

특집논문-03-08-2-06

지상파 디지털 TV 수신기의 적응등화기 설계

정진희*, 김정진*, 권용식*, 장용덕*, 정해주*

A Design of Adaptive Equalizer for Terrestrial Digital Television Receivers

Jin Hee Jeong*, Jung-Jin Kim*, Yong-sik Kwon*, Yong-Duck Jang*, Hae-Joo Jeong*

요 약

본 논문은 우리나라의 지상파 디지털 TV방식인 ATSC (Advanced Television System Committee) 8-VSB (Vestigial Sideband) 시스템의 수신부 가운데 등화부에 해당되는 DFE (Decision Feedback Equalizer)에 관한 것으로서, DFE 구조의 전반적인 개요와 블라인드 알고리즘에 대한 성능 분석결과를 서술한다. 특히, 다중경로, 도플러 천이(Doppler Shift), 건물 벽에 의한 신호의 감쇄 등의 영향으로 수신이 어려운 실내수신 환경에서의 수신 성능개선을 위해 최적화된 등화기의 구조를 제시하고, 등화기와 TCM(Trellis Coded Modulation)연동방법 및 필터계수 초기화 알고리즘 등을 구현한 후 모의 실험을 통한 성능 분석결과를 제시한다.

Abstract

This paper describes a structure of adaptive equalizer to improve reception performance of ATSC digital television (DTV) for 8-VSB receivers. There are many strong and dynamic echoes affecting reliable reception of DTV signal. Conventional DFE based least mean square (LMS) algorithm is readily implemented and has good performance. There are still problems to be solved, however, in handling strong echoes and indoor reception. In this paper, structure of adaptive equalizer to mitigate these problems in strong multipath interference conditions and indoor reception environment is first presented. Methods to reduce error propagation effects on DFE and initialization scheme of filter coefficients for fast convergence are then introduced. Computer simulation results prove that an adaptive equalizer with proposed design methods can combat with Brazil Ensemble and the Threshold of Visibility (TOV) is improved.

I. 개 요

1980년대 후반부터 개발되기 시작한 디지털 TV (DTV)는 1998년 11월부터 지상파를 통한 방송이 미국에서 시작되었다. 우리나라는 1997년 세계적 디지털 방송 추세에 대비하여 디지털전환 방침을 결정하였고, 1997년 11월에 디지털 지상파 TV 방송방식을 미국 방식 (ATSC)^[1]으로 선정하였다. 또한 2000년 시험 방송을 거쳐 2001년부터 본 방송

을 실시하고 있다.

그러나 미국, 대만, 호주, 브라질에서의 필드테스트 결과 8-VSB 방식이 다중경로 환경에서의 수신 성능이 불량하고 이동수신이 불가능하다는 문제점이 대두되었다. 미국의 MSTV(Maximum service television)/NAB(National association of broadcasters)는 워싱턴, 볼티모어, 클리블랜드에서 8-VSB 방식의 DTV 필드테스트 실험 결과 실내수신 성공률이 약 30%에 불과하다는 결과를 발표하였다. 그리고, FACTS(Federation of Australian commercial television stations)가 1997년 10월과 11월에 실시한 실험 결과와 브라질의 디지털 TV 연구반 ABERT/SET에서

* 삼성전자 디지털미디어 연구소

* Samsung Electronics Digital Media R&D Center

필드 테스트를 수행하여 2000년 2월 11일 브라질 통신주관(ANATEL)에 제출한 보고서 결과에서도 8-VSB 시스템이 실내수신과 이동수신에 취약한 것으로 발표되었다^[2].

이러한 8VSB 시스템의 수신 문제를 극복하기 위해 여러 가지 규격 개선 안이 제안되었다. ATSC의 VETC (VSB Enhancement Test Consortium)에서는 2001년부터 제안된 개선 안들을 lab. test와 field test를 통해 성능을 비교, 분석하였고, 그 결과 현재 Zenith/ATI에서 제안한 robust stream을 이용한 방식^[3]만이 규격 개선안의 후보로 남아 있다. 한편, 디지털 TV의 수신성능을 개선하기 위해 Smart Antenna, Diversity, Equalization, Synchronization 등의 분야에 대한 연구가 활발히 진행되어 수신 성능을 조금씩 높여 가고 있는 추세이다^[4]. 본 논문은 이 가운데 Equalization에 대한 것으로서, 지상파 디지털 TV 수신기의 수신성능을 개선하기 위한 Adaptive Equalizer 설계 방법에 대해 소개한다.

본 논문의 제 2장에서는 디지털 TV방식인 8-VSB시스템의 개요에 대해 설명하고, 제 3장에서는 VSB 수신기에 들어 있는 등화기의 DFE 구조와 블라인드 알고리즘에 대해서 설명한다. 제 4장에서는 DFE 구조에서 발생할 수 있는 에러 전파 (Error Propagation)현상의 영향을 줄이고, 열악한 채널 모델인 브라질 채널에서의 수신 성능 개선을 위해 제시한 등화기의 구조 및 등화 방식에 대해 이야기한다. 다음으로 제 5장에서는 등화기의 수렴 속도를 개선하기 위한 초기화 알고리즘을 설명하며, 마지막으로 제 6장에서 결론을 맺는다.

II. 디지털 TV 시스템의 개요

1. 디지털 TV용 VSB 시스템의 표준

VSB 신호는 그림 1과 같은 프레임 단위로 송신된다^[1]. 각 프레임은 두 개의 필드로 이루어져 있으며, 각 필드는 1개의 필드 동기 세그먼트와 312개의 데이터 세그먼트로 구성된다. 각 데이터 세그먼트는 832개의 심볼로 이루어져 있는데, 처음 4개 심볼은 5, -5, -5, 5의 값을 갖는 세그먼트 동기 심볼이고, 나머지 828개 심볼은 ±1, ±3, ±5, ±7의 레벨을 갖는 데이터 심볼들이다. 그림 2의 필드 동기 세그먼트

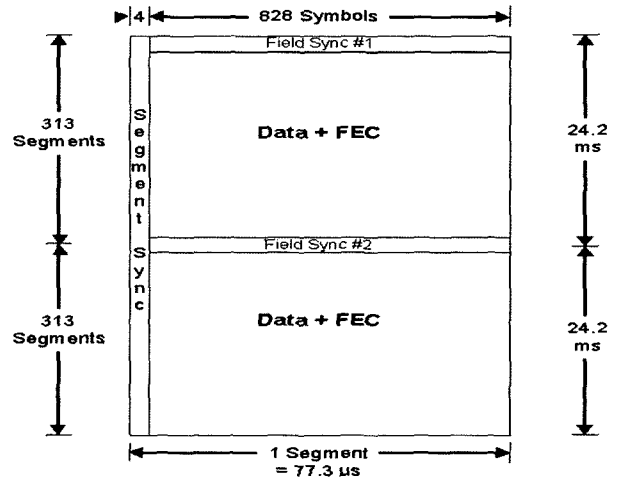


그림 1. VSB 데이터 프레임 구조
Fig. 1. VSB Data Frame Structure

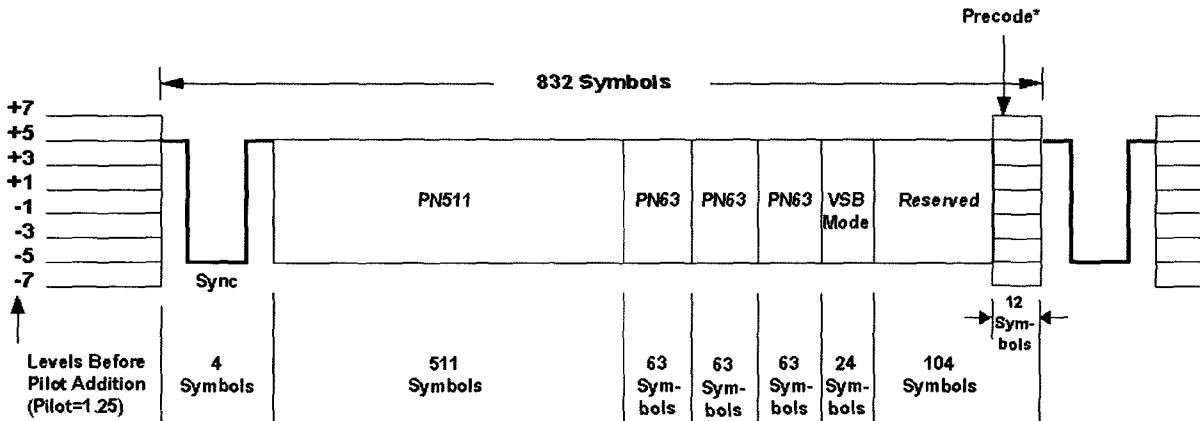


그림 2. VSB 데이터 필드 동기 신호
Fig. 2. VSB Data Field Sync.

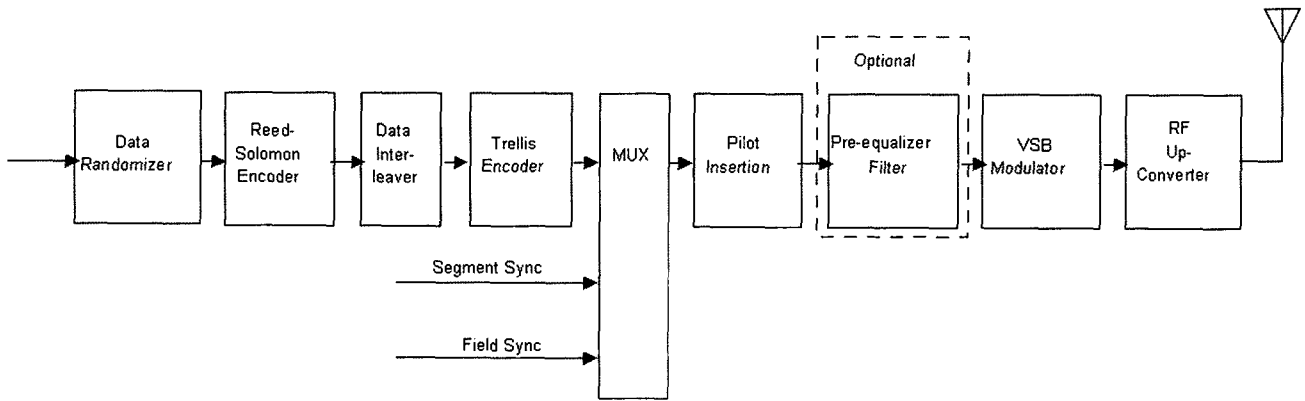


그림 3. VSB 송신부
Fig. 3. VSB Transmitter

트는 역시 832개의 심볼로 이루어지는데, 4개의 세그먼트 동기 심볼 뒤에 길이가 511인 이진 PN 시퀀스 (Binary Pseudo Noise sequence)와 길이가 63인 이진 PN 시퀀스 3개가 704개의 학습신호 (Training sequence)로 사용된다. 세 개의 63-PN 시퀀스 중 두 번째 63-PN 시퀀스는 매 필드마다 신호가 반전되어 나온다. 이 밖에도, 복조를 쉽게 하기 위해 8개의 신호 레벨에 1.25를 더하여 파일럿을 생성한다. 세그먼트 동기 신호와 필드 동기 신호는 인코딩과 인터리빙을 거치지 않으며 파일럿 신호 삽입과 변조 전에 데이터 스트림에 삽입된다.

그림 3은 VSB 송신부 변조과정의 블록도 이다. 데이터 랜더마이저 (Data Randomizer)는 세그먼트 동기 신호와 필드 동기 신호를 제외한 모든 입력 데이터에 대해 16비트 PRBS (Pseudo Random Binary Sequence)와 XOR한다. PRBS는 16비트 쉬프트 레지스터 (shift register)로 이루어지며 9개의 피드백 탭을 가지고 있다. 쉬프트 레지스터의 출력 중 8개가 데이터 랜더마이저의 출력이다. 생성 다항식(generator polynomial)은 $g(x) = x^{16} + x^{13} + x^{12} + x^{11} + x^7 + x^6 + x^3 + x + 1$ 이다. RS (Reed Solomon)코드는 10바이트의 에러를 정정 가능한 (207, 187)코드를 사용하며 원시 방정식 (primitive polynomial)은 $x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + 1$ 이다. RS인코딩 된 데이터는 연접 오류 (burst error)를 방지하기 위해, (52, 4) 콘볼루션 바이트 인터리버를 거쳐 2/3 rate의 트렐리스 인터리버로 입력된다. 최종적으로 생성되는 8레벨 데이터 스트림은 10.76MHz의 심볼률을 가지며 Roll-off factor가 0.1152인 6MHz 대역의 VSB 변조 필터를 거친 후, 주파수 변조되어 송

신된다. 수신부는 변조부의 반대 과정을 거치게 되고, 채널에 의한 신호의 왜곡을 보상하기 위해 채널 등화기가 추가된다.

2. 실내수신 채널 모델

ATTC(Advanced Television Test Center)에서는 디지털 TV 복조기를 테스트하기 위해 여러 가지 다중경로 채널 모델을 제공한다.^{5)[6]}. 표 1의 브라질 채널은 브라질 필드 테스트에서 규정한 실내 채널 환경과 단일 주파수 방송망 채널 환경으로서, 주경로와 거의 크기가 같은 여러 다중경로로 인하여 심각한 주파수 선택적 페이딩을 일으키는 채널 환경이다.

표 1. 브라질 채널모델
Table 1. Brazil Channel Model

Brazil channel	path						
	path 1	path 2	path 3	path 4	path 5	path 6	
A	Amplitude	1.0	0.2045	0.1548	0.1790	0.2078	0.1509
	Relative[dB]	0	-13.2	-16.2	-14.9	-13.6	-16.4
	Delay[us]	0	0.15	2.22	3.05	5.86	5.93
B	Amplitude	1.0	0.2512	0.6310	0.4467	0.1778	0.0794
	Relative[dB]	0	-12.0	-4.0	-7.0	-15.0	-22.0
	Delay[us]	0	0.3	3.5	4.4	9.5	12.7
C	Amplitude	0.7263	1.0	0.6457	0.9848	0.7456	0.8616
	Relative[dB]	-2.8	0	-3.8	-0.1	-2.5	-1.3
	Delay[us]	0	0.089	0.42	1.51	2.32	2.80
D	Amplitude	0.2045	0.1341	0.1548	0.1789	0.2077	0.1509
	Relative[dB]	-0.1	-3.8	-2.6	-1.3	0	-2.8
	Delay[us]	0	0.48	2.07	2.90	5.71	5.78
E	Amplitude	1.0	1.0	1.0	OFF	OFF	OFF
	Relative[dB]	0	0	0	OFF	OFF	OFF
	Delay[us]	0	1	2	OFF	OFF	OFF

각 채널에 대한 등화기의 성능은 TOV라는 기준에 의해서 평가된다. TOV는 디코딩된 비디오 신호의 최소한의 화질을 보장하기 위한 기준으로서 FEC를 거친 신호의 BER(Bit Error Rate)이 3×10^{-6} 을 만족하는 채널 등화기의 입력 SNR로 정의된다. 이것은 8-VSB의 경우 채널 등화기의 출력 SNR이 14.8dB일 때에 해당한다.

III. 일반적인 채널 등화기 구조 및 등화 방식

1. 적응 채널 등화기

채널 등화기는 채널 왜곡을 보상하기 위한 것으로서, 시간에 따라 채널의 주파수 응답이 변화하는 경우는 등화기의 필터 탭 계수를 주기적으로 조정하여 채널의 변화를 따라가는 적응 채널 등화기를 사용한다. 적응 채널 등화기는 필터 구조에 따라 transversal 구조 또는 lattice 구조로 구현할 수 있다. 일반적으로 Transversal 구조는 lattice 구조에 비하여 하드웨어 구현이 용이하나 lattice 구조가 예러의 수렴성에서 볼 때 transversal 구조보다 안정적으로 동작한다고 알려져 있다^[7].

Transversal 구조의 필터는 다시 일반적인 linear 구조와 그림 4와 같은 decision feedback 구조로 나눌 수 있다. DFE는 FIR (finite impulse response) 필터인 feed-forward부와 IIR (infinite impulse response) 필터인 feedback부로 구성되어 있다. Feed-forward부는 다중경로를 통해 수신된 입력신호 가운데 pre-ghost에 의한 영향을, feedback부는 post-ghost에 의한 영향을 제거하는 역할을 각각 담당하고, feed-forward부와 feedback부의 연동으로 feed-forward부만으로 구성된 linear 등화기보다 적은 탭을 가지고 채널의 왜곡을 효과적으로 보상할 수 있게 된다. 등화기의 출력 \hat{I}_k 는 다음과 같은 식으로 나타내어진다.

$$\hat{I}_k = \sum_{n=-K}^0 f_n y_{k-n} + \sum_{n=1}^L b_n I_{k-n} \quad (1)$$

여기서, y_{k-n} 는 등화기 입력 신호이며, I_{k-n} 는 8-레벨 슬라이서를 통과한 출력이다. f_n, b_n 는 각각 feed-forward부와 feedback부의 탭 계수이다.

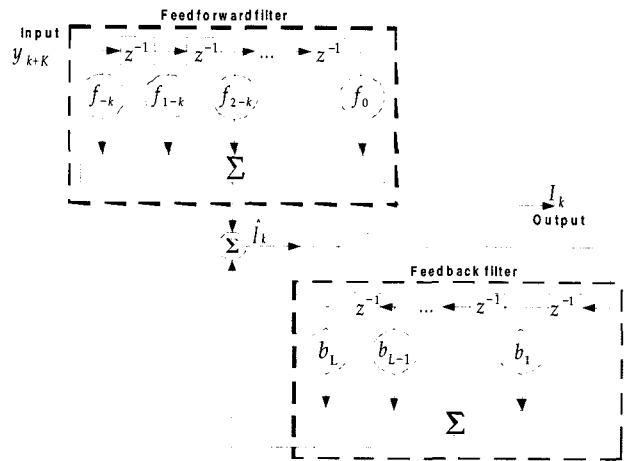


그림 4. Decision Feedback 등화기
Fig. 4. Decision Feedback Equalizer

디지털 TV용 VSB 수신 부 표준안에 따르면 3가지 방법에 의하여 등화기의 적응 과정이 이루어진다[8]. 이진화된 학습신호를 이용하는 방법, 눈(eye)이 열린 상태에서 프레임 내의 데이터 심볼을 이용하는 결정 지향(decision directed) 방법, 그리고 눈이 닫혀 있는 상태에서 프레임 내의 데이터 심볼들을 이용하는 블라인드 적응 방법이 있다. 학습신호를 이용하는 방법에는 LMS(Least Mean Square) 알고리즘, Kalman 알고리즘 등이 있다. 이 가운데 가장 일반적으로 사용되는 LMS 알고리즘은 필드 동기신호 및 세그먼트 동기 신호와 같은 기준신호(reference signal)와 등화기 출력 값과의 평균 자승 오차를 최소화시키는 적응 알고리즘이다. 평균자승오차는 탭 계수의 함수로서 포물선 형태로 나타나는데, 평균 자승오차의 기울기를 추정하여 오차가 최소화될 때까지 탭 계수를 갱신한다.

2. 블라인드 적응 등화 알고리즘

채널 계수 적응 과정에서는 원하는 신호와 필터링된 신호와의 오차를 구해야 하는데 수신부에서는 전송된 신호의 값을 알 수 없으므로 정확한 오차 값을 찾지 못하게 되고, 그 결과 적응 과정의 성능이 떨어지게 된다. 이러한 문제점을 극복하기 위한 방법의 하나로 수신부와 송신부에서 서로 알고 있는 특별한 비트 열인 학습신호를 일정한 주기로 사용함으로써 계수를 적응할 수 있다. 그러나 이 방법의 경우 급격히 변화하는 채널에 대응할 수 없을 뿐만 아니라, 송신 스트림에 불필요한 데이터를 추가해야 하므로 효율성에서도

문제가 있다. 이러한 문제를 해결하기 위해 블라인드 적응 등화 알고리즘이 제안되었다^{[9][10]}. 블라인드 적응 등화 알고리즘은 학습신호없이 데이터만으로 전송된 신호의 값을 추정하는 방법이다.

ATSC 8-VSB 규격의 경우, 704개의 학습신호를 26만개 데이터 심볼마다 주기적으로 송신하므로, 수신 단의 등화기는 학습신호가 입력되는 동안은 LMS 등화 방식으로 동작하고, 데이터 입력 시에는 학습신호 없이 등화기를 적응시키는 블라인드 적응 등화 방식으로 동작하게 된다.

2.1 Decision Directed 알고리즘

Decision Directed 알고리즘은 학습신호를 대신할 기준 신호를 출력과 가장 가까운 송신신호의 레벨 값으로 대신한다^[9]. 즉, Decision Directed 알고리즘의 에러 식에서 decision 결과 $I(k)$ 는 등화기 출력 $\hat{I}(k)$ 과 가장 가까운 송신 신호가 된다.

$$e_{DD}(k) = \hat{I}(k) - I(k) \quad (2)$$

Decision Directed 알고리즘은 수렴 후의 MSE(Mean Square Error)가 다른 블라인드 알고리즘에 비해 낮아지는 장점이 있다.

2.2 G-pseudo 알고리즘

초기에 등화기가 수렴하기 전에는 decision 에러 ($e_{DD}(k)$)가 blind 에러($e_{Blind}(k)$)보다 크므로, blind 에러를 이용하여 계수를 갱신하고, 수렴 후에는 decision 에러를 이용하여 계수를 갱신한다^[9].

$$e_{G-pseudo}(k) = k_1 \cdot e_{DD}(k) + k_2 \cdot |e_{DD}(k)| \cdot e_{Blind}(k) \quad (3)$$

위의 G-pseudo 에러를 구하는 식에서 k_1 , k_2 에 적당한 상수 값을 대입하여 수렴속도와 잔류 오차량을 조절할 수 있다. 일반적으로 k_1 이 k_2 에 비해 상대적으로 크면 잔류 오차량이 작고, k_2 가 상대적으로 크면 수렴속도가 빠르다.

2.3 Stop-and-Go 알고리즘

계수 갱신을 위한 에러에 신뢰도를 부여한 것으로,

decision 에러와 blind 에러의 부호가 같은 경우에만 계수를 갱신한다^[10].

$$e_{SAG}(k) = f(k) \cdot e_{DD}(k)$$

$$f(k) = \begin{cases} 1, & \text{if } \text{sgn}(e_{DD}(k)) = \text{sgn}(e_{Blind}(k)) \\ 0, & \text{if } \text{sgn}(e_{DD}(k)) \neq \text{sgn}(e_{Blind}(k)) \end{cases} \quad (4)$$

Stop-and-Go 알고리즘은 blind 에러를 사용하는 경우와 같이 수렴은 보장되지만, 계수의 갱신 빈도가 낮아서 수렴 속도가 느린 단점이 있다. 한편, 계수를 갱신하는 경우에는 decision 에러를 사용하므로 수렴 후의 MSE가 Decision Directed 알고리즘과 거의 비슷한 수준으로 작아지는 특성이 있다.

G-pseudo 알고리즘과 Stop-and-Go 알고리즘을 비교했을 때, Stop-and-Go 알고리즘이 수렴 속도는 느리지만, 방식이 간단하면서도 열악한 채널 환경에서 안정적으로 동작하는 것으로 알려져 있다. 또한 수렴했을 때 MSE 레벨도 G-pseudo 알고리즘에 비해 낮은 장점이 있다^[7].

IV. 제안된 등화기 구조

1. Overlapped DFE 구조

등화기 main 탭의 위치가 f^0 에 있는 DFE 구조는 하드웨어 복잡도가 낮은 장점이 있지만, 열악한 채널 환경에서는 feed-forward 부의 main 탭을 기준으로 post-ghost 쪽의 탭 수를 늘려 줌으로써, feed-forward부만으로도 pre-ghost와 post-ghost를 제거할 수 있는 안정한 시스템을 구현할 수 있다. 이와 같이 feed-forward부와 feedback부의 post-ghost부분이 중첩되어 있는 DFE구조를 Overlapped DFE구조라 부르기로 한다. Overlapped DFE구조는 FIR 필터인 feed-forward부는 IIR 필터인 feedback부와 비교해 상대적으로 안정하기 때문에, feed-forward부가 등화기 초기 상태에서 혹은 열악한 환경에서 어느 정도 수렴을 해주어, feedback부인 IIR 필터가 안정적으로 수렴하도록 할 수 있는 장점이 있다.

일반적인 DFE 구조와 Overlapped DFE 구조의 성능을 비교해 보기 위해, 다중경로에 의한 채널 왜곡이 심각한 실

내수신환경인 브라질 채널에 대해 컴퓨터 모의실험 하였다. 실험에서 블라인드 알고리즘으로는 Stop-and-Go 알고리즘을 사용하였고, 입력 SNR은 15.0dB로 하였다. 등화기의 수렴속도를 비교하기 위해 등화기의 출력 SNR이 10dB에 도달하는 시점까지 걸리는 시간을 Convergence Time으로 정의하고 이를 측정하여 결과를 비교하였다.

표 2. DFE와 Overlapped DFE성능 비교
Table 2. Performance of DFE and Overlapped DFE structure

Ch.	output SNR(dB)		Convergence(ms)	
	DFE	over.DFE	DFE	over.DFE
A	13.3	13.5	0.0377	0.0143
B	11.8	12.2	0.1392	0.0585
C	13.6	14.7	0.2716	0.1223
D	7.38	14.3	x	0.1144
E	9.4	10.3	x	0.4281

실험 결과 브라질 채널에 대해 일반적 DFE 구조 등화기의 출력 SNR(Signal to Noise Ratio)이 Overlapped DFE구조의 등화기의 출력 SNR보다 낮고, 수렴 속도도 느림을 알 수 있다.

2. TCM연동 등화기 구조

DFE 구조의 등화기는 Linear 구조에 비해 적은 탭을 가지고 빠른 수렴속도를 가지는 장점이 있으나 feedback 필터에 입력되는 추정 신호의 정확성이 등화기의 성능을 좌우하게 된다. 즉, 잡음에 의해서 잘못 추정된 신호가 feedback 필터에 입력되면 에러 전파 현상이 일어나 다중 경로에 의한 채널왜곡을 보상하지 못한다^[11]. 이러한 에러 전파현상은 채널의 상황이 열악할수록 심각해져, 보다 정확한 신호의 추정이 요구된다. 또한, 탭 길이가 긴 등화기의 경우 필터에 decision 에러 성분이 오랫동안 남아 있게 되어 등화기 성능에 나쁜 영향을 미칠 확률이 높아진다. 따라서, 8-VSB의 규격에 포함되어 있는 TCM 복호부를 등화기와 연동함으로써 성능을 향상시킬 수 있는 등화기 구조를 제안한다.

8-VSB에서 사용하는 TCM은 2/3레이트를 가지는 12개의 동일한 트렐리스 부호기와 프리코더를 사용하여 입력 데이터에 TCM 부호화를 수행함과 동시에 12개 심볼

단위의 인터리빙 효과를 부여한다. 수신부의 TCM 복호기는 8레벨의 Viterbi decoding 알고리즘을 사용하여 복호화 한다^[6]. 일반적으로 TCM 복호기의 성능은 survival path를 계산하는 decoding depth에 비례하므로, decoding depth가 길수록 추정되는 신호의 신뢰도가 높아지게 된다^[12]. 그러나, decoding depth가 길어질 수록 TCM 출력이 등화기의 feedback 필터로 입력되는 트레이스 백 지연이 길어진다. 즉, 일정 decoding depth(N)를 갖는 TCM 복호기의 최종 출력을 등화기의 feedback 필터에 입력시킬 경우, 트레이스 백 지연 심볼 길이만큼의 feedback 필터 탭은 등화기의 decision 결과를 입력받게 되고, 트레이스 백 지연 심볼 길이 이후의 feedback 필터 탭만이 TCM 출력을 입력 받게 된다. 따라서, 트레이스 백 지연 심볼 길이 이내에 강한 고스트가 존재하는 채널 환경에서는 등화기와 TCM의 연동에 의한 성능 향상을 기대하기 어렵다.

제안된 등화기는 이러한 트레이스 백 지연에 의한 영향을 최소화 할 수 있도록 TCM과 등화기를 연동하여, 브라질 채널과 같이 트레이스 백 지연 심볼 길이 이내에 강한 고스트가 존재하는 수신환경에서 등화기의 성능을 개선하였다.

8-VSB규격에서 입력 데이터는 12심볼 단위로 인터리빙 되므로, 수신부에 사용되는 TCM 복호기 역시 12심볼 단위로 상대적으로 신뢰도가 높은 추정신호를 출력하게 된다. 제안된 등화기는 일정 decoding depth의 출력까지 12심볼 단위로 feedback 필터에 입력시킴으로서, feedback 필터에 decision 결과보다 에러율이 낮은 신호를 입력하여 에러 전파 현상을 방지하게 되고, 열악한 채널 환경에서 등화기의 성능을 향상시키게 된다.

브라질 C 채널에서 제안된 구조의 등화기 슬라이서에 의한 decision 신호와 TCM 복호기 출력 신호의 SER(Symbol Error Rate)을 비교해 보았다. 실험에서 입력 SNR은 15.0dB인 경우이고 TCM 복호기의 출력은 decoding depth가 1인 경우로서 트레이스 백 지연이 가장 짧은 경우를 고려하였다. 실험에서 사용한 등화기 입력단의 샘플 수는 10,000,000개이고 결과를 그림에 나타낼 때에는 100개 샘플 중 하나만을 표현하였다. 따라서, 그림 5에서 가로축의 샘플 수는 실제 샘플 수의 1/100인 수치이다. 그림 5에서 decision 신호의 SER이 TCM 복호기 출력 신호의 SER보다 약 0.1 이상 높게 나타난다. TCM 복호기 출력 신호의 SER은 TCM 복호기의 decoding depth가 깊어짐에 따라 더욱 개선 될 것이다. 따라서, 제안된

TCM 연동 Overlapped DFE 등화기를 사용할 경우 DFE 구조의 decision error에 의한 에러전파 현상의 영향을 줄여 줄 수 있다.

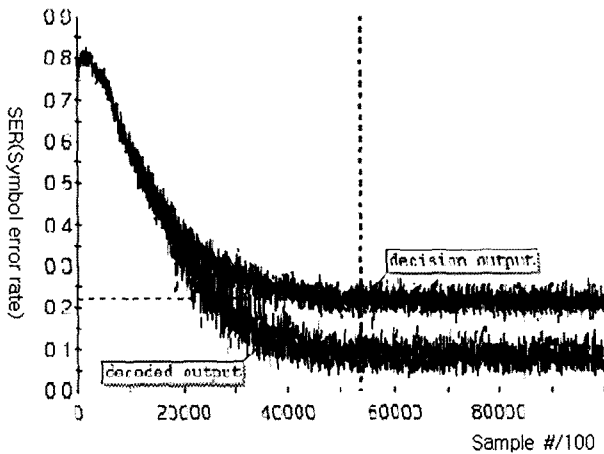


그림 5. 등화기의 슬라이서 출력과 TCM decoder 출력의 SER 비교
Fig. 5. SER Comparison of equalizer slicer output and TCM decoded output

3. TCM 연동 Overlapped DFE구조 등화기의 성능

등화기의 feedback필터의 에러 전파현상을 방지하기 위해 제안된 TCM연동 등화기 구조의 성능을 실험해 보았다. 브라질 채널에서 실험한 결과 등화기와 TCM 연동 구조의 경우, TCM과 연동하지 않은 등화기에 비해 TOV (Threshold of Visibility)에서의 입력 SNR이 낮아지는데, 브라질 A~D 채널에서 각각 0.5dB, 2.6dB, 1.7dB, 2.4dB씩 낮아짐을 알 수 있다. 또한, 브라질 E채널은 SFN(Single Frequency Network)채널 모델로서, TCM과 연동하지 않은 경우 수신 실패하였으나 TCM과 연동함으로써 수신 가능함을 알 수 있다.

표 3. TOV에서 입력 SNR(dB)
Table 3. Input SNR(dB) at TOV

Brazil Channel	Overlapped DFE Only	Overlapped DFE + TCM
A	16.4	15.9
B	18.6	16.0
C	15.0	13.3
D	15.4	13.0
E	x	18.2

V. 등화기 초기화 알고리즘

채널 등화기의 성능은 수렴 후의 출력 SNR레벨과 수렴 속도에 의해 평가된다. 최근에는 등화기의 수렴속도를 개선하기 위해 송신 데이터 스트림에 포함되어 있는 학습신호를 이용하여 수렴속도를 개선하는 방법이 제안되고있다^[13]. 본 논문에서는 등화기 초기화 알고리즘으로 Data Recycling알고리즘을 제안한다.

1. Data Recycling 알고리즘

ATSC 8-VSB 규격에서 학습신호는 26만 심볼마다 한번씩 전송되므로, 등화기는 처음 학습신호가 입력된 후 다음 학습신호가 입력 될 때까지 블라인드 모드로 동작해야만 한다. 열악한 채널환경에서는 초기 블라인드 모드 동안 발산을 하거나, 발산하지 않더라도 에러가 누적되어 수렴 속도가 늦어지게 된다.

Data Recycling이란 등화기 초기상태에 학습신호를 반복 사용하여 탭 계수를 초기화함으로써 수렴속도를 개선하는 초기화 알고리즘이다. Data Recycling시 데이터의 입력방법을 그림 6에 나타내었다. 즉, 처음 학습신호가 입력되면 입력된 학습신호를 저장하였다가, 등화기가 일정 수준 수렴할 때까지 블라인드 모드로 전환하지 않고, 계속해서 저장된 학습신호를 이용하여 등화를 수행하게 된다. Data Recycling은 블라인드 알고리즘이 정상 동작 할 수 있도록 일정 수준 이상의 SNR을 확보하는 역할에만 국한되어 사용되어야 한다.

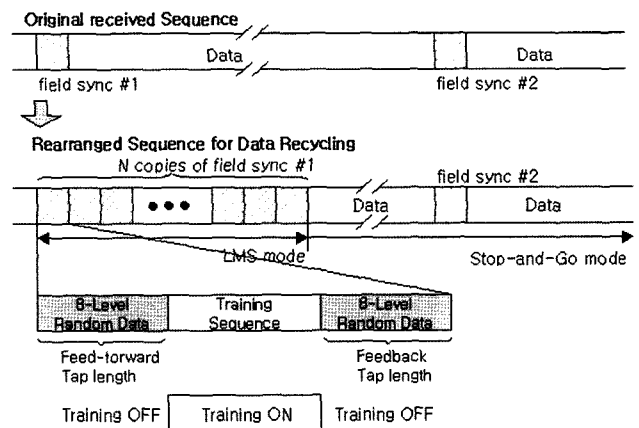


그림 6. Data Recycling시 데이터 입력방법
Fig. 6. Data format for Data Recycling Algorithm

2. Data Recycling 알고리즘의 성능

Data Recycling을 여러 번 하게 되면 noise free 환경에서 등화기를 동작시킨 것과 마찬가지로의 효과가 있다. 즉, 등화기 입력으로 계속 같은 값이 들어오기 때문에 등화기 입장에서는 입력에 포함되어 있는 AWGN(Additive White Gaussian Noise) 성분도 다중 경로에 의한 성분이라고 판단하여 등화를 수행한다. 따라서, 일정 횟수 이상의 Data Recycling은 불필요하고, 채널 상태에 따라 적절한 횟수의 Data Recycling을 사용하여 등화기를 초기화하는 것이 바람직하다.

브라질 채널에서 초기화 알고리즘을 사용하지 않은 경우와 Data Recycling 알고리즘을 사용한 경우 등화기의 수렴속

도를 비교하였다. 실험에서 입력 SNR은 표 3에 제시된 TCM연동 Overlapped DFE구조의 TOV에서 입력 SNR을 사용하였다. 실험에서 사용한 등화기 입력 단의 샘플 수는 10,000,000개이고 결과를 그림에 나타낼 때에는 100개 샘플 중 하나만을 표현하였다. 따라서, 아래 그림 7~10에서 가로축의 샘플 수는 실제 샘플 수의 1/100인 수치이고, 등화기의 수렴 초기상태를 자세히 보기 위해 실험결과와 출력력을 모두 나타내지 않고 초기부분만을 확대하여 나타낸 것이다. 실험결과 Data Recycling을 사용하는 경우, 모든 브라질 채널에 대해 초기 상태에 수렴 속도가 빨라진다. 특히 빠른 수렴을 위해 등화기 초기에 큰 스텝사이즈를 사용하는 경우, 브라질 C, D 채널과 같이 다중경로에 의한 채널 왜곡이 심각한 환경에서는 초기에 등화기가 발산할 가능성이 있는

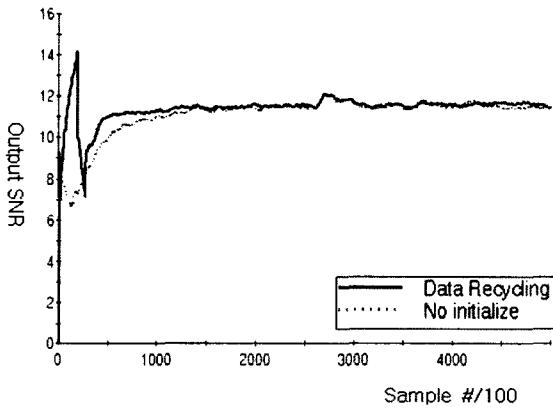


그림 7. Data Recycling 성능(브라질 A채널)
Fig. 7. Data Recycling Performance (Brazil A Channel)

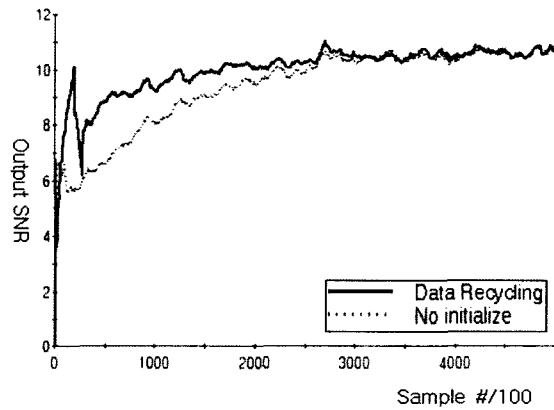


그림 8. Data Recycling 성능(브라질 B채널)
Fig. 8. Data Recycling Performance (Brazil B Channel)

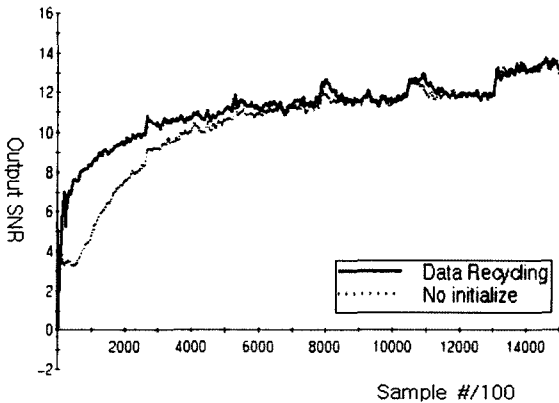


그림 9. Data Recycling 성능(브라질 C채널)
Fig. 9. Data Recycling Performance (Brazil C Channel)

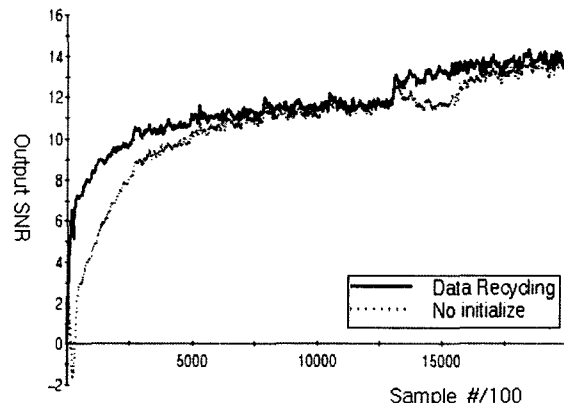


그림 10. Data Recycling 성능(브라질 D채널)
Fig. 10. Data Recycling Performance (Brazil D Channel)

데, Data Recycling을 사용함으로써 초기에 큰 스텝사이즈로 등화하더라도 안정적으로 동작시킬 수 있다.

VI. 결 론

본 논문에서 제안된 등화기는 feed-forward 필터와 feedback 필터의 post-ghost 부분이 일부 중첩되어 있는 Overlapped DFE 구조로서, 약 -29.7usec~47.5usec의 고스트 제거범위를 갖는다. 블라인드 알고리즘으로는 Stop-and-Go알고리즘을 사용한다.

DTV의 실내수신 채널 모델인 브라질 채널 등과 같이 다중경로에 의한 신호의 왜곡이 심한 경우, feedback필터의 에러 전파를 방지하기 위해 등화기와 TCM연동구조를 제안하였다. 특히, 등화기와 TCM연동 시 발생하는 트레이스 백 지연에 의한 영향을 최소화하여 트레이스 백 지연 심볼 길이 이내에 강한 고스트가 존재하는 채널 환경에서 등화기의 성능을 크게 향상시켰다.

한편 등화기의 수렴속도를 개선하기 위해 초기 등화 속도를 빠르게 하는 가변 스텝사이즈를 사용하였으며, Data Recycling알고리즘을 이용하여 등화기의 필터 탭을 초기화하였다. 이상과 같은 방법으로 ATSC 8-VSB시스템에 대해, 수렴후의 출력 SNR레벨과 수렴속도가 모두 우수한 등화기를 설계하였다. 이 연구를 기반으로 추후에는 디지털 TV의 이동 수신 성능 개선방법에 대해 연구하고자 한다.

참 고 문 헌

- [1] James C. McKinney and Robert Hopkins, ATSC digital television standard (A/53), Sept. 1995.
- [2] ABERT/SET, "VSB/COFDM Comparison Report," May, 2000.
- [3] W. E. Bretl and A. Touzni, "Enhanced VSB System," *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 48, Issue: 3, Aug. 2002.
- [4] Richard Citta, "A VSB DTV Receiver designed for indoor and distributed transmission environments," *IEEE 52nd Annual Broadcast Symposium*.
- [5] Grand Alliance System Test Procedures, SSWP2-1306, Aug. 1994.
- [6] ATTC Grand Alliance System Test Results, SSWP2-1271, Aug. 1994.
- [7] Simon Haykin, "Adaptive Filter Theory," 3rd ed, Prentice Hall.
- [8] James C. McKinney and Robert Hopkins, "Guide to the use of the ATSC digital television standard (A/54)," Sep. 1995.
- [9] Albert Benveniste and Maurice Goursat, "Blind equalizers," *IEEE Transactions on Communications*, vol. COM-32, no. 8, pp. 871-883, Aug. 1984.
- [10] G. Picchi and G. Prati, "Blind equalization and carrier recovery using a 'stop and go' decision directed algorithm," *IEEE Transactions on Communications*, vol. COM-26, no. 9, Sep. 1978.
- [11] Monisha Ghosh, "Blind decision feedback equalization for terrestrial television receivers," *Proceedings of the IEEE*, vol. 86, no. 10, Oct. 1998.
- [12] Bernard Sklar, "Digital Communications Fundamentals and Applications," 2nd ed, Prentice Hall P T R.
- [13] J. H. Horng and Jinyu Zhang, "Signal circulation for adaptive equalization in digital communication systems," *IEEE 2002 International Conference on Consumer Electronics*, Jun. 2002.

저 자 소 개



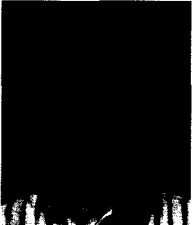
정 진 회

- 2001년 2월 : 한양대학교 전자전기공학부 학사
- 2001년 1월~현재 : 삼성전자 디지털미디어 연구소 연구원
- 주관심분야 : 디지털 통신 시스템, Equalizer

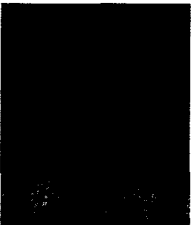
 저 자 소 개

**김 정 진**

- 2000년 2월 : 경북대학교 전자공학과 학사
- 2002년 2월 : 경북대학교 전자공학과 석사
- 2002년 3월~현재 : 삼성전자 디지털 미디어 연구소 연구원
- 주관심분야 : 디지털 통신, 디지털 신호처리, 적응 필터

**권 용 식**

- 1998년 2월 : 한양대학교 전자공학과 학사
- 2000년 2월 : 한양대학교 전자공학과 석사
- 2000년 5월~현재 : 삼성전자 디지털미디어 연구소 선임연구원
- 주관심분야 : COFDM, Equalizer, 통신 회로 설계

**장 용 덕**

- 1991년 2월 : 한양대학교 전자통신공학과 학사
- 1991년 2월~현재 : 삼성전자 디지털미디어 연구소 책임연구원
- 주관심분야 : 디지털 통신 시스템, 에러정정 코드

**정 해 주**

- 1988년 2월 : 연세대학교 전기공학과 학사
- 1999년 5월~현재 : 삼성전자 디지털미디어 연구소 책임연구원
- 주관심분야 : Digital TV Channel 부문, VSB, COFDM 등