

고밀도 DVD 시스템을 위한 저 복잡도 검출 기법

정희원 조한규*, 우종재*, 주만식*, 강창언*, 홍대식*

Low-Complexity Detection Techniques for High-Density DVD Systems

Han-gyu Cho*, Choong-chaee Woo*, Man-sic Joo*, Chang-eon Kang*, Dae-sik Hong*

Regular Members

요약

Partial response maximum likelihood (PRML)과 fixed-delay tree search with decision feedback (FDTS/DF)은 기록 재생 시스템에서 준최적 성능을 보이는 정보열 검출 기법 (sequence detection)으로 알려져 있다. 그러나, 정보열 검출 기법 고유의 metric 연산은 심각한 하드웨어 복잡도를 유발한다. 본 논문은 정보열 검출 기법의 복잡도 문제를 극복하기 위한 대안을 제시한다. 제안된 저 복잡도 기법들은 검출 과정에서 덧셈 및 곱셈의 수를 최소화하여 고속 프로세스 및 저 복잡도 하드웨어 구현에 적합하다. 결정 궤환 등화 기법 (decision feedback equalization; DFE)을 결합하면 $r=2$ FDTS/DF와 동일한 성능을 보이며, 기록 밀도 $S>5.6$ 에서 PR(1111)ML의 성능을 능가함이 모의 실험을 통해 보여진다.

ABSTRACT

Partial response maximum-likelihood (PRML) and fixed-delay tree search with decision feedback (FDTS/DF) yield a sub-optimum performance in storage systems. However, they suffer from the inevitable complexity problems. This paper focuses on detection schemes to overcome the drawbacks of the sequence detections by exploiting minimum run-length $d=2$. It is expected that the proposed systems yield substantial reductions of both processing speed and receiver complexity. When combined with a decision feedback equalization (DFE), they prove to keep pace with the FDTS/DF with $r=2$ and even outperform the PR(1111)ML at normalized density $S>5.6$.

I. 서론

기록 저장 장치의 기록 밀도 증가에 대한 꾸준한 필요와 관심에 기인하여 CD에서 DVD (digital versatile disk)를 거쳐 지수적인 기록 밀도의 증가가 계속 되고 있다. 현재 상용화 된 DVD는 CD의 6~7배인 4.7GB의 용량을 가지고 있지만, 10GB 이상의 용량을 갖는 초고밀도 DVD에 대한 연구도 활발히 진행 중이다^[1].

신호 처리 관점에서 기록 밀도의 증가는 기록되는 데이터간의 간격이 좁아져 올바른 신호 검출이

어려워지는 것을 의미한다. 즉, 레이저빔으로 디스크를 스캔 (scan)할 때, 원하는 심볼 이외에 인접 심볼들도 함께 읽혀 들어와 심볼 추정을 방해하는 것이다. 기록 밀도가 증가할수록 이러한 심볼간 간섭 (inter-symbol interference; ISI)에 의한 성능 열화가 심각하므로, 간섭을 일으키는 심볼의 에너지를 오히려 신호 검출 과정에 이용하는 정보열 검출 기법 (sequence detection)이 널리 쓰인다. Partial response maximum-likelihood (PRML) 기법과 ^{[2][3][4]} fixed-delay tree search with decision feedback (FDTS/DF) 기법이^[5] 대표적인데, 심볼간 간섭에 강한 장점과 더불어, 여러

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

논문번호 : 020095-0226, 접수일자 : 2002년 2월 26일

※ 본 연구는 한국과학재단의 연구 지원 하에 수행되었습니다.

심볼에 걸친 metric 연산으로 인해 하드웨어 복잡도 및 프로세스 속도에서 단점을 갖는다. 특히, 이러한 단점은 기록 밀도가 증가할수록 더욱더 부각되어, 정보열 검출 기법의 실질적인 구현에 심각한 부담이 된다.

정보열 검출 기법의 이러한 단점을 극복하고자, 본 논문에서는 고밀도 DVD 채널을 위한 다양한 저 복잡도 검출 기법을 제안한다. 제안된 기법들은 기존 정보열 검출 기법에 준하는 성능을 보이며, 저 복잡도 구현 및 고속 data-rate에 적합하다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 DVD 채널의 이론적인 채널 모델링을 다루고, III장에서는 기존의 정보열 검출 기법인 PRML과 FDTS/DF를 요약한다. IV장은 본 논문의 핵심으로서, 선형 등화(linear equalization; LE) 기법과 결정 궤환 등화(decision feedback equalization; DFE) 기법에 기반한 다양한 저 복잡도 검출 기법들을 제안한다. V장에서는 모의 실험에 의한 성능 비교 및 복잡도 비교를 제시한다. VI장의 결론으로 본 논문을 끝맺는다.

II. 채널 모델링

디지털 광 기록 장치의 재생 과정에서 기록된 데이터 패턴은 레이저 빔에 의해 읽혀진다. 이러한 재생 과정은 다음과 같은 가우시안 프로파일(Gaussian profile)의 형태로 표현할 수 있다^[6].

$$f(t) = \frac{2}{t_0\sqrt{\pi}} \exp\left\{-\left(\frac{2t}{t_0}\right)^2\right\} \quad (1)$$

이 때, t_0 는 광 스팟(spot)의 1/e-폭(width)을 나타낸다. 정규화된 정보밀도 $S = t_0/T$ (T : 심볼 구간)에 의해 식 (1)은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$f(t) = \frac{2}{ST\sqrt{\pi}} \exp\left\{-\left(\frac{2t}{ST}\right)^2\right\} \quad (2)$$

일반적으로 $S=4.6$ 일 때, 4.7GB DVD-ROM을 모델링 한다고 알려져 있다^[7].

본 논문에서 채널은 식 (2)에 의한 심볼간 간섭의 영향만을 받는다고 가정하고, 그 이외의 모든 채널 왜곡은 백색 부가 정규화 잡음(additive white Gaussian noise; AWGN)으로 모델링 한다. 채널의 신호 대 잡음비(signal to noise ratio : SNR)는 $S=1$ 에서의 채널 응답 최고치 제곱을 잡음 전력으로 나눈 값으로 다음과 같이 정의한다.

$$SNR = \frac{(f(0)|_{S=1})^2}{N_0/2} \quad (3)$$

일반적으로, 고밀도 기록 재생 시스템에서 디스크에 기록되는 데이터 열은 RLL (run-length limited) 변조 부호화 된다. RLL 변조 부호는 (d, k) 의 형태로 주어지며, d 와 k 는 각각 인접한 '1'들 사이에 존재할 수 있는 최소 및 최대 '0'의 개수를 나타낸다^{[8][9]}. d 제한 조건은 인접한 심볼들에 의한 간섭을 줄이기 위해 사용되며, k 는 동기를 위해 사용된다. 본 논문에서는 RLL(2,10) 변조 부호를 사용하는 시스템을 고려하였으며, non-return-to-zero inverse (NRZI) 전처리 부호화를 고려하면, d 제한 조건에 의해 최소 천이 간격은 $3(=d+1)$ 으로 유지된다.

III. 정보열 검출 기법

최대 유사 정보열 검출 기법(maximum likelihood sequence detection; MLSD)은 심볼간 간섭이 존재하는 환경에서 최적의 성능을 보이는 것으로 알려져 있으며, 일반적으로 비터비(Viterbi) 알고리즘으로 구현한다^[10]. 이 때, 채널 메모리 길이를 L 이라 하면, 비터비 알고리즘은 2^{L-1} 개의 스테이트(state)를 필요로 한다. DVD의 기록 밀도가 증가함에 따라 채널 메모리 길이 역시 증가하며, 최대 유사 정보열 검출 기법의 지수적 복잡도 증가는 실제적인 구현을 불가능하게 만든다.

본 장에서는 기록 저장 장치에서 널리 사용되는 두 개의 준최적 검출기를 살펴본다. 해당 기법들은 최대 유사 정보열 검출 기법에 비해 적은 복잡도를 유지하면서, 준하는 성능을 보인다.

1. Partial Response Maximum Likelihood (PRML)

PRML 기법은 선형 등화기에 의하여 좁아진 채널 메모리에 대해 비터비 검출 기법을 수행한다. PR target의 채널에 대한 정합도에 의해 noise enhancement의 양이 결정되므로, 채널과 유사한 주파수 스펙트럼을 갖는 PR target의 결정이 필수적이다. CD 및 DVD와 같은 광 기록 저장 장치의 채널 특성을 고려할 때, $(1+D)^n$ PR target의 채널에 대한 정합도가 뛰어나다. 그러나, 본 논문에서는 RLL 변조 부호의 $d=2$ 제한 조건을 고려하여

$\sum_{k=0}^d D^k$ PR target을 제안한다. 기록 밀도에 따른 DVD 채널과 PR target간의 주파수 비교를 보여주는 그림 1을 살펴보면 그 이유를 짐작할 수 있다. 그림 1에서 같은 n 에 대해 (이 때의 n 은 비터비

검출기의 복잡도를 결정하는 중요한 요소이다)

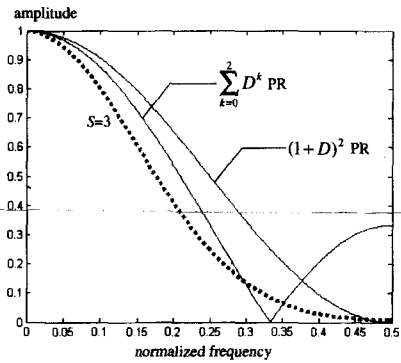
$\sum_{k=0}^d D^k$ PR target이 주엽 (main-lobe)에서 채널에 대한 정합도가 뛰어난 것을 확인할 수 있지만, 부엽 (side-lobe)에서의 부정합으로 인하여 noise enhancement가 심각할 것이 예상된다. 그러나, $d=2$ 제한 조건에 의하여 관심 있는 주파수 대역이 저주파 대역으로 제한되므로, 주엽에서의 정합도만을 가지고 PR target을 결정하는 것이 올바르다.

그림 1을 참고하면, 기록 밀도 S 가 증가함에 따라 DVD 채널은 더 큰 n 을 가지는 PR target에 의해 정확히 모델링 되는 것을 알 수 있다. 일반적으로, 고밀도 DVD 채널에서 noise enhancement를 줄이기 위해서는 n 의 값이 커지는 것이 유리하며, 비터비 검출기의 복잡도를 감안하면 n 의 값이 작아지는 것이 유리하다. 즉, 성능과 복잡도 사이의 trade-off를 고려하여 최적의 n 값을 결정하는 것이 바로 PRML 시스템 설계의 핵심이 된다.

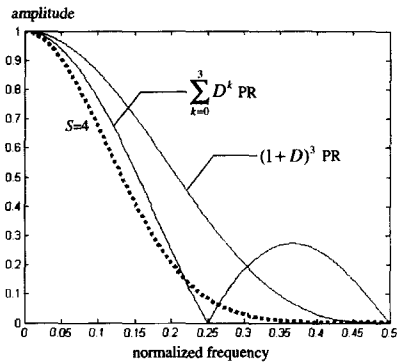
2. Fixed Delay Tree Search with Decision Feedback (FDTS/DF)

기록 저장 시스템에서 PRML 기법과 함께 꾸준히 연구되는 기법이 결정 궤환 등화 기법이다. 결정 궤환 등화기의 전방 여파기 (feedforward filter)는 채널 응답을 causal하게 만드는 역할을 하고, 기결정된 심볼들을 입력으로 가지는 후방 (feedback) 필터에 의해 심볼간 간섭이 제거된다. 이러한 구조적 특성에 의해 결정 궤환 등화기는 선형 등화기와 달리 noise enhancement가 없다. 그러나, 심볼 단위의 검출 기법이므로, 정보열 검출 기법인 PRML에 비해서 밀도가 증가할수록 성능 열화가 심각하다.

FDTS/DF 기법은 정보열 검출 기법의 특성과 결정 궤환 기법의 특성을 결합시킨 검출 기법이다. FDTS/DF는 결정 궤환 등화기와 똑같은 등화 과정



(a) $S=3$



(b) $S=4$

그림 1. 채널 주파수 스펙트럼과 PR 스펙트럼의 비교 채널에 대한 정합도가 뛰어나도록 noise enhancement가 적다.

을 거치지만, r 개의 심볼간 간섭 term을 의도적으로 제거하지 않고, 그들의 에너지를 결정 과정에 이용함으로써 성능 향상을 꾀한다. 수신된 심볼은 $(r+1)$ -차의 결정 공간상에서 하나의 좌표를 형성하며, 잡음 없는 이상적인 좌표와의 유클리디안 (Euclidean) 거리가 가까운 값으로 추정된다.

그림 2는 $r=2$ FDTS/DF의 트리 (tree) 구조를 나타낸다 (이전 심볼 $\hat{a}_{k-3}=+1$ 로 가정). 그림에서

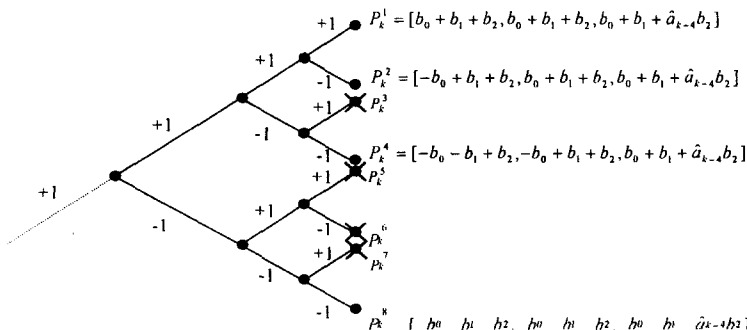


그림 2. Tau=2일 때의 tree 구조 d=2 제한 조건을 어기는 path들은 제거된다.

d 제한 조건을 위반하는 노드 (node)는 제거되는 것을 확인할 수 있다. Tree-search 과정에서 유클리디안 거리가 가장 가까운 값이 노드의 상반부에서 나오면, '1'로 추정하고, 하반부에서 나오면 '-1'로 추정하게 된다. 이 때, tree의 구조가 항상 고정되어 있기 때문에, 비터비 검출기의 trellis 구조와는 달리 path history를 저장할 필요가 없다. 또한, 결정 지연 (decision delay) 역시 τ 심볼 구간으로 고정되기 때문에, PRML 기법에 비하여 하드웨어 복잡도 및 프로세스 (process) 속도에서 이점을 갖는다.

IV. 저 복잡도 검출 기법

이전 장에서는 두 개의 정보열 검출 기법인 PRML과 FDTS/DF를 살펴보았다. 그들은 최대 유사 정보열 검출 기법에 준하는 성능을 보인다. 그러나, 기록 밀도가 증가함에 따라, PRML 시스템과 FDTS/DF 시스템은 각각 요구되는 PR target의 길이와 τ 의 크기가 증가하게 된다. 정보열 검출 기법은 여러 심볼에 걸친 metric 연산을 통한 유클리디안 거리에 의해 기록 데이터를 추정하므로, PR target의 길이와 τ 의 증가는 하드웨어 복잡도 및 프로세스 속도 면에서 시스템 설계 시 큰 부담이 된다.

이러한 문제점을 극복하기 위하여 본 장에서는 고밀도 DVD 시스템에 적합한 저 복잡도 검출 기법들을 제안한다.

1. 결정 궤환 이산 정합 여파기(discrete matched filter with decision feedback; DMF/DF)

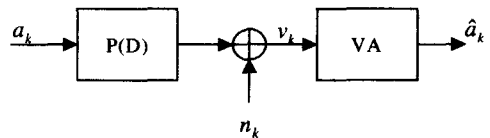
$d=1$ 제한 조건을 고려한 자기 기록 장치에서, PRML 기법의 비터비 검출기가 간단한 이산 정합 여파기 (discrete matched filter; DMF)와 임계치 검출기 (threshold detector)로 대체될 수 있다는 것이 보여졌다^[11]. 유사한 유도 과정이 $d=2$ 의 경우에도 적용될 수 있다. 그러나, 두 시스템 사이의 등가 성능은 d 제한 조건과 연관된 특별한 경우에만 성립될 수 있다.

먼저 두 시스템을 살펴보도록 하자. 검출 과정에서의 차이가 존재할 뿐, 두 시스템에서의 채널 출력은 동일한 PR target에 맞추어 동일한 등화 과정을 거친다. 등화 과정에서 noise enhancement와 유색 잡음화 (colored noise)가 없다고 가정하면, 결과적인 채널 모델은 백색 부가 정규화 잡음이 첨가된

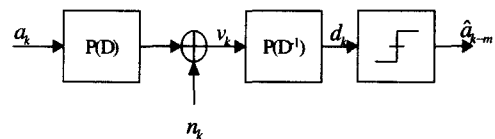
PR 이산 채널과 등가이다 (이러한 가정은 등가 성능 유도에 영향을 미치지 않는다). 그림 3은 등가의 모델링을 나타내며, n_k 는 등화 후의 잡음을 나타낸다. 그림 3(b)에서, 이산 정합 여파기는 target PR $P(D)$ 에 정합 된다. 정합 여파 후에 임계치 검출기의 입력 d_k 는 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} d_k &= \sum_{j=0}^{m-1} v_{k-j} p_{-j} \\ &= \sum_{j=0}^{m-1} \left(\sum_{i=0}^{m-1} a_{k-j-i} p_i + n_{k-j} \right) p_{-j} \\ &= \sum_{j=0}^{2(m-1)} a_{k-j} p_{j-m+1} + \sum_{j=0}^{m-1} n_{k-j} p_{-j}. \end{aligned} \quad (4)$$

식 (4)에서 p_{-j} 는 이산 정합 여파기의 시간 응답으로서, target 응답 p_j 의 시간축 역응답을 나타내고, m 은 target 응답 p_j 의 길이를 나타낸다. 또한, 응답 a_j 는 PR 이산 채널과 이산 정합 여파기의 컨볼루션 (convolution)으로 구해지는 시스템 응답으로서 다음과 같다.



(a) PRML



(b) 이산 정합 여파기를 이용한 시스템

그림 3. PRML 시스템과 이산 정합 여파기를 이용한 등가 모델링. (a)에서의 비터비 검출기가 (b)의 이산 정합 여파기와 임계치 검출기로 대체될 수 있다.

$$a_i = \sum_{j=0}^{m-1} b_j p_{i-j} \quad \text{for } |i| \leq m-1 \quad (5)$$

식 (4)에서 d_k 의 첫 번째 항목은 $(a * q)_k$ 로서 (단, '*'은 컨볼루션을 의미), 이산 정합 여파기의 무잡음 출력을 의미하며, 다중 레벨을 갖는 대칭적 신호의 형태를 띠고 있음을 알 수 있다.

PR target의 길이 $m=4$ 라는 가정 하에서, $d=2$ 제한 조건을 만족하는 기록 가능한 심볼 패턴과 이에 대응하는 무잡음 출력 $(a * q)_k$ 을 표 I에 나타

내었다 (일반성을 해치지 않고, $a_{k-2}=1$ 인 경우만 나타내었다). 표 I에서 무잡음 출력의 최소 크기는 아래의 조건을 만족할 때 q_0 와 같다.

$$\begin{cases} q_1 \geq 0 \\ q_1 + q_2 \geq 0 \\ q_3 \leq 0 \\ q_1 + q_2 + q_3 \geq 0 \\ q_1 - q_2 - q_3 \geq 0 \end{cases} \quad (6)$$

무잡음 출력이 $q_0 = \sum_{i=0}^{m-1} b_i^2$ 인 경우, 즉, 무잡음 출력이 PR 이산 채널 b_i 의 에너지에 해당하는 경우는 최적의 성능인 matched filter bound (MFB)에 해당한다. 즉, 조건 (6)을 만족하면, $d=2$ 의 경우에 대해서 이산 정합 여파기를 이용한 시스템이 최적의 성능 (MFB)을 얻을 수 있다는 것을 의미한다. 특히, 가성된 채널에 대해서, MFB는 최대 유사 정보열 검출의 바운드 (MLSD bound)와 일치한다. 따라서, 조건 (6)을 만족하는 target PR b_i 에 대해서 PRML과 이산 정합 여파기를 이용한 시스템의 성능은 동일하다.

조건 (6)에 의하면, PR target의 길이 $m \leq 4$ 인 경우에 대해서 PRML 시스템의 비터비 검출기를 이산 정합 여파기와 임계치 검출기로 대체할 수 있다. 고밀도 채널을 고려하면, PR target의 길이 m 이 클수록 noise enhancement를 줄일 수 있다. 그러나, $m=4$ 인 경우를 만족하려면 PR 응답 b_i 에 대해 $b_3 < 0$ 가 되어야 한다. 이것은 일반적인 DVD 채널의 특성을 고려할 때, 적절한 target 응답이 아니다. 그러므로, 이산 정합 여파기를 이용한 시스템이 PRML 시스템과 동가의 성능을 보이기 위해서는 $m \leq 3$ 인 PR target을 사용하는 것이 적절하다. 다양한 실험을 통하여 본 논문에서는 $m=3$ 인

$P(D) = \sum_{k=0}^2 D^k = 1 + D + D^2$ target을 사용하는 이산 정합 여파기 시스템을 제안한다 (이를 DMF(111)이라 한다). 제안된 DMF(111) 시스템의 경우 PR(111)ML의 비터비 검출기를 간단한 3-tap transversal 여파기와 임계치 검출기로 대체하고도 동일한 성능을 얻을 수 있다.

일반적인 PRML 시스템에서는 비터비 검출기의 결정 지연으로 인하여 결정 궤환 기법을 결합하는 것이 불가능하다. 그러나, 제안된 DMF(111) 시스템의 결정 지연은 $d=2$ 일 때 2 심볼 구간으로 고정되므로, 결정 궤환 기법을 결합하여 noise enhancement를 제거할 수 있다.

그림 4는 결정 궤환 이산 정합 여파기 시스템 (discrete matched filter with decision feedback; DMF/DF)을 나타낸다 (이를 DMF/DF(111)이라 한다). Noise enhancement를 무시할 때 PR(111)ML 시스템과 DMF(111) 시스템이 동가였으므로, DMF/DF(111) 시스템은 PR(111)ML 시스템에 비하여 결정 궤환 이득을 얻을 수 있을 것으로 기대된다. 일반적으로, 결정 궤환 이득은 기록 밀도 S 에 비례하므로, DMF/DF(111) 시스템은 고밀도 DVD 채널에 더욱 적합할 것으로 기대된다 (V장의 모의 실험 결과 참조).

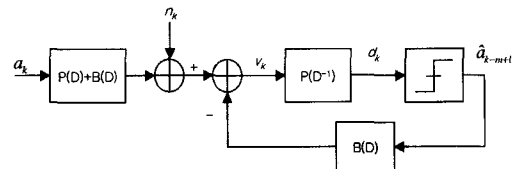


그림 4. 결정 궤환 이산 정합 여파기 (DMF/DF) 시스템. 결정 궤환 등화기의 target 응답은 P(D)이다.

표 I. $d=2$ 를 고려할 때, 가능한 기록 패턴 및 대응하는 이산 정합 여파기의 출력.

a_{k-3}, \dots, a_{k+3}	$(a^*q)_k$	a_{k-3}, \dots, a_{k+3}	$(a^*q)_k$
-1 -1 -1 1 1 1 -1	$q_0 - 2q_3$	-1 -1 1 1 1 1 1	$q_0 + 2q_1$
-1 -1 1 1 1 -1 -1	$q_0 + 2q_1 - 2q_2 - 2q_3$	-1 1 1 1 1 1 -1	$q_0 + 2q_1 + 2q_2 - 2q_3$
-1 1 1 1 -1 -1 -1	$q_0 - 2q_3$	1 1 1 1 1 -1 -1	$q_0 + 2q_1$
-1 -1 -1 1 1 1 1	q_0	-1 1 1 1 1 1 1	$q_0 + 2q_1 + 2q_2$
-1 -1 1 1 1 1 -1	$q_0 + 2q_1 - 2q_3$	1 1 1 1 1 1 -1	$q_0 + 2q_1 + 2q_2$
-1 1 1 1 1 -1 -1	$q_0 + 2q_1 - 2q_3$	1 1 1 1 1 1 1	$q_0 + 2q_1 + 2q_2 + 2q_3$
1 1 1 1 -1 -1 -1	q_0		

2. 저 복잡도 신호 공간 검출기 (simplified signal space detector; SSSD)

신호 공간 검출기 (signal space detector; SSD)는 FDTS/DF의 저 복잡도 근사화 (approximation) 시스템으로 잘 알려져 있다^[12]. 본 절에서는 기존의 신호 공간 검출기 시스템을 간단히 요약한 후, 저 복잡도 신호 공간 검출기 시스템을 제안한다.

1) 신호 공간 검출기 (signal space detector; SSD)⁽¹²⁾⁽¹³⁾

FDTS/DF 시스템은 결정 공간상에서 수신 벡터와 유클리디안 거리가 가장 짧은 무잡음 벡터를 결정하는 것에 기반한다. 반면, 신호 공간 검출기에서는 수신 벡터 $\mathbf{v}_k = [v_k, v_{k-1}, \dots, v_{k-r}]^T$ 가 '+1'과 '-1'이 결정하는 결정 영역 중 어디에 속하는지가 관심사이다 (이 때, 'T'는 벡터 transpose를 나타낸다). 전송 심볼 '+1'과 '-1'에 대한 결정 공간상에서의 좌표들을 각각 f 와 g 라 할 때, 그들로부터 같은 거리에 있는 각각의 결정 경계선 (decision boundary line - $r \geq 2$ 에 대해서는 면 (hyperplane))은 다음과 같이 주어진다.

$$\sum_{i=0}^r (f - v_{k-i})^2 = \sum_{i=0}^r (g - v_{k-i})^2 \quad (7)$$

식 (7)을 벡터 형태로 표현하면 다음과 같다.

$$\mathbf{w}^T \mathbf{v}_k + c = 0 \quad (8)$$

이 때, \mathbf{w} 와 c 는 다음과 같다.

$$w_i = 2(f_i - g_i) \quad \text{for } i=0, 1, \dots, r \quad (9)$$

$$c = \sum_{i=0}^r (g_i^2 - f_i^2)$$

즉, 각각의 결정 경계선 (면)은 웨이트 (weight) 벡터 \mathbf{w} 를 갖는 FIR (finite impulse response) 여파기와 오프셋 (offset) c 에 의해서 구현될 수 있다. 그림 2의 $r=2$ 일 때의 tree를 참고하면, $d=2$ 를 고려할 때 $\mathbf{p}_k^1, \mathbf{p}_k^2, \mathbf{p}_k^4$, 그리고 \mathbf{p}_k^8 에 대응하는 4개의 무잡음 벡터가 존재한다. 논문 [13]을 참고하면, \mathbf{p}_k^1 과 \mathbf{p}_k^8 을 구분하는 단일 결정 경계면만으로 $r=2$ FDTS/DF와 동일한 성능을 보일 수 있음을 알 수 있다 (이를 신호 공간 검출기 (signal space detector; SSD)라 한다). 이 때, FIR 웨이트 벡터와 오프셋은 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{w} = [b_2, b_1, b_0]^T \quad (10)$$

$$c = b_0 b_1 + b_1 b_2 + b_2 b_0$$

FDTS/DF에서 기록 심볼 벡터 $\mathbf{a}_k = [a_k, a_{k-1}, a_{k-2}]^T$ 와 후방 여파기 웨이트 벡터 $\mathbf{b} = [b_0, b_1, b_2]^T$ 에 대해 무잡음 벡터는 $\mathbf{p}_k = [\mathbf{a}_k^T \mathbf{b}, \mathbf{a}_{k-1}^T \mathbf{b}, \mathbf{a}_{k-2}^T \mathbf{b}]^T$ 의 형태로 주어진다. 이 때, 기결정된 심볼 \hat{a}_{k-3} 과 \hat{a}_{k-4} 는 성능 면에서 이득을 주지 못하므로, 폐환 루프 (feedback loop) 벡터 $\mathbf{s}_k = [0, b_2 \hat{a}_{k-3}, b_1 \hat{a}_{k-3} + b_2 \hat{a}_{k-4}]^T$ 에 의해 이들의 영향을 제거하면, $\mathbf{p}'_k = \mathbf{p}_k - \mathbf{s}_k$, $\mathbf{v}'_k = \mathbf{v}_k - \mathbf{s}_k$ 로 나타낼 수 있다. 결과적인 $r=2$ 신호 공간 검출기의 결정 규칙 (detection rule)은 다음과 같다.

$$\hat{a}_{k-2} = \text{sgn}(\mathbf{w}^T \mathbf{v}'_k + \hat{a}_{k-3}c) \quad (11)$$

$$= \text{sgn}(\mathbf{w}^T (\mathbf{v}_k - \mathbf{s}_k) + \hat{a}_{k-3}c)$$

2) 저 복잡도 신호 공간 검출기 (simplified signal space detector; SSSD)

신호 공간 검출기의 복잡도는 정보열 검출 기법인 $r=2$ FDTS/DF에 비해 현저히 적지만, 추가적인 복잡도 감소를 유도할 수 있다. 식 (11)에서 폐환 term인 $\mathbf{w}^T \mathbf{s}_k$ 와 오프셋 $\hat{a}_{k-3}c$ 는 제거될 수 있는 중복 성분을 가지고 있다. 즉, 식 (11)은 다음과 같이 정리 할 수 있다.

$$\hat{a}_{k-2} = \text{sgn}(\mathbf{w}^T (\mathbf{v}_k - \mathbf{s}_k) + \hat{a}_{k-3}c) \quad (12)$$

$$= \text{sgn}(\mathbf{w}^T \mathbf{v}_k + c')$$

이 때, $c' = \hat{a}_{k-3}c - \mathbf{w}^T \mathbf{s}_k = b_0 b_2 (\hat{a}_{k-3} - \hat{a}_{k-4})$ 이다. 여기서 c' 의 제거에 의해 복잡도 감소를 꾀할 수 있음을 유도해 보자. 먼저, $\hat{a}_{k-3} = +1$ 인 경우를 가정한다. 만일 $\hat{a}_{k-4} = +1$ 이면, $c' = 0$ 이므로 안전하게 제거될 수 있다. $\hat{a}_{k-4} = -1$ 에 대해서도 c' 가 안전하게 제거될 수 있음이 보여질 수 있다. 수신 벡터 $\mathbf{v}_k = \mathbf{p}_k + \mathbf{n}_k$ (이 때, \mathbf{n}_k 는 noise 벡터)를 대입하면, 식 (12)의 괄호 안의 term은 다음과 같이 신호 term과 noise term으로 나뉘어 질 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{w}^T \mathbf{v}_k + c &= \mathbf{w}^T (\mathbf{p}_k + \mathbf{n}_k) + c \\ &= (\mathbf{w}^T \mathbf{p}_k + c) + n \end{aligned} \quad (13)$$

이 때, $n = \mathbf{w}^T \mathbf{n}_k$ 이다. 식 (13)에서 에러는 $n \cdot a_{k-2} < 0$ 와 $|n| > |\mathbf{w}^T \mathbf{p}_k + c|$ 을 동시에 만족시킬 때 발생한다. $d=2$ 제한 조건을 고려할 때, $a_{k-4}=-1$ 과 $a_{k-3}=+1$ 에 대해서, a_{k-2} 와 a_{k-1} 은 반드시 +1이어야 한다. 그러므로, 에러 확률

$\Pr(\hat{a}_{k-2} = -1 | a_{k-2} = +1)$ 은 $[a_k, \dots, a_{k-4}] = [-1, +1, +1, -1]$ 인 데이터 패턴에 대해 가장 높다. 이 경우에 $\mathbf{w}^T \mathbf{p}_k$ 와 c 는 각각 $b_1^2 + (b_0 - b_2)^2 + 2(b_0 b_1 + b_1 b_2)$ 와 $2b_0 b_2$ 이다. 여기서 두 가지 사실에 근거하여 c 는 안전하게 제거될 수 있다. 첫째, 후방 여파기 웨이트 벡터 \mathbf{b} 의 일반적인 크기 분포를 고려할 때, $|\mathbf{w}^T \mathbf{p}_k| \gg |c|$ 이다. 둘째, DVD 채널의 특성상 거의 모든 에러는 심볼 천이 구간에서 발생한다는 사실을 상기하면, 기록 패턴 $[a_k, \dots, a_{k-4}] = [-1, +1, +1, -1]$ 에 대해서 에러 확률 $\Pr(n \cdot a_{k-2} < 0 \text{ and } |n| > |\mathbf{w}^T \mathbf{p}_k + c|)$ 은 매우 낮다는 것을 알 수 있다. 그러므로,

$$\Pr(n \cdot a_{k-2} < 0 \text{ and } |n| > |\mathbf{w}^T \mathbf{p}_k + c|) \approx$$

$\Pr(n \cdot a_{k-2} < 0 \text{ and } |n| > |\mathbf{w}^T \mathbf{p}_k|) \approx 0$ 이고, c 는 안전하게 제거될 수 있다. 결과적인 $d=2$ 저 복잡도 신호 공간 검출기 (simplified SSD; SSSD)의 결정 규칙은 다음과 같다.

$$\hat{a}_{k-2} = \text{sgn}(\mathbf{w}^T \mathbf{v}_k) \quad (14)$$

$\hat{a}_{k-3}=-1$ 에 대해서도 (14)와 동일한 결과를 얻을 수 있다. 결과적인 $d=2$ SSSD 시스템은 단지 FIR 웨이트 벡터 $\mathbf{w} = [b_2, b_1, b_0]^T$ 만을 필요로 하며, 이러한 사실은 논문 [14]에 있는 $d=1$ 인 경우의 결과와 동일하다.

그림 5는 제안된 SSSD의 시스템 블록도를 보여 준다. $b_0=1$ 을 가정하면, 단지 2개의 곱셈기와 2개의 덧셈기만으로 구현할 수 있다. 논문 [13]에 있는 기존 신호 공간 검출기의 블록도와 비교할 때, 궤환 루프 및 오프셋이 제거된 것을 확인할 수 있다. 즉, 제안된 시스템은 고속 프로세스 및 저 복잡도 구현에 적합하다.

3) Multi-level Decision Feedback Equalizer (MDFE)

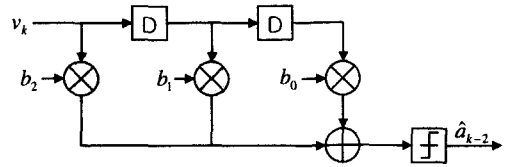


그림 5. 저 복잡도 신호 공간 검출기 (simplified SSD; SSSD). v_k 는 등화기 출력을 나타낸다. $b_0=1$ 을 가정할 때, 2번의 덧셈과 2번의 곱셈만으로 구현할 수 있다.

$d=2$ 제한 조건을 고려할 때, DVD 채널을 길이 5인 대칭적인 응답을 갖도록 선형 등화하면, 임계치 검출기에 의해서 심볼 추정이가 가능하다^[15]. 이 때, 등화기의 출력은 multi-level을 갖게 되지만, $d=2$ 제한 조건에 의해 심볼간 간섭이 존재하지 않거나, 이로 인 심볼간 간섭 (constructive ISI) 만이 존재한다. 그러므로, 등화기의 웨이트 벡터 \mathbf{w}_k 는 심볼간 간섭이 존재하지 않는 기록 패턴, 즉, 에러 확률이 높은 기록 패턴에 대해서만 다음의 제곱 평균 에러 (mean-squared error; MSE)를 최소화하도록 얻어진다.

$$E[(\mathbf{w}^T \mathbf{z}_k - a_k)^2 | a_{k-1} \neq a_{k+1}, a_{k-2} \neq a_{k+2}] \quad (15)$$

이 때, \mathbf{z}_k 는 채널 출력 벡터를 나타낸다. 이와 같은 시스템을 multi-level linear equalizer (MLE)라 한다.

MLE의 구조에 결정 궤환 기법을 결합한 시스템이 바로 multi-level decision feedback equalizer (MDFE) 이다. MDFE는 $d=1$ 을 고려한 자기 기록 장치에서 처음으로 제안되었다^[14]. 그러나, $d=2$ 를 고려하는 광 기록 장치에서는 거의 적용되지 않았다. $d=2$ 를 고려한 MDFE에서는 다음의 제곱 평균 에러를 최소화하도록 여파기를 설계할 수 있다.

$$E[(\mathbf{w}^T \mathbf{z}_k - \mathbf{b}^T \hat{\mathbf{a}}_k - a_k)^2 | a_{k-1} \neq a_{k+1}, a_{k-2} \neq a_{k+2}] \quad (16)$$

이 때, $\mathbf{b} = [b_1, b_2, \dots]^T$ 는 MDFE의 후방 여파기 웨이트 벡터이고, $\hat{\mathbf{a}}_k = [a_{k-3}, a_{k-4}, \dots]^T$ 이다. 채널과 전방 여파기의 컨볼루션으로 얻어지는 응답 c 에 대해, 임계치 검출기의 입력 d_k 는 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} d_k &= c_{-2} a_k + c_{-1} a_{k-1} + c_0 a_{k-2} + (c_1 - b_1) a_{k-3} \\ &\quad + (c_2 - b_2) a_{k-4} + \sum_{i=3}^{\infty} (c_i - b_i) a_{k-2-i} \end{aligned} \quad (17)$$

d_k 가 대칭적인 multi-level 신호가 되어 해로운 심볼간 간섭 (destructive ISI)이 모두 제거될 때 식 (16)의 제곱 평균 에러가 최소가 되므로, 후방 여파기 웨이트 벡터 \mathbf{b} 는 다음과 같이 설계된다.

$$\begin{cases} b_1 = c_1 - c_{-1} \\ b_2 = c_2 - c_{-2} \\ b_i = c_i \quad \text{for } i \geq 3 \end{cases} \quad (18)$$

이와 같이 설계된 $d=2$ MDFE는 MLE에 비해 고밀도에서 결정 재환에 의한 성능 이득을 얻을 수 있을 것으로 기대된다.

4) Run Detector (RD)

앞에서 살펴본 저 복잡도 검출 기법들은 결정 재환 기법의 결합을 통해서 고밀도 채널에서의 noise enhancement를 제거하였다. 또한, 앞에서 살펴본 기법들은 채널과 등화기를 포함한 전체 시스템 응답이 길이 5인 경우에 해당한다. DVD 채널을 길이 7인 대칭적인 응답 \mathbf{q} 를 갖도록 등화하면, 표 I의 경우와 동일하다. 응답의 길이가 5인 경우에 비하여 7인 경우는 협대역의 고밀도 DVD 채널과 더욱 유사하므로, 결정 재환 기법의 결합 없이도 등화 과정에서의 noise enhancement를 줄일 수 있다^[6]. 그러나, 일반적인 DVD 채널의 특성상 $q_3 > 0$ 이므로, 무잡음 출력 $(a * \mathbf{q})_k$ 의 최소값은 $q_0 - 2q_3$ 이 되어 destructive ISI가 발생하게 된다. 이러한 문제는 run detector (RD)를 통해서 해결할 수 있다^{[6][17]}. $d=2$ 의 경우, RD는 DVD 채널의 대부분의 에러가 가장 짧은 run인 3 T의 양쪽 끝 심볼에 집중된다는 사실에 기반한다. 즉, 양쪽 끝 심볼에 모두 에러가 발생하여 1 T 심볼로 검출이 되면, 해당 심볼의 양쪽 심볼을 모두 뒤집는다. 만일 어느 한 쪽 심볼에 에러가 발생하여 2 T 심볼로 검출이 되면, 양쪽 심볼 중 절대값이 작은 쪽을 뒤집는다. 이러한 RD의 결합을 통해 해로운 심볼간 간섭을 제거하고, 길이 7인 응답을 통해 noise enhancement를 줄일 수 있다.

V. 모의 실험 결과 및 분석

본 장에서는 모의 실험에 의한 성능 비교 및 분석이 이루어진다. 먼저, 기존 정보열 검출 기법의 성능을 살펴 본 후, 제안된 저 복잡도 검출 기법들 사이의 성능 비교가 제시된다. 마지막으로 정보열 검출 기법과 제안된 기법들 사이의 종합적인 성능 및 복잡도 비교가 이루어진다.

모의 실험에서는 $4 \leq S \leq 7$ 인 고밀도 DVD 채널이 고려되었으며 ($S=4.6$ 이 4.7GB DVD-ROM에 해당된다), 등화기의 탭 수는 21개로 세팅되었다 (결정 재환 등화기의 경우, 전·후방 여파기에 각각 11개 및 10개의 탭 수가 할당되었다). 각각의 모의 실험 결과는 1,000,000 심볼의 실험 결과를 10번 씩 평균 내어 구해졌다.

1. 정보열 검출 기법의 성능

그림 6은 정보열 검출 기법의 성능 비교를 나타낸다. 그림에서 X-축은 기록 밀도를 나타내며, Y-축은 10^{-4} 의 비트 오차 확률 (bit error rate; BER)을 위해 요구되는 신호 대 잡음비를 나타낸다. 그림을 참고하면, PRML 시스템들 (실선)은 기록 밀도 S 가 증가함에 따라 noise enhancement로 인해 성능이 지수적으로 감소함을 알 수 있다. 반면에 FDTS/DF (점선)의 경우, 결정 재환에 의한 성능 이득으로 기록 밀도가 증가함에 따라 PRML 시스템들의 성능을 능가함을 알 수 있다. 또한, 앞에서 언급했듯이, $d=2$ 에 대해서 $\sum_{k=0}^4 D^k$ 의 응답이 PR target으로 적합하다는 것이 그림에서 보여진다. 즉, target 응답의 길이가 3인 PR(111)ML의 경우 길이가 4인 PR(1331)ML과 거의 유사한 성능을 보임을 알 수 있고, 길이가 4인 PR(1111)ML의 경우 같은 길이인 PR(1331)ML의 성능을 압도하고 길이가 5인 PR(12321)ML과 동일한 성능을 보임을 확인할 수 있다.

결론적으로, 기록 밀도가 증가할 수록 정보열 검출 기법은 긴 PR target (PRML의 경우)과 큰 τ (FDTS/DF의 경우)를 요구하게 되며, 이로 인해 복잡도가 지수적으로 증가함을 확인할 수 있다.

2. 저 복잡도 검출 기법의 성능

그림 7은 다양한 저 복잡도 검출 기법들의 성능 비교를 보여준다. 선형 등화 기법에 기반한 DMF(111), MLE, 그리고 RD와 결정 재환 등화 기법에 기반한 DMF/DF(111), MDFE, 그리고 SSSD 기법이 비교된다. 먼저 선형 등화 기법의 경우를 살펴 보면, $DMF(111) < MLE < RD$ 의 순서로 성능이 나타난다. DMF(111)에 비해 MLE의 성능이 좋은 것은 MLE의 경우 에러 확률이 높은 기록 패턴에 대해서만 선택적으로 등화를 하므로, 상대적으로 noise enhancement가 적기 때문이다. RD 기법이 선형 등화 기법에 기반한 여러 기법 중 가장 뛰어난 성능을 보이는 것은 첫째, 다른 기법들에

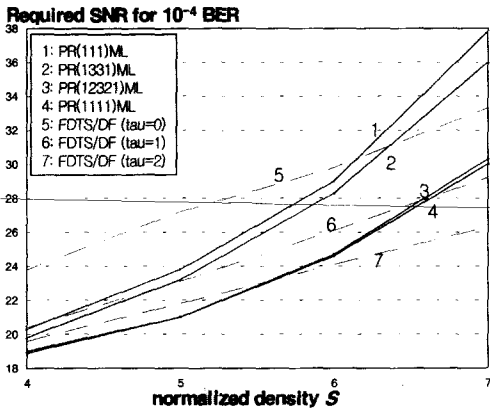


그림 6. 정보열 검출 기법의 성능 비교 기록 밀도 S가 증가함에 따라, PRML 시스템들의 성능 (실선)은 지수적으로 감소하는 반면, FDTS/DF 시스템들의 성능 (점선)은 선형적으로 감소한다.

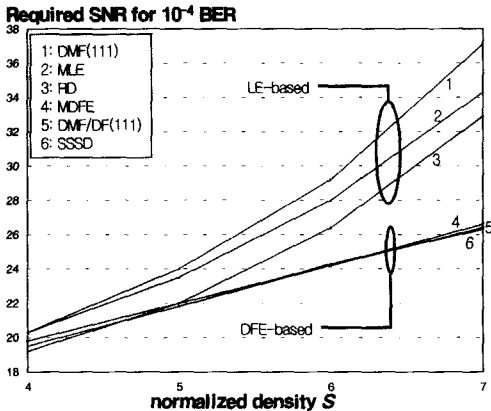


그림 7. 저 복잡도 검출 기법들의 성능 비교 기록 밀도가 증가할수록, 결정 궤환 등화 (DFE)에 기반한 검출 기법들의 성능이 선형 등화 (LE)에 기반한 검출 기법들의 성능을 능가한다.

비해 긴 target 응답 (길이 7)을 가지므로 등화 과정에서 noise enhancement가 적고, 둘째, 성능 저하를 일으키는 심볼간 간섭 (destructive ISI)을 run

detector (RD)에 의해서 충분히 제거하여 유클리디안 거리 특성을 최적으로 유지하기 때문이다.

결정 궤환 등화 기법의 경우는 MDFE, DMF/DF(111), SSSD가 거의 동일한 성능을 보인다. 즉, 다양한 route에 의해서 유도되었지만, $d=2$ 에 의해서 최적의 유클리디안 거리 특성을 유지하고, 결정 궤환에 의한 성능 이득을 얻는 면에서 유사한 구조로 생각할 수 있다. 그림 7을 보면 선형 등화 기법의 경우 기록 밀도가 증가함에 따라 지수적인 성능 열화를 보이는 반면, 결정 궤환 등화 기법의 경우 선형적인 성능 열화를 보인다. 기록 밀도 $S=7$ 인 경우의 예를 들면, 결정 궤환 등화 기법이 선형 등화 기법에 비해 6~11dB의 성능 이득을 보임을 알 수 있다.

3. 정보열 검출 기법과 저 복잡도 검출 기법의 성능 및 복잡도 비교

그림 8은 정보열 검출 기법과 저 복잡도 검출 기법의 성능 비교를 나타낸다. 효과적인 비교를 위해 최적의 성능을 보이는 MFB도 나타내었다. 그림을 참고하면, 선형 등화에 기반한 저 복잡도 검출 기법 중 가장 성능이 우수한 RD의 경우 PR(1111)ML에 비해 1~3dB 정도의 성능 열화 밖에 보이지 않는다. 또한, 복잡도가 최소인 MLE의 경우도 PR(1111)ML에 비해 2~4dB 정도의 성능 열화를 보일 뿐이다. 결정 궤환 등화에 기반한 경우는 제안된 MDFE, DMF/DF(111), 그리고, SSSD가 $\tau=2$ FDTS/DF와 동일한 성능을 보이고, $S>5.6$ 에서는 PR(1111)ML의 성능을 일등히 능가하는 것을 확인할 수 있다. $S=7$ 인 경우의 예를 들면, PR(1111)ML에 비해 4dB 가까운 성능 이득을 보임을 알 수 있다.

표 II는 제안된 저 복잡도 검출 기법들과 정보열 검출 기법의 복잡도 비교를 보여준다. 공통적으로 비교하는 복잡도는 등화 후 검출기에서의 덧셈 및

표 II. 정보열 검출 기법과 저 복잡도 검출 기법의 복잡도 비교 덧셈 및 곱셈은 등화 후 검출 과정에서의 회 수이고, 결정 궤환은 등화 과정에서의 사용 여부이다.

	덧셈	곱셈	결정 궤환	부가 복잡도
PR(1111)ML	16	8	×	path 메모리, 결정 지연
FDTS/DF ($\tau=2$)	8	4	○	.
MLE	.	.	×	선택적 등화를 위한 메모리
RD	.	.	×	RD 과정에 필요한 메모리 및 비교기
MDFE	.	.	○	선택적 등화를 위한 메모리
DMF/DF(111)	2	.	○	.
SSSD	2	2	○	.

곱셈의 횟수와 등화 과정 에서 결정 계환 기법의 사용 여부이고, 그 외의 부가적인 복잡도는 별도로 표시하였다. 표를 참고하면, 제안된 저 복잡도 검출 기법들은 등화 과정 후 검출기에서의 복잡도는 거의 제로에 가깝다. 즉, 표 2는 제안된 저 복잡도 검출 기법들이 하드웨어 구현의 용이성 및 프로세스 속도 면에서 고밀도 DVD에 적합함을 강력히 뒷받침한다. 결론적으로, 그림 8의 성과와 표 2의 복잡도를 참고하여 해당 기록 밀도에서 시스템에 적합한 저 복잡도 검출 기법을 선택할 수 있다. 일반적으로, 적은 power로 훌륭한 성능을 보이는 시스템을 설계하고자 한다면, 결정 계환 기법을 이용하는 MDFE, DMF/DF(111) 및 SSSD를 선택할 수 있을 것이고, 고속의 프로세스 속도 및 저 복잡도 구현에 중점을 둔다면, 선형 등화 기법을 이용하는 RD나 MLE 기법을 선택할 수 있을 것이다.

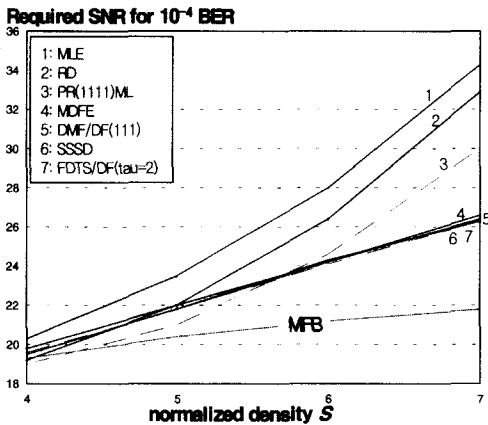


그림 8. 정보열 검출 기법 (점선)과 저 복잡도 검출 기법 (실선)의 성능 비교 MFB의 성능도 나타내었다.

VI. 결론

본 논문은 고밀도 DVD 시스템에서, 고속의 프로세스 속도 및 저 복잡도 구현에 적합한 신호 처리 기법을 제안하였다. 기존 PR(1111)ML의 경우 6-state 비터비 검출 과정에서 16번의 덧셈과 8번의 곱셈이 필요한 반면, RD 및 MLE의 경우는 덧셈과 곱셈을 사용하지 않고도, PR(1111)ML에 비해 1~4dB 정도의 성능 열화만이 존재함을 모의 실험을 통해 확인할 수 있었다.

결정 계환 기법을 적용한 DMF/DF(111), SSSD의 경우는 간단한 3-tap 여파기만으로 8번의 덧셈과 4번의 곱셈을 요구하는 $\tau=2$ FDTS/DF와 동일한

성능을 보였다. MDFE의 경우는 여파기조차도 생략하며, 조건적인 등화에 의해 $\tau=2$ FDTS/DF와 동일한 성능을 보였다. 또한, 열거한 결정 계환 저 복잡도 검출기들은 기록 밀도 $5.6 < S < 7$ 에서 PR(1111)ML에 비해 최대 4dB 정도의 성능 이득을 유발함을 모의 실험을 통해 확인할 수 있었다.

본 논문에서 제안한 결정 계환 저 복잡도 검출 기법들은 기록 밀도와 프로세스 속도가 증가할수록 그 장점이 부각될 것이다. 그러나, 결정 계환 기법의 단점인 error propagation을 무시할 수는 없다. RS-product 부호에 의해 보호될 수 없는 긴 길이의 error propagation은 시스템의 불안정성을 유발하기 때문이다. 이러한 error propagation 문제에 대한 분석 및 해결책 제시는 앞으로의 심도 깊은 연구로 필요로 할 것이다.

참고 문헌

- [1] Hangyu Cho, Jonghoe An, Sunghwan Ong, and Daesik Hong, "Partial response maximum-likelihood system and crosstalk cancellation method for high-density optical recording," *Optical Engineering*, 40(8), pp. 1621-1628, Aug. 2001.
- [2] P. Kabal, et al., "Partial-Response Signaling," *IEEE Tran. Comm.*, 23(9), pp. 921-934, Sep. 1975.
- [3] D. J. Tyner, et al., "Partial Response Equalizer Performance in Digital Magnetic Recording Channels," *IEEE Tran. Magn.*, 29(6), pp. 4194-4208, Nov. 1993.
- [4] T. Narhara, et al., "Partial-Response Maximum-Likelihood Detection Method for Magneto-Optical Recording," *Jpn. J. appl. Phys.*, 36(1B), pp. 549-556, Jan. 1997.
- [5] J. J. Moon, et al., "Performance Comparison of Detection methods in Magnetic Recording," *IEEE Tran. Magn.*, 26(6), pp. 3155-3172, Nov. 1990.
- [6] J. W. M. Bergmans, *Digital Baseband Transmission and Recording*, Kluwer Academic Publishers, 1996.
- [7] C. H. Lee, et al., "A PRML detector for a DVDR system," *IEEE Tran. Consumer Electron.*, 45(2), May 1999.

[8] K. A. Schouhamer Immink, "EFMplus: The Coding Format of the Multimedia Compact Disc," *IEEE Tran. Consumer Electron.*, 41(3), pp. 491-497, Aug. 1995.

[9] R. T. Lynch, Jr., "Channels and Codes for Magneto-optical Recording," *IEEE J. on Sel. Areas in Comm.*, 10(1), pp. 57-72, Jan. 1992.

[10] G. D. Forney, "Maximum-likelihood Sequence Estimation of Digital Sequences in the Presence of Intersymbol Interference," *IEEE Tran. Inform. Theory*, 18(3), pp. 363-378, May 1972.

[11] J. J. Moon, et al., "Constrained-Complexity Equalizer Design for Fixed Delay Tree Search with Decision Feedback," *IEEE Tran. Magn.*, 30(5), pp. 2762-2768, Sep. 1994.

[12] B. Brickner, et al., "A signal space representation of fixed delay tree search for use with $d=0$ codes," *Globecom '95*, pp. 577-581, 1995.

[13] Baldur Steingrímsson, et al., "Signal space detection for DVD optical recording," *IEEE Tran. Magn.*, 37, pp. 670-675, Mar. 2001.

[14] J. G. Kenney, et al., "Multi-level Decision Feedback Equalization for Saturation Recording," *IEEE Tran. Magn.*, 29(3), pp. 2160-2171, July 1993.

[15] Srimi Gopalswamy, et al., "Equalizers for DVD read channel with $d=2$ modulation coding," *Optical Data Storage '97*, 3109, pp. 95-97.

[16] Srimi Gopalswamy, et al., "Simple Detection Technique for $d=2$ Modulated Optical Recording Channels," *ICC '99*, 3, pp. 1967-1971.

[17] Toshiyuki, et al., "A simple detection method for RLL Codes (Run detector)," *IEEE Tran. Magn.*, 33(5), pp. 3262-3264, Sep. 1997.

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

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

주 만 식(Man-sic Joo) 정회원
 1986년 2월 : 연세대학교 전자공학과 졸업
 1995년 2월 : 연세대학교 전자공학과 석사
 1995년 3월 ~ 현재 : 연세대학교 전기전자공학과
 박사과정
 <주관심 분야> 통신공학, 신호 처리, 기록 시스템

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

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