

디지털 고밀도 기록 장치의 비선형성 감소를 위한 비선형 적응 등화기 설계

正會員 孫 周 信* 正會員 全 元 奇* 正會員 趙 鏞 洙*
正會員 林 龍 勳** 正會員 尹 大 熙**

Adaptive Equalization for Reduction of Nonlinearity in High-Density Recording Channels

Joo-Sin Son*, Won-Gi Jeon*, Yong-Soo Cho*,
Yong-Hoon Lim** and Dae-Hee Youn** *Regular Members*

要 約

본 논문에서는 디지털 고밀도 기록 장치의 비선형성 감소를 위한 비선형 적응 등화기의 구조에 대하여 논한다. 기록 장치가 고밀도화되어 감에 따라 증가하는 비선형 심볼간 간섭을 감소시킬 수 있는 비선형 적응 결정 궤환 등화기를 제안하고, 후조(postcursor)에 비선형 심볼간 간섭이 존재할 때 이를 제거할 수 있도록 제안된 기존의 방식인 RAM-적응 결정 궤환 등화기와 성능을 비교 평가한다. 3종류의 다른 밀도를 갖는 기록 채널의 경우에 대하여 각 등화기의 출력 SNR을 관찰하고, 전조(precursor)와 후조에 비선형 심볼간 간섭이 존재하는 일반적인 기록 채널에서 비선형 적응 결정 궤환 등화기의 성능이 가장 우수함을 확인한다.

ABSTRACT

In this paper, a structure for a nonlinear adaptive equalizer is discussed to reduce nonlinearity in digital high-density recording systems. We propose a nonlinear adaptive decision feedback equalizer which can reduce the nonlinear intersymbol interference increasing with high-density recording systems, and compare its performance with the RAM-DFE which is designed to remove nonlinear intersymbol interference existing in postcursor part. By observing the output SNR of

* 중앙대학교 전자공학과
Dept. of Electronic Engineering Chung-Ang University, Seoul, Korea

** 연세대학교 전자공학과
Dept. of Electronic Engineering Yonsei University, Seoul, Korea

論文番號: 94144

接受日字: 1994年 5月 25日

each equalizer applied to recording channels with three different densities, we confirm that the nonlinear adaptive decision feedback equalizer performs the best in the general case where nonlinear intersymbol interference exists in both precursor and postcursor parts.

I. 서 론

최근 활발히 연구되고 있는 고품질 TV(HDTV), 광대역 종합 정보 서비스(B-ISDN) 등에서는 방대한 양의 디지털 데이터의 기록이 필요하다. 현재 사용되고 있는 대부분의 기록 장치에서는 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 연구 발표되었고 고밀도 기록을 위해서는 PRML(partial response maximum likelihood)방식 또는 적응 결정 궤환 등화기(decision feedback equalizer) 방식이 우수한 성능을 보인다는 연구 결과가 발표되었다^{[1][6]}.

디지털 방식에서는 자화 곡선(hysteresis loop)의 영향때문에 포화 영역에서 ± 1 의 이진 신호 기록 방식이 대부분 이용되며, 이 때 $+1$ 과 -1 의 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 읽어지므로 DC 성분은 통과하지 않는다. 선형 기록 밀도가 증가함에 따라 재생 신호에는 심불간 간섭(ISI)이 나타나며 이는 PRML, 결정 궤환 등화기 등의 선형 등화기에 의해 어느 정도까지 감소시킬 수 있다. 그러나 기록 장치가 고밀도화 됨에 따라 자속간의 비선형 상호 작용이 두드러지게 나타나게 되어 재생 신호에는 비선형 심불간 간섭이 존재하게 된다^{[7][8][9]}. 기존의 선형 등화기로는 이러한 심불간 간섭을 제거 또는 감소시킬 수 없으므로 고밀도 기록시 성능 저하가 발생한다. 특히, 자기 매체에서는 자화 곡선의 영향 때문에 다단계 기록(multilevel recording)이 불가능하므로 고밀도 기록을 위해서는 기록될 이진 신호를 더욱 가깝게 위치시켜야 하는데 이에 따라 비선형 심불간 간섭이 크게 증가한다^[1].

따라서 이러한 비선형성을 보상하기 위해서는 비선형 심불간 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^{[7][8][9]}. 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 벡터로 부터 RAM의 항목을 계산할 수 있다. 이러한 비선형 심불간 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^{[10][11]}. 이 대조표에 의해 전방 필터(feed-forward filter)의 출력에 존재하는 후방 비선형 심불간 간섭(trailing nonlinear ISI)을 제거하고자 하였다. 그러나 이 RAM-적용 결정 궤환 등화기는 전방 필터 부분이 선형으로 구성되었기 때문에 전방 부분의 비선형 심불간 간섭은 제거할 수 없는 구조를 갖는다. 그러나 채널의 특성상 전조(precursor)에 비해 후조(postcursor)의 비선형성이 두드러지는 thin-film 저장 채널의 경우에는, 이 RAM-적용 결정 궤환 등화기 구조가 효과적으로 후조의 비선형성을 감소시킬 수 있으며 기존의 선형 결정 궤환 등화기에 비해 실재나은 성능을 보였다. 본 논문에서는 전조와 후조에 비선형성이 존재하는 일반적인 기록 장치 채널에서 이 비선형 심불간 간섭을 감소시킬 수 있는 비선형 적응 결정 궤환 등화기를 제안한다. 계산량 감소를 위하여 최소한의 파라미터를 사용하여 등화기를 구성하며, 디스크의 번지를 변화 등에 의해 발생하는 시변 채널에 대처하기 위하여 적응 등화기를 사용한다. 제안된 비선형 적응 결정 궤환 등화기의 성능은 3 종류의 다른 기록 밀도를 갖는 채널에서 기존의

RAM-적용 결정 제한 등화기, 선형 적응 결정 제한 등화기, 선형 적응 등화기 등과 비교 평가된다. II절에서는 디지털 고밀도 기록 장치와 FSM 모델에 근거한 2진 기록 채널의 일반적인 비선형 모델에 대해 간단히 요약하며 RAM-적용 결정 제한 등화기에 대하여 논한다. III절에서는 비선형 시스템의 p차 inverse 이론^[10]과 이를 이용한 비선형 적응 결정 제한 등화기의 비선형 심볼간 간섭의 감소에 대하여 논한다. IV절에서는 II절과 III절에서 기술한 등화기를 포함한 각 등화기의 성능을 비교하며 그 결과에 대하여 논하고 V절에서는 결론을 맺는다.

II. 비선형 기록 채널

디지털 자기 기록 장치의 데이터가 매체에 기록된 후 그 기록된 데이터를 다시 재생하는 과정은 디지털 통신 시스템에서의 데이터 전달 과정과 유사하며 그림 1과 같이 블록도로 나타낼 수 있다. 여기서 인코더는 RLL 부호화기 또는 DSP 사용시 등화와 검출의 효율을 증대시킬 수 있는 부호화기로 구성된다. 부호화된 신호는 기록 회로(write circuitry)와 기록 헤드를 통해 자기 매체에 기록되는데 이 때 트랙간 간섭에 의한 잡음과 매체 잡음이 부가된다. 재생 회로(read circuitry)와 재생 헤드를 통해 생성된 신호는 전기적 잡음이 부가되어 등화기로 입력되며, 이 곳에서 심볼간 간섭을 감소시킨 후 검출기와 복호화기를 통해 입력 신호로 복원된다. 일반적으로 기록 헤드와 재생 헤드는 한개의 단위로 구성된다. 또한 전기적 잡음은 백색 신호로 매체 잡음은 유색 신호로 유도되

나, 이에 대한 모델링은 아직 연구 중이므로 본 고에서는 기존의 논문에서와 같이 구분없이 백색 잡음이라 가정한다.

디지털 자기 기록 장치의 기록 및 재생 과정은 다음과 같다. 입력 신호는 '0'과 '1'의 2진 데이터이며 적절하게 부호화된 후 '-1'과 '1'의 신호로 바뀌어 기록 헤드에 이에 해당하는 양극성 전류를 보내어 매체를 자화시킨다. 입력 신호가 '1'일 때 전류의 방향이 천이되며(NRZI) 자화의 방향이 반대로 바뀌게 된다. 재생시 자화의 방향에 따른 자속의 변화에 의해 재생 헤드에 다음과 같이 전압이 유도된다^[11].

$$V = - \frac{\partial \Phi}{\partial t} \quad (1)$$

여기서 재생 신호는 기록 신호의 미분 형태이므로 일반적으로 Lorentzian 함수로써 모델링된다^[12]. $s(t)$ 는 채널의 계단 응답(step response)으로서 다음과 같이 주어진다.

$$s(t) = \frac{1}{1 + \left(\frac{2t}{PW_{50}} \right)^2} \quad (2)$$

여기서 PW_{50} 은 최대 출력값의 50%에 해당하는 펄스의 폭이며 이 값은 기록 밀도에 따라 결정된다. 또한 펄스 응답(pulse response)은 다음과 같이 주어진다.

$$p(t, T) = s(t) - s(t-T) \quad (3)$$

즉, T 는 입력 데이터 간격이며 선형 채널은 입력 데

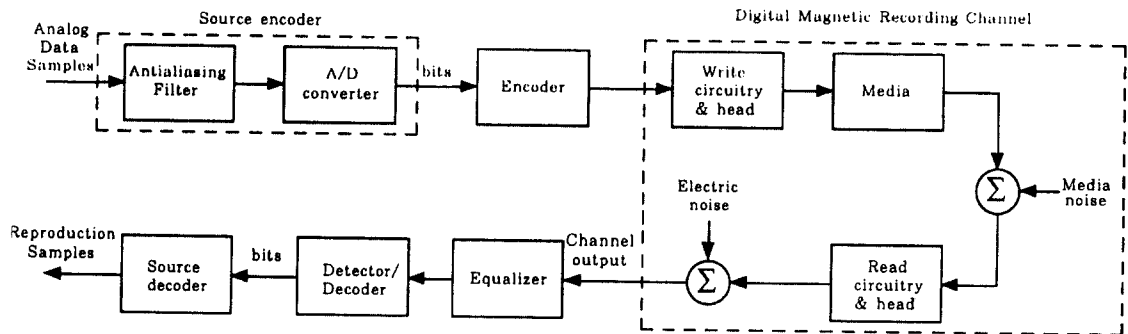


그림 1. 디지털 자기 기록 시스템의 블럭도

Fig. 1. A block diagram for digital magnetic recording systems.

이타 간격 T 에 따른 계단 응답 $s(t)$ 의 선형적 중첩으로 모델링된다. 따라서 재생 신호는 다음과 같이 표현된다,

$$y_k = \sum_k a_k p(t-kT, T) + n_k \quad (4)$$

여기서 n_k 는 가산성 백색 가우스 잡음(AWGN)이라 가정한다.

데이터의 기록 밀도가 높아질수록 인접한 데이터의 채널 응답간에 간섭이 증가하게되어 채널의 응답은 독립된 펄스 응답의 선형적 중첩에 비선형 왜곡이 포함된 응답이 된다^[13]. 이러한 비선형 채널은 Volterra 급수로 모델링할 수 있으며 이는 다음과 같이 표현된다^[9].

$$y(t) = \sum_k a_k h^{(1)}(t-kT) + \dots + \sum_k \sum_{d_1=1}^{u+v-l+2} \dots \sum_{d_{l-1}=d_{l-2}+1}^{u+v} a_k a_{k-d_1} \dots a_{k-d_{l-1}} h_{d_1, \dots, d_{l-1}}^{(l)}(t-kT) + \dots + \sum_k a_k a_{k-1} a_{k-2} \dots a_{k-u-v} h_{1, \dots, u+v}^{(l)}(t-kT) \quad (5)$$

여기서 $L = u + v + 1$ 이고 이는 L 개의 데이터(a_{j-u}, \dots, a_{j+v})에 의해서만 $y(t)$ 가 영향을 받는다는 것을 의미한다. $h_{d_1, \dots, d_{l-1}}^{(l)}(t)$, ($l = 1, \dots, L$)은 l 차 Volterra kernel을 나타내며 $h^{(1)}(t)$ 는 자기 기록 장치의 경우 dipulse 형태를 갖는 선형 단위 충격 응답이다. 식(5)의 Volterra 모델링은 L 이 증가하거나 데이터 간의 상호 관련 구간을 의미하는 d_{l-1} 이 증가함에 따라 복잡성과 계산량이 크게 증가하는데, 실제 대부분의 기록 채널의 경우 $L > 3$, $d_{l-1} > 4$ 의 Volterra kernel 값은 무시할 수 있을 만큼 작은 값이기 때문에 큰 계산량의 증가없이 기록 채널을 비교적 정확히 모델링할 수 있다^[9].

또한 RAM으로 구성된 FSM(Markov) 모델을 사용하여 채널의 비선형성을 결정하거나 또는 입력 신호가 주어질 경우 이에 대한 채널 출력 신호를 비교적 정확하게 예측할 수 있다^[7]. Volterra 모델에서는 입력의 과거, 현재, 미래 값과 이 때의 출력 값을 이용하여 Volterra kernel을 추정하고, FSM 모델에서는 과거, 현재, 미래의 데이터 값을 원소로 하는 상태 벡터를 만들어 RAM의 번지 수를 결정한 후 해당 입

력에 대한 채널 출력 값을 해당 번지의 RAM에 기록함으로써 비선형 채널을 모델링한다. 이 때 반복된 데이터를 사용하여 FSM을 훈련시켜 잡음없는 비선형 채널을 모델링하며, 채널 출력 값을 예측하기 위해서는 채널 입력 값을 천이 레지스터(shift register)에 입력한 후 이 번지수에 해당하는 FSM 모델 출력을 구한다. 결과적으로 위 두 방법은 구조, 계산 방법, 메모리 크기에서는 상이하지만 비선형 모델링의 방법과 정확도에서는 유사하다. 즉, Volterra kernel 값이 주어질 경우 이를 사용하여 FSM 모델의 RAM 값을 결정할 수 있다.

채널의 비선형성 정도를 측정하기 위하여 우선 최소 자승(least square)법을 이용하여 채널의 선형 필터 $\mathbf{H} = [h_0 \dots h_{C-1}]^T$ 를 다음과 같이 추정한다^[4].

$$\xi_{\min} \triangleq \min_H \sum_{k=0}^{N-1} e_k^2 = \min_H \sum_{k=0}^{N-1} \left(\sum_{c=0}^{C-1} h_c a_{k-c} - y_k \right)^2 \quad (6)$$

여기서 C 는 샘플링 주기의 배수로 표시된 채널 응답의 길이이고, e_k 는 측정값 y_k 와 시간 k 에서 선형 모델 출력 사이의 오차이며, ξ_{\min} 은 비선형 채널 왜곡의 측정값이 된다. 따라서 신호대 비선형 왜곡비(SDR)는 다음과 같이 표현된다.

$$SDR = \frac{\sum_{k=0}^{N-1} y_k^2 - \xi_{\min}}{\xi_{\min}} \quad (7)$$

채널의 비선형성 왜곡에 의한 전력과 잡음에 의한 전력을 비교하기 위하여 신호대 왜곡비와 신호대 잡음 비인 SNR이 사용될 수 있다. 일반적으로 SDR의 SNR 보다 적으면 선형 적응 결정 궤환 등화기 혹은 다른 선형 등화기의 성능이 크게 저하된다.

고밀도 기록 장치에서 재생 신호가 갖는 심각한 비선형 심볼간 간섭을 없애기 위해 선형 적응 결정 궤환 등화기 구조에서 변형된 구조를 갖는 RAM-적응 결정 궤환 등화기^[4]가 제안되었다. 그림 2는 RAM-적응 결정 궤환 등화기에 대한 블럭도로서 선형 적응 결정 궤환 등화기의 후방 궤환단을 대조표(look-up 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 제거

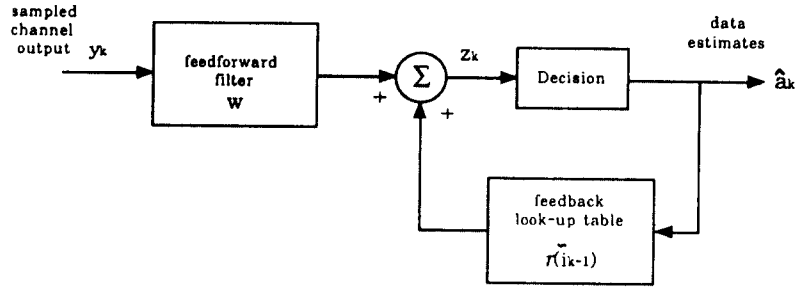


그림 2. RAM-적용 결정 제한 등화기의 블럭도
Fig. 2. A block diagram for RAM-DFE.

시키고 또한 디스크 시스템의 반경의 변화에 따른 왜곡도 보상해 준다.

RAM-적용 결정 제한 등화기는 "signed-LMS" 알고리즘을 사용하여 전방 필터의 계수 벡터 W_k 와 후방의 대표값 $r(\tilde{i}_{k-1})$ 을 아래와 같이 갱신한다.

$$W_{k+1} = W_k + \mu_{ff} \epsilon_k \text{sign}\{Y_{k+L-1:k}\} \quad (8)$$

$$\epsilon_k = \hat{a}_k - (W_k^T Y_{k+L-1:k} + r(\tilde{i}_{k-1})) \quad (9)$$

$$r_{k+1}(\tilde{i}_{k-1}) = (1 - \mu_{fb}) r_k(\tilde{i}_{k-1}) + \mu_{fb} (\hat{a}_k - W_k^T Y_{k+L-1:k}) \quad (10)$$

여기서 μ_{ff} 는 전방 제한 필터의 수렴 계수로서 대표값의 수렴 계수 μ_{fb} 와 일반적으로 다르다. 또는 $Y_{k+L-1:k}$ 은 $[y_{k+L-1} \dots y_k]^T$ 로 정의되고, M개의 과거 결정 비트를 사용하여 대표값을 찾을 때 주소는 $0 \leq \tilde{i}_{k-1} =$

$$\sum_{m=0}^{M-1} \frac{1}{2} (a_{k-1-m+1}) 2^m \leq 2^M - 1$$

로 주어진다. $r(\tilde{i}_{k-1})$ 은 이 주소에서의 RAM 값을 나타낸다.

후방의 대표값은 그 주소에 해당하는 M개의 결정 비트가 사용될 때만 갱신되므로 수렴 속도면에서 선형 적응 결정 제한 등화기보다 느리지만 Broadcasting 방법을 사용함으로써 선형 적응 결정 제한 등화기와 비슷한 속도를 갖게 할 수 있다. 그러나 채널의 비선형성을 감소시키기 위하여 제안된 방법인 RAM-적용 결정 제한 등화기는 전방부가 선형 필터로 구성되어 있으므로 전후방에 비선형 성분 간섭을 제거할 수 없기 때문에 전후방에 비선형성이 존재하는 일반적인 채널의 경우에는 효과적이지 못하다. 또한 RAM-적용 결정 제한 등화기의 대표값 구

성을 위해서는 2^M 개의 memory 공간을 확보해야 한다는 단점이 있다. III절에서는 전조 및 후조 부분에 비선형 성분 간섭이 존재하는 경우 적은 메모리 공간을 사용하여 이를 제거할 수 있는 비선형 적응 등화기에 대해 기술한다.

III. 비선형 적응 등화기

디지털 고밀도 기록 장치의 비선형성의 감소를 위해서는 기존의 선형 등화기로는 불가능하므로 기존의 선형 적응 등화기에 비선형 성분을 제거시킬 수 있는 항들을 추가함으로써 비선형 적응 등화기를 구성하여야 한다. 이러한 비선형 적응 등화기를 Schetzen이 제안한 비선형 시스템의 p차 정리에 근거를 두고 있다^[10]. 즉, 비선형 시스템이 Volterra series로 표현되고 p차 까지 비선형성을 갖는 시스템으로 이루어져 있을 경우 p차의 또 다른 비선형 시스템을 등화기를 직렬 연결한 후 시스템의 계수를 적절히 선택하면 시스템의 p차 까지의 비선형성을 제거할 수 있다는 정리이다. 본 절에서는 이 정리에 근거하여 디지털 고밀도 기록 장치의 비선형성을 보다 효율적으로 감소시킬 수 있는 비선형 적응 결정 제한 등화기에 대하여 살펴 본다.

그림 3은 비선형 적응 결정 제한 등화기의 블럭도를 보여 준다. 여기서 y_k 는 채널을 통과한 신호 즉, 등화기의 입력을 나타내며, z_k 는 전, 후방 제한 필터를 통과한 신호 즉, 결정단의 입력을 나타낸다. 또한 $w_k^{(1)}(k_1), w_k^{(2)}(k_1, k_2), \dots, w_k^{(i)}(k_1, \dots, k_i)$ 와 $b_k^{(1)}(k_1), b_k^{(2)}(k_1, k_2), \dots, b_k^{(i)}(k_1, \dots, k_i)$ 등은 전방 필터와 후방 제한 필터의 탭 계수를 각각 나타내며, \hat{a}_k 는 추정된 신호이다. 그림 3에 나타난 비선형 적응 결정 제한 등

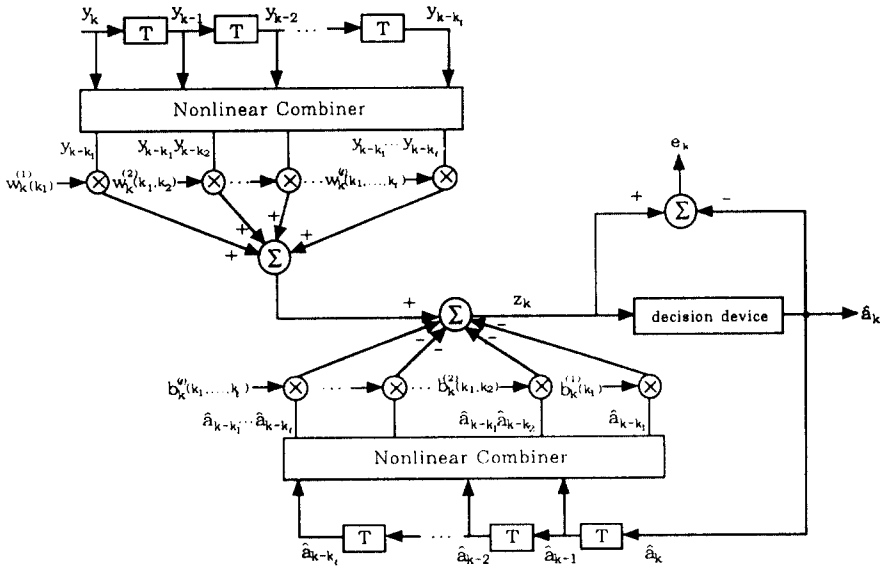


그림 3. 비선형 적응 결정 궤환 등화기의 블록도
 Fig. 3. A block diagram for a nonlinear decision feedback equalizer.

화기를 수식으로 표시하면 다음과 같다.

$$z_k = \sum_{k_1=1}^0 w_k^{(1)}(k_1) y_{k-k_1} - \sum_{k_1=1}^M b_k^{(1)}(k_1) \hat{a}_{k-k_1} + z_k^{NL} \quad (11)$$

여기서 z_k^{NL} 는 비선형 성분을 나타내는 항으로서 식(12)와 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} z_k^{NL} = & \sum_{k_1} \sum_{k_2} w_k^{(2)}(k_1, k_2) y_{k-k_1} y_{k-k_2} + \dots \\ & + \sum_{k_1} \dots \sum_{k_l} w_k^{(l)}(k_1, \dots, k_l) y_{k-k_1} \dots y_{k-k_l} \\ & - \sum_{k_1} \sum_{k_2} b_k^{(2)}(k_1, k_2) \hat{a}_{k-k_1} \hat{a}_{k-k_2} + \dots \\ & - \sum_{k_1} \sum_{k_l} b_k^{(l)}(k_1, \dots, k_l) \hat{a}_{k-k_1} \dots \hat{a}_{k-k_l} \quad (12) \end{aligned}$$

식(11)에서 비선형 부분을 고려하지 않을 경우는 선형 적응 결정 궤환 등화기 구조를 나타내므로 식(11)과 (12)는 선형 적응 결정 궤환 등화기의 확장으로 볼 수 있다. 따라서 선형 적응 결정 궤환 등화기 구조를 갖는 등화기에서 유도되었던 성질들이 비선형 적응 결정 궤환 등화기에도 마찬가지로 적용될 수 있

다. 즉 기록 채널에서 발생하는 심볼간 간섭은 선형성에 의한 심볼간 간섭과 비선형성에 의한 심볼간 간섭으로 구성되어 있으며, 이는 전조와 후조로 구분할 수 있다. 이 중 전조는 통신 채널의 선형성에 의한 심볼간 간섭과 비선형성에 의한 심볼간 간섭의 합으로 이루어져 있으며, 등화기의 전방 선형 필터와 전방 비선형 필터가 Schetzen의 p차 정리에 의해 전조 부분을 제거하는 역할을 한다. 예를 들면, 채널에서 선형과 3차 까지의 비선형성이 전조 부분에 존재할 경우 등화기의 전방 선형 필터는 이상적으로 채널의 선형 부분의 역함수가 되며 3차로 구성되어 있는 등화기의 전방 비선형 필터는 이 역함수와 채널의 2, 3차 비선형 함수에 의해 계산되어 결과적으로 전조 부분을 제거시킨다. 마찬가지로 채널의 선형성에 의해 발생하는 후조와 비선형성에 의해 발생하는 후조 부분은 선형 궤환 필터와 비선형 궤환 필터에 의해 각각 제거된다.

선형 적응 결정 궤환 등화기에서와 마찬가지로 전방 탭 계수 $w_k^{(1)}(k_1), w_k^{(2)}(k_1, k_2), \dots, w_k^{(l)}(k_1, k_2, \dots, k_l)$ 와 궤환 탭 계수 $b_k^{(1)}(k_1), b_k^{(2)}(k_1, k_2), \dots, b_k^{(l)}(k_1, k_2, \dots, k_l)$ 등의 계수들은 signed-LMS 알고리즘에 의해 갱신되며 트랙의 변화에 대해 적응력을 갖고 추

적할 수 있다. 선형 필터로부터 유도된 LMS 알고리즘을 확장하여 사용할 수 있는 이유는 식(11)과 (12)에 주어진 Volterra 급수가 입력 관점에서 본다면 비선형으로 구성되어 있지만, 필터 계수의 관점에서 본다면 선형으로 이루어 있기 때문에 signed-LMS를 이용한 전방 탭 계수는 식(13)에 의해, 그리고 케환 탭 계수는 식(14)에 의해 각각 갱신된다^[14].

$$\begin{aligned}
 w_{k+1}^{(1)}(k_1) &= w_k^{(1)}(k_1) + 2 * \mu * e_k * \text{sign}\{y_{k-k_1}\} \\
 w_{k+1}^{(2)}(k_1, k_2) &= w_k^{(2)}(k_1, k_2) + 2 * \mu * e_k \\
 &\quad * \text{sign}\{y_{k-k_1}\} * \text{sign}\{y_{k-k_2}\} \\
 &\vdots \\
 w_{k+1}^{(l)}(k_1, k_2, \dots, k_l) &= w_k^{(l)}(k_1, k_2, \dots, k_l) + 2 * \mu * e_k \\
 &\quad * \text{sign}\{y_{k-k_1}\} * \text{sign}\{y_{k-k_2}\} \\
 &\quad * \dots * \text{sign}\{y_{k-k_l}\}
 \end{aligned} \tag{13}$$

$$\begin{aligned}
 b_{k+1}^{(1)}(k_1) &= b_k^{(1)}(k_1) + 2 * \mu * e_k * \text{sign}\{\hat{a}_{k-k_1}\} \\
 b_{k+1}^{(2)}(k_1, k_2) &= b_k^{(2)}(k_1, k_2) + 2 * \mu * e_k \\
 &\quad * \text{sign}\{\hat{a}_{k-k_1}\} * \text{sign}\{\hat{a}_{k-k_2}\} \\
 &\vdots \\
 b_{k+1}^{(l)}(k_1, k_2, \dots, k_l) &= b_k^{(l)}(k_1, k_2, \dots, k_l) + 2 * \mu * e_k \\
 &\quad * \text{sign}\{\hat{a}_{k-k_1}\} * \text{sign}\{\hat{a}_{k-k_2}\} \\
 &\quad * \dots * \text{sign}\{\hat{a}_{k-k_l}\}
 \end{aligned} \tag{14}$$

본 절에서 언급한 비선형 적응 결정 케환 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 효과적으로 감소시킬 수 있다. 다음 절에서는 본 절에서 설명한 비선형 적응 결정 케환 등화기의 성능을 II절에서 설명한 RAM-적용 결정 케환 등화기와 모의 실험을 통해 비교 평가한다.

IV. 모의 실험

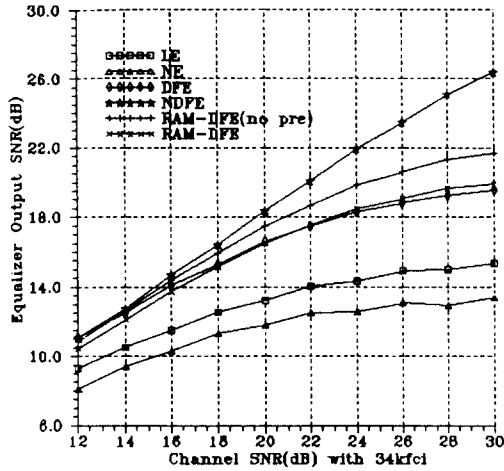
본 절에서는 III절에서 제안한 비선형 적응 결정 케환 등화기(NDFE, l=2)와 기존의 등화기들의 성능을 3종류의 기록 밀도, 즉 34, 45, 56 kfci (kfci = 10³ flux changes/inch)를 갖는 채널에 대하여 비교하였

다^[9]. 본 모의 실험에서 사용된 채널은 cobalt alloy film 디스크와 MR 헤드를 포함하며, 기록 전류에 따른 재생 신호 응답 즉, 입출력 관점에서 모델링하였다. 채널의 비선형성 추정은 재생 신호와 채널의 충격 응답을 선형적으로 중첩하여 얻을 수 있는 합성 신호와의 차로 부터 재생 신호에는 존재하지만 선형적인 합성 신호에는 존재하지 않는 비선형적 신호성분을 구함으로써 가능하다. 일반적인 자기 기록 채널의 비선형성 왜곡은 3차 이상에서는 무시 가능하고 10개 이상의 메모리를 갖는 경우가 드물기 때문에 본 모의 실험에서는 L=11이라 가정하고, 채널의 선형 부분에 해당되는 1차 kernel과 비선형 왜곡을 발생시키는 3종류의 2차 kernel들과 1종류의 3차 kernel을 사용하였으며 식(5)의 Volterra 모델링 기법을 간소화하여 채널을 형성하였다. 성능 비교를 위해 사용된 등화기로는 선형 적응 등화기(LE), 비선형 적응 등화기(NLE), 선형 적응 결정 케환 등화기(DFE), RAM-적용 결정 케환 등화기이며, RAM-적용 결정 케환 등화기의 경우에는 채널의 전조 부분에 존재하는 비선형 성분을 제거한 경우(RAM-DFE, no precursor)와 제거하지 않은 경우(RAM-DFE)를 서로 비교해 보았다.

그림 4는 3종류의 채널들에 대해 채널 SNR을 12dB로부터 30dB까지 변화시킬 때 등화기의 성능, 즉 출력 SNR을 보여 준다. 각 등화기의 성능 평가를 위한 지수로서 등화기 출력 SNR을 다음과 같이 정의하였다^{[14], [15]}.

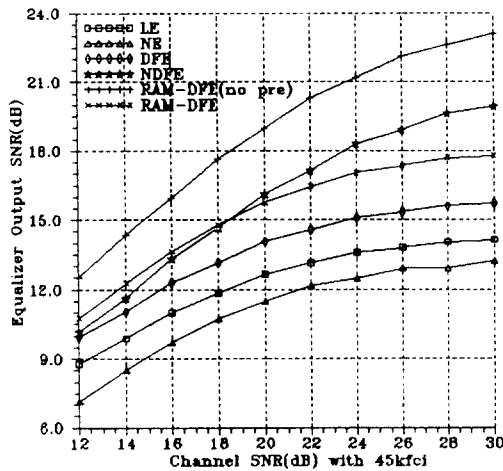
$$\text{SNR} = \frac{E[a_k^2] - \sigma_{nmse}^2}{\sigma_{nmse}^2} \tag{15}$$

이 중 가장 고밀도 채널에 해당하는 그림 4(c)의 56 kfci의 경우를 보면 선형 적응 결정 케환 등화기가 선형 적응 등화기에 비해서는 약 2 dB의 이득을 얻지만 비선형성에 의한 심볼간 간섭을 제거시킬 수 없는 구조이므로 전체적으로 보아 약 중간 정도의 성능을 보인다. RAM-적용 결정 케환 등화기 구조가 효과적으로 동작하기 위해서는 채널의 전조 부분에 비선형 심볼간 간섭 값이 존재하지 않거나 매우 작아야 하나 본 논문에서 사용된 채널의 경우 이 부분의 값을 무시할 수 없으므로 선형 적응 결정 케환 등화기에 비해 성능 향상을 보이지 않는다. RAM-적용 결정 케환 등화기가 동작하기에 이상적인 채널의 경우에 이 등화기의 성능을 보기 위해서 채널의 전조 부분에 존재하는 비선형 성분을 고의로 제거한 후 이 채널에 대

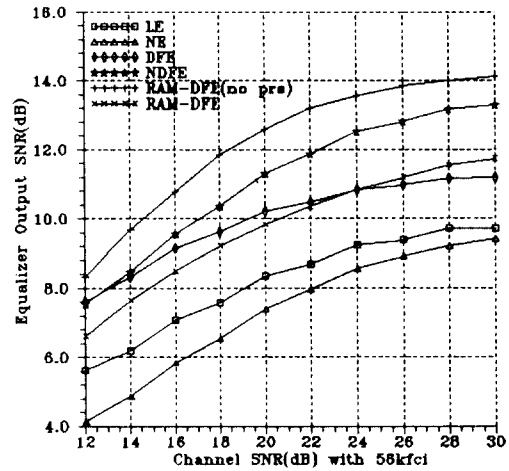


LE : Linear Equalizer
 NE : Nonlinear Equalizer
 DFE : Linear Decision Feedback Equalizer
 NDFE : Nonlinear Decision Feedback Equalizer
 RAM-DFE : RAM-Decision Feedback Equalizer
 RAM-DFE(no precursor) : RAM-DFE for a channel with no precursor

(a)



(b)



(c)

그림 4. 3종류의 밀도를 갖는 디지털 자기 채널들에 대한 등화기 비교 : (a) 34 kfc/i (kfc/i = 10³ flux changes/inch), (b) 45 kfc/i, (c) 56 kfc/i

Fig. 4. Equalizer comparison for digital magnetic channels with 3 different densities : (a) 34 kfc/i (kfc/i = 10³ flux changes/inch), (b) 45 kfc/i, (c) 56 kfc/i

하여 RAM-적응 결정 궤환 등화기를 적용하였다. 그 결과 그림 4(c)에서 알 수 있듯이 RAM-적응 결정 궤환 등화기가 이들 등화기 중 가장 좋은 성능을 보였다. 그러나 전조 부분에도 비선형이 존재하는 실제

의 기록 채널에서는 RAM-적응 결정 궤환 등화기가 전술한 바와 같이 우수한 성능을 보이지 않았다. 제안된 비선형 적응 결정 궤환 등화기는 채널 부가 잡음이 매우 클 경우를 제외하고 거의 모든 경우에 우

수한 성능을 보였다.

또한 채널의 밀도에 따른 각 등화기의 성능을 비교해 보면 채널이 고밀도화됨에 따라 비선형성이 두드러지게 나타나게 되어 등화기의 성능이 일반적으로 저하됨을 알 수 있다. 실제 기록 장치에서는 채널 SNR이 20~22 dB이므로 이 중 22dB인 경우에 비선형 적응 결정 궤환 등화기의 성능을 보면 20, 17, 12 dB로 감소하나 다른 등화기(전조부의 비선형성을 제거한 채널인 경우의 RAM-적용 결정 궤환 등화기 제외)에 비해서는 가장 우수한 성능을 보임을 알 수 있다. 표 1은 본 논문에서 사용된 각 등화기에 대해 최적의 성능을 나타내는 경우의 각종 파라메타 값을 보여 준다. 표 1로부터 각 채널의 경우 선형 적응 등화기를 사용할 경우에 비해 비선형 적응 등화기 구조를 사용함으로써 약 3~4배의 탭 수의 증가가 필요하다는 것을 알 수 있지만, 그림 4에 나타난 바와 같이 비선형 적응 결정 궤환 등화기의 경우는 선형 적응 결정 궤환 등화기에 비해 각 채널에서 약 6.5, 4, 2 dB의 출력 SNR 향상을 얻을 수 있고 비선형 적응 등화기에 비해 월등한 성능 향상은 물론 탭 수에 있어서도 약 2~3배 정도 감소시킬 수 있으므로 채널의 비선형성을 감소시키기 위해 가장 적절한 구조임을 알 수 있다.

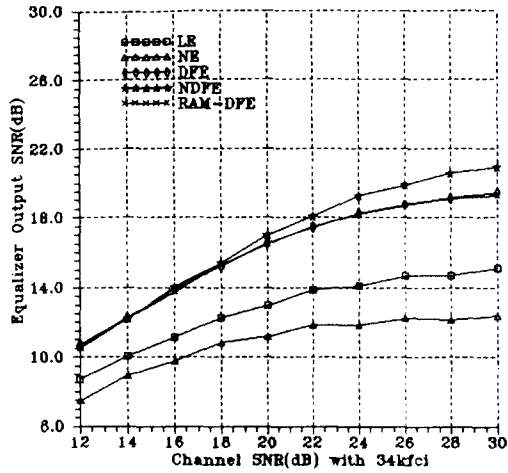
그림 4는 각 등화기의 계수를 일반적인 LMS 알고리즘을 사용하여 갱신한 결과인 반면, 그림 5는 계산 속도의 향상을 위해 signed-LMS 알고리즘을 사용한

경우의 등화기의 성능을 보여준다. 전반적으로 각 채널에 대해 살펴보면 비선형 적응 등화기의 경우 20dB 이상의 채널 SNR에서 등화기 출력 SNR이 다소 떨어지는 것을 제외하고는 거의 모든 등화기들의 성능이 그림 4와 비슷하다. 45 kfcí 채널에 대해서는 22dB 이상에서 RAM-적용 결정 궤환 등화기보다 비선형 적응 결정 궤환 등화기가 우수한 성능을 보이지만, 34, 56 kfcí 채널에서는 비선형 적응 결정 궤환 등화기가 가장 우수한 성능을 보임을 알 수 있다.

수렴 속도면에서 RAM-적용 결정 궤환 등화기와 비선형 적응 결정 궤환 등화기를 비교해 보면 그림 6과 같은 결과를 얻을 수 있다. 이는 45 kfcí 채널에 대해 1000번의 Monte-Carlo run을 하여 구한 MSE로서, 비선형 적응 결정 궤환 등화기의 경우에는 약 3000번 반복 후 16dB로 수렴됨을 볼 수 있으나, RAM-적용 결정 궤환 등화기의 경우에는 약 500번 까지 급격한 1차 수렴 후 완만한 기울기로 2차 수렴을 시작하여 약 10000번 후에야 13dB로 수렴된다(그림에는 나타나 있지 않음). 다른 경우에도 마찬가지로 비선형 적응 결정 궤환 등화기가 RAM-적용 결정 궤환 등화기에 비해 약 3배 이상의 빠른 수렴 속도를 보여주었다. 그림 6에서와 같이 RAM-적용 결정 궤환 등화기의 경우 broadcast training을 사용하면 수렴 속도면에서 보다 나은 결과를 얻을 수 있다^[4]. 본 모의 실험에서는 RAM의 크기를 2⁶개로 수행하였기 때문에 그

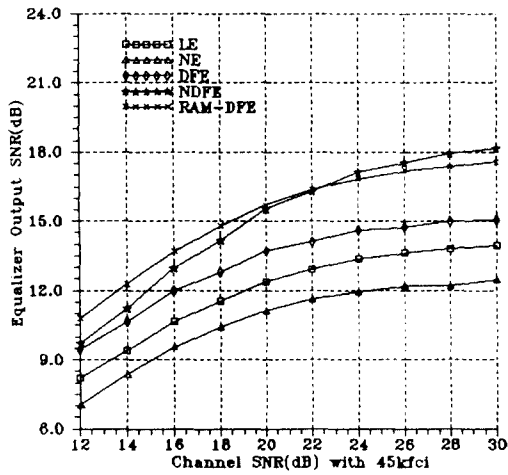
표 1. 본 논문에서 사용된 각 등화기의 파라메타
Table 1. Parameters for each equalizer used in this paper

채널	등화기	적용 상수		TAP 수		채널 delay
		forward	backward	forward	backward	
34 kfcí	LE	0.0003		46		20
	NE	0.0003		240		8
	DFE	0.0003		11	8	10
	RAM-DFE	0.0006	0.02	6		7
	NDFE	0.0002		42	42	6
45 kfcí	LE	0.0003		46		20
	NE	0.0003		240		8
	DFE	0.0003		11	8	10
	RAM-DFE	0.0005	0.003	6		8
	NDFE	0.0002		42	42	6
56 kfcí	LE	0.0003		46		20
	NE	0.00025		132		6
	DFE	0.0003		13	10	10
	RAM-DFE	0.0005	0.01	6		7
	NDFE	0.0002		42	42	6

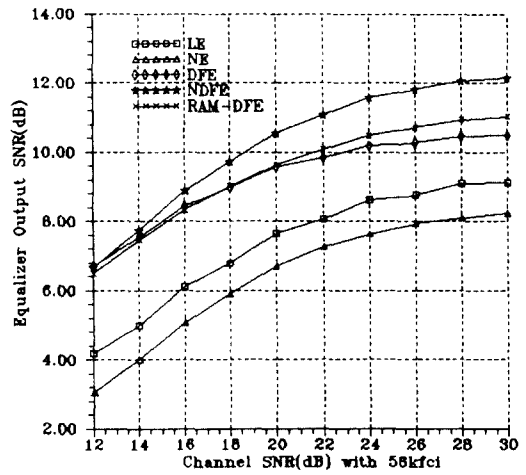


LE : Linear Equalizer
 NE : Nonlinear Equalizer
 DFE : Linear Decision Feedback Equalizer
 NDFE : Nonlinear Decision Feedback Equalizer
 RAM-DFE : RAM-Decision Feedback Equalizer

(a)



(b)



(c)

그림 5. 3종류의 밀도를 갖는 디지털 자기 채널들에 대한 등화기 비교(signed LMS) : (a) 34 kfcfci(kfcfci = 10^3 flux changes/inch), (b) 45 kfcfci, (c) 56 kfcfci

Fig. 5. Equalizer comparison for digital magnetic channels with 3 different densities (signed LMS) : (a) 34 kfcfci(kfcfci = 10^3 flux changes/inch), (b) 45 kfcfci, (c) 56 kfcfci

림 6에 나타난 바와 같이 broadcast training의 성능이 broadcast 방법을 사용하지 않은 경우에 비해 크게 차이를 보이지 않았으나 RAM의 크기를 증가시킬 경우 일반적으로 더욱 큰 성능 차이를 나타낸다.

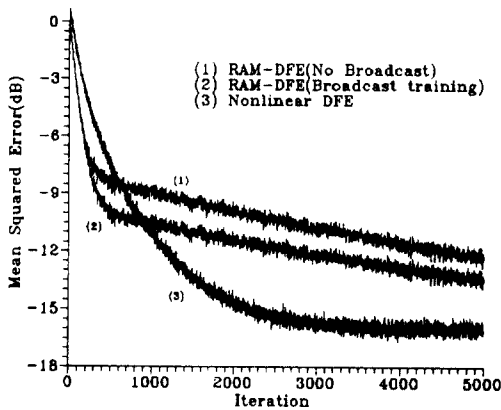


그림 6. 45 kfc 채널에서 RAM-적용 결정 계환 등화기와 비선형 적응 결정 계환 등화기의 학습 곡선
Fig. 6. Learning curves of RAM-DFE and nonlinear DFE for a digital magnetic recording channel with 45 kfc.

V. 결 론

본 논문에서는 디지털 고밀도 기록 채널의 비선형성에 의해 발생하는 왜곡을 효율적으로 감소시킬 수 있는 적응 등화기에 대해 살펴 보았다. 비선형 채널에서 발생하는 왜곡을 감소시키기 위하여 제안된 기존의 RAM-적용 결정 계환 등화기와 본 논문에서 제안된 비선형 적응 결정 계환 등화기의 성능을 비교해 본 결과 계산량 감소를 위하여 최소한의 계수를 사용했음에도 불구하고 비선형 적응 결정 계환 등화기의 경우가 성능면에 있어서 입력 SNR이 22dB인 경우 34, 45, 56 kfc 채널에서 각각 약 2.5, 1, 1.5dB 향상됨을 확인할 수 있었다. 또한 RAM-적용 결정 계환 등화기로는 전조부의 비선형성을 보상할 수 없기 때문에 입력 SNR이 22dB의 경우 전조 부분의 비선형성을 제거한 경우 (RAM-DFE, no precursor)에 비해 약 3dB의 현저한 성능 저하를 볼 수 있었다. 결과적으로 디지털 고밀도 자기 기록 장치에 대한 비선형 왜곡의 보상을 위해서는 비교적 적은 메모리 용량으

로 가장 좋은 성능을 보이는 비선형 적응 결정 계환 등화기가 적합한 등화기 구조임을 알 수 있다.

참 고 문 헌

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. K. D. Fisher, J. M. Cioffi, and C. M. Melas, "An Adaptive DFE for Storage Channels Suffering from Nonlinear ISI," *Int'l Conf. Comm.*, Boston, MA, Jun. 1989.
3. W. L. Abbott, "Adaptive Equalization and Coding for Magnetic Recording Channels," *Ph. D. Thesis*, Stanford University, Mar. 1991.
4. 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.
5. S. K. Nair and J. Moon, "Nonlinear Equalization for Data Storage Channels," *Int'l Conf. Comm.*, pp. 250-254, New Orleans, May 1994.
6. 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.
7. 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.
8. 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.
9. R. Hermann, "Volterra Modeling of Digital Magnetic Saturation Recording Channels," *IEEE Trans. Magn.*, Vol. 26, No. 5, pp. 2125-2127, Sep. 1990.
10. M. Schetzen, "Theory of p th-Order Inverses of Nonlinear Systems," *IEEE Trans. on Circuits and Systems*, Vol. CAS-23, No. 5, pp. 285-291,

May 1976.

11. H. N. Bertram, "Fundamentals of the Magnetic Recording Process," *Proceedings of the IEEE*, Vol. 74, No. 11, pp. 1494-1509, Nov. 1986.
12. J. Newman and R. Fisher, "Performance Calculations of Digital Magnetic Recording Systems," *IEEE Tran. Magn.*, Vol. MAG-20, pp. 96-98, Jan. 1984.
13. Y. Lin and R. Wood, "An Estimation Technique for Accurately Modeling the Magnetic Recording Channel Including Nonlinearities," *IEEE Trans. Magn.*, Vol. MAG-25(5), pp. 4084-4086, Sep. 1989.
14. I. Pitas and A. N. Venetsanopoulos, *Nonlinear Digital Filters*, Kluwer Academic Publishers, 1990.
15. J. M. Cioffi, W. L. Abbott, H. K. Thapar, C. M. Melas, and K. D. Fisher, "Adaptive Equalization for Magnetic-Disk Storage Channels," *IEEE Communications Magazine*, pp. 14-29, Feb. 1990.



孫 周 信(Joo Sin Son) 準會員
 1993年 2月: 中央大學校 電子工學
 科 卒業(工學士)
 1993年 3月~現在: 中央大學校 電
 子工學科 大學院 碩士
 課程
 ※주관심분야: 디지털 통신 및 신호
 처리, Digital Mag-
 netic Storage Chan-
 nel



全 元 奇(Won Gi Jeon) 정회원
 1994年 2月: 中央大學校 電子工學
 科 卒業(工學士)
 1994年 3月~現在: 中央大學校 電
 子工學科 大學院 碩士
 課程
 ※주관심분야: 디지털 통신 및 신호
 처리, Digital Mag-
 netic Storage Chan-
 nel



趙 鏞 洙(Yong Soo Cho) 正會員
 1984年 2月: 中央大學校 電子工學
 科 卒業(工學士)
 1987年 8月: 延世大學校 電子工學
 科 大學院 卒業(工學
 碩士)
 1991年 5月: The University of Tex-
 as at Austin, Depart
 ment of Electrical
 and Computer En-
 gineering(ph. D)

林 龍 勳(Yong-Hoon Lim) 正會員
 현재: 연세대학교 전자공학과 박사과정
 제 19권 제 4호 참조

윤 대 희(Dae-Hee Youn) 正會員
 현재: 연세대학교 전자공학과 교수
 제 19권 제 4호 참조

1992年 3月~現在: 中央大學校 電子工學科 助教授
 ※주관심분야: 디지털 recording, 비선형 필터, 적응 신호
 처리, 고차 스펙트럼