

논문-03-08-4-14

ATSC DTV 수신기를 위해 변형된 트렐리스 복호기를 사용하는 블라인드 판정 궤환 등화기

박 성 익*, 김 형 남**, 김 승 원*, 이 수 인*

Blind Decision Feedback Equalizer with a Modified Trellis Decoder for ATSC DTV Receivers

Sung Ik Park*, Hyoung-Nam Kim**, Seung Won Kim* and Soo-In Lee*

요 약

본 논문에서는 ATSC DTV 수신기를 위한 준 최적화된 판정 궤환 등화기 (decision feedback equalizer: DFE)를 제안한다. 본 논문에서 제안하는 DFE는 TBD (Trellis Back Depth)가 1인 변형된 트렐리스 복호기 (modified trellis decoder: MTD)를 판정 장치로 사용함으로써 낮은 복잡도를 가질 뿐만 아니라 에러 전파가 없는 최적화된 DFE에 근접하는 성능을 보인다. MTD는 branch metric의 계산을 위해 ED (Euclidean Distance)의 자승 대신 AD (Absolute Distance)를 사용하기 때문에 낮은 복잡도를 가진다. 또한, 일반적으로 사용되는 판정 장치인 양자화기(slicer)에 비해 매우 낮은 판정 에러 확률을 가지며, ED를 사용하는 트렐리스 복호기 (trellis decoder: TD)와 비슷한 성능을 가진다. 판정 장치에서의 낮은 에러 확률은 수렴 속도와 잔류 에러 측면에서 우수한 수렴 성능을 야기시키며, 전산 실험을 통해 MTD를 가지는 블라인드 DFE의 성능을 검증한다.

Abstract

We present a near-optimal blind decision feedback equalizer (DFE) for Advanced Television Systems Committee digital television (DTV) receivers. By adopting a modified trellis decoder (MTD) with trace back depth of 1 for the decision device in the DFE, we obtain a hardware-efficient near-optimal blind DFE approaching to the optimal DFE which has no error propagation. The MTD uses absolute distance instead of Euclidean distance for computation of a path metric, resulting in reduced computational complexity. Comparing to the conventional slicer, the MTD shows outstanding performance improvement of decision error probability and is comparable to the original trellis decoder using Euclidean distance. Reducing error propagation in the DFE leads to the improvement of convergence performance in terms of convergence speed and residual error. Simulation results show that the proposed blind DFE performs much better than the blind DFE with the slicer.

1. 서 론

* 한국전자통신연구원 전파방송연구소
Radio & Broadcasting Research Laboratory, ETRI

** 부산대학교 전자공학과
Department of Electronics Engineering, Pusan National University

판정 궤환 등화기 (decision feedback equalizer: DFE)
는 디지털 통신 시스템에서 심볼 간 간섭 (intersymbol

interference: ISI)을 제거하기 위해 일반적으로 많이 사용되고 있다. 미국형 지상파 디지털 TV 표준인 ATSC (Advanced Television Systems Committee)의 8-VSB에서도 수신기에서 채널 등화를 위해서 DFE를 사용한다^[1]. DFE를 사용할 경우, 양자화기(slicer)에서 판정 에러가 없다면, 피드백 필터는 이전에 판정된 심볼에 의한 ISI를 제거해주면서도, 일반 선형 등화기에서 나타나는 등화기 출력에서의 잡음 증폭과 같은 문제가 나타나지 않는 장점이 있다. 그러나, 이러한 장점은 양자화기 출력에서 판정 에러가 없을 때에 의미가 있다. 혼련열이 없고 등화기 출력의 눈이 닫혀 있을 때, DFE는 양자화기의 판정 에러 확률이 증가하기 때문에 수렴 특성이 저하된다. 이러한 판정 에러는 DFE의 피드백 루프를 통하여 에러 전파 문제를 발생시킨다.

ATSC DTV 수신기의 DFE에서는 양자화기 출력을 이용한 블라인드 등화 또는 판정의거 등화 방법이 대부분의 수신 심벌에서 사용되기 때문에 에러 전파 현상이 수렴 성능에 중대한 영향을 미칠 수 있다. 혼련열이 있는 경우는, 그 혼련열이 피드백 필터의 입력이 되지만, 혼련열이 없는 데이터 심볼 구간에서는 양자화기 출력이 일반적으로 피드백 필터로 입력된다. 지상파 DTV 수신기에서는 TOV (Threshold Of Visibility)에서 SER (Symbol Error Rate)이 0.2 정도 되므로 에러전파가 발생할 가능성이 매우 높다^[2]. 또한 313 세그먼트 중 1 세그먼트만이 혼련열로 주어지므로 방송 채널과 같은 긴 고스트 (long ghost)가 있는 다중 경로 환경에서는 등화기 출력의 눈 모형을 여는 데 실패하는 경우가 많다. 이런 경우에, 혼련열이 없는 데이터 구간에서의 채널 등화가 불가피하다. 그리고, 시간에 따라 변하는 채널 상황에 대처하기 위해서도 또한 데이터 구간에서의 채널 등화가 필요하다. 따라서, 혼련열이 없는 데이터 구간에서는 대부분의 경우 눈 모형이 닫혀 있어서, 채널 등화를 수행하더라도 에러전파는 불가피하며, 이로 인해 DFE의 장점이 더 이상 유효하지 않게 되며 수렴 속도와 MSE (Mean Square Error) 측면에서 성능 저하가 발생하게 된다.

본 논문에서는 상기와 같은 에러전파 현상을 분석하고, 에러전파가 있는 경우와 에러전파가 없는 경우를 비교하여 DFE의 성능 한계를 제시한다. 또한, 그러한 성능 한계에 근접할 수 있는 방법으로서 TBD (Trellis Back Depth)가 1인 변형된 트렐리스 복호기 (modified trellis decoder: MTD)를 판정 장치로 채택하는 블라인드 DFE에 대하여 검토한다.

II. ATSC 수신기를 위한 블라인드 DFE

필드 동기 세그먼트에서 DFE는 송,수신기 사이에 알려진 혼련열을 피드백 필터의 입력으로 인가하기 때문에 에러 전파 없이 동작한다. 그러나, 필드 동기 세그먼트는 매 필드에 한번씩만 (24ms 간격으로 있음) 있기 때문에 필드 동기 구간에서만 등화를 수행할 경우 등화기의 전체적인 수렴 속도가 느려지게 된다. 게다가, 이러한 갱신 방법은 시변 채널의 경우에는 효과적이지 못하다. 따라서, 필드 동기 사이의 데이터 세그먼트에서도 탭 계수 갱신을 해야 하며, 가장 쉽게 할 수 있는 것이 양자화기 출력을 이용하는 판정 의거 (decision directed: DD) 등화 방법이다. 그러나, TOV에서의 SER이 약 0.2이므로 이 경우 등화기 출력의 SNR (Signal to Noise Ratio)이 약 14.9dB가 되는데 눈 모형이 닫혀있게 되어, DD 방법은 제대로 동작하지 않게 된다. 이러한 이유로 인하여, 블라인드 등화 방법의 이용이 불가피하다.

그림 1은 일반적인 DFE의 구조를 나타낸다. DFE의 탭 계수 갱신에 관해 알아보기 위해서 다음과 같은 변수들을 정의하기로 하자.

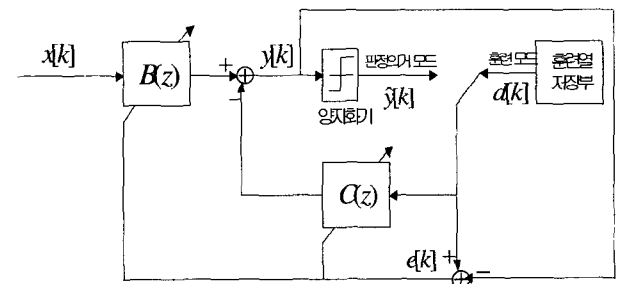


그림 1. 일반적인 DFE의 구조

Fig. 1. General Structure of DFE

- $x[k]$: 시간 k 에서의 등화기 입력 신호,
- $y[k]$: 시간 k 에서의 등화기 출력 신호,
- $b_i[k]$: 시간 k 에서 등화기의 피드포워드 필터 탭 계수,
- $c_j[k]$: 시간 k 에서 등화기의 피드백 필터 탭 계수.

이 때 DFE의 출력 $y[k]$ 는 다음과 같이 된다.

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

여기에서 N_b , N_a 는 각각 피드포워드 필터 (feedforward filter: FFF)와 피드백 필터 (feedback filter: FBF)의 탭 수를 나타내며, $\hat{y}[k]$ 는 등화기 출력인 $y[k]$ 를 입력으로 받아 신호 성상에서 가장 가까운 데이터 심볼로 판정하는 양자화기의 출력이다. 탭 계수 갱신을 위한 에러 신호는 훈련열이 있는 경우는 다음과 같이 되고,

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

여기서 $d[k]$ 는 훈련열이다. 훈련열이 없는 경우는 훈련열을 대신하여 양자화기 출력이 이용되어 다음과 같이 된다.

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

식 (3)에서와 같이 양자화기 출력을 이용하여 구한 에러를 DD 에러라고 한다.

FFF와 FBF의 탭 계수 갱신은 다음 식에 의해 이루어진다.

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

여기서 μ 는 스텝 크기 (step size)로서 수렴 속도와 정상 상태 (steady state)에서의 MSE (Mean Square Error)를 결정하는 값이다. μ 가 크면 수렴 속도는 빨라지지만 정상 상태에서 잔류 MSE가 커지고, 스텝 크기가 작으면 잔류 MSE는 작아지지만 수렴 속도가 느려지게 된다. 식 (4)의 탭 계수 갱신 식은 훈련열이 없는 경우의 DD 등화 방법이며, 만일 훈련열이 있다면, 식 (4)에서 $e_D[k]$ 는 $e[k]$ 로, $\hat{y}[k]$ 는 $D[k]$ 로 대체되어야 한다.

블라인드 모드에서는 CMA (Constant Modulus Algorithm), SAG (Stop-And-Go) 알고리즘, SAG dual-mode CMA 등의 여러 가지 블라인드 알고리즘이 사용될 수 있으며, 본 논문에서는 이 중에서 SAG 알고리즘을 사용한 경우에 관해 살펴보기로 하겠다[3]. SAG 알고리즘을 이용한 블라인드 DFE에서의 필터부의 탭 계수 갱신 식은 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned} b_i[k+1] &= b_i[k] - \mu f[k] e_D[k-i], \quad i=0,1,\dots,N_b-1 \\ c_j[k+1] &= c_j[k] - \mu f[k] e_D[k] \hat{d}[k-j], \quad j=1,2,\dots,N_a \end{aligned} \quad (5)$$

여기에서 SAG 플래그는 다음과 같이 정의된다.

$$f[k] = \begin{cases} 1, & \text{sgn}\{e_D[k]\} = \text{sgn}\{e_s[k]\} \\ 0, & \text{sgn}\{e_D[k]\} \neq \text{sgn}\{e_s[k]\} \end{cases} \quad (6)$$

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

$$e_s[k] = y[k] - r \text{sgn}\{y[k]\} \quad (7)$$

r 는 다음과 같이 얻어진다.

$$r = \frac{E\{|d[k]|^2\}}{E\{|d[k]|\}} \quad (8)$$

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

DTV 수신기의 많은 경우에 있어서, DFE는 15~25dB 정도의 SNR 상황 하에서 동작하게 된다. 그림 2는 SNR에 따른 AWGN 채널 (다중 경로가 없는 이상적인 채널) 하에서의 등화기 출력의 eye diagram과 같은 결과를 보여주는 scatter diagram을 보여주고 있다. 이 그림들에서 보면 SNR이 20 dB보다 작을 때는 8-VSB 신호의 eye는 단혀 있음을 볼 수 있고 이로 인해 데이터 구간에서의 에러전파는 피할 수 없음을 알 수 있다. 이러한 에러 전파는 블라인드 DFE의 수렴 성능 저하를 야기한다. 따라서, 이러한 문제를 극복하기 위해서 에러전파 효과를 분석하고 그것을 줄일 수 있는 방법을 찾는 것이 필요하다. 에러전파에 의한 블라인드 DFE의 성능 저하를 줄이기 위해서 선택적 피드백 (selective feedback: SF) 방법이 제안되기도 하였다^[4]. 그러나, 성능 개선의 정도가 그리 크지 않고 에러전파 문제는 여전히 남아 있다. 우리는 에러전파가 완전히 없다고 가정하면 SER 성능이 2 dB 정도 개선됨을 알 수 있었다. 따라서, 피드백 필터의 입력이 맞을 확률을 높게 하면, 블라인드 DFE의 성능이

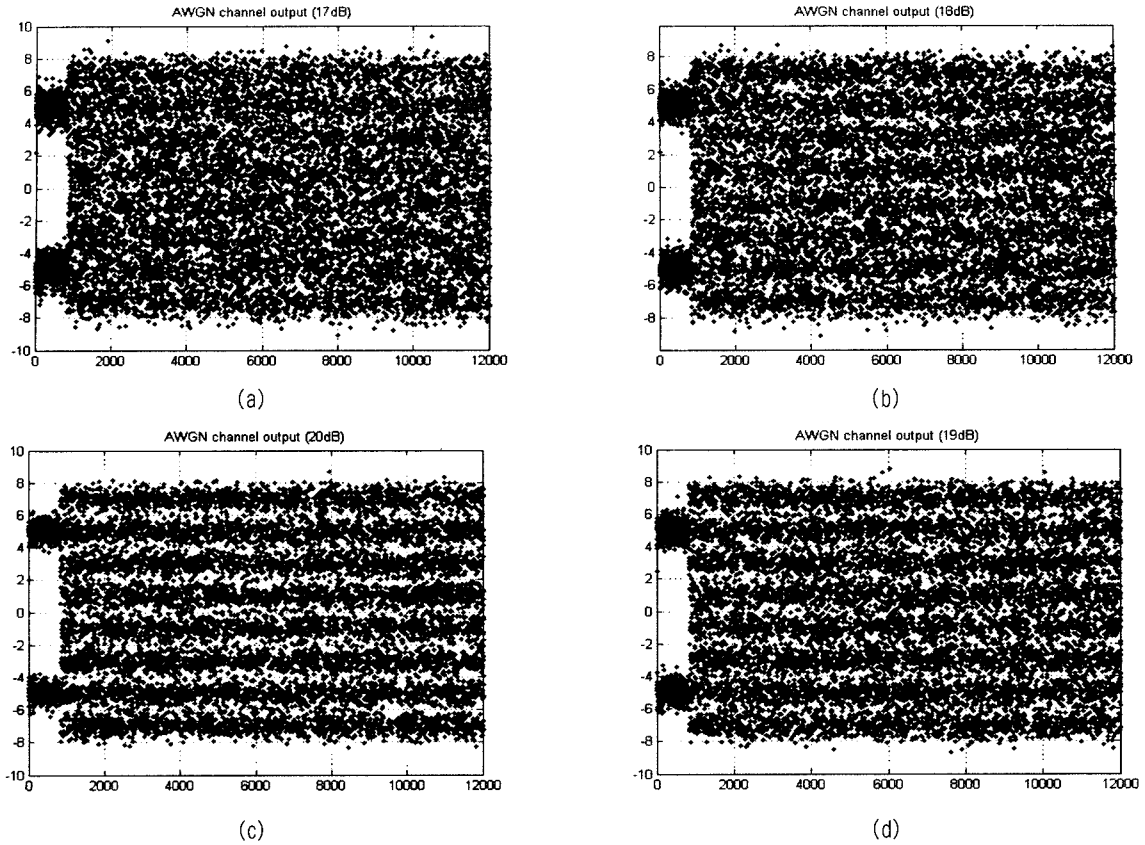


그림 2. 등화기 출력의 scatter diagram (a) 17dB, (b) 18dB, (c) 19dB, (d) 20dB
 Fig. 2. Scatter Diagram of Equalizer Output (a) 17dB, (b) 18dB, (c) 19dB, (d) 20

향상될 것임을 예측할 수 있다.

Ⅲ. 변형된 트렐리스 복호기를 사용하는 블라인드 DFE

일반적으로 양자화기는 등화기 출력에 가장 가까운 성상점으로 판정을 하게 되는데, 이러한 종류의 판정 장치는 가장 낮은 계산 복잡도를 가지지만 눈이 닫혀있을 경우에는 판정 에러가 발생할 확률이 높아지며, 판정 에러가 발생할 경우에는 에러 전파를 야기하게 된다. 이러한 양자화기의 문제를 해결하기 위한 방안으로써 비터비 복호기 (Viterbi decoder: VD)가 양자화기를 대신할 수 있는 판정 장치의 적

절한 대안이 될 수 있다 [5],[6],[7]. VD는 TBD가 15 (constraint length의 5배) 정도가 될 때, 그 성능이 만족할 만한 수준이 된다는 것이 알려져 있다.[8] 그러나, 불행하게도 TBD가 15정도가 되는 VD와 같은 트렐리스 복호기 (trellis decoder: TD)를 사용하는 것은 VSB DTV 수신기에서는 효과를 보기가 어렵다.[7]. 이는 TD의 TBD와 trellis code de-interleaver에 의해 발생하는 긴 지연1때문이다. TD를 블라인드 DFE에서의 판정 장치로 사용하기 위해서는 TD에 의해 야기되는 지연을 줄이는 것이 필수적이다. 뿐만 아니라 양자화기 대신 사용되는 비터비 복호기는 12개가 필요하므로, 그 구현에 있어서 최대한 낮은 복잡도를 가져야 한다.

코딩 이론에 따르면, trellis-coded 8-VSB는 TBD를 15 정도로 함으로써 그림 3에서 보는 바와 같이 uncoded 4-VSB

1 이 지연은 을 TBD라 할 때, 가 된다. 따라서, TBD가 15이면 168 심볼 지연이 발생하게 된다.

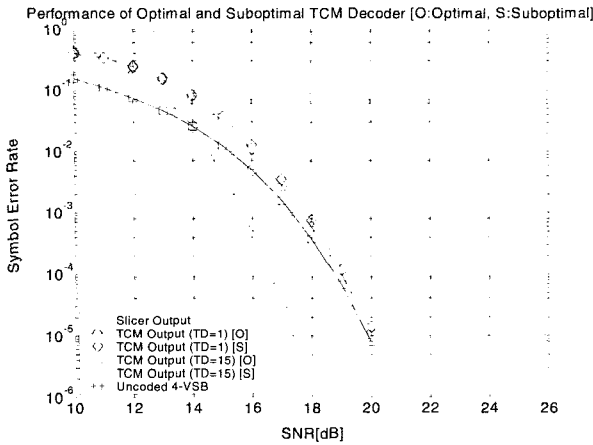


그림 3. TD, MTD, 그리고 Uncoded 4-VSB의 SNR에 따른 SER 비교
Fig. 3. SER Comparison of TD, MTD, and Uncoded 4-VSB

에 대해서 코딩 이득을 얻을 수 있다. 그러나, DFE의 관점에서 보면 TD의 출력이 양자화기의 출력보다 SER 성능이 좋기만 하면 그것으로 가치가 있다. 그림 3에서 우리는 TBD가 1인 TD가 양자화기의 출력보다 SER이 0.03 정도일 때 5 dB 정도 더 나은 성능을 가짐을 볼 수 있다. 더 중요한 사실은 TBD가 1이면 블라인드 DFE에서 TD의 출력을 이용하는 데 있어서 지연이 없다는 것이다. 등화기 출력의 SNR이 17 dB 만 되더라도 우리는 TBD가 1인 TD를 사용하여 0.003 정도의 SER을 얻을 수 있다. 이 정도의 SER이라면, 블라인드 DFE는 에러 전파로 인한 성능 저하를 피할 수 있을 것이다.

일반적인 VD에서는 branch metric을 계산할 때, ED (Euclidean Distance)의 자승을 사용한다. 본 문서에서는 ED의 자승 대신에 단순히 AD (Absolute Distance)를 사용하는 변형된 트렐리스 복호기 (modified trellis decoder; MTD)를 제안한다. 그림 3에 의하면 TBD가 15인 경우에는 ED의 자승을 사용하는 Optimal TD가 ED를 사용하는 MTD보다 SER이 0.00001정도일 때 약 0.5dB 정도 우수하지만, TBD가 1인 경우에는 약 0.1dB 정도 우수하다. 블라인드 DFE에서 지연이 없는 TD를 이용하기 위해서는 TBD가 1이어야 하므로 그림 3에서 나타나는 0.1dB의 SNR 성능열화는 큰 문제가 되지 않는다. 또한 ED의 자승 연산의 복잡도는 ED 연산의 복잡도에 비해 약 5배 정도 복잡하고², 양자화기 대신 사용되는 VD는 최대한 낮은 복잡도를

가져야 함으로 MTD를 사용하는 것이 적절하다.

그림 4는 TBD가 1인 MTD를 판정 장치로 사용하는 DFE의 구조를 보여주고 있다. 이러한 경우의 탭 계수 갱신에 대해서 고려해 보기로 하자. 훈련열이 있는 구간이 필드 동기 세그먼트에서 LMS (Least Mean Square) 알고리즘을 사용할 때, 훈련모드의 끝에서 등화기 출력의 SNR은 대개의 경우 17 dB 보다 작게 된다. 이러한 경우는 SNR을 높이기 위해서 데이터 세그먼트 구간에서 블라인드 알고리즘이 필요할 것이다. 그러나, RLS (Recursive Least Square)와 같은 고속 알고리즘을 사용할 경우에는 훈련모드에서 17 dB 이상의 SNR을 얻을 수 있다. 이렇게 되면, DFE에 DD 등화가 적용될 수 있고 이로 인해 등화기의 수렴 속도 향상을 얻을 수 있다.

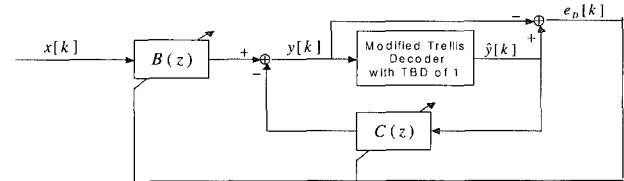


그림 4. MTD를 판정 장치로 사용하는 DFE의 구조
Fig. 4. DFE Structure with MTD

마지막으로, 주지할 사항은 참고 문헌 [2]에서 제기된 DFE 출력에서의 잡음 시퀀스의 상관관계에 관한 것으로, 상기에서 고려된 TD 혹은 MTD를 사용한 DFE는 그러한 상관관계에 아무런 문제도 야기하지 않는다는 것이다. 왜냐하면, 우리는 TD 혹은 MTD를 사용한 DFE의 탭 계수 갱신에서 에러 전파가 없음을 가정하지 않았기 때문이다. 따라서, 이 DFE는 에러 전파를 가정한 최적 MMSE (minimum-mean-square error)해로 수렴하여 DFE 출력에서의 잡음 상관관계를 줄여주고 이는 VSB DTV 수신기의 DFE 뒤단에 위치한 trellis decoder³에서의 손실을 줄일 것이다.

IV. 전산 실험 결과

VSB DTV 수신기의 블라인드 DFE에서의 에러전파에 의한 성능 저하 및 TBD가 1인 MTD를 사용하는 DFE의 성능을 보기 위해서 전산 실험을 수행하였다. 실험을 위한 채널 정보는 ATTC에서 사용했던 채널 정보들 중에서 표

2 일반적으로 곱셈은 덧셈에 비해 5배 정도 복잡하고, 절대치 연산의 복잡도는 덧셈의 복잡도와 비슷하다.

3 이 trellis decoder는 그림 3에 있는 판정 장치로 쓰인 TD와는 별개의 것이며, trellis-coded 8-VSB 심볼에 대해서 최적의 SER 성능을 얻기 위해서 TBD가 보통 15정도이다.

1에 있는 ATTC 채널 D를 사용하였다. 실험은 C를 이용하였으며, 적용된 파라미터들은 표 2와 같다. 필드 동기 구간에서는 LMS 및 RLS 알고리즘을 사용하였고, 데이터 세그먼트 구간에서는 DD 및 SAG 블라인드 알고리즘을 사용하였다. 필드 동기 세그먼트와 데이터 세그먼트에서의 스텝 크기는 각각 0.0002와 0.00002이다.

표 1. 실험에 적용된 채널 정보 (ATTC Ch D)
Table. 1. Channel information for simulation

Delay(s)	Amplitude(dB)	Phase(degree)
-1.8	-20	90
0.0	0	0
+0.15	-20	55
+1.80	-18	25
+5.70	-14	80
+18.0	-10	90

표 2. 실험에 사용된 파라미터 값
Table 2. Parameter for simulation

파라미터	값
피드포워드 필터 탭수 ()	40
피드백 필터 탭수 ()	216

1. 수렴 성능

수렴 성능은 등화기 출력의 MSE에 의하여 결정되며, 다음과 같이 된다.

$$MSE[k] = E[|y[k] - a[k]|^2] \quad (9)$$

정확한 결과를 위해 100개의 독립적인 ensemble의 평균

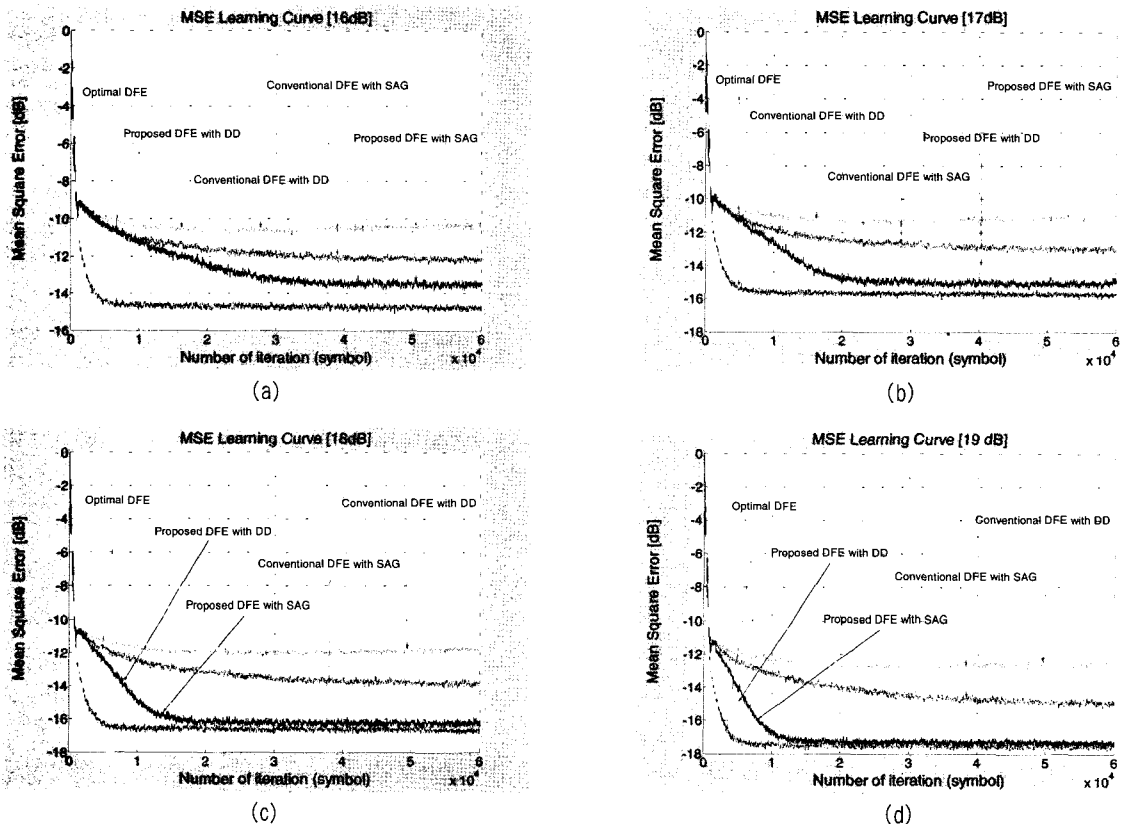


그림 5. DFE의 MSE 수렴곡선 (Training 구간 : LMS, Data 구간 : DD 및 SAG) (a) 16dB, (b) 17dB, (c) 18 dB, (d) 19dB
Fig. 5. Mean-squared error convergence of the DFE (LMS with $\mu=0.0002$ in the field sync segments, SAG or DD with $\mu=0.00002$ in the data segments): (a) 16 dB, (b) 17 dB, (c) 18 dB, (d) 19 dB

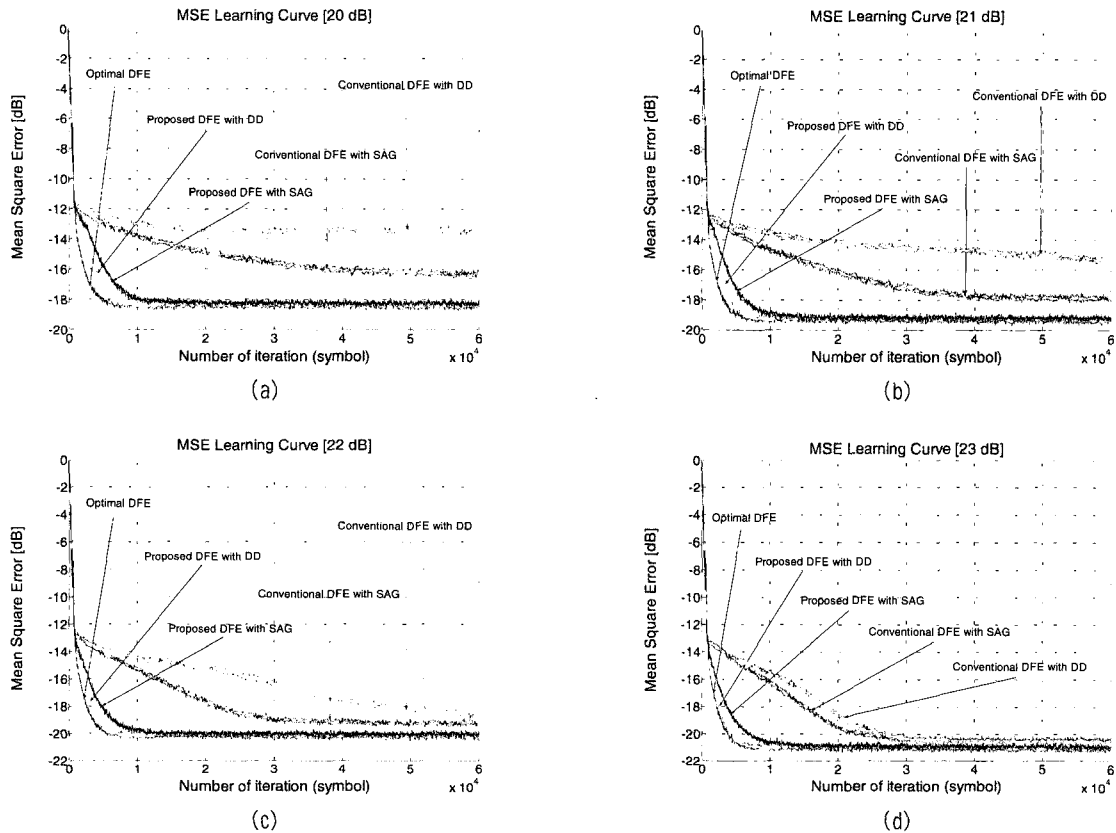


그림 6. DFE의 MSE 수렴곡선 (Training 구간 : LMS, Data 구간 : DD 및 SAG) (a) 20dB, (b) 21dB, (c) 22dB, (d) 23dB
 Fig. 6. Mean-squared error convergence of the DFE (LMS with $\mu=0.0002$ in the field sync segments, SAG or DD with $\mu=0.00002$ in the data segments): (a) 20 dB, (b) 21 dB, (c) 22 dB, (d) 23 dB

을 사용하였다. 또한, 성능 관찰의 편의성을 위해 50 심볼의 time average를 사용하였다.

그림 5와 6은 SNR이 16~23dB일 때, 훈련 모드에서 LMS 알고리즘을 사용하고 데이터 세그먼트 구간에서는 DD 및 SAG 알고리즘을 사용했을 때, 에러 전파가 있는 경우와 없는 경우에 대한 MSE 수렴 성능을 보여주는 그림이다. 이 그림으로부터 우리는 에러 전파가 수렴 속도와 수렴 후 잔류 에러 측면에서 모두 성능을 저하시키고 있음을 볼 수 있다.

그림 5 (a)를 살펴보면 훈련모드의 끝에서 등화기 출력의 SNR이 약 10 dB정도가 되는데, 이 정도의 값이면 TBD가 1인 MTD를 사용한 경우나 보통 양자화를 사용한 경우나 거의 성능의 차이가 없음을 그림 3을 통해 확인할 수 있다. 그림 3에서 보면 이 경우 SER이 대략

0.4 정도가 되므로 블라인드 등화 시에 에러 전파를 피할 수 없게 된다. 그러나, SAG와 같은 블라인드 알고리즘을 사용하면, 출력 SNR이 점점 높아져 DD를 사용하는 경우보다 우수할 뿐만 아니라, 높아진 SNR로 인해 MTD의 판정 에러 확률이 양자화기 보다 낮아져서 양자화기를 사용하는 DFE 보다 MTD를 사용하는 DFE가 더욱 우수한 성능을 갖게 된다. 그림 5 (b)를 살펴보면, 등화기 성능에 에러 전파가 미치는 영향이 더욱 명확하게 나타난다. 따라서, 우리는 TBD가 1인 MTD를 사용한 DFE의 경우에 등화 초기에는 에러전파가 있는 DFE의 수렴 곡선을 따라가다가 등화기 출력의 SNR이 증가함에 따라 에러전파가 없는 DFE의 수렴 곡선을 따라갈 것이라고 예측할 수 있다.

훈련모드가 끝나고 블라인드 모드가 시작될 때의 등화기

출력의 SNR을 높이기 위하여 고속 알고리즘인 RLS 알고리즘을 훈련모드에서 사용하였다. 그림 7~8은 SNR이 16~23dB일 때, 훈련 모드에서 RLS 알고리즘을 사용하고 데이터 세그먼트 구간에서는 DD 및 SAG 알고리즘을 사용하는데 에러전과가 있는 경우와 없는 경우에 대한 MSE 수렴 성능을 보여주는 그림이다. 그림 8 (a)를 살펴보면 훈련모드의 끝에서 등화기 출력의 SNR이 거의 17.7 dB 정도가 되며 그림 3에 의해서 TBD가 1인 TD의 SER이 0.0008이 된다. 이것은 블라인드 모드가 시작되더라도 TBD가 1인 TD의 출력을 DFE의 피드백 필터의 입력으로 사용하면 에러전과가 거의 발생하지 않음을 의미한다. 따라서, TBD가 1인 TD를 사용할 경우의 수렴 곡선은 에러전과가 없는 수렴 곡선과 거의 일치할 것임을 예상할 수 있다. 한편, 이와 같이 데이터 세그먼트 구간에서

판정에러가 거의 발생하지 않을 경우는 판정의거 등화를 사용하여 수렴 속도를 향상시킬 수 있는데, 이 경우에는 그림 8 (a)의 결과에서도 보듯이 훈련모드에서 거의 수렴이 되었기 때문에 판정의거 등화 방법이나 SAG 알고리즘을 사용한 블라인드 등화 방법이나 성능에 있어서는 큰 차이가 없음을 볼 수 있다.

2. SER 성능

등화 알고리즘들의 MSE 곡선은 수렴 속도 및 수렴 후 잔류 에러의 양을 나타내 주지만, 잔류 에러가 비슷할 경우는 성능 비교가 쉽지 않다. 따라서, 우리는 각 알고리즘들의 SNR에 따른 수렴 후의 SER을 제시하여 에러전과가 있는 경우와 없는 경우 성능 비교를 하고자 한다. 전체 실험

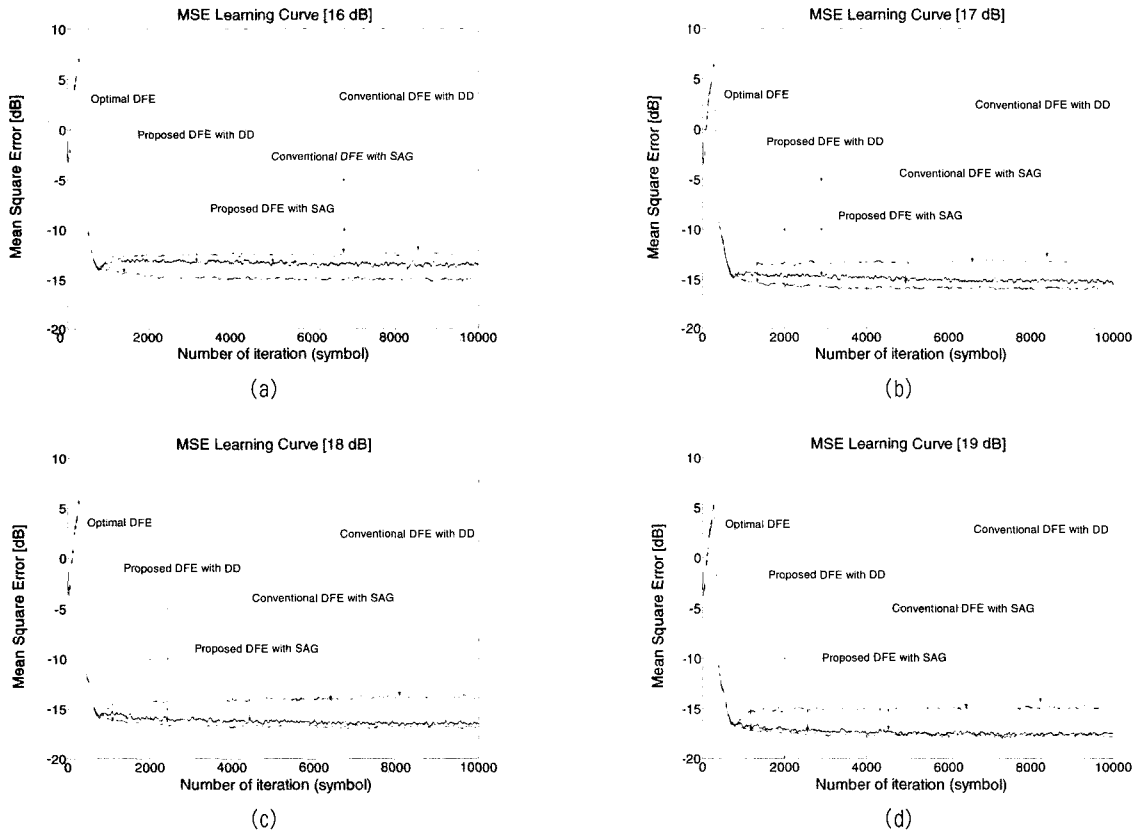


그림 7: DFE의 MSE 수렴곡선 (Training 구간 : RLS, Data 구간 : DD 및 SAG) (a) 16dB, (b) 17dB, (c) 18dB, (d) 19dB

Fig. 7. Mean-squared error convergence of the DFE (RLS with $\mu=0.0002$ in the field sync segments, SAG or DD with $\mu=0.00002$ in the data segments): (a) 16 dB, (b) 17 dB, (c) 18 dB, (d) 19 dB

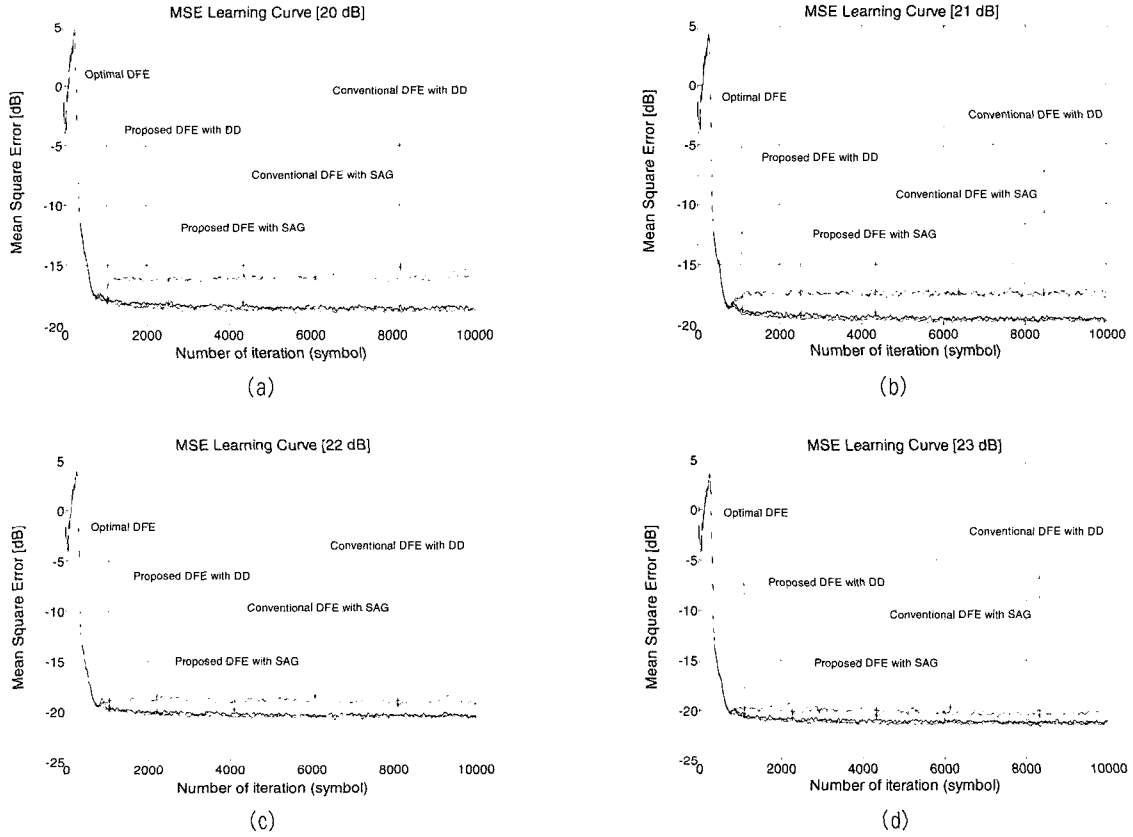


그림 8. DFE의 MSE 수렴곡선 (Training 구간 : RLS, Data 구간 : DD 및 SAG) (a) 20dB, (b) 21dB, (c) 22dB, (d) 23dB

Fig. 8. Mean-squared error convergence of the DFE (RLS with $\mu=0.0002$ in the field sync segments, SAG or DD with $\mu=0.0002$ in the data segments): (a) 20 dB, (b) 21 dB, (c) 22 dB, (d) 23

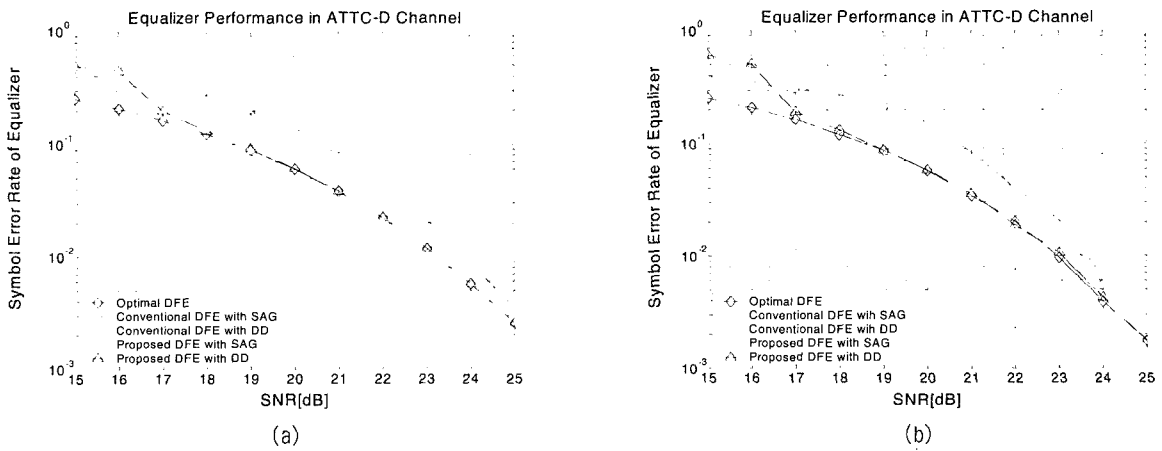


그림 9. 등화기 출력에서의 SER 성능 (a) LMS, (b) RLS

Fig. 9. SER of the DFE (a) LMS, (b) RLS

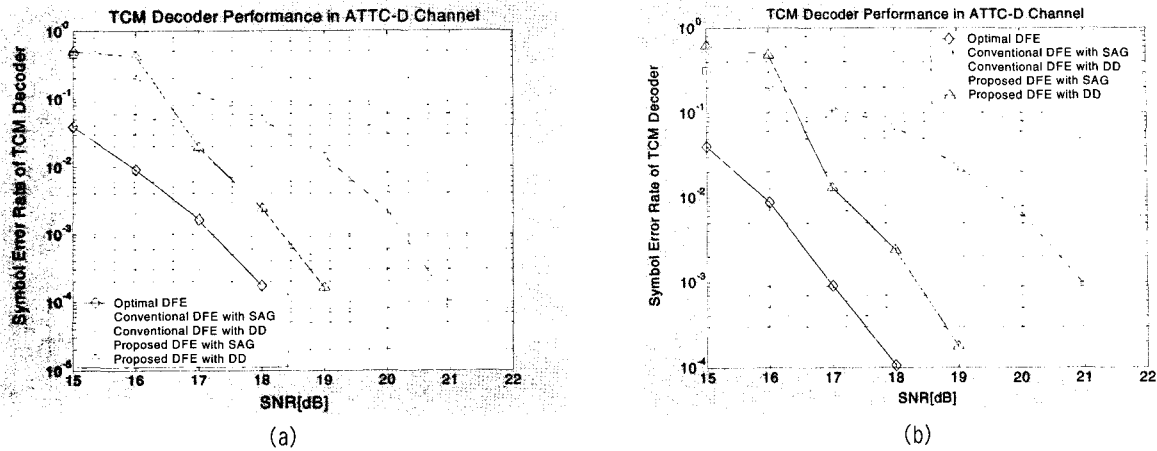


그림 10. TCM 복호기 출력에서의 SER 성능 (a) LMS, (b) RLS
 Fig. 10. SER of the TCM Decoder (a) LMS, (b) RLS

심볼 수는 249,600 (1 필드 동기 세그먼트 + 300 데이터 세그먼트)이며, 마지막 180,000 심볼에서의 에러가 된 심볼 수를 가지고 SER를 계산하였다. 블라인드 알고리즘 DD 및 SAG에 대하여 에러전파가 있을 때와 에러전파가 없을 때 (NEP: No Error Propagation)로 구분하여 실험을 수행하고 성능비교를 하였다. VSB DTV에서는 보통 SNR이 25 dB 이하인 경우의 성능이 중요하다. 왜냐하면, SNR이 25 dB 보다 큰 경우는 DFE 다음 단계에 있는 trellis decoder가 대부분의 심볼 에러를 정정하기 때문이다. 따라서, 우리도 16 dB에서 25 dB 사이의 SER 결과만 보이기로 하였다. 그림 9 (a)와 (b)는 훈련열에서 LMS 및 RLS 알고리즘을 각각 사용했을 때의 등화기 출력단에서의 SER 곡선을 나타내며, 그림 10 (a)와 (b)는 TCM 복호기 출력단에서의 SER 곡선을 나타낸다. 기존의 양자화기 대신 MTD를 사용하는 DFE 경우에는 TCM 복호기 단계에서 2-3dB의 이득을 가진다.

V. 결론

본 논문에서는 8-VSB 수신기를 위한 블라인드 DFE에서의 에러 전파와 성능 저하의 관계를 살펴보았다. 에러 전파는 DFE의 수렴 성능을 저하시키기 때문에 양자화기의 판정 에러 확률을 줄여야 하며, 이를 위해서 본 논문에서는 TBD가 1인 MTD를 판정 장치로 채택한 블라인드 DFE를 제안하였다. 본 논문에서 제안된 DFE는 판정 장치에서의

낮은 에러 확률을 가지기 때문에, 수렴 속도와 잔류 에러 측면에서 우수한 수렴 성능을 가진다. 뿐만 아니라, MTD는 branch metric의 계산을 위해 ED의 자승 대신 AD를 사용하기 때문에 낮은 복잡도를 가진다. 따라서, 본 논문에서 제시된 DFE는 VSB DTV 수신기를 위한 채널 등화 알고리즘을 개발하는 데 매우 유용할 것이다.

참고 문헌

- [1] Doc. A/54, Guide to the Use of ATSC Digital Television Standard, Oct. 1995.
- [2] M. Ghosh, Blind decision feedback equalization for terrestrial television receivers, Proceedings of the IEEE, Vol. 86, No. 10, pp. 2070-2081, Oct. 1998.
- [3] Doc. A/53, ATSC Digital Television Standard, Sep. 1995.
- [4] H.-N. Kim, Y.-T. Lee and S. W. Kim, Blind decision feedback equalization for VSB-based DTV receivers, IEEE Trans. Consumer Electronics, Vol. 48, No. 3, pp. 602-609, Aug. 2002.
- [5] J. J. Nicolas and J. S. Lim, Equalization and interference rejection for the terrestrial broadcast of digital HDTV, in Proc. Of ICASSP-93, Vol. 4, pp. 176-179, Minnesota, USA, April, 1993.
- [6] Y. H. Oh, S. W. Park, S.-J. Baek, 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.
- [7] H.-N. Kim, S. I. Park and S. W. Kim, Performance analysis of error propagation effects in the DFE for ATSC DTV receivers, IEEE Trans. Broadcasting, Vol. 49, No.3, pp. 249-251, Sept. 2003.
- [8] J. G. Proakis, Digital communications, 4th ed., McGraw-Hill, New York, p. 485, 2001

— 저 자 소 개 —



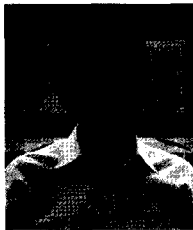
박 성 익

- 1996년 3월 ~ 2000년 2월 : 한양대학교 전자전기공학부 (공학사)
- 2000년 3월 ~ 2002년 2월 : 포항공과대학교 전자전기공학과 (공학석사)
- 2002년 3월 ~ 현재 : 한국전자통신연구원 방송시스템연구부
- 주관심분야 : 채널코딩, DTV 전송시스템



김 형 남

- 1989년 3월 ~ 1993년 2월 : 포항공과대학교 전자전기공학과 (공학사)
- 1993년 3월 ~ 1995년 2월 : 포항공과대학교 전자전기공학과 (공학석사)
- 1995년 3월 ~ 2000년 2월 : 포항공과대학교 전자전기공학과 (공학박사)
- 2000년 3월 ~ 2000년 4월 : 포항공과대학교 전자컴퓨터공학부 박사후 연구원
- 2000년 5월 ~ 2003년 2월 : 한국전자통신연구원 방송시스템연구부 선임연구원
- 2003년 3월 ~ 현재 : 부산대학교 전자공학과 조교수
- 주관심분야 : 적응 신호처리, 채널등화, DTV 전송시스템



김 승 원

- 1982년 3월 ~ 1986년 2월 : 성균관대학교 전자공학과 (공학사)
- 1986년 3월 ~ 1988년 2월 : 성균관대학교 전자공학과 (공학석사)
- 1993년 8월 ~ 1999년 2월 : Florida University ECE (Electrical & Computer Engineering) (공학박사)
- 1989년 6월 ~ 현재 : 한국전자통신연구원 DTV 전송연구팀 팀장
- 주관심분야 : 디지털 신호처리, DTV 전송시스템



이 수 인

- 1980년 3월 ~ 1985년 2월 : 경북대학교 전자공학과 (공학사)
- 1987년 3월 ~ 1989년 2월 : 경북대학교 전자공학과 (공학석사)
- 1989년 3월 ~ 1996년 2월 : 경북대학교 전자공학과 (공학박사)
- 1990년 2월 ~ 현재 : 한국전자통신연구원 방송시스템연구부 부장
- 주관심분야 : 디지털 통신/방송 시스템, 오류정정부호