

RLL(2,10) 변조 부호를 고려한 저복잡도 검출 기법

조한규, *이보형, *손희기, 강창언, 홍대식

연세대학교 전기.전자 공학과, *(주)LG 전자 디지털 미디어 연구소

Low-Complexity Detection Techniques for Run-Length Limited Codes with $d=2$

Hangyu Cho, Bohyung Lee, Heegy Son, Changeun Kang, and Daesik Hong

Dept. of Electrical & Electronic Engineering, Yonsei Univ., *LG electronics

PRML (partial response maximum-likelihood) 과 FDTS/DF (fixed-delay tree search with decision feedback)는 기록 저장 시스템에서 준최적의 성능을 보임이 잘 알려져 있다. 그러나, 위와 같은 정보열 검출 기법은 피할 수 없는 복잡도 문제를 가지고 있다. 본 논문은 최소 run 길이 제한조건 $d=2$ 를 가진 광 기록 채널을 위한 다양한 저복잡도 검출 기법을 다룬다. 우선, 결정 궤환 기법을 이용한 이산 정합 여파기 (discrete matched filter with decision feedback : DMF/DF)가 기존의 PRML로부터 유도된다. 유도된 시스템은 PRML보다 결정 궤환에 의한 성능 이득을 갖는다. 또한, 매트릭 계산을 사용하지 않는 저복잡도 FDTS/DF가 유도된다. 모의실험 결과에 의하면, 유도된 저복잡도 검출 기법들은 기록 밀도 $S \geq 5.5$ 에서 $P(D)=1+D+D^2+D^3$ 의 target을 갖는 PRML보다 우수한 성능을 보인다.

I. 서 론

최적의 성능을 보이는 최대 유사 정보열 검출 기법 (maximum-likelihood sequence detection : MLSD)은 심볼간 간섭이 심해짐에 따라, 그 복잡도로 인해 사용이 불가능해진다. 이러한 문제를 해결하기 위하여 PRML (partial response maximum-likelihood) 기법이 사용된다. 그러나, PRML 기법 역시 기록 밀도가 증가함에 따라 PR 응답의 길이가 증가하고, 필연적인 복잡도와 시간 지연 문제를 유발하게 된다.

이러한 PRML의 단점을 극복하기 위한 대안으로 FDTS/DF (fixed delay tree search with decision feedback)가 제시된다. FDTS/DF는 정보열 검출 기법을 결정 궤환 기법과 결합시킨 검출 기법으로서, 유한한 시간 지연과 적절한 복잡도를 갖는다고 알려져 있다. 그러나, FDTS 알고리즘에서의 매트릭 계산은 역시 시스템의 복잡도 문제를 유발한다.

본 논문에서는 매트릭 계산을 사용하지 않는 다양한 검출 기법에 초점을 맞춘다. 제안된 저 복잡도 검출

기법들은 RLL (run-length limited) 변조 부호의 d -제한 조건을 이용한다. 실제로 다양한 저 복잡도 기법들이 많은 논문들에서 다루어져 왔지만, 대부분이 $d=1$ 을 고려한 자기 기록장치에 국한되어 있었다 [1][2].

본 논문에서는 $d=2$ 제한 조건을 갖는 광 기록 채널에서의 다양한 저복잡도 검출 기법을 다룬다. 2 장에서는 결정 궤환 기법을 이용한 이산 정합 여파기 (discrete matched filter with decision feedback : DMF/DF)가 유도된다. 3장에서는 매트릭 계산을 사용하지 않는 단순화된 FDTS/DF가 유도된다. 4장에서는 이러한 저 복잡도 검출 기법과 기존의 정보열 검출 기법 사이의 모의 실험에 의한 성능 비교가 이루어진다. 5장의 최종 결론으로 본 논문의 끝을 맺는다.

II. 결정 궤환 기법을 이용한 이산 정합 여파기

$d=1$ 을 고려한 자기 기록 장치에서, PRML 기법의 비터비 검출기가 단순한 이산 정합 여파기와 입계치 검출기로 대체될 수 있다 [3]. 유사한 유도 과정이 $d=2$ 의 경우에도 적용될 수 있다. 그러나, PRML과 이산 정합 여파기를 이용한 시스템 사이의 등가 성능은 d -제한 조건과 연관된 특별한 경우에만 성립될 수 있다.

먼저 두 시스템을 살펴보도록 하자. 두 시스템에서

이 논문은 2000년도 두뇌 한국 21사업 핵심분야에 의하여 지원되었으며, 한국 과학 기술 재단과 LG 전자 주식회사의 부분적인 연구 지원하에 이루어 졌음

채널 출력은 목표 PR에 맞추어 등화된다. 잡음 강화 (noise enhancement)와 유색 잡음화 (noise colorization)가 없다고 가정하면, 결과적인 채널 모델은 백색 부가 정규화 잡음 (AWGN)이 첨가된 PR 이산 채널과 등가이다 (이러한 가정은 등가 성능 유도에 영향을 미치지 않는다). 그림 1은 등가의 모델링을 나타내며, n_k 는 등화후의 잡음을 의미한다. 그림 1(b)에서, 정합 여파 후에 임계치 검출기의 입력 d_k 는 다음과 같이 주어진다.

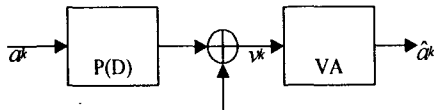
$$\begin{aligned} d_k &= \sum_{j=0}^{m-1} v_{k-j} p_{-j} \\ &= \sum_{j=0}^{m-1} \left(\sum_{i=0}^{m-1} a_{k-j-i} p_i + n_{k-j} \right) p_{-j} \quad (1) \\ &= \sum_{j=0}^{2(m-1)} a_{k-j} p_{j-m} + \sum_{j=0}^{m-1} n_{k-j} p_{-j}. \end{aligned}$$

위 식에서 p_{-j} 는 p_j 의 시간축 역응답을 의미하고, m 은 목표 응답 p_j 의 길이를 의미한다. 또한 응답 q_j 는 PR 이산 채널과 이산 정합 여파기의 컨볼루션을 의미한다. 즉,

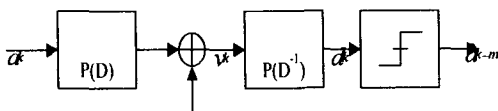
$$q_j = \sum_{i=0}^{m-1} p_i p_{j-i} \quad \text{for } |j| \leq m-1 \quad (2)$$

식 (1)에서 d_k 의 첫 번째 항목은 이산 정합 여파기의 무잡음 출력을 의미하며, 다중 레벨을 갖는 대칭적 신호의 형태를 띄고 있음을 알 수 있다.

$m=4$ 라는 가정하에서 전체 응답 q_k 를 고려해 보자. $d=2$ 제한 조건에 의해 몇몇 기록 패턴은 제외될 것이며, 기록 가능한 패턴과 이에 대응하는 무잡음 출력 $(a*q)_k$ 을 표 1에 나타내었다. 표 1에서 무잡음 출력



(a) PRML



(b) 이산 정합 여파기를 이용한 시스템

그림 1. 등가의 성능을 갖는 시스템

의 최소 크기는 아래의 조건을 만족할 때 q_0 와 같다.

$$\begin{cases} q_1 \geq 0 \\ q_1 + q_2 \geq 0 \\ q_3 \leq 0 \\ q_1 + q_2 + q_3 \geq 0 \\ q_1 - q_2 - q_3 \geq 0 \end{cases} \quad (3)$$

무잡음 출력이 q_0 인 경우는 최적의 성능인 정합 여파기 바운드 (matched filter bound : MFB)에 해당하므로, 조건 (3)을 만족하면, $d=2$ 의 경우에 대해서 이산 정합 여파기를 이용한 시스템이 최적의 성능 (즉, MFB)을 얻을 수 있다는 것을 의미한다. 특히, 가정된 채널에 대해서, 정합 여파기 바운드는 최대 유사 정보 열 검출의 바운드 (MLSD bound)와 일치한다. 따라서, PRML과 이산 정합 여파기를 이용한 시스템의 성능이 같다는 것을 의미한다.

여기서, 이산 정합 여파기에 결정 궤환 기법을 적용하면 잡음 강화에 의한 성능 열화를 제거할 수 있다. 그림 2는 결정 궤환 기법을 이용한 이산 정합 여파기 시스템을 나타낸다. 본 시스템은 결정 궤환 기법에 의해 잡음 강화를 제거함으로써 PRML에 비하여 성능 이득을 가질 수 있을 것으로 기대된다.

III. $d=2$ 를 고려한 저복잡도 FDTS/DF

FDTS/DF는 결정 궤환 등화기와 동일한 등화 기법을 이용한다. 그러나, r 개의 후방 필터 계수를 결정 과정에 포함 시킴으로써, 결정 공간의 확대를 꾀한다. 그림 3은 FDTS/DF 시스템을 나타낸다. $r=2$ 에 대해서 $B_1(D) = b_1 D + b_2 D^2$ 이므로, 결과적인 시스템 응답은 $S_0(D) = 1 + b_1 D + b_2 D^2$ 로 주어진다. $d=2$ 일 때, $r=2$ 의 트리(tree)가 그림 4에 나타나 있다. d -제한 조건을 어기는 경로들은 모두 제거되고, 시간 k 에서 노드 j 의 경로 매트릭을 P_k^j 로 나타낸다. 이 때, \hat{a}_k 가 -1로 결정될 조건은 다음과 같다.

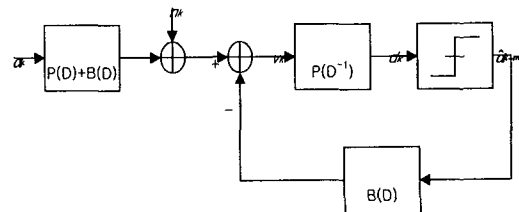


그림 2. 결정 궤환을 이용한 이산 정합 여파기

표 1. $d=2$ 를 고려할 때, 가능한 입력 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		

$$\text{MIN}\{P_k^1, P_k^2, P_k^4, P_k^8\} = P_k^8 \quad (4)$$

$L(i, j) = P_k^i - P_k^j$ 로 정의하면, 조건 (4)는 다음과 같이 표현된다.

$$L(8, 1) = 4((1+b_1+b_2)v_k + (1+b_1)v_{k-1} + v_{k-2}) - 4(b_1+b_1b_2+2b_2) < 0 \quad (5)$$

$$L(8, 2) = 4((b_1+b_2)v_k + (1+b_1)v_{k-1} + v_{k-2}) - 4((1+b_2)b_2) < 0 \quad (6)$$

$$L(8, 4) = 4(b_2v_k + b_1v_{k-1} + v_{k-2}) < 0 \quad (7)$$

$b_0 = 1$ 로 가정하면, 식 (7)은 다음과 같이 정리된다.

$$\sum_{j=0}^2 v_{k-j} b_{-j} < 0 \quad (8)$$

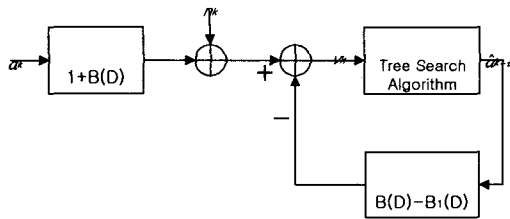


그림 3. FDTS/DF 시스템

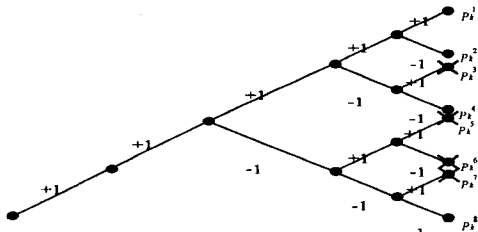


그림 4. $d=2$ 일 때, $\tau=2$ 의 트리(tree)

전체 시스템 응답은 $S_0(D) = 1 + b_1D + b_2D^2$ 이므로, 식 (8)에서의 왼쪽 항은 이산 정합 여파를 의미한다. 즉, FDTS/DF의 3개의 결정 영역 (5),(6)과 (7) 중에서 단지 (7)만을 고려하면, FDTS 알고리즘은 단순한 이산 정합 여파기로 대체되어 질수 있다 (그림 5).

위에서 유도된 저복잡도 FDTS/DF를 결정 제한 기법을 이용한 이산 정합 여파기 시스템 (그림 2)과 비교해 보면, 후자의 방식에서는 저복잡도 FDTS/DF에서 제거된 후방 필터 계수들이 인위적으로 전체 시스템 응답에 포함된 것이다. 즉, 두 시스템은 다른 경로를 통해서 유도된 유사 시스템으로 해석할 수 있다.

IV. 모의 실험 결과 및 분석

본 모의 실험에서는 RLL(2,10) 변조 부호화된 광 기록 채널을 고려한다. 채널 응답은 다음과 같이 주어진다.

$$f(t) = \frac{2}{t_0\sqrt{\pi}} \exp\left\{-\left(\frac{2t}{t_0}\right)^2\right\} \quad (9)$$

이 때, t_0 는 광 스팟(spot)의 $1/e$ -폭(width)을 나타낸다 [4]. 광 기록 재생 시스템에서의 정규화된 정보 밀도 $S = t_0/T$ (T 는 한 심볼 구간을 의미한다)에 대해,

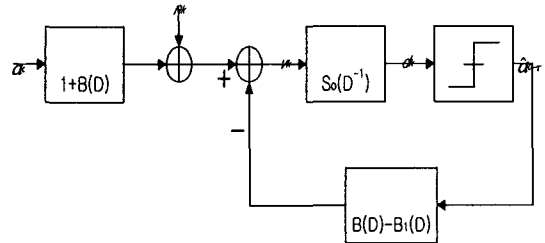


그림 5. $d=2$ 를 고려한 저복잡도 FDTS/DF

모의 실험에서는 $3 \leq S \leq 7$ 인 고밀도만을 고려한다. 채널은 심볼간 간섭과 백색 부가 정규화 잡음의 영향만을 받는다고 가정한다. 채널의 신호대 잡음비 (signal to noise ratio : SNR)는 $S=1$ 에서의 채널 응답 최고치 제곱을 잡음 전력으로 나눈 값이며, 다음과 같다.

$$SNR = \frac{(2/(t_0\sqrt{\pi}))^2}{(N_0/2)(1/t_0)} \quad (10)$$

모의 실험에서 등화기의 탭수는 21이며, 1,000,000 심볼에 대한 실험 결과를 10번 평균내었다.

그림 7은 PRML과 결정 궤환을 이용한 이산 정합 여파기 시스템의 성능 비교를 보여준다. 광 기록 채널을 위한 목표 PR 다항식들을 $P_n(D) = \sum_{k=1}^n D^{k-1}$ 로 나타낼 때, 조건 (3)을 만족하는 $P_3(D)$ 가 목표 PR 다항식으로 사용되었다. 그림에서 $S \leq 6$ 일 때, PRML과 이산 정합 여파기 사이의 등가 성능이 유지됨을 확인할 수 있다 또한, 결정 궤환 기법을 이용한 이산 정합 여파기의 경우는 PRML보다 성능이 우수한 것을 확인할 수 있으며, 특히, 밀도가 높아질수록 결정 궤환에 의한 성능 이득이 증가하는 것을 확인할 수 있다.

저복잡도 검출 기법과 정보열 검출 기법의 종합적인 비교가 그림 7에 보여진다. 그림에서 저복잡도 FDTs/DF의 경우는 $\tau=2$ FDTs/DF와 완벽히 동일한 성능을 보이는 것을 확인할 수 있다 (그래프가 완벽히 겹침). 또한, 저복잡도 FDTs/DF와 결정 궤환 기법을 이용한 이산 정합 여파기의 경우 성능이 거의 비슷한 것을 확인할 수 있다. 특히, 두 개의 저 복잡도 시스템은 $S < 5.5$ 일 때, 목표 PR $P_4(D)$ 를 갖는 PRML과 비교하여도, 1dB 이내의 성능 열화를 보이는 것을 확인할 수 있으며, 고밀도에서는 오히려 우수한 성능을

보이는 것을 확인할 수 있다.

V. 결 론

본 논문은 $d=2$ 를 고려한 저복잡도 검출 기법들을 다루었다. 우선 결정 궤환 기법을 이용한 이산 정합 여파기와 저복잡도 FDTs/DF가 기존의 정보열 검출 기법으로부터 유도되었다. 또한, 두 시스템이 거의 동일한 시스템을 입증하였다. 그리고, 두 시스템의 성능은 목표 PR $P_3(D)$ 를 갖는 PRML보다 결정 궤환 기법에 의한 성능 이득을 가짐을 확인할 수 있었다. 예를 들어, $S=6$ 에서 대략적으로 6dB의 성능 이득을 가짐이 확인되었다. 좀 더 복잡한 구조인 $P_4(D)$ 를 갖는 PRML과 비교하여도, $S \geq 5.5$ 에서 저복잡도 검출 기법의 성능이 우수함을 확인할 수 있었다.

참고 문헌

- [1] J. G. Kenney, et al., "Multi-level Decision Feedback Equalization for Saturation Recording," *IEEE Trans. Magn.*, vol.29, pp.2160-2171, July, 1993.
- [2] J.W.M. Bergmans, "Decision Feedback Equalization for Run-Length-Limited Codes with $d=1$," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 32, pp.3258-3265, July, 1996.
- [3] J.J. Moon and L. R. Carley, "Performance Comparison of Detection Methods in Magnetic Recording," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 26, pp.3152-3172, Nov. 1990.
- [4] J.W.M. Bergmans, "SNR Merits of Binary Modulation Codes in Equalized Digital Recording Systems," *IEEE J. on Sel. Areas in Comm.*, vol.10, pp.157-167, Jan. 1992.

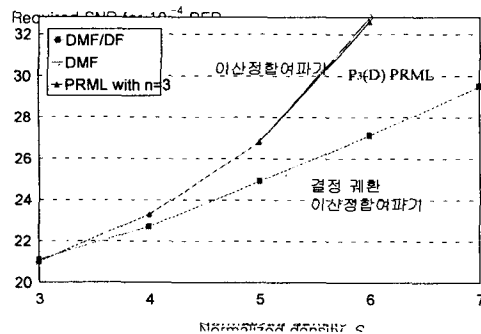


그림 6. PRML과 결정궤환을 이용한 이산정합여파기의 성능 비교.

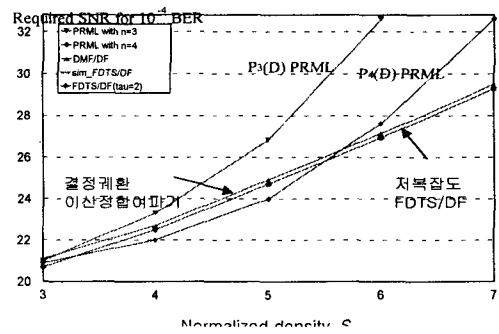


그림 7. $d=2$ 제한 조건을 갖는 광기록 채널에서의 성능 비교