

Busssgang 계열의 적응 Blind 알고리즘들의 성능비교에 관한 연구

A Study on Performance Comparison of Busssgang-type Adaptive Blind Algorithms

김형석*, 강현철**, 변윤식***

(Hyoung-Seok Kim*, Hyun-Cheol Kang**, Youn-Shik Byun***)

요약

본 연구는 디지털 통신을 위한 적응 등화기 중에서 훈련신호 없이 등화하는 적응 블라인드 알고리즘들 중 일반적으로 실시간 구현 가능한 Busssgang 계열에 대하여 연구하였다. 채널은 실제 도시의 다중 환경에서 얻은 자료를 이용하였고, 등화기의 구조는 T/2 공간 선형 유한 임펄스 응답필터로 구성하였다. 컴퓨터 모의실험 결과 'Stop-and-Go', Benveniste-Goursat 알고리즘, 그리고 최적 Busssgang 알고리즘들이 가장 낮은 MSE 레벨을 나타내었고, CMA가 가장 빠른 수렴성을 보임을 알 수 있었다.

ABSTRACT

This paper studied adaptive blind equalizer which belong to Busssgang type. It is well known that blind equalizer performs equalization without using a training sequence. Especially, this paper concentrated on real time processing of them. The channel characteristic was obtained from measurements taken in a real urban multipath environment. A T/2 fractionally-spaced equalizer was used at the receiving end. Our computer simulations demonstrated that Stop and Go, Benveniste-Goursat, and optimal Busssgang algorithms have relatively low MSE property. CMA shows faster convergence property than any other of Busssgang type algorithm.

I. 서론

오늘날 통신의 사용량과 정보량이 매우 급증하였고, 이에 따라 좀더 빠르고 정확한 통신 기술이 필요하게 되었다. 블라인드 등화기란 일종의 적응 등화기의 한 종류이다. 기존의 적응 등화기는 채널의 특성을 파악하고, 수신한 신호를 복구하기 위하여 훈련과 직접 결정 두가지 모드를 가지고 있다. 훈련 모드는 일정시간 동안 훈련 신호를 주고 받음으로써, 채널의 특성을 파악, 오조정을 조정 한 뒤 직접 결정 모드에서 수신한 정보를 판별할 수 있게 하는 모드이다.

그러나, 채널의 특성에 따른 왜곡이 심하거나 훈련 신호를 주고 받기 곤란할 경우 훈련 신호 없이 등화할 수 있는 등화기가 필요하게 되었고, 이것을 적응 blind 등화기라

고 하며, 또한 채널을 통과한 신호만으로 등화를 수행하므로 자력 등화기(self recovery equalizer)라고도 한다.

적응 blind 알고리즘은 Busssgang 기술에 기초한 알고리즘들과 cumulant, polyspectra에 기초한 고차 통계 알고리즘 두가지로 분류되며[1], 본 연구에서는 Busssgang 계열의 알고리즘에 대해서만 논의하도록 하겠다.

Busssgang 계열의 알고리즘들은 등화기의 출력단에서 비선형 변환을 사용하여 통계적인 정보를 생성하고 이를 통하여 등화하는 기법이다. 본 연구에서는 Busssgang 계열의 알고리즘인, 최적 Busssgang 알고리즘, 일반화된 Sato 알고리즘, Benveniste-Goursat 알고리즘, "Stop-and-Go" 직접 결정 알고리즘, 그리고 constant modulus 알고리즘들에 대하여 연구, 실험하였고 각각의 알고리즘에 따른 성장도와 MSE 레벨을 관찰하려 한다.

구성은 2절에서 간략하게 적응 블라인드 등화 알고리즘들에 대하여 서술하고, 3절에서는 Busssgang 계열의 적응 등화 알고리즘들의 종류와 각각의 특성에 대하여

*LG 정밀 연구소 연구원

**인천대학교 정보통신공학과 부교수

***인천대학교 전자공학과 부교수

접수일자: 1995년 2월 27일

살펴본다. 4절에서는 시스템의 구성, 5절에서는 각 알고리즘의 성능특성을 컴퓨터 모의실험을 통하여 비교 분석하고 6절에서는 결론을 언급하겠다.

II. 적응 블라인드 등화 알고리즘

그림 1은 디지털 통신 시스템의 기본적인 모델이고, 이 모델은 선형적인 통신 채널과 블라인드 등화기의 직렬 접속으로 가정한다.

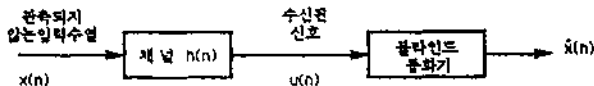


그림 1. 미지 채널과 blind 등화기의 직렬 접속

여기서, 채널은 송신 필터, 송신 매체 그리고 수신 필터의 직렬 연결이고, 임펄스 응답은 $\{h_n\}$ 이며, 느린 시변성을 고려한다.

$$u(n) = \sum_k h_k x(n-k), \quad n=0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (1)$$

위의 식은 중첩(convolution)의 형태로 채널의 입, 출력 관계를 나타낸 것이다. 여기서 $\{x(n)\}$ 은 채널 입력에 공급되는 데이터(혹은 메시지) 수열이고, $\{u(n)\}$ 은 결과로써 생기는 채널 출력이다. 위의 식(1)에서는 수신기 잡음은 무시했다. 그것은 데이터 전송의 성능에서 통화 품질의 저하는 대개 채널 분산에 기인하는 심볼간 간섭에 의해 좌우되기 때문이다[2]. 따라서, 채널의 특성 때문에 발생하는 데이터의 왜곡을 보상하는 것이 가장 중요한 문제점이라 할 수 있다.

그림2는 시스템에 대한 블록 다이어그램이다.

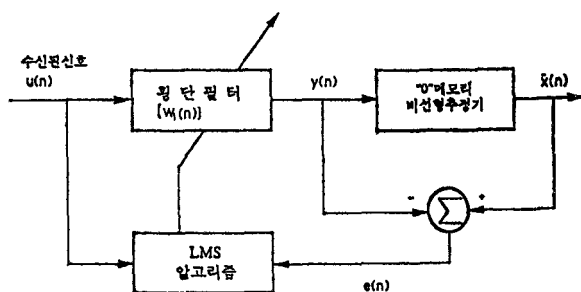


그림 2. blind 등화기의 블록 다이어그램

일반적으로 등화기 입력 $u(n)$ 은 다음과 같이 $x(n)$ 과 $v(n)$ 의 합수로 나타내며

$$u(n) = x(n) + v(n) \quad (2)$$

여기서, 등화기의 출력 $y(n)$ 은 데이터 $x(n)$ 에 대한 추정치 $\hat{x}(n)$ 을 만드는 zero-memory 비선형 추정기 입력이 되고, $v(n)$ 항은 인버스 필터를 사용해서 생기는 잔여 심볼간 간섭이다.

$$\hat{x}(n) = g(y(n)) \quad (3)$$

위의 식은 데이터 $x(n)$ 에 대한 추정치 $\hat{x}(n)$ 를 결정하기 위한 것이고, 여기서 $g(\cdot)$ 은 비선형 함수이다. 이 비선형 함수는 알고리즘에 따라 서로 다른 형태를 취하며, 이것에 의하여 등화기의 성능이 결정되기도 한다.

III. Bussgang 계열 적응 블라인드 등화 알고리즘

일반적인 적응등화기의 한 종류인 적응 blind 등화기는 송신측의 훈련데이터 없이 송신측 데이터의 통계적인 성질과 수신 신호만으로 필터계수를 적응적으로 갱신한다. 이 경우 송신측에서 훈련데이터를 전송하지 않음으로써 정보량의 손실과 대역폭을 줄일 수 있고, 훈련열을 전송할 수 없거나 어려운 시스템에도 적용할 수 있는 장점이 있다.

Bussgang 계열의 알고리즘은 다음식과 같은 LMS형태의 갱신식을 갖는다.

$$W(n+1) = W(n) + \mu e(n) X^*(n) \quad (4)$$

여기서, *는 복소 공액을 의미한다.

본절에서는 일반화된 Sato 알고리즘, 최적 Bussgang 알고리즘, 'stop-and-go' 직접결정 알고리즘, Benveniste-Goust 알고리즘, constant modulus(또는 Godard) 알고리즘등을 비교 분석하려한다.

1. 일반화된 Sato 알고리즘

직접 결정 등화기는 등화기의 출력을 전송된 신호에 가장 가까운 심볼로 추정하고 이렇게 추정된 출력은 등화기의 계수를 조정하는데 이용된다. 그러나, 직접 결정 등화기는 채널 출력의 눈 모양(eye pattern)이 열려 있을 때에만 원하는 해에 수렴하고 그렇지 않을 경우 발산하게된다. 일반화된 Sato 알고리즘에서 오차 함수는 등화기 출력을 양자화시켜서 사분면에 놓여 있는 대표점을 만들고, 이 대표값은 원하는 데이터 심볼로 사용된다[3]. 일반화된 Sato 알고리즘의 오차 함수는 다음 식과 같다.

$$E[|e_s(n)|^2] = E[|y(n) - \gamma \text{csgn}(y(n))|^2] \quad (5)$$

여기서, $e_s(n)$ 와 $\text{csgn}(\cdot)$ 는 Sato 오차와 복소수 부호 함수로써

$$e_s(n) = y(n) - \gamma \text{csgn}(y(n)) \quad (6)$$

$$csgn(y(n)) = sgn(y_R(n)) + jsgn(y_I(n)) \quad (7)$$

이고, $y_R(n)$ 과 $y_I(n)$ 은 복소수 $y(n)$ 의 실수부와 허수부이다. γ 는 다음의 수식에 의하여 결정된다.

등화기의 출력은 다음 식으로 표현할 수 있다.

$$y(n) = W^T(n) X(n) \quad (8)$$

여기서, T 는 전치행렬을 의미한다.

등화기의 탭 갱신을 위해 식(8)에서 통계적인 편미분을 이용하면 가중치 갱신식은

$$W(n+1) = W(n) + \mu(y(n) - \gamma csgn(y(n))) X^*(n) \quad (9)$$

이 되고, 여기서 μ 는 스텝 크기이고, $*$ 는 공액 복소수를 의미한다.

식(9)을 LMS의 가중치 갱신식과 비교하면 $\gamma csgn(y(n))$ 이 원하는 데이터 심볼 $d(n)$ 의 역할을 한다는 것을 알 수 있다. 식(9)로부터 γ 를 계산하기 위해 정상 상태에 있다고 가정하면

$$E[(y(n) - \gamma csgn(y(n))) X^*(n)] = 0 \quad (10)$$

이 된다.

만약 등화기 출력이 전송한 신호 $a(n)$ 에 수렴한다고 하면 $y(n) = a(n)$ 이라 할 수 있다. 또한 $a(n)$ 는 실수부와 허수부가 균일하게 독립적인 분포를 갖는 수열이고 채널 출력이 $x(n) = \sum_i h(i) a(n-i)$ 이라면 식(10)에서 다음과 같은 식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} E[a^2(n)] - \gamma E[a(n) csgn(a(n))] \\ = E[a^2(n)] - \gamma E[|a(n)|] = 0 \end{aligned} \quad (11)$$

따라서, γ 는 다음 식과 같이 정의 되고, 여기서 γ 는 송신한 신호의 통계치로써 QAM 신호체계의 정상도상에서 원점에서부터 신호까지의 거리를 이용하여 계산되는 상수로써, 수신한 신호를 분리시켜 주는 상수이다.

$$\gamma = \frac{E[a^2(n)]}{E[|a(n)|]} \quad (12)$$

2. 최적 Bussgang 알고리즘

최적 Bussgang 알고리즘은 원래의 Bussgang 알고리즘에서 탭 계수 갱신 부분을 최적화시킨 알고리즘으로 오차는 식(19)와 같으며 $d(n) = E[a(n) | y(n)] = g[y(n)]$ 이다.

$$e(n) = E[a(n) | y(n)] - y(n) \quad (13)$$

따라서 단지 수신한 신호에 대해서만 정보를 알때 송

신한 수열 $a(n)$ 의 최적 추정은 조건부 평균이다. 이러한 추정기가 일반적으로 $y(n)$ 의 비선형 함수라는 것은 주지된 사실이다($a(n)$ 과 $y(n)$ 이 결합 가우시안분포일 때 그것은 선형이다). 64-QAM 신호에 대한 비선형 함수는 다음 식과 같다.

$$g(y) = \frac{\sum_m m e^{-|y-m|^{1/2\sigma^2}}}{\sum_m e^{-|y-m|^{1/2\sigma^2}}} \quad (14)$$

여기서, $m = \{\pm 7a, \pm 5a, \pm 3a, \pm a\}$, 그리고 σ^2 은 "중첩" 잡음의 분산이다. 모의 실험에서는 $\sigma^2 = b\sigma_v^2$ 로 놓았고 여기서 σ_v^2 는 부가적인 잡음의 분산이며 b 는 2로 선택한 상수이다(b 의 선택에는 다소 유연성이 있다). $y(n)$ 이 복소수이므로 비선형기를 $g[y(n)] = g[y_R(n)] + j g[y_I(n)]$ 으로 정의했고, 여기서 $y_R(n)$ 과 $y_I(n)$ 는 각각 $y(n)$ 의 실수부와 허수 성분이다.

3. "Stop-and-Go" 직접 결정 알고리즘

이 알고리즘은 Sato 알고리즘과 직접 결정 모드의 조합에 기초한 것이고 Sato의 오차가 직접 결정 오차와 부호가 다를때 적용이 멈춰진다. 조건 확률의 집합에서 유도한 flag(0 또는 1)를 사용해서 알고리즘을 on("go")과 off("stop")로 전환되며[4], 알고리즘갱신식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} W_R(n+1) = W_R(n) - \mu [f_R(n) e_{dR}(n) X_R(n) \\ + f_I(n) e_{dI}(n) X_I(n)] \end{aligned} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} W_I(n+1) = W_I(n) - \mu [f_R(n) e_{dR}(n) X_I(n) \\ + f_I(n) e_{dI}(n) X_R(n)] \end{aligned} \quad (16)$$

여기서 $e_{dR}(n)$ 과 $e_{dI}(n)$ 은 각각 직접 결정 오차의 실수와 허수 성분이다. Sato 알고리즘의 오차와 유사한 2개의 오차는 다음과 같다.(식(6) 참조)

$$e_{sR}(n) = y_R(n) - \gamma sgn(y_R(n)) \quad (17)$$

$$e_{sI}(n) = y_I(n) - \gamma sgn(y_I(n)) \quad (18)$$

여기서 γ 는 앞의 식(18)에서 얻은것을 모의 실험에서 사용하였다. 결국 "stop and go" flag들은 다음과 같이 결정된다.

$$f_R(n) = \begin{cases} 1, & sgn(e_{dR}(n)) = sgn(e_{sR}(n)) \\ 0, & sgn(e_{dR}(n)) \neq sgn(e_{sR}(n)) \end{cases} \quad (19)$$

$$f_I(n) = \begin{cases} 1, & sgn(e_{dI}(n)) = sgn(e_{sI}(n)) \\ 0, & sgn(e_{dI}(n)) \neq sgn(e_{sI}(n)) \end{cases} \quad (20)$$

이 두가지 flag는 다양한 오차 항으로 알고리즘이 결정 될 때 보다 높은 신뢰성을 갖는 쪽으로 갱신한다.

4. Benveniste-Goursat 알고리즘

Benveniste-Goursat 알고리즘은 직접 결정 오차와 sato 오차의 조합으로 가중치 갱신식은 다음 식과 같다[6].

$$W(n+1) = W(n) + \mu X^*(n) [k_1 e_{dd}(n) + k_2 |e_{dd}(n)| e_s(n)] \quad (21)$$

여기서 k_1 과 k_2 는 적당한 값으로 선택한 두개의 실수이며, $e_s(n)$ 은 식(17), (18)에서 정의되었다. sato 오차 $e_s(n)$ 은 그것이 서로 다른 비용 함수에서 유도한 것이기 때문에 Wiener 해에서도 영이 아닌 값으로 남고 따라서 갱신식이 Sato 오차로 조종될 때 오조정은 상대적으로 커진다. 등화기가 수렴에 가까워질 때(즉 Wiener 해에 가깝게 될 때), $|e_{dd}(n)|$ 은 0이 되고 이것으로 $e_s(n)$ 에 기인한 오조정 잡음을 효과적으로 줄인다. Bussgang 형태의 수렴과 줄어든 오조정간의 이러한 상호 교환은 k_1 과 k_2 의 적당한 선택으로 조절할 수 있다. 특히 $k_1=1, k_2=0$ 으로 놓으면 알고리즘은 전적으로 직접 결정 모드로 전환되며, 모의 실험에서는 $k_1=k_2=1$ 로 놓았을 때 만족할만한 성능을 보였다.

5. Constant Modulus(또는 Godard) 알고리즘

CM 알고리즘은 Godard에 의하여 연구되었고, 비용함수로써 비볼록 함수를 제시하였으며, 본래 constant modulus 성질을 갖는 FM신호를 위해 설계되었다. CMA는 등화기 출력 $y(n)$ 이 송신한 신호의 constant modulus 성질을 갖도록 하는 필터계수를 적응적으로 갱신해 나가는 방법이고, 그 비용함수는 다음과 같이 정의한다.

$$J(n) = \frac{1}{4} E[(|y(n)|^2 - \gamma)^2] \quad (22)$$

비용함수의 최소치를 갖는 필터계수를 찾기위해 확률적 경사 알고리즘을 사용하면 필터계수 갱신식은 다음과 같다.

$$W(n+1) = W(n) - \mu \nabla_w J(n) \quad (23)$$

$$W(n+1) = W(n) - \mu [|y(n)|^2 - \gamma] y(n) X^*(n) \quad (24)$$

식(25)의 필터갱신식은 $e(n)$ 의 오차항을 제외하면 LMS 알고리즘과 같음을 알 수 있다. 그러나 오차항 $e(n)$ 을 일 반항으로 표시하면 다음과 같다.

$$e(n) = -p q y(n) |y(n)|^{p-2} (|y(n)|^p - \gamma_p)^{q-1} \cdot [sgn(|y(n)|^p - \gamma_p)]^q \quad (25)$$

여기서 p 와 q 는 보통 1이나 2, 둘 중 하나를 선택하는 상수이며, 결국 4개의 알고리즘(CMA p-q의 의미)이 되는 것을 알 수 있다. Constant Modulus 알고리즘은 Godard의 알고리즘의 일반화된 형태로 볼 수 있다. 한편 일반화된 γ 는 식(27)으로 표시된다.

$$\gamma_p = \frac{E[|a(n)|^{2p}]}{E[|a(n)|^p]} \quad (26)$$

이식은 Sato 알고리즘의 γ 와 유사하다. 64-QAM 신호에 대해서 $p=1$ 에 대해서는 $\gamma_p=6.88a$ 그리고 $p=2$ 에 대해서는 $\gamma_p=57.8a^2$ 이 됨을 알 수 있다. 본 연구에서는 $p=q=2$ 에 대해서만 실험하였다.

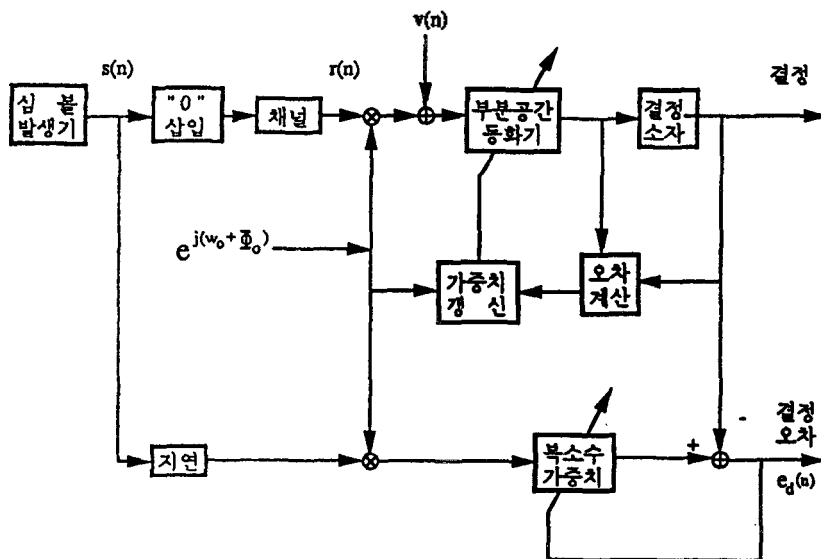


그림 3. 컴퓨터 모의실험을 위한 시스템 구성도

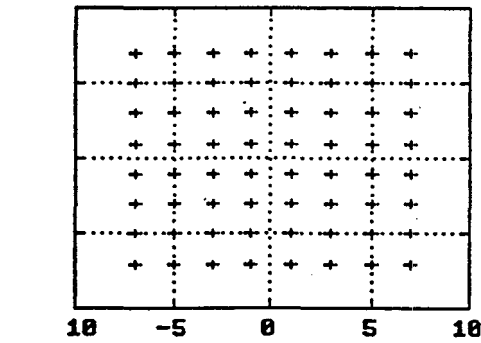
IV. 시스템 구성

컴퓨터 모의 실험을 위한 시스템 구성은 그림3에 나타내었다.

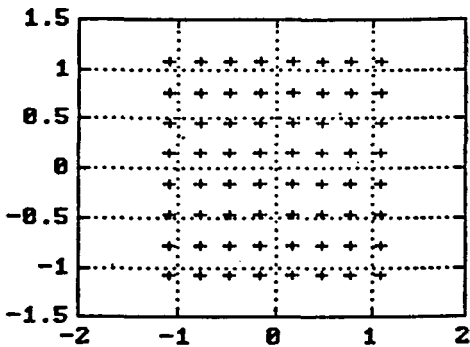
1. QAM 통신 시스템

QAM 통신 시스템은 M진 PSK(Phase Shift Keying)의 직교성 변조원리를 진폭변조까지 포함하도록 일반화한 직교 진폭 변조(QAM)를 이용한것이다.

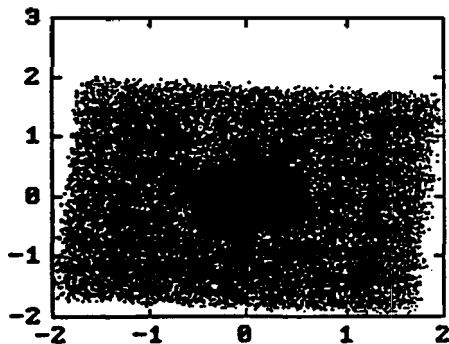
다음의 그림 4에서 (a)는 심볼 발생기에서 발생시킨 출력이며, (b)는 실제 전송하기 위하여 분산을 1로 맞추어 놓은 신호이다. (c)는 (b)의 신호가 채널을 통과하여



(a) 심볼발생기 출력



(b) 실제 전송되는 출력



(c) 채널출력

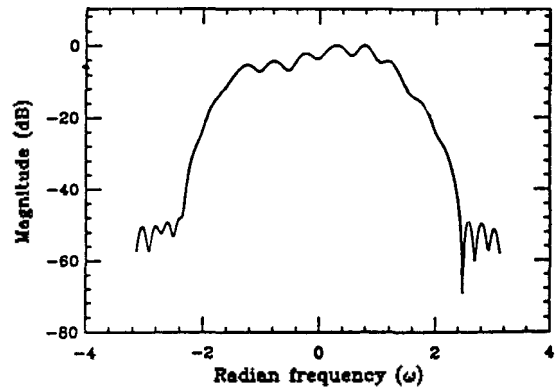
그림 4. QAM 데이터 심볼 constellations

수신단에 수신된 신호이며, 가운데의 검은 부분은 신호의 중간에 "0"를 삽입하여 나타난 것이다.

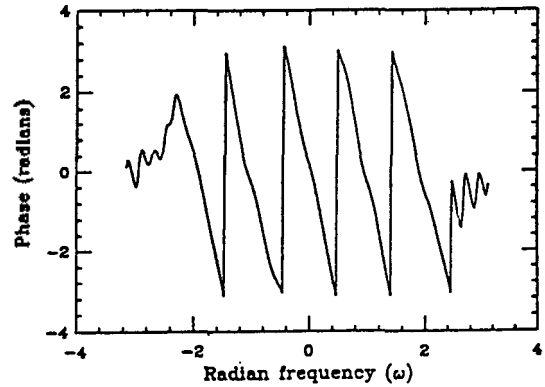
심볼 발생기는 64-QAM의 constellation을 갖는 독립적이면서 균일하게 분포된(i.i.d.) 심볼들의 수열을 만든다. 모든 모의실험에 사용된 등화기는 33개의 feed-forward 계수를 갖도록 했고 평방근 상승 코사인 임펄스 응답을 갖도록 초기화시켰다.

2. 채널

"채널"의 전체적인 주파수 응답(크기와 위상)을 그림8에 나타냈다.



(a) 진폭응답



(b) 위상응답

그림 5. 채널의 주파수 응답 (a) 진폭 (b) 위상

이 채널 특성은 채널 탐색 신호로써 22.5 Mbaud 디지털 마이크로 웨이브를 사용해서 실제 도시의 다중 경로 환경에서 측정해서 얻은 자료를 참고하였고, 이 채널의 계수는 복소수로써 각각 27개이며 부록에 나열하였다. 채널의 출력에는 독립적이면서 평균이 영인 부가 백색 가우시안(AWGN) 잡음이 더해진다.

3. FSE(Fractionally Spaced Equalizer)

샘플링 구간 T보다 더 짧은 샘플링 구간 T'를 가지는

동화기로서, 본 연구에서는 $T/2$ fractionally spaced 등화기를 사용하여 송신된 수열 사이사이에 "0"들을 삽입하였다.

4. 기 타

송신 신호열 $s(n)$ 과 채널 출력 $r(n)$ 은 모두 분산이 1의 크기를 갖도록 정했고, 신호대잡음비 SNR은 채널에서 부가되는 잡음보다 심분간 간섭(ISI)현상을 두드러지게 하기 위해서 SNR을 26.5dB로 고정시켰다. 주파수 오프셋(w_0)과 위상 오프셋(ϕ_0)은 둘다 채널 출력에서 얻었고, 주파수 오프셋($w_0=0$)을 포함시킨 것과 200개의 샘플 주기($w_0=2\pi/200$)를 갖는 작은 오프셋(1%)을 포함한 것을 각각 모의 실험하였다.

V. 모의 실험 및 결과 고찰

본 모의 실험에서는 그림 5에서와 같이 송신단에서 채널을 통과한 데이터를 이용하였고, 각각의 알고리즘의 성능 평가는 정상도와 MSE 성능 곡선의 측면에서 관찰하였다. 정상도는 64-QAM 신호체계를 뚜렷이 분별할 수

있는 상태를 정상상태라고 하며, MSE 측면에서는 일정한 level에 수렴한 상태를 정상상태라 하겠다.

1. constellation 배치에 따른 알고리즘 분석

그림6은 스텝크기 μ 가 0.0001일 때 Bussgang 알고리즘의 등화기 출력이다. 약 10,000회에서부터 정상 상태에 도달하여 정확히 분리된 constellation을 볼 수 있으며 어느 정도 위상 복구도 이루어짐을 볼 수 있다.

그림7은 Sato 알고리즘의 정상 상태에서의 constellation이 Bussgang 알고리즘에 대한 constellation보다는 좀 더 큰 사각형을 이루는 것을 알 수 있다.

그림10에 있는 CMA는 채널 출력에 대해 위상을 복구하지 않으므로 constellation이 약간 시계 방향으로 기울어져 있다.

2. 각 알고리즘의 MSE에 따른 성능 비교

각 알고리즘의 성능평가를 위해 수렴률을 이용하였다. 그림11은 지금까지 발표된 알고리즘들에 대한 성능 비교로서 스텝 크기는 각각의 알고리즘들의 특성을 파악하기 위해 임의적으로 0.0003과 0.0001로 고정하였고, 신호대

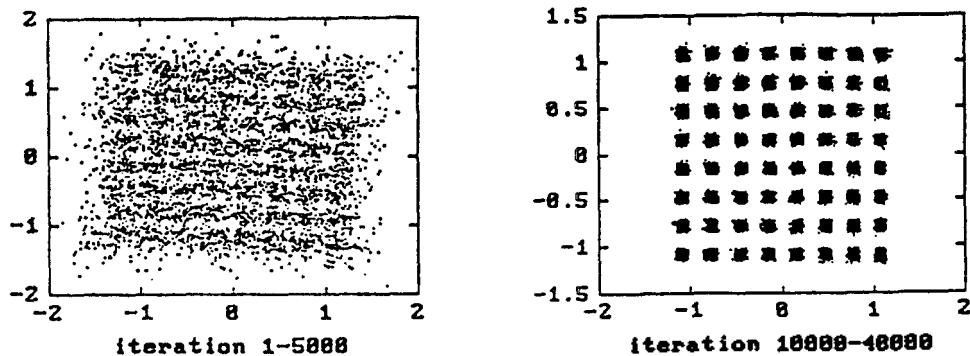


그림 6. Bussgang 알고리즘의 정상상태에서의 constellation ($\mu = 0.0001$, SNR = 26.5dB)

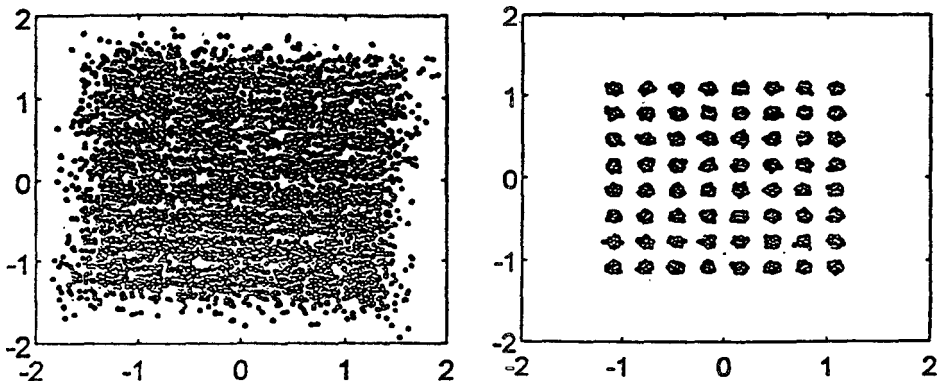


그림 7. Sato 알고리즘의 constellation ($\mu = 0.0001$, SNR = 26.5dB)

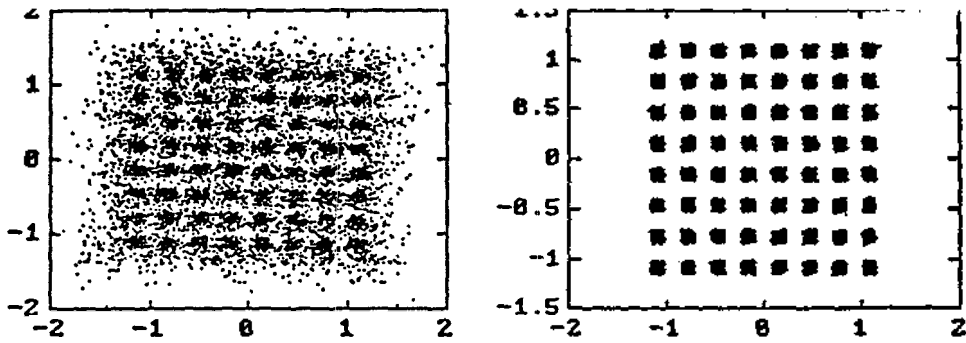


그림 8. Stop-and-Go 알고리즘의 constellation
($\mu = 0.0003$, SNR = 26.5dB)

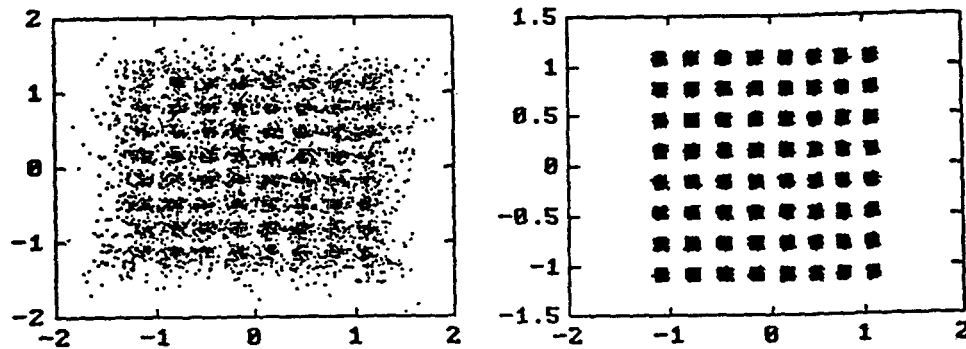


그림 9. Benveniste-Goursat 알고리즘의 constellation
($\mu = 0.0003$, SNR = 26.5dB)

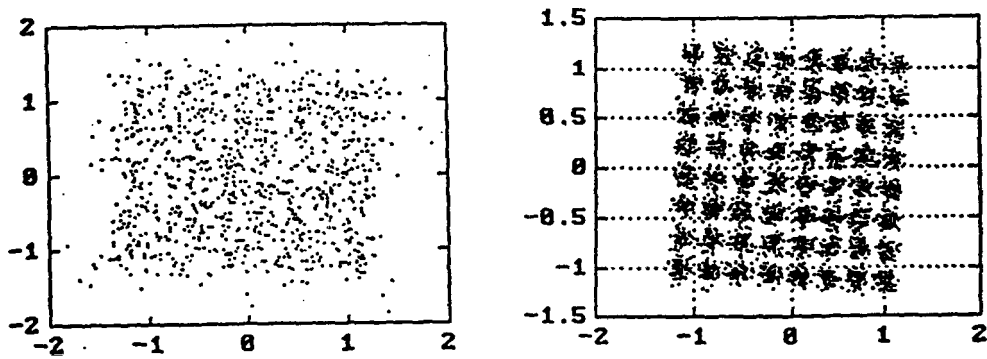


그림 10. CMA의 iteration에 따른 constellations
($\mu = 0.0001$, SNR = 26.5dB)

잡음비는 26.5dB로 하였다.

각각의 알고리즘들을 수렴률과 정상 상태에서의 MSE 레벨 두가지 측면에서 비교하면, CMA는 약 1000회 이전에 이루어지고 Sato 알고리즘이 4000회 정도, Bussgang 알고리즘과 Benveniste-Goursat 알고리즘이 5000회 정도 그리고 Stop-and-Go가 약 12,000회 정도에서 정상 상태에 도달하므로 CMA가 월등히 빠르게 수렴함을 알 수 있다.

또한, MSE 레벨의 측면에서는 CMA는 -20dB, Sato

알고리즘이 -25dB, 그 밖의 다른 알고리즘은 -26.5dB로 나타났다. 이 결과 오조정과 정상상태의 MSE 측면에서 보면 최적 Bussgang 알고리즘과 Benveniste-Goursat 알고리즘 그리고 'Stop-and-Go' 알고리즘이 우수하다고 할 수 있겠다.

주파수 오프셋이 1% 존재할 때 그 결과를 그림12에서 볼 수 있고, 수렴은 'Stop-and-Go' 알고리즘이 12,000회, Benveniste-Goursat 알고리즘이 10,000회, Bussgang 알고리즘이 7000회 정도에서 정상 상태에 도달하며, CMA

는 주파수 오프셋이 없을 때와 거의 마찬가지로 1000회 정도에서 수렴함을 알 수 있다.

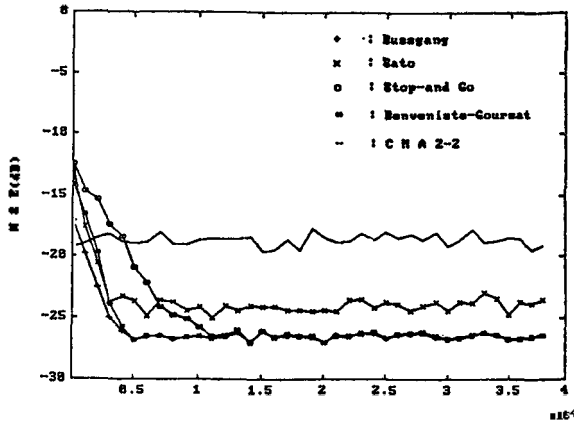


그림 11. Bussgang 계열의 알고리즘에 대한 성능비교 ($\mu = 0.0003$, SNR = 26.5dB)

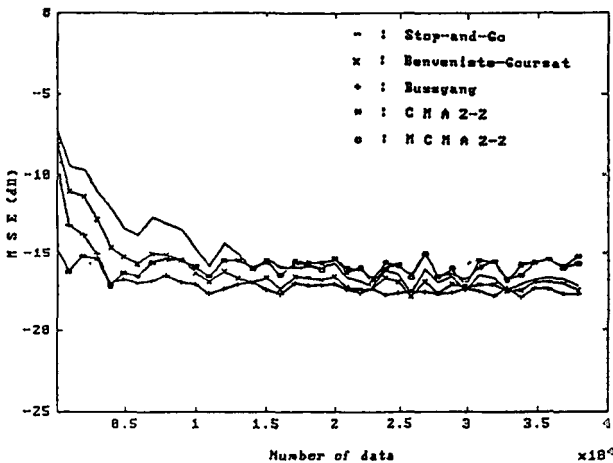


그림 12. 주파수 오프셋을 포함한 Bussgang 계열의 알고리즘에 대한 성능비교 ($\mu = 0.0001$, SNR = 26.5dB)

VI. 결 론

실험 결과에 따른 Bussgang 계열 블라인드 적응 알고리즘을 비교 분석한 결과, 주파수 오프셋이 없을 때 오조 정면에서 Bussgang 알고리즘과 Benveniste-Goursat 알고리즘 그리고 'Stop-and-Go' 알고리즘이 SNR 측면에서 가장 낮은 수렴률을 나타내었고, 정상 상태에 도달하는 수렴 속도면에서는 CMA가 가장 뛰어난 성능을 보였다.

주파수 오프셋(1%)이 있을 때는 전체적인 알고리즘들의 성능이 저하되었고, 그 중 Benveniste-Goursat와 'Stop-and-Go' 알고리즘이 가장 좋지 않았다. CMA는 주파수 오프셋을 고려할 경우에도 빠른 수렴률을 나타냈는데 이는 CMA가 임의의 위상 변화에 덜 민감하게 만들어졌기 때문으로 보인다. 그러므로 종합적으로 볼 때 CMA 계열

의 blind 알고리즘이 가장 좋은 수렴특성을 가진다고 볼 수 있겠다. 따라서, 차후 연구 과제는 주파수 오프셋 및 위상 오프셋이 어느 정도 존재하는 곳에서도 블라인드 등화 알고리즘이 우수한 성능을 보일 수 있는 알고리즘 개발이 요구된다.

부 록

이 채널 특성은 22.5 Mbaud 디지털 마이크로 웨이브를 사용해서 실제 도시의 다중환경에서 측정해서 얻은 자료를 참고하였다.

표 1. 채널 임펄스 계수

실수부	허수부	실수부	허수부
0.002432	-0.002904	0.001196	0.051176
-0.048581	0.006414	0.007838	0.020254
-0.073132	0.013605	-0.030121	-0.015119
-0.079931	0.006637	-0.121702	0.004433
0.018448	-0.011144	-0.212363	0.035953
0.611365	-0.064146	-0.201170	0.007416
1.381212	-0.101742	-0.077056	-0.047487
1.269741	0.008628	0.029752	-0.058639
0.372449	0.240093	0.049021	-0.022095
-0.141544	0.356384	0.026252	0.018388
-0.027774	0.216081	-0.001570	0.030547
0.110115	-0.007268	-0.017106	0.023019
0.066329	-0.071707	-0.012746	0.010595
0.005269	0.003559		

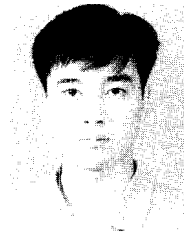
참 고 문 헌

1. S. Haykin, Adaptive Filter Theory, Englewood Cliffs, NJ, Prentice-Hall, 2nd edition, 1991.
2. J.G. Proakis, Digital communications, New York, McGraw-Hill, 2nd edition, 1989.
3. Y. Sato, "A method of self-recovering equalization for multilevel amplitude-modulation systems," IEEE Trans. Commun., vol. COM-23, pp. 679-682, June 1975.
4. G. Picchi and G. Prati, "Blind equalization and carrier recover using a 'stop-and-go' decision-directed algorithm," IEEE Trans. Commun., vol. COM-35, pp. 877-887, Sept. 1987.
5. J. R. Treicheler and B.G. Agee, "A new approach to multipath correction of constant modulus signals," IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, vol. ASSP-31, pp. 459-472, Apr. 1983.
6. A. Benveniste and M. Goursat, "Blind equalizers," IEEE Trans. Commun., Vol. COM-32, pp. 871-883, Aug. 1984.
7. 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.
8. R. Pan and C.L. Nikias, "The complex cepstrum of

higher order cumulants and nonminimum phase system identification," IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, vol. 36, pp. 186-205, Feb. 1988.

9. B. Porat and B. Friedlander, "Blind equalization of digital communication channels using high-order moments," IEEE Trans. Signal Processing, vol. 39, pp. 522-526, Feb. 1991.
10. S. Bellini, "Busgang techniques for blind equalization," in Proc. IEEE Global Telecommun. Conf., Houston, TX, DEc. 1986, pp. 1634-1640.
11. Richard D. Gitlin and Jeremiah F. Hayes and Stephen B. Weinstein, "Data Communications Principles," Plenum Press, New York and London, pp. 493-498, 1992.
12. S. Bellini, "Blind Equalization," Alta Freq., vol. 57, pp. 445-450, 1988.
13. G.J. Foschini, "Equalizing without altering of detecting data," AT&T Tech. J., vol. 64, pp. 1885-1910, Oct. 1985.
14. C.R. Johson, Jr., "Admissibility in blind adaptive channel equalization," IEEE Control Systems Mag., vol. 11, pp. 3-15, Jan. 1991.
15. J.M. Mendel, Lessons in Digital Estimation Theory, Englewood Cliffs, NJ, Prentics-Hall, 1987.
16. B. Widrow and S.D. Stearns, Adaptive Signal Processing, Englewood Cliffs, NJ, Prentice-Hall, 1985.
17. L.L. Horowitz and K.D. Senne, "Performance advantage of complex LMS for controlling narrowband adaptive array," IEEE Trans. Circuits Systems, vol. CAS-28, pp. 562-576, June 1981.
18. N.K. Jablon, "A real-time comparison of two blind equalization algorithms," in Proc. 21st Asilomar Conf. Signals, Systems, Computers, Pacific Grove, CA, Nov. 1987, pp. 452-457.
19. M. J. Ready and R.P. Gooch, "Blind equalization based on radius directed adaptation," in Proc. IEEE Int. Conf. Acoust., Speech, Signal Processing, Albuquerque, MN, Apr. 1990, pp. 1699-1702.
20. W.A. Sethares, G.A. Rey, and C.R. Johnson, Jr., "Approaches to blind equalization of signals with multiple modulus," in Proc. IEEE Int. Conf. Acoust., Speech, Signal Processing, Glasgow, Scotland, May 1989, pp. 972-975.
21. V. Weerackody, S.A. Kassam, and K.R. Laker, "A convergence model for the analysis of some blind equalization algorithms," in Proc. IEEE Int. Symp Circuits Systems, Portland, OR, May 1989, pp. 2136-2139.

▲김 형 석



1968년 8월 14일생
1993년 2월 : 인천대학교 전자공학과 졸업
1995년 8월 : 동 대학원 석사과정 졸업(공학석사)
1995년 9월~현재 : LG정밀 연구소 연구원

▲강 현 철



1959년 8월 21일생
1982년 : 연세대학교 전자공학과 졸업
1984년 : 동 대학원 졸업(공학석사)
1989년 : 동 대학원 졸업(공학박사)
1995년 : 미국 University of Minnesota (Post-doctor)
현재 : 시립 인천대학교 정보통신공학과 부교수
※주관심분야 : 영상처리, 패턴인식, 화상통신

▲변 윤 식



1955년 12월 16일생
1978년 : 연세대 공대 전기공학과 졸업
1981년 : 동 대학원 졸업(공학석사)
1985년 : 동 대학원 졸업(공학박사)
1990년 : 미국 Stanford대학 전자공학과 객원연구원
현재 : 시립 인천대학교 전자공학과 부교수
※주관심분야 : 신호처리 및 그 응용, 디지털 통신