

수직 자기기록 채널을 위한 쌍 잡음 예측 부분 응답 결정 궤환 등화기

정희원 우중재*, 조한규*, 이영일**, 홍대식*

A Dual Noise-Predictive Partial Response Decision-Feedback Equalizer for Perpendicular Magnetic Recording Channels

Choong-Chae Woo*, Han-Gyu Cho*, Young-Ill Lee**, Dae-Sik Hong* *Regular Members*

요약

부분응답 최대유사 (PRML: partial response maximum likelihood) 검출기법은 수직 자기기록 채널에 적합한 검출기법이다. 또한, 잡음 예측 (noise prediction) 기법을 비터비 (Viterbi) 알고리즘의 branch metric 계산에 삼입함으로써 부분응답 최대유사 기법의 성능을 향상시킬 수 있다. 그러나 비터비 알고리즘으로 구현된 시스템은 복잡도 측면에서 단점을 갖는다. 본 논문에서는 이러한 단점을 극복하기 위해, 런 길이 제한 (RLL: run-length limited) 부호기의 최소 런 길이 제한 매개변수 $d=1$ 을 이용하여 새로운 저 복잡도 검출기법을 제안하였다. 제안된 검출 기법은 비터비 검출기를 대신하는 슬라이서와 궤환 여파기로서의 잡음예측기로 구성되어있다. 따라서 비트오율 성능을 향상시키기 위하여 제안된 기법을 쌍(dual) 검출기법으로 확장하였다. 모의실험을 통하여 제안된 구조가 낮은 복잡도를 가지면서, 부분응답 등화기의 목적 응답이 (1,2,1)인 잡음예측 최대 유사 검출기법(NPML: noise-predictive maximum likelihood) 과 유사한 성능을 보임을 확인하였다.

ABSTRACT

Partial response maximum likelihood (PRML) is a powerful and indispensable detection scheme for perpendicular magnetic recording channels. The performance of PRML can be improved by incorporating a noise prediction scheme into branch metric computations of Viterbi algorithm (VA). However, the systems constructed by VA have shortcomings in the form of high complexity and cost. In this connection, a new simple detection scheme is proposed by exploiting the minimum run-length parameter $d=1$ of RLL code. The proposed detection scheme have a slicer instead of Viterbi detector and a noise predictor as a feedback filter. Therefore, to improve BER performance, the proposed detection scheme is extended to dual detection scheme for improving the BER performance. Simulation results show that the proposed scheme has a comparable performance to noise-predictive maximum likelihood (NPML) detector with less complexity when the partial response (PR) target is (1,2,1).

1. 서론

수직 자기기록 장치는 단위 면적당 1 tera-bit의 기록밀도를 가능하게 할 수 있는 저장장치로 부각

되고 있다 [1]. 기존 수평 자기기록 채널에서 널리 사용되었던 여러 가지 부분응답 최대유사 검출기법은 수직 자기기록 장치에 적용하는 다양한 연구가 있었다 [2][3]. 부분응답 최대유사 검출기법은 부분

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

** 수원대학교 전기공학과 (leeyi@mail.suwon.ac.kr)

논문번호 : #030193-0509, 접수일자 : 2003년 9월 8일

※ 본 연구는 한국과학재단의 연구 지원 하에 수행되었습니다.

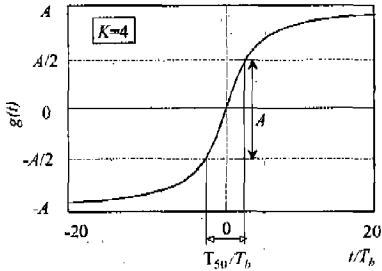


그림 1. 정규화된 기록밀도 $K=4$ 에서 수직 자기기록 채널의 전이 응답.

응답 (PR: partial response) 등화기를 이용하여 전 채널 응답을 기 결정된 목적응답 (target response) 으로 변환한다. 하지만, 목적 응답과 실제 채널 응답의 차이로 발생하는 잡음 강화 (noise enhancement) 현상으로 인하여 부분응답 최대유사 검출기법은 준 최적의 성능을 갖는다. 부분응답 최대유사 검출기법의 부가적인 성능 이득을 위하여 비터비 검출기의 branch metric 계산시 잡음 예측기를 사용하는 잡음 예측 최대유사검출기법에 대한 연구가 있었다 [4][5]. 이러한 최대유사 (ML: maximum likelihood) 검출기법들은 비터비 알고리즘 수행 시 높은 복잡도를 갖는 단점이 있다. 특히, 수직 자기기록 채널과 같이 심각한 심볼간 간섭 (ISI: intersymbol interference) 이 존재하는 채널에서는 부분응답 등화기에서 고차의 목적응답이 고려되므로 비터비 검출기의 복잡도는 더욱 증가하게 된다.

본 논문에서는 런 길이제한 부호기의 최소 런 길이 제한 조건을 이용하여 잡음예측 최대유사 검출기법의 복잡도를 혁신적으로 개선한 새로운 시스템을 제안한다. 제안된 시스템은 $d=1$ 제한조건을 이용하여 비터비 검출기를 간단한 결정제한 등화기 (DFE; decision-feedback equalizer) 구조로 대체하며 [6][7], 부가적인 성능이득을 위하여 쌍 검출기법으로 확장된다 [8].

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 수직 자기기록 채널 모델을 제시한다. III장에서는 본 논문의 핵심으로서, 잡음예측 부분응답 결정 제한 등화기 (NPDFE: noise-predictive partial response decision-feedback equalizer)를 유도하는 과정 및 쌍 검출기법으로의 확장 과정을 설명한다. IV장에서는 쌍 검출기법의 최적의 매개변수를 제시하고, 각 검출기법의 성능을 컴퓨터 모의실험을 통하여 비교

한다. 본 논문은 V장의 결론으로 끝을 맺는다.

II. 수직 자기기록 채널 모델

대표적인 수직 자기기록 채널 모델로는 arctangent 함수를 이용한 모델 [2] 과 오류 함수를 이용한 모델 [9] 이 있다. 또한, 주피수 도메인 근사를 이용한 채널모델을 이용하기도 하다 [10]. 본 논문에서는 arctangent 함수를 이용한 모델을 채택하였고, 다음과 같이 표현된다.

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

여기서, A 는 시간 축에서 전이 응답의 최대 진폭을 나타내고, 최대 진폭의 절반인 값들 사이의 간격을 T_{50} 이라 한다. 정규화된 기록밀도 K 는 T_{50}/T_b 로 정의 된다. T_b 는 사용자 비트 간격을 나타낸다. 그림 1은 정규화된 기록밀도 K 가 4일 때 수직 자기 기록 채널의 전이 응답을 나타낸다.

본 시스템에서 사용자 정보 a_k 는 2/3 런 길이 제한(1,7)부호화 및 NRZ (nonreturn-to-zero) 부호화 된다. 채널 잡음 η 는 부가 백색 가우시안 잡음 (AWGN: additive white Gaussian noise) 으로 가정하였고 채널잡음의 분산을 σ^2 이라할 때, 신호 대 잡음 비 (SNR: signal-to-noise ratio) 는 다음과 같이 정의된다.

$$\text{SNR (dB)} = 10 \log_{10} (A^2/\sigma^2). \quad (2)$$

III. 잡음예측 결정 제한 등화기와 쌍 검출기법

본 논문에서 제안하는 잡음 예측 부분 응답 결정 제한 등화기 (NPDFE: noise-predictive partial response decision-feedback equalizer)는 런 길이제한 부호기의 d 제약과 대칭적인 목적응답을 이용하여 잡음예측 최대유사 기법으로부터 얻어질 수 있다. 또한 제안된 구조는 비트오율 성능을 향상시키기 위하여 쌍 검출기법으로 확장될 수 있다.

A. 잡음예측 부분응답 결정 제한 등화기

$d=1$ 인 경우 잡음예측 최대유사 기법에서의 부분

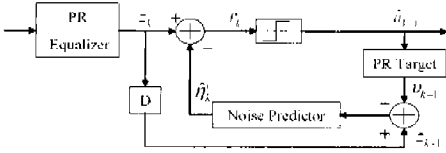


그림 2 잡음예측 결정궤환 등화기의 블록도

응답 등화기가 대칭적인 3탭의 목적응답을 갖는다면, 간단한 슬라이서로서 데이터 검출을 할 수 있다 [6][7]. 이를 간단히 살펴보면 다음과 같다. 런 길이제한 부호기의 $d=1$ 제약은 부호화된 정보 열 a_k 가 길은 부호를 최소한 두 번 이상 유지하도록 한다. 따라서 가운데 비트가 '+'인 경우는 + + +, + + -, - + + 의 정보 열만 존재할 수 있다. 마찬가지로 가운데 비트가 '-'인 경우는 - - -, - - +, + - -, -의 정보 열만 존재하게 된다. 만약 3탭의 목적 응답이 대칭적이면 목적응답은 $\{q_1, q_1, q_0\}$ 로 표현할 수 있다. 이 경우, 부분응답 등화기의 출력은 4가지의 진폭 레벨을 갖는다. 그러나 런 길이제한 부호기에 의해 부호가 연속적으로 바뀌는 정보열 즉 + - +, - + - 이 제거되기 때문에 가운데 비트가 '+'인 경우는 앞뒤 심벌의 부호에 관계없이 항상 양의 값을 갖는다. 마찬가지로 가운데 비트가 '-'인 경우는 항상 음의 값을 갖는다. 그러므로 간단한 슬라이서로 데이터 검출이 가능하다. 그림 2는 잡음예측 결정궤환 등화기의 블록도를 나타낸다. 그림 2에서 부분응답 등화기의 출력은 다음과 같다.

$$z_k = q_0 a_k + q_1 a_{k-1} + q_0 a_{k-2} + \eta_k^c \quad (3)$$

여기서 η_k^c 는 상관관계가 있는 잡음 열을 의미한다. 런 길이제한(1,7) 부호기를 이용하는 잡음예측 결정 궤환 등화기는 한 심벌 구간의 결정 지연시간을 갖는다. 따라서 잡음예측 결정궤환 등화기에서 예측된 잡음 열은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\hat{\eta}_k^c = \sum_{n=0}^{N-1} (z_{k-n-1} - v_{k-n-1}) p_n \quad (4)$$

여기서 N 은 잡음 예측기의 탭 개수이며, p_n 은 MMSE (minimum mean squared error) 잡음 예측기의 계수이다. 이때, v_{k-1} 은 다음과 같이 주어진다.

$$v_{k-1} = \begin{cases} q_1 \hat{a}_{k-2} & \text{if } \hat{a}_{k-1} \neq \hat{a}_{k-3} \\ q_1 \hat{a}_{k-2} + q_0 \hat{a}_{k-1} & \text{if } \hat{a}_{k-1} = \hat{a}_{k-3} \end{cases} \quad (5)$$

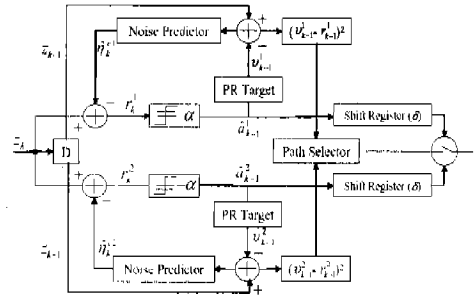


그림 3 쌍 잡음예측 결정궤환 등화기의 블록도

따라서 슬라이서의 입력 r_k 는 다음과 같이 표현된다.

$$r_k = z_k - \hat{\eta}_k^c = q_0 a_k + q_1 a_{k-1} + q_0 a_{k-2} + \hat{\eta}_k^m \quad (6)$$

여기서 $\hat{\eta}_k^m$ 는 백색 잡음 열을 의미한다. 결과적으로 부분응답 등화기의 출력에서 상관관계가 있는 잡음은 잡음 예측기를 통해 백색 잡음화 되어, 성능 향상을 얻을 수 있음을 의미한다.

식 (6)에서 알 수 있듯이, a_k 와 a_{k-2} 가 서로 다른 부호일 때 a_k 와 a_{k-2} 에 의해 생기는 심볼간 간섭은 서로 상쇄된다. 반대로 세 개의 데이터열의 부호가 모두 같은 때는 a_k 와 a_{k-2} 에 의해 발생하는 심볼간 간섭은 신호의 전력을 증가시키는 작용을 하여 신호 대 잡음 비 (SNR: signal to noise ratio) 의 이득을 얻을 수 있다 [6][11].

B. 쌍 잡음예측 부분응답 결정 궤환 등화기

결정 궤환 구조로 이루어진 검출 기법은 쌍 검출 기법으로 확장함으로써 부가적인 성능의 이득을 얻을 수 있다 [8]. 따라서 본 절에서는 제안된 잡음예측 결정궤환 등화기를 쌍 결정 궤환 등화기 (DDFE: dual decision feedback equalizer)와 같이 쌍 검출 기법으로 확장한다.

그림 3은 쌍 잡음예측 결정궤환 등화기의 블록도를 나타낸다. 쌍 잡음예측 결정궤환 등화기는 두 개의 잡음예측 결정궤환 등화기가 부분응답 등화기에 연결되어 있는 구조로 되어있다. 각각의 잡음예측 결정궤환 등화기가 추정된 값을 결정 지연시간만큼 저장할 수 있는 자리 옮김 레지스터 (Shift

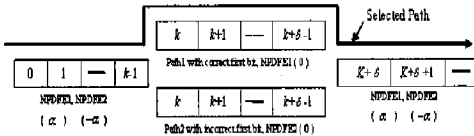


그림 4. 쌍 잡음예측 결정제한 등화기에서 경로 선택과정. 꺾은호는 각 잡음예측 결정제한 등화기의 임계값을 나타냄

Register) 두 개가 존재한다. 또한, 최종적으로 두개의 자리 옮김 레지스터 (Shift Register) 중 하나를 선택하기 위한 경로 선택기 (Path Selector) 가 있다. 쌍 잡음예측 결정제한 등화기를 구성하는 부분 응답 등화기와 잡음 예측기는 앞 절에서 설명한 것과 동일하다.

그림 4는 쌍 잡음예측 결정제한 등화기의 경로 선택과정을 도시화하였다. 그림에서 보이듯이, 잡음예측 결정제한 등화기의 초기 임계 값은 각각 α 와 $-\alpha$ 이다. 그러므로 수신된 데이터 r_k 의 값이 α 와 $-\alpha$ 사이에 존재한다면, 즉, 수신신호의 전력이 작다면, 각각의 잡음예측 결정제한 등화기는 다른 결정 제한 값을 가지고 동작하게 된다. 이러한 동작을 하는 구간을 소실구간 (erasure period) 이라 한다. 소실구간 동안 잡음예측 결정제한 등화기의 검출 오류를 최소화하기 위해서, 각각의 잡음예측 결정제한 등화기의 임계 값은 '0'이 되게 한다. 소실구간은 결정 지연시간 δT_c 동안 유지되며, 소실구간 동안 각각의 잡음예측 결정제한 등화기는 누적오류를 계산하게 된다. 누적오류 계산을 제외한 쌍 잡음예측 결정제한 등화기의 동작은 DDFE와 같다 [8]. 쌍 잡음예측 결정제한 등화기에서 누적오류는 다음과 같이 계산된다.

$$e_i = \sum_{n=0}^{\delta-1} (v_{k+n-1}^i - r_{k+n-1}^i)^2 \text{ for } i = 1 \text{ and } 2 \quad (7)$$

그리고 e_1 과 e_2 는 각각의 잡음예측 결정제한 등화기의 누적 오류를 말한다. 결정 지연시간이 끝난 후, 누적오류가 적은 잡음예측 결정제한 등화기의 출력을 사용자 데이터로 간주한다. 최종적으로 두 경로중 하나를 선택한 후에는 2개의 잡음예측 결정제한 등화기가 갖고 있는 메모리의 값을 같게 함으로써 두 잡음예측 결정제한 등화기를 동기화 하고 초기 모드로 돌아간다. 이러한 과정으로 오류가 없는 경로를 선택함으로써 신뢰성 있는 데이터 복원이 가능하다.

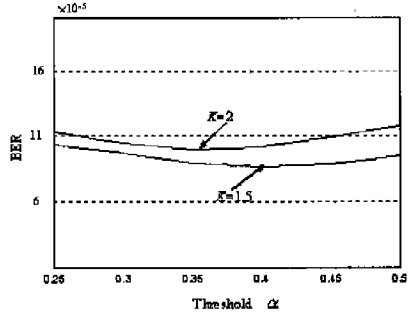


그림 5. 정규화된 기록밀도 1.5와 2에서 임계값에 따른 쌍 잡음예측 결정제한 등화기의 비트오율 성능

IV. 모의실험 결과 및 토의

A. 매개변수에 따른 쌍 잡음예측 결정제한 등화기의 비트오율 성능

쌍 잡음예측 결정제한 등화기에서 결정 지연시간 δ 와 잡음예측 결정제한 등화기의 임계 값 α 는 쌍 잡음예측 결정제한 등화기의 성능에 영향을 미치는 핵심적인 매개변수이다. 본 절에서는 컴퓨터 모의 실험을 통하여 최적의 임계값과 결정 지연시간을 제시하도록 한다. 구현상의 효율성을 고려하여 3배의 목적응답은 (1,2,1)과 같이 대칭적인 양의 정수로 한다.

그림 5는 정규화 된 기록밀도가 1.5와 2일 때 임계값의 변화에 따른 쌍 잡음예측 결정제한 등화기의 비트오율 성능을 나타낸다. 10^{-4} 의 비트오율을 위해 기록밀도가 1.5일 경우에는 결정 지연시간 $\delta = 10$, SNR=18로 하였다. 또한 기록밀도가 2.0일 경우에는 $\delta = 15$, SNR=20.5로 하였다. 기록밀도가 1.5일 때는 임계값이 0.4일 때 기록밀도가 2.0일 때는 임계값이 0.35일 때 가장 좋은 비트오율 성능을 보인다.

그림 6은 결정 지연시간 δ 의 변화에 따른 비트오율 성능을 보여준다. 각 기록밀도에서의 SNR은 그림 5에서 사용된 값과 같다. 단 임계값은 기록밀도가 1.5와 2.0일 때 각각 0.4와 0.35로 하였다. 그림 6에서 볼 수 있듯이, 기록밀도가 1.5일 때 δ 가 6이상이면 비트오율 성능이 수렴함을 알 수 있다. 마찬가지로 기록밀도가 2.0일 때 δ 가 10이상이면 비트

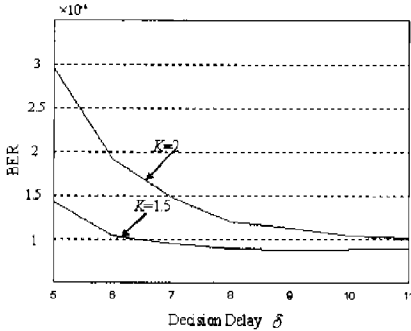


그림 6. 정규화된 기록밀도 1.5와 2에서 결정 지연시간에 따른 쌍 잡음예측 결정제한 등화기의 비트오율 성능

오율 성능이 수렴한다.

기록밀도 1.5에서 3.5까지 최적의 임계값과 결정 지연시간을 표 1에 정리하였다. 표 1에서 보듯이, 기록밀도가 증가함에 따라 임계값은 작아지고 결정 지연시간은 길어진다. 이는 기록밀도의 증가에 따라 심플한 간섭이 증가하기 때문이다. 심플한 간섭이 증가하면 전력에 약한 수신신호가 증가함을 의미한다. 따라서 수신 신호가 절대 임계값 ($|A|$) 보다 큰, 즉, 신뢰성 있는 수신신호에 대해서도 쌍 잡음예측 결정제한 등화기가 소실구간에서 동작할 수 있다. 이러한 현상 때문에 쌍 잡음예측 결정제한 등화기의 임계값은 기록밀도가 증가함에 따라 작아진다. 또한 심플한 간섭이 증가하면 소실구간에서 누적오류 계산에 신뢰성이 낮아지므로 경로선택에서 오류가 발생할 확률이 높아진다. 따라서 경로선택의 신뢰성을 높이기 위하여 쌍 잡음예측 결정제한 등화기의 결정 지연시간은 길어지게 된다.

B. 잡음예측 최대유기 기법과의 비트오율 성능비교

제한된 잡음예측 결정제한 등화기와 쌍 잡음예측 결정제한 등화기에서 부분응답 등화기와 잡음 예측기는 MSE (mean-squared error)를 최소화 하는 방법으로 설계되었다. 쌍 잡음예측 결정제한 등화기에

표 1. 쌍 잡음예측 결정제한 등화기의 매개변수

K	α	δ
1.5	0.1	9
2	0.35	11
2.5	0.3	12
3	0.21	13
3.5	0.18	15

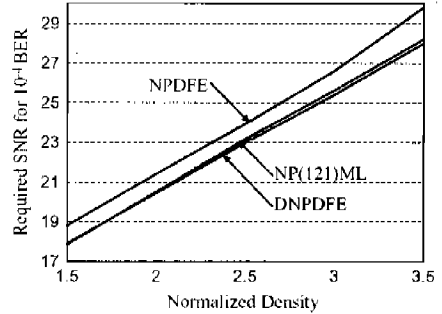


그림 7. 정규화된 기록밀도에 따른 비트오율 성능 비교

서 임계값과 결정 지연시간은 표 1의 값을 사용하였다.

그림 7은 기록밀도 1.5-3.5에서 제안된 기법과 NP(121)ML 기법의 비트오율 성능을 보여준다. 그림 7에서 보듯이, 모든 기록밀도에서 잡음예측 결정제한 등화기는 NP(121)ML 과 비교하여 약 1dB 이내의 성능연하를 보인다. 또한 쌍 잡음예측 결정제한 등화기는 모든 기록밀도에서 NP(121)ML과 거의 동일한 성능을 보인다. 표 2에서는 NP(121)ML 과 쌍 잡음예측 결정제한 등화기의 하드웨어 복잡도를 비교하였다. N_{PREQ} , N_{NP} , 그리고 N_{PM} 은 각각 부분응답 등화기의 개수, 잡음 예측기의 개수, 그리고 경로 메모리의 개수를 말한다. 표 2에서 보듯이 부분응답 등화기는 두 시스템에서 한 개만을 필요로 하지만 NP(121)ML은 4개의 경로 메모리와 6개의 잡음 예측기를 필요로 한다. 반면, 제안된 쌍 잡음예측 결정제한 등화기는 단지 2개의 경로메모리와 2개의 잡음 예측기만을 필요로 한다. 또한, 제안된 쌍 잡음예측 결정제한 등화기는 비터비 알고리즘을 사용하지 않기 때문에 분기 거리 연산 BMC (branch metric computation)을 필요로 하지 않는다. 그러므로 NP(121)ML과 같은 성능을 갖기 위해 요구되는 쌍 잡음예측 결정제한 등화기의 하드웨어 복잡도는 현저히 낮음을 알 수 있다.

표 2. 하드웨어 복잡도 비교

	N_{PREQ}	N_{NP}	N_{PM}	BMC
NP(121)ML	1	6	4	O
DNPDFE	1	2	2	X

V. 결 론

본 논문에서는 잡음예측 결정제한 등화기라는 새로운 저 복잡도 검출기법을 제안하였다. 잡음예측 결정제한 등화기는 런 길이제한 부호기의 d 제약과 대칭적인 부분응답 등화기의 목적응답을 이용하여 잡음예측 최대유사 기법으로부터 얻어질 수 있다. 잡음예측 결정제한 등화기는 부분응답 등화기, 잡음예측기, 그리고 슬라이시만으로 구성되는 간단한 구조를 가진다. 이런 제한된 구조의 간단함을 이용하고 비트오율 성능을 향상시키기 위하여 쌍 잡음예측 결정제한 등화기라 불리는 쌍 검출기법으로 확장하였다. 잡음예측 결정제한 등화기의 확장된 구조인 쌍 잡음예측 결정제한 등화기는 잡음예측 결정제한 등화기에 비해 약 1dB의 성능의 이득을 갖는다. 또한 쌍 잡음예측 결정제한 등화기는 부호율이 2/3인 런 길이제한(1,7) 부호기로 부호화된 수직 차 기기록 채널에서 NP(121)ML과 거의 동일한 비트 오율 성능을 보였다. 하지만, 쌍 잡음예측 결정제한 등화기는 NP(121)ML 기법과 비교해 현저히 작은 복잡도로 구현될 수 있다. 따라서 제안된 쌍 잡음예측 결정제한 등화기의 하드웨어 효율성이 우수함을 알 수 있었다.

참 고 문 헌

[1] R. Wood, "The feasibility of magnetic recording at 1 terabit per square inch," *IEEE Trans. Magn.*, Vol. 36, No. 1, pp. 36-42, Jan. 2000.

[2] Y. Okamoto, H. Sumiyoshi, T. Kishigami, M. Akamatsu, H. Osawa, H. Muraoka, and Y. Nakamura, "A study of PRML systems for perpendicular recording using double layered medium," *IEEE Trans. Magn.*, Vol. 36, No. 5, pp. 2164-2166, Sep. 2000.

[3] S. Gopalaswamy and P. McEwen, "Read channel issues in perpendicular magnetic recording," *IEEE Trans. Magn.*, Vol. 37, No. 4, pp. 1929-1931, Jul. 2001.

[4] E. Eleftheriou and W. Hirt, "Improving performance of PRML/EPRML through noise prediction," *IEEE Trans. Magn.*, Vol. 32, No.

5, pp. 3698-3970, Sep. 1996.

[5] J. D. Coker, E. Eleftheriou, R. L. Galbraith, and W. Hirt, "Noise-predictive maximum likelihood (NPML) detection," *IEEE Trans. Magn.*, Vol. 34, No. 1, pp. 110-117, Jan. 1998.

[6] J. W. M. Bergmans, "Decision feedback equalization for run-length-limited codes with $d=1$," *IEEE Trans. Magn.*, Vol. 32, No. 4, pp. 3258-3265, Jul. 1996.

[7] H. Cho, C. Woo, and D. Hong, "Combining nonlinear equalization and simple detection for high-density optical recording channels," *IEEE Trans. Magn.*, Vol. 38, No. 5, pp. 2313-2315, Sep. 2002.

[8] J. W. M. Bergmans, J. O. Voorman, and H. W. Wong-Lam, "Dual decision feedback equalizer," *IEEE Trans. Comm.*, Vol. 45, No. 5, pp. 514-518, Nov. 1997.

[9] P. Kovintavewat, I. Ozgunes, E. Kurtas, J. R. Barry, and S. W. McLaughlin, "Generalized partial-response targets for perpendicular recording with jitter noise," *IEEE Trans. Magn.*, Vol. 38, No. 5, pp. 2340-2342, Sep. 2002.

[10] R. D. Cideciyan, "Perpendicular and longitudinal recording: a signal-processing and coding perspective," *IEEE Trans. Magn.*, Vol. 38, No. 4, pp. 1698-1704, Jul. 2002.

[11] G. Mathew, B. Farhang-Boroujeny, and R. Wood, "Design of multilevel decision feedback equalizers," *IEEE Trans. Magn.*, Vol. 33, No. 6, pp. 4528-4542, Nov. 1997.

우 중 재(Choong-Chae Woo) 정회원
2000년 8월 : 순천대학교 전자공학과 졸업
2002년 8월 : 연세대학교 전기전자공학과 석사
2002년 9월~현재 : 연세대학교 전기전자공학과
박사과정

<주관심분야> 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

<주관심분야> 통신공학, 신호 처리, 기록 시스템

이 영 일(Young-Il Lee) 정회원
1980년 2월 : 연세대학교 전자공학과 졸업
1990년 2월 : Purdue Univ. 전기공학과 석사
1996년 3월 : Purdue Univ. 전기공학과 박사
1997년 3월~현재 : 수원대학교 전기공학과 교수

<주관심분야> 전력전자, 통신공학, 신호 처리

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