

논문-99-4-2-02

# 실내 수신 성능 개선을 위한 8VSB의 등화 기법

김대진\*, 박성우\*, 이종주\*, 전희영\*\*, 이동두\*\*\*, 박재홍\*\*\*

## 8VSB Equalization Techniques for the Performance Improvement of Indoor Reception

Dae Jin Kim\*, Sung Woo Park\*, Jong Joo Lee\*, Hee Young Jun\*\*, Dong-Doo Lee\*\*\*, and Jae-Hong Park\*\*\*

### 요 약

본 논문에서는 다중경로신호에 대한 8VSB 수신기의 성능 열화에 대한 원인을 수신단의 심볼 타이밍 동기화 및 등화기를 중심으로 분석하여 실내 수신 성능 개선을 위한 등화 기법을 제시하고자 한다. 심볼 타이밍 복원은 데이터 세그먼트 동기를 사용하는데 +1, +1, -1, -1의 검출 필터를 사용하여 에코 지연 시간과 크기에 따른 타이밍 오프셋의 크기 변화를 측정하였다. 그 결과 5심볼 이상의 긴 시간의 지연 에코에 대해서는 타이밍 오프셋이 10 % 이하로 작게 나타나고 1심볼 근처의 짧은 시간의 지연 에코에 대해서는 30 % 이상의 매우 큰 타이밍 오프셋을 가진다. 실내 수신 환경에서는 짧은 시간의 지연 에코가 많이 발생하고 특히 사람의 움직임에 의한 수 Hz의 도플러 천이도 발생한다. 따라서 실내 수신 성능 개선을 위해서는 큰 타이밍 오프셋에 강한 FSE(Fractionally Spaced Equalizer)와 일반 정보 데이터 부분에서도 등화기의 탭 계수를 갱신할 수 있는 블라인드 등화 기법이 필요하다. 본 논문에서는 실내 수신 환경에서 심볼 간격 등화기와 FSE, 그리고 블라인드 등화 기법으로 Stop and Go 알고리즘의 사용 유무에 따른 성능을 실수 전산모의실험을 통하여 비교하였다. 그 결과 큰 타이밍 오프셋에 대해서는 FSE의 성능이 우수하고 도플러 천이에 대해서는 Stop and Go 알고리즘을 사용하는 것이 우수한 성능이 나타났으며, 실내 수신 성능 개선을 위해서 Stop and Go 알고리즘을 사용한 FSE 결정 캐환 등화기 구조를 사용하는 것이 바람직하다.

### Abstract

This paper analyzes the performance of symbol timing recovery and equalizer in 8VSB digital terrestrial TV receiver under various multipath signals and proposes equalization techniques which improve indoor reception performance. Data segment sync is used for symbol timing recovery and timing offset is measured for echoes of various delays and amplitudes by using symbol timing detection filter whose pattern is +1, +1, -1, and -1. Measured timing offsets were below 10% for long echoes with more than 5 symbol delay and above 30% for short echoes with around 1 symbol delay. Indoor reception is always more challenging than outdoor reception due to lower signal strength, large and short multipaths, and moving interfering objects. So it is considered to use FSE (Fractionally Spaced Equalizer) which is very robust to timing offset and blind equalizer which can update equalizer tap coefficients even by information data. We compare the performance of conventional DFE (Decision Feedback Equalizer) and FSE-DFE using LMS algorithm and Stop and Go algorithm for the indoor reception. Experiments reveals FSE has excellent performance for large timing offset and Stop and Go algorithm shows good performance for Doppler shift, so we propose to use FSE-DFE structure with Stop and Go algorithm for the reliable indoor reception.

\* 전남대학교 공과대학 전자공학과 및 RRC,  
Dept. of Electronics Engineering, Chonnam National University

\*\* MBC 기술 연구소  
MBC Technology Research Center, Munhwa Broadcasting Corp.

\*\*\* 한국전자통신연구원 무선방송연구소  
Radio & Broadcasting Technology Lab., ETRI

\* 본 논문은 한국전자통신연구원의 위탁 연구비 지원에 의한 것임.

### I. 서 론

한국의 디지털 지상파 TV 전환을 위해서 '96년 초에 정부가 지상파 방송 디지털화 계획을 발표하였고, '97년 11월에 유럽과 미국 방식 중 미국 방식을 선정하여 '98년 8월에 규격을 확정하였으며 2000년에 시험 방송을 거쳐

2001년에 본 방송 개시를 예정하고 있다. 또 2010년까지는 아날로그와 DTV(Digital Television)의 동시 방송을 실시하고, 2010년에 기존의 아날로그 방송을 중단할 계획을 가지고 추진 중이다. 8VSB 디지털 TV 초창기 제품으로 테스트 한 결과 국내 지상파 디지털 방송 표준으로 결정된 ATSC(Advanced Television Systems Committee) 방식이 현재의 아날로그 방식보다 도시형 난청 현상이 심할 가능성이 있고 실내 안테나로 수신할 경우 방송 수신이 제대로 안 되는 문제가 발생할 가능성이 있는 것으로 지적되고 있다.<sup>[1]</sup> 현재 미국 전역에서 59개 방송국을 운영하고 있는 싱클레어 브로드캐스트 그룹이 최근 ATSC 방식 지상파 방송의 수신 상태를 점검한 결과 도심에서는 안테나를 정교하게 맞추어야 하고, 아파트 안에서 실내 안테나로 수신하는데 문제가 있다는 점을 지적하고 있다.<sup>[1]</sup> 1999년 6월 메릴랜드주 발티모어에서 싱클레어 브로드캐스트에 의해 실시된 COFDM과 8VSB의 성능 평가에서 다중경로에 대한 성능은 COFDM(Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing)이 우수한 것으로 나타났다.<sup>[1]</sup> 그러나 1999년 10월 FCC(Federal Communication Commission)의 발표에 의하면 다중경로에 대한 열화는 초창기 ATSC 방식을 선정할 때 이미 예측되었던 문제이고, 서비스 영역, 임펄스 잡음에 대한 성능, 데이터 전송 속도 등 다른 여러 산업적인 면에서는 8VSB 방식이 우수하기 때문에 기존의 ATSC 방식을 계속 유지하기로 한다고 발표했다.<sup>[1]</sup> 싱클레어 브로드캐스트에서 사용한 수신기는 1세대 수신기이고 현재는 다중경로에 대한 성능을 향상시킨 2세대 수신기가 개발 완료 또는 개발 중에 있다.<sup>[2]</sup>

여러 필드 테스트를 분석한 결과<sup>[3]</sup>에서 나타난 것처럼 실내에서의 수신은 건물을 투과하면서 손실이 발생하게 될 뿐만 아니라 안테나 높이가 낮고 나비넥타이 안테나와 같은 저가이면서 지향성과 이득이 낮은 안테나를 사용한다. 그 결과 많은 인접 반사 물체 그리고 사람과 차량 같은 움직이는 간섭 물체에 의한 큰 다중경로와 도플러 천이가 존재하기 때문에 항상 실외 수신보다 어려운 상황이 발생하게 된다. 그래서 새로 개발될 고성능의 실내 안테나는 전방대 후방비를 크게 하고 능동 전치 증폭기를 내장하여 높은 이득을 가지고 있으며 튜너와 임피던스 정합이 정교하고 인접 다중경로 신호를 줄이기 위해 방향성이 좋아야 한다. 다중경로에 대한 필드 테스트 결과 필드상에서는 22  $\mu$ sec 이상의 다중경로가 존재하고 UHF 주파수 대역에서 다중경로에 의한 영향을 많이 받으며 50%의 큰 다중경로도 존재한다는 결과가 분석되었다. 그래서 등화기는 1세대 수신기

보다 더 많은 탭 수가 필요하고 50% 이상의 다중 경로에서도 동작해야 된다. 또한 고정형의 고스트 환경에서는 훈련 데이터열이 있는 데이터 필드만을 가지고 등화를 하면 되지만 움직이는 물체가 있는 환경에서는 정보 데이터 구간에서도 등화기가 동작되어야 한다. 그러므로 다중경로에 대한 8VSB 방식의 성능 향상이 중요한 현안으로 대두되고 있으며 성능 개선을 위한 복잡한 알고리즘도 VLSI 기술의 발달에 힘입어 요즘에는 하드웨어로 구현이 가능하다.

8VSB의 심볼 타이밍 복원은 데이터 세그먼트 동기를 사용하는데 심볼 타이밍 검출 필터를 사용하여 타이밍 동기를 맞춘다.<sup>[4][5]</sup> 기존의 8VSB의 등화기로는 결정 궤환 등화기(DFE: Decision Feedback Equalizer)가 하드웨어적으로 구현이 쉽기 때문에 가장 많이 사용되어 왔다.<sup>[5]</sup> DFE는 일반적으로 심볼 간격 등화기(SSE: Symbol Spaced Equalizer)인데 타이밍 오프셋이 크면 성능이 많이 떨어진다.<sup>[6]</sup> 반면에 DFE의 전단 필터 부분이 1/2 심볼 간격인 FSE-DFE는 탭 수는 증가하지만 큰 타이밍 오프셋에 대해서 좋은 성능을 유지한다.<sup>[7]</sup> 그리고 동적인 채널 환경에서는 일반 정보 데이터 부분에서도 등화기의 탭 계수를 갱신하는 것이 필요한데 단순히 이전에 결정된 값을 가지고 LMS 알고리즘을 사용하는 것보다 블라인드 알고리즘을 사용하는 것이 더 좋은 성능을 나타낸다.<sup>[8][9][10]</sup> 그래서 본 논문에서는 Stop and Go 알고리즘을 사용하는 FSE-DFE 등화기 구조를 제시하고 전산모의실험을 통하여 기존의 방식과 비교, 분석하고자 한다.

본 논문에서는 II장에서 8VSB 디지털 지상파 TV 수신단의 STR과 채널 등화기에 대해 설명한다. III장에서는 STR(Symbol Timing Recovery)과 기존의 심볼 간격을 사용하는 결정 궤환 등화기, 실내 수신환경에서의 성능 개선을 위해 결정 궤환 등화기의 전단(feedforward) 필터 부분을 1/2심볼 간격의 FSE를 사용하는 결정 궤환 등화기, 그리고 일반 정보 데이터 부분에서 등화기의 탭 계수를 갱신하는데 있어 블라인드 등화 기법 중 하나인 Stop and Go 알고리즘에 대하여 전산모의 실험하여 결과를 분석하고 끝으로 IV장에서 결론을 맺고자 한다.

## II. 8VSB 수신기의 STR과 채널 등화기

### 1. 심볼 타이밍 복원<sup>[4][5]</sup>

그림 1은 8VSB 시스템의 데이터 전송 프레임의 구성

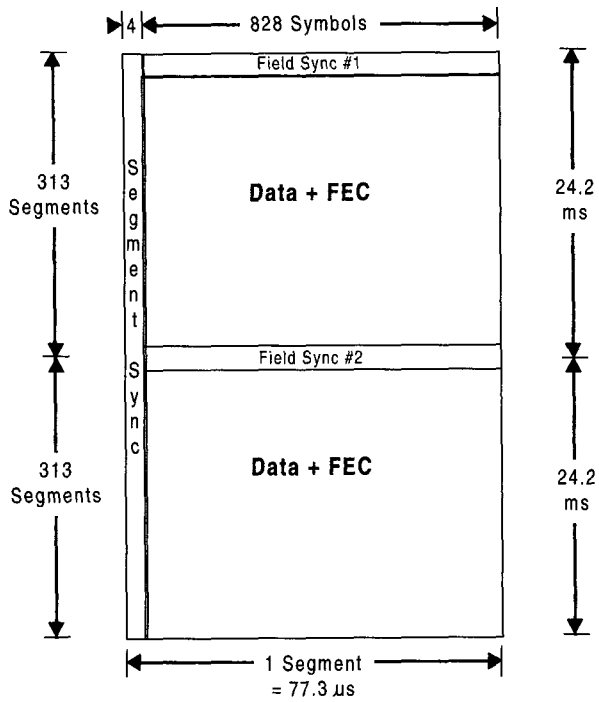


그림 1. 8VSB의 데이터 프레임  
Fig. 1. 8VSB data frame

도이다. 각 데이터 프레임은 2개의 데이터 필드(Data Field)로 이루어져 있고 각 필드는 313 데이터 세그먼트

(Data Segment)로 이루어져 있다. 데이터 필드의 첫번째 데이터 세그먼트는 동기용 신호인 데이터 필드 동기 신호이고 수신기측 등화기를 위한 훈련용 데이터 시퀀스를 포함하고 있다. 나머지 312 데이터 세그먼트들은 각각 188 바이트 트랜스포트 패킷(transport packet)에 FEC(Forward Error Correction)용 데이터가 추가로 20 바이트씩 실려 있다. 실제로 각 데이터 세그먼트에 있는 데이터는 데이터 인터리빙 때문에 여러 개의 트랜스포트 패킷들로부터 나온다. 데이터 세그먼트는 832 개의 심볼들로 이루어져 있다. 첫번째 4개 심볼은 데이터 세그먼트 동기 신호로서 2진 형태로 전송되어지고 세그먼트 동기 및 심볼 타이밍 동기의 기준을 제공한다. 이 데이터 세그먼트 동기 신호는 MPEG2-TS의 188 바이트 중 첫 번째 바이트인 동기 바이트(Sync Byte)를 대치한 것이다. 나머지 828 심볼들은 트랜스포트 패킷의 187바이트와 FEC용 데이터이다. 이들 828 심볼들은 8레벨 신호로 전송되어지는데 각 심볼 당 3 비트를 실어 보낸다. 따라서 2484 비트 (828 x 3)의 데이터가 각 데이터 세그먼트마다 실려 보내진다.

심볼 타이밍 동기의 복원은 먼저 세그먼트 동기 신호를 검출하고 그 세그먼트 동기 신호 위치를 근간으로 해서 심볼 타이밍 동기가 이루어진다. 심볼 타이밍 동기가 이루어지면 세그먼트 동기 심볼의 레벨이 ±5가 되도록 AGC가 이루어진다. 데이터 세그먼트 동기 검출은 필터 탭 계수가 +1, -1, -1, +1인 상관 필터(correlation filter)를 사용하여

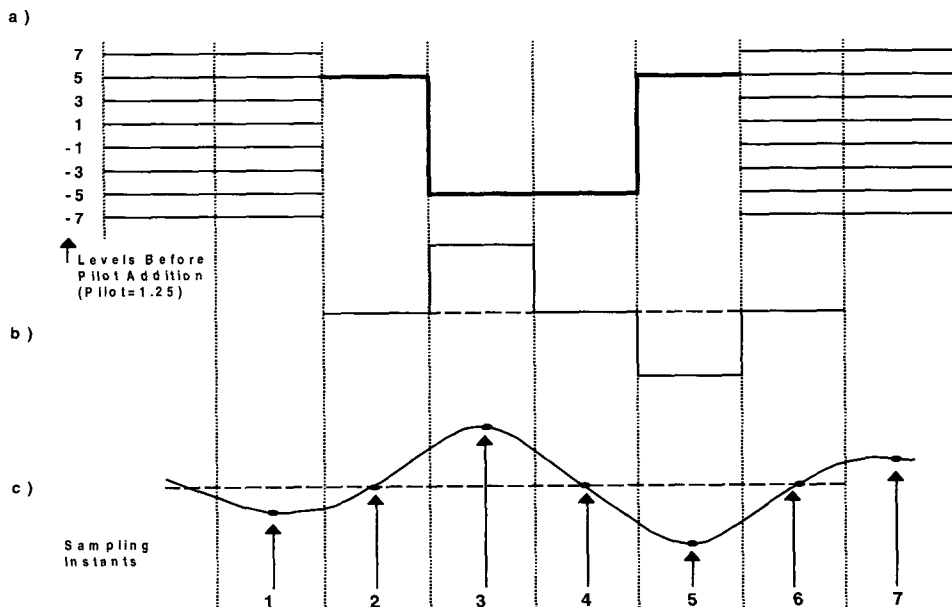


그림 2. 데이터 세그먼트 동기 방법 a) 데이터 세그먼트 동기 b) 심볼 타이밍 검출 필터 출력의 양자화된 S커브 c) 심볼 타이밍 검출 필터의 S 커브  
Fig. 2. Data segment sync a) is data segment sync pattern, b) is quantized S curve of sync filter, and c) is S curve of sync filter

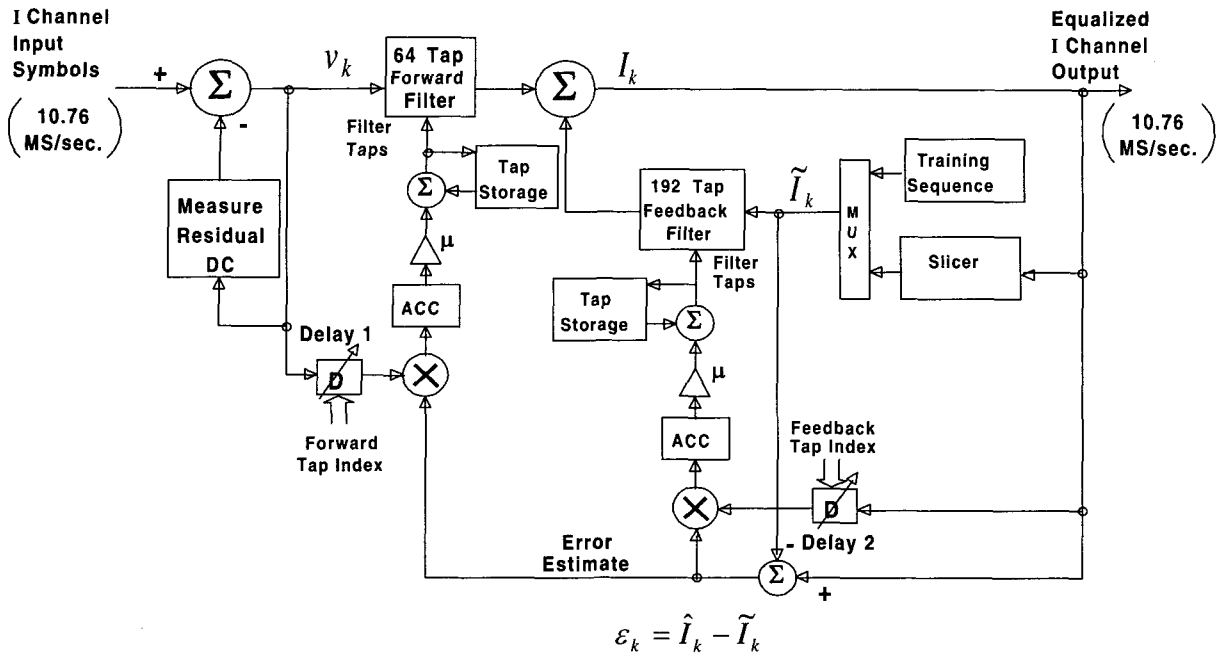


그림 3. 8VSB 수신단 결정 궤환 채널 등화기 블록 구조<sup>[5]</sup>  
 Fig. 3. Decision feedback equalizer for 8VSB receiver<sup>[5]</sup>

필터의 출력이 기준 값 이상 나오는 지점이 데이터 세그먼트 길이의 주기를 가지고 반복되면 그 지점을 데이터 세그먼트 동기 부분으로 인식한다. 심볼 타이밍 동기는 필터 탭 계수가 +1, +1, -1, -1인 심볼 타이밍 검출 필터를 사용하여 구현한다.

그림 2-a)는 데이터 세그먼트 동기 신호를 나타내는데 5, -5, -5, 5의 네 개의 심볼 구간을 차지하고 있다. 그림 2-b)는 심볼 타이밍 검출 필터를 사용했을 때 디지털적으로 한 심볼씩 옮겨 가면서 심볼 타이밍 검출 필터의 출력을 보이는데 2번째에서 양의 값, 3번째에서 영, 4번째에서 음의 값이 나오는 것을 알 수 있다. 실제로는 그림 2-a)의 파형이 상승 코사인(Raised Cosine) 필터로 저역 통과 필터링이 되어 있기 때문에 그림 2-b)가 그림 2-c)처럼 나타난다. 그림 2-c)는 4의 위치에서 영점교차가 되는 전형적인 PLL의 S커브를 나타내며 4번 위치로 수렴이 되도록 PLL을 동작시킨다.

심볼 타이밍 복원 회로는 잡음과 다중경로에 강해야 한다. 먼저 잡음에 강인한 심볼 타이밍 복원 회로를 만들기 위해 심볼 타이밍 검출 필터 출력을 여러 데이터 세그먼트에 걸쳐서 합한다. N개의 데이터 세그먼트에 대하여 합산을 하면 타이밍 신호는 같은 신호를 더하기 때문에 N배 커지고 잡음은 백색 잡음이므로  $\sqrt{N}$ 배 커진다. 결과적으로  $\sqrt{N}$ 배 만큼 잡음이 줄어든 심볼 타이밍 어려움이 출력된다. 여러 세그먼트를 합산할 경우에 긴 다중경로는 평균을 취하여 그 영향이 없어지는 효과

가 나타난다. 예를 들어 10 심볼 지연 에코의 경우 데이터 세그먼트 구간에 영향을 미치는 것이 10 심볼 앞의 데이터인데 이 데이터는 8레벨의 정보 데이터이다. 이 10 심볼 앞의 8 레벨 데이터는 랜덤 프로세스(random process)로 가정할 수 있으므로 타이밍 검출기의 출력을 여러 데이터 세그먼트를 합산할 경우 다중경로의 역할은 서로 상쇄되어 무시할 수 있을 정도로 된다. 그러나 수 심볼 이내의 짧은 에코의 경우는 데이터 세그먼트 동기 구간 안에서 서로 영향을 주기 때문에 상쇄시키는 효과가 없고 그대로 더해지기 때문에 심볼 타이밍이 어긋나게 된다. 이는 3 심볼 이내의 에코의 경우 그 영향이 크게 나타나며 에코의 지연시간과 크기 그리고 위상에 따라 타이밍이 벗어나는 정도가 달라진다. 그리고 에코가 크면 클수록 타이밍이 벗어나는 정도가 커지게 된다.

## 2. 채널 등화기

### 2.1 결정 궤환 등화기<sup>[2][5][6]</sup>

그림 3은 8VSB 수신단에서 사용하는 결정 궤환 등화기를 나타낸다.<sup>[5]</sup> 미국의 필드 테스트에서 사용되었던 결정 궤환 등화기는 전단 필터와 궤환(feedback) 필터로 구성되어 있는데 LMS(Least Mean Squares) 알고리즘에 의해 계수를 갱신하고 -5  $\mu$ sec에서 17.85  $\mu$ sec의 지연시간을 갖는 에코를 극복할 수

있다. 전단 필터의 입력은 수신된 신호  $\{V_k\}$ 이고 케환 필터의 입력은 이전에 검출된 심볼의 결정값 또는 학습 신호인 필드 동기 세그먼트이다. 전단 필터의 역할은 사전 지연 에코에 의한 심볼간의 간섭을 없애 주는 것이며, 케환 필터의 역할은 이전에 검파된 심볼들을 이용하여 사후 지연 에코에 의한 간섭을 제거하는 것이다. 등화기의 출력  $\hat{I}_k$ 는 다음 식 (1)과 같다.

$$\hat{I}_k = \sum_{j=-K_1}^{K_2} c_j v_{k-j} + \sum_{j=1}^{K_3} c_j \tilde{I}_{k-j} \quad (1)$$

여기서  $\hat{I}_k$ 는 k번째 정보 심볼의 추정값이고  $c_j$ 는 등화기 탭의 계수이며  $\tilde{I}_k$ 는 결정값을 나타낸다.  $K_1+K_2+1$ 은 전단 필터의 탭 개수이고  $K_3$ 는 케환 필터의 탭 개수이다. ATSC에서는 전단 필터에 64 탭과 케환 필터에 192개의 탭을 사용하였다. LMS 알고리즘에 의한 탭 계수 갱신은 식 (2)와 같다.

$$C_{k+1} = C_k - \mu \epsilon_k V_k^* \quad (2)$$

여기서  $C_k$ 와  $V_k$ 는 전단 필터에서는 64개 원소와 케환 필터에서는 192개의 원소를 가지는 벡터이며 k번째 루프 반복 횟수에서 등화기에 저장되어 있는 탭 계수 값과 입력 데이터 값을 나타낸다.  $\epsilon_k$ 는 에러 신호를 나타내고 식 (3)과 같다.

$$\epsilon_k = \hat{I}_k - \tilde{I}_k \quad (3)$$

케환 필터의 입력  $\tilde{I}_k$ 는 데이터 필드 동기 구간이나 세그먼트 동기 구간에서는 훈련용 데이터 시퀀스이고 그 이외의 구간에는 결정된 데이터 값이 된다.

결정 케환 등화기의 경우 데이터 필드 동기 구간에서는  $\pm 5$  크기의 훈련용 데이터를 사용하므로 결정 에러가 거의 없기 때문에 우수한 성능을 나타내지만 일반 정보 데이터 8-레벨을 사용할 경우에는 결정 에러가 많아 약 2 ~ 3 dB 성능 저하가 나타난다.<sup>[5]</sup> 8-레벨이  $\pm 1, \pm 3, \pm 5, \pm 7$ 일 경우 ATSC에서 제시하는 TOV(Threshold of Visibility)를 만족하는 SNR 14.6 dB에서는 신호 전력이 21이므로 잡음 분산은  $\sigma^2 = 0.728$ 이 된다. 이때 표준 편차는 0.853이며  $\pm 1$  이상의 잡음이 있으면 결정 에러가 되고 이때 심볼 에러율은 0.24가 된다. 즉 4심볼 중 하나는 결정 에러가 생기게 되므로 결정된 심볼을 사용하여 결정 케환 등화기를 구성하면 그 성능이 상당히 저하된다. 따라서 결정 케환 등화기를 사용시 8-레벨의 데이터 구간에서는 단순히 결정된 신호를 에러로 사용하면 성능이 저하되므로 2.3절의 블라인드 등화기를 사용해야 한다.

### 2.2 FSE를 사용하는 결정 케환 등화기<sup>[6][7]</sup>

먼저 심볼 간격 등화기를 사용했을 때 심볼 타이밍 에러에 대한 영향을 살펴보자. 심볼 간격 등화기의 입력으로 들어오는 신호는 식 (4)와 같이 표시될 수 있다.

$$y(t) = \sum_n I_n x(t - nT) + v(t) \quad (4)$$

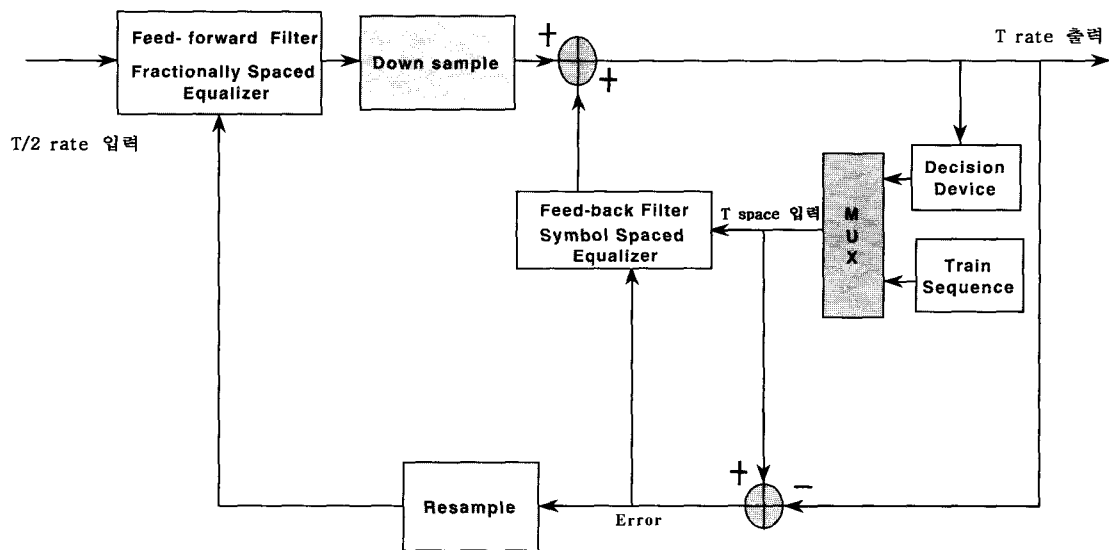


그림 4. T/2 간격 전치 등화기를 갖는 결정 케환 등화기 블록 구조  
Fig. 4. Block diagram of DFE with T/2 FSE

여기서  $y(t)$ 는 정합 필터의 출력을 나타내고  $I_n$ 은  $n$ 개의 심볼 데이터 열을,  $x(t)$ 는 송신단 필터와 채널 그리고 수신단 필터의 전체 전달함수를,  $v(t)$ 는 잡음을 각각 나타낸다. 이 신호는  $t = kT + \tau_0$ 에서 샘플링되어 등화기에 입력되는데 이때  $\tau_0$ 는 샘플링 지연시간을 나타낸다. 결과적으로 표본 신호는 다음과 같다.

$$y(kT + \tau_0) = \sum_n I_n x(kT - nT + \tau_0) + v(kT + \tau_0) \quad (5)$$

샘플링된 신호는 잡음을 무시할 경우, 주파수 상에서 다음과 같은 중첩(folded) 스펙트럼으로 나타난다. 심볼 간격을 가지는 결정 궤환 등화기의 입력을 주파수 영역에서 보면 식 (6)과 같이 나타낼 수 있다.

$$Y_T(f) = \frac{1}{T} \sum_n X(f - \frac{n}{T}) e^{j2\pi(f - \frac{n}{T})\tau_0} \quad (6)$$

$K_1 + K_2 + 1$ 개의 탭을 사용하는 경우, 등화기 탭 계수

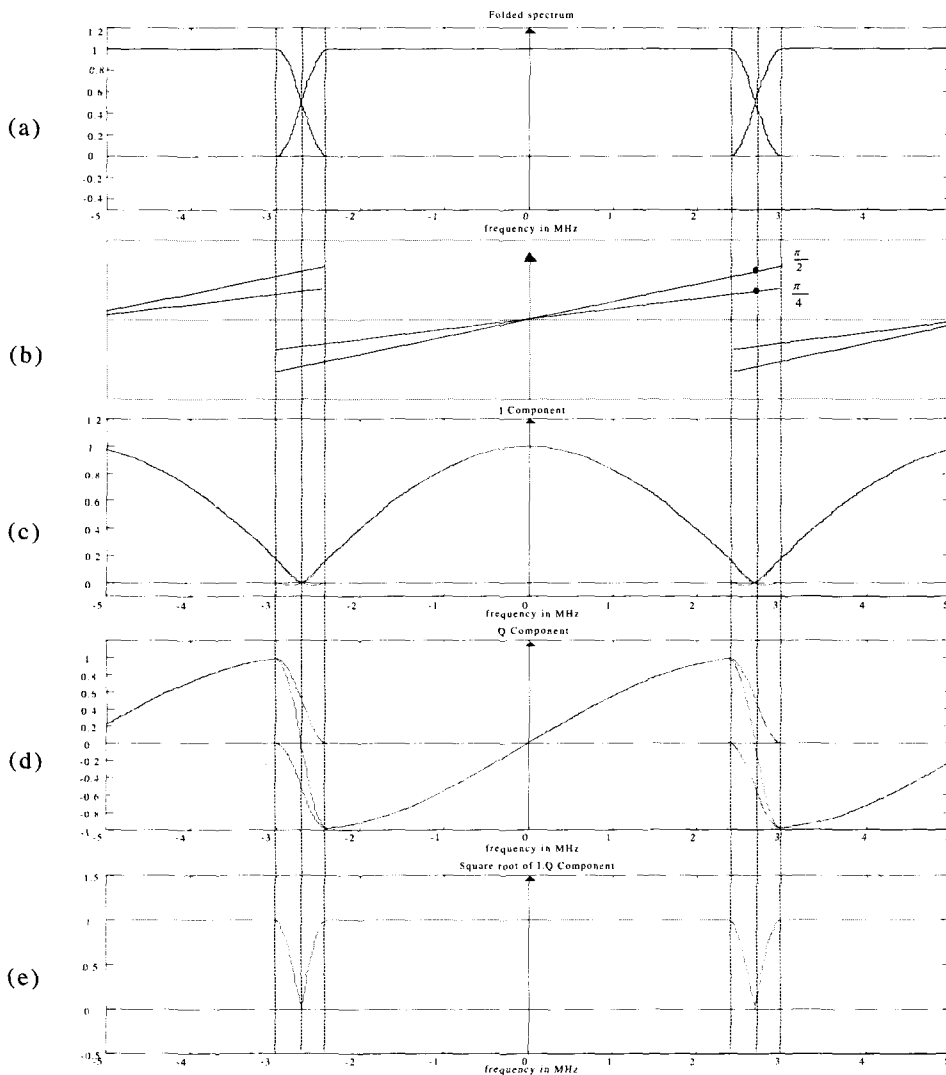


그림 5. 심볼 간격 등화기에서 타이밍 에러에 따른 심볼간 간섭 현상 (a) 타이밍 에러가 없는 입력 스펙트럼 (b) 타이밍 에러 T/4와 T/2인 경우의 위상 분포 (b) 타이밍 에러 T/2인 경우의 I 성분의 스펙트럼 (d) 타이밍 에러 T/2인 경우의 Q 성분의 스펙트럼 (e) 타이밍 에러 T/2 인 경우의 주파수 영역 스펙트럼  
 Fig. 5. ISI of symbol spaced equalizer due to timing offset (a) is input spectrum without timing error, (b) is phase curve for T/4 and T/2 timing error, (c) is spectrum of I component with T/2 timing error, (d) is spectrum of Q component with T/2 timing error, and (e) is combined spectrum with T/2 timing error

의 주파수 영역의 표현은 식 (7)과 같다.

$$C_T(f) = \sum_{k=-K_1}^{K_1} c_k e^{-j2\pi kT} \quad (7)$$

여기서  $G(f)$ 의 주기는  $1/T$ 이고 결과적으로 등화기의 출력은 다음과 같은 주파수 영역 스펙트럼을 가지게 된다.

$$O_T(f) = \sum_{k=-K_1}^{K_1} c_k e^{-j2\pi kT} \sum_n X(f - \frac{n}{T}) e^{j2\pi(f - \frac{n}{T})\tau_0} \quad (8)$$

식 (8)에서 알 수 있는 바와 같이 심볼을 등화기는 중첩된 수신 신호의 스펙트럼을 입력으로 하여 보상을 하게 된다. 즉  $\tau_0$ 에 따른  $X(f)e^{j2\pi f\tau_0}$ 에 의한 스펙트럼 중첩의 결과로 나타나는 채널 왜곡에 대한 보상을 할 수 없다는 것을 알 수 있다. 바꾸어 말하면, 심볼을 등화기의 주기는  $1/T$ 이기 때문에  $f - 1/2T$  근처의 롤-오프(roll-off) 영역 양편의 채널 응답에 대한 개별적인 제어를 하지 못하게 된다. 만일 타이밍 지연  $\tau_0$ 가 매우 큰 경우, 그림 5(e)에서와 같이 중첩 스펙트럼  $X_T(f)$ 가 롤-오프 영역 ( $|f| < 1/2T$ ) 근처에서 골(null)이 발생할 수 있다. 그림 5를 자세히 설명하면 그림 5(a)는 나이퀴스트 조건(Nyquist Criterion)을 만족하는 롤-오프 팩터(roll-off factor)가 0.1152인 상승 코사인 필터의 주파수 영역 중첩 스펙트럼을 나타내는데 이 경우는 타이밍 에러  $\tau_0 = 0$ 인 경우이다. 그림 5(b)는  $\tau_0$ 가  $\frac{T}{4}$ 와  $\tau_0 = -\frac{T}{2}$  일때의 위상 분포이다.  $\tau_0 = \frac{T}{4}$  때는  $1/2T$ 의 주파수에서 위상이  $\frac{\pi}{4}$ 가 되고  $\tau_0 = -\frac{T}{2}$  때는 위상이  $\frac{\pi}{2}$ 가 된다. 그림 5(c)는  $\tau_0$ 가  $\frac{T}{2}$ 일 때 스펙트럼의 동위상 성분을 나타낸다. 그림 5(d)는  $\tau_0$ 가  $\frac{T}{2}$ 일 때 스펙트럼의 직교성분을 나타내는데  $1/2T$  근처에서 서로 상쇄되어 0값을 지나는 곡선이 된다. 그림 5(e)에서는 (c)와 (d)에서 구한 동위상과 직교성분의 스펙트럼을 사용하여 각각을 제공하여 자승근을 구한 스펙트럼 전력인데  $1/2T$  근처에서 골(null)이 발생하게 되어 나이퀴스트 조건을 만족하지 못하게 됨을 알 수 있다. 결국 심볼 타이밍 에러가 있을 경우 심볼 간격 등화기에서는 나이퀴스트 조건을 만족하지 못해 ISI(Inter Symbol Interference)가 생긴다.

그림 4는 한 심볼의 주기를  $T$ 라고 했을 때 전단 필터의 탭을 2배로 늘려서  $T/2$  간격을 갖는 FSE를 사용하고 제한 필터는  $T$ 간격을 사용하는 결정 제한 등화기의 블록 구조이다. 이 FSE는 적어도 나이퀴스트율(Nyquist rate)

보다 더 빠른 입력 신호의 샘플링에 기반을 두고 있는데 보통  $T/2$ 간격의 등화기가 많이 사용된다.

FSE의 주파수 응답은 식 (9)와 같다.

$$C_T(f) = \sum_{k=-2K_1}^{2K_1} c_k e^{-j\pi kT} \quad (9)$$

FSE는 나이퀴스트 주파수가  $2/T$  이므로  $f=1/2T$ 에서  $f=1/T$ 까지의 수신 신호 스펙트럼에 대해서도 등화할 수 있다. 등화된 스펙트럼은 식(10)과 같다.

$$C_T(f)Y_T(f) = C_T(f) \sum_n X(f - \frac{2n}{T}) e^{j2\pi(f - \frac{2n}{T})\tau_0} \quad (10)$$

$|f| > 1/T$ 에 대해  $X(f) = 0$ 이므로 식(10)은 다음과 같이 표현된다.

$$C_T(f)Y_T(f) = C_T(f)X(f)e^{j2\pi f\tau_0}, \quad |f| \leq \frac{1}{T}. \quad (11)$$

따라서 FSE를 사용할 경우 FSE가 2배의 오버샘플링 되어 있으므로 스펙트럼 중첩 현상이 없어서 FSE의 입력 신호는 단순한 위상  $2\pi f\tau_0$ 만큼 존재하는 형태가 된다. 이 위상  $2\pi f\tau_0$ 는 시간 축에서  $\tau_0$ 의 지연으로 나타나며 이 지연은 FSE 등화기에서 보정이 가능하다.

### 2.3 Stop and Go 알고리즘<sup>[8][9][10]</sup>

훈련 데이터 시퀀스를 제외한 일반 정보 데이터를 이용해서 채널을 등화하는 블라인드 등화기법으로 Picchi와 Prati에 의해 제안된 Stop and Go 알고리즘은 결정 지향(decision directed) 알고리즘에 의한 추정 오차와 Sato 알고리즘에 의한 추정오차의 부호가 일치하는가를 조사하여 탭 갱신 여부를 결정하므로 보다 신뢰성 있는 추정 오차를 사용하게 되어, 결정 지향 알고리즘이 왜곡이 심한 채널에서도 수렴할 수 있도록 하였다. Stop and Go 알고리즘의 탭 갱신 식은 다음과 같이 주어진다.

$$C_{k+1} = C_k - \mu \cdot e_{SaG}(k) \cdot V^*(k). \quad (12)$$

오차  $e_{SaG}(k)$ 는 다음과 같다.

$$e_{SaG} = f(k) \cdot e_{DD}(k). \quad (13)$$

여기서  $e_{DD}(k) = \hat{I}_k - \tilde{I}_k$  이고  $f(k)$ 를 구하기 위해 또 다른 오차 함수로서 Sato 오차 함수  $e_s(k)$ 를 이용하며 아래,

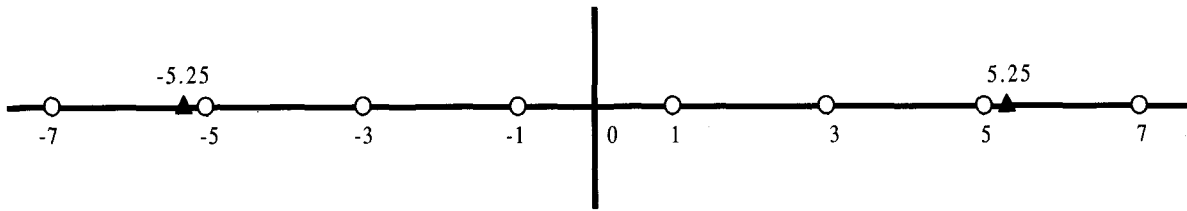


그림 6. 8VSB 성상도와  $\alpha$   
 Fig. 6. 8VSB constellation and  $\alpha$  value

와 같이 주어진다.

$$e_s(k) = \hat{I}_k - \alpha \cdot \text{sgn}(\hat{I}_k) \quad (14)$$

여기서,  $\alpha = E\{a_s^k\} / E\{|a_k|\}$ ,  $E(\cdot)$ 는 기대값,  $a_k$ 는 데이터 성상점을 나타내고 8VSB의 경우는 그림 6에서와 같이  $\alpha$ 는 5.25이다.

$f(k)$ 는 다음과 같다.

$$f(k) = \begin{cases} 0 & \text{if } \text{sgn}(e_{DD}) \neq \text{sgn}(e_s) \\ 1 & \text{if } \text{sgn}(e_{DD}) = \text{sgn}(e_s) \end{cases} \quad (15)$$

Stop and Go 알고리즘에서 실질적인 탭 갱신은 결정

지향 알고리즘을 따르므로 정상상태에서의 오차 레벨이 매우 작아지는 장점이 있으나, 상대적으로 수렴 속도가 느려지는 문제를 안고 있다.

### III. 전산모의 실험

III장에서는 케이던스 사의 SPW(Signal Processing Worksystem) 툴을 사용하여 8VSB 송수신기를 구성하고 실내 수신 성능 개선을 위해 앞 장에서 제시한 각 등화기법에 대하여 실수 전산모의 실험을 수행하고 검증하였다.

#### 1. 심볼 타이밍 복원

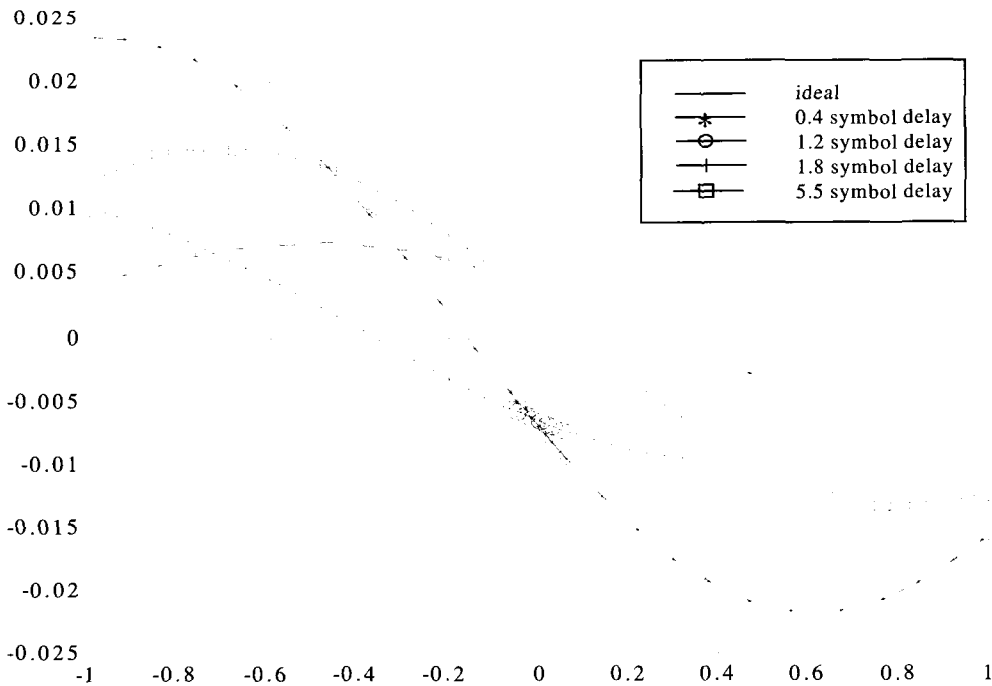


그림 7. 에코레벨(E/D)이 -3 dB인 경우의 심볼 타이밍 복원 회로의 S 커브  
 Fig. 7. S curve of symbol timing recovery with echo level of -3 dB



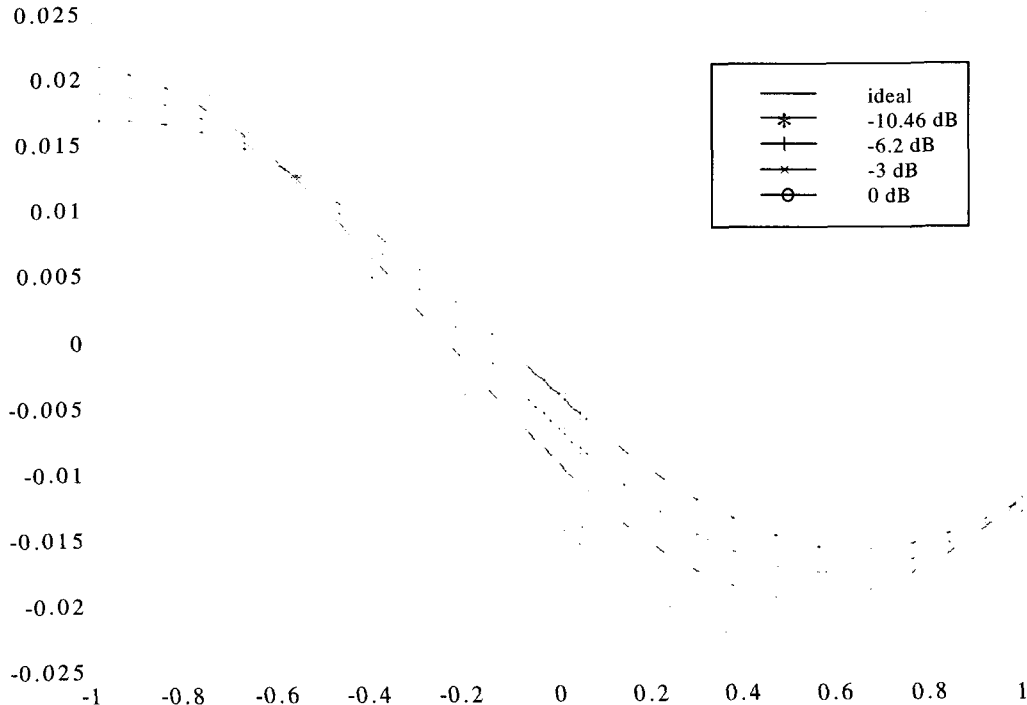


그림 8. 0.6T 지연 에코의 레벨(E/D)에 따른 S 커브 변화  
 Fig. 8. S curve of different echo level with delay of 0.6T

II장 1절의 심볼 타이밍 복원의 다중경로에 대한 성능을 조사하기 위해 S 커브를 구하였다. 데이터는 64배 오버 샘플링하여 사용하였으며 그림 7은 직접 신호 크기 대비 에코 크기(E/D)가 -3 dB일 때 각각의 지연시간에 대한 타이밍 위상 에러를 나타낸 것이고 이때 심볼 타이밍 복원은 심볼 타이밍 검출 필터(+1, +1, -1, -1) 통과 후 타이밍 에러를 검출하여 여러 데이터 세그먼트 구간 동안 평균을 취한 값이 0이 되도록 맞추어진다. 짧은 지연 에코와 긴 지연 에코에 대해 S 커브를 보면 1.2 심볼 지연 에코에 대해서는 타이밍 오프셋이 -40 % 정도 발생하고 지연이 길어지면 다시 감소하여 1.8 심볼 지연 에코에서는 30 % 정도이며 지연 시간이 길어지면 타이밍 오프셋이 많이 줄어든다. 실내 수신에서는 짧은 에코가 많이 있어 심볼 타이밍 복원이 잘 안될 경우 수신기가 제대로 동작이 안될 수 있다. 그림 8은 에코 지연 시간이 0.6심볼 만큼 있을 경우의 에코 레벨(E/D)에 따른 S 커브를 나타낸다. 그림 8에서 타이밍 에러는 에코의 크기가 커짐에 따라 증가하는 것을 알 수 있다. 심볼 타이밍의 S 커브를 조사한 결과 5심볼 이상의 긴 시간의 지연 에코에 대해서는 타이밍 오프셋이 10 % 이하로 나타나며 1심볼 근처의 짧은

은 에코에서는 30 % 이상의 매우 큰 타이밍 오프셋을 가질 수 있다. 이 타이밍 오프셋은 짧은 에코에 대하여 크게 나타나는 경우가 많은데 그 오프셋의 크기는 에코의 지연 시간, 크기, 그리고 위상에 따라 달라진다. 같은 위상, 같은 지연 시간의 경우에는 에코의 크기가 커지면 타이밍 에러가 커지고 같은 지연 시간, 같은 크기의 에코의 경우에는 위상에 따라 타이밍 오프셋이 많이 바뀐다.

## 2. 등화기

먼저 캐리어 동기와 심볼 타이밍 동기가 완벽하다 가정하고 시불변 환경에서 실수 전산모의실험을 하였다. 8VSB의 레벨이  $\pm 1, \pm 3, \pm 5, \pm 7$ 일 때 등화기의 스텝 크기(step size)는 0.00001 이며 각각의 에코 레벨에 대해 10,000 심볼 이내에서 수렴을 하였으며, 수렴 후의 시스템 TOV를 만족하는 C/N을 구하였다. 시스템 TOV를 만족하는 C/N을 구하는 기준은 세그먼트 에러 확률  $1.93 \times 10^{-4}$  을 만족하는 S/N이 14.6 dB 정도 되는데 이는 등화기 출력 S/N이 항상 14.6 dB 보다 커야 DTV가 정상적으로 수신됨을 나타낸다. 에코가 없을 때의 TOV를 만족하는

C/N는 14.9 dB인데 파일럿을 제거하고 나면 S/N은 0.3 dB 만큼 감소한 14.6 dB가 된다. 본 논문에서 사용한 시스템의 SER(Segment Error Rate)은 C/N 14.9 dB에서  $1.17 \times 10^{-4}$  정도로 확인됐다.

그림 9는 전산모의 실험을 위한 8VSB 송수신기 시스템의 블록도인데 심볼 타이밍 동기화 등화기를 연동하여 실험할 수 있게 구성이 되었으며 등화기 출력의 SNR 또는 RS 디코더 이후의 SER로 성능을 분석할 수 있다. 그

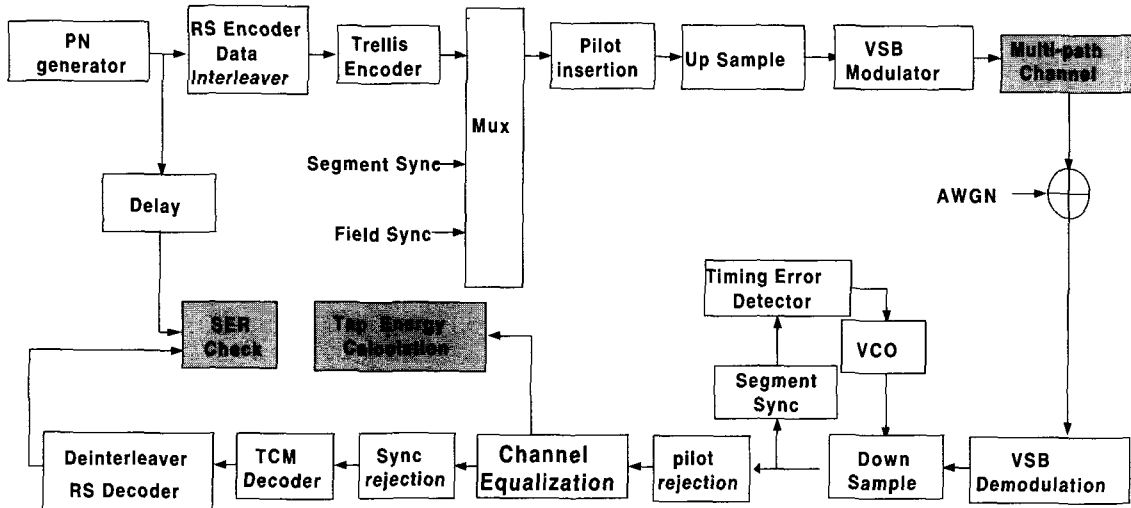


그림 9. 8VSB 송수신기 전산 모의 실험 구성도  
Fig. 9. Block diagram of 8VSB transmitter and receiver for computer simulation

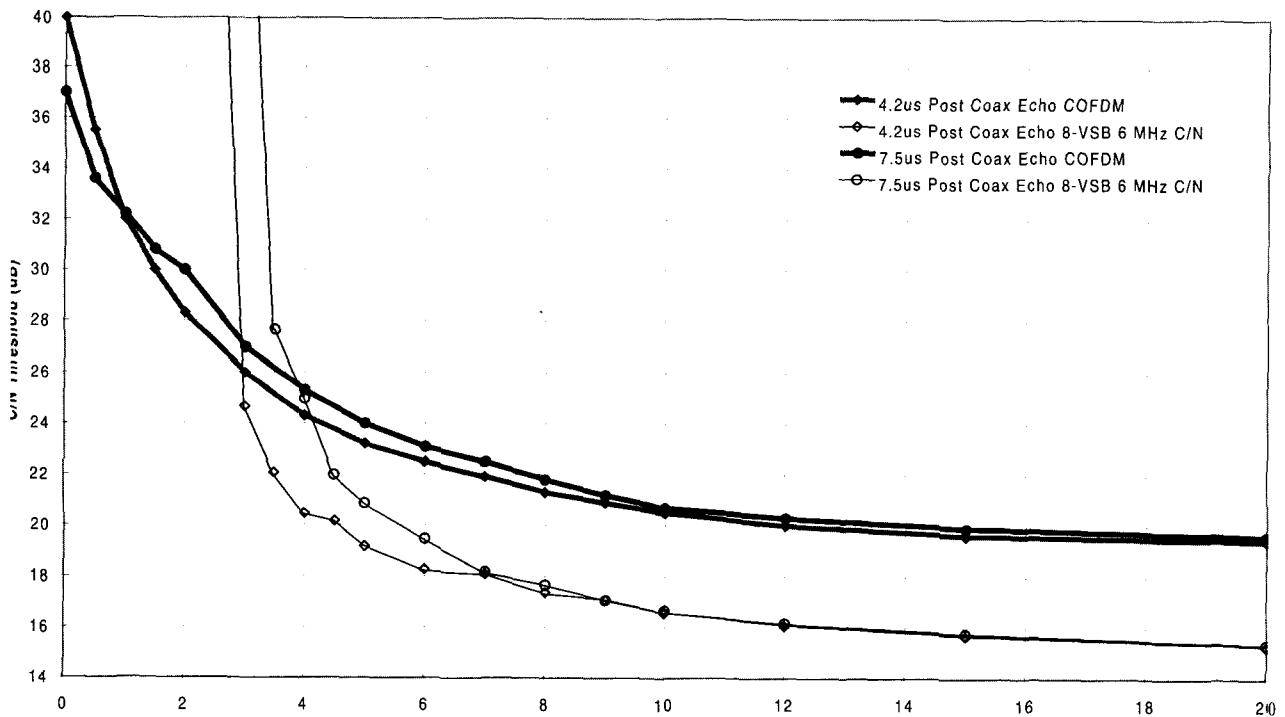


그림 10. 호주에서 실시한 에코레벨에 따른 C/N 임계 값<sup>[11]</sup>  
Fig. 10. C/N threshold vs echo performance tested in Australia<sup>[11]</sup>

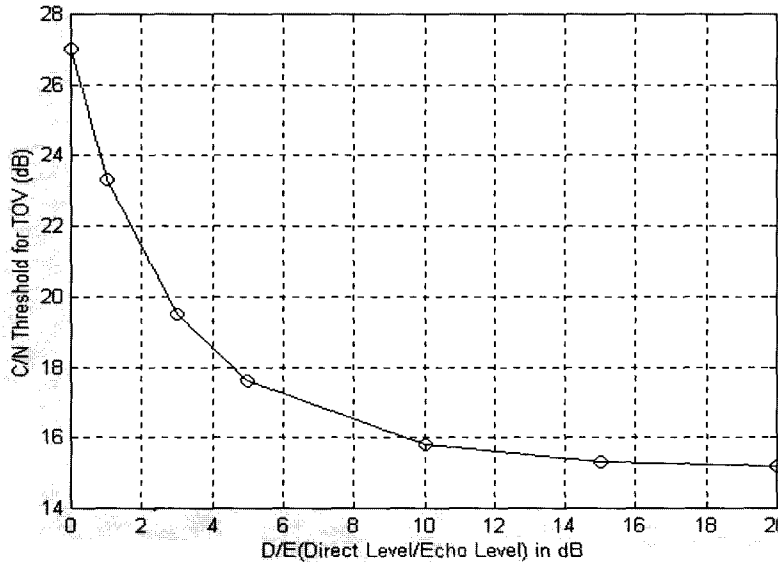


그림 11. 7.5  $\mu$ sec 에코에 대한 등화기 성능  
 Fig. 11. Equalizer performance with 7.5  $\mu$ sec delayed echo

림 10은 호주에서 실시된 실험실 측정의 등화기 에코 레벨에 따른 임계 C/N의 관계를 나타내는데 8VSB의 경우 에코 레벨이 -3 dB 이상이면 수신이 불가능한 것으로 나타난다.<sup>[11]</sup> 그림 11은 8VSB 송수신 시스템에서 호주 테스트와 똑같은 조건인 7.5  $\mu$ sec 에코에 대한 등화기 성능만을 테스트한 결과인데 이때 타이밍 동기는 완벽하게 맞았다고 가정하였다. 결과에서 보듯이 등화기의 성능만을 살펴본다면 0 dB 에코에서도 수렴하고 TOV를 만족하는 C/N이 27 dB 임을 알 수 있다. 호주의 측정 결과와 차이가 나는 이유는 본 논문은 등화기만을 실험한 것이고 호주에서는 수신기 전체의 성능을 테스트한 것이기 때문이다. 위 결과를 볼 때 원리적으로 에코가 큰 경우 채널 등화가 안 되는 것은 아니므로 수신기 성능을 향상시키면 큰 에코 레벨에서도 타이밍 에러가 없다면 애러 없이 수신할 수 있다는 것을 알 수 있다.

### 3. 심볼 타이밍 동기화 등화기를 연동한 전산 모의 실험

실내 수신 환경에서는 실내의 벽이나 구조물에 의해서 정적인 짧은 지연 에코가 발생한다. 또한 사람의 움직임에 의한 동적인 짧은 지연 에코도 발생한다. 앞 절에서 살펴 보았듯이 수 심볼 이내의 지연을 가지는 에코는 큰 타이밍 오프셋을 유발시킨다. 특히 1 심볼 근처의 지연을 가지는 에코는 매우 큰 타이밍 오프셋을 유발시킨다. 이렇게 큰

타이밍 오프셋이 발생하면 일반적으로 SSE 보다는 FSE가 훨씬 좋은 성능을 나타낸다. 그리고 동적인 짧은 지연 에코는 수 Hz의 도플러 천이의 영향을 받는 지연 에코로 볼 수 있는데 훈련 데이터 열만을 사용하여 등화기의 탭 계수를 갱신하는 것으로는 이 도플러 천이를 보상해 주기 어렵다. 따라서 일반 정보 데이터를 가지고 등화기의 탭 계수를 갱신할 수 있는 블라인드 등화기법이 필요하다.

이 절에서는 매우 큰 타이밍 오프셋을 유발시키는 1 심볼 지연 시간을 가지는 에코에 대하여 타이밍 오프셋의 크기를 구하고 에코 레벨에 따른 SSE와 FSE의 성능을 비교하였다. 그리고 동적인 짧은 지연 에코에 대하여 SSE와 FSE, 그리고 블라인드 등화기법으로 Stop and Go 알고리즘을 사용할 때와 안할 때의 성능을 비교하였다.

그림 12는 시볼변 채널 환경에서 1 심볼 지연을 가지는 에코 레벨에 대하여 ATSC 표준에서 권고된 8VSB 시스템의 TOV를 만족시키는 최소의 C/N을 얻은 것이고 그림 13은 이 때 발생하는 타이밍 오프셋이다. 타이밍 오프셋은 에코 레벨이 증가할수록 점점 커지고 에코 레벨이 주 신호 레벨과 같은 0 dB에서는 거의 반 심볼의 타이밍 오프셋이 발생함을 볼 수 있다. 그림 12에서 보듯이 시볼변 채널 환경에서는 훈련 데이터 열만을 사용하여 탭 계수를 갱신하고 일반 정보 데이터 부분에서는 계수 값을 동결시키는 방식과 일반 정보 데이터 부분에서 Stop and

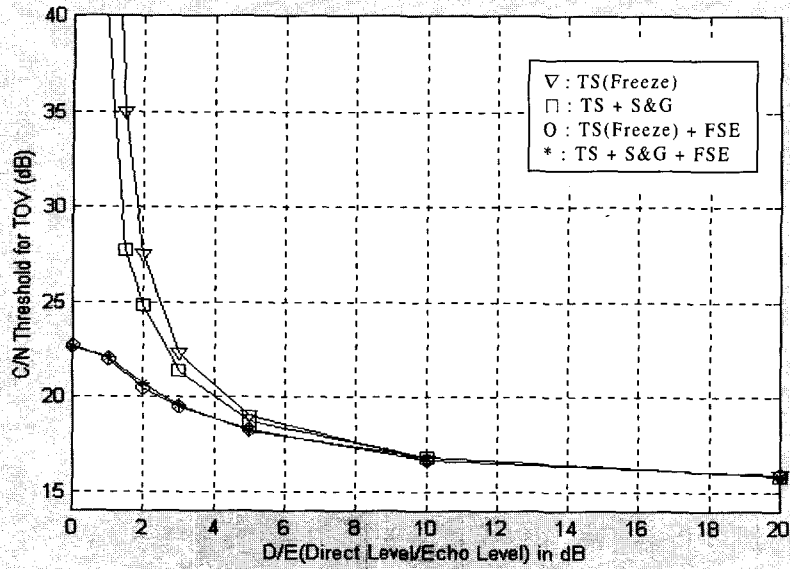


그림 12. 각 에코 레벨에 대한 시스템 TOV를 만족시키는 C/N  
 Fig. 12. C/N threshold for TOV according to echo level

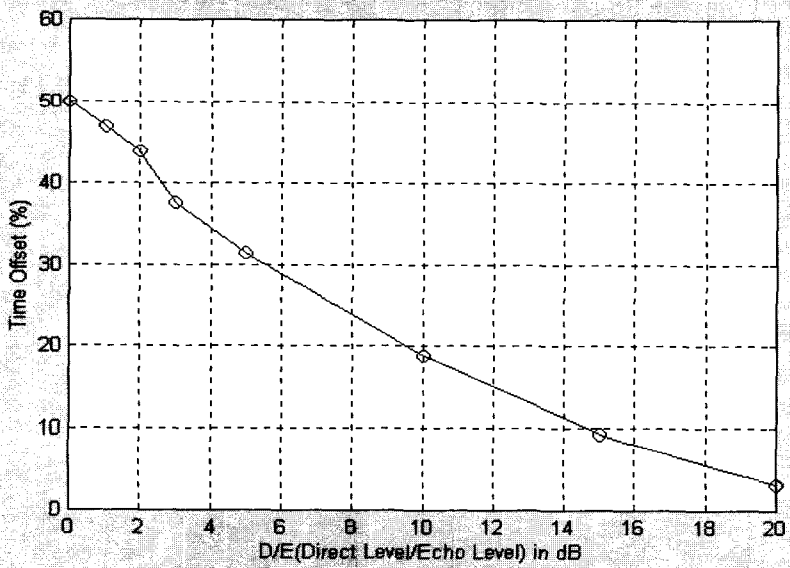


그림 13. 각 에코 레벨에 대한 타이밍 오프셋 (%)  
 Fig. 13. Timing offset according to echo level

Go 알고리즘을 사용하는 방식의 성능 차이가 거의 없다. 반면에 SSE와 FSE는 에코 레벨이 작고 타이밍 오프셋이 20 % 이하인 부분에서는 거의 같은 성능을 나타내지만 에코 레벨이 크고 타이밍 오프셋이 20 % 이상인 부분에

서는 FSE가 월등히 좋은 성능을 나타냄을 볼 수 있다. 그리고 앞 절의 심볼 타이밍 복원에서 살펴 보았듯이 짧은 지연 에코의 지연 시간 및 크기와 위상에 따라 타이밍 오프셋의 크기가 다르기 때문에 FSE를 사용하지 않을 경우

DTV 수신이 되는 D/E 레벨이 에코의 지연 시간과 크기 및 위상에 따라 0 dB ~ 7 dB 사이에 다양하게 분포하게 된다.

그림 14와 그림 15는 동적인 짧은 지연 에코가 있는 환경으로 에코가 5 Hz와 10 Hz의 도플러 천이의 영향을 받아 그림 14와 그림 15의 (a)와 같이 에코의 레벨이 변할 때의 네 가지의 등화 방식의 성능을 등화기 출력 잡음 전

력을 가지고 나타내었다. 에코는 1 심볼 지연된 신호이고 120만(약 5 필드) 심볼 동안의 등화기 수렴 과정을 보여 주고 있다.

그림 14는 C/N이 18 dB, D/E가 10 dB, 10 Hz 도플러 천이 환경이다. 그림 14의 (b)는 에코 레벨의 크기나 부호의 변화에 따라 타이밍 오프셋도 -20 %에서 20 %까지 변하는 것을 보여주고 있다. 그림 14의 (c)와 (e)는 SSE

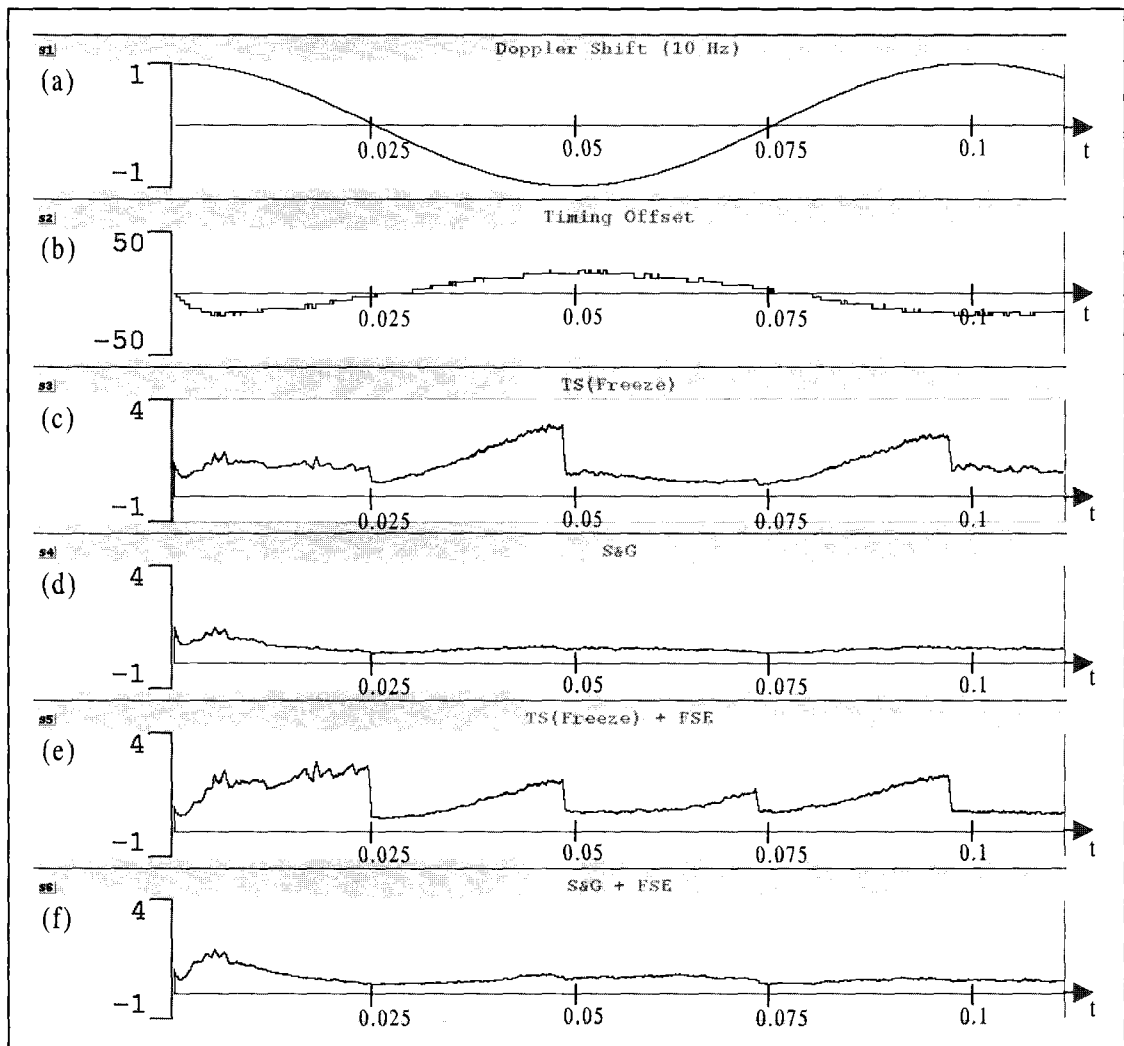


그림 14. 10 Hz 도플러 천이에 대한 각 등화 기법의 등화기 출력 잡음 전력 (C/N : 18 dB, D/E : 10 dB) (a) 10 Hz 도플러 천이에 의한 에코의 레벨 변화 (b) 타이밍 오프셋의 변화 (c) SSE와 훈련 데이터 열만을 사용할 때의 등화기 출력 잡음 전력 (d) SSE와 Stop and Go 알고리즘을 사용할 때의 등화기 출력 잡음 전력 (e) FSE와 훈련 데이터 열만을 사용할 때의 등화기 출력 잡음 전력 (f) FSE와 Stop and Go 알고리즘을 사용할 때의 등화기 출력 잡음 전력

Fig. 14 Equalizer output noise power of equalization techniques for 10 Hz Doppler shift (C/N : 18 dB, D/E : 10 dB). (a) is the variation of echo level by 10 Hz Doppler shift, (b) is the variation of timing offset, (c) is noise power of equalizer using SSE and training sequence only, (d) is noise power of equalizer using SSE and Stop and Go algorithm, (e) is noise power of equalizer using FSE and training sequence only, and (f) is noise power of equalizer using FSE and Stop and Go algorithm

와 FSE에 대하여 훈련 데이터 열만을 사용하여 탭 계수를 갱신하고 일반 정보 데이터 부분에서는 계수 값을 동결시키는 방식으로 훈련 데이터열 부분에서만 수렴을 하고 일반 정보 데이터 부분에서는 에코 레벨이 많이 변할수록 더 크게 발산함을 보여준다. 반면에 훈련 데이터열과 일반 정보 데이터 부분에서는 Stop and Go 알고리즘을 사용하는 방식인 그림 14의 (d)와 (f)는 안정적으로 수렴

함을 볼 수 있다. 그리고 D/E가 10 dB이므로 그림 12에서 본 것처럼 SSE와 FSE의 등화기 출력 잡음 전력이 거의 같음을 볼 수 있다.

그림 15는 C/N이 30 dB, D/E가 2 dB, 5 Hz 도플러 천이 환경이다. 그림 14에서와 거의 비슷한 결과임을 볼 수 있다. 단지 D/E가 2 dB로 그림 14에서보다 에코 레벨이 커서 타이밍 오프셋이 -43 %에서 43 %까지 변하고 FSE

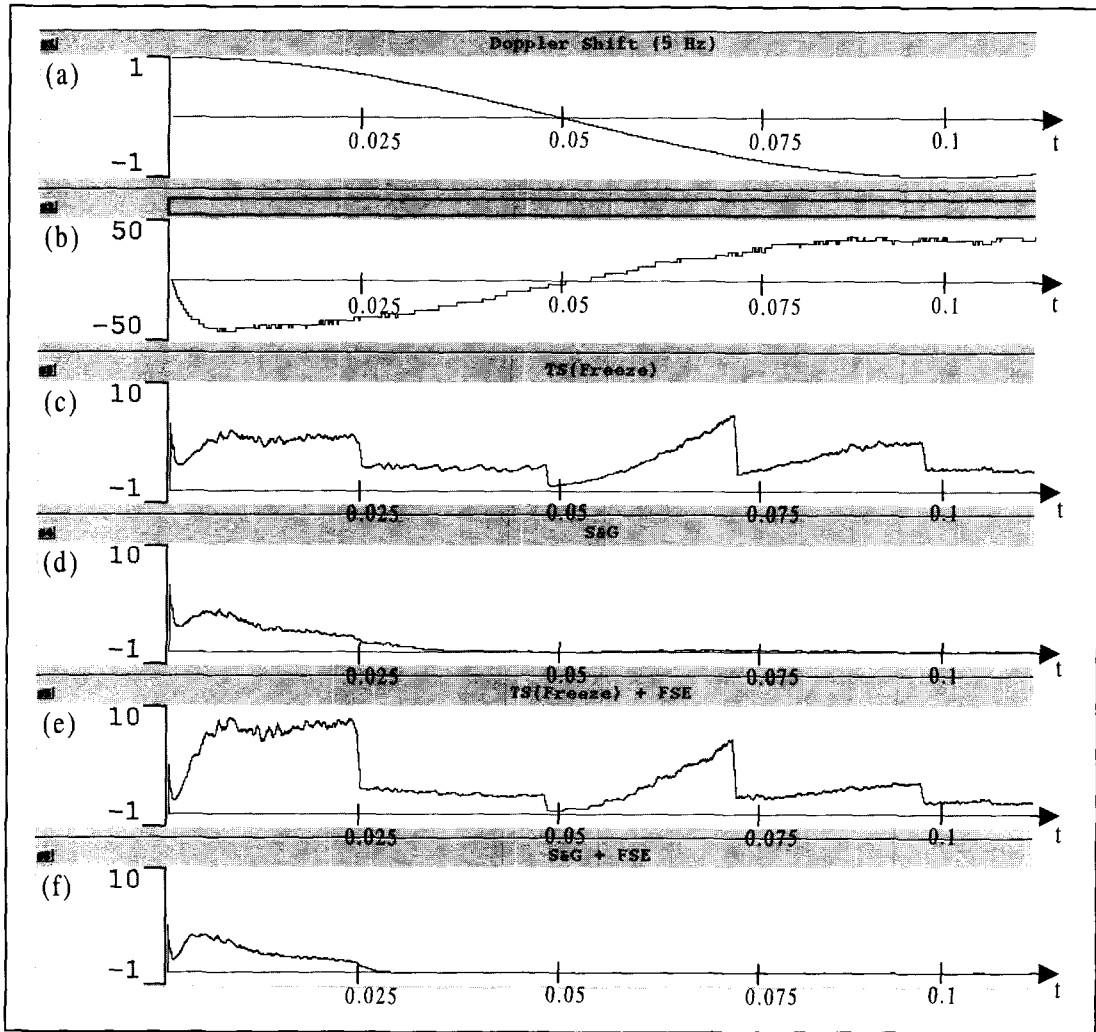


그림 15. 5 Hz 도플러 천이에 대한 각 등화 기법의 등화기 출력 잡음 전력 (C/N : 30 dB, D/E : 2 dB) (a) 5 Hz 도플러 천이에 의한 에코의 레벨 변화 (b) 타이밍 오프셋의 변화 (c) SSE와 훈련 데이터 열만을 사용할 때의 등화기 출력 잡음 전력 (d) SSE와 Stop and Go 알고리즘을 사용할 때의 등화기 출력 잡음 전력 (e) FSE와 훈련 데이터 열만을 사용할 때의 등화기 출력 잡음 전력 (f) FSE와 Stop and Go 알고리즘을 사용할 때의 등화기 출력 잡음 전력

Fig. 15. Equalizer output noise power of equalization techniques for 5 Hz Doppler shift (C/N : 30 dB, D/E : 2 dB ). (a) is the variation of echo level by 5 Hz Doppler shift, (b) is the variation of timing offset, (c) is noise power of equalizer using SSE and training sequence only, (d) is noise power of equalizer using SSE and Stop and Go algorithm, (e) is noise power of equalizer using FSE and training sequence only, and (f) is noise power of equalizer using FSE and Stop and Go algorithm

가 SSE보다 등화기 출력 잡음 전력이 절반정도 작음을 알 수 있다.

#### IV. 결 론

실내 수신 환경에서는 큰 타이밍 오프셋을 발생시키는 짧은 시간의 지연 에코가 많이 발생하고 사람의 움직임에 의한 수 Hz의 도플러 천이도 발생한다. 본 논문에서는 심볼 타이밍 복원에 데이터 세그먼트 동기화 +1, +1, -1, -1의 검출 필터를 사용하여 에코 지연 시간과 크기에 따라 타이밍 오프셋의 크기의 변화를 측정 한 결과 1 심볼 근처의 짧은 시간의 지연 에코에 대해서 매우 큰 타이밍 오프셋이 발생하는 것을 알 수 있었다. 그리고 1 심볼 지연의 짧은 에코가 있는 환경에서 SSE와 FSE를 비교한 결과 타이밍 오프셋이 큰 부분에서는 FSE가 좋은 성능을 나타냄을 볼 수 있었고, 도플러 천이가 있는 동적인 환경에서는 Stop and Go 알고리즘을 사용할 때 보다 좋은 성능을 얻을 수 있었다. 따라서 기존의 혼련 데이터 열만을 사용하는 심볼 간격의 DFE는 실내 수신 환경에서 매우 큰 성능 열화가 일어나므로 실내 수신 성능 개선을 위해서는 Stop and Go 알고리즘을 사용하는 FSE-DFE 등화기 구조를 사용하는 것이 바람직하다.

#### 참 고 문 헌

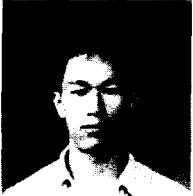
- [1] FCC, OET Report FCC/OET 99-2, "DTV report on COFDM and 8VSB performance", Sep. 1999.
- [2] Ji-sung Oh, Yong-duk Chang, Hyun-soo Shin, Myeong-hwan Lee, and Ki-bum Kim, "A design of VSB receiver IC for digital television", IEEE Trans. on Consumer Electronics, vol. 45, Num. 3, pp. 943-949, Aug. 1999.
- [3] Gary Sgrignoli, "Preliminary DTV field test results and their effects on VSB receiver design," IEEE Trans. on Consumer Electronics, vol. 45, Num. 3, pp.894-915, Aug. 1999.
- [4] ATSC, ATSC Doc. A/53, "ATSC digital television standard", 1995.
- [5] ATSC, ATSC Doc. A/54, "Guide to the use of the ATSC digital television standard", 1995.
- [6] John G. Proakis, "Digital communications", 3rd Ed. McGRAW-HILL, 1995.
- [7] J. R. Treichler, I. Fijalkow and C. R. Johnson, "Fractionally spaced equalizers", IEEE Signal Processing Magazine, pp.65-81, May. 1996.
- [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
- [9] A. Benveniste and M. Goursat, "Blind equalizers", IEEE Trans. on Comm., vol. COM-32, Num.8, pp.871-883, Aug. 1984.
- [10] 정영화, 진용욱, "이중모드를 가지는 적응 블라인드 등화 알고리즘", 한국통신학회 논문지, 제22권 9호, 1997년 9월.
- [11] N. Pickford, "Laboratory testing of DTTB modulation systems", Laboratory Report 98/01, Australia Department of Communication and Arts, June. 1998.

#### 저 자 소 개



#### 김 대 진

1984년 2월 : 서울대학교 전자공학과 학사  
 1986년 2월 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 석사  
 1991년 8월 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 박사  
 1991년~1993년 6월 : 미국 제니스사 LG 전자에서 파견 선임연구원  
 1991년~1996년 12월 : LG 전자 멀티미디어(연) 책임연구원  
 1997년~현재 : 전남대학교 전자공학과 조교수  
 주요관심분야 : 디지털 통신, 디지털 방송 송수신



### 박 성 우

1997년 2월 : 전남대학교 전자공학과 학사  
 1999년 8월 : 전남대학교 전자공학과 석사  
 현 재 : 전남대학교 전자공학과 박사과정  
 주요관심분야 : 디지털 통신, 디지털 방송



### 이 종 주

1999년 2월 : 전남대학교 전자공학과 학사  
 현 재 : 전남대학교 전자공학과 석사과정  
 주요관심분야 : 디지털 통신, 디지털 방송



### 전 희 영

1982년 - 1987년 : 경북대학교 전자공학과 학사  
 1992년 - 1994년 : 연세대학교 산업대학원 석사  
 1997년 - 현재 : 연세대학교 본대학원 전자공학과 박사과정  
 1987년 - 현재 : (주) 문화방송 기술연구소 DTV팀  
 1999년 - 현재 : DTV실험방송전담반 SG-1 의장  
 주요관심분야 : DTV/DAB 시스템, 통신신호처리, 방송미디어 발전론



### 이 동 두

1980년 - 1987년 : 경북대학교 전자공학과 학사  
 1997년 - : 충남대학교 전자공학과 석사  
 1987년 - 1992년 : 한국표준과학연구원 연구원  
 1993년 - 현재 : 한국전자통신연구원 선임연구원  
 주요관심분야 : 스펙트럼 확산 통신(GPS, CDMA), 지상파 디지털 방송



### 박 재 홍

1974년 - 1978년 : 서울대학교 전자공학과 학사  
 1978년 - 1980년 : 서울대학교 전자공학과 석사  
 1988년 - 1995년 : 서울 대학교 전자공학과 박사  
 1979년 - 1985년 : 국방과학연구소  
 1985년 - 현재 : 한국전자통신연구원 부장  
 주요관심분야 : 디지털 위성방송, HDTV 전송기술, 지상파 디지털 방송