특집논문-10-15-1-00

DTV 방송 시스템 환경에서 동일 채널 중계기를 위한 다중 레벨 상관 LMS 기법

이 제 경^{a)}, 김 정 곤^{a)†}

Multi-Level Correlation LMS Algorithm for Digital On-Channel Repeater System in Digital TV Broadcasting System Environment

Lee Je Kyoung^{a)} and Kim Jeong Gon^{a)†}

요 약

본 논문에서는 8VSB 기반의 DTV 방송시스템에서 동일 채널 중계기에 적용 가능한 등화기 알고리즘에 대해 분석하고, 이를 통해 폐환신호에 의한 에러 전파를 감소 시키는 동시에, 수신 성능을 향상 시킬 수 있는 있는 등화기 구조를 제안한다. 폐환 신호의 효율적 제거 여부를 확인하기 위하여 LMS (Least Mean Square) 기반의 DFE (Decision Feedback Equalizer) 와 Correlation LMS 등의 알고리즘 분석을 통해, 이와 연동할 수 있는 다중레벨의 상관 LMS 기법을 제안하고, 이를 기존 방식들과 비교해 봄으로써 효율적으로 에러전파 현상을 크게 감소 시키는 것을 확인할 수 있었다. 컴퓨터 모의실험 수행시, DTV 방송 시스템 환경에 널리 사용되는 브라질 채널 모델을 적용하여 등화기 알고리즘을 서로 비교 분석하여 그 결과를 도출하였다. DTV 방송시스템에서 동작 수신 SNR 값인 15 ~ 25dB 까지 범위에서의 심볼 에러율 및 MSE (Mean Square Error) 등을 살펴보았다. 기존의 방식들과 비교해 본 결과 제안방식이 동일한 비트 에러 오류 정정 성능을 유지하는데 필요한 신호대 잡음비가 약 2 ~ 5 dB 정도 감소 했고, MSE 를 통한 수렴속도 측면에서도 필요시간이 감소하였음을 알 수 있었다.

Abstract

In this paper, the equalizer techniques that is able to adopt the digital on-channel repeater for 8VSB-based DTV system has been analyzed and we propose an effective equalizer structure which can reduce the error propagation phenomenon by the feedback signal and improve the receiver performance at the same time. In order to confirm the effective cancellation of the feedback signal, the multi-level Correlation LMS scheme is proposed through the analysis of conventional basic LMS based DFE and Correlation LMS algorithm and as compared with the conventional method, we can confirm the reduction of error propagation. When performing the computer simulation, as the Brazil channel model which is very popular for DTV broadcasting system is adopted, the result is drawn by comparing and analysing the equalizer algorithm. We have examine the symbol error rate which is in the range of 15 ~ 25dB of operation receipt SNR and MSE(Mean Square Error) in the DTV broadcasting system. As a result of comparing with the existing method, the signal-noise ratio which is necessary for maintain the bit error correction ability that the means of proposal is same is reduced by about 2 ~ 5dB, and in the rate of convergence through the MSE, we found the reduction of needed time.

Keyword: DTV, DFE, LMS, VSS LMS, Correlation LMS

I. 서 론

현재 지상파 TV 방송은 주파수 사용의 비효율성 및 서비스 지역의 제한과 서비스 영역 내에서 존재하는 음영지역 등의 문제가 아직까지 완전한 지상파 디지털 방송으로의 전환에 있어 걸림돌로 작용하고 있다. 이러한 문제점을 해결하기 위해서는 제한된 방송 주파수의 이용 효율을 높일 뿐만 아니라, 방송영역 내에서 안정적인 전파 세기를 보장할 수 있는 디지털 동일 채널 중계기(Digital On-Channel Repeater : DOCR)를 도입하여 단일 주파수 망(Single Frequency Network : SFN) 구성이 가능해지면, 같은 주파수를 재사용 할 수 있어 매우 효율적으로 주파수를 관리 할 수 있다^[1]. 그러나, 기존의 동일 채널 중계기로 단일 주파수 망을 구성할 경우 중계기는 수신신호를 단순히 증폭시켜 재전송 하므로 주 송신기와 중계기 사이의 전송 채널에 의해 야기된 잡음 및 다중경로에 의한 왜곡된 신호가 그대로 증폭되는 단점을 가지고 있으며 결국 출력 신호의 품질에 문제가 발생하였다. 이러한 출력 신호의 품질이 떨어지는 문제점을 보완하기 위하여 이러한 단일 주파수망을 구성하는 등화형 동일 채널 중계기 (Equalization Digital-On Channel Repeater : EDOCR) 기반의 등화기가 개발되었다. 본 중계기는 복수개의 동일채널중계기를 이용하여 한정된 자원인 주파수를 효율적으로 사용 가능하며, 송신기의 교체나 추가장비 없이 송신기 신호를 같은 주파수로 재생중계가 가능하다^{[2][3]}. 하지만 여전히 주 송신기의 송신신호와 중계기의 재전송 신호가 동일한 주파수를 사용하므로 EDOCR의 출력신호가 다시 입력으로 들어오는 궤환신호 문제가 발생한다. 이로 인해 중계기의 재전송 안테나의 출력이 송/수신 안테나의 이격(isolation) 수준 정도로 제한되는 문제점을 가지고 있다^[4]. 이러한 단점을 해결하기 위한 방법으로 궤환신호 제거기에 대한 연구가 진행되고 있으며, 본 논문에서는 이러한 문제점의 해결을 위해 Correlation LMS 기법을 이용한 새로운 등화기 알고리즘을 제안하여, 이를 기존의

등화기 알고리즘 방식들과 비교 및 분석하여 평가하였다.

본 논문에서는 1장 서론에 이어 2장에서 DTV 중계시스템의 등화기 시스템 및 다중 경로 채널 모델링에 대해 설명한다. 3장에서는 DTV 시스템에 적용되고 있는 기존의 등화 알고리즘에 대해 살펴보고, 이어서 4장에서는 제안한 등화기 알고리즘과 제안 배경에 따른 분석과 구조에 대해 설명한다. 이후 5장에서는 제안한 등화기 알고리즘에서의 모의 실험을 통한 실험 결과를 분석한 뒤 6장 결론을 통해 본 연구의 결과를 정리하고 결론을 맺는다.

II. DTV 중계시스템의 적용 등화기 분석

등화기는 송신신호가 다중 경로 채널을 통과함으로써 발생하는 인접 심볼 간섭(Inter-Symbol Interference : ISI)에 의한 신호 왜곡을 보상하기 위해 사용되며, 단일 방송파 시스템에서는 수신 성능에 민감한 영향을 미치는 중요한 블록이다. 본 장에서는 ATSC 8VSB DTV EDOCR 시스템에 적용되고 있는 등화기 구조 및 등화 알고리즘에 대해 설명한다^[5].

1. DTV 시스템의 EDOCR 중계기 구성도

단일 방송파 시스템인 ATSC 방식 DTV 시스템에서 사용되는 등화기는 ATSC A/53 표준에 명시된 바와 같이, 결정 궤환 등화기 (Decision Feedback Equalizer : DFE) 구조를 채택하고 있으며, 동작 알고리즘은 최소평균 자승법 (Least Mean Squar : LMS)을 사용한다. 또한, 등화기의 동작에 따라 알고리즘은 결정 지향 (Decision Directed) 알고리즘과 블라인드 (Blind) 알고리즘을 선택사항으로 두고 있다. A/53에는 등화기 업데이트에 요구되는 에러를 추정하기 위해 판정 사용을 명시하고 있다. EDOCR이 가지는 시스템 구성의 특징들은 다음과 같다^[6]. EDOCR은 FEC (Forward Error Correction) 복호 및 부호화부를 사용하지 않기 때문에 DOCR 입력 신호와 출력신호가 다른, 즉 모호성 문제를 가지지 않는다. EDOCR은 복조부를 사용하기 때문에 수신 신호의 선택성이 우수하다. 즉, 인접 채널 제거

a) 한국산업기술대학교 전자공학과

Department of Electronics Engineering, Korea Polytechnic University

* 교신저자 : 김정곤 (jgkim@kpu.ac.kr)

· 접수일(2009년10월8일), 수정일(2010년1월8일), 게재확정일(2010년1월30일)

능력이 우수하다. EDOCR은 TBD (Trellis Back Depth)가 1인 트렐리스 복호기를 판정 장치(Decision Device)로 가지는 블라인드 DFE를 사용한다. 또한, DOCR 송/수신 안테나의 낮은 분리도로 인해 야기된 피드백 신호를 제거할 수 있기 때문에, DOCR 송신출력을 높일 수 있다. EDOCR은 재변조부를 사용하기 때문에 송신 신호의 RF Spectrum Mask 규격을 만족한다. EDOCR은 상대적으로 간단한 구조와 시간 지연을 줄이기 위한 알고리즘으로 인해 낮은 시스템 지연($5.5\mu s$)을 가진다.

2. 비터비 디코더를 사용하는 Blind DFE 구조

EDOCR에서는 TBD가 1인 트렐리스 복호기를 판정 장치로 가지는 블라인드 DFE를 사용한다. 이러한 블라인드 DFE는 주송신기와 DOCR 사이의 전송로에 의해 야기된 잡음 및 다중경로 신호를 제거할 수 있기 때문에, DOCR 출력 신호 품질을 입력 신호 보다 우수하게 만든다. 블라인드 모드에서는 LMS(Least Mean Square), CMA (Constant Modulus Algorithm), SAG (Stop-And-Go) 알고리즘 등의 여러 가지 블라인드 알고리즘이 사용될 수 있으며, 현재 DTV 등화기 알고리즘으로 적용되고 있는 가장 널리 사용되고 LMS의 등화 알고리즘을 바탕으로 비터비 디코더와 DFE가 연동되어 등화기 출력신호에서 판정되는 신호의 에러 확률을 최소화 시키는 등화 방법이다.

비터비 디코더 출력을 이용한 신호 검출은 LMS의 등화 알고리즘 공식으로 업데이트 함에 있어서 에러에 대한 정확한 추정값을 제공하며, 또한 잘못 결정된 신호가 DFE의 FBF(Feed Back Filter)를 통과함으로써 발생하는 에러 전파 현상을 최소화 할 수 있다⁷⁾. 그림 1은 TBD가 '1'을 가진 비터비 디코더를 사용하는 DFE의 동작 구성도이다.

3. DTV 채널 모델링 구성

본 논문에서는 제안한 구조에 대한 DTV 시스템의 성능을 분석하기 위하여 브라질 채널 모델을 사용하였다. 다음 표 1은 브라질 채널의 각 모델에 따른 주경로와 다중 경로의 수신 신호의 상대적 전력크기(dB), 지연시간(μs)을 나타낸다⁸⁾. 브라질 A채널은 주경로에 비해 수신 신호의 전력크기가 작고, 지연이 짧은 다중 경로를 실외 안테나로 수신하였을때의 크기가 지연 값을 나타낸다. 가장 큰 다중경로 신호의 크기가 주경로에 비해 -13dB 이하이고, $6\mu s$ 이하의 지연값을 가지므로 양호한 채널환경이다. 실내외 중간 지점 수신 환경인 브라질 C 채널은 주경로와 크기가 비슷하고, 지연이 짧은 다중 경로들로 이루어졌으며, 프리고스트(Pre-Ghost) 도 존재한다. 수신신호의 영상이 2중 3중으로 보이는 현상을 '고스트' 라고 하고 송신기의 신호와 DOCR의 출력 신호 사이의 지연 시간 때문에 프리고스트가 발생한다. 실내 안테나 수신 환경인 D 채널은 프리고스트 신호

그림 1. TBD가 '1'을 가진 비터비 디코더를 사용하는 DFE의 구조
Fig. 1. DFE Structure with Viterbi Decoder in the case of TBD '1'

표 1. 브라질 채널 모델
Table 1. Brazil Channel Model

Brazil Channel		Path 1	Path 2	Path 3	Path 4	Path 5	Path 6
A	Delay (μ sec)	0	0.15	2.22	3.05	5.85	5.93
	Amplitude (dB)	0	-13.8	-16.2	-14.9	-13.6	-16.4
B	Delay (μ sec)	0	0.3	3.5	4.4	9.5	12.7
	Amplitude (dB)	0	-12	-4	-7	-15	-22
C	Delay (μ sec)	0	0.089	0.419	1.506	2.323	2.799
	Amplitude (dB)	-2.8	0	-3.8	-0.1	-2.5	-1.3
D	Delay (μ sec)	0.15	0.63	2.22	3.05	5.86	5.93
	Amplitude (dB)	-0.1	-3.8	-2.6	-1.3	0	-2.8
E	Delay (μ sec)	0	1	2	-	-	-
	Amplitude (dB)	0	0	0	-	-	-

가 많고, 주경로와 수신 신호 크기가 비슷한 다중 경로가 브라질 A 채널과 유사한 지연 값을 가지며 수신된다. SFN 채널 환경인 브라질 E 채널은 크기가 같은 3개의 신호를 지연 값만 다르게 수신하는 경우로 3개의 송신기 중간 지점에서 수신하는 환경이다.

III. 기존 등화 알고리즘 분석

1. LMS 알고리즘

LMS 알고리즘은 디지털 여파기(Digital Filter)의 출력신호와 기준신호에 대해 요구되는 출력 신호와 오차를 최소화 하는 방향의 가중치를 구해줌으로써 Squared Error를 최소화 시키는 것이다. $W(n)$ 는 Weight Factor(필터계수)을 말하며, 이를 μ 라 나타낸다. 다시 말하자면, LMS 알고리즘의 수렴 특성을 결정하는 스텝 크기를 $W(n)$ 로 나타낸다. 즉 스텝 크기가 크면 등화기의 수렴 속도가 향상되는 반면에 평균 자승 오차(MSE)가 증가 하며, 스텝 크기가 작으면 MSE는 낮으나 등화기의 수렴속도가 느려지므로 동시에 우수한 성능 조건을 다 만족할 수 없는(Trade-off)관계가 성립한다^[9]. 기존의 LMS 알고리즘은 필터 계수를 갱신하는데 있어서 단일의 스텝 사이즈를 이용하므로 시변 채널 환경

에서 채널계수를 추정하고 따라가는데 어려움이 있다.

2. VSS(Variable Step Size) LMS 알고리즘 구조

기존의 LMS 알고리즘 구조와 같으며, 수렴속도와 수렴 오차를 결정하는 핵심 인자인 μ 에 의해 수렴 상태가 결정된다. μ 가 적으면 수렴 속도는 느리나 안정된 수렴을 하고 μ 가 크면 안정되지는 않지만 빠른 수렴을 한다. 수렴의 초기 상태는 오차의 기울기 범위가 크고, 최적의 상태로 가까워질수록 오차의 기울기는 작다. 그러므로 수렴의 초기에는 μ 값을 크게 잡아 빠른 수렴을 하고, 나중으로 갈수록 μ 값을 작게 하여 안정된 수렴향상 효과를 기대할 수 있는 알고리즘이 바로 가변 스텝 사이즈(Variable Step Size) 기반의 LMS 알고리즘이다. VSS LMS는 오차신호의 제곱을 이용하여 반복될 때 마다 update 된 파라미터 α 와 β 에 의해 μ 값을 변화시키는 것으로 다음 식 (1)이 계산된 후 다음 식(2)과 같이 다음 반복될 때 필요한 적용 상수가 결정된다.

$$h(n+1) = h(n) + \mu e(n) x(n) \quad (1)$$

$$\mu_{k+1} = \alpha \mu_k + \gamma e_k^2 \quad (2)$$

$$\text{where } 0 < \alpha < 1, \quad 0 < \gamma$$

$$\mu = \begin{cases} \mu_{\max} & , \quad \mu_{\max} < \frac{\beta|e(k)|^2}{X(k)^2} \\ \frac{\beta|e(k)|^2}{X(k)^2} & , \quad otherwise \\ \mu_{\min} & , \quad \mu_{\min} > \frac{\beta|e(k)|^2}{X(k)^2} \end{cases} \quad (3)$$

여기서 초기 값은 μ_0 는 대개 $\mu_{\max}$ 를 사용한다. $\mu(k)$ 값은 항상 양수이고 추정 오차의 제곱과 파라미터 α 와 γ 에 의해서 결정된다. 일반적으로 α 는 0.97이고 β 는 4.8×10^{-4} 이다^[10]. VSS LMS 알고리즘은 제곱오차 값이 클 때는 μ 를 최대로 하여 빠른 수렴을 하고 제곱오차 값이 적으면 μ 를 최소로 하여 급격한 분포로 적응상수 값을 변화시키는 알고리즘이다. 그러나, 이 알고리즘은 적절한 α 와 β 를 선택, μ 의 최대값과 최소값을 결정해야 하며 식 (2)과 식 (3)에서 처럼 각 반복 할 때 마다 μ 값을 비교해야 하는 등 알고리즘을 수행하는데 다소 복잡한 과정이 필요하며 필터계수 추정 후 다음 적응상수를 계산해야 하므로 전체 계산량이 증가하게 되는 단점이 있다. 그러나 결정된 범위 내에서 안정적으로 빠르게 수렴 할 수 있다는 장점이 있다.

3. Correlation LMS 알고리즘

각각의 필터계수에 최적의 스텝사이즈를 적용 및 보완하기 위하여 입력신호와 오차 신호의 추정된 상관관계를 이용하여 스텝사이즈의 값을 변화시키는 알고리즘을 설명한다. 여기서 추정된 상관이라고 한 이유는 각각의 다른 신호를 X, Y 라 했을 때, 본 논문에서 상관이라 함은 기준 (Reference)신호가 되는 X와 입력 신호와 잡음이 섞인 신호 Y와 상관관계이다. 그러므로 초기상태의 입력 신호와 오차 신호는 큰 상관도를 가진다^[11]. 그러나 적응과정이 진행됨에 따라서 오차신호에서 잡음신호성분은 점점 제거되고 따라서 입력신호와 오차신호의 상관은 점점 0으로 수렴하게 된다^[12]. 이를 이용하여 가변 스텝사이즈를 결정해 주어 스텝사이즈의 크기를 적절히 조절할 수 있다. 즉, 입력 신호와 오차신호의 상관도에 따른 변화에 따라 스텝사

이즈의 변화를 가져올 수 있다. 이를 구하는 식을 정리하면 다음과 같다^[13].

$$R_{XY}(n) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} X(i) e(i-k) , \quad 0 \leq k < N \quad (4)$$

IV. 제안된 등화기 알고리즘 구조

본 논문에서는 간접 제거 시스템 기존의 LMS 알고리즘을 사용하는 비터비 디코더 DFE 방식의 에러신호와 상관도를 이용한 LMS에서 에러신호의 상관도를 이용하여, 스텝 사이즈를 업데이트하여 필터의 계수 값을 갱신하는 방법에 관하여 설명한다.

1. 제안 방식의 개요

DFE 알고리즘은 선형 등화기에 비해 적은 탭 수를 가지고 빠른 수렴 속도로 채널 왜곡을 보상하는 장점이 있다. 그러나 에러 전파 현상과 같은 단점이 있어 열악한 실내 수신 환경에서는 많은 성능 열화가 있다.

입출력 관계는 식은 다음과 같다.

$$\hat{I}_j = \sum_{k=-K_1}^0 f_k V(j-k) + \sum_{k=1}^{K_2} b_k \tilde{I}(j-k) \quad (5)$$

$V(j-k)$ 는 수신 신호이고 $\hat{I}_j$ 는 등화기 출력 신호, 이를 결정 추정한 것이 $\tilde{I}(j-k)$ 이다. f_k 는 피드포워드 필터 (Feed Forward Filter : FFF)의 탭 계수이고 b_k 는 피드백 필터 (Feed Back Filter : FBF)의 탭 계수이다. 피드포워드 필터의 탭 개수는 K_1+1 개이고, 피드백 필터의 탭 개수는 K_2 이다. 결정 제한 등화기 구조에서는 피드백 필터에 입력되는 추정신호의 정확성이 등화기 성능을 좌우한다.

DFE는 입력 신호가 들어오는 FFF 부분과 등화기 출력 신호에 대해 판정기를 통해 결정된 심볼을 입력으로 하는 FBF로 구성되어 있다. DFE는 FBF를 사용하여 현재의 심

볼 시간을 기준으로 과거에 송신된 신호가 통과함으로써 발생하는 ISI를 제거할 수 있으며, 신호가 채널의 Null 상태에서 통과할 때 발생하는 왜곡에 강인한 장점을 가지고 있다.

하지만, DFE의 FBF에 입력되는 결정신호에 오류가 있을 경우에는 한 심볼의 에러가 FBF의 탭 수 만큼의 다른 심볼에 영향을 주는 에러 전파 (Error Propagation) 현상이 발생하여 등화기 출력의 SNR을 감소시키는 단점이 있다. 즉, 잡음에 의해서 잘못 추정된 신호가 피드백 필터에 입력되면 에러 전파현상이 일어나 채널 왜곡을 보상하지 못한다. 채널의 상황이 열악할수록 에러 전파가 쉽게 발생하여 성능에 큰 영향을 미친다. 아래에 그림 2에서는 비터비 디코더를 연동한 LMS 알고리즘의 DFE와 Correlation LMS 을 연동하여 제안하는 방식의 블록도를 나타내었다. ATSC A/53 표준에 명시된 DFE LMS의 탭 개수는 FFF와 FBF에 대해 각각 64탭과 192탭으로 정의되어 있다. 또한 ATSC A/53 표준문서에서 등화기 업데이트에 요구되는 ISI 처리 및 요구 성능 목표를 만족시키기 위해 제안된 등화기 탭보다 긴 탭을 이용하고 있다. 그러나, 긴 탭으로 이어지는 시간지연에 대한 문제점을 가지고 있다. 이는 실제 등화기의 수렴속도 성능 저하로 이어지는 중계 수신장치 및 수신기에 영향을 줄 수 있다^{[14][15]}. 따라서 기존의 LMS 방식의

DFE를 통과하여 출력신호에 대한 오차 신호의 에러를 측정하고 가변 채널 환경에서의 왜곡신호를 정확히 추정하여 제거하기 위해서 탭 계수를 업데이트 해주어야 한다. 가중치(Weight Factor)를 업데이트 하기 위해서 적응적인 스텝사이즈의 크기 변화가 필요하다. 이때 채널환경에 따른 출력신호에 대한 오차신호 간의 Correlation LMS 알고리즘을 이용한 스텝사이즈 크기를 조절하여 왜곡신호의 변화에 따라 빠르게 에러신호를 제거하고 입력신호에 대한 정확한 출력신호를 얻어 수신기 및 중계장치의 성능 효율을 높힐 수 있다.

2. 상관도 변화에 따른 스텝폭 결정 과정

제안한 알고리즘에서는 기존의 DFE의 FFF와 FBF의 탭 개수를 각각 표준안에 준하는 탭 개수로 고정하고 이에 따른 오차 신호와 Correlation 추정 기법을 이용한 LMS 방식으로 적은 탭 수로도 빠른 오차 추정으로 시간지연 및 수렴 속도 성능을 높힐 수 있다^[16]. LMS방식의 DFE와 Correlation LMS에서의 Reference 신호와 오차신호의 상관도를 각각 계산하여 그 상관도의 값을 0과 1사이의 값으로 정규화(Normalization) 시킨 다음 상관도에 따른 스텝사이즈 크기의 변화를 주었다. 스텝사이즈의 크기를 제안한 이

그림 2. 제안하는 방식의 블록도

Fig. 2. Block diagram of proposed scheme

그림 3. 상관도 변화에 관한 μ 값의 따른 MSE 결과 분석
($0.0004 < \mu < 0.07$ 의 범위를 제외한 $0.0000001 \sim 0.1$)

Fig. 3. MSE analysis in the cases of following μ values according to the variation of the correlation

그림 4. 상관도 변화에 관한 μ 값의 따른 MSE 결과 분석
($0.0004 < \mu < 0.003$)

Fig. 4. MSE analysis in the cases of following μ values according to the variation of the correlation

유는 환경변화에 따른 오차 추정을 위해 정확한 가중치 값을 업데이트를 시켜주어야 한다. 이는 얼마나 기준 신호와 입력 신호와의 추정오차를 파악하여 빠르게 수렴 하느냐에 따라 궤환신호를 제거하는 중계기의 성능을 높일 수 있기 때문이다. 직접 모의 실험을 통해 나타난 결과에서 그림 3

는 스텝사이즈 크기를 $0.0000001 \sim 0.1$ 까지 10^{-1} 씩 크기를 줄여가며 실험을 통하여 $0.0004 < \mu < 0.07$ 범위 밖의 스텝사이즈 크기에서는 발산하는 결과를 나타낸 결과이다. 추정 오차 값에 대한 상관도 따른 적절한 스텝사이즈가 될 수 없었음을 의미한다.

그림 5. 상관도 변화에 관한 μ 값의 따른 MSE 결과 분석
($0.008 < \mu < 0.07$)

Fig. 5. MSE analysis in the cases of following μ values according to the variation of the correlation

그림 4 와 그림 5 에서는 스텝사이즈 크기에 따른 MSE를 나타낸 그래프이다. 이는 스텝사이즈 크기를 상관도 분포에 따라 적절한 스텝사이즈 크기를 찾아 최적의 스텝사이즈를 찾아 내는 것이다. 추정오차 값에 대해 큰 값의 추정오차일 경우 상관도의 값이 '1'에 가까워지며 스텝사이즈를 크게 하여 빠른 수렴을 하게 하는 반면에, 작은 추정 오차의 경우에는 상관도의 값이 '0'에 가까워지며 스텝사이즈를 작게 하여 수렴 후의 안정도를 높일 수 있다. 또한, 스텝사이즈를 조절하는 것이 간단하기 때문에 하드웨어를 구현하기에도 용이하다. 가변 채널 환경에 따라 적절한 스텝사이즈 크기를 찾기 위해서 모의 실험을 통하여 분석한 결과 수렴성과 발산하는 스텝사이즈 크기에 대해 분석하였으며, 그 실험 결과 $0.0004 < \mu < 0.07$ 범위 밖의 스텝사이즈 크기에서는 발산하는 결과를 보였으며 정규화 분포 내에서 스텝사이즈의 0.001과 0.01 크기에서 안정된 수렴 성능이었다. 추정

오차 값에 대해 0 ~ 1 사이를 크게 두 부분으로 나누어 0 ~ 0.5에서는 추정오차 값이 작을 경우 가장 적은 평균 MSE 값을 가진 스텝사이즈를 0.5 ~ 1에서는 추정오차 값이 큰 경우 가장 적은 평균 MSE 값을 가진 스텝사이즈를 선택함으로써 수렴후 안정도를 높힐 수 있다.

3. μ 변화를 위한 정규화 분포 범위 제안 결과 구성

채널 환경에 따른 변화에 능동적으로 대처를 위해서는 정확한 채널추정과 빠른 추정으로 입력신호와 등화기 필터를 통해 나온 출력신호의 오차가 없어짐에 따라 실제 등화기의 성능 여부를 판단할 수 있게 된다. 실제로 본 모의 실험에서는 그런 채널상황에 대해 적절한 스텝사이즈의 변화로 텡의 가중치(Weight Factor)를 갱신해주기 위해 정규화 분포도 값에 따른 상관도에 대해 스텝사이즈 크기를 조절해 주기 위해 정규화(Normalization)까지의 구간을 정해 주어 각각의 정규화 값에 따른 스텝사이즈의 크기를 조절한다. 이에 대한 분석을 위해 기존의 방식 DFE(LMS)와 VSS LMS 방식 그리고, 상관도를 이용한 제안한 Correlation LMS 방식의 각각 수렴 속도의 기준으로 하여 분석하였으며 구간별은 스텝사이즈 0.001 ~ 0.01 사이의 스텝사이즈 크기로 정해준다. 4.2의 분석을 통해서 구했으며, 이후 분석에 이 값들을 적용하였다. 먼저, 스텝사이즈 0.001 ~ 0.01에서의 MSE 값을 각각의 스텝 사이즈 마다의 평균을 내어 변화하는 수렴 성능의 차이를 나타내었으며, 제안한 방식을 여러 채널환경에 따라서 각각 이를 분석하였다. 채널환경은 AWGN, 브라질 채널 모델 A 그리고 브라질 채널 모델 D를 적용하여 분석하였으며 그림 6은 AWGN 채널환경에서 MSE를 도출한 결과이다. 그림 6에서 보면 채널환경이 AWGN 인 정규화 분포에서의 스텝사이즈 크기에 따라 어느 한 포인트에서 수렴 성능의 차이가 있음을 볼 수 있다. 즉, 상관도를 이용한 정규화 분포에서 교차 지점을 $T1 = 0.45$ 과 $T2 = 0.54$ 의 두 지점을 기준으로 스텝사이즈의 크기에 따라 수렴성능이 교차되고 있다. 그림 6의 여러 신호에 대한 제안한 방식에 대해 0 ~ $T1$ 구간에서는 $T1$ 포인트 지점을 기준으로 10-18 정도에 여러 수렴 성능을

그림 6. 여러 μ 값을 사용하는 경우에 대한 상관도 변화에 따른 MSE 성능 분석 (AWGN Channel)

Fig. 6. MSE analysis according to the variation of correlation in the case of employing some μ values (AWGN Channel)

보이고 있는 0.001의 스텝사이즈 크기가 가장 우수하며, $T1 \sim T2$ 사이의 약 10^{-22} 정도에 여러 수렴 성능을 보이고 있는 0.004의 스텝사이즈 크기가 가장 우수하다. 또한, $T2 \sim 1$ 사이의 정규화 분포 구간에서는 $T2$ 의 포인트를 기준으로 수렴 성능에 대해서 약 10^{-20} 정도의 성능을 가지는 0.01의 스텝사이즈의 크기가 다른 스텝사이즈 보다 수렴 성능의 우수함을 가질 수 있다. 이는 상관도 분석 결과에 따라 적응적으로 스텝사이즈를 변화시킴으로써, 전체 성능개선을 이룰 수 있음을 알 수 있다. AWGN의 채널환경을 고려한 최적화된 구간을 선택해 줌으로써 스텝사이즈를 통한 빠른 여러 추정 및 여러 수렴 성능이 향상될 수 있음을 알 수 있다. 그림 7과 그림 8은 이에 대한 스텝사이즈의 변화에 따른 여러 수렴 성능을 채널환경 브라질 채널모델 A와 브라질 채널모델 D를 통하여 각각 분석하였다. 그림 7과 그림 8에서는 브라질 채널모델 A와 브라질 채널모델 D의 채널환경에서도, 앞서 나타난 그림 5의 경우와 마찬가지로 정규화 분포에서의 스텝사이즈 크기가 최적화 될 수 있는 값들이 존재함을 알 수 있다. 이는 곧 입력신호와 여러신호의 오차도 값은 채널환경에 적응적인 스텝사이즈의 크기 변화로 수렴성능을 높힐 수 있다는 것이다. 특히 $T1$ 과 $T2$ 의 포인트의 위치는 채널환경에 따라 변화하는 것을 볼 수 있으나, 공통적으로 3개의 구간으로 나누어 저서 적용 할

그림 7. 여러 μ 값을 사용하는 경우에 대한 상관도 변화에 따른 MSE 성능 분석 (AWGN Channel)

Fig. 7. MSE analysis according to the variation of correlation in the case of employing some μ values (AWGN Channel)

수 있음을 알 수 있다.

4. 제안 방식의 동작순서 및 세부절차 구성도

아래의 그림 9는 제안 알고리즘의 대한 순서도이다. 처음

그림 8. 여러 μ 값을 사용하는 경우에 대한 상관도 변화에 따른 MSE 성능 분석 (AWGN Channel)

Fig. 8. MSE analysis according to the variation of correlation in the case of employing some μ values (AWGN Channel)

동작은 송신안테나에서 출력한 신호가 수신안테나로 궤환되어 입력신호와 섞여 기존의 LMS 방식의 DFE를 통과하여 출력신호에 대한 오차 신호의 에러를 측정하고 $e(n) = 0$ 인 경우에는 궤환신호가 제거가 되었으므로 송신측의 입력으로 들어가 출력하게 된다. 하지만 $e(n) \neq 0$ 인 경우에는

그림 9. 제안된 알고리즘 순서도

Fig. 9. Flow chart of proposed algorithm

왜곡신호가 제거되지 않았으므로 탭의 계수를 갱신을 해주어야 한다. 가변 채널 환경에서의 왜곡신호를 정확히 추정하여 제거하기 위해서 탭 계수를 업데이트 해주어야 한다. 채널환경에 따른 출력신호에 대한 오차신호 간의 Correlation LMS 알고리즘을 이용한 적응적인 스텝사이즈 크기를 조절하기 위해 Weight Factor의 업데이트가 필요하다. 이때 입력 신호와 오차 신호에 대한 상관도를 계산하여 나온 값을 상관도 값의 최대값으로 나누어 주어 0 ~ 1 까지의 값으로 정규화 시켜준 후 모의 실험을 통해 앞 3장에서 도출된 상관도 변화에 따른 분포도 0 ~ T1, T1 ~ T2, T2 ~ 1 의 각각에 구간에 정해진 스텝사이즈 크기를 갖도록 만든다. 예러 수렴 성능 분석결과를 바탕으로 각 채널환경에 따른 T1, T2 값은 다르게 설정된다. Weight Factor를 변화시켜 업데이트된 Weight Factor가 다시 DFE(LMS)에 적용되어 오차 신호의 에러를 측정하고 다시 $e(n) = 0$ 인 경우와 $e(n) \neq 0$ 인 경우를 들어 $e(n) = 0$ 이 되기 위한 탭의 계수를 갱신해 주기 위한 절차를 다시 반복하게 된다. 이는 왜곡신호의 변화에 따라 빠르게 에러신호를 제거하므로써 입력신호에 대한 정확한 출력신호를 얻을 수 있다.

V. 모의 실험 결과 및 분석

본 장에서는 제안한 알고리즘이 왜곡신호 등과 같은 에러

그림 10. AWGN 채널환경에서의 SER 모의 실험 결과
Fig. 10. SER simulation results in the case of AWGN channel environment

전과 현상에 강인함을 보이기 위해 모의 실험을 수행 하였다. 모의 실험은 표 1의 브라질 채널 모델과 AWGN에서 수행 되었다. 실험 결과를 위해 100,000개의 심벌을 이용해 이를 100번 반복하여 발생시켜 이를 평균 통계적인 데이터를 얻었다. 모의 실험은 기존의 LMS방식을 기반으로 한 비터비 디코더 DFE 알고리즘과 VSS(Variable Step Size) LMS 알고리즘 그리고 제안한 비터비 디코더 DFE 알고리즘과 연동하여 상관도를 이용하여, Multi-level로 스텝사이즈를 변화 시키도록 하는 Adaptive Correlation LMS 알고리즘의 세 가지 방법으로 실험을 수행하고 성능비교를 하였다. 8-VSB DTV에서는 보통 SNR이 15 ~ 25dB이하인 경우의 성능이 중요하다. 그 이유는 SNR이 25dB 보다 큰 경우는 DFE 다음 단계에 있는 트렐리스 복호기(Trellis Decoder)가 대부분의 심볼 에러를 정정하기 때문이다. 따라서 DTV 수신 가능한 15dB에서 25dB 사이의 SER 결과만 보기로 하겠다.

1. 제안된 결합구조 알고리즘의 SER 성능분석

1.1. AWGN 채널환경에 따른 실험 결과 및 분석

첫 번째 모의 실험에서는 기존의 LMS방식을 기반으로 한 비터비 디코더 DFE 알고리즘과 VSS LMS 알고리즘 그리고 제안한 비터비 디코더 DFE 알고리즘과 연동하여 상관도를 이용한 Adaptive Correlation LMS 알고리즘에서의 SER 성능을 비교분석 하였다. 그림 10 과 그림 11 은

그림 11. AWGN 채널환경에서의 MSE 모의 실험 결과
Fig. 11. MSE simulation results in the case of AWGN channel environment

AWGN 채널 (다중경로가 없는 이상적인 채널) 하에서의 등화기 출력을 보여 주고 있다. 각각의 등화기 알고리즘의 초기 스텝사이즈 크기는 0.001로 맞추어 주었다. 이는 채널 환경이 양호한 상태의 모델 적용으로 모의 실험을 통한 정확한 제환신호 및 잡음의 영향을 확실히 제거 할 수 있는 성능 변화를 보기 위함이다.

제안 방식의 알고리즘은 $SER = 10^{-4}$ 기준으로 VSS LMS 및 DFE(LMS) 에서 2dB 정도의 SNR 이득을 보여주고 있다.

1.2 채널 모델에 따른 SER 성능분석 및 수렴 성능 분석

본 절에서는 DTV 시스템에 적용되는 브라질 채널 모델을 적용하여 실험을 실시 하였다. AWGN과 같은 채널 환경에서와는 다르게 지연과 신호크기에 대한 변화가 있는 Multipath의 영향 요소가 존재하는 채널 환경에서 분석에 대한 결과이다.

1.2.1 브라질 채널 모델 A 적용 결과에 따른 실험 결과 비교 분석

본 분석에서는 브라질 A 채널에 대한 기존의 LMS방식의 DFE 알고리즘과 VSS LMS 알고리즘과 제안한 Adaptive Correlation LMS 알고리즘에서의 SNR이 15dB와 25dB사이의 변화를 가질 때, 수렴후의 SER를 비교 및 수렴

그림 12. 브라질 채널모델 A 에서의 SER 모의 실험 결과
Fig. 12. SER simulation results in the case of Brazil channel A environment

성능과 속도에 대한 결과를 제시하여 분석을 하였다. 그림 12은 기존의 DFE 알고리즘과 VSS LMS 알고리즘 그리고 제안한 Adaptive Correlation LMS 알고리즘의 SNR변화에 따른 SER 분석 결과이다. 기존의 VSS LMS 알고리즘과 제안한 알고리즘의 신호대 잡음비는 $SER = 10^{-4}$ 기준으로 제안방식이 VSS LMS 에 비해서 1.7 dB, DFE (LMS) 방식에 비해서는 2.3dB 정도의 SNR 이득이 있으며, 그림 13의 MSE 결과로 볼 때 제안한 알고리즘은 약 350번째 -25dB로 수렴하고 같은 기존의 VSS LMS 알고리즘의 약 650번째에서 수렴 속도와 -23dB의 잡음 신호 제거 후 수렴 성능을 보이고 있다. 본 결과를 볼 때 이는 제안한 알고리즘의 성능이 약 400샘플 정도의 빠른 수렴성능을 보이고 있으며 잡음 신호 제거 성능역시 기존의 알고리즘 보다 제안한 알고리즘이 더 우수함을 알 수 있다.

1.2.2 브라질 채널 모델 D 적용 결과에 따른 실험 결과 비교 분석

그림 14는 기존의 DFE 알고리즘과 VSS LMS 알고리즘 그리고 제안한 Adaptive Correlation LMS 알고리즘의 SNR/SER 분석 결과이다. 기존의 LMS 방식의 DFE 알고리즘과 VSS LMS 알고리즘 그리고 제안한 알고리즘의 신호대 잡음비는 $SER = 10^{-4}$ 기준으로 VSS LMS 알고리즘과 제안한 알고리즘의 신호대 잡음비 2.8dB 정도의 이득이 발

그림 13. 브라질 채널모델 A 에서의 MSE 모의 실험 결과
Fig. 13. MSE simulation results in the case of Brazil channel A environment

그림 14. 브라질 채널모델 D에서의 SER 모의 실험 결과

Fig. 14. SER simulation results in the case of Brazil channel D environment

생하며 DFE(LMS)에 비해서는 4.5dB 정도의 이득이 발생함을 알 수 있다. 그림 15의 MSE의 결과로 볼 때 제안한 알고리즘은 약 760번째에서 -25dB로 잡음 신호 제거하여 수렴하는 반면, VSS LMS 알고리즘은 약 1200번째에서 수렴 속도와 -23dB의 수렴성능을 보이고 있다.

본 결과를 볼 때 이는 제안한 알고리즘의 성능이 600샘플 정도의 빠른 수렴성능을 보이고 있어 빠른 수렴 속도와 잡음 신호 제거 성능이 더 우수함을 알 수 있다.

VI. 결 론

본 논문에서는 8VSB 기반의 DTV 방송시스템에서 동일 채널 중계기에 적용 가능한 등화기 알고리즘에 대해 분석하고, 이를 통해 왜곡신호에 의한 에러 전파를 감소시키는 동시에, 수신 성능을 향상시킬 수 있는 등화기 구조를 제안하였다. LMS 기반의 DFE와 상관도를 이용한 LMS의 알고리즘 분석을 통해 이와 연동할 수 있는 다중레벨의 상관 LMS 기법을 제안하고, 왜곡 신호의 효율적 제거 여부를 확인하기 위하여 모의 실험을 통해 기존 방식들과 비교해 봄으로써 효율적으로 에러전파 현상을 크게 감소시키는 것을 확인할 수 있었다. 또한, 제안한 알고리즘 방식을 기존의 방식들을 비교해 본 결과 기존의 왜곡 신호 제거

그림 15. 브라질 채널모델 D에서의 MSE 모의 실험 결과

Fig. 15. MSE simulation results in the case of Brazil channel D environment

등화기 DFE와 VSS LMS 알고리즘 보다 제안한 등화기 알고리즘의 요구 신호대 잡음비가 약 2 ~ 5dB 정도 감소 했음을 알 수 있었으며, 모의 실험 결과를 바탕으로 T1과 T2에 따른 스텝사이즈를 적절하게 조절을 하게 되면 에러 수렴 성능이나 SNR 변화에 따른 SER 성능부분이 기존의 방식 보다 우수하게 됨을 증명할 수 있었다. 또한, Multipath 환경을 고려한 실내·외 수신 환경에서의 성능평가를 위해 브라질 A 채널과 D 채널을 도입하여 실내·외 환경에서의 결과를 비교하였는데, 기존의 왜곡 신호 제거 등화기 DFE와 VSS LMS 알고리즘 보다 제안한 등화기 알고리즘이 같은 에러율을 달성하는데 필요한 신호대 잡음비 수치가 감소 했음을 알 수 있다.

본 논문에서 제안한 알고리즘 구조는 DTV 방송의 수신 성능 개선을 위하여 등화 구조로써 제안한 것이다. 앞으로 본 논문에서 도출된 제안방식을 실제 채널환경을 고려한 8-VSB DTV 시스템에 적용할 경우 기존의 비터비 디코더 방식의 DFE 등화기 성능 열화에 대한 부분을 제안한 알고리즘의 방식으로 극복 할 수 있을 것이다.

참 고 문 헌

- [1] 서영우, 김영민, 목하균, 권태훈, 이상길, 박성익, 이용태, 윤호민, 서재현, 김홍목, 김승원 "국내 DTV 방송망에서의 디지털 동일채널중계기의 적용" 방송공학회 논문지, 2005년

- [2] 지상파 DTV SFN 송수신 기술 개발에 관한 연구 2005. 12. 31.
- [3] 박성익, 음호민, 이용태, 김홍목, 서재현, 김형남, 김승원, "ATSC 지상파 디지털 TV 방송의 단일 주파수 망 구성을 위한 등화형 디지털 동일 채널 중계기" 방송공학회논문지, 제9권, 제4호, 2004년
- [4] 서기환, 박성익, 음호민, 김홍목, 김형남, "ATSC 지상파 DTV 시스템의 등화형 디지털 동일채널 중계기를 위한 궤환신호 제거기"신호처리합동학회논문지, 21권, 1호, 2008년
- [5] ATSC, ATSC Digital Television Standard, April 6, 2001.
- [6] 박성익, 김형남, 김승원, 이수인, "ATSC DTV 수신기를 위해 변형된 트렐리스 복호기를 사용하는 블라인드 관성 궤환 등화기"방송공학회논문지 2003년 제8권 제4호
- [7] 김주연, 오해석, 한동석, 김재현, 정진희, 장용덕, "지상파 DTV의 실내 수신 성능 개선을 위한 TCM 복호 등화기"신호처리합동 학술대회 논문집, Vol. 15, no. 1, pp. 199, 2002. 9.
- [8] ABERT/SET, "VSB/COFDM Comparison Report", May 2000
- [9] 오신범, 권순용, 이채욱, "추정상관을 이용한 ECLMS에 관한 연구" 한국통신학회논문지, Vol.27, 2002년 7월
- [10] 강한빛, 최종수, 이병욱, "정규화된 절대값을 이용한 가변 스텝 크기 LMS 알고리즘"신호처리합동 학술대회 논문집, vol. 7, no. 1, 1994.
- [11] 정지원, "심볼 변환을 이용한 적응형 8PSK 트렐리스 부호화 방식"한국통신학회논문지 Vol.29 2004년
- [12] J. S. Lim, "New adaptive filtering algorithms based on an orthogonal projection of gradient vectors," IEEE Signal Processing Lett., vol. 7, pp.314~316, Nov. 2000.
- [13] 남상원, 김병수, "ECLMS 알고리즘을 이용한 비선형 반향신호 제거" 전기학회논문지, 제 54D권, 10호, pp. 813-819, 2005년 10월
- [14] Y. H. Oh, S. W. Park, S.-J. Back, D. J. Kim, "Equalization Techniques Based on Fast RLS Algorithms to Improve Mobile Reception Performance of 8-VSB Receivers" IEEE Trans. Consumer Electronic Vol. 48, No.3, pp. 596 ~ 601, Aug. 2003.
- [15] 오영호, 이경원, 김대진, "ATSC DTV 수신기에서 피드백을 갖는 트렐리스 복호기"방송공학회논문지 2007년 제12권 제6호
- [16] 손상원, 김지현, 김형남, "주파수 영역 등화를 이용한 지상파 DTV 수신 성능 개선"한국통신학회논문지 Vol.31 2006년 4월

— 저 자 소 개 —

이 제 경

- 2002년 3월 ~ 2006년 2월 : 한국산업기술대학교 전자공학과 (공학사)
- 2006년 3월 ~ 2009년 8월 : 한국산업기술대학교 전자공학과 (공학석사)
- 주관심분야 : 디지털통신, 디지털신호처리, 이동통신, 멀티홉 시스템

김 정 곤

- 1991년 2월 : KAIST 전기 및 전자공학과(공학사)
- 1993년 2월 : KAIST 전기 및 전자공학과(공학석사)
- 1998년 2월 : KAIST 전기 및 전자공학과(공학박사)
- 1998년 6월 ~ 1999년 5월 : 미국 University of Hawaii 전기공학과 Post-Doc.
- 1999년 6월 ~ 2001년 3월 : LG 텔레콤 차세대 통신 연구소 선임연구원
- 2001년 4월 ~ 2003년 2월 : 삼성전자 통신 연구소 표준 연구팀 책임연구원
- 2003년 3월 ~ 현재 : 한국산업기술대학교 전자공학과 부교수
- 주관심분야 : 4G 이동통신 시스템 물리계층 설계 및 성능분석, 3G/4G 이동통신 표준화, WPAN 관련 무선 전송 기술