

일반논문-07-12-5-12

## 이중 후방필터 구조 결정 제한 등화기의 선행 고스트에 대한 성능 분석

오 영 호<sup>a)†</sup>, 이 경 원<sup>a)</sup>, 김 대 진<sup>a)</sup>

## Performance analysis of decision feedback equalizer with dual-feedback in pre-ghost channel

Young Ho Oh<sup>a)†</sup>, Kyoung Won Lee<sup>a)</sup> and Dae Jin Kim<sup>a)</sup>

## 요 약

한정된 주파수의 효율적인 사용을 위해 디지털 동일 채널 증계기(DOCR, Digital On-Channel Repeater)를 이용하여 SFN을 구성하는 연구가 진행되고 있다. 그러나 DOCR를 사용하는 경우에 송신기의 신호와 DOCR의 출력 신호 사이의 지연 시간 때문에 선행 고스트가 필연적으로 발생한다. 기존의 결정 제한 등화기에서는 전방 필터가 선행 고스트를 제거하는 과정에서 잡음 증가 및 유색 잡음을 발생시켜 수신 성능의 열화가 심하게 발생한다. 본 논문에서는 동일 채널 증계기를 사용한 SFN 구성시 필연적으로 발생하는 선행 고스트로 인한 수신 성능의 감소를 줄이기 위해 이중 후방필터 구조의 결정 제한 등화기를 사용할 것을 제안하였다. 제안된 등화기의 후방필터는 결정값을 사용하는 결정 후방필터와 등화기의 출력값을 사용하는 비결정 후방필터로 구성되어 있다. 부가적으로 사용된 비결정 후방필터 때문에 제안된 등화기는 잡음 증가와 유색 잡음이 발생하지 않아 기존의 결정 제한 등화기에 비교하여 수신 성능 이득이 발생한다. 따라서 제안된 등화기 구조는 ATSC DTV의 동일 채널 증계기를 이용하여 SFN을 구성할 때 커버리지의 확대에 기여할 것이다.

## Abstract

In order to use limited frequency resources efficiently, a single frequency network using digital on-channel repeater(DOCR) has been studied and would be implemented. The DOCR generates strong pre-ghosts to ATSC DTV receivers. The forward filter of equalizer in ATSC DTV receivers compensates the distortion made by pre-ghosts. This process induces noise enhancement and colored noise, thereby results in the performance degradation. In this paper we propose to use a dual-feedback equalizer to combat strong pre-ghosts. The proposed equalizer has two feedback filters. One is the decision feedback filter and the other is non-decision feedback filter. The additional non-decision feedback filter decreases the noise by whitening the noise and preventing the generation of colored noise in pre-ghost channel. Thus the equalization technique of dual-feedback structure has performance enhancement in pre-ghost channel in comparison with conventional decision feedback equalizer(DFE). By simulation we analyzed the performance enhancements of DTV receiver using dual-feedback equalization structure.

Keyword: Equalizer, SFN, pre-ghost, dual-feedback

a) 전남대학교 전자컴퓨터공학과

Dept. of electronics and computer engineering

† 교신저자 : 오영호(p1394oh@naver.com)

\* 본 논문은 산업기술재단의 지역혁신인력양성사업 연구지원으로 수행되었습니다.

## 1. 서 론

일반적으로 방송 서비스를 위해서는 주변 지형지물에 따라 그리고 방송사의 방송 구역에 따라 송신기 및 증계기를

배치한다. 현재 ATSC(Advanced Television Systems Committee) 지상파 디지털 TV 방송은 각각의 송신기 혹은 중계기마다 다른 주파수를 할당하여 방송망을 구성하는 복수 주파수 망(MFN, Multiple Frequency Network)을 통해서 서비스되고 있다. 그러나 MFN을 통해 방송 신호를 전송하면 동일 주파수 간섭이 없는 원거리 지역을 제외하고는 같은 주파수를 재사용할 수 없기 때문에 주파수 이용 관점에서 매우 비효율적이다. 현재 이러한 주파수 효율의 문제를 해결하기 위해서 디지털 동일 채널 중계기(DOCR, Digital On-Channel Repeater)를 이용하여 SFN(Single Frequency Network)를 구성하는 연구가 수행되고 있다<sup>[1]</sup>.

DOCR을 이용한 SFN을 구성하는 경우에 송신기의 신호와 DOCR의 출력 신호 사이의 지연 시간 때문에 송신기의 신호를 수신기는 선행 고스트로 인식한다. 선행 고스트에 의한 채널 왜곡을 등화기의 전방필터에서 보상하는 과정에서 잡음 증폭과 유색 잡음(Colored Noise)이 발생하게 된다. 잡음 증가와 유색 잡음은 수신 성능의 열화를 가져온다. 특히 ATSC DTV에 사용된 트렐리스 코딩은 AWGN기반에 최적화되어 있기 때문에 유색잡음에 의한 성능 열화를 피할 수 없다<sup>[2]</sup>.

미국형 지상파 디지털 TV 표준인 ATSC 수신기에서 채널 등화를 위해서 결정 궤환 등화기(Decision Feedback Equalizer: DFE)를 사용한다. DFE는 양자화기에서 에러가 없다면, 피드백 필터는 이전에 판정된 심볼에 의한 ISI를 제거해주면서도, 일반 선행 등화기에서 나타나는 등화기 출력에서의 잡음 증폭과 같은 문제가 나타나지 않는 장점이 있다. 그러나, 판정 에러가 발생하면 DFE의 피드백 루프에 의하여 에러 전파 문제가 발생한다.

ATSC DTV는 313 세그먼트 중에 1세그먼트만이 훈련열로 주어지기 때문에 양자화기 출력을 이용한 블라인드 등화 또는 판정 의거 등화 방법이 대부분의 수신 심벌에서 사용된다<sup>[3]</sup>. 따라서 판정 에러 확률이 증가하면 에러 전파 현상이 수렴 성능에 중대한 영향을 미칠 수 있다. 또한 ATSC DTV 수신기의 TOV(Threshold Of Visibility)에서 SER(Symbol Error Rate)이 0.2 정도 되므로 판정 에러가 발생할 확률이 높다<sup>[4]</sup>. 현재 개발된 수신기는 이러한 판정 데이터의 오류를 줄이기 위하여 지연 시간이 없는 트렐리스

스 디코더기(STD, Simplified Trellis Decoder)를 양자화기를 대신 사용하여 판정 오류 줄인다<sup>[5]</sup>. STD를 사용하면 AWGN 채널에서 0.2의 SER을 0.04로 줄일 수 있으나, 여전히 4%의 판정 에러가 존재한다. 또한 유색잡음 채널에서는 STD는 더 나쁜 성능을 보여준다.

본 논문에서는 선행 고스트에서 발생하는 잡음증폭과 유색잡음 발생을 해결하기 위하여 이중 후방 필터 구조의 결정 궤환 등화기를 사용하는 것을 제안한다<sup>[6]</sup>. 제안된 등화기의 후방필터는 지연 시간이 없는 트렐리스 복호기(STD)의 출력을 입력으로 사용하는 결정 후방필터와 등화기의 출력을 입력으로 사용하는 비결정 후방필터로 구성되어 있다. 기존의 결정 궤환 등화기에 추가적으로 사용된 비결정 후방필터는 전방필터에 의해 왜곡되고 증가된 잡음을 감소시키고 백색잡음으로 바꾸어주어 STD의 성능 열화를 없애준다. 따라서 제안된 등화기는 선행 고스트가 존재하는 채널에서 기존의 등화기에 비해서 낮은 SNR에서 TOV를 만족한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 서론에 이어서 II 장에서 제안된 이중 후방필터 구조의 결정 궤환 등화기의 잡음 및 안정성에 대하여 분석 설명하고, III 장에서는 다양한 채널에서의 제안된 등화기의 성능을 분석한다. 마지막으로 IV 장의 결론을 끝으로 본 논문을 마무리한다.

## II. 이중 후방 구조의 결정 궤환 등화기의 잡음 특징과 안정성

### 1. 결정 궤환 등화기의 잡음 특징

그림 1은 결정 궤환 등화기(DFE)의 구조를 보여준다. 결정 궤환 등화기는 선행 고스트를 보상하면서 수신 신호를 입력으로 사용하는 전방필터와 후행 고스트를 보상하면서 결정값을 입력으로 사용하는 후방필터로 구성된다.

수신 신호에 선행 고스트가 존재하는 경우에 전방필터에서 채널 왜곡을 보상하게 된다. 전방필터의 입력으로 수신 신호와 함께 백색잡음이 들어와서 전방필터를 통과하면서 백색잡음은 증폭되고 유색잡음으로 변하게 된다. ATSC

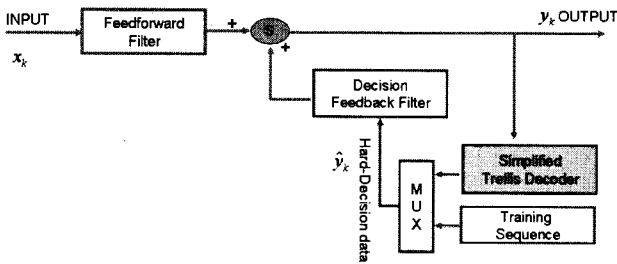


그림 1. 결정 궤환 등화기.  
Fig 1. The decision feedback equalizer.

DTV에 사용된 트렐리스 코딩은 AWGN에 적합하게 설계되어 있기 때문에 그림 1에서 양자화기로 사용된 STD는 유색잡음일 경우에 백색잡음에 비해 성능이 떨어진다.

그림 2는  $-2\mu\text{s}@-4\text{dB}$  선행 고스트가 있는 채널에서 결정 궤환 등화기 입력 잡음과 등화기 출력 잡음의 스펙트럼이다. 선행 고스트에 의한 채널 왜곡을 보상하는 과정에서 등화기 입력 잡음의 크기가 커지고 유색잡음으로 변환을 알 수 있다.

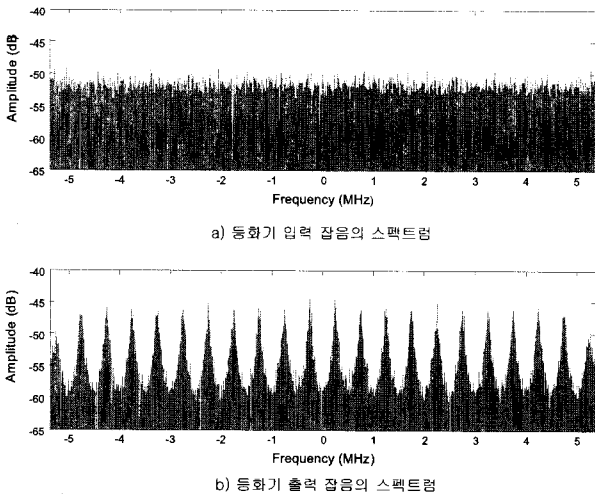


그림 2. 결정 궤환 등화기 전후의 잡음 스펙트럼.  
Fig 2. The spectrum of noise at the input and output of DFE.

## 2. 이중 후방필터 구조의 결정 궤환 등화기의 잡음 특징

그림 3은 제안된 이중 후방필터 구조의 DFE의 구조를 보여준다. 제안된 등화기는 선행 고스트를 보상하는 전방

필터, 후행 고스트를 보상하면서 결정값을 입력으로 사용하는 결정 후방필터와 전방필터에 왜곡되고 증가된 잡음을 감소시키고 백색잡음으로 만들면서 등화기의 출력을 입력으로 사용하는 비결정 후방필터 세 가지 필터를 가지고 있다. 계수 업데이트 알고리즘으로 LMS(Least Mean square)를 사용하고 판별기로는 지연 시간이 없는 STD를 사용한다.

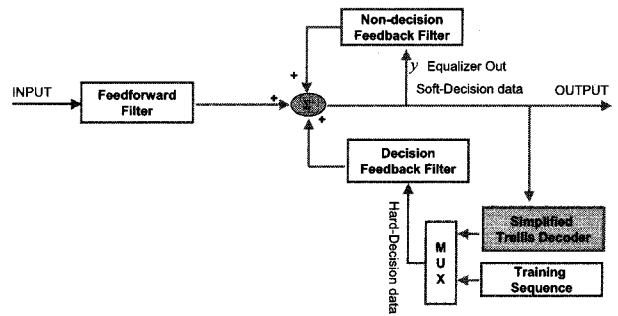


그림 3. 이중 후방필터 구조의 궤환 등화기.  
Fig 3. The decision feedback equalizer with dual-feedback filter.

등화기의 출력  $y_k$  는 다음식과 같다.

$$y_k = \sum_{j=-N_1}^0 c_j^F x_{k-j} + \sum_{j=1}^{N_2} c_j^{B_1} \hat{y}_{k-j} + \sum_{j=1}^{N_3} c_j^{B_2} y_{k-j} \quad (1)$$

계수 갱신은 식 (2)와 같다.

$$\begin{aligned} c_{j,k+1}^F &= c_{j,k}^F + \mu \varepsilon_k x_{k-j}, \quad j=0, -1, -2, \dots, -N_1, \\ c_{j,k+1}^{B_1} &= c_{j,k}^{B_1} + \frac{\mu \varepsilon_k}{2} \hat{y}_{k-j}, \quad j=1, 2, \dots, N_2, \\ c_{j,k+1}^{B_2} &= c_{j,k}^{B_2} + \frac{\mu \varepsilon_k}{2} y_{k-j}, \quad j=1, 2, \dots, N_3. \end{aligned} \quad (2)$$

여기서  $k$ 는 실행 횟수,  $c_{j,k}^F, c_{j,k}^{B_1}, c_{j,k}^{B_2}$ 는 각각  $k$ 번째 실행에서  $j$ 번째 전방필터 탭 계수, 결정 후방필터 탭 계수 그리고 비결정 후방필터 탭 계수이고  $\varepsilon$ 는 에러이다.  $\mu$ 는 스텝 사이즈로 기존의 LMS-DFE에 비해서 후방필터의 탭을 두 배 많이 사용하므로 스텝 사이즈는 전방필터에 비해 절반만 사용한다.

그림 4는  $-2\mu\text{s}@-4\text{dB}$  선행 고스트가 있는 채널에서 이중 후방필터 구조의 케환 등화기의 입력 잡음과 출력 잡음의 스펙트럼을 보여준다. 기존의 결정 케환 등화기에 추가된 비결정 후방필터가 전방필터에서 왜곡된 잡음을 백색잡음으로 복원시켜주므로 그림 2와 비교하여 등화기의 출력 잡음에서 잡음 증폭과 유색잡음이 발생하지 않음을 알 수 있다.

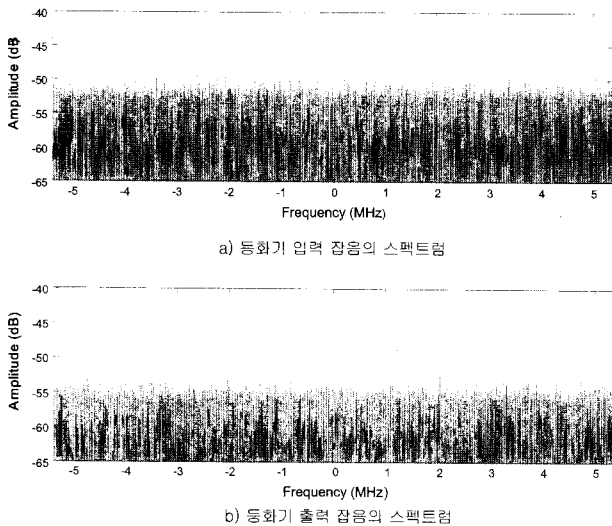


그림 4. 이중 후방필터 구조의 DFE 전후의 잡음 스펙트럼.  
Fig 4. The spectrum of noise at the input and the output of proposed equalizer.

### 3. 이중 후방필터 구조의 DFE의 탭 계수와 안정성<sup>[7]</sup>

전방필터, 비결정 후방필터 그리고 결정 후방필터의 전달함수를  $A(z)$ ,  $B(z)$ ,  $C(z)$ 로 놓고, 등화기의 입력 잡음으로 백색잡음이 들어간다고 가정하자. 결정 후방필터의 입력으로 사용되는 STD의 출력이 에러가 없다면 결정 후방필터는 잡음과 관계가 없으므로 잡음에 대한 전달함수  $H_n(z)$ 는 다음식과 같다.

$$H_n(z) = \frac{Y(z)}{N(z)} = \frac{A(z)}{1-B(z)} = \frac{a_0 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2} + \dots + a_qz^{-q}}{1 - b_1z^{-1} - b_2z^{-2} - \dots - b_pz^{-p}} \quad (3)$$

여기서  $a_0$ 부터  $a_q$ 는 전방필터의 계수값이고,  $b_1$ 부터  $b_p$ 는 비결정 후방필터의 계수값이다. 등화기 출력 잡음이 백색잡음이 되기 위해서는 식 (3)의 잡음에 대한 전달함수  $H_n(z)$ 는 All-pass 필터가 되어야 한다. 따라서  $p$ 와  $q$ 는 동일하고, 전달함수의  $i$ 번째 폴  $p_i$ 와  $i$ 번째 제로  $z_i$ 사이에는 다음과 같은 관계를 가져야 한다.

$$p_i = \frac{1}{z_i^*} \quad * \text{는 complex conjugate} \quad (4)$$

따라서 식 (3)과 식 (4)로부터 비결정 후방필터의 탭 계수  $b_k$ 와 전방필터의 탭 계수  $a_k$ 사이에는 다음과 같은 관계가 있다.

$$b_k = -\frac{a_{q-k}}{a_q} \quad (5)$$

등화기 이전 단계에서 이득 조절을 통해  $a_q = 1$ 로 만든다면 비결정 후방필터의 계수값  $b_k$ 의 이론적인 값을 쉽게 구할 수 있다.

$$b_k = -a_{q-k} \quad (6)$$

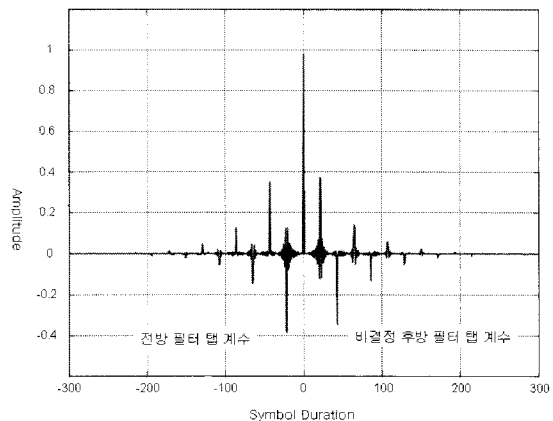


그림 5. 제안된 등화기의 수렴 후 탭 계수.  
Fig. 5. The coefficients of proposed equalizer after convergence.

그림 5는 실험으로 수행한 실제 예로서  $-2\mu\text{s}@-4\text{dB}$  선행 고스트가 존재하는 채널에서의 제안된 등화기의 전방필

터와 비결정 후방필터의 수렴 후 탭 계수를 보여준다.

비결정 후방필터의 전달함수  $B(z)$ 는 결정 궤환 루프를 사용하므로 안정성을 고려하여야 한다. 전방필터의 전달함수  $A(z)$ 는 선행 고스트에 의해 ISI가 존재할 경우에만 동작하는데 maximum phase로 동작한다. 따라서  $B(z)$ 의 모든 제로는 단위 원 밖에 존재한다. 노이즈 전달함수  $H_n(z)$ 의 계수값은  $H_n(z)$ 이 All-pass하도록 정해지므로  $H_n(z)$ 의 폴과 제로는 식 (5)와 같은 관계를 갖게 된다. 따라서 비결정 후방필터가 갖고 있는 모든 폴은 단위원 안에 존재하고, 비결정 후방필터는 안정성을 가짐을 알 수 있다.

제안된 이중 후방필터 구조를 갖는 결정 궤환 등화기의 비결정 후방필터의 탭 계수값은 LMS 알고리즘을 사용한 탭 계수값으로 갱신하지 않고 식 (6)을 이용하여 전방필터의 탭 계수값을 사용할 수 있다. 전방 필터의 탭 계수값을 비결정 후방 필터의 탭 계수값으로 사용하는 것은 등화기가 수렴한 후의 계수값에 대해서는 위에서 살펴보았듯이 안정성을 보장한다. 그러나 수렴하는 과정에서는 전방 필터의 전달함수  $A(z)$ 가 maximum phase로 동작한다고 가정할 수 없기 때문에 안정성을 보장할 수 없다. 따라서 수렴하는 과정에서 비결정 후방 필터의 탭 계수값으로 전방 필터의 탭 계수값을 사용하는데 신중할 필요가 있다.

전방필터의 탭 계수값에 1보다 작은 값을 곱하여 비결정 후방필터의 탭 계수값으로 사용하면 비결정 후방필터가 갖고 있는 모든 폴의 크기가 줄어들기 때문에 수렴하는 과정에서도 안정성을 보장할 수 있다. 그러나 이런 경우에는 온전한 전방필터의 탭 계수값을 사용하는 것에 비해 잡음 증가 완화 및 유색 잡음 억제 성능이 떨어지게 된다. 수렴하는 과정에서의 안정성을 보장하기 위하여 전방필터 탭 계수값에 1보다 작은 값의 가중치를 곱해서 사용할 수 있는데 그 가중치의 적절성은 채널에 따라 다를 것이다. 다양한 채널에 대한 실험을 통해 본 논문에서는 경험적으로 0.8을 사용하였다.

### III. 전산 모의실험

이중 후방필터 구조를 갖는 결정 궤환 등화기의 AWGN 채널에서 기존 등화기와 동일한 성능을 보여주고 또한 선

행 고스트가 없는 채널에서도 기존의 등화기에 비해서 우수한 성능을 보여주는 것을 참고문헌 6 논문의 실험을 통해서 검증하였다<sup>[6]</sup>. 그래서 본 논문에서는 주로 선행 고스트가 존재하는 환경에서의 제안된 이중 후방 구조 결정 궤환 등화기의 성능을 기존의 결정 궤환 등화기와 비교 분석하였다. 현재 개발된 DOCR의 입력 신호와 출력 신호의 차이가 약  $5\mu\text{s}$ 이므로<sup>[1]</sup>  $-4.2\mu\text{s}$  이상의 지연 시간을 갖는 선행 고스트가 존재하는 채널을 전산 모의실험에 사용하였다.

기존 LMS-DFE의 전방필터와 후방필터의 탭수는 둘 다 300 탭이고, 제안된 등화기의 전방필터는 300 탭, 결정 후방필터와 비결정 후방필터는 300 탭을 사용하였다. 두 등화기 모두 계수 업데이트 알고리즘으로 LMS 알고리즘을 사용하였다. 식 (6)을 이용하여 비결정 후방필터의 계수값을 정하는데 수렴과정의 안정성을 위하여 전방필터의 계수값에 0.8의 가중치를 곱하여 사용하였다. 두 등화기 모두 블라인드 알고리즘으로 SAG<sup>[8]</sup>와 판별기로 STD를 사용하였다. 스텝사이즈는 기존의 등화기의 경우 전방필터와 후방필터 모두  $3 \times 10^{-6}$ 을 사용하고, 제안된 등화기의 경우 전방필터는  $3 \times 10^{-6}$ 을 사용하고 후방필터의 스텝사이즈는  $1.5 \times 10^{-6}$ 을 사용하였다.

먼저 선행 고스트만 존재하는 채널 환경에서의 제안된 등화기의 성능을 살펴보자. 표 1은 전산 모의실험에 사용된  $-4.2\mu\text{s}$ 에 다양한 크기의 선행 고스트가 존재하는 채널을 보여준다.

표 1.  $-4.2\mu\text{s}$ 에 한 개의 선행 고스트가 있는 채널.  
Table 1. The channel with a pre-ghost channel at  $-4.2\mu\text{s}$ .

이름	고스트 위치( $\mu\text{s}$ )	고스트 크기(dB)	위상(degree)
-4.2ms@-5dB	0	0	0
	-4.2	-5dB	0
-4.2ms@-6dB	0	0	0
	-4.2	-6dB	0

그림 6은  $-4.2\mu\text{s}$ 에 한 개의 선행 고스트만 존재하는 채널에서의 기존의 LMS-DFE와 제안된 이중 후방필터 구조의 결정 궤환 등화기의 수신 성능을 보여준다. TOV(Threshold of Visuality)를 만족하는 Trellis Decoder

출력 BER(Bytes Error Rate)이 0.014에서<sup>[4]</sup> 살펴보면 제안된 등화기는 -5dB 선행 고스트가 있는 채널에서는 0.7dB 그리고 -6dB 선행 고스트가 존재하는 채널에서는 0.6dB 수신이득이 있음을 알 수 있다.

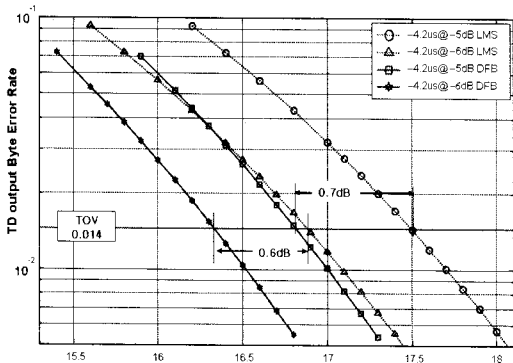
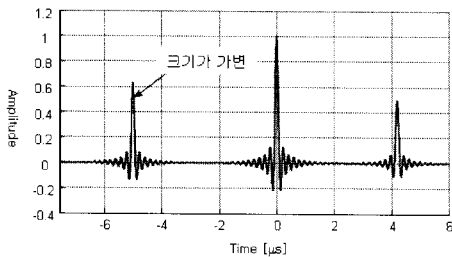
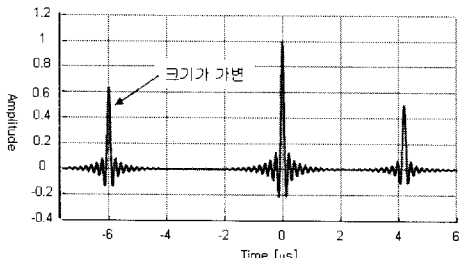


그림 6. -4.2µs에 한 개의 선행 고스트가 있는 채널에서의 LMS-DFE와 제안된 등화기의 성능.

Fig. 6. Performance of equalizers in the case of -4.2µs single pre-ghost channels.



(a) 4.2µs@-6dB에코와 -5µs@XdB에코가 존재하는 채널의 임펄스 응답



(b) 4.2µs@-6dB에코와 -6µs@XdB에코가 존재하는 채널의 임펄스 응답

그림 7. 선행 고스트와 후행 고스트가 한 개씩 존재하는 채널의 임펄스 응답.  
Fig. 7. Impulse response of channels with a pre-ghost and a post-ghost.

그림 7은 전산 모의실험에 사용된 선행 고스트와 후행 고스트가 한 개씩 존재하는 채널의 임펄스 응답을 보여준

다. 후행 고스트의 위치와 크기는 각각 -4.2µs와 -6dB로 고정 시켜놓고 선행 고스트의 위치와 크기를 변화시키면서 전산 모의실험을 수행하였다.

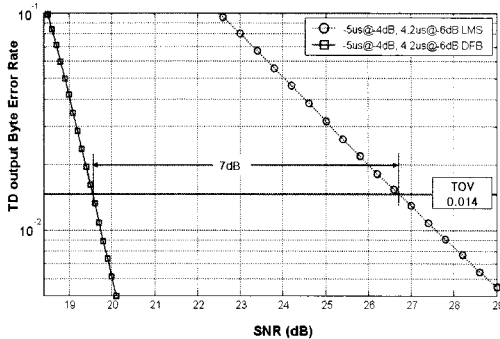
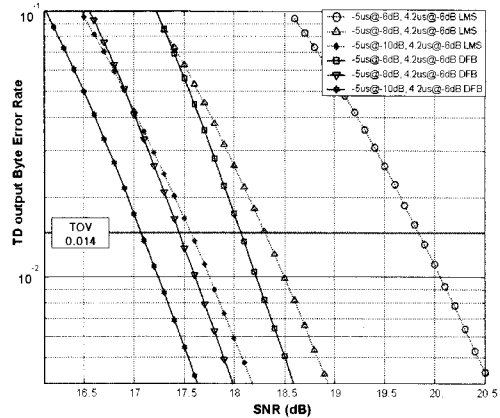


그림 8. 4.2µs@-6dB 고스트와 -5µs@XdB 고스트가 존재하는 채널에서의 LMS-DFE와 제안된 등화기의 성능.

Fig. 8. Performance of equalizers in channel with 4.2µs post-ghost with -6dB echo level and -5µs pre-ghost with variable echo levels.

그림 8는 4.2µs@-6dB의 후행 고스트가 존재하는 채널에서 -5µs 지연 시간을 갖는 선행 고스트의 크기를 변화시킬 경우에 LMS-DFE와 제안된 등화기의 수신 성능을 보여준다. 선행 고스트의 크기가 -10dB인 경우는 기존 LMS-DFE에 비해 제안된 등화기가 0.5dB 성능 개선이 나타난다. 선행 고스트의 크기가 -8dB하고 -6dB인 경우에는 각각 0.85dB와 1.8dB 성능 개선이 있음을 알 수 있다. 특히 -4dB 크기의 선행 고스트의 경우에 제안된 등화기는 LMS-DFE에 비해 TOV를 만족하는 SNR이 7dB나 적다. 선행 고스트가 커질수록 전방 필터의 탭 계수의 크기가 증가하여 잡음 증가도 커져서 기존의 LMS-DFE의 수신 성능

은 급격히 감소한다. 그러나 제안된 등화기는 잡음 증가 현상을 완화시키고 또한 유색 잡음이 발생하지 않기 때문에 선행 고스트의 크기가 증가하더라도 기존의 결정 궤환 등화기에 비해 수신 성능의 감소의 폭이 적다.

그림 9는 4.2 $\mu$ s@-6dB의 후행 고스트가 존재하는 채널에서 -6 $\mu$ s 지연 시간을 갖는 선행 고스트의 크기를 변화시킬 경우에 LMS-DFE와 제안된 등화기의 수신 성능을 보여준다. 선행 고스트가 -5 $\mu$ s 지연 시간을 갖는 그림 8과 거의

동일한 실험 결과를 보여줄 수 있다. 다만 선행 고스트의 크기가 같은 경우에 -6 $\mu$ s 지연 시간을 갖는 선행 고스트를 갖는 채널에 비해 제안된 등화기를 사용함으로써 얻을 수 있는 성능 이득이 0.1dB 더 많다. 그림 8와 마찬가지로 선행 고스트의 크기 커질수록 더 많은 수신이득을 얻음을 그림 9에서 보여주고 있다. 특히 -5dB 크기의 선행 고스트의 경우에 제안된 등화기는 LMS-DFE에 비해 3.3dB 수신 이득을 얻는다.

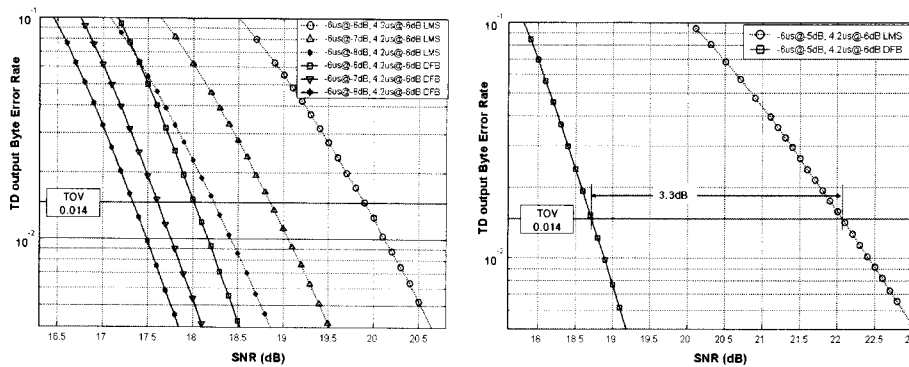


그림 9. 4.2 $\mu$ s@-6dB 고스트와 -6 $\mu$ s@XdB 고스트가 존재하는 채널에서의 LMS-DFE와 제안된 등화기의 성능.

Fig. 9. Performance of equalizers in channel of 4.2 $\mu$ s post-ghost with -6dB echo level and -6 $\mu$ s pre-ghost with variable echo levels.

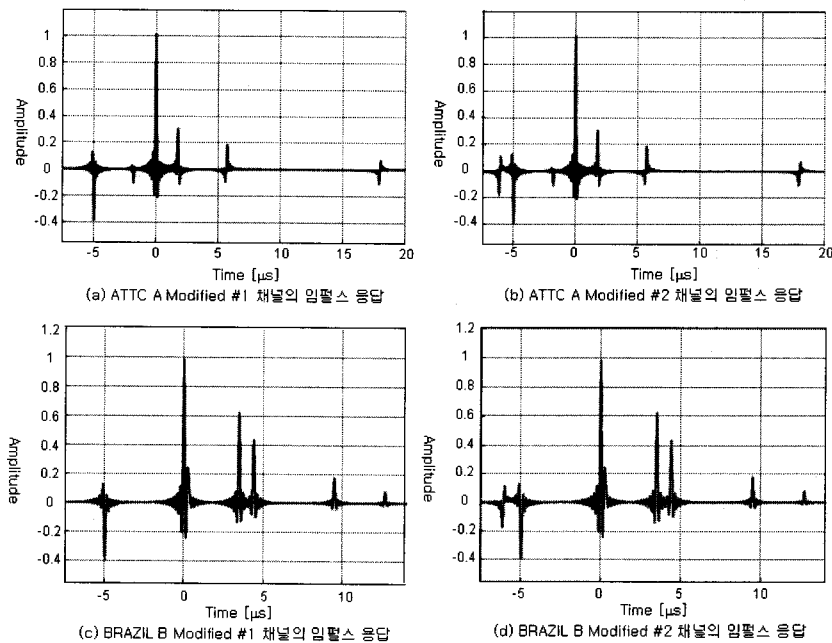


그림 10. 선행 고스트가 추가된 ATTC A 채널과 BRAZIL B 채널의 임펄스 응답.

Fig. 10. Impulse response of ATTC A channel with pre-ghosts and BRAZIL B channel with pre-ghosts.

그림 10은 전산 모의실험에 사용된 선행 고스트가 추가된 ATTC A 채널과 BRAZIL B 채널의 임펄스 응답을 보여준다. ATTC A 채널과 BRAZIL B 채널에  $-5\mu\text{s}$  지연 시간,  $-8\text{dB}$  크기 그리고  $200^\circ$ 의 위상을 갖는 후행 고스트를 추가하여 Modified #1 채널을 만들었다. Modified #2 채널은 Modified #1 채널에  $-6.1\mu\text{s}$  지연 시간,  $-14\text{dB}$  그리고  $120^\circ$ 의 위상을 갖는 후행 고스트를 추가하여 생성하였다. 그림 10에 소개된 채널들은 다양한 고스트가 존재하는 환경에서의 제안된 등화기의 수신 성능을 판단하는데 도움이 되리라 판단된다.

그림 11에서 ATTC A 채널에 한 개의 선행 고스트가 추가된 Modified ATTC A #1 채널에서 기존의 DFE 보다 제안된 등화기가 TOV를 만족하는 SNR이  $0.5\text{dB}$  더 작다. 두 개의 선행고스트가 추가된 Modified ATTC A #2 채널에서의 성능 개선 이득은  $0.7\text{dB}$ 이다. Modified BRAZIL B #1 채널과 Modified BRAZIL B #2 채널에서의 성능 이득은 각각  $1.1\text{dB}$ 와  $1.7\text{dB}$ 이다. 또한 그림 11은 ATTC A 채널 보다 더 큰 후행 고스트를 갖는 BRAZIL B 채널이 동일한 선행 고스트를 추가한 경우에 성능 이득이 더 많음을 보여준다.

### III. 결론

한정된 주파수의 효율적인 사용을 위해 DOCR을 이용하여 SFN을 구성하는 경우에 송신기의 신호와 DOCR의 출력 신호 사이의 지연 시간 때문에 선행 고스트가 필연적으로 발생한다. 기존의 결정 궤환 등화기는 선행 고스트가 존재하는 채널에서는 잡음 증가와 유색 잡음 발생으로 수신 성능의 열화가 심하게 발생한다. 본 논문에서는 동일 채널 중계기를 사용한 SFN 구성시 필연적으로 발생하는 선행 고스트로 인한 수신 성능의 감소를 줄이기 위해 이중 후방 필터 구조의 결정 궤환 등화기를 사용할 것을 제안하였다. 제안된 등화기는  $-8\text{dB}$ 와  $-14\text{dB}$  선행 고스트가 추가된 BRAZIL B #2 채널에서 기존의 결정 궤환 등화기에 비해  $1.7\text{dB}$  성능 이득이 발생한다. 이처럼 이중 후방필터 구조의 결정 궤환 등화기는 선행 고스트가 존재하는 환경에서 잡음 증가와 유색 잡음이 발생하지 않아 기존의 결정 궤환 등화기에 비해서 수신 성능 이득이 있다. 따라서 제안된 등화기 구조는 ATSC DTV의 동일 채널 중계기를 이용하여 SFN을 구성할 때 커버리지의 확대에 기여할 것이다.

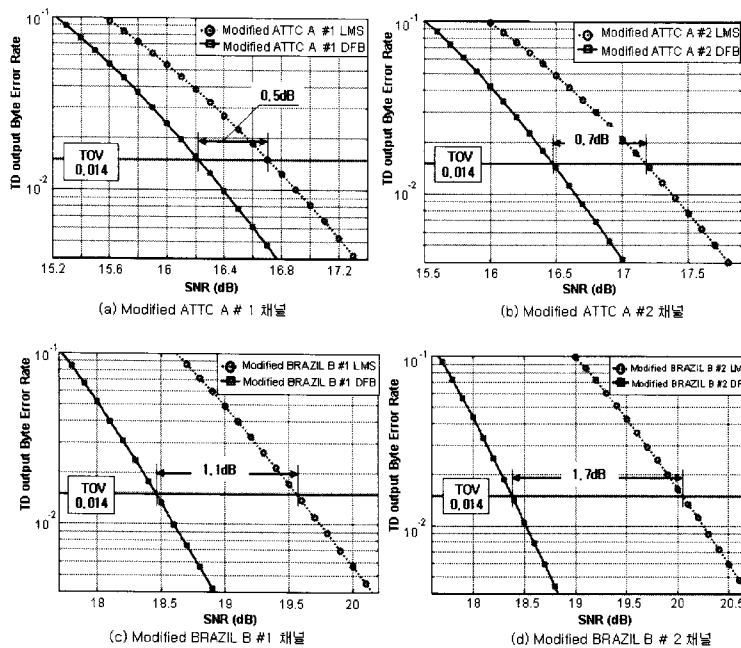


그림 11. 선행 고스트가 추가된 ATTC A 채널과 BRAZIL B 채널에서의 LMS-DFE와 제안된 등화기의 성능.

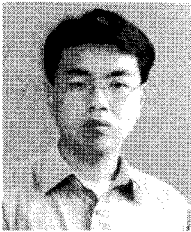
Fig. 11. Performance of equalizers in case of ATTC A channel with pre-ghosts and BRAZIL B channel with pre-ghosts.



## 참고 문헌

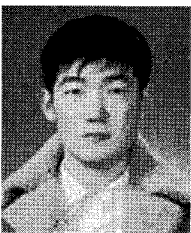
- [1] 박성익, 음호민, 이용태, 김홍목, 서재현, 김형남, 김승원, "ATSC 지상파 디지털 TV 방송의 단일 주파수 망 구성을 위한 등화형 디지털 동일 채널 중계기," 방송공학회논문지, 제 9권, 제 4호, pp 371~383, 2004년 12월.
- [2] Khalid A. Hamied and Gordon L. Stüber, "Performance of Trellis-Coded Modulation for Equalized Multipath Fading ISI Channel," IEEE Trans. on Vehicular Technology, Vol. 44, No 1, pp 50-58, Feb. 1995.
- [3] Doc. A/54, "Guide to the use of ATSC Digital Television Standard," Oct. 1995.
- [4] M. Ghosh, "Blind Decision Feedback Equalization for Terrestrial Television Receivers," Proceedings of the IEEE, Vol. 86, No. 10, pp. 2070-2081, Oct. 1998.
- [5] Y. H. Oh, S. W. Park, S.-J. Baek and 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.
- [6] 오영호, 김대진, "ATSC DTV 수신기를 위한 이중 후방필터 구조의 결정 궤환 등화기," 방송공학회논문지, 제 10권, 제 4호, pp 540~547, 2005년 12월.
- [7] Michael Q. Le, Paul J. Hurst and John P. Keane, "An Adaptive Analog Noise-Predictive Decision-Feedback Equalizer," IEEE Journal of Solid-state Circuits, Vol. 37, No. 2, pp 105-113, Feb. 2002.
- [8] G. Picchi and G. Prati, "Blind Equalization and Carrier Recovery Using a "Stop-and-Go" Decision-Directed Algorithm," IEEE Trans. on Comm., vol. COM-35, No.9, pp 877-887, Sep. 1987.

## 저자 소개



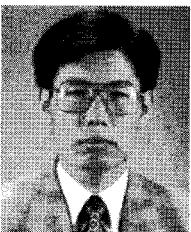
## 오 영 호

- 2000년 2월 : 전남대학교 전자공학과 학사
- 2002년 2월 : 전남대학교 전자공학과 석사
- 2005년 8월 : 전남대학교 전자정보통신공학과 박사
- 2005년 9월~ 2006년 8월 : RRC 연구원
- 2006년 11월 ~ 현재 : 유비쿼터스 정보기전 BK사업단 연구원
- 주관심분야 : 디지털 통신, 디지털 방송, 8-VSB, OFDM, 무선랜



## 이 경 원

- 2002년 : 전남대학교 전자공학과 (공학사)
- 2004년 : 전남대학교 전자공학과 (석사)
- 2004년 ~ 현재 : 전남대학교 전자공학과 박사과정
- 주관심분야 : 디지털 통신, 디지털 방송



## 김 대 진

- 1984년 2월 : 서울대학교 전자공학과 학사
- 1986년 2월 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 석사
- 1991년 8월 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 박사
- 1991년~1996년 12월 : LG전자 멀티미디어(연) 책임연구원
- 1997년 1월 ~ 현재 : 전남대학교 전자컴퓨터정보통신공학부 교수
- 주관심분야 : 디지털 통신, 디지털 방송 송수신, 8-VSB, OFDM, LMDS, 케이블모뎀