

論文94-31B-11-4

디지털 고밀도 기록 채널의 비선형 왜곡 감소를 고려한 PRML

(A Modified PRML for Reduction of Nonlinear Distortion in Digital High-Density Recording Channels)

孫周信*, 徐光樂*, 趙鏞洙*, 林龍勳**, 尹大熙**

(Joo-Sin Son, Kwang-Lak Seo, Yong-Soo Cho, Yong-Hoon Lim and Dae-Hee Youn)

要約

본 논문에서는 디지털 고밀도 저장 장치의 비선형성 감소를 위한 변형된 형태의 PRML에 대하여 논한다. 기록 채널에서 자속간의 비선형 상호 작용을 감소시킬 수 있는 비선형 보상기를 갖는 PRML을 제안하고, 세 종류의 다른 밀도를 갖는 기록 채널에 제안된 방식을 적용한다. 모의 실험을 통해 기존의 PRML과 성능을 비교함으로써 기록의 고밀도화에 따라 증가하는 비선형 심볼간 간섭이 본 논문에서 제안된 비선형 보상기를 갖는 PRML에 의해 효율적으로 감소될 수 있음을 확인한다.

Abstract

In this paper, a modified version of PRML is discussed to reduce nonlinearity in digital high-density storage devices. We propose a PRML with a nonlinear compensator which can reduce nonlinear interaction between the stored flux regions on the storage channel, and apply it to recording channels with three different densities. By comparing its performance with the existing PRML through computer simulation, we confirm that the nonlinear intersymbol interference increasing with high-density recording channels can be reduced effectively by the PRML with a nonlinear compensator.

1. 서론

HDD, 디지털 VCR, 광 자기 디스크 기록 장치 등에서 헤드, 기록 매체, 인터 페이스 기술의 발전에

의해 기록 밀도가 꾸준히 증가하여 왔으나 최근 새로운 기법의 신호 처리 방식에 의해 더욱 가속화되고 있다. 현재 사용되고 있는 대부분의 기록 채널에서는 시스템의 고신뢰도와 고밀도를 얻기 위해 RLL(run-length limited) 부호화와 아날로그 검출 방식인 PD(peak detection) 방식이 이용되고 있다. 그러나 최근 디지털 신호처리 기술의 발달과 함께 샘플링 검출 방식이라고 불리는 디지털 검출 방식이 발표되었고 고밀도 기록을 위해서는 PRML(partial response maximum likelihood) 방식 또는 적응

* 正會員, 準會員, 中央大學校 電子工學科
(Dept. of Elec. Eng., Chung-Ang Univ.)

** 正會員, 延世大學校 電子工學科
(Dept. of Elec. Eng., Yonsei Univ.)

接受日字 : 1994年 7月 12日

결정 궤환 등화기(decision feedback equalizer) 방식이 우수한 성능을 보인다는 연구 결과가 발표되었다.^{[1]-[2]}

자속 천이 응답이 modified duobinary라고 불리는 PR(partial response)과 비슷한 형태를 갖는다는 관찰 결과로부터 시작한 PR 방식은 조절된 양의 심볼간 간섭(ISI)을 허용하여 채널의 심볼간 간섭의 영향을 보다 쉽게 제거하고 원하는 형태로 스펙트럼을 조절한다. 또한 검출단에 최우 추정(maximum likelihood sequence estimation)법인 Viterbi를 추가한 PRML 방식은 3dB의 복호화 이득을 가능케 한다.^[3]

그러나 이러한 PRML 방식은 채널의 선형성에 기초해서 유도되었으므로 선형 기록 밀도가 증가함에 따라 발생하는 심볼간 간섭을 기존의 PRML, 결정 궤환 등화기 등의 선형 등화기에 의해 어느 정도까지 감소시킬 수 있으나, 기록 밀도가 고밀도화 되어감에 따라 두드러지게 나타나는 자속 간의 비선형 상호 작용은 감소시킬 수 없다. 따라서 이러한 비선형성을 보상하기 위해서는 비선형 심볼간 간섭을 보다 정확히 나타낼 수 있는 채널 모델링이 필요하게 되는데, 비선형성을 갖는 디지털 자기 기록 채널을 추정하기 위한 모델로서는 finite state machine(FSM)과 Volterra series expansion 등이 있다.^{[4]-[5]-[6]} FSM 모델에 있어서는 채널 구현을 위해 RAM을 사용하며 입력되는 데이터 열(a_k)은 RAM 위치를 가리키는 번지를 형성하게 된다. Volterra 급수는 power 급수로 비선형 시스템을 표현하는 기법이며, 비선형성을 갖는 저장 기기 채널은 유한 메모리를 갖는 이산 Volterra 급수(discrete Volterra series)로 표현된다. FSM 모델의 RAM은 이산 Volterra 급수의 등가 모델을 형성하며 만일 특정 방식으로 이산 Volterra 급수 모델 파라미터를 배열한다면 이 파라미터 벡터로부터 RAM의 항목을 계산할 수 있다. 이러한 비선형 심볼간 간섭을 갖는 채널을 보상하기 위해서 선형 적응 결정 궤환 등화기를 변형시킨 RAM-적용 결정 궤환 등화기가 제안되었는데, 이 방식에서는 기존의 선형 적응 결정 궤환 등화기의 후방 궤환부(feedback section)를 대조표(look-up table)로 대체하였고 이 대조표를 RAM으로 구현하였다.^{[7]-[8]} 그러나 이 RAM-적용 결정 궤환 등화기는 전방 필터 부분이 선형으로 구성되었기 때문에 전방 부분의 비선형 심볼간 간섭은 제거할 수 없는 구조를 갖는다.

본 논문에서는 일반적인 기록 장치 채널에서 고밀도 기록시 발생하는 이러한 비선형 심볼간 간섭

(nonlinear ISI)을 감소시키고 디스크의 반지름 변화 등에 의해 발생하는 시변(time-varying) 채널에 적용하기 위해 비선형 적응 등화기를 포함한 PRML 방식을 제안하고 3 종류의 다른 밀도를 갖는 기록 채널에 적용하여 제안된 PRML 방식의 성능을 평가한다. II절에서는 자기 기록 채널에 적당한 PRML에 대하여 간단히 요약하고, III절에서는 비선형 시스템의 Volterra 모델링과 p차 inverse 이론^[9], 그리고 이를 이용한 제안된 비선형 적응 등화기를 갖는 PRML 방식에 대하여 논한다. IV절에서는 II절과 III절에서 기술한 기존의 방식과 제안된 방식의 PRML을 모의 실험을 통해 성능을 비교하고 V절에서는 결론을 맺는다.

II. 자기 기록 채널에서의 PRML

PRML 시스템은 데이터를 부호화하고 심볼을 발생시키는 부분, PR-IV로 모델링되는 기록 채널 부분, 그리고 Viterbi 검출과 데이터를 복호화하는 부분으로 구분할 수 있으며, 그림 1에 전형적인 자기 기록 장치의 블럭도가 주어져 있다. 여기서 부호화기(8/9, 24/25 등)는 clock recovery와 수신단의 fast start-up 그리고 Viterbi 복호기의 path memory length를 줄이기 위하여 사용되며, 선행 발생기(preamble generator)는 수신단에서 빠른 동기화를 위해 필요하다.

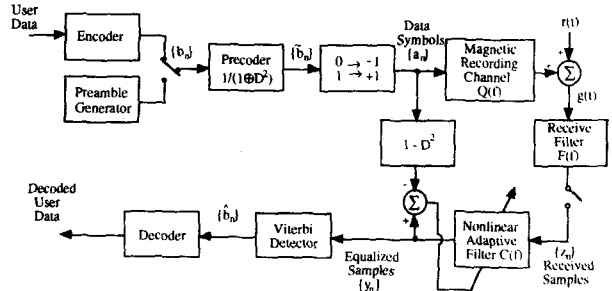


그림 1. 자기 기록 장치의 블럭도

Fig. 1. A block diagram of magnetic recording systems.

부호화된 신호 b_n 은 수신단에서 오류 전달(error propagation)이 없는 추정을 위해 사전 부호화기(precoder)를 통과하며, 사전 부호화된 신호 0, 1은 -1, +1의 기록 전류로 각각 변환된다. 또한 그림 1의 다항식 $1-D^2$ (D:sampling delay)을 갖는 PR-IV(또는 다항식 $1+D-D^2-D^3$ 을 갖는 EPR-IV 방식)방식은

기록 채널이 갖는 스펙트럼 특성과 비슷한 모양이 되도록 조절된 양의 심볼간 간섭을 허용하여 간단한 형태의 보상기로 성능 향상을 가능케한다.^{[11],[10],[11]} 여기서 채널을 통과한 신호 $g(t)$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$g(t) = \sum_i a_i q(t - iT, T) + r(t) \quad (1)$$

이 때 $r(t)$ 는 광대역 가산성 백색 가우스 잡음(AWGN)이며 수신 필터에 의해 대역 제한된다. $q(t)$ 는 duration T 를 갖는 고립 입력에 대한 dipulse 응답이다. 재생 파형은 샘플링된 후 적응 등화기를 통해 등화된 샘플 $\{y_n\}$ 로 변한다. 이 샘플들은 Viterbi 검출기에 의해 결정 시퀀스 $\{\hat{b}_n\}$ 로 바뀌며, 에러가 없을 경우 디코더에 의해 부호화하기 전의 원래 데이터가 된다.

그럼 1의 PR-IV 시스템에서 독립된 입력 심볼 $a_n = \pm 1$ 에 대해 채널, 수신 필터, 디지털 적응 필터가 결합된 전체 응답 $h(t)$ 는 다음과 같이 주어지는 것을 알 수 있다.

$$h(t) = T^{-1}[H(f)] = T^{-1}[Q(f)F(f)C(f)] \quad (2)$$

여기서 $Q(f)$ 는 자기 기록 채널의 dipulse 응답 $q(t)$ 의 푸리에 변환이고 $F(f)$ 와 $C(f)$ 는 아날로그 필터와 이산 시간 필터의 주파수 응답이다. PR-IV를 사용할 경우 $h(t)$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$h(t) = p(t) - p(t - 2T) \quad (3)$$

여기서 $p(t)$ 는 나이키스트 신호이며 식(1)의 재생 신호를 샘플링한 $z_n(\tau)$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$z_n(\tau) = z(nT + \tau) = \sum_i (a_i - a_{i-2}) \cdot p((n-1)T + \tau) + r(nT + \tau) \quad (4)$$

이상적인 샘플링 순간 nT , 즉 $\tau=0$ 에서 등화된 샘플 $\{y_n\}$ 은 다음과 같이 주어진다.

$$y_n(\tau=0) = x_n + r_n \quad (5)$$

여기서

$$x_n = a_n - a_{n-2}, \quad x_n \in \{-2, 0, +2\} \quad (6)$$

데이터 샘플 $\{x_n\}$ 은 다항식 $1-D^2$ 의 특성을 갖는 이산 채널의 출력이며, 이러한 이산 채널의 주파수 응답은 다음과 같이 주어진다.

$$\bar{H}(f) = \frac{1}{T} \sum_m H(f - \frac{m}{T}) = 1 - e^{-j4\pi f T} \quad (7)$$

따라서 채널의 주파수 스펙트럼은 DC와 Nyquist 주파수 $1/(2T)$ 에서 0을 가지며, 이는 PR-IV가 자기 기록 채널의 대역 통과 특성에 잘 부합됨을 보여준다.

또한 식(6)의 짝수(또는 홀수) 데이터 열은 짝수(또는 홀수) 입력 심볼에 의해서만 영향을 받으므로 PR-IV는 다항식 $1-D'$ ($D'=2D$)를 갖는 두 개의 독립적인 dicode PR 시퀀스로 볼 수 있다.^{[12],[13],[14]} 최우 복호 방식을 수행하는 일반적인 Viterbi 알고리즘을 사용할 경우 각 단에서 경로 메트릭을 계산하고 최적 경로를 찾아 기억해야 하므로 계산량이 복잡하고 기억 용량이 커진다. 따라서 PR-IV에서 수신단에 들어 오는 데이터 열을 두 개의 독립적인 항으로 분리하여 각각에 difference-metric Viterbi 알고리즘을 적용하면 계산량과 기억 용량을 줄일 수 있다.^{[1],[13]}

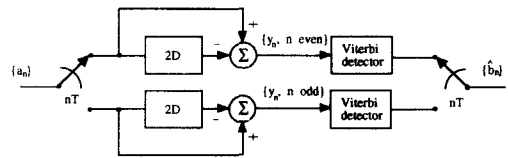


그림 2. 복호기의 분리 처리에 대한 도식적 표현
Fig. 2. A schematic representation of separate handling in the detector.

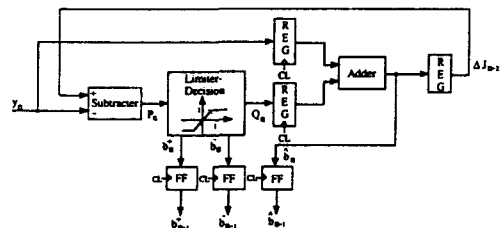


그림 3. Viterbi 검출기의 difference-metric 계산
Fig. 3. Difference-metric computation in the Viterbi detector.

그림 2는 복호기의 분리 처리에 대한 블록도이고 그림 3은 difference-metric Viterbi 알고리즘에서 생존 metric 계산 과정을 나타낸다. 즉, 생존 metric을 계산할 때 각 단의 최우 값을 구하지 않고 단지 메트릭의 차만을 가지고 계산하며 이를 통해 구한 각 bit들에 의해 생존 시퀀스를 구할 수 있다. 또한 difference-metric에서 구한 임시 출력 값은 수신단

입력에서 요구되는 timing과 이득 제어에 매우 유용하다. Difference-metric Viterbi 알고리즘에 대한 수식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} Q_n &= +1, b_n^+ = 0, b_n^- = 1, \text{ if } +1 \leq P_n \\ Q_n &= P_n, b_n^+ = 0, b_n^- = 0, \text{ if } -1 \leq P_n < 1 \\ Q_n &= -1, b_n^+ = 1, b_n^- = 0, \text{ if } P_n \leq -1 \end{aligned} \quad (8)$$

여기서 (\hat{b}_n) 와 b_n^* 은 +와 -에 관한 레지스터 입력 비트이고 $Q_n = \nabla J_n + y_n$ 이며 $P_n = \nabla J_{n-2} - y_n$ 이다. 생존 metric 계산에서 얻어진 출력 비트 (b_n^+, b_n^-)들은 저장 블럭을 구성하는 각 단의 shift 레지스터를 통과하면서 식 (9)에 표현된 select 비트 (\hat{b}_n)에 의해 임시 결정 출력과 최종 출력을 발생시킨다.

$$\hat{b}_n = \begin{cases} 1, & J_n(+1) \geq J_n(-1) \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (9)$$

본 절에서는 기록 채널이 선형성에 의해서 완전히 모델링될 때 이를 기록하고 검출하는 PRML 방식에 대하여 기술하였으며, 다음 절에서는 기록 밀도가 고밀도화됨에 따라 증가하는 비선형성의 모델링과 이의 감소를 위한 구조에 대하여 논한다.

III. 고밀도 기록 채널의 비선형 왜곡 감소를 고려한 PRML

디지털 방식에서는 자화 곡선(hysteresis loop)의 영향때문에 포화 영역에서 ± 1 의 이진 신호 기록 방식이 대부분 이용되며, 이 때 +1과 -1의 신호에 따라 기록 전류가 변화하여 매체(media)에 자속 변화(flux transition)가 형성된다. 데이터는 주로 NRZI (non-return-to-zero-inverse) 방식으로 인코딩되며, 매체에 기록된 데이터는 자속 변화에 해당하는 즉, 미분치에 비례하는 출력 전압이 재생 헤드에 의해 얻어지므로 DC 성분은 통과하지 않는다. 선형 기록 밀도가 증가함에 따라 재생 신호에는 심볼간 간섭(ISI)이 나타나며 이는 기존의 PRML, 결정 궤환 등화기 등의 선형 등화기에 의해 어느 정도까지 감소시킬 수 있다.^[15] 그러나 기록 장치가 고밀도화됨에 따라 자속간의 비선형 상호 작용이 두드러지게 나타나게 되어 재생 신호에는 비선형 심볼간 간섭이 존재하게 된다. 기존의 선형 등화기로는 이러한 심볼간 간섭을 제거 또는 감소시킬 수 없으므로 고밀도 기록시 성능 저하가 발생한다. 특히, 자기 매체에서는 자화 곡선(hysteresis curve)의 영향 때문에 다단계 기록(multilevel recording)이 불가능하므로 고밀도 기록을 위해서는 기록될 2진 신호를 더욱 가

깝게 위치시켜야 하는데 이에 따라 비선형 심볼간 간섭이 크게 증가한다.

재생 신호가 갖는 심각한 비선형 심볼간 간섭을 없애기 위해 선형 적응 결정 궤환 등화기 구조에서 변형된 구조를 갖는 RAM-적응 결정 궤환 등화기^[7]가 제안되었다. RAM-적응 결정 궤환 등화기는 선형 적응 결정 궤환 등화기의 후방 궤환단을 대조표(lookup table)로 대체하여 후방 비선형 심볼간 간섭을 보상함으로써 출력 신호대 잡음비를 향상시킨다. 전방부는 선형 적응 결정 궤환 등화기와 마찬가지로 선형 필터로 구성되며, 전방 계수와 후방의 RAM 값을 적응적으로 추정함으로써 비선형 심볼간 간섭을 제거시키고 또한 디스크 시스템의 환경의 변화에 따른 왜곡도 보상해 준다. 그러나 RAM-적응 결정 궤환 등화기는 전방부가 선형 필터로 구성되어 있으므로 전조 부분의 비선형 심볼간 간섭을 제거할 수 없기 때문에 전후방에 비선형성이 존재하는 일반적인 기록 채널의 경우에는 효과적이지 못하다. 또한 RAM-적응 결정 궤환 등화기의 대조표 구성을 위해서는 2^M 개의 memory 공간을 확보해야 한다는 단점이 있다.

본 논문에서 사용하는 Volterra 모델에서는 입력의 과거, 현재, 미래 값과 이 때의 출력 값으로 정의되며, 입출력과의 선형, 비선형 관계는 Volterra kernel에 의해서 다음과 같이 표현된다.^{[6][16]}

$$\begin{aligned} y(t) &= \sum_k a_k h^{(1)}(t-kT) + \dots \\ &+ \sum_k \sum_{d_1=1}^{u+v-L+2} \dots \sum_{d_{j-1}=d_{j-2}+1}^{u+v} a_k a_{k-d_1} \dots \\ &a_k - d_{j-1} h_{d_1, \dots, d_{j-1}}^{(j)}(t-kT) + \dots \\ &+ \sum_k a_k a_{k-1} a_{k-2} \dots a_{k-u-v} h_{k, \dots, u+v}^{(L)}(t-kT) \end{aligned} \quad (10)$$

여기서 $L=u+v+1$ 이고, 이는 L 개의 데이터 (a_{1u}, \dots, a_{uv})에 의해서만 $y(t)$ 가 영향을 받는다는 것을 의미한다. $h_{d_1, \dots, d_{j-1}}^{(j)}(t)$ ($j=1, \dots, L$)는 1차 Volterra kernel을 나타내며, $h^{(1)}(t)$ 는 자기 기록 장치의 경우 dipulse 형태를 갖는 선형 단위 충격 응답이다.

이러한 비선형 왜곡을 감소시키기 위하여 기존의 선형 적응 등화기를 갖는 PRML에 비선형 왜곡을 감소가능 항들을 추가하여 구성한 비선형 적응 등화기를 갖는 제안된 PRML에 대하여 논한다. 이러한 비선형 적응 등화기는 Schetzen이 제안한 비선형 시스템의 p 차 정리에 이론적 근거를 두고 있다.^[9] 즉, 비선형 시스템이 Volterra series로 표현되고 p 차까지 비선형성을 갖는 시스템으로 이루어져 있을 경우, p 차의 또 다른 비선형 시스템을 등화기를 직렬 연결한 후 시스템의 계수를 적절히 선택하면 시스템의 p

차 까지의 비선형성을 제거할 수 있다는 정리이다. 그림 4는 비선형 적응 등화기의 블록도를 보여 준다. 여기서 z_n 은 채널을 통과한 신호 즉, 등화기의 입력을 나타내며, y_n 은 전방 필터를 통과한 신호 즉, Viterbi 복호화기의 입력을 나타낸다.

또한 $c_n^{(1)}(k_1), c_n^{(2)}(k_1, k_2), \dots, c_n^{(l)}(k_1, \dots, k_l)$ 등은 필터의 탭 계수를 나타낸다. 그림 4에 나타낸 비선형 적응 등화기를 수식으로 표시하면 다음과 같다.

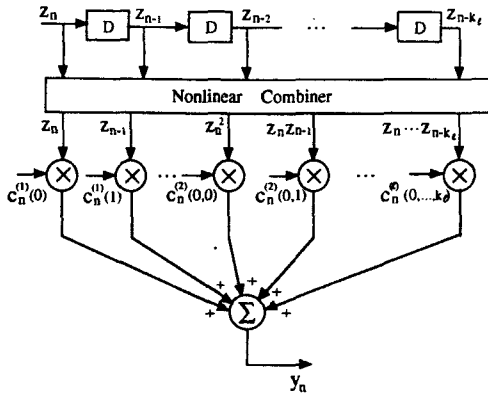


그림 4. 비선형 적응 등화기의 블록도
Fig. 4. A block diagram of a nonlinear equalizer.

$$y_n = \sum_{k_1=0}^l c_n^{(1)}(k_1)z_{n-k_1} + \sum_{k_1, k_2} c_n^{(2)}(k_1, k_2)z_{n-k_2} + \dots + \sum_{k_1, \dots, k_l} c_n^{(l)}(k_1, \dots, k_l)z_{n-k_1} \dots z_{n-k_l} \quad (11)$$

여기서 비선형 부분을 고려하지 않을 경우는 선형 적응 등화기 구조를 나타내므로 식(11)은 선형 적응 등화기의 확장으로 볼 수 있다. 따라서 선형 적응 등화기 구조를 갖는 등화기에서 유도되었던 성질들이 비선형 적응 등화기에도 마찬가지로 적용될 수 있다. 즉 기록 채널에서 발생하는 심볼간 간섭은 선형성에 의한 심볼간 간섭과 비선형성에 의한 심볼간 간섭으로 구성되어 있다. 예를 들면, 채널에서 선형과 3차 까지의 비선형성 심볼간 간섭이 존재할 경우 등화기의 선형 필터는 이상적인 경우 채널의 선형 부분의 역함수가 되며 3차로 구성되어 있는 등화기의 비선형 필터는 이 역함수와 채널의 2, 3차 비선형 함수에 의해 계산되어 결과적으로 비선형 심볼간 간섭을 제거시킨다.

선형 적응 등화기에서와 마찬가지로 $c_n^{(1)}(k_1), c_n^{(2)}(k_1, k_2), \dots, c_n^{(l)}(k_1, k_2, \dots, k_l)$ 등의 계수들은 signed-LMS 알고리즘에 의해 식(12)와 같이 갱신되어 트랙의 변화에 대해

적응력을 갖고 추적할 수 있다.

$$\begin{aligned} c_{n+1}^{(1)}(k_1) &= c_n^{(1)}(k_1) + 2 * \mu * e_k * \text{sign}\{z_{n-k_1}\} \\ c_{n+1}^{(2)}(k_1, k_2) &= c_n^{(2)}(k_1, k_2) + 2 * \mu * e_k * \text{sign}\{z_{n-k_1}\} * \text{sign}\{z_{n-k_2}\} \\ &\vdots \\ c_{n+1}^{(l)}(k_1, k_2, \dots, k_l) &= c_n^{(l)}(k_1, k_2, \dots, k_l) + 2 * \mu * e_k \\ &\quad * \text{sign}\{z_{n-k_1}\} * \text{sign}\{z_{n-k_2}\} * \dots * \text{sign}\{z_{n-k_l}\} \end{aligned} \quad (12)$$

비선형 적응 등화기는 기록 채널에 선형과 p차 까지의 비선형성에 의한 심볼간 간섭이 전조와 후조부에 동시에 존재하고 p+1차 이상의 비선형성은 무시 가능한 일반적인 기록 채널의 경우 많은 메모리 공간을 사용하지 않으면서 어느 정도까지 감소시킬 수 있다.

IV. 모의 실험

본 절에서는 II 절에서 언급한 선형 적응 등화기를 사용한 기존의 PR-IV 방식과 III 절에서 제안한 비선형 적응 등화기를 사용한 PR-IV 방식의 성능을 3종류의 기록 밀도, 즉 34, 45, 56 kfci (kfci = 10³ flux changes /inch)를 갖는 채널에 대하여 출력 SNR과 비트 오류율의 관점에서 모의 실험을 통해 비교하였다.⁶⁾ 실험 방법으로는 채널의 입력 SNR을 12dB에서 30dB까지 변화시키면서 등화기의 출력값을 입력값과 비교하여 출력 SNR을 측정하였다.

그림 5는 기존의 선형 적응 등화기를 사용한 PR-IV 방식과 제안된 비선형 적응 등화기를 사용한 PR-IV 방식의 성능, 즉 출력 SNR을 3 종류의 채널에 대해 측정한 결과이다. 여기서 등화기에 사용된 파라미터 값을 비교해보면 선형 적응 등화기의 경우 10 개의 탭 수를 사용한 반면, 비선형 적응 등화기는 총 56개의 탭 수를 사용했고 적응 상수는 각각 0.0003과 0.0002로 선택했다. 또한, 등화기의 성능 평가를 위한 지수로서 출력 SNR을 다음과 같이 정의하였다.⁶⁾

$$SNR = \frac{E[a_k^2] - \sigma_{mmse}^2}{\sigma_{mmse}^2} \quad (13)$$

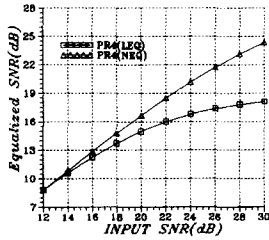
실제 기록 장치에서의 채널 SNR에 해당되는 22dB의 경우를 비교해보면, 3 종류의 채널 중 가장 고밀도에 해당하는 그림 5(c)의 경우, 상대적으로 저밀도 채널인 그림 5(a), (b)에 비해 각 등화기의 성능이 저하되지만, 제안된 비선형 적응 등화기를 사용한 PR-IV 방식이 기존의 방식에 비해 약 2dB정도 성능이 향상됨을 알 수 있다. 또한 일반적으로 일정한 신호대 왜곡비(SDR)에 비해 입력 SNR이 커지면 즉, 채널의 비선형 심볼간 간섭에 의한 왜곡 성분이 잡음

성분보다 상대적으로 증가하면 선형 등화기의 성능이 크게 저하됨을 그림 5를 통해 알 수 있다.

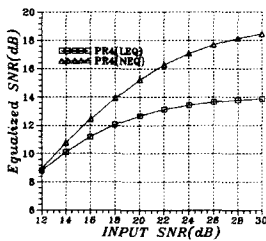
그림 5는 각 등화기의 계수를 일반적인 LMS 알고리즘을 사용하여 갱신한 결과인 반면, 그림 6은 계산 속도의 향상을 위해 signed-LMS 알고리즘을 사용한

경우의 PRML 방식의 성능을 측정 한 결과이다.

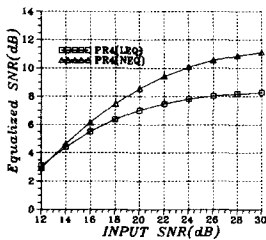
그림 5에 비해 전반적으로 출력 SNR이 다소 저하되지만 각 채널에 대해 제안된 비선형 적응 등화기를 사용한 PR-IV 방식이 우수한 성능을 보임을 알 수 있다. 특히 채널이 고밀도화될수록 즉, 비선형성이 가장 큰 56 kfc/i 채널에서 제안 방식이 기존의 방식



(a)



(b)



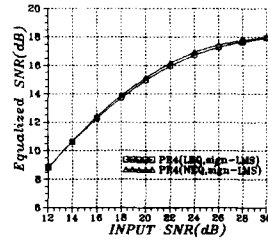
(c)

그림 5. 3종류의 밀도를 갖는 디지털 자기 채널들에 대한 선형 적응 등화기와 비선형 적응 등화기를 사용한 PR-IV 방식의 신호대 잡음비 비교:

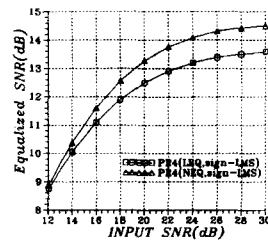
(a) 34 kfc/i (kfc/i = kilo flux changes/inch), (b) 45 kfc/i, (c) 56 kfc/i

Fig. 5. SNR comparison of PR-IV using linear adaptive equalizer and non-linear adaptive equalizer for digital magnetic channels with 3 different densities:

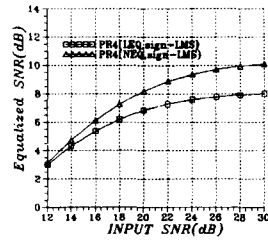
(a) 34 kfc/i (kfc/i = kilo flux changes/inch), (b) 45 kfc/i, (c) 56 kfc/i.



(a)



(b)



(c)

그림 6. 3종류의 밀도를 갖는 디지털 자기 채널들에 대한 선형 적응 등화기와 비선형 적응 등화기를 사용한 PR-IV 방식의 신호대 잡음비 비교 (signed LMS):

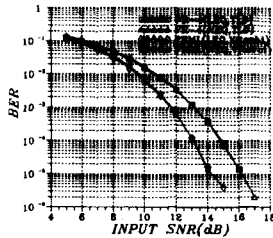
(a) 34 kfc/i (kfc/i = kilo flux changes/inch), (b) 45 kfc/i, (c) 56 kfc/i

Fig. 6. SNR comparison of PR-IV using linear adaptive equalizer and non-linear adaptive equalizer for digital magnetic channels with 3 different densities (signed LMS):

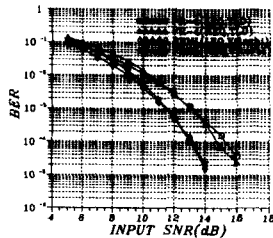
(a) 34 kfc/i (kfc/i = kilo flux changes/inch), (b) 45 kfc/i, (c) 56 kfc/i.

보다 더욱 큰 성능 차이를 보임을 알 수 있다.

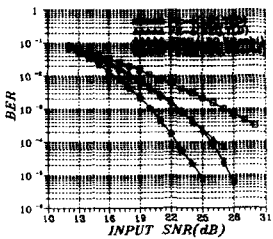
그림 7은 선형 적응 등화기와 비선형 적응 등화기를 사용한 PR-IV 방식에 +1과 -1의 문턱값에 의한 3 단계 검출기(TLD: three level detection) 또는 Viterbi 검출기를 사용한 경우의 비트 오류율을 측정 한 결과를 보여준다. 예상한 바와 같이 Viterbi 검출기를 사용한 경우가 3단계 검출기를 사용한 경우에



(a)



(b)



(c)

그림 7. 3종류의 밀도를 갖는 디지털 자기 채널들에 대한 선형 적응 등화기와 비선형 적응 등화기를 사용한 PRML의 비트오류율 비교: (a)34 kfc/i(kfc/i = kilo flux changes/inch). (b)45 kfc/i Fig. 7. BER comparison of PRML using linear adaptive equalizer and nonlinear adaptive equalizer for digital magnetic channels with 3 different densities: (a)34 kfc/i (kfc/i = kilo flux changes/inch), (b)45 kfc/i.

비해 각각의 PR-IV 방식에서 입력 SNR의 이득을 얻음을 알 수 있다. 또한 그림 7(c)의 56 kfc/i 채널의 경우 비트 오류율 10^{-3} 을 기준으로 할 때 제안된 비선형 적응 등화기를 사용한 PRML 방식이 기존의 선형 적응 등화기를 사용한 PRML 방식에 비해 입력 SNR면에서 약 2.5dB의 이득을 보임을 알 수 있다. 비선형성이 상대적으로 적은 그림 7(a), (b)의 34, 45 kfc/i의 채널의 경우에는 입력 SNR이 18dB 이상에서는 비트 오류율이 현저히 감소하므로 본 모의 실험에서는 16dB까지만의 결과를 측정하였다. 선형 적응 등화기를 사용한 PRML 방식과 비선형 적응 등화기를 사용한 PRML 방식이 크게 성능의 차이를 보이지 않는 이유는 34와 45 kfc/i 채널은 56 kfc/i 채널에 비해 작은 비선형 왜곡을 갖기 때문에 상대적으로 입력 SNR에 크게 영향을 받기 때문이다. 그러나 SNR이 더욱 증가할 경우에는 SDR이 SNR에 비해 크게 작용하기 때문에 제안된 방식이 기존의 방식에 비해 더욱 낮은 비트 오류율을 제공할 것을 그림 5(a), (b)와 그림 7(c)로부터 알 수 있다.

위의 모의 실험 결과들을 종합해 보면 비선형성이 증대되는 고밀도 기록 채널에서는 기존의 선형 적응 등화기를 사용한 PRML 방식보다 본 논문에서 제안한 비선형 보상기를 사용한 PRML 방식이 일반적으로 우수한 성능을 보임을 알 수 있다.

V. 결론

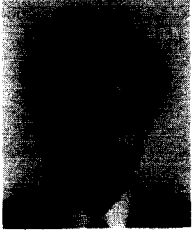
본 논문에서는 디지털 고밀도 기록 채널에서 발생하는 자속 간의 비선형 상호 작용에 의한 왜곡을 효율적으로 감소시킬 수 있는 비선형 보상기를 갖는 PRML에 대해 살펴 보았다. 모의 실험을 통하여 등화기의 출력 SNR을 비교해 본 결과, 제안된 비선형 적응 등화기를 갖는 PRML 방식이 기존의 선형 적응 등화기를 포함한 PRML 방식에 비해 채널이 고밀도화하고 SNR이 커짐에 따라 성능이 우수해짐을 확인할 수 있었다. 또한 각각에 최우 추정 방식을 적용하여 구한 비트 오류율에 대해서도 제안된 비선형 보상기를 갖는 PRML 방식이 우수함을 확인할 수 있었다. 결론적으로 디지털 기록 채널이 고밀도로 감에 따라 비선형 왜곡이 증가하고 PRML 방식의 성능이 일반적으로 감소하게 되는데 이 경우 본 논문에서 제안한 PRML 방식을 사용하여 어느 정도까지 비선형성에 의한 성능 저하를 방지할 수 있었다. 향후 연구과제는 비선형 왜곡을 감소하기 위하여 추가 되는 항들을 최소화하여 곱셈기의 수 또는 계산량을 줄이는 것이다.

参 考 文 献

- [1] R. D. Cideciyan, F. Dolivo, R. Hermann, W. Hirt, and W. Schott, "A PRML System for Digital Magnetic Recording," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 10, No. 1, pp. 38~56, Jan. 1992.
- [2] W. L. Abbott, "Adaptive Equalization and Coding for Magnetic Recording Channels," *Ph. D. Thesis*, Stanford University, Mar. 1991.
- [3] E. A. Lee and D. G. Messerschmitt, *Digital Communication*, Boston: KALA, 1988.
- [4] K. D. Fisher, J. M. Cioffi, and H. Thapar, "Modeling Thin-Film Storage Channels," *IEEE Trans. Magn.*, Vol. MAG-25(5), pp. 4081~4083, Sep. 1989.
- [5] N. P. Sands and J. M. Cioffi, "Nonlinear Channel Models for Digital Magnetic Recording," *IEEE Trans. on Magn.*, Vol. 29, No. 6, pp. 3996~3998, Nov. 1993.
- [6] R. Hermann, "Volterra Modeling of Digital Magnetic Saturation Recording Channels," *IEEE Trans. Magn.*, Vol. 26, No. 5, pp. 2125~2127, Sep. 1990.
- [7] K. D. Fisher, J. M. Cioffi, W. L. Abbott, P. S. Bednarz, and C. M. Melas, "An Adaptive RAM-DFE for Storage Channels," *IEEE Trans. on Communications*, Vol. 39, No. 11, pp. 1559~1568, Nov. 1991.
- [8] N. P. Sands and J. M. Cioffi, "An Improved Detector for Channels with Nonlinear Intersymbol Interference," *Int'l Conf. Comm.*, pp. 1226~1230, New-Orleans, May 1994.
- [9] M. Schetzen, "Theory of pth-Order Inverses of Nonlinear Systems," *IEEE Trans. on Circuits and Systems*, Vol. CAS-23, No. 5, pp. 285~291, May 1976.
- [10] H. K. Thapar and A. M. Patel, "A Class of Partial Response Systems for Increasing Storage Density in Magnetic Recording," *IEEE Trans. on Magn.*, Vol. MAG-23, No. 5, pp. 3666~3668, Sep. 1987.
- [11] P. Kabal and S. Pasupathy, "Partial-Response Signaling," *IEEE Trans. Comm.*, Vol. COM-23, No. 9, pp. 921~934, Sep. 1987.
- [12] J. K. Wolf, "A Survey of Codes for Partial Response Channels," *IEEE Trans. on Magn.*, Vol. 27, No. 6, pp. 4585~4589, Nov. 1991.
- [13] F. Dolivo, T. Howell, and G. Ungerboeck, "Decoding the Output Signal of a Partial-Response Class-IV Communication or Recording Device Channel," U.S. Patents 4,571,734, Feb. 1986 and 4,644,564, Feb. 1987.
- [14] R. W. Wood and D. A. Petersen, "Viterbi Detection of Class IV Partial Response on a Magnetic Recording Channel," *IEEE Trans. Comm.*, Vol. COM-34, No. 5, pp. 454~461, May 1986.
- [15] D. J. Tyner and J. G. Proakis, "Partial Response Equalizer Performance in Digital Magnetic Recording Channels," *IEEE Trans. on Magn.*, Vol. 29, No. 6, pp. 4194~4208, Nov. 1993.
- [16] V. J. Mathews, "Adaptive Polynomial Filters," *IEEE Signal Processing Magazine*, pp. 10~27, July 1991.

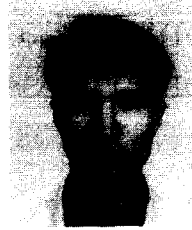
* 이 연구는 92년도 한국과학재단의 연구비 지원에 의한 결과임

著 者 紹 介



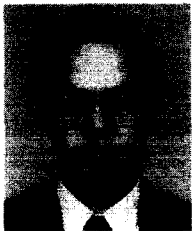
孫 周 信(準會員)

1993年 2月 중앙대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1993年 3月 ~ 현재 중앙대학교 전자공학과 대학원 석사 과정. 주관심 분야는 디지털 통신 및 신호처리, Digital Magnetic Storage Channel 등임.



徐 光 樂(準會員)

1993年 2月 중앙대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1993年 3月 ~ 현재 중앙대학교 전자공학과 대학원 석사과정



趙 鎔 洙(正會員)

1984年 2月 중앙대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1987年 8月 연세대학교 전자공학과 대학원 졸업(공학석사). 1991年 5月 The University of Texas at Austin, Department of Electrical and Computer Engineering(ph. D). 1992年 3月 ~ 현재 중앙대학교 전자공학과 조교수. 주관심 분야는 디지털 recording, 비선형 필터, 적응 신호처리, 고차 스펙트럼 등임.

林 龍 勳(正會員) 第 31卷 B編 第 7號 參照

현재 연세대학교 전자공학과 박사 과정

尹 大 熙(正會員) 第 30卷 B編 第 10號 參照

현재 연세대학교 전자공학과 교수