

고밀도 자기 채널을 위한 트렐리스를 바탕으로한 등화기와 컨벌루션 코드를 연결한 반복 복호

준회원 이준*, 정회원 이재진*

Iterative Detection of Concatenated Trellis-Based Equalizer and Convolutional Code for High Density Magnetic Channel

Jun Lee*, Jaejin Lee* *Regular Members*

요 약

최근, 부분 응답 채널(PR4)과 컨벌루션 코드(Convolutional Code)를 병렬 또는 직렬로 연결하여 반복 복호를 수행하는 검출 방법이 많이 연구되고 있다. 부분 응답 채널을 이용한 반복 복호 방법은 선형 등화기를 바탕으로한 PRML(Partial Response Maximum Likelihood)이 선행되어야 한다. 이러한 방법들은 기록 채널에 AWGN(Additive White Gaussian Noise)만 존재할 경우 우수한 성능을 발휘한다.

본 논문은 채널 밀도가 증가함에 따라 채널에서 발생하는 심각한 인접 심벌 간섭(ISI)과 비선형 왜곡을 극복하기 위한 방법으로 기존의 선형 등화기 대신, 트렐리스를 바탕으로 한 등화기(Trellis-Based Equalizer, TBE)와 컨벌루션 코드를 연결하여 반복 복호를 수행하는 TBE/RSC검출 방법을 제안한다. 모의 실험은 채널 밀도를 S=3으로 하고 AWGN 및 비선형 왜곡이 존재하는 채널에서 8/9과 16/17의 코드율로 행하였다. 모의 실험 결과 제안된 TBE/RSC 구조가 기존의 검출 방법인 EPR4ML 및 DFE(Decision Feedback Equalizer)보다 우수한 성능을 보임을 확인할 수 있었다.

ABSTRACT

In recent, many researchers are studying iterative detection method using serially or parallelly concatenated partial response channel/turbo code for magnetic storage systems. Iterative detection method using partial response channel must precede PRML(Partial Response Maximum likelihood) based on linear equalizer. The methods can only achieve good performance only when there is AWGN(Additive White Gaussian Noise) in the channel.

In this paper, to overcome channel impairments, that are intersymbol interference(ISI) and nonlinear distortion, we propose iterative detection method using concatenated trellis-based equalizer(TBE)/Turbo code. In simulation, the channel includes AWGN. The densities of the channel are S=4.6 and S=7.0. The code rates of turbo code are 8/9 and 16/17. We identify that the proposed method achieves better performance than conventional detection methods, which are EPR4ML and DFE(Decision Feedback Equalizer).

1. 서론

자기 기록 시스템에서 디지털 데이터 저장 용량의 증가는 필수적으로 채널 밀도의 증가가 필요하다. 채널 밀도의 증가는 극심한 인접 심벌 간섭과

비선형 왜곡을 발생시킨다^[1]. 고밀도 데이터 기록을 위해서는 이러한 문제점들을 극복할 수 있는 등화 및 검출 방법이 필수적이다. 집적 기술의 빠른 발전으로 시스템 전체의 성능을 향상시키기 위해 기존의 선형 등화기나, 결정 제한 등화기를 좀더 정교한

* 동국대학교 전자공학과

논문번호: 00126-0414, 접수일자: 2000년 4월 14일

등화기로 대체하는 것이 가능하게 되었다. 대체 가능한 정교한 등화기는 터보 코드 또는 컨벌루션 코딩 코드와 연계하여 반복 등화를 수행할 수 있는 터보 등화기이다. 터보 등화기는 이동 무선 통신 시스템에서 다중 경로 페이딩에 의한 극심한 인접 심벌 간섭을 제거하기 위해 Douillard 등^[2]에 의해 제안되었다.

터보 코드는 두 개의 복호기를 이용한 반복 복호를 수행하여 AWGN 채널에서 새는 (Shannon) 채널 용량에 가까운 성능을 발휘할 수 있는 이진 입력력을 기본으로 한 채널 코드로서 1993년 Berrou 등^[3]에 의해 처음 소개되었다. 최근 자기 기록 시스템에서는 터보 코드의 우수한 반복 복호 능력 때문에 데이터 검출기로서 많이 연구되고 있다^{[4][5]}. Ryan은 PR4 신호로 근사화된 신호를 PRML 검출기로 복호한 후, 복호한 데이터를 터보 코드에 의한 반복 복호를 수행함으로써 1에 가까운 코드율에서 우수한 성능을 발휘하는 데이터 검출 방법을 제안하였고^[4], McPheters 등은 직렬로 연결한 안쪽 코드 디코더와 바깥 코드 디코더의 반복 복호에 의해 1에 가까운 코드율에서 우수한 성능을 발휘하는 검출 방법을 제안하였다^[5].

본 논문은 Ryan 및 McPheters의 제안과는 달리 가우시안 잡음 외에 비선형 천이 잡음이 존재하는 채널에서 PRML 방법을 사용하지 않으면서 우수한 성능을 발휘하는 트렐리스를 바탕으로 한 등화기 (Trellis-Based Equalizer, TBE)^[2]와 컨벌루션 코딩을 연결한 TBE/RSC(Recursive Systematic Convolutional)검출 방법을 제안한다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 터보 등화기에 대하여 소개하였고, 3장에서는 MAP(Maximum A posteriori) 설명하였다. 4장에서는 본 논문에서 제안한 검출기의 동작 과정을 설명하였고, 5장에서는 비선형 자기 채널 모델링 방법을 살펴보았다. 6장에서는 모의 실험을 통하여 제안한 검출기와 기존의 검출 방법인 EPR4ML 및 DFE와 성능을 비교 및 분석하였으며, 7장에서는 결론을 내렸다.

II. 터보 등화기

터보 등화 시스템을 구성하기 위한 가장 중요한 요소로는 트렐리스를 바탕으로 등화를 수행하는 TBE가 있다.

TBE는 $G(D) = 1 + C_1D + C_2D^2 + \dots + C_nD^n$ 형태의 생성 다항식을 사용하여 인코더를 구성한다.

TBE의 생성 다항식 $G(D)$ 에서 확인할 수 있듯이 현 입력 심벌에 이전 심벌들의 간섭이 포함된 출력, 즉 ISI가 포함된 출력을 내보내게 된다. TBE 인코더의 구조는 그림 1과 같다. 여기서 C_n 은 채널을 근사화한 임펄스 계수를 나타내며, D 는 지연을 의미한다. TBE의 등화는 $G(D)$ 의 입력에 대한 ISI가 포함된 출력의 모든 조합을 가진 트렐리스를 이용하여 수신 데이터와 ML(Maximum Likelihood)을 수행함으로써 이루어진다. 예로서 TBE의 생성 다항식이 $G(D) = 0.5 + D + 0.5D^2$ 이라면, TBE의 디코더를 위한 트렐리스 구조는 그림 2와 같다. 그림 2와 같은 트렐리스 구조는 TBE/RSC 인코더의 출력 y_k 를 등화하기 위해 사용한다. 트렐리스를 바탕으로 등화를 하기 때문에 기존의 등화기 즉, 선형 등화기나 결정 개환 등화기와는 달리 혼련 모드가 필요 없으며, 또한 다른 복호기와 연계해 반복적인 등화, 즉 터보 등화를 수행함으로써 우수한 성능을 발휘한다. 자기 기록 시스템은 채널 임펄스가 알려져 있고 채널 임펄스가 정적이기 때문에 이동 통신 시스템에서 사용하는 채널 추정 알고리즘 없이 터보 등화 방법을 적용할 수 있다.

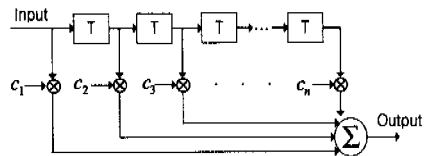


그림 1. 근사화된 채널 임펄스 샘플을 사용한 TBE 인코더

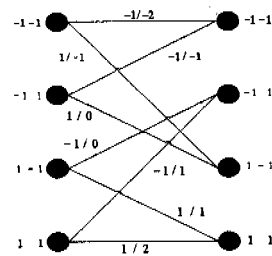


그림 2. 생성 다항식이 $G(D) = 0.5 + D + 0.5D^2$ 일 때 TBE 디코더를 위한 트렐리스 다이어그램

III. MAP 검출기

MAP 검출기는 수신 데이터를 바탕으로 하여 수신 데이터가 바로 전송된 데이터일 확률(APP)에 자연 로그를 취한 값이 0보다 크면 1로 그렇지 않으면 0으로

결정하는 검출기이다. LLR(Log-Likelihood Ratio)을 수식으로 나타내면 식 (1)과 같다.

$$\Lambda(d_k) = \ln \frac{P(d_k=1/R_k^N)}{P(d_k=0/R_k^N)} \quad (1)$$

여기서 d_k 는 각각의 전송된 데이터이고, R_k^N 은 모든 수신 데이터를 의미한다. 시간 k 에서 메모리 상태를 m 이라 하고 $k-1$ 에서의 메모리 상태를 m' 라 하자. 이때 m 과 m' 값은 0과 2^M-1 사이의 값을 가진다. 여기서 M 은 인코더의 메모리 개수를 나타낸다. LLR 계산을 위한 자세한 수식 표현은 식 (2)와 같다.

$$\Lambda(d_k) = \ln \frac{\sum_{m=0}^{2^M-1} \sum_{m'=0}^{2^M-1} \gamma_i(R_k, m', m) \alpha_{k-1}(m') \beta_k(m)}{\sum_{m=0}^{2^M-1} \sum_{m'=0}^{2^M-1} \gamma_0(R_k, m', m) \alpha_{k-1}(m') \beta_k(m)} \quad (2)$$

여기서 $R_k = (x_k, y_k)$ 는 시간 k 에서 수신한 데이터를 의미한다. MAP 검출기의 포워드 메트릭 확률(Forward Metric Probability, FMP)은 식 (3)과 같다.

$$\alpha_k(m) = \frac{\sum_{m'=0}^{2^M-1} \sum_{r=0}^{2^M-1} \gamma_i(R_k, m', m) \alpha_{k-1}(m')}{\sum_{m'=0}^{2^M-1} \sum_{r=0}^{2^M-1} \gamma_i(R_k, m', m) \alpha_{k-1}(m')} \quad (3)$$

FMP를 계산하기 위한 MAP 검출기의 초기화는 다음과 같다.

$$\alpha_0(m) = 1 \quad m=0$$

$$\alpha_0(m) = 0 \quad \forall m \neq 0$$

MAP 검출기의 백워드 메트릭 확률(Backward Metric Probability, BMP)은 식 (4)와 같다.

$$\beta_k(m) = \frac{\sum_{m'=0}^{2^M-1} \sum_{m''=0}^{2^M-1} \gamma_i(R_{k+1}, m', m) \beta_{k+1}(m')}{\sum_{m'=0}^{2^M-1} \sum_{m''=0}^{2^M-1} \gamma_i(R_{k+1}, m', m) \alpha_k(m'')} \quad (4)$$

BMP를 계산하기 위한 MAP 검출기의 초기화는 다음과 같다.

$$\beta_N(m) = 1 \quad m=0$$

$$\beta_N(m) = 0 \quad \forall m \neq 0$$

MAP 검출기의 가지 천이 확률(Branch Transition Probability, BTP)은 식 (5)와 같다.

$$\gamma_i(R_k, m', m) = a \times b \times c \quad (5)$$

여기서 $a = P(R_k/d_k = i, S_k = m, S_{k-1} = m')$ 채널 천이 확률(Channel Transition Probability)이고, $b = P(d_k = i/S_k = m, S_{k-1} = m')$ 는 인코더가 결정되면 미리 결정되는 확률이며, $c = P(S_k = m/S_{k-1} = m')$ 는 상태 천이 확률(State Transition Probability, STP)를 의미한다.

IV. TBE/RSC의 동작 과정

TBE/RSC 검출기의 인코더 구조는 그림 3과 같다. TBE/RSC 인코더는 사용자 비트를 RSC 인코더에 의해 인코딩한 후 믹스에 의해 직렬화 한다. 직렬화된 데이터의 일부는 인코더의 코드율 향상을 위해 펄치링 행렬에 의해 삭제된다. 삭제된 데이터는 기록 채널에서 발생하는 연접 에러를 줄이기 위해 인터리빙 과정을 거쳐 ISI, 비선형 왜곡 및 AWGN이 존재하는 채널을 통과해 y_k 로 재생된다.

여기서 $h(t-kT, PW50)$ 경우는 y_k 에 비선형 왜곡이 첨가되지 않았음을 의미하며, $h(t-kT, PW50 + w(a_k))$ 는 비선형 왜곡이 첨가 되었음을 의미한다. 인코더에 의해 출력된 y_k 는 그림 4의 구조를 가지는 TBE/RSC 디코더에 입력된다. 입력된 데이터 y_k 는 RSC 디코더에 의해 공급된 a_k 의 부가 정보 ($L_{ext}(a_k)$)와 함께 그림 2와 같은 트렐리스 구조와 ML(Maximum Likelihood)을 통하여 등화된다. TBE의 출력값 $\Lambda(a_k)$ 에서 $L_{ext}(a_k)$ 를 뺀 값은 디인터리빙된 후 펄치링된 위치에 0을 삽입하는 디펄치링 과정 및 직렬화된 정보 및 패리티 데이터를 병렬로 분리하는 디믹싱 과정을 거쳐 RSC 디코더에 입력된다. RSC 디코더는 입력된 데이터, 즉 정보 및 패리티 값에 대한 LLR값을 출력하여 반복 등화 과정에서 TBE가 이용할 부가 정보를 계산하는데 필요한 값을 제공한다. 부가 정보 계산은 RSC 디코더의 출력값인 정보 비트에 관한 LLR값과 패리티 비트에 관한 LLR값을 믹싱 및 펄치링한 후 산출된 값에서 디인터리빙된 $\Lambda(a_k) - L_{ext}(a_k)$ 값을 빼준다.

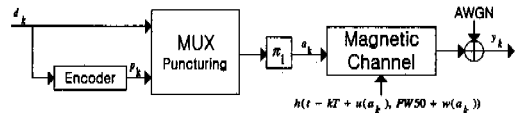


그림 3. TBE/RSC 인코더

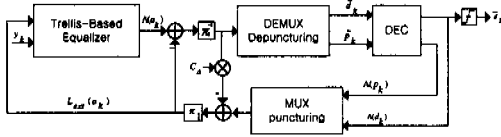


그림 4. TBE/RSC 디코더

V. 비선형 자기 채널 모델

A. 비선형 자기 채널

디지털 자기 기록 시스템에서는 자성 물질의 히스테리시스 특성을 이용해 포화 기록을 사용한다. 즉, 헤드의 코일에 공급되어진 전류에 의해 이진 데이터 $a_k \in (-1, +1)$ 를 두 방향 중 한 방향으로 자화한다. 기록 시스템에서 미분 특성은 자화 천이 데이터 $b_k = a_k - a_{k-1}$ 와 관계가 있다. 디지털 자기 기록 채널에서 자화의 천이에 의한 응답은 식 (6)과 같은 로렌쯔안(Lorentzian) 펄스로 모델링할 수 있다^[1].

$$g(t, PW50) = \frac{A}{PW50 \left(1 + \frac{2t}{PW50}\right)^2} \quad (6)$$

여기서 A 는 정규화된 상수이며, $PW50$ 은 절반 높이에 대한 펄스 폭을 나타낸다. 두 번의 연속적인 자속의 천이는 식 (7)의 이중비트 응답으로 모델링 될 수 있다.

$$h(t, PW50) = g(t, PW50) - g(t - T, PW50) \quad (7)$$

여기서 T 는 심벌 주기를 나타낸다. 자화 천이 이동, 자화 천이 확장과 같은 비선형 왜곡이 존재할 때 재생 신호는 식 (8)과 같이 나타낼 수 있다^[1].

$$y(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k h(t - kT + u(a_k), PW50 + w(a_k)) + n(t) \quad (8)$$

여기서 $u(a_k)$ 와 $w(a_k)$ 은 각각 데이터에 종속적인 자화 천이 이동과 자화 천이 확장을 나타내며, $n(t)$ 는 AWGN을 나타낸다. 자화 천이 이동이란 쓰여진 천이 위치가 인접 천이들에 의해 영향을 받아 천이 위치가 이동하는 것이다. 천이 이동의 요인으로는 첫째로 재기록에 의한 이동이 있다. 재기록 이동이란 한 방향으로 자화된 매질에 쓰여진 지속 방향과 반대 방향 자화를 야기시키는 전류가 헤드의 코일에 공급될 때 천이가 ϵ_0 만큼 이동하는 것을 의미한다.

다. 재기록에 의한 천이 이동은 식 (9)와 같이 나타낼 수 있다.

$$u_0(a_k) = \frac{\epsilon_0}{2} (a_k - a_{k-1}) \quad (9)$$

두 번째로 현재의 천이를 중심으로 한 비트 전에 천이가 있을 때 원하는 천이 위치 보다 상대적으로 ϵ_1 만큼 일찍 천이가 발생하는 것과, 두 비트 전에 천이가 있을 때 원하는 천이 위치 보다 상대적으로 ϵ_2 만큼 천이가 발생하는 인접 심벌에 의한 천이 이동이 있으며 각각 수식으로 나타내면 식 (10), (11)과 같다.

$$u_1(a_k) = -\frac{\epsilon_1}{4} (a_k - a_{k-1})(a_{k-1} - a_{k-2}) \quad (10)$$

$$u_2(a_k) = -\frac{\epsilon_2}{4} (a_k - a_{k-1})(a_{k-2} - a_{k-3}) \quad (11)$$

위 효과가 각각 독립적으로 발생한다고 가정하면 재생 신호 $y(t)$ 에서 $u(a_k)$ 는 식 (12)와 같이 쓸 수 있다.

$$u(a_k) = u_0(a_k) + u_1(a_k) + u_2(a_k) \quad (12)$$

자화 천이 확장이란 현 천이를 중심으로 한 비트 전의 천이에 의해 야기되어지는 다른 종류의 왜곡으로서 천이 폭이 랜덤하게 변하는 현상을 의미한다^[8]. 이로 인해 $PW50$ 이 달라진다. 재생 신호 $y(t)$ 에서 $w(a_k)$ 는 식 (13)과 같이 쓸 수 있다.

$$w(a_k) = \Delta PW50 (a_k - a_{k-1})(a_{k-1} - a_{k-2}) \quad (13)$$

자화 천이가 발생할 경우, 자화 천이 경계면에서는 지그재그(Zig-Zag) 형태로 자화가 유도된다. 지그재그 자화 형태는 채널 밀도와 인접 자화의 방향에 따라 달라지며 자화 천이 확장과 비선형 천이 이동을 야기한다. 비선형 천이 이동 인자($\epsilon_0, \epsilon_1, \epsilon_2$)의 값은 자화 천이 경계면에서 발생한 지그재그 자화 정도의 평균으로 산출되며, 천이 확장 인자 $\Delta PW50$ 은 인접 심벌의 간섭 정도에 따라 결정된다.

VI. 모의 실험

모의 실험을 위해 RSC 코드의 생성 다항식은 구속장이 3인 (7,5)코드를 사용하였다. 인터리버는 랜덤 인터리버를 사용하였고, 반복 등화 및 검출 회수

는 3번으로 고정하였다. 또한 채널 밀도는 $S=3$ 으로 하고, 반복 등화를 위한 사용자 비트 (d_k)의 프레임 사이즈는 624로 하였다. RSC 코드의 코드율은 8/9, 16/17 두 가지를 실험하였다. 비선형 채널 1을 위해 $\epsilon_1=0.275$, $\epsilon_2=0.0625$, $\Delta PW50=0.1$ 로 인자들을 설정하였으며, 비선형 채널 2를 위해서는 $\epsilon_1=0.275$, $\epsilon_2=0.0625$, $\Delta PW50=0.1375$ 로 설정하였다^[8]. ϵ_0 은 랜덤 잡음으로 생각되기 때문에 비선형 파라미터 인자로서 고려하지 않았다^[6]. 그림 5는 AWGN 및 인접 심벌 간섭이 존재한다는 가정하에, TBE/RSC와 부분 응답 다항식으로 $P(D)=1+D-D^2-D^3$ 를 가지는 EPR4ML 및 DFE 성능을 비교한 그림이다. 10^{-5} 의 에러율에서 TE/RSC가 기존의 검출 방법과 비교해 약 4~5dB의 이득이 있음을 확인할 수 있다. 그림 6,7은 AWGN, ISI 및 비선형 왜곡이 존재한다는 가정하에, TBE/RSC와 기존의 검출 방법과 성능을 비교한 그림이다. AWGN 및 ISI만 존재하는 채널에서의 성능과 비교해 성능 이득은 작지만 EPR4ML보다 약 2~4dB의 이득이 있음을 확인할 수 있다. 채널의 변화에 따른 성능 이득의 차이는 근사화된 채널 임펄스 샘플을 사용하는 TBE 인코더의 출력이 채널의 임펄스를 변화시키는 비선형 왜곡이 포함된 채널 출력과 불일치(Mismatch)가 많이 발생하기 때문이다. 그림 8은 채널의 비선형 유무에 따른 이중 비트 응답을 나타낸 그림으로서 불일치가 많이 발생한다는 사실을 뒷받침한다.

VII. 결론

본 논문은 자기 채널에서 TBE를 이용한 반복 등화 및 검출 방법을 제안하였다. TBE/RSC 구조는 1에 가까운 전송률에서도 기존의 검출 방법보다 우수한 성능을 발휘하며, 또 성능은 동일한 채널에서 코드율의 변화에 크게 민감하지 않음을 확인할 수 있다. 이 반복 등화 및 검출 방법은 생성 다항식의 선택, 인터리버 크기, 반복 디코딩의 횟수, 코드율을 높이기 위한 펄스형 행렬의 선택, TBE의 탭 개수, 구현시 복잡성 등의 최적화를 통하여 더 좋은 성능을 나타낼 수 있을 것이다.

참고 문헌

[1] J. Bergmans, "Digital Baseband Transmission and Recording," KAP 1996.

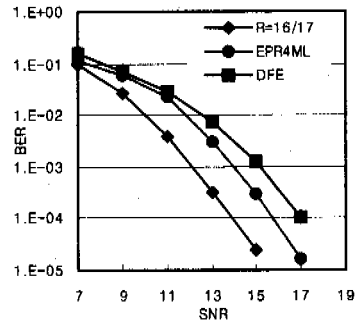


그림 5. 가우시안 채널에서, 채널 밀도가 S=3일 때 TBE/RSC와 기존 검출 방법과의 성능 비교

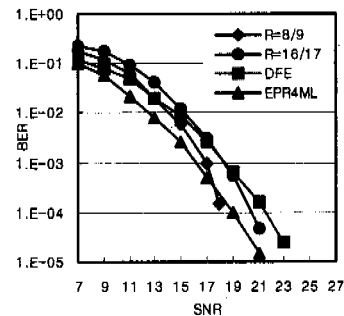


그림 6. 비선형 채널 1, 채널 밀도 S=3에서 TBE/RSC와 기존 검출 방법과의 성능 비교

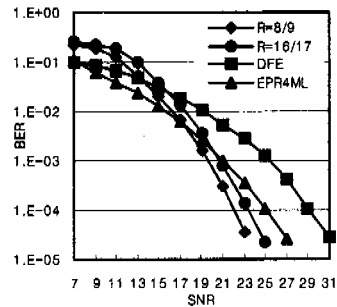


그림 7. 비선형 채널 2, 채널 밀도 S=3에서 TBE/RSC와 기존 검출 방법과의 성능 비교

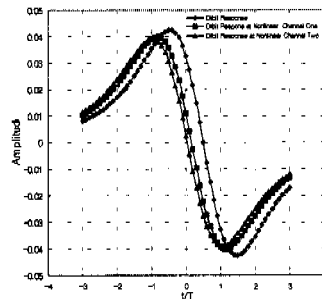
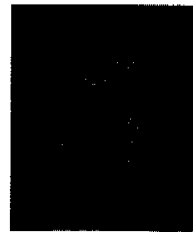


그림 8. 채널 밀도 S=3에서 채널의 변화에 따른 이중 비트 응답

- [2] C. Douillard, M. Jezequel, C. Berrou, A. Picart, P. Didier, and A. Glavieux, "Iterative correction of ISI: Turbo equalization," European Transactions on Telecommunications, vol. 6, no. 5, pp. 507-511, Sep 1995.
- [3] C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitima jshima, "Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo codes," Proc. of ICC, pp. 1064-1070, May 1993.
- [4] W. Ryan, "Performance of high rate tur bo codes on a PR4-equalized magnetic recoding channel," Proc. of ICC, pp. 947-951, June 1998.
- [5] L. McPheters and S. McLaughlin, "Precod ed PRML, serial concatenation, and iterative decoding for digital magnetic recording," IEEE Trans. on Magnetics, vol. 35, no. 5, Sep. 1999.
- [6] J. Moon and L. R. Carly, "Performance comparison of detection methods in magnetic recording, " IEEE Trans. on Magnetics, vol. 26, pp. 3155-3172, Nov. 1990.
- [7] J. Hagenauer, "Rate compatible punctur ed convolutional codes(RCPC-codes) and their application," IEEE Trans. on Communications, vol. 36, pp. 389-400, 1988.
- [8] S. Choi, S. Ong, C. You, D. Hong, and J. Cho, "Performance of neural equ alizers on partial erasure model," IEEE Trans. on Magnetics , vol. 33, no. 5, pp. 2788-2790, Sep. 1997.

이 준(Jun Lee)

준회원



1998년 2월 : 동국대학교
전자공학과 학사 졸업
2000년 2월 : 동국대학교
전자공학과 석사 졸업
2000년 3월~현재 : 동국대학교
전자공학과 박사과정

<주관심 분야> 기록저장시스템 및 채널 코드(RSPC, Turbo Code)

이 재 진(Jaejin Lee)

정회원

1983년 2월 : 연세대학교 전자공학과 졸업
1984년 12월 : U. of Michigan, Dept. of EECS 석사
1994년 12월 : Georgia Tech, Sch. of ECE 박사
1995년 1월~1995년 12월 : Georgia Tech, 연구원
1995년 1월~1997년 2월 : 현대전자 정보통신연구소,
책임연구원
1997년 3월~현재 : 동국대학교 전자공학과 조교수
<주관심 분야> 통신이론, 비밀통신, 기록저장시스템