 환경에 따라 영향을 많이 받는다.

본 연구에서는 이러한 다중 채널 환경에 Stop-and-Go 알고리즘을 적용하여 기존의 다중 채널 알고리즘의 문제점을 보완하여 보다 나은 성능을 구현하고자 하였으며 특히, 기존의 다중 채널 알고리즘과는 달리 계산량을 가중시키는 메모리를 사용하지 않는 방식으로 접근하고자 한다.

II. 기존의 다중채널 알고리즘

기존의 다중채널 알고리즘은 다중 전송로를 갖는 시스템에 CMA(constant modulus algorithm)[2]를 도입하여 적응 블라인드 등화를 하는 것으로, 본 논문에서는 그림 1과 같이 2개의 병렬 채널을 이용하였다.

그림에서 수신 수열 $y_n^{(i)} (i = 1, 2)$ 은

$$y_n^{(i)} = h_n^{(i)} * a_n + w_n^{(i)} \quad (i = 1, 2) \quad (1)$$

$\{h_n^{(i)}\}$: 선형 시불변 비최소 위상 FIR 시스템의 임펄스 응답

$\{a_n\}$: i.i.d.를 만족하는 $E[a_n] = 0$ 인 비가우시안 입력 수열

$\{w_n^{(i)}\}$: 입력수열과 통계적 독립이며 $E[w_n^{(i)}] = 0$ 인 부가된 가우시안 잡음으로 $w_n^{(i)}$ 는 $i \neq j$ 에서 $w_n^{(i)}$ 와 독립을 만족

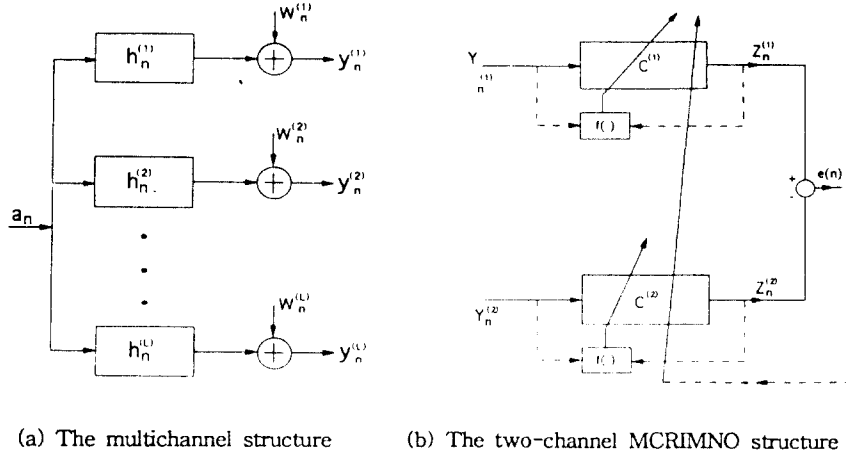


Fig. 1 The block diagram of the multichannel system

이때, 각 등화기의 계수 벡터는

$$\begin{aligned} C^{(1)} &\triangleq [c_0^{(1)}, c_1^{(1)}, \dots, c_{N-1}^{(1)}]^T \\ C^{(2)} &\triangleq [c_0^{(2)}, c_1^{(2)}, \dots, c_{N-1}^{(2)}]^T \end{aligned} \quad (2)$$

와 같이 정의하며, 2개의 등화기에 대한 계수를 결합한 벡터 표현은

$$\begin{aligned} \tilde{C}^T &\triangleq [C^{(1)T} | -C^{(2)T}] \\ &= [c_0^{(1)}, c_1^{(1)}, \dots, c_{N-1}^{(1)}, -c_0^{(2)}, c_1^{(2)}, \dots, c_{N-1}^{(2)}] \end{aligned} \quad (3)$$

와 같이 나타 낼 수 있다.

(n)번째 반복 횟수에서 각 등화기의 입력 데이터를 벡터로 표현하면

$$\begin{aligned} Y_n^{(1)} &\triangleq [y_n^{(1)}, y_{n-1}^{(1)}, \dots, y_{n-N+1}^{(1)}]^T \\ Y_n^{(2)} &\triangleq [y_n^{(2)}, y_{n-1}^{(2)}, \dots, y_{n-N+1}^{(2)}]^T \end{aligned} \quad (4)$$

와 같다.

또한 입력 데이터의 결합 벡터는 다음 식과 같다.

$$\tilde{Y}_n^T \triangleq [Y_n^{(1)T} | -Y_n^{(2)T}]$$

$$= [y_n^{(1)}, y_{n-1}^{(1)}, \dots, y_{n-N+1}^{(1)}, y_n^{(2)}, y_{n-1}^{(2)}, \dots, y_{n-N+1}^{(2)}] \quad (5)$$

$$\tilde{Y}_n(n) \triangleq [Y_n^{(1)T} | 0^T]^T, \quad \tilde{Y}^0(n) \triangleq [0^T | Y_n^{(2)T}]^T \quad (6)$$

(여기서 $0^T \triangleq [0, 0, \dots, 0]_N$)

이때, 각 등화기의 출력은

$$\begin{aligned} z_{n-i}^{(1)} &= T_{n-i}^{(1)T} C^{(1)} \\ z_{n-i}^{(2)} &= Y_{n-i}^{(2)T} C^{(2)} \quad (i = 0, 1, \dots, M) \end{aligned} \quad (7)$$

여기서, M은 메모리 갯수를 나타내며, 등화기 출력 사이의 오차는 다음 식과 같다.

$$\begin{aligned} e(n) &\triangleq z_n^{(1)} - z_n^{(2)} \\ &= Y_n^{(1)T} C^{(1)} - Y_n^{(2)T} C^{(2)} \\ &= \tilde{Y}_n^T \tilde{C} \end{aligned} \quad (8)$$

그러므로 2개의 채널을 고려한 알고리즘의 비용 함수 (Cost function)는 다음과 같다.

$$N^{(2)} = M_1^{(2)} + M_2^{(2)} + E_M(\tilde{C}) \quad (9)$$

$$\begin{cases} M_1^{(2)} = u_0^{(1)} E(|z_n^{(1)}|^2 - R_2)^2 \\ M_2^{(2)} = u_0^{(2)} E(|z_n^{(2)}|^2 - R_2)^2 \\ E_M(\tilde{C}) = \sum_{k=0}^{M-1} u_k |e(n-k)|^2 \end{cases}$$

여기서, u_k 는 MSE항에서 유도한 등화기 출력 오차의 적응 계수로 완전 등화에서 등화기 출력의 이상적인 값과의 차에 비례하여 설정한다.

즉,

$$u_k = \begin{cases} \gamma |z_{n-k}^{(1)} - z_{n-k}^{(2)}|^2, & (k=0, \dots, M-1), \quad u_k < \delta \\ 0 & , \text{ 그외} \end{cases} \quad (10)$$

적응 계수 u_k 를 결정하는 다른 방법은 망각 계수 λ (< 1)를 적용하여 $u_k = \lambda^k$ 와 같이 나타 낼 수 있다. 그러므로 등화기는 시변 채널인 경우, 수신 신호의 통계적 변이를 추정할 수 있다.

이때, 등화기 계수 갱신 식은 다음식과 같다.

$$\tilde{C}(n+1) = \tilde{C} - \mu \frac{\partial N^{(2)}}{\partial \tilde{C}} \quad (11)$$

여기서,

$$\begin{aligned} \frac{\partial N^{(2)}}{\partial \tilde{C}} &= \frac{\partial \{M_1^{(2)} + M_2^{(2)} + E_M(\tilde{C})\}}{\partial \tilde{C}} \\ &= \frac{\partial M_1^{(2)}}{\partial C^{(1)}} - \frac{\partial M_2^{(2)}}{\partial C^{(2)}} \\ &\quad + \sum_{k=0}^{M-1} u_k \frac{\partial (|e(n-k)|^2)}{\partial \tilde{C}} \end{aligned} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial M_1^{(2)}}{\partial C^{(1)}} &= \frac{\partial E\{|z_n^{(1)}|^2 - R_2\}^2}{\partial C^{(1)}} \\ &= 4E[\tilde{Y}_o^*(n) z_n^{(1)} (|z_n^{(1)}|^2 - R_2)] \end{aligned} \quad (13)$$

같은 방법으로,

$$\begin{aligned} \frac{\partial M_2^{(2)}}{\partial C^{(2)}} &= \frac{\partial E\{|z_n^{(2)}|^2 - R_2\}^2}{\partial C^{(2)}} \\ &= 4E[\tilde{Y}_o^*(n) z_n^{(2)} (|z_n^{(2)}|^2 - R_2)] \end{aligned} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial (|e(n-k)|^2)}{\partial \tilde{C}} &= \frac{\partial E[e^*(n-k)e(n-k)]}{\partial \tilde{C}} \\ &= 2 \tilde{R}^{(k)} \tilde{C} \end{aligned} \quad (15)$$

여기서, $\tilde{R}^{(k)}$ 는 $Y \tilde{R}^{(k)} \triangleq E(\tilde{Y}_n^* \tilde{Y}_n^T)$ 에서 k 만큼 지연된 $(2N \times 2N)$ 행렬이다.

그러므로 등화기 계수의 결합 벡터를 적용하기 위한 갱신 식을 다시 쓰면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \tilde{C}_{n+1} &= \tilde{C}_n - \mu \{ 4E[\tilde{Y}_o^*(n) z_n^{(1)} (|z_n^{(1)}|^2 - R_2)] \\ &\quad - 4E[\tilde{Y}_o^*(n) z_n^{(2)} (|z_n^{(2)}|^2 - R_2)] \\ &\quad + 2 \sum_{k=0}^{M-1} u_k \tilde{R}^{(k)} \tilde{C} \} \end{aligned} \quad (16)$$

위에서 단일점 추정(Single point estimate)으로 근사화 하면 다음 식과 같은 갱신 식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \tilde{C}_{n+1} &= \tilde{C}_n - \mu \{ 4[\tilde{Y}_o^*(n) z_n^{(1)} (|z_n^{(1)}|^2 - R_2)] \\ &\quad - 4[\tilde{Y}_o^*(n) z_n^{(2)} (|z_n^{(2)}|^2 - R_2)] \\ &\quad + 2 \sum_{k=0}^{M-1} u_k \tilde{Y}_{n-k}^* [z_{n-k}^{(1)} - z_{n-k}^{(2)}] \} \end{aligned} \quad (17)$$

그러므로 각 등화기에 대한 등화기 계수 갱신 식은 $C_n^{(2)}$ 와 $C_n^{(1)}$ 으로 각각 표현 할 수 있다.

등화기1:

$$\begin{aligned} C_{n+1}^{(1)} &= C_n^{(1)} - \mu \{ 4[Y_n^{(1)*} z_n^{(1)} (|z_n^{(1)}|^2 - R_2)] \\ &\quad + 2 \sum_{k=0}^{M-1} u_k Y_{n-k}^{(1)*} [z_{n-k}^{(1)} - z_{n-k}^{(2)}] \} \end{aligned} \quad (18)$$

등화기2:

$$\begin{aligned} C_{n+1}^{(2)} &= C_n^{(2)} + \mu \{ 4[Y_n^{(2)*} z_n^{(2)} (|z_n^{(2)}|^2 - R_2)] \\ &\quad + 2 \sum_{k=0}^{M-1} u_k Y_{n-k}^{(2)*} [z_{n-k}^{(2)} - z_{n-k}^{(1)}] \} \end{aligned} \quad (19)$$

III. 제안된 다중 채널 Stop-and-go 계열 알고리즘

이 장에서는 Stop-and-Go 계열의 알고리즘 중에서

모의 실험 결과, 그 특성이 다르게 나타나는 SG-DD 알고리즘과 SG2-DD 알고리즘을 다중 채널 환경으로 확장하여, 새로운 알고리즘을 제시하고자 한다. 이 알고리즘은 기존의 다중채널 알고리즘에서 메모리를 적용함으로써 발생하는 계산량의 증가를 줄인 것이다. 이때, 플래그를 결정하기 위하여 각 등화기에서 직접 결정 오차항의 부호가 같은 경우를 포함하여 허용함으로써 잘못된 방향으로 갱신할 수 있는 오류를 줄였다. 본 연구에서는 채널 갯수 $L=2$ 인 경우를 고려하였으며, $L>2$ 인 채널 환경에도 적용할 수 있다.

1. 다중 채널 SG-DD 알고리즘(Multichannel SG-DD algorithm, MSG-DD)

이 알고리즘은 Sato 오차와 직접 결정 오차의 부호(sign)를 이용한 Stop-and-Go 직접 결정(SG-DD) 알고리즘을 다중 채널 환경으로 확장한 것이다.

2개의 채널을 고려한 경우, Sato 오차와 직접 결정 오차는

$$\begin{cases} e^{S(1)}(n) = z_n^{(1)} - \gamma \cdot \text{csign}[z_n^{(1)}] \\ e^{S(2)}(n) = z_n^{(2)} - \gamma \cdot \text{csign}[z_n^{(2)}] \end{cases} \quad (20)$$

$$\begin{cases} e^{D(1)}(n) = z_n^{(1)} - \hat{a}_n^{(1)} \\ e^{D(2)}(n) = z_n^{(2)} - \hat{a}_n^{(2)} \end{cases} \quad (21)$$

와 같이 나타낼 수 있다.

알고리즘의 등화기 계수 갱신식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \tilde{C}_r(n+1) &= \tilde{C}_r(n) - \mu \{ (f_r^{(1)}(n) e_r^{D(1)}(n) \text{Re}[\tilde{Y}_o(n)] \\ &\quad + f_i^{(1)}(n) e_i^{D(1)}(n) \text{Im}[\tilde{Y}_o(n)] \} \\ &\quad + (f_r^{(2)}(n) e_r^{D(2)}(n) \text{Re}[\tilde{Y}_o(n)] \\ &\quad + f_i^{(2)}(n) e_i^{D(2)}(n) \text{Im}[\tilde{Y}_o(n)] \} \\ \tilde{C}_i(n+1) &= \tilde{C}_i(n) - \mu \{ (f_r^{(1)}(n) e_r^{D(1)}(n) \text{Im}[\tilde{Y}_o(n)] \\ &\quad - f_i^{(1)}(n) e_i^{D(1)}(n) \text{Re}[\tilde{Y}_o(n)] \\ &\quad + (f_r^{(2)}(n) e_r^{D(2)}(n) \text{Im}[\tilde{Y}_o(n)] \\ &\quad + f_i^{(2)}(n) e_i^{D(2)}(n) \text{Re}[\tilde{Y}_o(n)] \} \end{aligned} \quad (23)$$

그러므로 각 등화기에 대한 계수 갱신 식은 등화기1:

$$\begin{aligned} C_r^{(1)}(n+1) &= C_r^{(1)}(n) - \mu [f_r^{(1)}(n) e_r^{D(1)}(n) Y_r^{(1)}(n) \\ &\quad + f_i^{(1)}(n) e_i^{D(1)}(n) Y_i^{(1)}(n)] \end{aligned} \quad (24)$$

$$\begin{aligned} C_i^{(1)}(n+1) &= C_i^{(1)}(n) - \mu [f_r^{(1)}(n) e_r^{D(1)}(n) Y_i^{(1)}(n) \\ &\quad + f_i^{(1)}(n) e_i^{D(1)}(n) Y_r^{(1)}(n)] \end{aligned}$$

등화기2:

$$\begin{aligned} C_r^{(2)}(n+1) &= C_r^{(2)}(n) - \mu [f_r^{(2)}(n) e_r^{D(2)}(n) Y_r^{(2)}(n) \\ &\quad + f_i^{(2)}(n) e_i^{D(2)}(n) Y_i^{(2)}(n)] \end{aligned} \quad (25)$$

$$\begin{aligned} C_i^{(2)}(n+1) &= C_i^{(2)}(n) - \mu [f_r^{(2)}(n) e_r^{D(2)}(n) Y_i^{(2)}(n) \\ &\quad + f_i^{(2)}(n) e_i^{D(2)}(n) Y_r^{(2)}(n)] \end{aligned}$$

각 등화기에서 알고리즘의 갱신 여부(Stop, Go)를 결정하는 플래그는 다음 식과 같이 결정된다.

$$f_j^{(l)}(n) = \begin{cases} 1, \text{sgn}[e_j^{D(l)}(n)] = \text{sgn}[e_j^{S(l)}(n)] \\ 0, \text{그 외} \quad (l=1, 2) \end{cases} \quad (26)$$

2. 다중 채널 SG2-DD 알고리즘(Multichannel SG2-DD algorithm, MSG2-DD)

MSG2-DD로 표기하는 이 알고리즘은 Sato와 Godard 오차를 이용한 SG2-DD 알고리즘을 다중 채널 개념에 적용한 것이다. 플래그를 결정하기 위한 오차항을 정의하면, 직접결정 오차항과 Sato 오차항은 상기와 같고, 각 등화기에 대한 Godard 오차항은 다음과 같이 정의 할 수 있다.

$$\begin{cases} e^{G(1)}(n) = z_n^{(1)} \cdot [|z_n^{(1)}| - R_2] \\ e^{G(2)}(n) = z_n^{(2)} \cdot [|z_n^{(2)}| - R_2] \end{cases} \quad (27)$$

이때, 등화기 갱신 식은 직접 결정 오차항 $e^{D(l)}(n)$ 의 부호를 이용하여, 다음과 같이 표현할 수 있다.

등화기1:

$$\begin{aligned} C_r^{(1)}(n+1) &= C_r^{(1)}(n) - \mu [f_r^{(1)}(n) \text{sgn}[e_r^{D(1)}(n)] Y_r^{(1)}(n) \\ &\quad + f_i^{(1)}(n) \text{sgn}[e_i^{D(1)}(n)] Y_i^{(1)}(n)] \end{aligned} \quad (28)$$

$$C_i^{(1)}(n+1) = C_i^{(1)}(n) + \mu [f_r^{(1)}(n) \text{sgn}[e_r^{D(1)}(n)] Y_i^{(1)}(n)$$

$$-f_i^{(1)}(n) \operatorname{sgn}[e_i^{D(1)}(n)] Y_r^{(1)}(n)]$$

동화기2:

$$C_r^{(2)}(n+1) = C_r^{(2)}(n) - \mu [f_r^{(2)}(n) \operatorname{sgn}[e_r^{D(2)}(n)] Y_r^{(2)}(n) + f_i^{(2)}(n) \operatorname{sgn}[e_i^{D(2)}(n)] Y_i^{(2)}(n)] \quad (29)$$

$$C_i^{(2)}(n+1) = C_i^{(2)}(n) + \mu [f_r^{(2)}(n) \operatorname{sgn}[e_r^{D(1)}(n)] Y_r^{(2)}(n) - f_i^{(2)}(n) \operatorname{sgn}[e_i^{D(2)}(n)] Y_i^{(2)}(n)]$$

그러므로, 플래그는 각 동화기에 대하여 아래식과 같이 정의된다.

$$f_j^{(l)}(n) = \begin{cases} 1, & \operatorname{sgn}[e_j^{D(1)}(n)] = \operatorname{sgn}[e_j^{D(2)}(n)] \\ & = \operatorname{sgn}[e_j^{S(l)}(n)] = \operatorname{sgn}[e_j^{G(l)}(n)] \\ 0, & \text{그외 } (l=1, 2) \end{cases} \quad (30)$$

IV. 모의 실험에서 이용된 전체 시스템 구성

본 연구에서 적용한 시스템의 전체 구성은 그림 2와 같다.

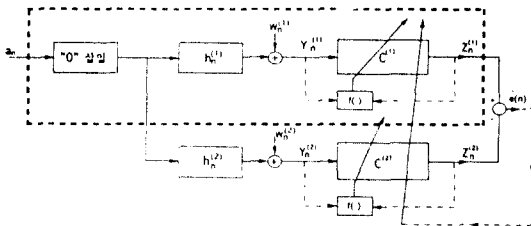
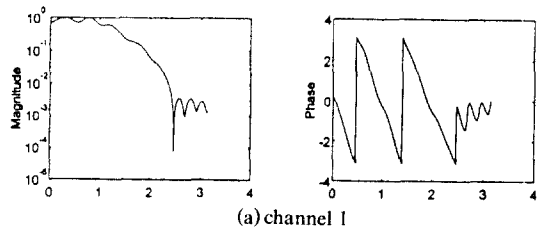


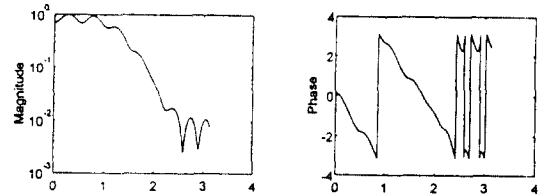
Fig. 2 System configuration for the computer simulations

위 그림은 다중채널을 나타낸 경우로써, 모의 실험에서는 2개의 채널을 고려하였다. 특히, 점선으로 표시한 영역은 단일 채널을 고려한 것으로, 앞에서 언급한 Bussgang 계열의 CMA와 stop-and-go 알고리즘을 모의 실험하는데 이용하였다. 전송된 데이터 a_n 은 64-QAM 성상군에서 독립적이고, 균일한 동화기를 이용하기 위하여 "0"을 삽입한 전송 수열은 평방근 2승 여현(square-root raised-cosine) 임펄스 응답을 갖는 전송 필터를 통과하게 된다. 이 필터의 출력은 채널을 통과하게 되고 전송 필터와 같은 특성을 갖는 수신 필터에 의하여 처리된다. 편의상, 채널은 실제 채널과 전송 필터의 중첩으로 표현하였고, 수신 필터는 동화기에 포함하여 모의 실험하였다. 이용된 1/2 분수 간격 동화기는 33개의 탭을 이용하여 feed-forward로 구성하고, 첫번째 탭은 "1"호 초기화 하였다. 채널의 전체 주파수 응답은 그림 3에 보인 바와 같다.

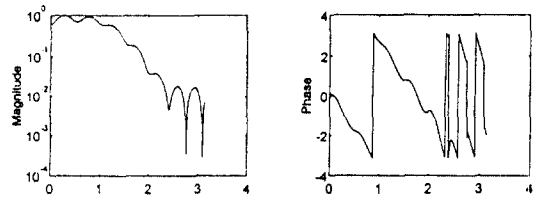
널을 통과하게 되고 전송 필터와 같은 특성을 갖는 수신 필터에 의하여 처리된다. 편의상, 채널은 실제 채널과 전송 필터의 중첩으로 표현하였고, 수신 필터는 동화기에 포함하여 모의 실험하였다. 이용된 1/2 분수 간격 동화기는 33개의 탭을 이용하여 feed-forward로 구성하고, 첫번째 탭은 "1"호 초기화 하였다. 채널의 전체 주파수 응답은 그림 3에 보인 바와 같다.



(a) channel 1



(b) channel 2



(c) channel 3

Fig. 3 Frequency response of the channel

채널 1은 기존의 Bussgang 계열의 알고리즘을 모의 실험 하는데 이용하였고 채널 2와 3은 다중 채널의 알고리즘을 비교·분석 하는데 이용하였다.

이와 같은 특성을 갖는 채널을 통과한 신호는 백색 가우시안 잡음과 더해지며, 전송된 수열 $a(n)$ 와 채널 출력 $y(n)$ 은 단위 분산을 갖도록 하였다.

그러므로 64-QAM에서 신호가 단위 분산을 만족하도록 스칼라 a 를 구하면 0.1543과 같으며, 이용된 알고리즘의 각 파라미터는 다음과 같다.

$$R_2 = 58 a^2, \quad \gamma = 5.25 a \quad (31)$$

등화기 입력에 신호대 잡음비는 $SNR \cong \sigma_a^2 / \sigma_w^2 = 1 / \sigma_w^2$ 로 표현할 수 있다.

여기서 σ_a^2 와 σ_w^2 는 각각 $a(n)$ 와 $w(n)$ 의 분산이다.

다음은 알고리즘의 성능을 분석하는데 이용된 특성을 기술한 것이다.

(i) 평균 제곱 오차(Mean Square Error, MSE)

$$MSE(n) = E\{|z(n) - a(n-d)|^2\} \quad (32)$$

본 연구에서는 1,000개의 데이터 블록의 길이 N으로 하여 시간 평균(average MSE)을 하였다.

$$AMSE = \frac{\sum_{i=0}^N [z(n-i) - a(n-i-d)]^2}{N} \quad (33)$$

(ii) 눈 모형(eye pattern)

반복 횟수 (n)에서의 등화기 출력 z(n)의 정상도를 나타낸 것이다.

컴퓨터 모의 실험을 통한 성능 분석은 이와 같은 정상도와 MSE를 이용하였으며, 정상도에서는 적응 상수의 크기에 따라 신호군의 MSE와 연계하여 과도 및 정상 상태에서 분포 형태와 수렴이 얼마나 빠르게 형성 되는지를 관찰하고, MSE에서는 적응 상수에 따른 수렴 속도 및 정상 상태의 수렴 정도를 정량적으로 비교·분석하였다.

V. 컴퓨터 모의 실험 결과

그림 4는 채널 3에서 SG-DD 알고리즘과 다중 채널 환경에서의 MSG-DD 알고리즘의 수렴 성능을 고찰한 것이다.

여기서 SC는 단일 채널(Single-Channel)을 MC는 다중 채널(Multi-Channel)을 표기한다. 단일 채널을 고려한 경우, 적응 상수가 0.001일때 SG-DD 알고리즘은 약 15,000회에서 정상 상태에 수렴하여 약 -21 [dB] 정도의 MSE를 보였다. 다중 채널에서도 역시 적응 상수가 커짐에 따라 수렴이 빨라지며 모두 -32.5

[dB] 정상 상태를 만족 하였다. 그러므로 다중 채널을 고려한 SG-DD 알고리즘이 그렇지 않은 경우보다 약 11.5[dB]의 우수한 성능을 보였다.

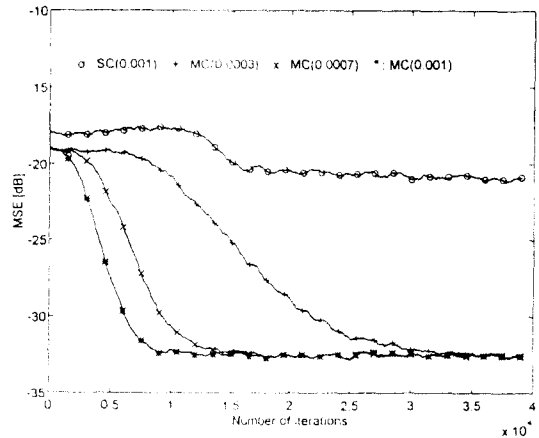


Fig. 4 Comparison of the SG-DD algorithm with MSG-DD algorithm under the different step sizes(SNR = 30dB, CH = 3)

SG-DD 알고리즘과 같은 적응 상수인 0.001에서 다중 채널로 확장한 경우의 정상 상태 및 과도 상태 도달 시간 정상도는 그림 5과 같다. 앞에서 설명한 바와 같이 SG-DD 알고리즘이 -21[dB]를 만족하는 정상 상태에 수렴했을 경우, 약간은 신호군 형성을 확인할 수 있으며, MSG-DD 알고리즘은 11.5[dB]의 우수한 성능을 보이며 정상도의 결정 영역이 매우 작게 분포되어 있음을 알 수 있다.

그림 6는 메모리의 갯수에 따른 CRIMNO(Criterion with memory nonlinearity) 알고리즘[6][8]과 MCMA의 수렴성을 비교한 것으로 MCMA는 M이 2와 6인 경우, 정상 상태에서 각각 -27[dB], -28.3[dB] 정도의 MSE를 만족하여 약 1.3[dB]정도 향상하였다. M = 6인 단일 채널의 CRIMNO 알고리즘은 -20[dB]에서 정상 상태에 도달 함으로써 같은 메모리 크기를 갖는 다중 채널 CMA와는 8.3[dB] 정도의 차이가 있음을 알 수 있다.

그림 7은 고려한 다중 채널 Stop-and-go 알고리즘을 최적의 적응 상수하에서 메모리 갯수가 6인 MCMA와 MSE 성능 곡선을 비교한 것이다. MCMA는 약

28,000회에서 정상 상태에 도달하여 -28 [dB]의 MSE를 만족 하였다. MSG2-DD 알고리즘은 약 5,000회에서 -30.5 [dB]로 수렴 하였으며, MSG-DD 알고리즘은 약 23,000회를 기준으로 MSG2-DD와 같은 MSE를 만족하여 결국 39,000회에서 -32.5 [dB]로 수렴하였다. 그러므로 본 연구에서 제시한 다중 채널 stop-and-go 알고리즘이 기존의 MCMA 보다 약 2.5-4.5 [dB] 정도 MSE가 우수한 성능을 보임을 알 수 있다.

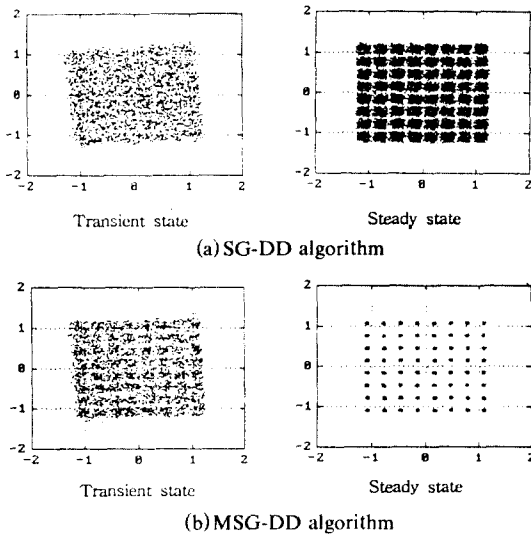


Fig. 5 Constellations of the SG-DD and MSG-DD algorithm (SNR = 30dB, SZ = 0.001, CH = 3)

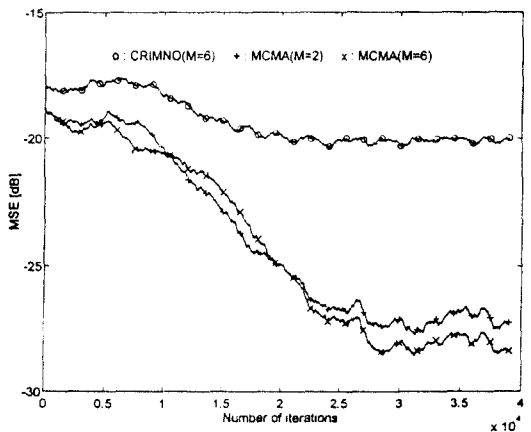


Fig. 6 The MSE curves of the CRIMNO algorithm and MCMA (SNR = 30dB, SZ = 0.00005)

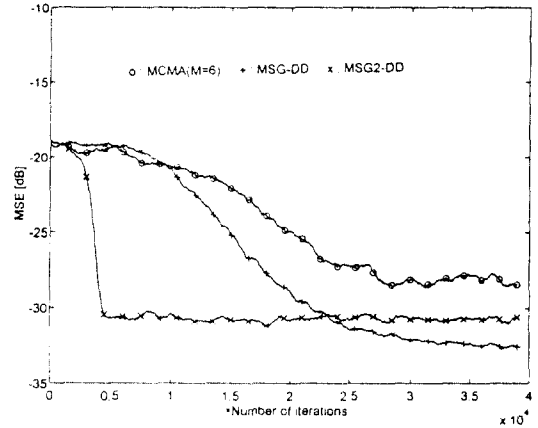


Fig. 7 The MSE curves of the Optimum MCMA and multi-channel stop-and-go type algorithms

VI. 결 론

이상과 같이 기적 대역에서의 64-QAM 통신 시스템을 이용한 컴퓨터 모의 실험을 통하여 기존의 Busgang 알고리즘의 성능을 분석 고찰하여, 이에 따른 문제점을 보완함으로써 다중 채널 환경에 적용하였다. 특히 stop-and-go 알고리즘이 전반적으로 좋은 결과를 얻었으며, 결합으로 블라인드 알고리즘의 성능을 개선한 것으로 간주된다.

모의 실험 결과, 같은 적응 상수하에서 채널 3을 고려한 경우, 제시한 알고리즘의 수렴 특성은 MSG-DD 알고리즘이 단일 채널에서의 SG-DD 알고리즘 보다 약 11.5[dB]의 우수한 성능을 보였다.

SG2-DD 알고리즘을 다중 채널 환경으로 확장한 경우에는, 수렴 속도 면에서 약 28,000회 정도의 차이가 있으며 정상 상태에서는 MSG2-DD 알고리즘이 -30.5 [dB]에 수렴하여 단일 채널에서 보다 약 4[dB]의 좋은 성능을 나타냈다.

최적의 적응 상수에서 채널 2를 적용한 경우, MSG-DD 알고리즘이 MSG2-DD 알고리즘 보다 수렴 속도는 느리지만 정상 상태에서 약 2[dB]의 차이를 보였다. 결국 본 논문에서 제시한 MSG-DD와 MSG2-DD 알고리즘이 정상 상태에서 기존의 MCMA 보다 2.5 [dB]-4.5[dB] 정도 향상된 MSE를 얻을 수 있었다.

하지만 전송 채널 모두가 매우 열악한 환경에서는 2개 이상의 더 많은 다중 채널 시스템이 요구된다.

이러한 다중 채널 stop-and-go 계열의 알고리즘은 본 연구에서 언급한 알고리즘 외에 다른 알고리즘을 적용하여 이용할 수 있을 것으로 사료되며, 이점에 대해서는 앞으로 지속적인 연구가 필요한 것이다.

참 고 문 헌

1. Y. Sato, "A method of self-recovering equalization for multilevel amplitude modulation systems," IEEE Trans. Commun., vol COM-23, pp.679-682, June 1975.
2. D. N. Godard, "Self-recovering equalization and carrier tracking in two-dimensional data communication systems," IEEE Trans. Commun., vol. COM-28, pp.1867-1875, Nov. 1980.
3. G. Picchi and G. Prati, "Blind equalization and carrier recovery using a 'stop-and-go' decision-directed algorithm," IEEE Trans. Commun., vol. COM-35, pp.877-887, Sept. 1987.
4. Dimitrios Hatzinakos, "Blind equalization using stop-and-go adaption rules," SPIE. optical engineering, vol 31. no.6 pp.1181-1188, June. 1992.
5. A. Benveniste and M. Goursat, "Blind equalizer", IEEE Trans. Commun., Vol COM-32, pp.871-883, Aug. 1984.
6. Anthony G. Bessios and Chrysostomos L. Nikias, "Adaptive blind equalization with multichannel CRIMNO algorithm," Digital signal processing., vol 3, pp.16-28, 1993.
7. J. G. Proakis, *Digital Communications*. New York: McGraw-Hill, 1983.
8. Chen, Y., C.L.Nikias, and J.G. Proakis, "CRIMNO: Criterion with Momory Nonlinearity for Blind

Equalization," Proceedings Int. Signal Processing Workshop on Higher-Order Statistics, Chamrousse, France, July. 1991.

9. 강 시찬, "디지털 통신을 위한 블라인드 적응 등화기에 관한 연구," 인천 대학교 대학원 전자 공학과 석사 학위 논문. 1993.



정 길 호(Kil-Ho Jeong) 정회원

1968년 10월 28일생

1992년: 서울 산업대학교 전자공학과 졸업

1994년: 인천대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사)

현재: 현대전자 멀티미디어 연구소 연구원

※주관심분야: 디지털 신호처리



김 주 상(Joo-Sang Kim) 정회원

1966년 10월 28일생

1992년: 인천대학교 전자공학과 졸업

1996년: 동대학원 졸업(공학석사)

현재: 현대전자 멀티미디어 연구소 연구원

※주관심분야: 디지털 통신 및 통계적 신호처리



변 윤 식(Youn-Shik Byun) 정회원

1955년 12월 16일생

1978년: 연세대 공대 전기공학과 졸업

1981년: 동대학원 졸업(공학석사)

1985년: 동대학원 졸업(공학박사)

1990년: 미국 Stanford대학 전자공학과 객원 연구원

현재: 시립 인천대학교 공과대학 전자공학과 부교수
※주관심분야: 신호처리 및 그 응용, 디지털 통신