

주파수 영역 등화를 이용한 지상파 DTV 수신 성능 개선

정회원 손 상 원*, 준회원 김 지 현*, 종신회원 김 형 남*

Performance Improvement of Terrestrial DTV Receivers Using Frequency-domain Equalization

Sang-Won Son* *Regular Member*, Ji-Hyun Kim* *Associate Member*,
Hyoung-Nam Kim* *Lifelong Member*

요 약

우리나라의 지상파 DTV 전송 방식인 8-VSB 변조 방식은 크기에 정보를 실어서 보내기 때문에 다중경로에 의한 심벌간 간섭에 다소 취약한 단점이 있다. 이러한 문제를 해결하기 위하여 지상파 DTV 수신기에서는 판정 궤환 등화기를 사용하여 채널 등화를 수행해 왔다. 하지만 SFN(single frequency network) 환경과 같은 열악한 채널에서는 판정 오류로 인한 에러전파로 안정적인 등화를 수행하지 못한다. 본 논문에서는 이러한 문제를 해결하고자 주파수 영역에서 직접 채널의 역을 곱해서 채널등화를 수행하는 zero forcing 등화 방법을 제안한다. 이를 위해서 채널 정합 필터와 비인과 필터를 사용하여 비최소 위상(nonminimum phase) 채널을 최소 위상(minimum phase) 채널로 근사화시킴으로써 채널의 역의 안정성을 보장할 수 있게 하였다. 시뮬레이션을 통하여 SFN 채널 환경에서 제안된 주파수 영역 등화기가 기존의 판정 궤환 등화기에 비하여 안정성과 SER(symbol error rate) 측면에서 모두 향상된 성능을 얻을 수 있음을 보인다.

Key Words : DTV, 채널 등화, 비인과 필터, 주파수 영역 등화, DFE

ABSTRACT

The 8-VSB modulation, the transmission standard for the terrestrial digital television(DTV) of the Advanced Television Systems Committee(ATSC), suffers from multipath fading because it conveys information on the amplitude. To solve this problem, decision feedback equalizers(DFE's) have been commonly used in terrestrial DTV receivers. However, under severe channels, such as a 0 dB ghost channel or a single frequency network (SFN) channel, the DFE shows unstable convergence due to the error propagation caused by decision errors. Instead of unstable time-domain DFE schemes, by proposing a frequency-domain direct-inversion equalization method, we try to guarantee stable equalization and achieve low symbol error rates. To secure the existence of a channel inverse, channel-matched filtering and noncausal filtering are carried out prior to equalization. Simulation results show that the proposed method performs much better than existing DFE schemes in terms of both the stability and the symbol error rate.

I. 서 론

지상파 디지털 방송은 전 세계적으로 크게 유럽의

DVB-T(Digital Video Broadcasting-Terrestrial) 방식과 미국의 ATSC(Advanced Television System Committee) 방식으로 나뉜다. DVB-T 방식은 COFDM

※ 이 논문은 부산대학교 자유과제 학술연구비(2년)에 의하여 연구되었음.

* 부산대학교 전자공학과 통신 및 신호처리 연구실 (컴퓨터 및 정보통신 연구소) (hnkim@pusan.ac.kr)
논문번호 : KICS-2005-11-479, 접수일자 : 2005년 11월 26일, 최종논문접수일자 : 2006년 3월 20일

(coded orthogonal frequency division multiplexing)을 사용하고 ATSC 방식은 8-VSB(vestigial sideband)를 사용한다. COFDM은 7~8 MHz의 대역폭에 여러 반송파를 이용하여 데이터를 전송하는 방식으로 다중경로에 의한 열화가 거의 없고 이동 수신에 유리하지만 PAPR(peak to average power ratio)이 크고 위상 잡음의 영향을 많이 받는다. VSB는 COFDM에 비하여 PAPR이 낮아 더 높은 스펙트럼 효율을 가지며 백색 가우스 잡음(additive white Gaussian noise; AWGN) 환경 및 충격 잡음에 강하다. 또한 인접 및 동일채널 간섭특성이 우수하다는 등의 여러 장점이 있지만 크기에 정보를 실어 보내기 때문에 다중 경로에 다소 취약하다¹¹⁾.

이러한 문제를 극복하기 위하여, ATSC DTV 수신기의 채널 등화 장치로 사용되는 판정 궤환 등화기(decision feedback equalizer; DFE)의 성능 개선을 위해 많은 연구가 진행되어 왔다^{2)~4)}. 일반적으로, DFE는 그 출력의 눈 모형(eye diagram)이 열려 있어서, 심벌 검출기(symbol detector)의 출력이 올바르게 판정된 심벌일 경우, 피드백 필터부는 이전에 판정된 심벌에 의한 심벌간 간섭(intersymbol interference; ISI)을 제거하여 주면서도, 선형 등화기에서 채널 등화 시 발생하는 필터부 출력에서의 잡음 증폭 현상과 같은 문제가 나타나지 않기 때문에 디지털 통신 시스템의 수신기에서 많이 사용되어 왔다. 하지만 SFN 환경과 같이 시간지연이 길고 주 경로에서 오는 신호의 크기와 비슷한 크기를 갖는 고스트가 있는 다중 경로 환경에서는 필터부 출력의 눈 모형을 여는 데 실패하는 경우가 많다. 만약 눈 모형이 열리지 않으면, 심벌 검출기에서 판정 에러가 발생할 가능성이 매우 높고, 이로 인해 판정 에러가 DFE의 피드백 루프를 통해 누적되는 에러 전파(error propagation) 문제가 발생하게 된다³⁾. 이러한 열악한 환경을 갖는 통신 채널을 등화하기 위해서 채널 정합 필터(channel-matched filter)를 사용하여 수신 신호의 채널 특성(channel property)을 변화시키는 방법이 제시되었고 기존의 등화기보다 안정된 성능을 보였다⁴⁾. 그러나 채널 정합 필터의 사용은 전 고스트(pre-ghost)를 만들어 내기 때문에 수렴 후의 잔류 평균 자승 오차가 커지는 문제가 있고 또한 열악함의 정도가 매우 심한 채널에서는 여전히 수렴하지 못하는 문제가 있다.

본 논문에서는 이러한 문제를 해결하기 위하여 채널 정합 필터 및 비인과 필터(noncausal filter)를 이용하여 채널의 상태를 비최소 위상에서 최소 위

상으로 근사화시킴으로써 변화된 채널의 역을 안정적으로 구하고 이것을 주파수 영역 등화기의 계수로 사용하여 안정적인 등화를 할 수 있도록 하는 방법을 제안한다.

II장에서는 기존 채널 등화 방법인 DFE에 대하여 다루고, 채널의 상태가 0dB 고스트를 포함하거나 SFN 환경처럼 열악할 때 기존 DFE의 문제점을 살펴본다. III장에서는 II장에서 언급한 문제점에 대한 해결책으로 채널의 특성을 비최소 위상에서 최소 위상으로 변화시키고 그 역을 주파수 영역에서 구하여 주파수 영역 등화기의 계수로 사용하는 주파수 영역 등화 방법을 제안한다. IV장에서 시뮬레이션을 통해 제안된 주파수 영역 등화 방법과 기존의 시간영역 DFE에 대하여 비교 분석을 하고 마지막으로 V장에서 결론을 맺는다.

II. 기존 채널 등화 방법

2.1 ATSC DTV 수신기에서 사용하는 DFE

DTV 수신기에서 수신하는 신호는 일반적으로 다중 경로에 의해 왜곡이 되고 이는 심벌간 간섭 현상으로 나타난다. ATSC DTV 시스템에서는 크기에 정보를 실어 보내기 때문에 심벌간 간섭이 수신 성능에 큰 영향을 미칠 수 있다. 이를 보상하기 위해서, ATSC DTV 수신기에서는 채널 등화기로 DFE를 사용해 왔다. 이러한 DFE의 DTV 수신기에서의 사용에 대해 알아보기 위해서는 ATSC 표준안에 제시된 송신 데이터 프레임 구조를 살펴볼 필요가 있다. 그림 1은 VSB 데이터 프레임 구조를 보여주고 있다.

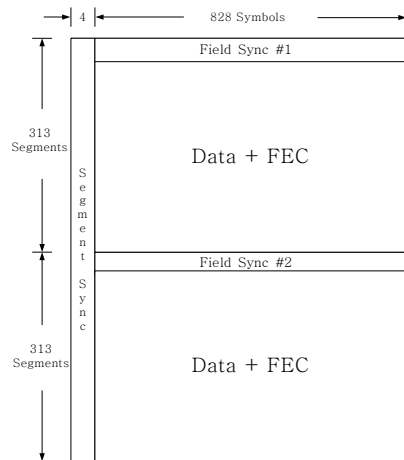


그림 1. VSB 데이터 프레임

VSB 데이터 프레임은 2개의 데이터 필드로 구성되어 있고, 데이터 필드는 313개의 세그먼트를 포함하고 있다. 이 중에서 첫 번째 세그먼트는 필드 동기 세그먼트이며 나머지 312개는 데이터 세그먼트이다. 데이터 세그먼트는 832 심벌로 구성되어 있는데, 처음 4개의 심벌은 세그먼트 동기 심벌로서 (5, -5, -5, 5)로 되어 있으며, 나머지 828 심벌은 격자 부호화, interleaving, RS(Reed-Solomon) 부호화를 거친 8 레벨의 송신 데이터 심벌이다⁵⁾.

필드 동기 세그먼트에는 송, 수신기 사이에 약속된 심벌을 전송하기 때문에 수신기에서의 채널 등화를 위한 DFE의 훈련열(training sequence)로 사용된다. 그러나 데이터 세그먼트 구간에서는 송신 심벌을 모르기 때문에, 판정 의거(decision directed; DD) 또는 블라인드(blind) 등화를 수행해야 한다. 필드 동기 세그먼트 구간에서는 훈련열을 가지고 LMS(least mean square) 혹은 RLS(recursive least square)등의 적응 알고리즘을 사용한다. LMS 알고리즘은 실제적으로 구현하기 쉽고 RLS 알고리즘과 비교하여 적은 계산량을 가지지만 수렴 속도가 느리다는 단점이 있다. RLS 알고리즘은 LMS 알고리즘보다 수렴 속도가 빠르지만 많은 계산량을 필요로 한다⁶⁾. 데이터 세그먼트 구간에서는 블라인드 등화방식인 SAG(stop and go), CMA(constant modulus algorithm) 등이 주로 사용된다²⁾.

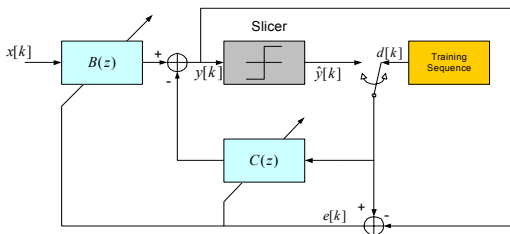


그림 2. DFE의 구조

DFE의 일반적인 형태는 그림 2에서와 같이 나타난다. 여기서 $x[k]$ 는 시간 k 에서의 등화기 입력 신호를, $y[k]$ 는 시간 k 에서 등화기 출력신호를 나타낸다. $b_i[k]$ 를 시간 k 에서 등화기의 피드포워드 필터(Feedforward Filter) 탭 계수라 하고 $c_j[k]$ 를 시간 k 에서 등화기의 피드백 필터(Feedback Filter) 탭 계수라 하면, DFE의 출력 $y[k]$ 는 다음과 같이 된다.

$$y[k] = \sum_{i=0}^{N_b-1} b_i[k]x[k-i] - \sum_{j=1}^{N_a} c_j[k]\hat{y}[k-j] \quad (1)$$

여기에서 N_b, N_a 는 각각 피드포워드 필터와 피드백 필터의 탭 수를 나타내며, $\hat{y}[k]$ 는 등화기 출력인 $y[k]$ 의 가장 가까운 값을 데이터 심벌로 판정하는 판별기(slicer)의 출력이며 훈련열이 있는 구간에서는 훈련열 $d[k]$ 로 대체된다. 훈련열을 사용하였을 경우 탭 계수 갱신을 위한 에러신호는 다음과 같이 된다.

$$e[k] = d[k] - y[k] \quad (2)$$

훈련열이 없는 경우에는 훈련열을 대신하여 판별기 출력이 이용되는데, 판별기 출력을 이용하여 구한 에러를 판정의거 에러라고 하며 다음과 같이 된다.

$$e_D[k] = \hat{y}[k] - y[k] \quad (3)$$

훈련열에서 사용하는 LMS 알고리즘의 피드포워드 필터와 피드백 필터의 탭 계수 갱신은 다음 식에 의해 이루어진다²⁾.

$$\begin{aligned} b_i[k+1] &= b_i[k] - \mu e[k]x[k-i], \\ i &= 0, 1, \dots, N_b - 1 \\ c_j[k+1] &= c_j[k] + \mu e[k]d[k-j], \\ j &= 1, 2, \dots, N_a \end{aligned} \quad (4)$$

여기서 μ 는 스텝 크기(step size)로서 수렴 속도와 정상 상태(steady state)에서의 MSE(mean square error)를 결정하는 값이다. 스텝 크기가 크면 수렴 속도는 빨라지지만 정상 상태에서 잔류 MSE가 커지고, 스텝 크기가 작으면 잔류 MSE는 작아지지만 수렴 속도가 느려지게 된다. 식 (4)는 훈련열이 있는 경우의 등화 방법이며, 만일 훈련열이 없다면, 식 (4)의 $e[k]$ 는 $e_D[k]$ 로, $d[k]$ 는 $\hat{y}[k]$ 로 대체되어야 한다.

훈련열 구간 내에서 복잡성을 감수하고 수렴 속도를 빠르게 하기 위해서 RLS 알고리즘이 이용되기도 하는데, 이때의 적응 알고리즘은 다음과 같이 된다³⁾.

$$\begin{aligned} \vec{\kappa}[k] &= \frac{\vec{P}[k-1]\vec{u}[k]}{\lambda + \vec{u}[k]^T \vec{P}[k-1]\vec{u}[k]} \\ \vec{w}[k+1] &= \vec{w}[k] - \vec{\kappa}[k+1]e[k] \\ \vec{P}[k+1] &= \lambda^{-1}\vec{P}[k] - \lambda^{-1}\vec{\kappa}[k+1]\vec{u}[k]^T \vec{P}[k] \end{aligned} \quad (5)$$

여기서 λ 는 forgetting factor로 0과 1사이의 값을 가지며 $\vec{P}[k]$ 는 입력신호 $\vec{u}[k]$ 의 상관 행렬의 역행렬이다. 그리고 $\vec{\kappa}[k]$ 는 Kalman gain 벡터이며 \vec{w} 와 \vec{u} 는 다음과 같이 된다.

$$\vec{w}[k] = \begin{bmatrix} \vec{b}[k] \\ \vec{c}[k] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [b_0[k] \ b_1[k] \ \dots \ b_{N_b-1}[k]]^T \\ [c_1[k] \ \dots \ c_{N_a}[k]]^T \end{bmatrix}$$

$$\vec{u}[k] = \begin{bmatrix} \vec{x}[k] \\ \vec{y}[k] \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$= \begin{bmatrix} [x[k] \ x[k-1] \ \dots \ x[k-N_b+1]]^T \\ [-\hat{y}[k-1] \ -\hat{y}[k-2] \ \dots \ -\hat{y}[k-N_a]]^T \end{bmatrix}$$

블라인드 구간에서 SAG 알고리즘을 이용한 DFE 필터부의 탭 계수 갱신 식은 다음과 같다²⁾.

$$b_i[k+1] = b_i[k] - \mu f[k] e_D[k] x[k-i],$$

$$i = 0, 1, \dots, N_b - 1$$

$$c_j[k+1] = c_j[k] + \mu f[k] e_D[k] \hat{y}[k-j],$$

$$j = 1, 2, \dots, N_a \quad (7)$$

여기에서 $f[k]$ 는 SAG 플래그로서, 다음과 같이 정의된다.

$$f[k] = \begin{cases} 1, & \text{sgn}(e_D[k]) = \text{sgn}(e_s[k]) \\ 0, & \text{sgn}(e_D[k]) \neq \text{sgn}(e_s[k]) \end{cases} \quad (8)$$

여기에서 $e_s[k]$ 는 블라인드 등화 방법 중에서 Sato 알고리즘에 쓰이는 Sato 에러로서 다음과 같다.

$$e_s[k] = \gamma \text{sgn}(y[k]) - y[k] \quad (9)$$

γ 는 다음과 같이 얻어진다.

$$\gamma = \frac{E(|d[k]|^2)}{E(|d[k]|)} \quad (10)$$

여기에서 $E(\cdot)$ 는 앙상블 평균값(ensemble expectation)이며, $|\cdot|$ 은 크기를 의미한다.

블라인드 알고리즘을 이용하는 데이터 구간에서는 훈련열이 없기 때문에 판정기의 출력을 이용하여 식 (1), (3), (7), (8)에서와 같은 방법이 사용되는데, 실제 DTV 수신기에서는 판정 오류로 인한 에러 전파로 인해 수렴이 되지 않은 경우가 종종 발생한다. 이러한 에러 전파를 줄이기 위해 참고 문

헌 [3]에서는 단순 판별기 대신에 trace-back depth가 1인 trellis decoder(TD)를 사용하여 잘못된 확률을 줄임으로써 DFE의 성능을 개선하는 방법을 제안하였다.

2.2 문제점

1절에서 언급한 TD를 가진 DFE는 에러 전파를 줄임으로써 등화 성능을 향상시켰으나 열악한 채널 일 때는 불안정한 등화를 수행하는 경우가 종종 있다. 본 절에서는 시뮬레이션을 통해 이러한 불안정한 경우의 예를 제시하고자 한다. 시뮬레이션에 사용된 채널은 SFN 및 실내 수신 채널로 많이 사용되는 “Brazil channel D”를 사용하였으며⁷⁾, 반송파 주파수는 476 MHz로 하였다. 표 1은 “Brazil channel D”에 대한 채널 정보를 보여주고 있는데, 크기가 매우 큰 고스트들이 가까운 것과 멀리 떨어진 것이 동시에 존재하는 열악한 채널임을 알 수 있다. “Brazil channel D”에 대한 VSB 기저 대역 등가 채널⁸⁾은 그림 3에 나타나 있는데 VSB 변조와 반송파 주파수의 영향으로 표 1에 나온 값과 전체적인 고스트들의 모양이 다소 다르게 나타나 있음을 볼 수 있다.

표 1. “Brazil channel D”에 대한 채널 정보

지연(μs)	진폭(dB)
0.0	-0.1
+0.48	-3.9
+0.27	-2.6
+0.29	-1.3
+5.71	0.0
+5.78	-2.8

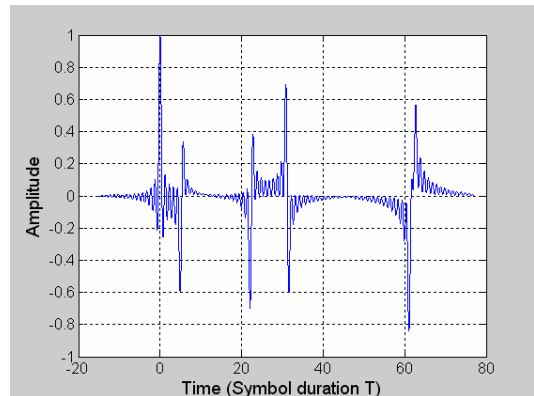


그림 3. “Brazil channel D”의 VSB 기저대역 등가 채널의 임펄스 응답(476 MHz)

VSB 기저 대역 등가 모델에서 샘플링 비율(sampling rate)은 16배로 하였으며 채널 등화를 위해 사용된 DFE의 피드포워드 필터와 피드백 필터의 탭 수는 각각 200, 220으로 하였다. 적응 알고리즘은 훈련열이 있는 경우에 빠른 수렴을 위해 LMS 대신에 RLS 알고리즘을, 데이터 세그먼트 구간에서는 SAG 알고리즘을 사용하였다. 또한 잘못된 판정을 보완하기 위해 일반 판별기 대신에 TD를 판별기로 사용하였다³⁾. 채널 등화 성능에 초점을 맞추기 위해 캐리어 복원 및 심벌 타이밍은 이상적으로 수행이 이루어진다고 가정을 하였다. 다양한 SNR 값들에서 ensemble 평균을 위해 50번의 독립적인 시뮬레이션을 수행한 후, 발산한 횟수를 표 2에 나타내었다. 발산에 대한 기준은 15,000 심벌부터 25,000 심벌까지의 SER로 결정하였으며, SER 값이 등화기 출력에서 요구되는 TOV(threshold of visibility) 값인 0.2보다 큰 경우를 발산한 것으로 하였다. 표 2의 시뮬레이션 결과를 보면 발산 횟수가 무시할 정도로 작아 보이지만 DTV 수신기에서 발산이 일어났다는 것은 TV 화면이 순간적으로 꺼지는 것을 의미하므로 시청자들로 하여금 거부감을 일으킬 가능성이 높다. 결론적으로 TD를 가진 DFE도 열악한 채널 환경에서는 등화의 안정성에 있어서 한계가 있음을 보여주는 예가 된다.

2.3 채널 정합 필터를 이용한 채널 등화⁴⁾

2절에서 기술한 바와 같이, TD를 가진 DFE도 열악한 채널일 때는 발산하는 경우가 생길 수 있다. 이러한 문제에 대한 개선 방안으로서, 채널 정합 필터의 도입을 고려할 수 있다. 채널 정합 필터는 열악한 채널을 온화하게 변경시켜 줌으로써 채널 등화의 안정성을 높일 수 있다⁴⁾. 채널 정합 필터를 구현하기 위해서는 먼저 채널의 특성을 알아야 한다. 이를 위해서는 채널 추정이 필요하며, 훈련열을 이용한 유용한 추정 방법들이 제안되었다^{4, 9, 10)}. 본 논문에서는 RLS 알고리즘으로 채널 추정을 하는 참고 문헌 [10]의 방법을 사용하기로 한다.

시간 k 에서 추정된 채널의 계수 벡터를 $\vec{h}_C[k]$ 라 하고 다음과 같이 N 개의 값으로 구성된다고 하자.

$$\vec{h}_C[k] = [h_{C,0}[k], h_{C,1}[k], \dots, h_{C,N-1}[k]]^T \quad (11)$$

이 때, 채널 정합 필터는 추정된 채널의 계수를 이용하여 구하는데 시간 k 에서의 채널 정합 필터의 계수는 다음 식과 같이 된다¹¹⁾.

$$h_{M,j}[k] = \sum_{i=0}^{N-1} h_{C,N-1-i}^*[k] \cdot \delta[i-j], \quad (12)$$

$$j = 0, 1, \dots, N-1$$

여기에서 위 첨자 *는 켈레 복소수를 의미한다. 식 12와 같이 만들어진 채널 정합 필터를 등화기 앞단에 사용하면 전 고스트(pre-ghost)를 발생시키고 채널의 길이가 약 두 배로 늘어나게 되는 단점이 있지만 주 신호에 대한 고스트들의 상대적인 크기를 줄일 수 있으므로 DFE의 수렴 안정성을 향상시킬 수 있다⁴⁾. 채널 정합 필터를 사용한 효과를 보기 위해서 2절에서 사용한 조건으로 시뮬레이션을 수행하였다. 그 결과는 표 2에 나타나 있으며 채널 정합 필터와 TD를 사용한 DFE에서 모든 SNR 값에서 수렴하는 것을 볼 수 있다.

표 2. “Brazil channel D”에서 반송파 주파수가 476 MHz일 때 DFE의 안정성 비교(수렴하지 않은 횟수 / 전체 시뮬레이션 횟수)

SNR	DFE with TD	DFE with TD and With CMF
25	29/50	50/50
26	14/50	50/50
27	6/50	50/50
28	7/50	50/50
29	6/50	50/50
30	10/50	50/50
31	6/50	50/50
32	5/50	50/50
33	6/50	50/50
34	2/50	50/50
35	2/50	50/50

채널 환경이 더 열악한 경우를 고려해 보기 위하여 반송파 주파수를 473 MHz로 변경을 하여 채널 등화의 안정성에 대하여 알아보았다. 그림 4를 보면 “Brazil channel D”에서 반송파 주파수를 473 MHz로 변경한 경우가 그림 3의 476 MHz일 때보다 채널 환경이 더 열악해진 것을 볼 수 있다. 반송파 주파수를 473 MHz로 한 경우 채널 등화의 안정성에 대한 시뮬레이션 결과를 표 3에 나타내었다. 표 3에서 보면 TD를 가진 DFE와 채널 정합 필터와 TD를 모두 사용한 DFE 둘 다 안정성이 보장되지 않음을 알 수 있다. 특히 채널 정합 필터와 TD를 사용한 DFE는 50번의 시뮬레이션에서 50번 모두 발산한 결과를 보여주고 있다. 이는 채널 정합 필터의 사용으로 나타나는 전 고스트의 문제를 DFE가 극복하지 못한 예로 볼 수 있다. 결론적으로 채널이 열악할 경우 시간 영역에서 동작하는 DFE는 예러 전파

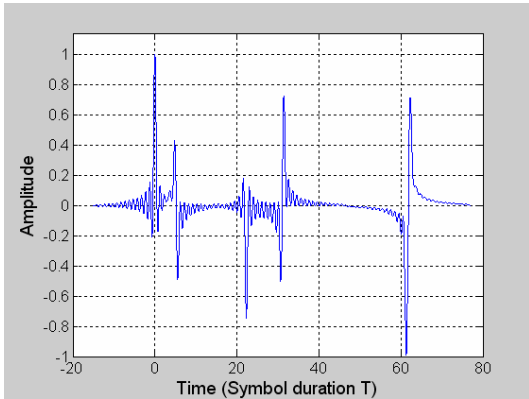


그림 4. “Brazil channel D”의 VSB 기저대역 등가 채널의 임펄스 응답(473 MHz)

표 3. “Brazil channel D”에서 반송과 주파수가 473 MHz일 때 DFE의 안정성 비교(수렴하지 않은 횟수 / 전체 시뮬레이션 횟수)

SNR	DFE with TD	DFE with TD and with CMF
25	1/50	0/50
26	0/50	0/50
27	0/50	0/50
28	1/50	0/50
29	1/50	0/50
30	2/50	0/50
31	3/50	0/50
32	0/50	0/50
33	2/50	0/50
34	1/50	0/50
35	2/50	0/50

문제를 완전히 해결하지 못하기 때문에 언제나 발산할 가능성이 존재한다.

III. 제안된 주파수 영역 등화

Zero forcing 방식으로 채널 등화를 수행하기 위해서는 채널의 역의 안정성이 보장되어야 한다. 이는 채널이 최소 위상의 특성을 가져야 함을 의미한다. 그러나 대부분의 열악한 채널은 비최소 위상을 가지기 때문에 안정된 역을 구할 수 없다. 이를 해결하기 위하여 본 논문에서는 참고 문헌 [12]에서 제시된 비인과 필터를 사용하여 채널의 특성을 비최소 위상에서 근사적으로 최소위상으로 변화시키는 방법을 도입한다. 이를 통해 최소 위상으로 근사화된 채널을 주파수 영역에서 역을 구하고 이를 주파수 영역 등화기의 계수로 사용하여 직접 등화를 수행하면 기존 DFE에서 발생하던 에러전파의 문제가 없으면서도 안정적인 채널 등화 결과를 얻을 수 있

게 된다. 그런데 참고 문헌 [12]에서는, 비인과 필터의 사용에 의한 채널 특성 변환이 최소 위상에 근접한 결과가 되기 위해서는 가장 큰 고스트의 크기가 주 경로 크기의 70% 이하가 되어야 한다는 조건을 제시하고 있다. 그런데, 우리가 다루고자 하는 0 dB 고스트를 포함하는 열악한 채널은 이러한 조건을 만족시키지 못하기 때문에 본 논문에서는 채널 정합 필터를 사용하여 채널의 상태를 온화하게 한 후 비인과 필터를 통과하여 비인과 필터의 입력 조건을 만족시키고자 한다. 즉, 채널 정합 필터와 비인과 필터를 이용하여 채널의 특성을 최소 위상으로 근사화시키고 이를 이용하여 주파수 영역에서 안정적인 등화를 수행할 수 있게 하고자 한다.

3.1 비인과 필터^[12]

추정된 채널과 II장 3절에서 설명한 채널 정합 필터가 결합된 시스템의 시간 k 에서의 임펄스 응답 벡터를 $\vec{h}[k]$ 라고 할 때, $\vec{h}[k]$ 에서 가장 큰 계수 값이 M 번째 성분이라고 하고 이것을 $h_M[k]$ 라 하면 구하고자 하는 비인과 필터의 차수는 M 이 되며 전달 함수는 다음과 같이 구해진다.

$$A(z) = \prod_{j=1}^J B_j(z) \tag{13}$$

비인과 필터의 임펄스 응답 $A(z)$ 는 반복적으로 얻는데 J 는 반복횟수이다. $B_j(z)$ 는 전역 통과 필터이며 $\vec{h}[k]$ 를 이용하여 $B_1(z)$ 는 다음 식과 같이 구한다.

$$B_1(z) = \frac{\xi_1 h_M^*[k] + \sum_{i=1}^M h_{M-i}^*[k] z^{-i}}{\sum_{i=0}^{M-1} h_i[k] z^{-i} + \xi_1 h_M[k] z^{-M}} \tag{14}$$

여기에서 $h_i[k]$ 는 $\vec{h}[k]$ 의 i 번째 성분을 의미하고 스케일 팩터(scale factor) ξ_1 은 $B_1(z)$ 의 모든 폴(pole)들이 단위 원(unit circle) 밖으로 나가게 하여 $B_1(z)$ 가 반전된 시간에서 동작하는 안정된 필터가 되도록 하기 위해 $h_M[k]$ 의 값에 곱하게 되는데, 다음과 같이 된다.

$$\xi_1 = \begin{cases} 1, & \frac{m_2}{m_1} \leq \tau \\ \frac{m_2}{\tau m_1}, & \frac{m_2}{m_1} \geq \tau \end{cases} \tag{15}$$

여기에서 m_1 은 $h_M[k]$ 의 크기를 나타내고, m_2 는 $\vec{h}[k]$ 에서 크기가 두 번째로 큰 계수의 크기를 나타내며, τ 는 문턱값을 나타내는데 대략 0.5 근처의 값이 사용된다. $\vec{h}[k]$ 의 z -변환을 $H(z)$ 라고 하고 $H(z)B_1(z)$ 의 시간 영역 응답을 $g_{1,i}[k]$ 라 하면 다음과 같은 z -변환된 결과를 얻을 수 있다.

$$G_1(z) = \sum_{i=-\infty}^{N-1} g_{1,i}[k] z^{-i} \quad (16)$$

여기에서 $g_{1,i}[k]$ 는 $h_i[k]$ 를 시간 반전시킨 후 인과 필터인 $B_1^*(1/z^*)$ 를 통과시키고 다시 원래 순방향 시간으로 되돌려서 얻어지는 필터 출력으로부터 얻을 수 있다. 식 (16)에서 구해진 $g_{1,i}[k]$ 를 이용하여 두 번째 반복 과정에 의해서 $B_2(z)$ 를 구하면 다음과 같다.

$$B_2(z) = \frac{\xi_2 g_{1,0}^*[k] + \sum_{i=1}^{\infty} g_{1,-i}^*[k] z^{-i}}{\sum_{i=-\infty}^{-1} g_{1,i}[k] z^{-i} + \xi_2 g_{1,0}[k]} \quad (17)$$

ξ_2 는 식 (15)에서 구한 방법과 같이 구한다.

이러한 반복 과정을 통해 j 번째 섹션의 $B_j(z)$ 역시 앞에서 구한 방법과 같이 구할 수 있으며 다음 식과 같이 된다.

$$B_j(z) = \frac{\xi_j g_{j-1,0}^*[k] + \sum_{i=1}^{\infty} g_{j-1,-i}^*[k] z^{-i}}{\sum_{i=-\infty}^{-1} g_{j-1,i}[k] z^{-i} + \xi_j g_{j-1,0}[k]} \quad (18)$$

식 (18)에서 볼 수 있듯이 $B_j(z), j > 1$ 는 무한대의 차수를 가지지만, 필터들의 z -영역의 곱 $\prod_{j=1}^J B_j(z)$ 의 차수는 M 이 된다^[12]. 이렇게 구해진 비인과 필터의 출력은 근사적으로 최소 위상을 가지게 되어^[12], 안정된 역을 얻을 수 있다.

그림 5는 비인과 필터의 등가 블록도를 보여주고 있다. 비인과 필터를 실제로 구현하기 위해서는 비인과 필터의 입력 신호를 시간 반전시키고 이를 인과 필터 $A^*(1/z^*)$ 를 통과시킨 후 다시 시간 반전시키면 된다. 따라서 비인과 필터의 입력 신호는 시간 반전이 필요하므로 어느 정도의 데이터를 저

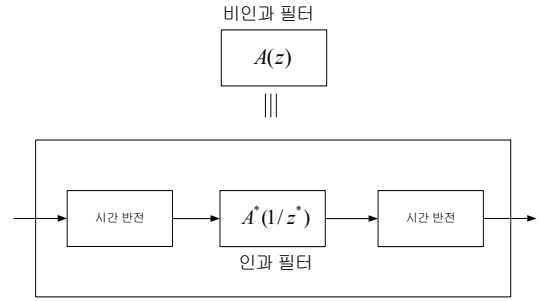


그림 5. 비인과 필터의 등가 블록도

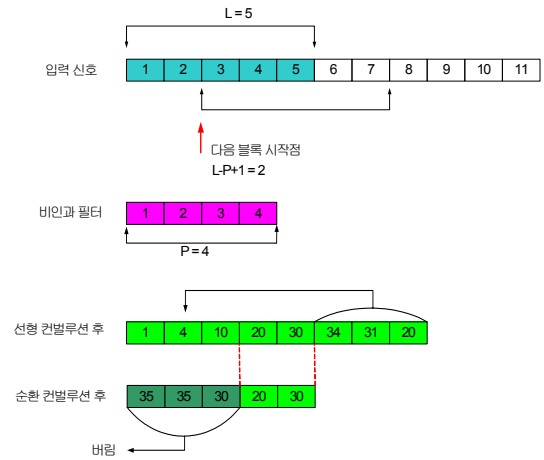


그림 6. 입력 블록의 길이가 비인과 필터의 길이보다 길거나 같은 경우의 필터링을 하는 방법의 예

장할 버퍼를 필요로 하게 된다. 그리고 버퍼에 저장된 데이터를 연속적인 시간의 흐름으로 필터링하기 위해서 필터링의 과정이 블록 연산으로 수행되어야 한다. 비인과 필터의 출력은 버퍼에 저장된 입력 신호와 비인과 필터의 계수가 순환 컨벌루션 및 overlap-save 방법을 사용하여 얻게 된다. 그림 6은 비인과 필터링의 예를 보여주는데, 입력 신호 L 개를 모아서 하나의 블록으로 잡고 비인과 필터의 탭 수를 P 개라고 한다면 그 다음 번째 블록의 시작은 $(L - P + 1)$ 번째부터 시작이 된다. 여기서 블록의 길이가 비인과 필터의 길이보다 상당히 길다면 그에 대한 시간 반전을 위해 블록의 길이가 길어지게 되어 버퍼의 공간이 많이 필요하므로 시간 지연이 길어진다. 그렇게 되면 시변 채널일 때, 현재 입력 데이터 블록이 과거의 채널 정보에 의해 얻어진 필터 계수 값으로 필터링이 된다는 문제점이 발생하게 된다. 이러한 문제점을 해결하기 위해서는 비인과 필터의 입력 신호 블록의 길이를 짧게 하는 것이 좋다.

3.2 주파수 영역 등화

채널 정합 필터와 비인과 필터를 사용하여 근사적으로 최소 위상을 가지는 채널을 얻은 후, 푸리에 변환(Fourier transform)을 하여 주파수 영역에서 채널 응답 계수를 구하고 이것의 역을 취하여 주파수 영역 등화기의 계수로 사용한다. 그림 7은 제안된 주파수 영역 등화기의 블록 다이어그램을 보여주고 있다.

최소위상으로 변화된 채널에 대해서 주파수 영역에서 역 필터를 구하고 이를 이용하여 채널 등화를 수행한다. 그런데, 주파수 영역에서 채널 등화를 수행한 후 다시 시간 영역의 등화된 데이터를 얻어야 하기 때문에, 역 필터의 탭 수를 결정하는 과정에서 역 필터의 시간 영역에서의 유효한 탭 수가 고려되어야 한다. 즉, 주파수 영역에서 구해진 역 필터의 계수를 다시 시간 영역으로 변환했을 때 시간 영역에서 유효한 계수 값이 탭 수의 부족으로 인해 반영되지 않는 경우를 방지해야 한다. 이를 위해서 본 논문에서는 주파수 영역에서 구해진 역 필터의 계수를 시간 영역으로 변환하여 유효한 계수 값이 어느 정도까지 나타나는지를 보고서 주파수 영역에서의 탭 수를 결정하였다. 이렇게 결정된 탭 수를 만족하기 위해서 채널의 역 필터를 구하는데 필요한 탭 수에다 뒤에 0을 필요한 수만큼 padding을 하였다. 그리고 탭 수의 결정 과정에 또 하나 고려되어야 할 것은 주파수 영역 필터링의 방법이다. 주파수 영역에서 곱에 의해서 얻어진 필터링의 결과는 시간 영역에서는 순환 컨벌루션이 되므로, 이로부터 선형 컨벌루션의 결과를 얻어야 하는데 본 논문에서는 overlap-save 방법을 사용한다. 그런데, overlap-save 방법을 사용하여 주파수 영역에서 필

터링을 한 후 그 결과를 IFFT(inverse fast Fourier transform)하여 시간 영역에서 유효한 데이터를 얻기 위해서는 역 필터에서 유효한 등화기 계수를 위해 zero-padding한 것에 추가적으로 zero-padding이 되어야 한다. 이러한 두 가지의 요소를 고려하여 주파수 영역 등화기의 탭 계수를 L 로 설정하였고, 이를 반영하기 위하여 최소 위상으로 변화된 채널의 뒷단에 zero-padding을 하여 그 길이가 L 이 되도록 하였다. 즉, 채널 정합 필터와 비인과 필터를 통과하여 최소 위상의 특성을 가지게 된 채널의 길이가 L 이라고 하면 zero-padding의 개수는 $(L-I)$ 가 된다.

최소 위상을 가지게 된 채널의 임펄스 응답을 $\vec{h}_{mp}[k]$ 라 할 때 zero-padding을 하여 주파수 변환을 하면 다음과 같이 된다.

$$\vec{H}[k] = FFT(\vec{h}_{mp}[k] \vec{0}) \quad (19)$$

여기서 FFT는 푸리에 변환을 의미하며 $\vec{0}$ 는 $(L-I)$ 개의 0으로 이루어진 벡터이며 $\vec{H}[k]$ 는 시간 k 에서 L 개의 성분을 갖는 주파수 영역 벡터 신호이다. 주파수 영역 등화기의 계수는 $\vec{H}[k]$ 의 역을 취함으로써 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\vec{W}_i[k] = \frac{1}{H_i[k]}, \quad i = 0, 1, \dots, L-1 \quad (20)$$

여기서 $\vec{W}_i[k]$ 과 $\vec{H}_i[k]$ 는 각각 $\vec{W}[k]$, $\vec{H}[k]$ 의 i 번째 성분이다.

주파수 영역에서 구해진 역 필터, 즉 등화기의 계수를 시간 영역으로 변환하여 유효한 계수 값이 P 개까지 나타난다고 하자. 그리고 시간 k 에서 채널

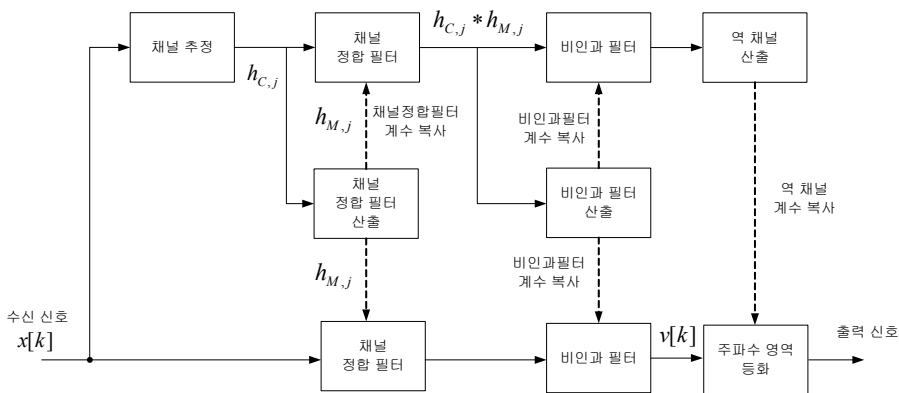


그림 7. 제안된 주파수 영역 등화기의 블록 다이어그램

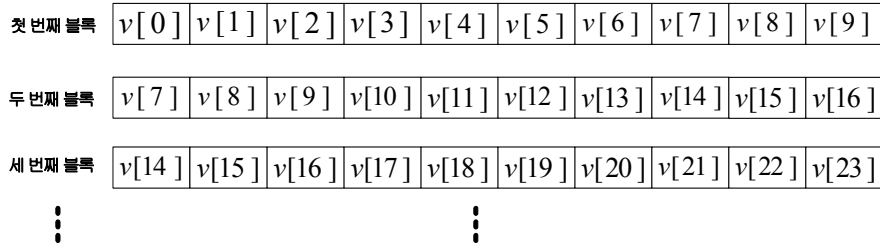


그림 8. 입력 블록의 길이가 10이고 실제적으로 사용된 주파수 영역 등화기 계수의 길이가 4일 때 입력 블록 구성의 예

정합 필터와 비인과 필터를 통과한 데이터 신호를 $v[k]$ 라 하면 주파수 영역 등화기의 입력 벡터 신호는 다음과 같이 된다.

$$\vec{V}[k] = FFT\left(\begin{bmatrix} v[k(L-P+1)+0] \\ v[k(L-P+1)+1] \\ \vdots \\ v[k(L-P+1)+L-1] \end{bmatrix}\right)^T \quad (21)$$

만약 L 이 10이고 P 가 4라면 블록의 설정은 그림 8과 같이 나타난다.

주파수 영역 등화기의 계수 $\vec{W}[k]$ 와 입력 벡터 신호 $\vec{V}[k]$ 를 사용하여 주파수 영역 등화를 수행한 후 시간 영역의 데이터로 변환한 출력 벡터 신호는 다음과 같이 된다.

$$\vec{q}[k] = IFFT[\vec{V}[k] \times \vec{W}[k] \times [\vec{0} \ \vec{1}]] \quad (22)$$

여기서 \times 는 각 벡터의 원소 대 원소의 곱을 해서 같은 길이의 벡터가 되는 연산이다. 벡터 $[\vec{0} \ \vec{1}]$ 은 각각 0과 1로 이루어진 벡터이며 그 길이는 $(P-1)$ 과 $(L-P+1)$ 이며 IFFT는 푸리에 역변환을 의미한다. 주파수 영역 등화기에서 연산과정은 입력신호와 등화기 계수의 주파수 영역에서 곱이며 시간영역에서는 순환(circular) 컨벌루션이 된다. 따라서 순환 컨벌루션 과정에서 겹침이 일어나므로 벡터 $\vec{0}$, $\vec{1}$ 을 곱함으로써 겹침이 일어나지 않는 부분만 사용할 수 있도록 하는 overlap-save 방법을 도입하였다. 이와 같이 해서 얻어진 시간 영역에서의 출력 벡터 $\vec{q}[k]$ 에서 앞부분의 $(P-1)$ 개의 0인 성분을 제외한 $(L-P+1)$ 개의 성분이 우리가 얻고자 하는 등화기 출력이 된다.

이러한 과정으로 매 필드의 훈련열 구간마다 채널 추정을 하고 채널 정합 필터 및 비인과 필터를 거쳐 등화기의 탭 계수가 갱신되는 제안된 주파수 영역 등화기는 DTV에서 일반적으로 사용되는 DFE

보다 안정적인 등화를 할 수 있으며 시간 영역의 컨벌루션 대신에 주파수 영역에서 곱의 연산으로 구현함으로써 시간 영역의 등화기보다 계산량을 줄일 수 있는 장점이 있다.

IV. 시뮬레이션 결과

제안된 주파수 영역 등화기의 성능을 검증하기 위해 시뮬레이션을 수행하였다. 시뮬레이션에서는 총 250,000개의 심벌을 사용하였으며 기존의 시간 영역 DFE와 성능 비교를 하였다. 주파수 영역 등화기의 계수는 매 필드마다 갱신이 이루어지며 기존 DFE는 데이터 전 구간에서 등화기 갱신이 수행된다. 따라서 채널의 환경이 급변하는 DTV의 이동수신에서는 제안된 주파수 영역 등화기가 적용 알고리즘을 사용하는 DFE보다 다소 불리하지만, 우리나라의 DTV 정책에서 추구하는 고품질의 고정수신에서는 두 등화 방식 모두 적용 가능하므로 이러한 목표에 초점을 두어 제안된 주파수 영역 등화기와의 성능 비교가 이루어졌다.

주파수 영역 등화기의 P 는 512, FFT 사이즈는 1024로 할당하였으며 기존 DFE의 피드포워드 탭 수는 200, 피드백 탭 수는 220으로 할당을 하였다. DFE는 이상적인 경우, TD를 사용한 경우, TD와 채널 정합 필터를 사용한 경우로 나누어 시뮬레이션 하였다. DFE의 총 탭 수는 420탭인데 주파수 영역 등화기와 같은 512탭으로 할 경우 불필요하게 초과된 탭 계수로 인하여 DFE의 성능이 더욱 나빠지므로, 시뮬레이션에서 사용될 채널에 DFE의 성능을 충분히 발휘할 수 있도록 고려하여 반복적인 시뮬레이션을 통해 탭 수를 선택하였다. 이상적인 DFE는 등화 시 훈련 구간에서 뿐만 아니라 데이터 구간에서도 송신 심벌을 알고 있다는 가정 하에서 등화가 수행되는 것으로서, 에러 전파문제가 발생하지 않는 경우이다. 훈련열 구간에는 $\lambda=1$ 인 RLS

로 등화를 하였고 블라인드 구간은 스텝 크기가 0.00002인 SAG 알고리즘을 사용하였다. 이 스텝 크기는 훈련열 구간에서 RLS 알고리즘으로 등화하여 수렴을 시킨 후, 데이터 구간에서 다시 발산하지 않도록, 반복적인 시뮬레이션을 통해 결정된 값이다.

표 4. “Brazil channel E”에 대한 채널 정보

지연(μs)	진폭(dB)
0.0	0.0
+1.0	0.0
+2.0	0.0

시뮬레이션에 사용된 채널은 “Brazil channel E”와 II장 2절에서 제시한 “Brazil channel D”를 사용하였으며 반송과 주파수는 473 MHz로 하였다. 채널 추정은 참고 문헌 [10]에서 제시된 방법인 훈련열 구간에서 RLS를 이용하는 방법을 적용하였고, 참고 문헌 [10]에 제시된 결과와 마찬가지로 추정 오차가 거의 없이 채널 추정이 되었다. 표 4는 “Brazil channel E”에 대한 채널 정보를 보여주고 있으며 이에 대한 VSB 기저 대역 등가 채널^[8]은 그림 9와 같다.

그림 4, 그림 9와 같은 채널은 비인과 필터의 입력 신호 조건을 만족하지 못하기 때문에 채널 정합 필터를 사용하여 입력 신호 조건을 만족하도록 하였다. 그림 10은 “Brazil channel D”에 대해, 그림 11은 “Brazil channel E”에 대하여 채널과 채널 정합 필터가 결합된 시스템의 임펄스 응답을 보여주고 있는데 그림 4, 그림 9와 비교하여 0 dB 고스트의 크기가 상대적으로 크게 줄어들어 다소 온화한 채널 특성을 갖게 되었음을 볼 수 있다. 하지만 변

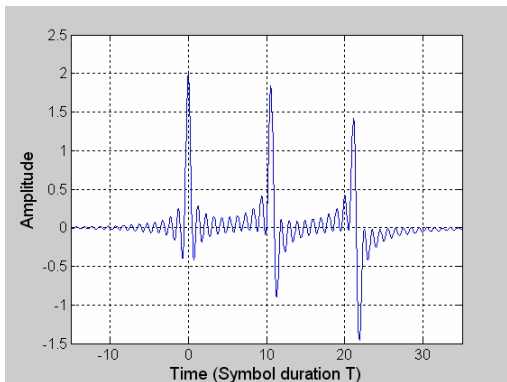


그림 9. “Brazil channel E”의 VSB 기저대역 등가 채널의 임펄스 응답(473 MHz)

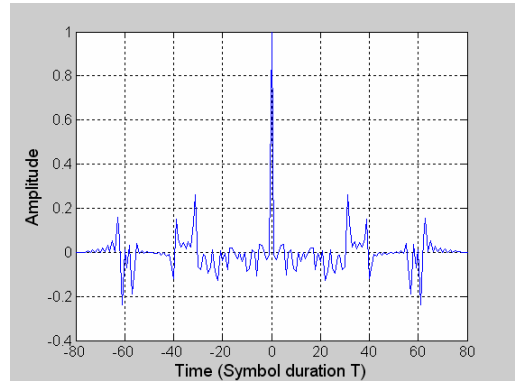


그림 10. “Brazil channel D”와 채널 정합 필터가 결합된 시스템의 임펄스 응답

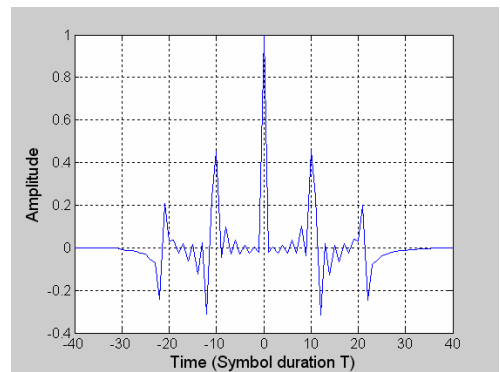


그림 11. “Brazil channel E”와 채널 정합 필터가 결합된 시스템의 임펄스 응답

화된 채널은 새로운 전 고스트가 발생하여 비최소 위상 특성을 가질 확률이 높고 채널의 길이가 두 배로 늘어나게 되었음을 확인할 수 있다.

이러한 채널의 비최소 위상 문제를 해결하기 위해 비인과 필터를 사용하였다. 그림 12는 “Brazil channel D”와 채널 정합 필터가 결합된 시스템의 임펄스 응답에 대하여, 그림 13은 “Brazil channel E”와 채널 정합 필터가 결합된 시스템의 임펄스 응답에 대하여 각각 비인과 필터를 통과한 결과를 보여주고 있다. 비인과 필터는 반복적으로 얻어지는데 그림 12와 그림 13은 한 번 반복하였을 때를 보여주고 있다. 그림에서 볼 수 있듯이 전 고스트가 거의 사라졌음을 알 수 있다. 하지만 시뮬레이션에서 반복횟수를 무한대로 할 수 없고 반복 횟수가 늘어나도 어느 정도 전 고스트의 미세한 값이 남아 있기 때문에 전 고스트에 대해서는 문턱(threshold)값을 0.1로 하여 이보다 작으면 0으로 설정하였다. 이를 통해, 그림 12와 13에서 전 고스트 부분은 모두 제거가 되며 최종적으로는 후 고스트(post-ghost)만

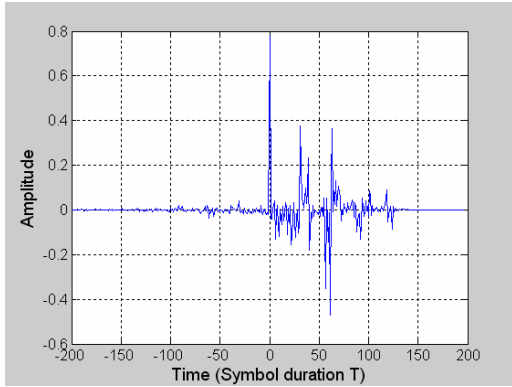


그림 12. 변화된 채널이 비인과 필터를 통과한 임펄스 응답 (Brazil channel D)

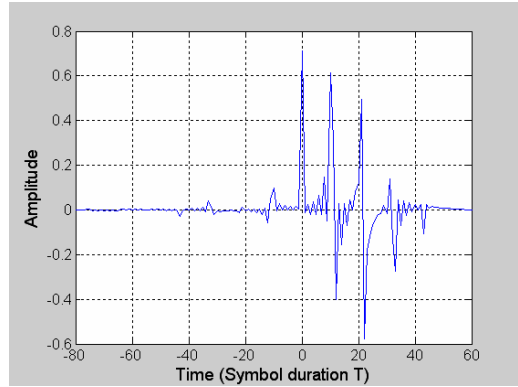


그림 13. 변화된 채널이 비인과 필터를 통과한 임펄스 응답 (Brazil channel E)

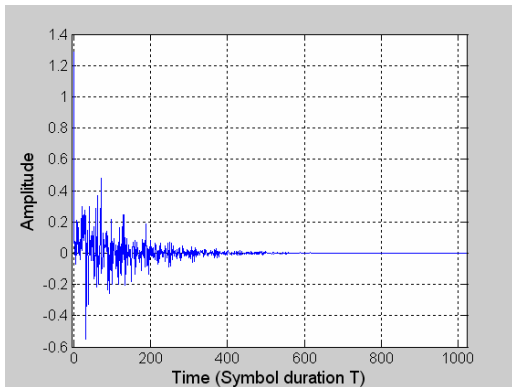


그림 14. 시간 영역에서 본 등화기의 계수(Brazil channel D)

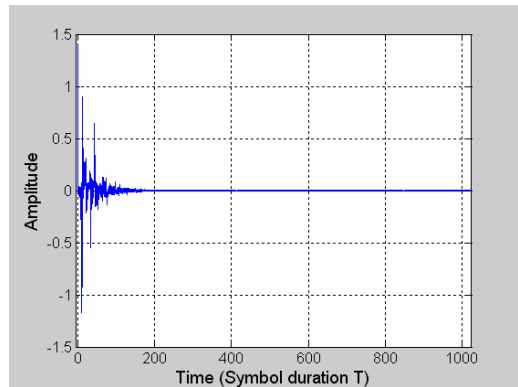


그림 15. 시간 영역에서 본 등화기의 계수(Brazil channel E)

을 가지는 근사적으로 최소 위상 채널을 얻게 된다.

최소 위상으로 변화된 채널의 역을 충분히 반영하고 주파수 영역 등화기에서 overlap-save 방법을 이용하는 데 문제가 없도록 하기 위해, 채널 정합 필터 및 비인과 필터를 통과한 후 미세한 값의 전 고스트를 제거하여 주 경로와 후 고스트만이 남아 있는 채널을 그 길이가 1024가 되도록 제로 패딩을 하였다. 이렇게 하여 얻어진 채널 계수에 대해서 그 역수를 구하고 이를 1024 포인트 IFFT하여 얻어진 시간 영역 등화기의 계수를 그림 14(Brazil channel D)와 그림 15(Brazil channel E)에서 각각 보여주고 있다. 그림을 통해서 최소 위상으로 변화된 채널에 대한 등화기의 탭 수가 충분하고 등화기 계수의 뒤쪽 부분에 충분한 계수의 탭 계수가 0이 되고 있음을 확인할 수 있다. 이는 주파수 영역 등화기에서 사용하는 overlap-save 방법이 유효함을 의미한다. 채널 정합 필터와 비인과 필터를 거친 수신 신호는 512개로 주파수 영역 등화기의 입력 블록을 설정하게 되며 주파수 영역 등화기의 계수와 overlap-save

방법에 의하여 주파수 영역 등화가 이루어진다.

제안된 방법과 기존 DFE의 성능을 SNR에 따른 등화기 출력의 SER 곡선을 통해 비교하고자 한다. 그림 16은 “Brazil channel D”에 대해, 그림 17은 “Brazil channel E”에 대하여 제안된 방법의 주파수 영역 등화기와 여러 방식을 사용하는 DFE의 SNR에 따른 SER을 보여주고 있다. 여기서 SER은 50번의 독립적인 시뮬레이션을 하여 매 시뮬레이션마다 10,000~250,000 심벌 구간에서 발생하는 심벌 에러 개수를 세어서 해당하는 전체의 심벌 개수로 나누어 주는 방법으로 하였다. 10,000 심벌 이후에 에러 개수를 센 이유는, DFE가 충분히 수렴한 이후에 발생하는 에러 개수를 고려하기 위해서이다. 이상적인 DFE와 비교하여 기존 DFE는 수렴을 시키지 못하여 SER이 크게 나타난 반면 제안된 방법을 사용한 주파수 영역 등화기는 기존 DFE와 비교하여 안정성 측면과 SER 측면에서 모두 나은 성능을 보이고 있다. 다만, 그림 17의 경우에는 이상적인 DFE와 제안된 주파수 영역 등화기의 SER 값의 차

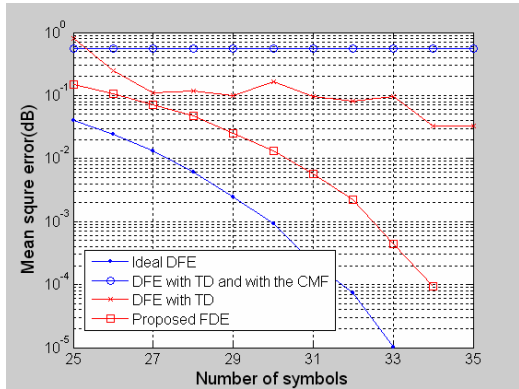


그림 16. DFE와 제안된 주파수 영역 등화기의 SER 비교 (Brazil channel D)

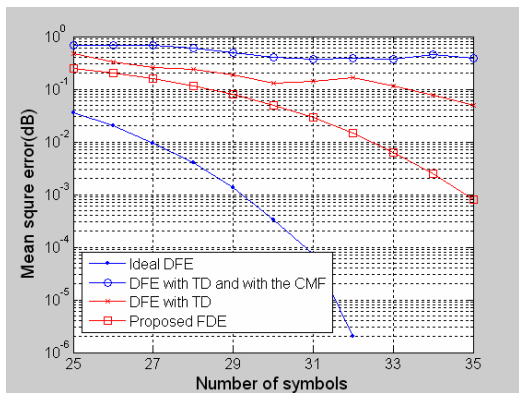


그림 17. DFE와 제안된 주파수 영역 등화기의 SER 비교 (Brazil channel E)

이가 다소 크게 나타나는 것을 볼 수 있다. 이에 대한 원인 분석은 그림 13을 통해 가능한데, 문턱값에 의해 제거되는 전 고스트 부분이 상대적으로 무시하기에는 다소 큰 값이며, 전 고스트를 제거한 채널 정보를 가지고 채널 등화 계수를 구하기 때문에 구해진 등화기 계수에 영향을 주어 성능이 다소 떨어진 것으로 볼 수 있다. 그럼에도 불구하고, 각 채널에 대한 기존 여러 방식의 DFE는 판정 오류로 인해 발생하는 에러 전파가 예측 불가능한 형태로 발생하여 SER이 매끄럽지 못하고 크게 나타나 불안정한 성능을 보이는 반면 제안된 주파수 영역 등화기는 여전히 안정된 등화를 하고 있음을 보여주고 있다.

V. 결론

본 논문에서는 SFN 환경과 같이 열악한 채널을 채널 정합 필터와 비인과 필터를 사용하여 최소 위

상의 특성을 갖게 함으로써 그 역을 안정적으로 구하고 zero forcing 방식의 주파수 영역 등화를 통해 채널 등화 성능을 향상시킬 수 있는 방법을 제안하였다. 시뮬레이션을 통하여 제안된 주파수 영역 등화기가 기존의 시간 영역 DFE보다 안정성과 SER 측면에서 모두 우수한 성능을 보임을 확인하였다. 또한 등화과정에서 블록 단위의 연산 및 FFT를 사용하기 때문에, 탭 수가 늘어날수록 시간영역에서의 등화방법과 비교하여 상대적으로 계산량이 크게 줄어드는 장점이 있어 지상파 DTV 수신 성능 향상에 매우 중요한 역할을 할 수 있을 것으로 보인다. 더 나아가서는 지상파 DTV의 단일 주파수 망 환경을 구축하는 데 크게 기여할 수 있을 것으로 기대된다.

참고 문헌

- [1] Y. Wu, "Performance Comparison of ATSC 8-VSB and DVB-T COFDM Transmission Systems for Digital Television Terrestrial Broadcasting," *IEEE Trans. Consumer Electronics*, vol. 45, no. 3, pp. 916-924, Aug. 1999.
- [2] Hyoung-Nam Kim, Yong-Tae Lee and Seung Won Kim, "Blind decision feedback equalization for VSB-based DTV receivers," *IEEE Trans. on Consumer Electronics*, vol. 48, no. 3, pp. 602-609, Aug. 2002.
- [3] H.-N. Kim, S. I. Park, S. W. Kim, "Performance analysis of error propagation effects in the DFE for ATSC DTV receivers," *IEEE Trans. Broadcasting*, vol. 49, no. 3, pp. 249-257, Sept. 2003.
- [4] Y. Wu, X. Wang, R. Citta, B. Ledoux, S. Lafleche, and B. Caron, "An ATSC DTV receiver with improved robustness to multipath and distributed transmission environments," *IEEE Trans. Broadcasting*, vol. 50, no. 1, pp. 32-41, March 2004.
- [5] *ATSC Digital Television Standard*, Doc. A/53A, Apr. 2001.
- [6] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, 3rd ed, Prentice-Hall, New Jersey, 1996.
- [7] Mackenzie, ABERT, and SET, "General description of laboratory test," *DTV Field Test Report in Brazil*, July 2000.

[8] H.-N. Kim, Y.-T. Lee, S. W. Kim, "Mathematical modeling of VSB-based digital television systems," *ETRI Journal*, vol. 25, no. 1, pp. 9-18, Feb. 2003.

[9] L. Gui and Z. Y. Zon, "A novel fast algorithm of channel estimate," *IEEE Trans. Consumer Electronics*, vol. 47, no. 4, pp. 838-846, Nov. 2001.

[10] H.-N. Kim, S. I. Park, S. W. Kim, "Analysis on channel estimation for the equalization in ATSC DTV receivers," *IEICE Trans. Fundamentals*, vol. E88-A, no. 6, pp. 1469-1475, Jun. 2005.

[11] Edward A. Lee and David G. Messerschmitt, *Digital Communications*, Kluwer Academic Publishers, 1998.

[12] E. Abreu, S. K. Mitra, R. Marchesani, "Nonminimum phase channel equalization using noncausal filter," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 45, no. 1, pp. 1-13, Jan. 1997.

손 상 원 (Sang-Won Son) 정회원



2003년 2월 부산외국어대학교
전자공학과 공학사
2005년 8월 부산대학교 전자공
학과 공학석사
2005년 9월~현재 부산대학교
컴퓨터 및 정보통신 연구소
연구원

<관심분야> 디지털 통신, 적응신호처리, 디지털 TV

김 지 현 (Ji-Hyun Kim)

준회원



2004년 2월 부산대학교 전자전
기통신공학부 공학사
2005년 3월~현재 부산대학교
전자공학과 석사과정
<관심분야> 적응신호처리, 디지
털 통신, OFDM

김 형 남 (Hyoung-Nam Kim)

중신회원



1993년 2월 포항공과대학교 전
자전기공학과 공학사
1995년 2월 포항공과대학교 전
자전기공학과 공학석사
2000년 2월 포항공과대학교 전
자전기공학과 공학박사
2000년 4월 포항공과대학교 전

자컴퓨터공학부 박사후 연구원
2003년 2월 한국전자통신연구원 무선방송연구소 선
임연구원
2003년 3월~현재 부산대학교 전자공학과 조교수
<관심분야> 적응신호처리, 디지털 TV, 디지털 통신,
RFID, 멀티미디어 시스템