
퍼지 확률 기울기 알고리즘을 이용한 등화기 설계

박형근* · 나유찬*

Design of Equalizer using Fussy Stochastic Gradient Algorithm

Hyoung-keun Park* · Yoo-chan Ra*

이 논문은 2004년도 남서울대학교 학술연구비 지원에 의하여 연구되었음

요 약

본 논문에서는 스텝 크기(step size)를 자동적으로 조절함으로써 빠른 수렴비와 낮은 초과 MSE를 갖는 TS(Tagaki-Sugeno) 퍼지 모델과 ISI에 강하고 위상변화에 둔감한 CMA(constant modulus algorithm)를 접목시킨 새로운 퍼지 확률 기울기(Fuzzy Stochastic Gradient) 알고리즘을 제시하고 비이상적인 전송채널에 의해서 발생한 왜곡을 보상함으로써 수신 측에서 비트 검출 오류를 감소시키기 위하여 국내 지상파 디지털 TV의 표준으로 되어 있는 VSB 방식에 적용 가능한 등화기(equalizer)를 구현하였다.

ABSTRACT

For high-speed data communication in band-limited channels, main of the bit error are fading and ISI(Inter-Symbol Interference). The common way of dealing with ISI is using equalization in the receiver.

In this thesis, channel adaptive equalizer which uses Fuzzy Stochastic Gradient(FSG) and Constant Modulus Algorithm(CMA) is nonlinear equalizer, or Blind equalizer, that works directly on the signals with no training sequences required. This equalizer employs Takagi-Sugeno's fuzzy model that uses the FSG algorithm, to automatically regulate the step size of the descent gradient vector, combining fast convergence rate and low mean square error(MSE), and the CMA which is a special case of Godard's algorithm, to having multiple dispersion constants(R_p).

키워드

퍼지 확률 기울기(FSG), 적응 채널 등화기, 디지털 TV, 8-VSB

1. 서론

디지털 설계 기술의 발달과 반도체 제조 공정 기술의 급속한 발전으로 시스템이 다양화되어 이용할 수 있는 통신채널은 점차 포화상태에 이르고 있다. 따라서 정보의 압축, 저장, 처리 및 대역 효율 면에서 우수한 디지털 방식으로 점차 전환되고

있지만 디지털 신호는 전송채널을 거치면서 열잡음이나 충격잡음 등에 의해 왜곡이 발생한다. 특히 신호의 시간지연과 위상변화에 의한 다중경로는 심벌간 간섭(inter-symbol interference : ISI)을 심하게 일으켜 비트 검출 오류의 주원인이 되고 있다.[1]

본 논문에서는 스텝 크기(step size)를 자동적으로

* 남서울대학교 전자정보통신공학부

접수일자 : 2004. 10. 11

로 조절함으로써 빠른 수렴비와 낮은 초과 MSE를 갖는 TS(Tagaki-Sugeno) 퍼지 모델과 ISI에 강하고 위상변화에 둔감한 CMA(constant modulus algorithm)를 접목시킨 새로운 퍼지 확률 기율기(Fuzzy Stochastic Gradient) 알고리즘을 제시하고 비 이상적인 전송채널에 의해서 발생한 왜곡을 보상함으로써 수신 측에서 비트 검출 오류를 감소시키기 위하여 국내 지상파 디지털 TV의 표준으로 되어 있는 VSB 방식에 적용 가능한 등화기를 구현하였다.

II. 적응 등화기법

송신단의 신호는 전송채널을 거치면서 여러 가지 왜곡이 생긴다. 이러한 왜곡은 기존의 아날로그 TV 시스템에서는 화질저하로 나타나지만 디지털 시스템에서는 수신측에서 비트검출 오류가 생겨 데이터 복원이 불가능하거나 예상치 못하는 결과를 가져온다.

특히 송신신호의 시간 지연과 위상 변화에 의한 다중경로는 ISI를 심하게 일으켜 비트검출 오류의 주원인이 되고 있다. 이렇게 비이상적인 전송채널에 의해서 발생한 왜곡을 보상함으로써 수신측에서 비트검출 오류를 감소시키고 가변적인 채널에 적응적으로 대처할 수 있는 기법이 요구되는데 이러한 기법이 채널 적응 등화(channel adaptive equalization) 기법이다.

그림 1과 같은 일반적인 디지털 통신 시스템에서 성능저하의 주된 원인은 ISI와 통신 시스템 및 채널에서 발생하는 부가성 백색 가우스 잡음(additive white Gaussian noise : AWGN)이라 할 수 있다. ISI의 보상 없이는 시스템의 성능향상을 기대할 수 없다. 일반적으로 ISI는 전송채널의 대역제한에 의해 야기되는 선형왜곡, 통신 시스템 내부에 존재하는 필터, 증폭기 등과 같은 구성요소의 비이상적 특성, 신호의 지연 및 다중경로 등에 의해 발생한다[2][3].

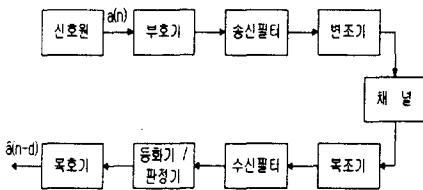


그림 1. 디지털 통신 시스템
Fig. 1 Digital transmission system

송신기는 신호의 성상도(signal constellation)를 이루는 신호집합으로부터 QAM, PAM 또는 PSK 신호열을 발생시킨다. 송신열은 스펙트럼 분포가 백색이며 독립적이고 동일한 분포를 갖는다. 또한 평균이 0이고 대칭이면서 성상도 상에서 균등한 확률분포를 갖는 것으로 가정하고

ISI를 유발하는 채널은 보통 임펄스응답이 h_k 인 FIR 필터로 모델링한다. 채널은 일반적으로 전달함수의 영(0)이 단위원 밖에도 존재하는 비최소 위상(nonminimum phase : NMP)이다.

또 시간에 따라서 변하는 시변 채널이지만 등화기의 추종속도보다 천천히 변하는 경우로 제한하면 시불변 채널이라 가정해도 무방하다. 실제 물리적인 채널은 비최소 위상이라 하더라도 항상 인과적이지만 디지털 신호처리에서는 지연소자를 도입할 때 $|h_0| \geq |h_k|, k \neq 0$ 가 되도록 충격응답을 정할 수 있다. 따라서 채널의 전달함수를 다음과 같이 pre-cursor ISI와 post-cursor ISI를 유발하도록 나타낼 수 있다.

$$H(z) = \sum_{k=-L_1}^{L_2} h_k z^{-k} \quad (1)$$

복조시에 반송파의 위상오차가 없고 심벌 표본화 순간이 정확히 일치했을 때 표본화한 후 수신신호 $x(n)$ 은 식 (2)와 같이 표현된다.

$$x(n) = \sum_{k=-L_1}^{L_2} h_k a(n-k) + \eta(n) \quad (2)$$

잡음 $\eta(n)$ 은 평균이 0이고 송신열 $a(n)$ 과는 확률적으로 독립인 부가성 가우스 잡음(additive Gaussian noise : AGN)이다. 등화기의 역할은 수신열 $x(n)$ 으로부터 일정한 지연시간을 허용하면서 본래의 송신열 $a(n)$ 을 복원하는 것으로, 지연시간은 선형등화기의 경우 기준탭(reference tap)의 위치에 의해 결정된다.[4][5]

결국 등화기는 채널의 ISI에 의해 왜곡된 수신열로부터 송신열을 다시 복원하는 필터로 채널의 역에 해당하는 특성을 갖게 된다. 만일 ISI가 없다면 수신열은 $x(n) = h_0 a(n) + \eta(n)$ 이 되어 등화기는 단순히 이득을 조정하게 되고, 이 경우 등화기의 탭수는 1개면 충분하다. 그러나 ISI가 존재하는 채널의 경우 충격응답의 펄스 개수보다 많은 계수를 가진 등화기가 필요하다.[6]

III. 새로운 퍼지 확률 기울기 알고리즘

III.1. 퍼지 논리 제어 시스템

퍼지 논리는 인간의 대화와 유사한 방법으로 정보를 표현하고 그 정보를 인간이 논하는 유사한 방법으로 처리하는 방법이다. 이것은 수치데이터와 언어정보를 동시에 다룰 수 있는 유일한 방법이다. 퍼지 논리 시스템은 단순 퍼지 논리 시스템(pure fuzzy logic systems)과 Takagi-Sugeno 퍼지 논리 시스템, 그리고 퍼지화와 비퍼지화를 갖는 퍼지 논리 시스템(fuzzy logic systems with fuzzifier and de-fuzzifier)으로 분류된다.

III.2. 제안된 알고리즘

적용 알고리즘은 수렴율(convergence rate) 또는 수렴속도와 불일치 오차(misadjustment), 계산의 복잡도, 수치적 확률로 성능을 평가 할 수 있다. 수렴율 또는 수렴속도는 어떤 적용 알고리즘을 적용했을 때 최적의 계수부근에 이르기까지의 반복횟수로 정의되며, 불일치 오차는 어떤 알고리즘에 의해 계수가 수렴할 때 최적치로부터 벗어난 정도를 나타내는 평균제곱오차, 계산의 복잡도는 계수를 1 번 갱신하는데 필요한 계산량을 나타낸다.

수치적 확률은 알고리즘을 하드웨어로 구현하거나 또는 컴퓨터로 계산할 때 반올림 잡음이나 양자화 잡음이 발생하게 되고 이러한 오차는 알고리즘의 안정성에 영향을 주게 된다.

일반적으로 필터의 적용 알고리즘에는 수렴속도를 증가시키기 위해 이 방법을 많이 이용한다. 특히 자력동화 알고리즘에서는 초기의 속도가 훈련동화 알고리즘에 비해 10배 이상 늦기 때문에 기어변환 방법을 이용하여 수렴속도를 개선한다. 갱신율은 하드웨어로 구현할 때 편리하도록 정해진 반복횟수마다 보통 2ⁿ으로 나누어준다.

TS 퍼지 모델에서는 입력변수로 제공된 에러오차인 $e(k)$ 가 0에서 멀어진 경우 계수갱신율을 크게 하고, 0에서 가까운 경우 계수갱신율을 작게 하여 수렴비와 추적비(tracking rate)를 향상시킬 수 있다는 기본 개념을 사용하였다.

등화기의 경우 수렴 후 개안도가 열리면 DD 알고리즘으로 전환을 하게 되는데 이때는 계수갱신율을 일정한 값으로 고정시켜야 지속적인 안정상태를 유지할 수 있다.

따라서 본 논문에서는 등화기의 적용 동화를 위해 계수 갱신율을 조절할 수 있는 TS 퍼지 모델을 이용한 퍼지 확률 기울기(FSG) 알고리즘과 수렴 후 위상의 변화에도 크게 영향을 받지 않는 CMA 알고리즘을 서로 접목시킨 FSG/CMA 알고리즘을

설계하였다.

등화기에서는 입력 신호열 $\{r(k)\}$ 과 출력 신호열 $\{s(k)\}$ 라 하고, 시각 k 에서 $r(k)$ 와 $s(k)$ 가 주어질 때, 시각 $k=0,1,2,\dots$ 에서 안정적으로 수렴을 하기 위한 등화기는 $f(e(k)): U \rightarrow R$ 로 설계할 수 있다.

$$W(k+1) = W(k) + f(e(k))X(k) \tag{3}$$

제 1 단계 : 입력공간 U 의 구간 $[0, +\infty)$ 에 6개의 삼각형 퍼지집합을 정의하고 각각의 퍼지집합의 정의 구역을 $VL=(1.6, 2.0, +\infty)$, $L=(1.2, 1.6, 2.0)$, $RL=(0.8, 1.2, 1.6)$, $RS=(0.4, 0.8, 1.2)$, $S=(0, 0.4, 0.8)$, $VS=(0, 0, 0.4)$ 일 경우 식(4)~식(9)와 같이 정규함수 형태의 멤버쉽 함수를 할당할 수 있다.

$$\mu_{VS}(x) = \begin{cases} 1, & x=0 \\ \frac{0.4-x}{0.4}, & 0 \leq x \leq 0.4 \\ 0, & x > 0.4 \end{cases} \tag{4}$$

$$\mu_S(x) = \begin{cases} 0, & x < 0 \\ \frac{x}{0.4}, & 0 \leq x \leq 0.4 \\ \frac{0.8-x}{0.4}, & 0.4 \leq x \leq 0.8 \\ 0, & x > 0.8 \end{cases} \tag{5}$$

$$\mu_{RS}(x) = \begin{cases} 0, & x < 0.4 \\ \frac{x-0.4}{0.4}, & 0.4 \leq x \leq 0.8 \\ \frac{1.2-x}{0.4}, & 0.8 \leq x \leq 1.2 \\ 0, & x > 1.2 \end{cases} \tag{6}$$

$$\mu_{RL}(x) = \begin{cases} 0, & x < 0.8 \\ \frac{x-0.8}{0.4}, & 0.8 \leq x \leq 1.2 \\ \frac{1.6-x}{0.4}, & 1.2 \leq x \leq 1.6 \\ 0, & x > 1.6 \end{cases} \tag{7}$$

$$\mu_L(x) = \begin{cases} 0, & x < 1.2 \\ \frac{x-1.2}{0.4}, & 1.2 \leq x \leq 1.6 \\ \frac{2.0-x}{0.4}, & 1.6 \leq x \leq 2.0 \\ 0, & x > 2.0 \end{cases} \tag{8}$$

$$\mu_{VL}(x) = \begin{cases} 0, & x < 1.6 \\ \frac{x-1.6}{0.4}, & 1.6 \leq x \leq 2.0 \\ 1, & 2.0 \leq x \leq +\infty \end{cases} \tag{9}$$

함수 $f(e(k))$ 는 추정 오차 $e(k)$ 로 선택된 입력 변수를 가지고 TS 퍼지 모델의 출력을 표시한다.

TS 퍼지 모델의 언어변수와 정의구역은 표 1과 같다.

표 1의 등화기의 에러 오차값을 측정된 것으로 DD모드로 전환한 후의 측정된 결과를 통해 에러 오차에 대한 퍼지화는 쉽게 얻을 수 있다. 언어변수의 선택은 수학적으로 정확하지는 않지만, 이들 언어변수는 정보를 효율적으로 표현할 수 있도록 등화기의 에러오차값을 통해 선택된 6개의 퍼지 삼각형이 그림 2와 같다.

표 1. 언어변수와 정의구역
Table 1. Linguistic variables and domain interval

언어변수	정의구역
VL = "very large"	(1.8, +∞)
L = "large"	(1.4, 1.8)
RL = "relatively large"	(1.0, 1.4)
RS = "relatively small"	(0.6, 1.0)
S = "small"	(0.2, 0.6)
VS = "very small"	(0, 0.2)

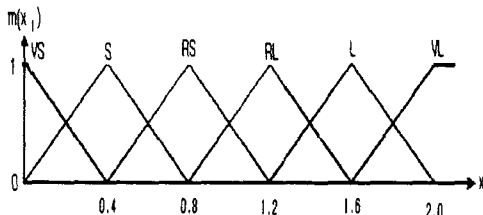


그림 2. TS 알고리즘의 퍼지규칙 베이스
Fig. 2 Fuzzy rule base of TS algorithm

제 2 단계 : 입력 변수 $|e(k)|$ 의 퍼지 언어변수의 분할 영역은 $VS=[0, 0.2]$, $S=[0.2, 0.6]$, $RS=[0.6, 1.0]$, $RL=[1.0, 1.4]$, $L=[1.4, 1.8]$, $VL=[1.8, +\infty)$ 이며, 6개의 "IF-THEN" 규칙을 생성시킬 수 있다.

제 3 단계 : 정의된 퍼지규칙을 기초로 하여 $f(e(k)) : U \rightarrow R$ 의 등화기를 구축한다.

LMS 알고리즘과의 차이점은 zero-memory 비선형 함수 $g(\cdot)$ 를 이용한다는 점이며 오차는 필터의 비선형 함수의 차로 식(10)과 같이 정의한다.

$$\begin{aligned} e(k) &= g(y(k)) - y(k) \\ f(e(k)) &= \mu e(k) = \mu(g(y(k)) - y(k)) \\ W(k+1) &= W(k) + f(e(k))X(k) \end{aligned} \quad (10)$$

이 오차 함수에 의해 식(11)과 같이 등화기의 계수를 갱신한다. 이 경우는 DD 모드로 변환했을 때

이다.

$$\begin{aligned} e(k) &= dec(y(k)) - y(k) \\ f(e(k)) &= \mu e(k) = \mu(dec(y(k)) - y(k)) \\ W(k+1) &= W(k) + f(e(k))X(k) \end{aligned} \quad (11)$$

$p=2$ 인 CMA가 적용된 경우는 식 (12)와 같다.

$$\begin{aligned} e(k) &= y(k)(R_2 - |y(k)|^2) \\ f(e(k)) &= \mu e(k) = \mu(y(k)(R_2 - |y(k)|^2)) \\ W(k+1) &= W(k) + f(e(k))X(k) \end{aligned} \quad (12)$$

IV. 제안된 채널 적응 등화기 설계

등화기의 입력 신호에는 여러 가지 열화요소가 존재하지만 크게 ISI와 반송파 오프셋(carrier offset)이 존재한다. 만약 반송파 오프셋이 존재한다면 등화기의 양자화기(quantizer)가 올바르게 동작할 수가 없게 되어 수렴할 수 없게 된다.

등화기는 ISI를 최소로 하기 위한 블록이므로 반송파 오프셋을 제거하기 위해 반송파 복원(carrier recovery loop) 회로가 필요하다. 등화기와 반송파 복원 회로를 결합하여 사용한 등화기는 그림 3과 같다.

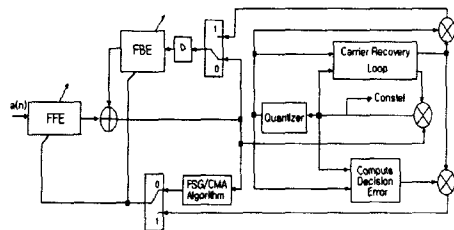


그림 3. 채널 적응 등화기와 반송파 복원 회로
Fig. 3 Block diagram of Channel adaptive equalizer and Carrier recovery loop

IV.1. 채널 적응 등화기

본 논문에서 ISI를 제거하기 위한 자력 등화기와 위상 보정을 위한 반송파 복원 회로를 서로 결합한 채널 적응 등화기는 그림 4와 같다. 여기서 8-VSB는 64탭의 FFE와 192탭의 DFE, M진-QAM일 경우 32탭의 FFE와 24탭의 DFE를 동작시키기 위한 제어블록, FSG 알고리즘과 CMA 알고리즘의 규칙 베이스를 바탕으로 한 FSG/CMA 알고리즘 블록, 그리고 8-VSB/M진-QAM 양자화 블록으로 구성되

며, 반송파 복원 회로는 위상 검출기와 루프 필터, NCO로 구성된다.

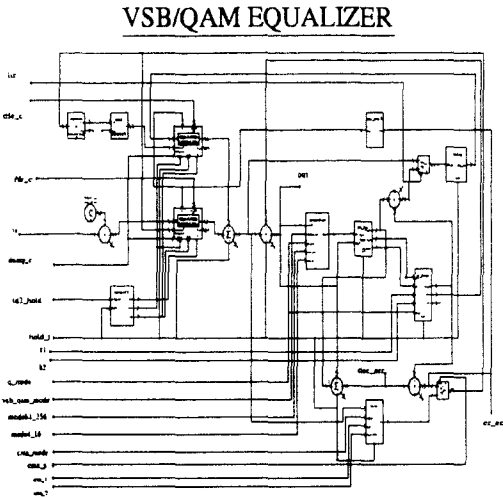


그림 4. 설계된 채널 적응 등화기
Fig. 4 Designed channel adaptive equalizer

IV.2. 규칙 베이스

FSG/CMA 퍼지 모델은 8-VSB 또는 QAM 입력 신호의 절대값을 이용하여 퍼지 언어변수의 정의 구역 안에 들어온 에러오차 값을 판정하여 이에 맞는 계수갱신율을 출력하게 된다. 계수갱신율과 에러오차 값의 곱은 계수갱신에 영향을 미치게 되므로, 빠른 수렴과 낮은 초과 MSE를 갖는 등화기의 설계는 규칙 베이스를 어떻게 설계하느냐에 따라 결정된다.

즉, 여기에서 퍼지 언어변수 값의 설정이 중요하다. 이 값의 결정은 통신 채널 상에서 컴퓨터 모의 실험을 위해 지상파 복조기와 케이블 복조기를 설계한 뒤 시뮬레이션 결과를 통해 결정된다. $f(e(k))$ 의 결과, VSB 모드일 때는 FSG 알고리즘과 DD 모드를 적용하고, QAM 모드일 때는 FSG 알고리즘과 변형된 CMA를 적용한 뒤 DD 모드를 이용하여 적응 등화를 수행한다.

지상파와 케이블 TV에 모두 적용 가능한 등화기의 설계는 두 개의 모드를 사용함으로써 가능하다. TS 퍼지 모델에서는 6개(VL, L, RL, RS, S, VS)의 퍼지 언어변수를 사용하였지만, 제안된 알고리즘에서는 4개(VL, L, S, VS)의 변수를 이용하여 규칙 베이스를 설정하였다.

이 이유는 VL과 L 또는 L과 RL사이의 에러오차 값은 0.005에서 0.0005사이의 값을 가지므로 두 정

의구역을 여러 개로 나누면 더 정확한 수렴을 하지만 하드웨어적으로 수렴속도는 느려지게 된다. 따라서 에러 오차값은 심벌수의 증가에 따라 서서히 수렴하기 때문에, 0에서 2.0까지의 정의구역을 4개로 나누어 사용하였다.

IV.3. 제어 블록

우선 채널 적응 등화기에서 제어해야 할 블록은 FFF와 FBF의 초기 탭 계수 값이다. 탭 계수값은 central spike 방법에 의해 가운데 있는 탭 계수만이 1이고 인 나머지 탭 계수는 0값을 갖도록 하는 방법이다. SPW의 FDS(Filter Design System)를 이용하여 FFF와 FBF의 초기 계수값을 생성시킨다. 두 개의 탭 계수 값은 ASCII 코드로 저장된다.

이 제어 블록은 탭 계수 값과 CMA 알고리즘 블록이 변형된 FSG/CMA 알고리즘으로 동작시키기 위한 제어 신호와 반송파 복원 회로의 루프 필터의 계수 K_1 와 K_2 값, 그리고 8-VSB와 M진-QAM 모드로 전환하기 위한 제어 신호를 발생시킨다.

V. 8-VSB 디지털 TV에의 응용 설계

디지털 HDTV방식은 잡음에 강하고, 낮은 송신 전력으로 인접 NTSC 채널에의 영향을 극소화할 수 있으며, ISDB(Integrated Service Digital Broadcasting)의 실현에 유리하다. 그러나 수신신호 전력이 일정수준 이하로 떨어지면 화면 전체가 수신에 불가능한 cliff effect가 나타나며, 아날로그 방식에 비해 가격이 비싸다.

V.1. 8-VSB 채널 복호기

8-VSB(ATSC) 방식의 주요 설계 파라미터는 채널 대역폭 6MHz(VHF/ UHF band), 초과 대역폭 11.5%, 심벌 전송속도로 10.76 Msymbol /sec, Trellis/Convolution 코드 R=7/8, RS 코드 RS(204,188) T=16, Payload data rate 19.28 Mb/s, C/N threshold 14.9dB를 8-VSB 방식의 채널 복호기는 8-VSB의 신호 발생기와 AGC(automatic gain control) 블록, 타이밍 복원(timing recovery) 블록, 파일럿 블록, 그리고 등화기로 구성된다.

CMA/DD 등화기, G_pseudo 등화기, 그리고 제안된 FSG/CMA 알고리즘을 사용한 등화기를 8-VSB 채널 복호기에서 모의 실험하였다. 8-VSB 채널 복호기의 블록은 그림 5와 같다.

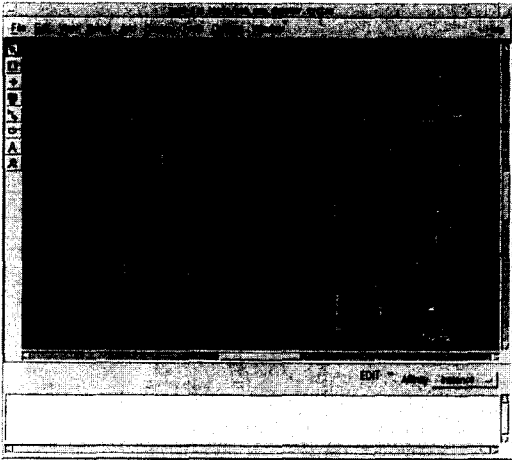
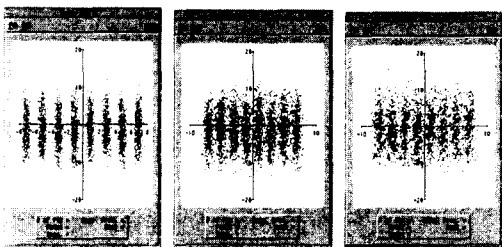


그림 5. 8-VSB 채널 복호기 블록도
Fig. 5 Block diagram of 8-VSB channel decoder

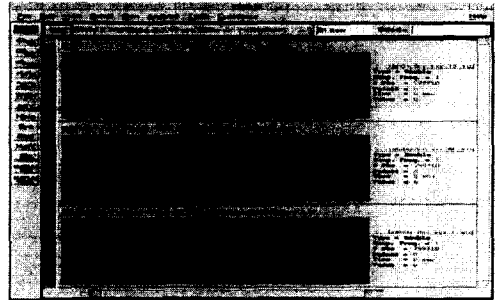
V.2. 모의실험 결과 및 고찰

CMA/DD 모드 알고리즘을 사용한 자력 등화 구조와 G_pseudo 알고리즘을 사용한 자력 등화 구조, 그리고 변형된 FSG/CMA 알고리즘을 사용한 자력 등화 구조의 성능을 검증하기 위해 SPW CAD Tools를 사용하여 GA의 8-VSB 지상파 전송 시스템에서 모의 실험을 하고 성상도, eye 패턴도와 SNR에 따른 BER을 통해 수렴성능을 분석하였다.

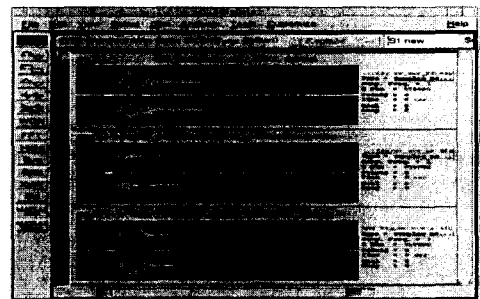
8-VSB 지상파 복호 시스템에서 CMA/DD 알고리즘을 사용한 적응 등화기, G_pseudo 알고리즘을 사용한 적응 등화기, 그리고 제안된 FSG/CMA 알고리즘을 사용한 적응 등화기의 성상도는 230,000 심벌에서 그림 6과 같다.



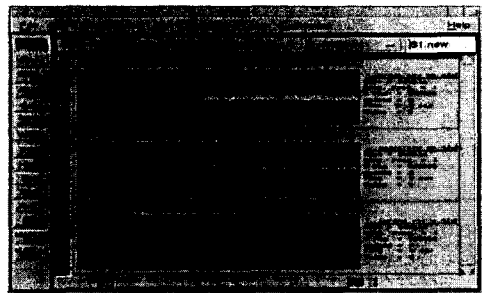
(a) FSG/CMA (b) G_pseudo (c) CMA/DD
그림 6. 8-VSB 채널 적응 등화기의 성상도
Fig. 6 Constellation of 8-VSB Channel adaptive Equalizer



(a) MSE power



(b) Error of Carrier Recovery loop



(c) Decision Error

그림 7. 8-VSB 채널 적응 등화기의 시뮬레이션
Fig. 7 Simulation of 8-VSB Channel adaptive Equalizer

그림 7은 FSG/CMA 등화기가 G_pseudo 등화기와 CMA/DD 등화기의 MSE power와 반송파 복원 회로의 에러와 양자화기에 의한 판정 에러 값을 나타낸다. MSE power는 100,000 심벌에서 FSG/CMA 등화기는 0.008, G_pseudo 등화기는 0.05, CMA/DD 등화기는 0.01과 같이 0에 가까운 값으로 수렴을 한다.

V.3. 3개의 적응 등화기의 성능 비교

제안된 퍼지 확률 기율기 채널 적응 등화기와 G_pseudo 등화기, CMA/DD 등화기의 BER에 대한 SNR(dB)의 성능 비교는 그림 4-22와 같으며, 3X10-6 BER에서 FSG/CMA 등화기가 G_pseudo 알고리즘 보다 SNR이 3.5dB의 개선되었다.

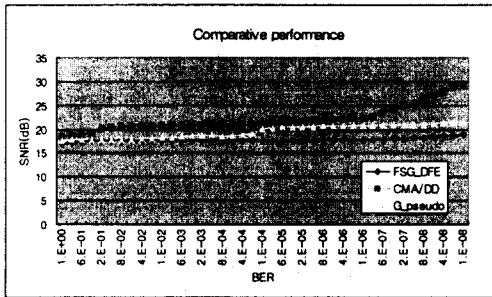


그림 8. 적응 등화기의 BER-SNR 성능 비교
Fig. 8 BER-SNR comparative performances of adaptive equalizers

FSG/CMA 알고리즘이 G_pseudo나 CMA/DD 알고리즘 보다 SNR 상실도(loss)는 약 1dB 정도 우수함을 정적 다중 경로 채널 Ensemble A~G에서 표 2와 같이 성능 평가하였다.

표 2. 정적 다중 경로에서 성능 평가
Table 2. Performance estimation in Static multipath

channel	SNR loss at TOV		
	G_pseudo	CMA/DD	FSG/CMA
Ensemble A	3.28 dB	5.25 dB	2.16 dB
Ensemble B	2.4 dB	4.5 dB	1.13 dB
Ensemble C	3.18 dB	5.5 dB	1.7 dB
Ensemble D	2.89 dB	9.25 dB	1.79 dB
Ensemble E	3.64 dB	5.5 dB	2.46 dB
Ensemble F	1.2 dB	2.75 dB	0.84 dB
Ensemble G	1.68 dB	-	0.37 dB

VI. 결 론

본 논문에서는 자력 등화기의 계산의 복잡성과 등화 성능 사이에 더 나은 trade-off를 찾기 위해 MSE를 최소화 하기 위해 스텝 크기를 자동적으로 조절할 수 있는 TS 퍼지 모델과 위상의 변화에 둔 감한 CMA 알고리즘을 접목시킨 새로운 퍼지 확률

기율기 알고리즘을 제안하였고, VSB방식과 QAM 방식에 모두 적용 가능하도록 VSB와 QAM 제어 방법과 VSB와 M진-QAM 양자화기를 설계하였다.

8-VSB 지상파 전송 시스템에 적용하여 ATTC의 테스트로 평가한 결과, 제안된 알고리즘이 G_pseudo나 CMA/DD 알고리즘 보다 3X10-6 BER에서 3.5dB의 SNR이 개선되었으며, 계수 갱신 방법을 통해 정적인 채널에서 약 0.1dB 정도의 TOV 이득을 얻었고, SNR 상실도(loss)는 약 1dB 정도 우수하였다.

참고문헌

- [1] J. G. Proakis, Digital Communications, 4rd. ed., McGraw-Hill, 2004.
- [2] E. A. Lee, D.G. Messerschmitt, Digital Communication, 2nd ed. Kluwer Academic Publishers, Boston, 1994.
- [3] S. Haykin, Adaptive Filter Theory, 3rd ed. Prentice Hall, 1996.
- [4] W. C. Lee, C. Ryu, J. H. Park, "An Iterative Hyperplane Projection Based Affine Projection Algorithm for Fast Converging Space-Time Adaptive Decision-Directed Equalizer", IEICE Trans. Comm. E series B, vol. 87, no. 12, pp.3673, 2004
- [5] Y. Fang, "New neural network for multi-channel blind equalization", Proc. of SPIE Wireless Comm. & Networks, pp.155-162, Nov. 2003
- [6] K. Watanabe, K. Yamashita, "A design method of blind spatial and temporal RBF equalizer using genetic algorithm", Proc. of the 41st SICE Annual Conference, vol. 4, pp.2124-2127, Aug. 2002

저자 소개

박형근(Hyung-Keun Park)

1993년 : 원광대학교 전자공학과 공학사
 1995년 : 원광대학교 전자공학과 공학석사
 2000년 : 원광대학교 전자공학과 공학박사
 2004년~현재 : 남서울대학교 전자정보통신공학부 초빙교수

나유찬(Yoo-Chan Ra)

1992년 : 원광대학교 전자공학과 공학사

1994년 : 원광대학교 전자공학과 공학석사

2002년 : 원광대학교 전자공학과 공학박사

1995년~1998년 : 정보통신부 전파연구소
공업연구사

1998년~현재 : 남서울대학교 전자정보통신공학부 부
교수

※관심분야 : 무선 통신시스템, RF 회로소자