

論文2002-39TE-2-4

디지털 TV에 적합한 새로운 구조의 채널 적응 등화기 설계 (Design of New Channel Adaptive Equalizer for Digital TV)

白 德 洙 * , 李 浣 範 * , 金 炯 均 **

(Deok-Soo Baek, Wan-Bum Lee, and Hyeoung-Kyun Kim)

요 약

최근 신경회로망 구조 또는 퍼지논리를 이용한 자력등화 즉, 비선형 등화에 대한 연구가 활발하게 진행되고 있다. 본 논문에서는 계산의 복잡성과 등화 성능 사이에 더 나은 trade-off를 찾기 위해 스텝 크기(step size)를 자동적으로 조절할 수 있는 즉, 에러 오차 값이 크면 계수갱신율을 크게 하고 에러 오차 값이 작으면 계수갱신율을 작게 하여 빠른 수렴비와 낮은 초과 MSE를 갖는 TS(Tagaki-Sugeno) 퍼지 모델과 ISI에 강하고 위상변화에 둔감한 CMA(Constant Modulus Algorithm)를 접목시킨 새로운 FSG(Fuzzy Stochastic Gradient)/CMA 알고리즘을 제안하였다. 제안된 FSG/CMA 알고리즘을 사용한 채널 적응 등화기를 설계하여 모의실험한 결과 기존 알고리즘 보다 3.5dB의 SNR이 개선됨을 확인하였다.

Abstract

Recently, the study on non linear equalization, self-recovering equalization using the neural Network structure or Fuzzy logic, is lively in progress. In this thesis, if the value of error difference is large, coefficient adaptation rate is bigger, and if being small, it is smaller. We proposed the new FSG(Fuzzy Stochastic Gradient)/CMA algorithm combining TS(Tagaki-Sugeno) fuzzy model having fast convergence rate and low mean square error(MSE) and CMA(Constant Modulus Algorithm) which is prone to ISI and insensitive to phase alteration. As a simulation result of the designed channel adaptive equalizer using the proposed FSG/CMA algorithm, it is shown that SNR is improved about 3.5dB comparing to the conventional algorithm.

I. 서 론

일반적인 디지털 시스템에서 송신신호의 시간지연과 위상변화에 의한 다중경로는 심벌간 간섭(Inter Symbol

Interference : ISI)을 심하게 일으켜 비트 검출 오류의 주원인이 되고 있다.

이러한 전송채널에서 발생한 왜곡을 보상함으로써 수신 측에서 비트 검출 오류를 감소시키는 기법을 채널 등화(channel equalization)라고 한다. 그런데 채널은 송수신기의 위치, 거리, 지형, 날씨 등의 여러 가지 요인에 의해서 가변적이기 때문에 가변적인 채널에 적응적으로 대처할 수 있는 채널 적응 등화기가 요구된다.^[1-2] 등화기는 형태에 따라 선형 등화기(linear equalizer)와 비선형 등화기(non-linear equalizer)로 구분할 수 있다. 선형 등화기에는 지연선(tapped delay

* 正會員, 益山大學 電子情報科

(Iksan national college Dept. Electronics & Information)

** 正會員, (주)아름테크놀로지

(Arum Technology Co.)

接受日字:2002年2月21日, 수정완료일:2002年5月6日

line)으로 구성된 횡단형(transversal type)이 주로 이용되며, 비선형 등화기는 디지털 심벌의 특성을 최대한 이용할 수 있는 판정 궤환 등화기(decision feedback equalizer : DFE)를 이용한다. DFE는 훈련등화기로서 주로 사용 된다^[3] 훈련등화는 훈련열을 이용하여 채널을 등화하는 방법이며, 입력과 출력을 모두 알고 시스템을 구하는 시스템 인식 문제와 동일하므로 기존의 평균제곱오차(Mean Square Error : MSE)를 최소화하는 LMS(Least Mean Square)나 또는 RLS(Recursive Least Squares) 알고리즘 등을 적용하여 쉽게 해결할 수 있다. 그러나 훈련열을 전송해야 하는 부담이 있고, 또 다지점 통신망(multipoint communication network)과 같이 훈련열을 전송하는 것이 불가능하거나 실현하기 어려운 경우 훈련열 없이 수신된 신호만을 이용하여 채널을 등화하는 자력등화(blind equalization)가 필요하다. 이러한 자력등화 즉, 비선형 등화에 대해서 최근에 신경회로망 구조 또는 퍼지논리를 이용한 연구가 활발하게 진행되고 있다^[4]. 따라서, 계산의 복잡성과 등화 성능 사이에 더 나은 trade-off를 찾기 위해 스텝 크기(step size)를 자동으로 조절할 수 있는 즉, 에러 오차 값이 크면 계수갱신율을 크게 하고 에러 오차 값이 작으면 계수갱신율을 작게 하여 빠른 수렴비와 낮은 초과 MSE를 갖는 TS(Tagaki-Sugeno) 퍼지 모델과 ISI에 강하고 위상변화에 둔감한 CMA(Constant Modulus Algorithm)를 접목시킨 새로운 FSG(Fuzzy Stochastic Gradient)/CMA 알고리즘을 구현하였고, 제안된 FSG/CMA 알고리즘을 사용한 채널 적응 등화기의 설계 및 성능분석은 SPW(Signal Processing WorkSystem) CAD Tools를 사용하였다. 설계한 채널 적응 등화기는 국내 지상파 디지털 TV의 표준으로 되어 있는 VSB 방식과 케이블 TV의 표준인 QAM 방식에 적용 가능하도록 설계하였다.

II. 디채널 적응 등화 기법

1. 채널적응 등화 모델

일반적인 디지털 통신 시스템의 모델은 그림 1과 같이 신호원, 부호기, 송신필터, 변조기, 전송채널, 복조기, 수신필터, 등화기 및 심벌 판정기, 복호기 등으로 구성된다.

이러한 통신 시스템에서 성능저하의 주된 원인은 ISI와 통신시스템 및 채널에서 발생하는 AWGN(Additive

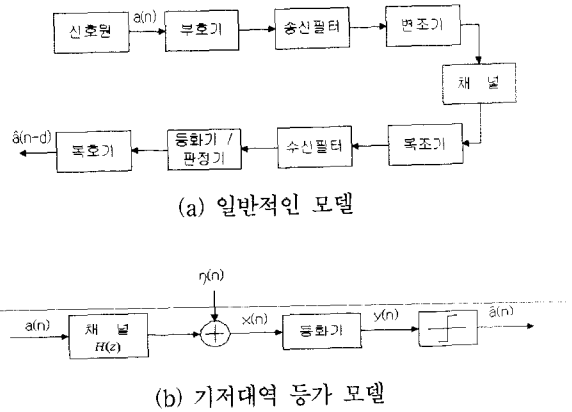


그림 1. 디지털 통신 시스템
Fig. 1. Digital transmission system.

White Gaussian Noise)이라 할 수 있다. ISI의 보상 없는 통신시스템의 성능향상을 기대할 수 없다^[5,6]. 그림 1(b)는 기저대역 등가채널 모델을 나타낸다.

ISI를 유발하는 채널은 보통 충격 응답이 h_k 인 FIR 필터로 모델링 된다. 일반적인 채널은 전달함수의 영(zero)이 단위원 밖에도 존재하는 비최소위상(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 식 (1)과 같이 precursor ISI와 post-cursor ISI를 유발하도록 나타낼 수 있다.

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

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

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

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(tap)의 위치에 의해 결정된다. 결국 등화기는 채널의 ISI에 의해 왜곡된 수신열로부터 송신열을 다시 복원하는 필터로 채널의 역에 해당하는 특성을 갖게 된다.

2. FSG 알고리즘과 변형된 CMA 알고리즘

(1) FSG 알고리즘

대부분 폭넓게 사용되는 stochastic gradient 알고리즘 중 하나가 Widrow-Hoff LMS 알고리즘이다. LMS 알고리즘은 상대적으로 구현하기가 간단하기 때문에, GA에 의한 지상파 HDTV 방송의 등화기에서 데이터 모드 뿐만 아니라 훈련 모드 양쪽에서 적용되어 왔다. Widrow-Hoff LMS 알고리즘은 탭 벡터(tap vector)를 적용시켜 식 (3)처럼 표현된다.

$$W(k+1) = W(k) + \mu e(k) X(k)^* \quad (3)$$

여기서 μ 는 안정성과 수렴비를 제어하기 위한 계수 갱신율이다. 만일 계수갱신율이 식 (4)와 같을 경우 임의의 초기 벡터 W_0 로 시작하는 탭 벡터 W_k 는 최적의 해인 W^* 로 수렴한다.

$$0 < \mu < \frac{1}{\lambda_{\max}} \quad (4)$$

여기서 λ_{\max} 는 자기상관 행렬 $R = E(XX^T)$ 의 가장 큰 고유치이다.

적응 등화에 대해 실제 가장 중요한 사항은 동적 고스트(ghost)를 추적하도록 등화기의 성능을 결정하는 수렴 속도이다. 일반적으로 가장 느린 탭으로 수렴했을 때에만 탭 벡터의 수렴이 이루어진다. slowest mode의 시간 상수는 식 (5)와 같다^[7].

$$t = \frac{1}{\mu \lambda_{\min}} \quad (5)$$

식 (5)는 탭 벡터의 수렴성에 대한 시간 상수가 계수 갱신율에 반비례하고 자기상관 행렬 R 의 고유치에 의존함을 알 수 있다. 순간 기울기 판정(instantaneous gradient estimate)에 근거한 적응방법은 탭 벡터에서 잡음으로 인해 성능이 감소한다. 적응 등화 과정에서 이러한 잡음 때문에 안정된 상태의 탭 벡터는 최적의 탭 벡터에 대해 임의로 변한다. 안정된 상태에서 탭 벡

터의 정확성은 초과 MSE에 의해 측정된다. LMS 알고리즘에서 초과 MSE는 식 (6)과 같다.

$$\text{excess MSE} = \mu T \gamma(R) \epsilon_{\min} \quad (6)$$

여기서 ϵ_{\min} 은 안정된 상태에서 최소의 MSE이다. 식 (4), 식(5), 식(6)은 LMS 알고리즘에 대해 양도논법(dilemma)을 반영한 것이다. 첫째, 안정된 상태에서 높은 정확성(낮은 초과 MSE)를 얻기 위해서는 작은 계수갱신율이 요구되지만, 이것은 수렴비가 떨어진다. 두 번째, 좋은 수렴성과 추적 특성을 얻기 위해서는 큰 값의 계수갱신율이 필요하지만, 이것은 높은 초과 MSE와 불안정 상태가 될 수 있다.

따라서 이를 해결하기 위한 방안으로 퍼지 논리 제어 이론을 활용하면 된다. 퍼지 논리 제어 이론은 전문적 지식 표현과 퍼지 추론을 사용하여 계수갱신율, 수렴율, 안정성과 초과 MSE 사이에 통합된 수학적 관련성의 부족으로 인해 복잡하고 부적절한 경우를 다룰 수 있는 특성을 가지고 있다.

퍼지 모델의 두가지 분류는 다음과 같다. 첫 번째는 애매한 예측을 갖는 “IF-THEN” 규칙에 근거한 LM(Linguistic Models)과 퍼지 추론을 사용한다. 두 번째는 많은 장점들을 갖고 있는 TS(Tagaki-Sugeno) 방법의 추론에 근거한 퍼지 모델이다. 흔히 TS 퍼지 모델은 퍼지 가정부분과 함수적 결론부분을 갖는 논리규칙으로 구성된다. FSG 알고리즘에서 식 (3)에서 계수갱신율은 잘 정의된 TS 퍼지 모델에 따라 자동적으로 조절된다. 이러한 퍼지 모델은 안정성, 수렴비와 초과 MSE사이에 좋은 절충안을 제공한다. TS 퍼지 모델의 입력 변수로 제공되는 에러 신호 e_k 는 상대적으로 0에서 멀어질 때, 계수갱신율은 수렴비와 추적비를 높이기 위해 상대적으로 큰 값을 갖는다. 그러나, 에러 신호 e_k 가 0에 가까울 때 FSG 알고리즘은 최적의 해에 수렴하고 계수갱신율은 낮은 초과 MSE를 얻기 위해 상대적으로 작은 값을 갖는다. 자력 등화기는 판정계환 등화기를 적용하여 설계 가능하며 FFF(feedforward filter)부분과 DFE부분으로 구성된다. FFF 부분은 LMS 등화기와 동일하며, DFE 부분은 필터의 출력을 판정한 값을 입력으로 받는다. DFE 부분은 이전에 검출된 심벌들에 의해 생겨난 현재의 추정으로부터 ISI가 일어나는 부분을 제거하는데 사용된다. DFE의 출력은 식(7)과 같다.

$$y(k) = \sum_{m=0}^M w(m)x(k-m) + \sum_{m=1}^M w(m)\hat{y}(k-m) \quad (7)$$

여기서 $\hat{y}(k)$ 는 k 번째 심벌의 추정치이고, $w(m)$ 은 필터의 계수이다. 등화기는 FFF 부분에 $(M+1)$ 개의 탭을 가지며, DFE 부분에 M 개의 탭을 갖는다. FSG 알고리즘은 식 (3)을 식 (8)과 같이 Widrow-Hoff LMS 알고리즘의 변형된 형태를 갖는다.

$$e(k) = d(k) - y(k) \\ W(k+1) = W(k) + \mu(d(k) - y(k))X(k)^* \quad (8)$$

함수 $f(e_k)$ 는 추정 오차 e_k 로 선택된 입력변수를 가지고 TS 퍼지 모델의 출력을 표시한다. TS 퍼지 모델의 언어변수와 분리간격은 표 1과 같다.

표 1. TS 퍼지 모델의 언어변수와 정의구역
Table 1. Linguistic variables and domain intervals of TS fuzzy model.

언어변수	정의구역
VL = "very large"	(1.8, $+\infty$)
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)

(2) 변형된 CMA 알고리즘

Sato가 제안한 경험적인 비용함수는 Godard에 의해 일반화되었다. Godard는 식(9)와 같이 신호의 모듈러스(modulus)를 일정한 값이 되도록 하는 새로운 비용함수를 정의하여 계수갱신 알고리즘을 유도하였다^[8].

$$J(n) = \{R_p - |y(n)|^p\}^2, R_p \equiv \frac{E[|a(n)|^{2p}]}{E[|a(n)|^p]} \quad (9)$$

R_p 는 송신열의 분포에 따라 결정되는 값으로 등화기의 증폭률을 제어한다. $p=1$ 인 경우는 Sato 알고리즘에 해당하며, 일반적으로 4차 모멘트까지 고려한 $p=2$ 인 경우를 주로 사용하며 이 경우를 특별히 CMA라고 한다.

CMA는 등화기 출력의 모듈러스를 R_2 에 접근하도록 하는 것으로 FSK나 PSK와 같이 일정한 모듈러스를 갖는 신호는 물론 PAM이나 QAM 신호에서도 잘 동작

한다.

식 (9)의 $p=2$ 로 하면 Godard가 제안한 알고리즘의 비용함수와 상수 값은 각각 식 (10), (11)과 같다.

$$J = E(R_p - |y(n)|^p)^2 \quad (10)$$

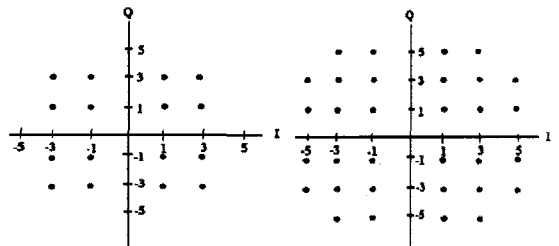
$$R_2 = \frac{E[|a(n)|^4]}{E[|a(n)|^2]} \quad (11)$$

식 (10)을 필터계수에 대해 미분하면 갱신 식은 식 (12)와 같다.

$$W(n+1) = W(n) + \mu X^*(n)y(n)|y(n)|^{p-2}(R_p - |y(n)|^p) \quad (12)$$

이때 p 는 2인 자연수로 설정하며, 이것이 CMA 알고리즘으로 식 (12)에 의해 적응 등화하게 된다. 에러 오차 값은 식 (13)과 같이 정의할 수 있다.

$$e(n) = y(n)(R_2 - |y(n)|^2) \quad (13)$$



(a) 16-QAM

(b) 32-QAM

그림 2. 16-QAM과 32-QAM의 성상도

Fig. 2. Constellation of 16-QAM and 32-QAM.

그림 2는 16-QAM과 32-QAM의 성상도를 나타내고, 표 2는 M진-QAM의 실수부와 허수부의 집합을 나타내고 있다. 16-QAM보다 32-QAM의 신호를 사용할 경

표 2. M진-QAM의 실수부와 허수부의 집합
Table 2. Real and imaginary sets of M-ary QAM.

M진-QAM	실수부와 허수부의 집합
4-QAM	{ ± 1 }
16-QAM	{ $\pm 1, \pm 3$ }
32-QAM	{ $\pm 1, \pm 3, \pm 5$ }
64-QAM	{ $\pm 1, \pm 3, \pm 5, \pm 7$ }
128-QAM	{ $\pm 1, \pm 3, \pm 5, \pm 7, \pm 9, \pm 11$ }
256-QAM	{ $\pm 1, \pm 3, \pm 5, \pm 7, \pm 9, \pm 11, \pm 13, \pm 15$ }

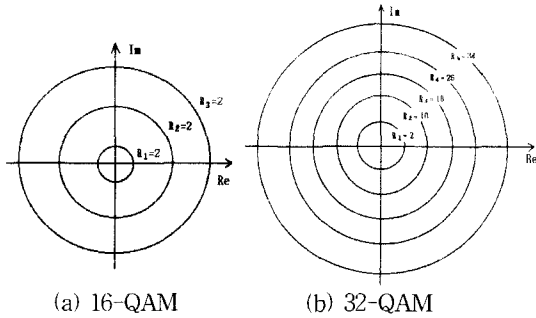


그림 3. 16-QAM과 32-QAM에서 크기가 같은 shell
Fig. 3. Shells with the same size in 16-QAM and 32-QAM.

우 전송할 데이터는 적지만, 좋은 화질과 음질을 가질 수 있다.

그림 3은 16-QAM과 32-QAM 신호에서 크기가 같은 shell들을 나타낸다. 즉 16-QAM의 경우 크기가 같은 shell을 R_1, R_2, R_3 의 3부분으로 구분할 수 있고 32-QAM의 경우 shell을 R_1, R_2, R_3, R_4, R_5 의 5부분으로 나눌 수 있다. 이들은 각각 $R_1=2, R_2=10, R_3=18, R_4=26, R_5=34$ 의 값을 갖는다.

LMS 알고리즘의 경우 정의되어 있는 훈련 신호와 수신 신호와의 차를 비용함수를 이용하여 등화하기 때문에 자력 등화에 비해 global 최소값을 정확히 추정할 수 있으나 자력 등화의 경우는 훈련 신호가 없으므로 수신된 신호만으로 원신호를 추정하고 이를 이용하여 오차를 계산하여야 한다. 이와 같은 점에 의해 자력 등화는 발산할 수 있는 가능성이 있으며 발산을 방지하려면 모든 신호에 공통적으로 적용할 수 있는 비용함수가 선택되어야 한다. 이 때문에 자력 등화는 오차를 추정하는데 시간이 많이 소요되며 수렴속도가 훈련신호를 사용하는 등화기법에 비해 느리게 된다. 그러나, CMA의 장점은 수신신호의 크기만을 가지고 등화해 나가기 때문에 위상변화에 민감하지 않아서 신호의 위상 변화에 의한 발산을 하지 않는다는 점인데 이는 달리 표현하면 위상의 변화를 잘 감지하지 못한다는 의미도 된다. 식 (12)의 CMA의 등화기 계수 갱신 식에서 상수값 R_p 와 출력신호의 전력 차로 적응 등화하게 된다. 표 3은 M진-QAM의 상수값과 판정경계 거리를 나타낸다.

R_p 가 2인 4-QAM의 신호일 때는 모든 신호의 전력이 큰 차가 나타나지 않으므로 CMA의 평가함수에 의

표 3. M진-QAM의 R_p 와 판정경계 거리
Table 3. R_p of M-ary QAM and decision boundary distance.

M진-QAM	R_p	판정경계 거리
4-QAM	2	0.5
16-QAM	13.2	2
64-QAM	58.1	4
256-QAM	237.2	8

해 등화가 잘 될 수 있으나, 16-QAM과 32-QAM의 경우 신호의 전력이 작을 때는 등화기 탭의 갱신이 이루어지지 않아 어느 정도 등화한 이후에는 큰 폭으로 진동한다. 따라서 R_p 를 시간에 따라 변화하는 값으로 대체하는 방법을 사용하는데 이 방법과 유사하게 등화의 출력에 따라 R_p 를 변화시키는 방법이 있다. 다음과 같이 R_1, R_2, R_3, R_4 신호의 경계를 $R_{b1}, R_{b2}, R_{b3}, R_{b4}$ 로 정의할 때 이 판정경계를 $R_{b1}=5.1, R_{b2}=11.46, R_{b3}=20.37, R_{b4}=30.56$ 로 나타내며 이 판정경계는 신호의 성상도로부터 구할 수 있다.

이와 같이 구해진 판정경계를 이용하여 초기에는 CMA로 동작하고 CMA에 의해 개안도가 열리면 이 때부터 변형된 CMA 등화기법으로 동작한다..

III. 새로운 FSG/CMA 알고리즘 구현

적응 알고리즘은 수렴율(convergence rate) 또는 수렴속도(convergence speed)와 불일치 오차, 계산의 복잡도 그리고 수치적 확률로 성능 평가를 할 수 있다. 계산의 복잡도와 수치적 확률은 알고리즘이나 필터의 구조에 의해 결정되지만 수렴율 또는 수렴속도는 갱신 알고리즘에서 계수갱신율(step size)에 의해 결정된다. 계수갱신율이 크면 수렴속도는 빠르지만 불일치 오차 또는 잔류오차가 크게 되며, 계수갱신율이 작으면 수렴속도는 늦지만 잔류오차가 작아진다. 따라서 계수갱신율은 수렴속도와 잔류오차를 절충하여 결정해야 한다. 기어변환 알고리즘은 계수 갱신 초기에는 갱신율을 크게 하여 속도를 증가시키고 점차로 갱신율을 줄여 안정상태에서 잔류오차를 줄이는 방법이다. 일반적으로 필터의 적응 알고리즘에는 수렴속도를 증가시키기 위해 이 방법을 많이 이용한다. 특히 자력등화 알고리즘

에서는 초기의 속도가 훈련등화 알고리즘에 비해 10배 이상 늦기 때문에 기어변환 방법을 이용하여 수렴속도를 개선한다. 갱신율은 하드웨어로 구현할 때 편리하도록 정해진 반복횟수마다 보통 2ⁿ으로 나누어준다. 여기서, 기어변환 알고리즘의 경우 정해진 반복횟수마다 즉, 일정시간이 지남에 따라 계수 갱신율을 2ⁿ으로 나누어주기 때문에, 처음부터 잡음이 있는 상태의 신호가 들어오는 경우에는 빠른 수렴 성능을 보일 수 있으나, 이미 수렴이 되고 난 다음 들어오는 신호에 잡음이 실리는 경우에는 계수 갱신율이 작아진 상태이므로 수렴 속도는 늦어져 수렴상태를 보장할 수가 없다.

TS 퍼지 모델에서는 입력변수로 제공된 에러오차인 $e(k)$ 가 0에서 멀어진 경우 계수갱신율을 크게 하고 0에서 가까운 경우 계수갱신율을 작게하여 수렴비와 추적비(tracking rate)를 향상시킬 수 있다는 기본 개념을 사용하였다. 등화기의 경우 수렴 후 개안도가 열리면 DD(Decision-Directde equalizer convergence)알고리즘으로 전환을 하게 되는데 이때는 계수갱신율을 일정한 값으로 고정시켜야 지속적인 안정상태를 유지할 수가 있다.

따라서, 본 논문에서는 등화기의 적응 등화를 위해 계수 갱신율을 조절할 수 있는 TS 퍼지 모델을 이용한 FSG 알고리즘과 수렴 후 위상의 변화에도 크게 영향을 받지 않는 CMA 알고리즘을 서로 접목시킨 FSG/CMA 알고리즘을 다음의 1~3단계를 통해 설계할 수 있다.

등화기에서는 입력 신호열 $\{a(k)\}$ 과 출력 신호열 $\{\hat{a}(k)\}$ 라 하고, 시각 k 에서 $a(k)$ 와 $\hat{a}(k)$ 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.

$$W(k+1) = W(k) + f(e(k))X(k) \quad (14)$$

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 그림 4로부터 다음 식(15)~식(20)과 같이 정규함수 형태의 멤버십함수를 할당할 수 있다.

$$\mu_{vs}(x) = \begin{cases} 1, & x=0 \\ \frac{0.4-x}{0.4}, & 0 \leq x \leq 0.4 \\ 0, & x > 0.4 \end{cases} \quad (15)$$

$$\mu_s(x) = \begin{cases} 0, & x < 0 \\ \frac{x}{0.4}, & 0 \leq x \leq 0.4 \\ \frac{0.8-x}{0.4}, & 0.4 \leq x \leq 0.8 \\ 0, & x > 0.8 \end{cases} \quad (16)$$

$$\mu_{rs}(x) = \begin{cases} 0, & x < 0.4 \\ \frac{x-0.4}{0.4}, & 0.4 \leq x \leq 0.8 \\ \frac{1.2-x}{0.4}, & 0.8 \leq x \leq 1.2 \\ 0, & x > 1.2 \end{cases} \quad (17)$$

$$\mu_{rl}(x) = \begin{cases} 0, & x < 0.8 \\ \frac{x-0.8}{0.4}, & 0.8 \leq x \leq 1.2 \\ \frac{1.6-x}{0.4}, & 1.2 \leq x \leq 1.6 \\ 0, & x > 1.6 \end{cases} \quad (18)$$

$$\mu_l(x) = \begin{cases} 0, & x < 1.2 \\ \frac{x-1.2}{0.4}, & 1.2 \leq x \leq 1.6 \\ \frac{2.0-x}{0.4}, & 1.6 \leq x \leq 2.0 \\ 0, & x > 2.0 \end{cases} \quad (19)$$

$$\mu_{vl}(x) = \begin{cases} 0, & x < 1.6 \\ \frac{x-1.6}{0.4}, & 1.6 \leq x \leq 2.0 \\ 1, & 2.0 \leq x \leq +\infty \end{cases} \quad (20)$$

함수 $f(e(k))$ 는 추정 오차 $e(k)$ 로 선택된 입력변수를 가지고 TS 퍼지 모델의 출력을 표시한다. TS 퍼지 모델의 언어변수와 정의구역은 표 4와 같다.

표 4의 정의구역은 등화기의 에러 오차값을 측정된 것으로 DD모드로 전환한 후의 측정된 결과를 통해 에러오차에 대한 퍼지화는 쉽게 얻을 수 있다.

표 4. FSG/CMA 퍼지 모델의 언어변수와 정의구역

Table 4. Linguistic variables and domain interval of FSG/CMA fuzzy model.

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)

언어변수의 선택은 수학적으로 정확하지는 않지만, 이들 언어변수는 정보를 효율적으로 표현할 수 있도록 등화기의 에러오차값을 통해 선택된 6개의 퍼지 삼각형이 그림 4와 같다.

제 2 단계: 입력 변수 $|e(k)|$ 의 퍼지 언어변수의 분할

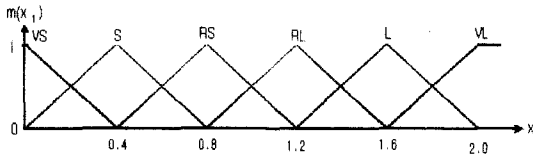


그림 4. TS 알고리즘의 퍼지규칙 베이스
Fig. 4. Fuzzy rule base of TS algorithm.

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, +∞)이며, 6개의 "IF-THEN" 규칙을 생성시킬 수 있다.

- R^1 : IF the error signal $|e(k)|$ is VL, THEN $f(e(k)) = 0.0001 * e(k)$
- R^2 : IF the error signal $|e(k)|$ is L, THEN $f(e(k)) = 0.00008 * e(k)$
- R^3 : IF the error signal $|e(k)|$ is RL, THEN $f(e(k)) = 0.00005 * e(k)$
- R^4 : IF the error signal $|e(k)|$ is RS, THEN $f(e(k)) = 0.00002 * e(k)$
- R^5 : IF the error signal $|e(k)|$ is S, THEN $f(e(k)) = 0.00001 * e(k)$
- R^6 : IF the error signal $|e(k)|$ is VS, THEN $f(e(k)) = 0.000005 * e(k)$

제 3 단계: 2단계에서 정의한 6개의 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 (21)과 같이 정의한다.

$$e(k) = g(y(k)) - y(k)$$

$$f(e(k)) = \mu e(k) = \mu(g(y(k)) - y(k)) \quad (21)$$

$$W(k+1) = W(k) + f(e(k))X(k)$$

이 오차 함수에 의해 식 (22)와 같이 등화기의 계수를 갱신한다. 이는 DD 모드로 변환했을 때이다.

$$e(k) = dec(y(k)) - y(k)$$

$$f(e(k)) = \mu e(k) = \mu(dec(y(k)) - y(k)) \quad (22)$$

$$W(k+1) = W(k) + f(e(k))X(k)$$

$\mu=2$ 인 CMA가 적용된 경우는 식 (23)과 같다.

$$e(k) = y(k) (R_2 - |y(k)|^2)$$

$$f(e(k)) = \mu e(k) = \mu(y(k) (R_2 - |y(k)|^2)) \quad (23)$$

$$W(k+1) = W(k) + f(e(k))X(k)$$

식 (21), 식 (22), 식 (23)은 등화기 설계시 사용되는 모드가 3개 모두 적용되기 때문이다.

IV. 새로운 FSG/CMA 알고리즘을 사용한 채널 적응 등화기 설계

1. 전체 채널 적응 등화기

등화기의 입력 신호에는 여러 가지 열화요소가 존재하지만 크게 ISI와 반송파 옵셋(carrier offset)이 존재한다. 만약 반송파 옵셋이 존재한다면 등화기의 양자화기(quantizer)가 올바르게 동작할 수가 없게 되어 수렴할 수 없게 된다. 등화기는 ISI를 최소로 하기 위한 블록이므로 반송파 옵셋을 제거하기 위해 반송파 복원(carrier recovery loop) 회로가 필요하다. 등화기와 반송파 복원 회로를 결합하여 사용한 등화기는 그림 5와 같다.

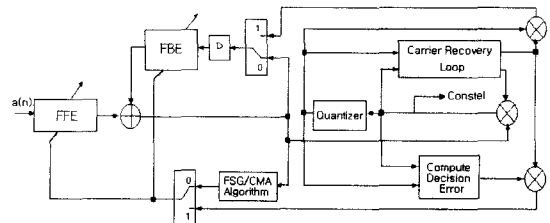


그림 5. 채널 적응 등화기와 반송파 복원 회로
Fig. 5. Block diagram of Channel adaptive equalizer and Carrier recovery loop.

본 논문에서는 ISI를 제거하기 위한 자력 등화기와 위상 보정을 위한 반송파 복원 회로를 서로 결합한 채널 적응 등화기를 구성하였다. 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 구성되며, 반송파 복원 회로는 위상 검출기와 루프 필터, NCO로 구성된다.

지상파 디지털 TV와 케이블 TV에 적용 가능하도록 설계된 VSB/QAM 등화기는 그림 6과 같다.

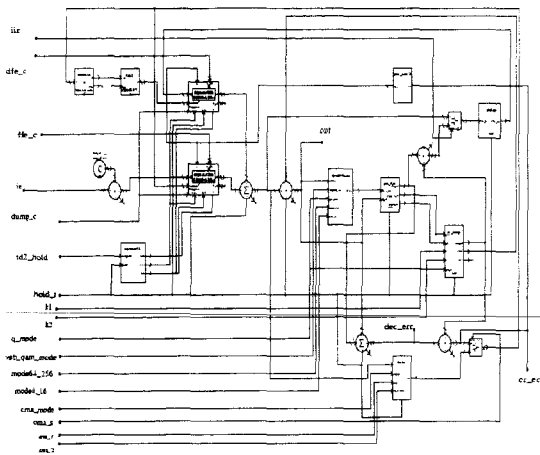


그림 6. 설계된 FSG/CMA 채널 적응 등화기
Fig. 6. Designed FSG/CMA channel adaptive equalizer.

2. 제안된 FSG/CMA의 규칙 베이스

FSG/CMA 퍼지 모델은 8-VSB 또는 QAM 입력 신호의 절대값을 이용하여 퍼지 언어변수의 정의구역 안에 들어온 에러오차 값을 판정하여 이에 맞는 계수갱신율을 출력하게 된다. 이 계수갱신율은 에러오차 값과 함께 계수갱신을 하기 위한 LMS 알고리즘으로 보내진다. 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. $Ae(k)$ 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(cable) 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 FSG/CMA 알고리즘에서는 4개(VL, L, S, VS)의 퍼지 언어변수를 이용하여 규칙 베이스를 설정하였다. 이 이유는 VL과 L 또는 L과 RL사이의 에러오차값은 0.005에서 0.0005사이의 값을 가지므로 두 정의구역을 여러 개로 나누면 더 정확한 수렴을 하지만 하드웨어적으로 수렴속도는 느려지게 된다. 따라서 에러오차값은 심벌수의 증가에 따라 서서히 수렴하기 때문에, 0

에서 2.0까지의 정의구역을 6개의 구역으로 나누기 보다 4개의 구역으로 나누어도 충분한 수렴을 할 수 있기 때문에 정의구역을 4개 사용하였다.

그림 7은 FSG/CMA 알고리즘의 IF 부분을 설계한 구성도이다.

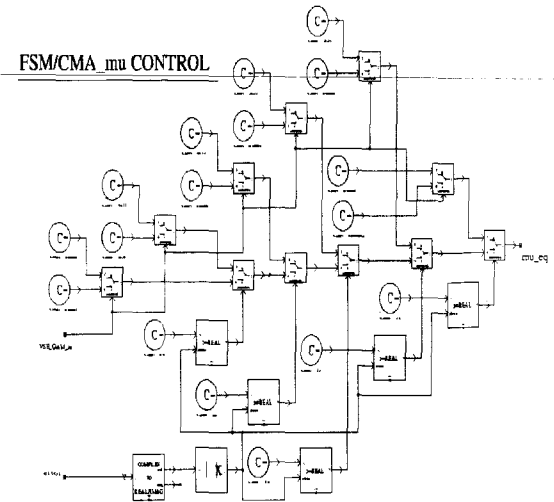


그림 7. FSG/CMA 알고리즘 구성도
Fig. 7. Block diagram of FSG/CMA algorithm.

3. 채널 적응 등화기의 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 계수값은 ASCII 코드로 저장된다. 제어 블록은 탭 계수 값과 CMA 알고리즘 블록이 변형된 FSG/CMA 알고리즘으로 동작시키기 위한 제어 신호와 반송과 복원 회로의 루프 필터의 계수 K_p 와 K_i 값, 그리고 8-VSB와 M진-QAM 모드로 전환하기 위한 제어 신호를 발생시킨다. 그림 8은 채널 적응 등화기의 제어 구성도이다.

설계한 변형된 CMA 알고리즘의 구성도는 그림 9와 같다. 256-QAM 신호를 이용할 때 변형된 CMA 알고리즘은 I와 Q성분의 정상도의 최대값이 15일 때, 입력 신호의 크기가 어느 한쪽이라도 8보다 크면 $R_p=250$ 인 것을 사용하고 I와 Q성분이 모두 8보다 작으면 $R_p=58.1$ 인 것을 사용한다. 따라서 하나의 R_p 를 갖기 보

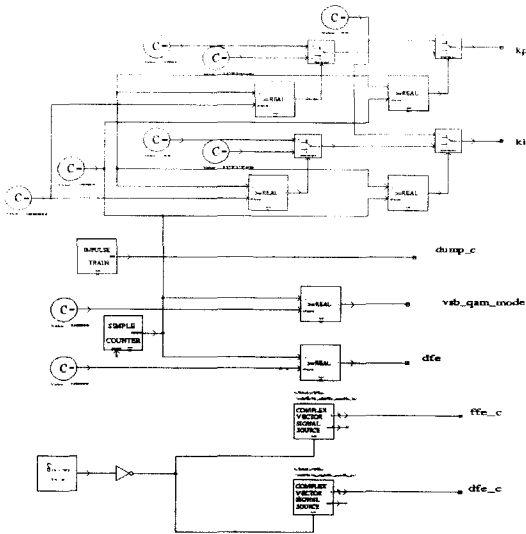


그림 8. 등화기의 제어 구성도
Fig. 8. Block diagram of equalizer.

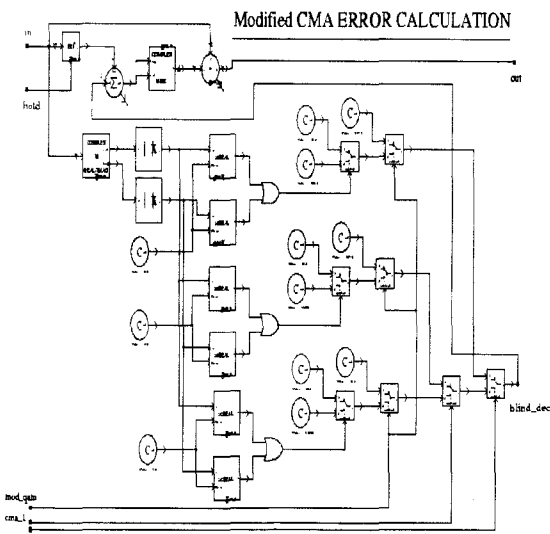


그림 9. 변형된 CMA 알고리즘 구성도
Fig. 9. Block diagram of Modified CMA algorithm.

다는 그 이상의 R_p 를 갖는 것이 보다 등화를 빨리 할 수 있게 된다.

지상파와 케이블 방송에 적합하도록 8-VSB 모드와 QPSK, 16-QAM, 64-QAM과 256-QAM인 M진-QAM 모드를 사용한 양자화 제어 모드와 그에 대한 양자화 블록도는 각각 표 5와 같고, 일반적인 양자화기는 Slicer와 같은 역할을 하게 된다. 따라서 QPSK, 16-QAM slicer, 64-QAM slicer, 256-QAM slicer를 표 5

와 같이 8-VSB와 M진-QAM 모드에 맞게 선택하기 위해 양자화기를 그림 10과 같이 설계하였다.

표 5. 8-VSB와 M진-QAM의 양자화 제어모드
Table 5. Quantization control mode of 8-VSB and M-ary QAM.

VSb와 M진-QAM	VSb	QAM_1	QAM_2	출력모드
VSb	ON	OFF	OFF	VSb+QPSK
	ON	OFF	ON	VSb+256-QAM
	ON	ON	OFF	VSb+64-QAM
	ON	ON	ON	VSb+16-QAM
M진-QAM	OFF	OFF	OFF	QPSK
	OFF	OFF	ON	256-QAM
	OFF	ON	OFF	64-QAM
	OFF	ON	ON	16-QAM

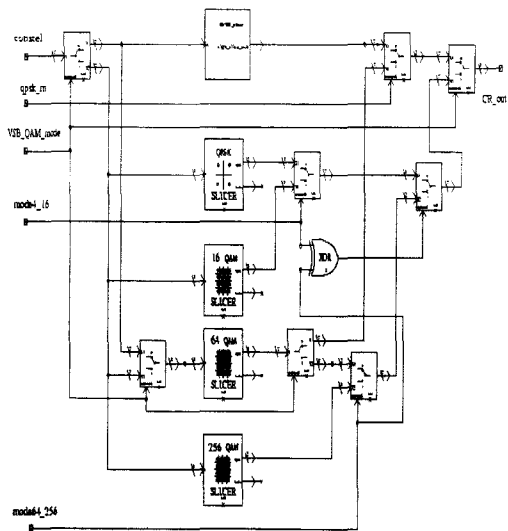


그림 10. 8-VSB/M진-QAM 양자화 블록도
Fig. 10. Quantization Block diagram of 8-VSB/M-ary QAM.

V. 모의실험 및 고찰

제안된 FSC/CMA 알고리즘을 사용한 채널 적응 등화기의 모의 실험 환경은 그림 11과 같다. 그림 11의 좌측상단은 채널 입력과 채널 출력, 그리고 등화기의 스펙트럼 분석에 관한 환경이며 상단 오른쪽은 리셋과 SNR, 시간, AWGN 이득, 비트 에러비를 측정하는 환경, 그리고 가운데는 QAM 신호 발생기 환경이다. 마치

막으로 하단은 CMA/DD 모드 알고리즘을 사용한 등화기와 G_pseudo 알고리즘을 사용한 등화기, 그리고 변형된 FSG/CMA 알고리즘을 사용한 등화기의 8-VSB의 정상도를 나타내고 있다.

변형된 FSG/CMA 알고리즘을 사용한 자력 등화 구조의 성능 위해 SPW CAD Tools를 사용하여 GA의 8-VSB 지상파 전송 시스템에서 모의 실험을 하고 정상도, eye 패턴도와 SNR에 따른 BER을 통해 수렴성능을 분석하였다.

표 6. 모의실험 환경 구성표

Table 6. Construction Table Simulation Environment.

NO	환경	모의 실험
(1)	Spectrum	입력/출력 등화기의 스펙트럼 비교
(2)	BER_rst	BER 측정시 리셋 단자
(3)	SNR	신호대 잡음비 표시
(4)	Window	심벌 수 표시
(5)	AWGN gain	AWGN의 이득 표시
(6)	BER	전체 비트 에러율의 표시
(7)	QAM signal generator	Real과 Imag의 QAM 신호 발생
(8)	Eye pattern & Constellation	변형된 알고리즘의 eye 패턴도와 정상도의 비교

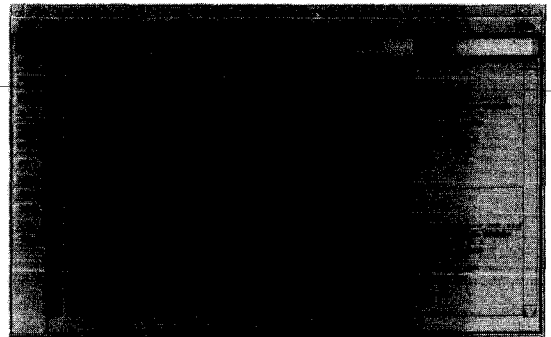


그림 12. pilot 신호와 등화기 출력신호(8-VSB)
Fig. 12. Pilot signal and output signal of the equalizer.

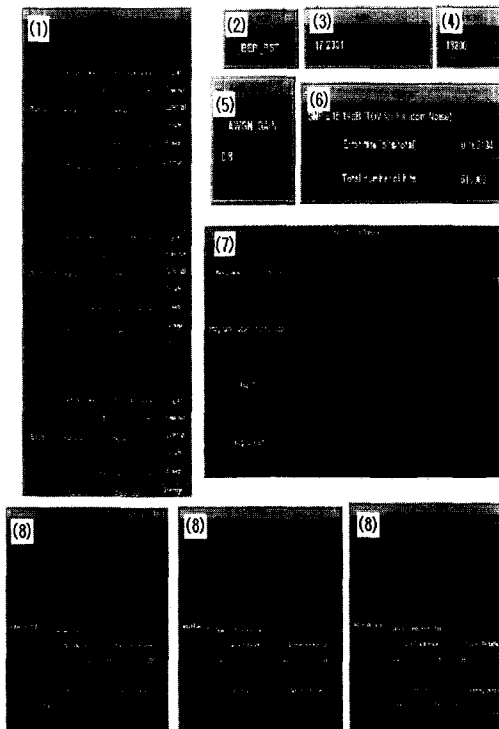
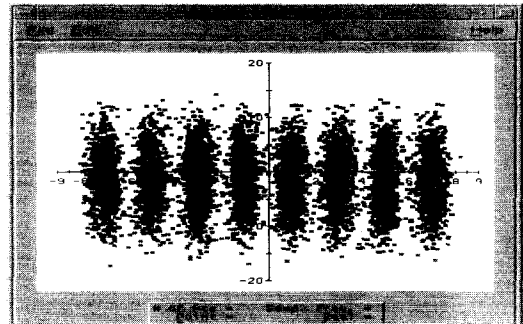
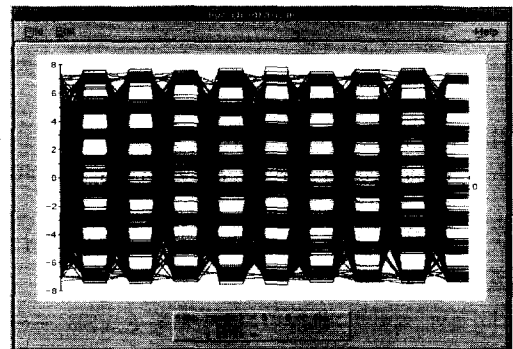


그림 11. 모의실험 환경
Fig. 11. Simulation Environment.

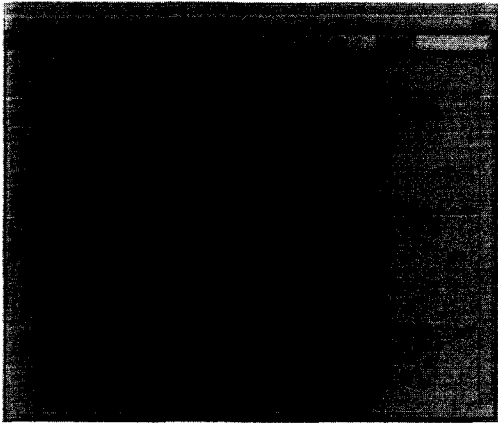


(a) 200,000 symbol data

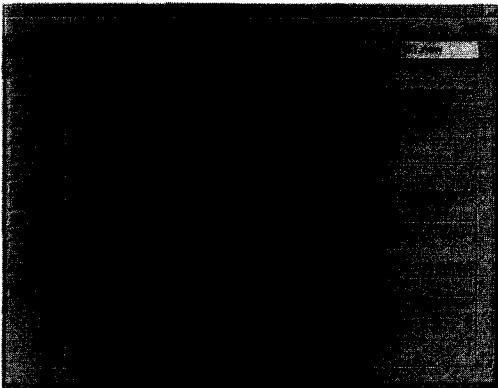


(b) eye diagram

그림 13. 200,000 심벌의 정상도와 eye 패턴도(64-QAM)
Fig. 13. Constellation and eye pattern of 200,000 symbol.



(a) MSE power



(b) Error of Carrier Recovery loop



(c) Decision Error

그림 14. 적응 등화기의 MSE power와 에러(8-VSB)
Fig. 14 .MSE power and Error of 8-VSB Channel adaptive Equalizer.

설계된 등화모드에 따라 정상도와 아이 패턴도를 통해 위상보정 시점과 수렴도를 볼 수 있으며, 전체 심벌 구간은 0~700,000이다. 그림 12는 8-VSB 복조기의

pilot 신호와 채널 등화기의 전체 시뮬레이션 결과를 보여주고 있다.

그림 13은 데이터 200,000 심벌 후의 정상도를 나타낸다. 등화기는 64-QAM 양자화기의 양자화된 값을 받아 등화하기 때문에 정확한 정상도의 모습을 확인할 수 있다. eye 패턴도의 눈도 7개로 거의 완전히 열려 있어 등화가 이루어짐을 확인할 수 있다.

그림 14는 FSG/CMA 등화기가 G_pseudo 등화기와 CMS/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, CMS/DD 등화기는 0.01과 같이 0에 가까운 값으로 수렴 한다.

그림 14(b)에서 반송파 복원 회로의 에러와 양자화기의 에러는 각각 170,000 심벌에서 FSG/CMA 등화기의 에러가 먼저 줄어들음을 볼 수가 있고, G_pseudo 등화기와 CMS/DD 등화기는 250,000 심벌에서 에러가 줄어들음을 볼 수 있어, FSG/CMA 등화기가 보다 빠른 수렴을 하고 있음을 확인할 수 있다.

FSG/CMA 등화기와 G_pseudo 등화기, CMA/DD 등화기의 BER에 대한 SNR(dB)의 성능 비교는 그림 15와 같으며, 3×10^{-6} BER에서 FSG/CMA 등화기가 G_pseudo 알고리즘 보다 SNR이 3.5dB의 개선되었음을 확인 하였다.

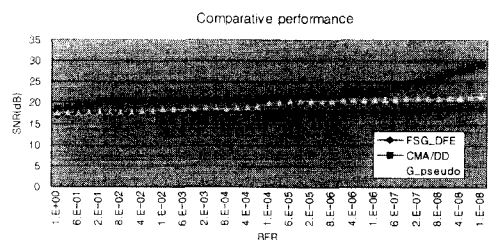


그림 15. 3개의 적응 등화기의 BER-SNR 성능 비교
Fig. 15. BER-SNR comparative performance of three adaptive equalizers.

VI. 결 론

대부분의 채널 적응 등화기는 초기에 수렴을 위한 학습 신호를 사용하지만, 대역폭의 손실이 있게 되므로 기준 신호를 사용하지 않는 자력 등화 알고리즘을 사용한다. 자력 등화기의 장점으로는 일대일(point-to-point) 통신 시스템이 아닌 다중 시스템인 경우 다른

접속자가 발생할 경우 다시 혼련열을 보내주지 않아도 되며, 혼련열을 사용함으로써 발생하는 경제적 손실을 줄일 수 있으며, 자력 등화기는 신호의 통계적 확률 분포만을 이용하기 때문에 원하는 응답을 필요로 하지 않는다는 점을 들 수 있어 무선통신이나 이동통신 시스템 등에 적용하고자 하는 연구가 활발히 진행되고 있다. 이러한 자력 등화기는 신경망이나 퍼지 이론을 이용하여 많이 연구되고 있으며, 등화기의 탭과 판정지연 값의 증가는 계산량을 기하급수적으로 증가시키므로, 계산량의 증가를 줄이기 위한 방법은 계수갱신율의 조절을 통한 빠른 수렴과 하드웨어 효율적 구조를 갖는 것이 필요하다.

따라서, 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 둔감한 CMA 알고리즘을 접목시킨 새로운 FSG/CMA 알고리즘을 제안하였고, VSB방식과 QAM방식에 모두 적용 가능하도록 VSB와 QAM 제어모드 방법과 VSB와 M진-QAM 양자화기를 설계하였다. 8-VSB 지상파 전송 시스템에 적용하여 ATTC의 테스트로 평가한 결과, 제안된 FSG/CMA 알고리즘이 기존 알고리즘 보다 3×10^6 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 우수함을 확인하였다.

참고 문헌

- [1] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, 3rd ed. Prentice Hall, 1996.
- [2] Z. Ding and R. A. Kennedy, "On the whereabouts of local minima for blind adaptive equalizers," *IEEE Trans Circuits and Systems*, vol. CAS-39, pp.119-123, Feb. 1992.
- [3] S. Chen, S. McLaughlin, B. Mulgrew, and P. M. Grant, "Adaptive Bayesian Decision Feedback Equalizer for Dispersive Mobile Radio Channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 43, no. 5, pp. 1937-1946, May 1995.
- [4] C. R. Johnson Jr, "Admissibility in blind adaptive channel equalization," *IEEE Contr. Syst. Mag*, pp. 3-15, Jan. 1991.
- [5] E. A. Lee, D.G. Messerschmitt, *Digital Communication*, 2nd ed. Kluwer Academic Publishers, Boston, 1994.
- [6] S. U. H. Qureshi, "Adaptive Equalization", *IEEE Proc.*, vol. 73, pp. 1349-1387, Sep. 1985.
- [7] D. N. Godard, "Self-Recovering Equalization and Carrier Tracking Two-Dimensional Data Communication Systems", *IEEE Trans. Comms.*, vol. COM-28, no. 11, pp.1867-1875, Nov. 1980.

저자 소개

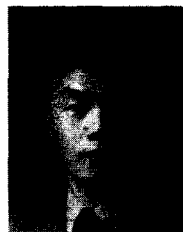
白德洙(正會員) 第39卷 TE編 第1號 參照



金炯均(正會員)

1993년 2월 : 원광대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1995년 2월 : 원광대학교 대학원 졸업(공학석사). 2001년 2월 : 원광대학교 대학원 졸업(공학박사). 2001년 3월~현재 : 아람 테크놀로지(주) 선임 연구원.

<주관심분야 : 고속 모델 설계, 데이터 압축, 디지털 신호 처리>



李浣範(正會員)

1995년 2월 : 원광대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1997년 8월 : 원광대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사). 1997년 8월~현재 : 원광대학교 전자공학과 박사과정. <주관심분야 : 디지털 신호처리, 디

지털 통신, VLSI 회로설계>