

고밀도 수직 자기 기록 채널을 위한 확장된 이중 결정궤환 등화기

정희원 우중재*, 조한규*, 강창언*, 홍대식*

An Extended Dual DFE Detector for High-density Perpendicular Magnetic Recording Channels

Choong-chae Woo*, Han-gyu Cho*, Chang-eon Kang*, Dae-sik Hong* *Regular Members*

요약

부분 응답 최대유사 기법은 고밀도 수직 자기기록 장치를 위한 매우 강력한 검출기법이지만, 심각한 심벌간 간섭으로 인해 고차 부분응답 타겟이 고려되어야 하므로 복잡도가 매우 높다. 반면 결정궤환 등화기는 복잡도가 매우 낮고, multi-level DFE과는 달리 최소 런 제약을 이용하지 않기 때문에 높은 부호율을 갖는 코드를 사용할 수 있다. 또한, DDFE와 같은 이중 검출기법은 DFE성능을 향상시키고 에리 전파를 줄일 수 있다. 따라서, 수직 채널에서의 저 복잡도 검출기법으로서 DDFE를 제시하여 그 성능을 PR(1221)ML, PR(12321)ML과 비교하였고, 확장된 DDFE를 제안하였다. 모의실험 결과에 의하면 정규화 된 기록밀도 3, 4에서 DDFE는 PR(12321)ML과 유사한 성능을 보이며 확장된 DDFE는 PR(12321)ML보다 적은 복잡도를 갖지만 우수한 성능을 보인다.

ABSTRACT

Partial response maximum likelihood (PRML) systems are powerful and indispensable for high-density perpendicular magnetic recording channels. However, high order partial response (PR) targets must be considered because of severe intersymbol interference (ISI). On the other hand, decision feedback equalization (DFE) has very low complexity. And DFE can be used with high code rate modulation codes, thanks to the fact that DFE does not use a minimum run constraint not like as a multi-level DFE (MDFE). At high recording densities, dual detection schemes such as dual DFE (DDFE) significantly improve performance and reduce error propagation. So, we compare DDFE detectors with PR(1221)ML and PR(12321)ML on 16/17 maximum transition run (MTR) (3,11)-coded perpendicular magnetic recording channels and propose an extended DDFE that represents a dual version of the DDFE. Simulation results show that the DDFE has a BER performance comparable to that for PR(12321)ML. Our extended DDFE in turn shows a performance gain over DDFE and PR(12321)ML at the normalized recording densities 3 and 4.

I. 서론

정보량의 증가에 따른 대용량 저장장치의 필요성이 더욱 부각되고 있는 현 시점에서 수직 자기 기록 장치는 단위 면적당 1 tera-bit의 기록밀도를 가늠할 수 있는 저장장치로 부각되고 있다^[1]. 이에

기존 수평 자기 기록 채널에서 널리 사용되었던 부분응답 최대유사 (partial response maximum likelihood: PRML) 검출기법 들을 적용하여 많은 연구가 진행되고 있다^{[2][4][5]}. 반복적 복호 검출 기법 또한 심각한 심벌 간 간섭이 존재하는 수직자기 기록 채널에서 매우 강력한 검출 기법들 중 하나이다

* 연세대학교 전기전자공학과 정보통신 연구실(woochch@itl.yonsei.ac.kr)

논문번호 : 020095-0226, 접수일자 : 2002년 12월 26일

* 본 연구는 한국과학기술원(KAIST)의 지원을 받았습니다.

[3]. 이러한 Viterbi 검출기법을 기반으로 한 시스템 들은 좋은 비트 오류 성능을 보이지만 기록밀도가 증가함에 따라 지수 함수적으로 복잡도가 증가하는 단점을 가지고 있다. 따라서 지역통과 특성이 매우 심각한 수직 자기기록 채널에서는 구현상에 문제점이 더욱 크게 된다. 반대로, 결정 제한 등화 검출 기법 (decision feedback equalizer: DFE) 은 높은 기록밀도의 수직 자기기록 채널에서 심각한 성능열화를 보이지만 매우 간단한 구조를 갖고 있다. 이중 검출 기법은 이러한 결정 제한 구조를 갖는 검출기법의 성능을 쉽게 향상시킬 수 있는 방법이다^{[6]-[8]}. 이중검출 기법은 DFE, multilevel DFE (MDFE), FDTS/DF (fixed delay tree search algorithm with decision feedback) 등, 결정제한 구조를 갖는 모든 검출기법에 적용 가능하다. 더욱이, 이러한 이중 검출기법은 쉽게 확장이 가능하다. 예를 들어, M3DFE는 이중 검출 기법인 M2DFE의 이중 검출 기법으로 M2DFE의 성능을 향상시킬 수 있다. 하지만, 이 검출기법은 런 길이제한 (run-length limited: RLL) 부호기의 최소런 제약을 이용하므로, 16/17 MTR (maximum transition run) 부호와 같이 높은 부호율을 갖는 부호를 사용할 수 없다. 따라서 DFE 를 이용한 이중 검출 방식은 현재 Disk Drive들에서 가장 널리 사용되고 있는 16/17 MTR 변조부호기를 적용한 수직 자기기록 채널에서 대안이 될 수 있을 것이다. DFE 검출기법은 전, 후방 필터에 의해 전체 시스템의 충격 응답의 모든 ISI가 제거되므로 1 bit PRML으로 간주할 수 있다. 따라서 DFE 검출기법은 수직 자기기록 장치에서는 성능의 열화가 매우 심각하다. 이러한 DFE의 성능열화를 막기 위한 검출기법으로 제시된 dual DFE (DDFE) 는 서로 다른 문턱 값을 갖는 두 개의 DFE를 이용한다. 이 두 DFE가 서로 다른 값을 판정하였을 경우 일정 지연시간 후, 두 DFE의 누적 오류를 비교하여 누적 오류가 적은 DFE의 출력을 선택하는 방법이다^[6]. 이 또한 수직 자기기록 채널에서는 기록밀도의 증가에 따른 성능열화가 크게된다. 따라서 이의 간단한 확장으로 DDFE의 이중 검출기법을 생각 할 수 있으며, 고밀도의 수직 자기기록 채널에서 복잡도와 성능 면에서 효율적인 검출기법으로 제시될 수 있다. 이중 검출기법으로 확장된 DDFE (extended DDFE: EDDFE) 의 성능을 정규화 된 기록밀도 3과 4에서 DFE, DDFE, PR(1221)ML, PR(12321)ML 기법과 비교하였다.

서는 DFE 기반의 검출기법들과 제안된 EDDFE의 구조를 설명한다. IV장에서는 EDDFE의 모의 실험에 의해 얻어진 매개변수들을 보이고, 결정제한 등화기법 기반의 검출기들의 성능을 PRML 기법과 비교한다. 그리고 V장에서는 결론의 순서로 수직 자기 기록 채널을 위한 저 복잡도 검출기법을 소개 한다.

II. 채널 모델

수직 자기기록 채널은 기존의 수평 자기기록 채널과는 달리 arctangent형태의 천이 응답을 갖는다. 따라서 수직 자기기록 채널의 고립된 천이 응답을 다음과 같이 가정하였다^[2].

$$g(t) = \frac{2A}{\pi} \arctan \frac{2t}{T_{50}} \quad (1)$$

A는 시간축의 무한대에서 천이응답의 진폭을 나타 내며, 그림 1 에서 볼 수 있듯이 최대 진폭의 절반 인 값들 사이의 간격을 T_{50} 이라 한다. 여기서 기록 밀도 K는 T_{50}/T_b 로 정의되고, T_b 는 비트 간격을 나타낸다. 그림 1은 기록밀도가 4일 때의 수직 자기 기록 채널의 천이 응답을 나타내었다. 사용자 정보 a_k 는 kT_s 시간에서 16/17 MTR (3,11) 부호기를 통해 부호화 되어 매체에 기록된 NRZ 정보 열이다. a_k 는 재생을 위한 자기 헤드의 영향으로 $1-D$ 와 채널의 천이 응답에 여과되게 된다. 이 때, $(1-D)*g(t)$ 를 충격응답 혹은 심벌응답 $h(t)$ 이라 하며 '*'은 컨볼루션을 말한다. 이 심벌 응답의 주 파수 특성인 modulation transfer function (MTF) 을 살펴보면 그림 2에서와 같이 지역통과 필터의 특성을 갖으며 정규화 된 기록 밀도가 '1' 인 경우

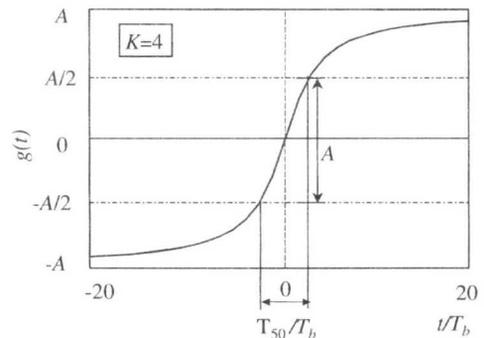


그림 1. 정규화 된 기록밀도 K=4일 때 수직 자기 기록 채널의 천이 응답.

에도 Lorentzian 채널 모델이 사용되는 수평 자기 기록 장치의 정규화된 기록밀도 '4'인 경우와 비슷한 대역폭을 보일 만큼 협대역을 가짐을 알 수 있다. 본 논문에서 채널은 식 (1)에 의한 심벌간 간섭의 영향만을 받는다고 가정하고, 그 이외의 모든 채널 왜곡은 백색 부가 정규화 잡음 (additive white Gaussian noise: AWGN)으로 모델링 한다. 채널의 신호 대 잡음 비 (signal to noise ratio: SNR)는 다음과 같이 정의한다.

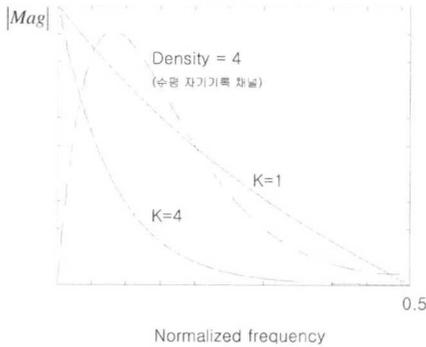


그림 2. 수평 및 수직 자기기록 채널의 심벌 주파수 응답 비교

$$SNR = 10 \log_{10} \frac{A^2}{N_0/2} \quad [dB] \quad (2)$$

III. 결정 제한 등화기법을 이용한 이중 검출기법

그림 3은 DFE 검출기법이 적용되어 이산시간으로 표현된 자기 기록 재생 장치의 일반적인 블록도이다. 입력신호 a_k 는 채널의 심벌응답 $h(t)$ 를 통과하여 부가 백색잡음으로 왜곡되게 되며, 등화기와 검출기를 거쳐 복원되게 된다. q_k 를 시스템의 전체 심벌응답, η_k 를 부가 잡음이라고 한다면, 수신된 신호는 다음과 같이 표현 할 수 있다.

$$\hat{z}_k = a_k * q_k + \eta_k \quad (3)$$

feedforward filter (FFF)의 출력 z_k 는 precursive intersymbol interference (precursive ISI)를 제거하는 역할을 하며, 이상적으로는 백색화 된 정합필터 (whitened matched filter ; WMF)이다. 또한 slicer 입력 \hat{a}_k 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{a}_k = \hat{z}_k - \hat{a}_{k-1} * b_k \quad (4)$$

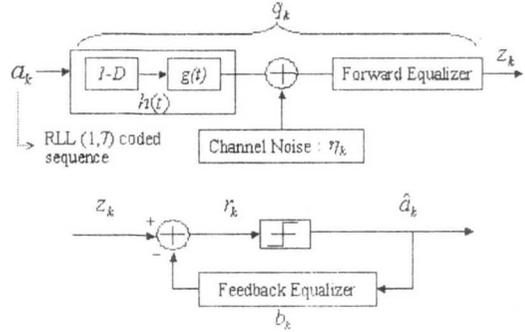


그림 3. 수직 자기기록 채널에서 DFE 검출기법의 이산신호 모델

여기서 feedback filter (FBF)의 충격응답 b_k 는 $k \geq 1$ 일 때의 q_k 와 같은 값을 갖게 되어, 남은 precursive intersymbol interference (precursive ISI)를 제거하게 된다. 따라서 시스템의 전체 심벌응답 중 q_0 를 제외한 모든 ISI는 제거되게 된다.

Dual DFE (DDFE)는 서로 반대되는 임계 값 ($\alpha, -\alpha$)을 갖는 두 개의 DFE를 이용하는 검출기법이다. 슬라이서 앞단의 값 \hat{a} 충분히 크지 않을 경우, 두 DFE는 서로 다른 값으로 판정하게 되어 서로 다른 값이 두 DFE의 FBF의 입력으로 들어간 후, 임의의 결정 지연동안 각 DFE의 누적 오류의 에너지를 계산한다. 이 누적오류를 계산하여 더 작은 것을 최종적으로 선택함으로써 DFE의 간단한 구조를 살리면서 심각한 ISI에 의한 성능열화를 개선시킨 검출기법이다^[5].

그림 4는 DDFE의 블록도 이다. 그림 4에서와 같이 DDFE는 두 개의 FBF와 결정지연시간 만큼의 shift register 한 쌍과 경로 선택기만으로 구성된다. 상위 DFE는 임계값을 α 하위 DFE는 임계값을 $-\alpha$ 를 갖는다. 따라서 슬라이서의 입력 \hat{a} 이 $|\alpha|$ 보다 클 경우는 두 DFE가 같은 값을 추정하게되며, 작을 경우 서로 반대되는 값이 추정하게 된다. 서로 다른 값을 추정했을 경우, 다음 심벌의 추정 값의 오류를 최소화하기 위하여 두 DFE의 임계값을 '0'으로 하여 두 DFE는 결정지연모드로 동작하게 된다. 이때 두 DFE는 그림 5와 같이 서로 다른 경로를 갖게 된다. 두 DFE의 추정된 값이 틀린 순간부터 결정지연시간 δ 동안 각 DFE의 추정된 값과 슬라이서의 입력 값의 차이인 에러가 계산되어 누적되게 된다. 여기서 두 DFE가 서로 다른 값을 판정 한 순간 k 부터 결정지연 시간 δ 동안의 누적에러 e

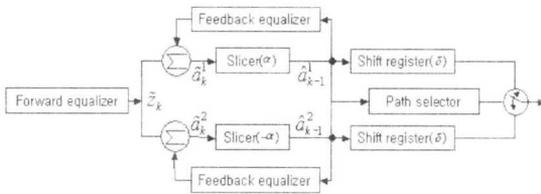


그림 4. DDFF의 블록도. α 와 δ 는 DFE의 임계값과 결정 지연시간이다

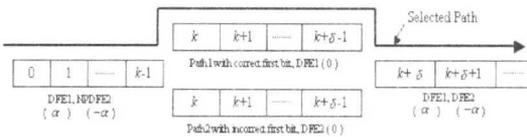


그림 5. 결정 지연시간동안 DDFF의 경로 팔호는 DFE의 임계값을 나타낸다.

는 다음과 같이 표현된다.

$$e = \sum_{n=0}^{k-1} (e_{k+n}^1 - e_{k+n}^2) \quad (5)$$

단, 각 DFE의 에러는 $e_k^1 = \hat{a}_k - \bar{a}_k$, $e_k^2 = \hat{a}_k - \bar{a}_k$ 이다. 결정지연모드의 마지막에서 경로 선택기는 누적 에러를 계산하여 두 DFE의 누적에러가 작은 경로를 결정하게 된다. 그림 5에서의 경우 결정지연시간 동안 DFE1 과 DFE2 모두 에러가 없다고 가정한다면 DFE2의 누적 에러값이 더 크게 되어 굵은 선이 표시하는 것처럼 경로 선택기는 DFE1에 해당하는 경로를 선택하게 된다. 마지막으로 결정지연시간이 끝난 후에는 두 DFE의 임계값을 각각 α , $-\alpha$ 로 되돌리게 되며, 결정된 경로의 FBF와 shift register값을 다른 경로의 그것들과 같게 만든 후 정상상태로 되돌아가게 된다.

IV. 확장된 이중 검출기법 (Extended Dual DFE : EDDFE)

확장된 이중 결정채환 등화검출 기법 (extended dual decision feedback equalizer: EDDFE)은 DDFF의 이중검출기법으로 생각할 수 있다. EDDFE는 두 단계의 결정지연 모드와 두 쌍의 임계값을 갖는다. 두 번째 단계의 결정지연 모드 내에서 α_1 와 $-\alpha_1$ 의 임계값을 갖는 DFE를 두어 DDFF의 결정지연 시간 동안의 오류를 최소화 할 수 있다. 즉, DDFF의 각 경로 내부에 DDFF가 존재하는 형태이다.

EDDFE에서는 그림 6과 같이 4개의 캐한 구조를 갖고 있고, 이를 DFE1, DFE2, DFE3 그리고 DFE4로 각각 나타내었다. 그리고 네 개의 DFE의 결정값을 보관하기 위한 shift register 네 개가 존재하며, 누적오류를 계산하는 과정은 앞장에서 설명한 DDFF와 같다. 그림 7은 EDDFE가 갖는 각 단계별 경로와 그때 DFE들의 임계값을 나타내었다. 처음 정상상태에서는 DFE1과 DFE2는 임계값 α 를 DFE3과 DFE4는 임계값 $-\alpha$ 를 갖게되며, 잡음의 영향이 적어 수신된 값이 $|d|$ 보다 클 경우에는 같은 값을 추정하게 된다. 임의의 k 시간에 DFE1과 DFE2의 값이 DFE3과 DFE4의 값과 다르다면 첫 번째 결정지연 모드로 들어가게 되고 DFE1과 DFE3은 임계값 α_1 을 DFE2와 DFE4는 임계값 $-\alpha_1$ 를 갖게 된다. 첫 번째 결정 지연 모드에서 임의의 m 시간 후 DFE1과 DFE2가 서로 다른 값을 추정한다면 DFE1과 DFE2는 두 번째 결정지연 모드로 들어가게 되며, DFE1과 DFE2의 임계값은 '0'이 된다. 이 때, DFE3과 DFE4는 여전히 임계값을 $\alpha_1, -\alpha_1$ 를 갖게된다. 만약 첫 번째 결정지연 모드에서 임의의 n 시간에 DFE3과 DFE4가 서로 다른 값을 추정한다면, DFE3과 DFE4는 두 번째 결정지연 모드로 들어가게 되며 임계값을 '0'으로 한다. 결정지연 시간 δ 가 지난 후 네 개의 경로가 갖는 결정 지연시간 동안의 누적에러를 계산하여 누적에러가 가장 적은 경로를 선택하게 된다. EDDFE에서 각 DFE의 누적에러는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$e_i = \sum_{n=0}^{k-1} e_{k+n}^i \quad (6)$$

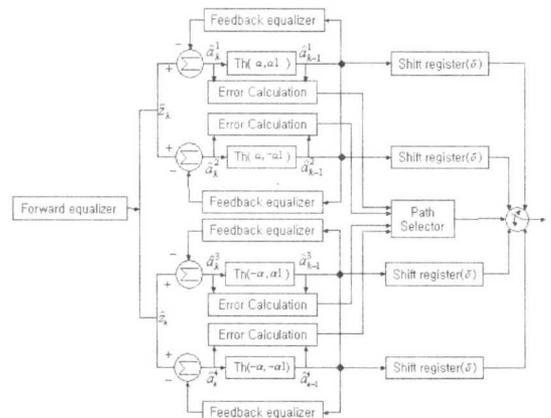


그림 6. EDDFE의 블록도. $\alpha, -\alpha_1$ 은 첫 번째 및 두 번째 단계의 결정지연 모드에서 각 DFE의 임계값을 나타내며, δ 는 결정지연시간이다.

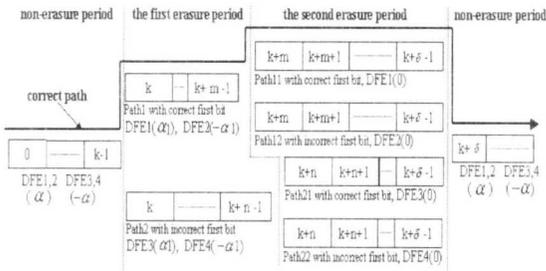


그림 7. 결정 지연시간동안 EDDFE의 경로 결정지연시간 동안의 오류가 없다면, 결정지연시간의 시작시점인 k시간에 정확한 검출을 한 DFE1에 해당하는 경로가 선택되게 된다.

단, 각 DFE의 에러는 $e_k^i = \hat{a}_k^i - a_k^i$ 이며 i 는 1~4이며 각 DFE를 나타낸다. 이러한 방법으로서 EDDFE는 결정지연 모드에서 에러가 발생할 경우보다 정확한 추정을 할 수 있게 된다. 기존의 DDFE에서 오류가 발생할 수 있는 경우는 다음과 같으며 제한된 EDDFE는 모든 경우에서 오류가 발생을 줄일 수 있다.

- 1) 잡음이 너무 커 두 DFE가 모두 틀린 검출을 할 경우.
- 2) 결정지연 모드 내에서 DFE가 틀린 검출을 할 경우.
- 3) 경로 선택이 잘못된 경로를 선택할 경우.

DDFE가 발생하는 위의 세 가지 오류들 중 EDDFE는 2단계 결정 지연 모드를 갖기 때문에 DFE의 최대 임계값을 높일 수 있으므로 1)의 오류를 줄인다. 또한 결정지연 시간 내에서 에러가 발생할 경우 임계값을 α_1 으로하여 두 번째 단계로 들어가므로 2)의 오류에 대해 강하다. 이는 누적에러계산에 신빙성을 더해주므로 3)의 오류를 줄일 수 있다.

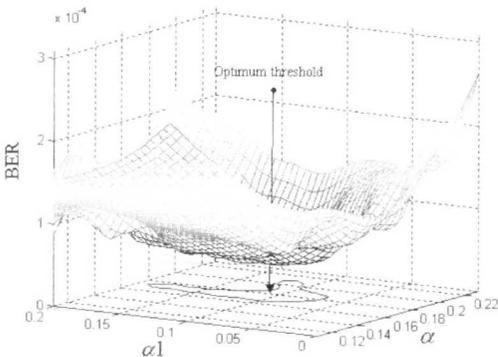


그림 8. 결정 지연 시간 델타와 δ 와 SNR은 각각 20 과 31dB일 때 기록밀도 4 에서 임계값 알파와 α_1 값

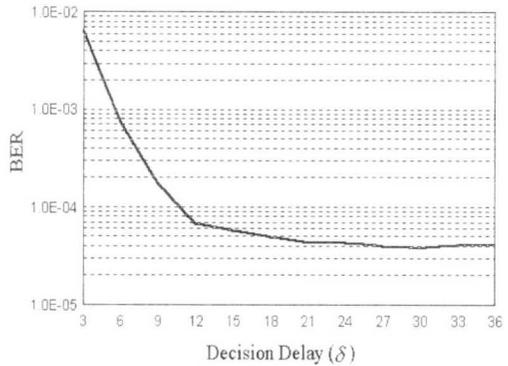


그림 9. $\alpha=0.18, \alpha_1=0.12$ 그리고 SNR은 31dB 일 때 기록 밀도 4 에서 결정 지연시간 δ 의 변화에 따른 비트오율 성능.

V. EDDFE의 매개변수와 모의실험 결과

DFE, DDFE 그리고 EDDFE는 같은 개수의 탭을 갖는 finite impulse response (FIR) 여파기로 구현하였다. EDDFE에서 DFE들의 임계값과 결정 지연 시간은 매우 중요한 매개변수이다. 그림 8은 기록밀도 4에서 임계값 α 와 α_1 의 변화에 따른 비트오율성능을 나타낸다. 이 때 결정 지연시간 δ 는 $20 T_s$, SNR은 31dB로 하였다. α 와 α_1 이 이루는 평면 위에 있는 등고선은 비트오율이 0.5×10^{-4} 보다 낮은 지역을 표현한다. EDDFE는 α 와 α_1 가 각각 0.18과 0.12 일 때 가장 좋은 비트오율 성능을 보여준다. 그림 9는 기록밀도 4에서 결정 지연시간 δ 의 변화에 따른 비트오율 성능을 나타내었다. 이 때 임계값 α 와 α_1 은 각각 0.18과 0.12로 하였고 SNR은 31dB로 하였다. δ 가 $12 T_s$ 보다 클 때 비

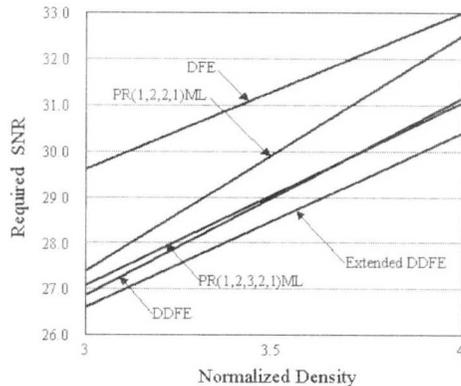


그림 10. 기록밀도 3과 4에서 10^{-4} 의 비트오율을 위해 요구되는 SNR.

트오율은 수렴되었으며 EDDFE는 두 단계의 결정 지연 모드를 갖고 있으므로 DDFE 보다 긴 결정 지연시간을 필요로 한다.

그림 10에서는 모의 실험으로 결정된 EDDFE의 매개변수를 적용하여 DFE, DDFE, PR(1221)ML, 그리고 PR(12321)ML 기법과 비트오율 성능을 비교해 나타내었다. DFE기반의 검출기법에서 FFF와 FBF의 개수는 각각 41, 21개로 하였다. EDDFE는 10^{-4} 의 비트오율을 위해 요구되는 SNR은 모든 기록 밀도에서 가장 낮다. 특히 기록밀도 $K=4$ 일 경우에는 PR(1,2,3,2,1)ML 기법보다 0.8dB, PR(1221)ML 기법보다는 약 2dB가량의 성능의 향상을 보여 준다. DDFE는 모든 기록밀도에서 PR(12321)ML 기법과 비교할 만한 성능을 보이며, PR(1,2,2,1)ML 기법과 비교해서는 1dB 이상의 성능이득이 있다. EDDFE와 DDFE는 결정궤환 구조로 인해 기록밀도가 높아질수록 PRML시스템에 대하여 상대적으로 성능향상을 갖는다. 일반적으로 DDFE나 EDDFE에서는 DFE의 FBF의 탭수보다 적은 경우에도 좋은 성능을 나타낸다.

VI. 결론

다양한 DFE기반의 저 복잡도 검출 기법들과 PRML 기법들을 16/17 MTR 부호화된 수직자기 기록 채널에서 비교하였다. 정규화된 기록밀도 3부터 4까지에서, DDFE와 EDDFE는 기록밀도 3과 4에서 우수한 성능을 보였다. DDFE는 PR(1,2,3,2,1)ML 시스템과 비교하여 매우 적은 복잡도를 갖지만 비교할 만한 성능을 보였다. 제안된 EDDFE 또한 PR(1,2,3,2,1)ML 시스템과 비교하여 적은 복잡도를 갖지만 PR(1,2,3,2,1)ML 과 DDFE에 비해 성능의 이득이 있었다.

참 고 문 헌

[1] R. Wood, "The feasibility of magnetic recording at 1 terabit per square inch," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 36, pp. 36-43, Jan. 2000.

[2] Y. Okamoto, et al., "A study of PRML systems for perpendicular recording using double layered medium," *IEEE Tran. Magn.*, vol. 36, pp. 2164-2166, Sep. 2000.

[3] Y. Okamoto, et al., "Bit error rate performance of iterative decoding in a perpendicular magnetic

recording channel," *IEEE Tran. Magn.*, vol. 37, pp. 689-694, Mar. 2001.

[4] Y. Kurihara, et al., "Performance of PRML systems in perpendicular magnetic recording by a bi-layered main-pole head," *J. Magnet. Magn.*, pp. 262-263, 1996.

[5] S. Gopalaswamy, et al., "Read channel issues in perpendicular magnetic recording," *IEEE Tran. Magn.*, vol. 37, pp. 1929-1931, July 2001.

[6] J. W. M. Bergmans, et al., "Dual decision feedback equalizer," *IEEE Tran. Comm.*, vol. 45, pp. 514-518, May 1997.

[7] K. C. Indukumar, et al., "An advanced M2DFE detector for high-density magnetic recording channels," in *Proc. ICC'99 IEEE int. conf. Communications*, vol 3, pp. 1962-1966, 1999.

[8] M. Jin, et al., "Dual FDTS/DF: A unified approach to dual-detection and modification for MTR codes," *IEEE Tran. Magn.*, vol. 37, pp. 1175-1183, May. 2001.

우 중 재(Choong-chaee Woo) 정회원
 2000년 8월 : 순천대학교 전자공학과 졸업
 2002년 8월 : 연세대학교 전기전자공학과 석사
 2002년 9월 ~ 현재 : 연세대학교 전기전자공학과 박사과정
 <주관심 분야> 통신공학, 신호 처리, 기록 시스템

조 한 규(Han-gyu Cho) 정회원
 1999년 2월 : 연세대학교 전자공학과 졸업
 2001년 2월 : 연세대학교 전기컴퓨터공학과 석사
 2001년 3월 ~ 현재 : 연세대학교 전기전자공학과 박사과정
 <주관심 분야> 통신공학, 신호 처리, 기록 시스템

강 창 언(Chang-eon Kang) 종신회원
 한국통신학회 논문지 제 23권, 제 2호 참조

홍 대 식(Dae-sik Hong) 종신회원
 한국통신학회 논문지 제 21권, 제 8호 참조