

디지털 VTR·DISK의 기록·재생을 위한 신호처리 기법

関 丙 薫

(주)金星社 映像MEDIA 研究所

趙 鏞 洙

中央大學校 電子工學科

I. 서 론

정보통신 시대를 맞이하여 대용량의 디지털 데이터의 저장과 전송에 대한 중요성이 최근 급속히 부각되고 있으며 그 중 디지털 기록 저장에 관계된 시장이 세계적으로 95년에는 80조 이상에 이를 것으로 예측된다^[1]. 특히, 예상보다 빨리 도래한 멀티미디어 시대의 개막으로 컴퓨터, 통신, 가전, 영화 등의 분야에서 문자, 음성, 영상 등의 대용량 디지털 데이터의 정보 저장과 검색이 필수 불가결하게 되었으며 이에 세계 유수의 업체들이 대용량 저장 장치의 개발에 박차를 가하고 있다. 1993년 9월에 발족된 HD Digital VCR 협의회에서는 가정용 Digital VTR의 사양을 결정하였고, 94년 8월에는 차세대 컴퓨터용 저장 매체로 불리우는 광자기 디스크의 규격이 미국, 일본, 유럽의 주요 정보통신 전자 관련업체에 의해 통일 되었으며, 94년 9월에는 차세대 영상매체인 디지털 비디오 디스크(DVD)의 통일 규격 마련을 위한 공동 조직을 결성하는 등 대용량 데이터를 작은 크기의 카세트 또는 디스크에 저장하려는 움직임이 활발하다.

이러한 기록 밀도의 향상은 헤드, 기록 매체, 인터페이스 기술의 발전에 의해 꾸준히 증가하여 왔으나 최근 새로운 기법의 신호처리 방식에 의해 더욱 가속화되고 있다^[2]. 구체적으로 하드 디스크의 경우, 재생 출력이 기록 매체의 선 속도에 비례하는 기존의 유도형 자기 헤드에 비해 기록 매체 선 속도에 의존하지 않는 박막 헤드의 일종인 MR(magneto-resistive) 헤드의 개발로 고밀도와 고속 기록이 가능하게 되었으며, 여기에 PRML(partial response maximum likelihood) 등의 신호처리 기술을 함께 사용하여 기록 밀도 향상에 박차를 가하고 있다. 디지털 VTR에서는 metal 증착 테이프 또는 헤드의 기록·재생 특성의 개선으로 기록 밀도의 꾸준한 향상이 이루어져 왔으나 거의 한계에 이르고 있으며 성능 향상을 위하여 PRML 기법을 채용하였다. 광 디스크의 경우 고밀도의 기록을 위해 청/녹색의 단파장 레이저와 초해상도 기술등의 기록 재생 특성 개선을 위한 연구와 부호

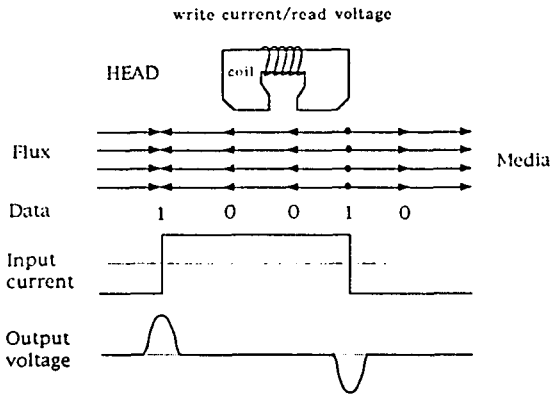
화, 신호처리 기법에 대한 연구가 활발히 진행중이다. 본 고에서는 이러한 고밀도 저장 기기에서 최근 널리 이용되고 있는 신호처리 기법을 PRML을 중심으로 기술한다.

II. PRML의 기초

본 절에서는 디지털 기록 채널로 널리 쓰이고 있는 자기 기록 채널과 이에 적합한 PRML 방식에 대하여 기술한다.

1. 자기 기록 채널 특성 및 모델링

디지털 VTR, 하드 디스크 등에 사용되는 자기 기록 매체에 데이터를 기록·재생시키는 물리적 과정을 그림 1에 나타내었다.^{[3],[4]}



〈그림 1〉 자기 기록 매체의 기록·재생 과정

일반 디지털 통신 채널과는 달리 디지털 자기 기록 채널에는 hysteresis의 영향 때문에 두 레벨(±1)만을 허용하는 포화 기록 방식이 대부분 이용된다. 이진 데이터 0과 1에 해당하는 -1, +1의 신호에 의해 기록 헤드의 기록 전류가 변화하여 매체에 자속(flux) 변화를 형성시킨다. 이때 자속의 방향은 코일에 흘러드는 기록 전류의 극성에 따라 결

정된다. 재생시에는 자속 변화율에 해당하는, 즉 미분치에 비례하는 출력 전압 형태로 재생 헤드에 의해 읽혀지므로 DC성분은 통과하지 않게된다. 결국 재생 헤드와 재생 회로는 자속 방향의 변화에 의해 발생하는 전기적 신호로부터 기록 데이터를 검출한다. 그림 1의 출력 전압이 자기 기록 채널의 특성을 결정짓는 계단 응답 $h(t)$ 이며 이는 다음의 Lorentzian 함수로 모델링 된다.

$$h(t) = \frac{1}{1 + (2t/pw50)^2} \quad (1)$$

여기서 $pw50/T$ 은 $h(t)$ 의 최고값의 50% 높이에서의 폭을 나타내며 일반적으로 이 $pw50/T$ 을 선형 기록 밀도의 단위로 사용한다. 고밀도화에 따른 비선형 신호 발생을 무시할 경우 기록 재생 과정의 전체 시스템 출력은 다음과 같이 주어진다.

$$z(t) = \frac{dW(t)}{dt} * h(t) + \frac{dn_m(t)}{dt} * h(t) + n_r(t) \quad (2)$$

여기서 $z(t)$ 는 재생 파형이며, $W(t)$ 는 이진 입력 데이터 시퀀스 $x_k \in \{-1, 1\}$ 에 해당하는 구형 파형이고, $h(t)$ 는 헤드와 자성체간의 물리적 성질 및 기록·재생 과정 속에서 야기되는 공간 손실, 틈 손실 등의 효과를 포함한 저역통과 필터 형태의 응답이다. 또한 잡음 $n(t)$ 은 백색 잡음으로 모델링되는 전기적 잡음 $n_r(t)$ 과 유색 신호로 유도되는 매체 잡음 $n_m(t)$ 의 합으로 볼 수 있다. 따라서 구간 T 를 갖는 구형파와 이산 시간 입력 x_k 인 입력 전류 파형(NRZ 펄스)을 다음과 같이 표현할 경우

$$W(t) = \sum x_k \Pi(t - kT) \quad \Pi(t) = \begin{cases} 1 & 0 \leq t < T \\ 0 & \text{그외} \end{cases} \quad (3)$$

식(2)는 다음과 같이 주어진다.

$$z(t) = \sum_n x_k [h(t - kT) - h(t - T - kT)] + n(t) \quad (4)$$

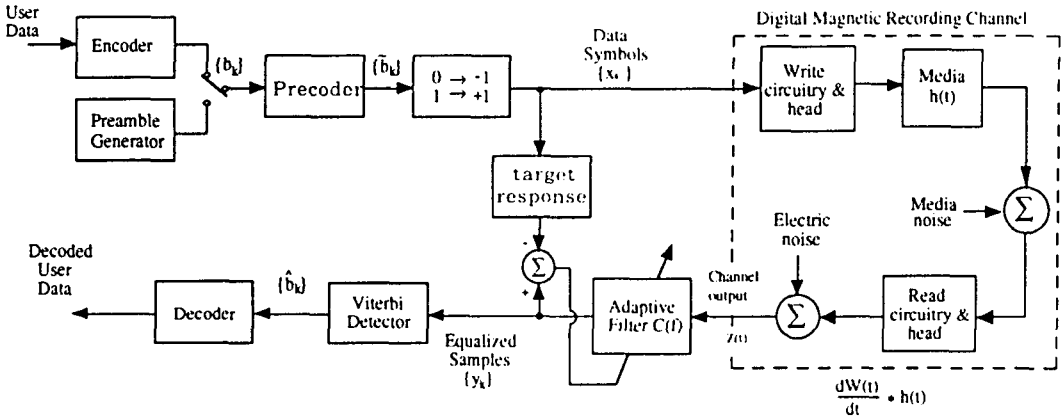
위 식에서 dipulse(또는 dibit) 응답은 $p(t, T) = h(t) - h(t - T)$ 로 주어지는데 이는 매체에 기록된 데이터가 자기 매체 특성상 재생 헤드에서 미분 형태의 출력 유도 전압으로 발생되기 때문이다.

2. PRML 방식

재생 코일을 통해 읽어낸 전기적 신호로부터 기록 데이터를 검출하기 위하여 최근까지 널리 사용되어온 방식은 RLL 부호화와 최대치 검출기를 결합한 아날로그 방법이다. 이 방법은 시스템 구현이 단순하고 클럭 복구등에서 효과적이지만 여전히 기록 밀도 증가에 대해서는 한계가 있다. 이에 반해 기록 재생 헤드 출력에 ADC를 연결하여 재생 신호를 디지털 신호로 변화한 후 디지털 검출 방식인 PRML을 사용하는 연구가 이루어져 왔는데 최대치 검출 방식보다 고밀도 기록이 가능한 것으로 알려져 있으며 현재 상용화 단계에 이르고 있다.

그림 2는 PRML 시스템 전체 블럭도이다.^[5] 이

는 크게 데이터를 부호화하고 심볼을 발생시키는 부분, PR(partial response)로 모델링되는 기록 재생채널 부분, 그리고 등화기 및 Viterbi 검출기 등으로 기록 데이터를 복구하는 부분으로 구분할 수 있다. 각부의 역할을 간단히 기술하면 우선 부호화된 데이터 b_k 가 수신단에서 오류 전달(error propagation)이 없는 추정을 위해 사전 부호화기(preceder)를 통과하며, 사전 부호화된 신호 0, 1은 -1, +1의 기록 전류로 각각 변환된다. 채널 부분에서는 전체 응답이 원하는 PR 형태, 즉 기록 채널이 갖는 스펙트럼 특성과 비슷한 모양이 되도록 등화기를 사용하여 심볼간 간섭을 조절한다.^{[6],[7]} 마지막으로 허용된 심볼간 간섭을 고려하여 구성된 문턱값 검출기(threshold level detector)나 MLSD(maximum likelihood sequence detection)의 Viterbi 검출기를 사용하여 신호를 복구한다.^{[8],[9]} 본 절에서는 PR, 등화, 그리고 복호에 대하여 기술한다.



(그림 2) 자기 기록 채널을 위한 PRML 블럭도

1) PR과 등화

채널이 고밀도화됨에 따라 주위의 샘플링 순간에 영향을 미치는 심볼간 간섭이 존재하게 되며 이에 대한 영향을 감소시키기 위한 방법으로 선형 등화기 또는 결정 궤환 등화기 등을 사용하는 일반적인 등화 방식과 본 절에서 기술하는 PR 방식이 있다. 일반적인 등화 방식에서는 영점강화(zero

forcing) 또는 최소 자승 에러(MSE) 방식을 사용하여 주위의 샘플링 순간에서 심볼간 간섭이 0 (즉, 주파수 영역에서는 평탄한(flat) 응답)이 되게 함으로서 Nyquist criterion을 만족시키며, PR 방식에서는 재생 파형과 근사한 형태의 부분응답이 되게 등화기를 선택함으로써 일반적인 등화 방식의 단점인 잡음 증가 효과를 감소시킬 수 있다.

즉 PR 시스템에서는 원하는 형태(target response)의 심볼간 간섭을 허용하여 보다 쉽게 등화시킬 수 있는데 이 부분이 그림 2에 나타나 있다. 이 그림에서 독립된 입력 심볼 $x_0 = \pm 1$ 에 대한 기록 채널과 등화기의 전체 응답 $q(t)$ 는 다음과 같이 주어지는 것을 알 수 있다.

$$q(t) = \frac{dW(t)}{dt} * h(t) * c(t) \quad (5)$$

여기서 $\frac{dW(t)}{dt} * h(t)$ 는 식(2)에 주어진 자기 기록 채널의 dipulse 응답이고 $c(t)$ 는 등화기 응답이다. PR 방식에서는 전체 응답 $q(t)$ 가 표 1에서 선택된 PR 시스템과 유사하게 되게끔 등화기 $c(t)$ 를 설계한다. 이중 비교적 자기 채널의 응답과 유사한 PR-IV를 선택할 경우 $q(t)$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$q(t) = g(t) - g(t-2T) \quad (6)$$

여기서 $g(t)$ 는 나이키스트 신호이며, 샘플링 위상 오차가 없는 경우 등화된 샘플 $\{y_k\}$ 은 다음과 같이 주어진다.^[5]

$$y_k = a_k + n_k \quad (7)$$

여기서

$$a_k = x - x_{k-2}, \quad a_k \in \{-2, 0, +2\}$$

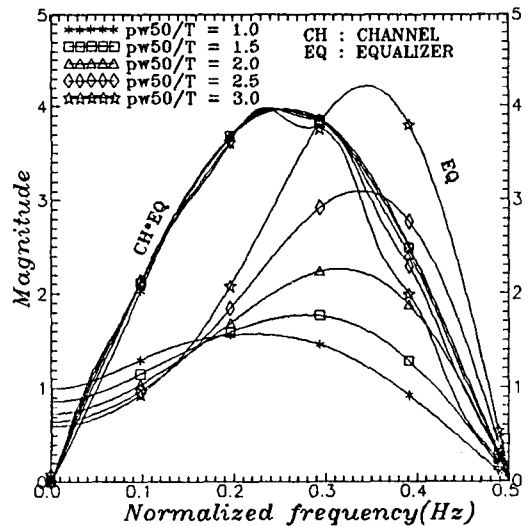
이 경우 등화된 이산 채널은 다항식 $1-D^2$ 의 특성을 갖게 되며 주파수 응답은 다음과 같이 주어진다.

$$\bar{Q}(f) = \frac{1}{T} \sum_m Q(f - \frac{m}{T}) = 1 - e^{-j4\pi f T} \quad (8)$$

이는 PR-IV 신호는 자기 기록 채널의 대역 통과 특성에 잘 부합되는데 이와 유사한 특성을 갖는 신호는 다음과 같은 다항식으로 표현된다.^[6]

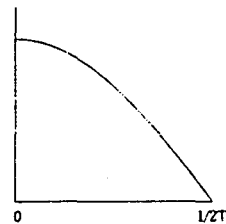
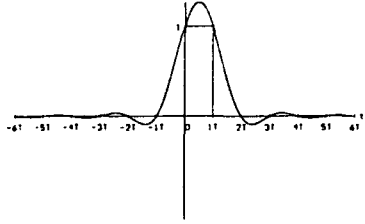
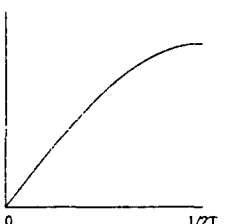
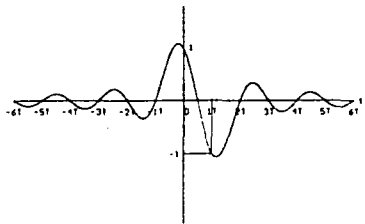
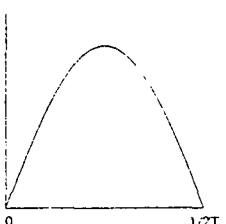
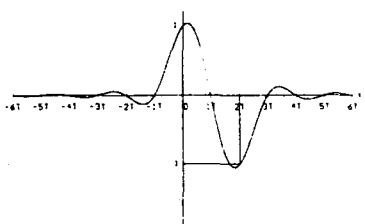
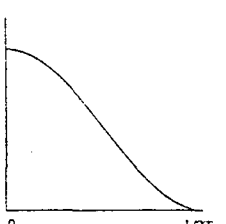
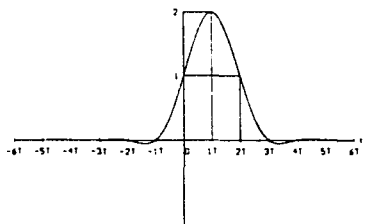
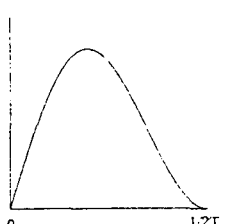
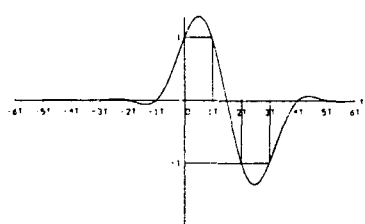
$$F(D) = (1-D)(1+D)^n \quad n=0, 1, 2 \dots \quad (9)$$

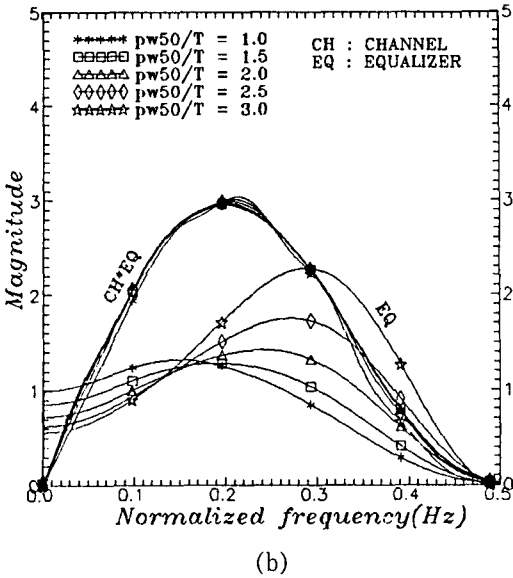
여기서 $n=1$ 인 경우 PR-IV, $n=2$ 인 경우 EPR-IV라 부른다. 광자기 디스크 채널에서는 $F(D) = 1+D$ 의 PR-I 다항식이 적합한 것으로 알려져 있다. 이러한 PR 방식에서는 채널이 갖는 심볼간 간섭과 비슷한 형태의 부분응답이 되게 등화기의 탭 계수를 선택하므로 선형 등화기에 비해 적은 수의 탭 수로도 쉽게 원하는 응답을 얻을 수 있다. 그림 3은 Lorentzian 채널을 사용하여 SNR 20dB에서 모의실험한 결과로서 같은 최대치 전력(peak power)하에서 PR-IV, EPR-IV 등화후의 등화기와 전체 채널의 주파수 응답을 나타낸다. PR-IV에 비해 EPR-IV로 등화한 경우가 Nyquist 주파수 부근에서 상대적으로 적은 크기를 갖는데 이로 인하여 고주파 잡음을 억제하는 효과를 가져와 높은 SNR 이득을 얻게 된다. 이 결과가 그림 4에 나타나 있는데 주어진 밀도에서 EPR-IV 등화의 경우가 PR-IV 등화보다 출력 SNR이 월등히 높은 것을 알 수 있다. 선형 밀도 1.0에서는 약 3dB, 3.0에서는 약 6dB 이상 높게 나타난다. 특히 고밀도 기록에서 이러한 EPR-IV 등화의 SNR 이득은 다음에 기술할 MLSD검출에서 잃게 되는 약 3dB 손실을 극복함으로써 전체적으로는 고밀도로 갈수록 EPRML이 PRML보다 좋은 성능을 갖게 된다.^[10]



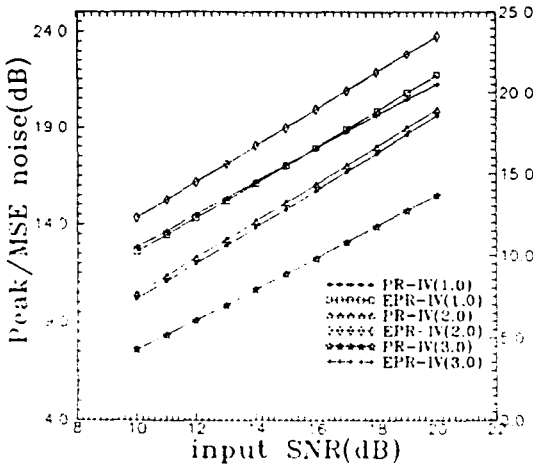
(a)

〈표 1〉 PR 다항식

F(D)	Frequency Response	Impulse Response
$1+D$ (PR-I, duobinary)		
$1-D$ (dicode)		
$(1-D)(1+D) = 1-D^2$ (PR-IV, modified duobinary)		
$(1+D)^2 = 1+2D+D^2$ (PR-II)		
$(1+D)^2(1-D)$ $= 1+D-D^2-D^3$ (EPR-IV)		



(그림 3) 선형 밀도 변화에 대한 등화기와 전체 시스템의 주파수 응답



(그림 4) PR-IV와 EPR-IV의 SNR 성능 비교

2) 복호

PR 방식을 사용하는 채널의 출력 신호에는 원하는 형태의 심볼간 간섭이 포함되어 있으므로 이의 영향을 고려한 복호기를 구성해야 한다. 복구 방법에는 문턱값 검출과 Viterbi 알고리즘을 이용한 MLSD 검출이 있다.

(가) 문턱값 검출

기지의 심볼간 간섭을 갖는 출력 신호로부터 이 심볼간 간섭을 제거하기 위한 방법으로 결정 궤환 등화기를 우선 고려할 수 있다. 즉, 결정된 현재의 신호를 지연시켜 기지의 심볼간 간섭을 발생시킨후 재생 신호에서 이를 빼주는 방식이다. 잡음이 없을 경우 이 방식은 원하는 결과를 가져오나 잡음 등에 의해 에러가 발생할 경우 그 후에 입력되는 신호에 영향을 미치는 에러 전파 현상이 발생된다. 이의 방지를 위해 재생단의 결정 궤환 구조를 기록단으로 가져와 사전 부호화기를 구성할 수 있는데 이를 그대로 사용할 이 경우 채널에서의 심볼간 간섭은 제거 가능하나 기록 신호가 커지게 된다. 그러나 사전 왜곡기에 모듈로 연산을 추가하여 기록 신호의 크기를 줄이고 채널 출력 신호를 모듈로 연산할 경우 위의 결과와 동일하다는 결과를 이용하게 되면 에러 전파없이 심볼간 간섭을 제거할 수 있다.^[3] 따라서 채널 입력 신호 $\{x_k\}$ 에 대한 전체 이산 응답을 $q_k = q(t) |_{t=kT}$ 라 하면, 일반적으로 사전 부호화기는

$$b_k = \frac{1}{q_0} [b_k - \sum_{i=1}^{N-1} q_i b_{k-i}] \pmod{m} \quad (10)$$

로 주어진다.^[7] 여기서 $\{b_k\}$ 은 일반적으로 m 진수의 입력 신호열이다. 자기 기록 채널에서와 같이 2진 신호를 사용하고 $1-D^2$ 의 PR-IV를 전체 이산 응답 q_k 로 택할 경우 사전 부호화기는 $1/(1 \oplus D^2)$ 이 된다. 여기서 \oplus 는 modulo-2 가산을 나타낸다. 따라서 입력 2진 신호열 $\{b_k\}$ 은 $\{b_k = b_k \oplus b_{k-2}\}$ 으로 사전 부호화되며, 이의 검출은 3-단계 검출(TLD : three level detector) 또는 Viterbi 복호화기에서 이루어진다.

(나) MLSD 검출

검출단에서 PR 다항식을 trellis 형태로 구현하여 최우추정법인 Viterbi 검출을 수행하면 문턱값 검출에 비해 이득을 얻을 수 있는데(PR-IV의 경우 3dB), 이는 신호간의 유클리디안 거리가 최대가 되도록 검출기에서 연관정함으로써 memoryless한 방식인 문턱값 검출에 비해 얻는 이득이다.^[8] 이러한 Viterbi 검출기를 PR-IV와 함께 사용할 경우 PRML, EPR-IV와 함께 사용할 경우

EPRML이라고 부르며 이때의 에러 확률은 다음과 같이 주어진다.^[10]

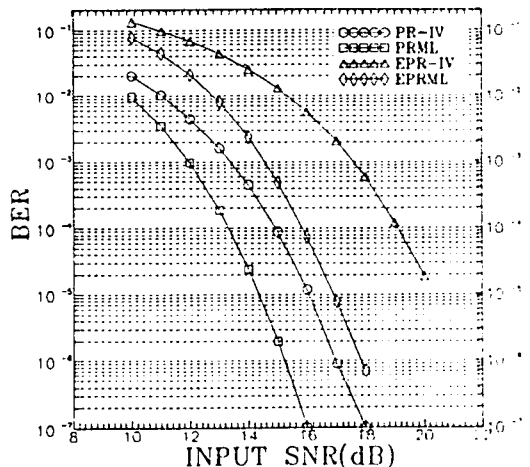
$$2P_e(E) = N_c \cdot N_e \cdot P_d \cdot Q\left(\frac{d_{\min}}{2\sigma}\right) \quad (11)$$

여기서 d_{\min} 은 신호간의 최소 유클리디안 거리, σ 는 잡음 편차, N_c 는 에러 사건 조합의 수, N_e 는 에러수, P_d 는 데이터열의 확률이다. 검출기 입력의 최대치 신호를 (± 2)로 정규화할 경우 PR-IV의 경우 ($\pm 2, 0$), EPR-IV의 경우 ($\pm 2, \pm 1, 0$) 값이 존재하므로 d^2_{\min} 은 PR-IV의 경우 $2^2+2^2=8$ 이며 EPR-IV의 경우는 $1^2+1^2+1^2+1^2=4$ 가 된다. 이 값을 식(11)에 대입시켜 에러 확률을 구해보게 되면 8-상태를 사용하는 EPRML이 4-상태를 사용하는 PRML보다 검출기에서는 약 3dB의 손실을 보인다. 그러나 고밀도 기록시 EPRML이 PRML에 비해 등화기에서 3dB 이상 ($\text{pw}50/T = 3.0$ 인 경우 약 6dB)의 이득을 얻기 때문에 검출기에서의 손실을 고려하더라도 전체적으로 낮은 에러 확률을 보인다.

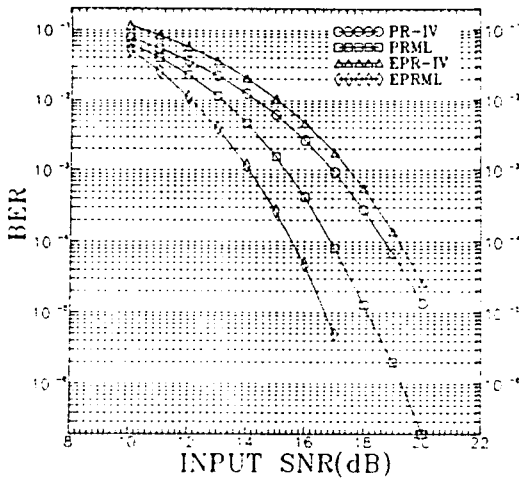
실제로 PRML이나 EPRML에서 Viterbi 알고리즘을 사용할 경우 각 단에서 경로 메트릭을 계산하고 최적 경로를 찾아 기억해야 하므로 계산량이 복잡하고 기억 용량이 커진다. 그러나 8/9, 24/25 부호화기를 그림 2에서와 같이 사전 부호화기 전단에 사용하면 클럭 복구(clock recovery)와 수신단의 fast start-up 그리고 Viterbi 복호시 path memory length를 줄일 수 있다. 또한 식(7)에서 알 수 있듯이 짝수(또는 홀수) 데이터 열은 짝수(또는 홀수) 입력 심볼에 의해서만 영향을 받으므로 PR-IV는 다항식 $1-D'$ ($D'=2D$)를 갖는 두 개의 독립적인 dicode PR($1-D$) 시퀀스로 볼 수 있다. 따라서 PRML의 복호기 구현시 수신단에 들어오는 데이터 열을 두 개의 독립적인 열로 분리하여 각각에 difference-metric Viterbi 알고리즘을 적용하면 계산량과 기억 용량을 줄일 수 있다.^[9]

그림 5는 2.1절에서 기술한 PR-IV, EPR-IV 등화후 문턱값 검출과 Viterbi 검출을 수행한 경우의 BER 곡선을 보여준다. 그림 5(a)는 $\text{pw}50/T$

= 1.0 인 경우로서 PRML 및 EPRML이 PR-IV 및 EPR-IV 신호에 문턱값 검출기를 사용했을 때 보다 우수한 성능을 보여주는데, 비트 에러율 10^{-5} 에서 PRML은 PR-IV 문턱값 검출에 비해 약 2dB 정도의 이득을 보이고 EPRML은 EPR-IV 문턱값 검출보다 약 4dB 정도 이득을 보인다. 또한 PRML이 EPRML에 비해 약 3dB 정도의 성능 이득이 있음을 볼 수 있다. 그림 5(b)는 $\text{pw}50/T = 3.0$ 인 경우로 그림 5(a)에서와 마찬가지로 비트 에러율 10^{-5} 에서 PRML이 PR-IV 문턱값 검출보다 약 2dB 정도 성능 개선을 보이고 EPRML은 EPR-IV 문턱값 검출보다 약 4dB 성능 개선을 보인다. 그러나 $\text{pw}50/T = 1.0$ 인 경우와는 달리 EPRML이 PRML에 비해 약 2.5 dB 정도의 성능 개선을 나타낸다. 따라서 저밀도에서는 PRML이 성능이 우수하나 고밀도로 갈수록 EPRML의 성능이 개선됨을 알 수 있다. 그림 6은 본 절에서 기술한 PR 방식과 일반적인 등화 방식에 대한 BER 비교로서 $\text{pw}50/T = 2.0$ 인 경우의 모의 실험 결과이다. IIR 필터를 갖는 선형 등화기는 자기 기록 채널에 존재하는 미분 특성을 IIR 필터의 적분 특성에 의해 제거해 줌으로서 기존 선형 등화기에 비해 탭 수를 크게 감소시키면서 약간의 성능 증가를 가져오나, PRML 또는 결정 궤환 등화기에 비해 크게 성능이 떨어짐을 알 수 있다.

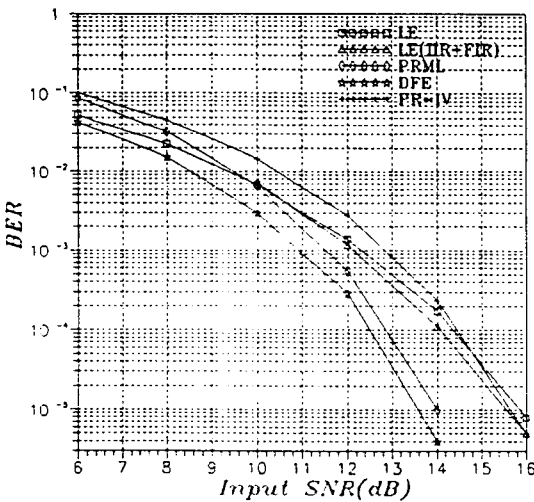


(a)



(b)

〈그림 5〉 입력 SNR 변화에 대한 BER



〈그림 6〉 PRML과 다른 등화기의 BER 비교 (pw50/T=2.0)

III. 고밀도 기록을 위한 비선형 왜곡 감소

선형 기록 밀도가 증가함에 따라 재생 신호에는 심볼간 간섭이 나타나며 이는 II절에서 기술한

PRML, 결정 궤환 등화기 등에 의해 어느 정도까지 감소시킬 수 있다. 그러나 기록 장치가 고밀도 화 됨에 따라 자속간의 비선형 상호 작용이 두드러지게 나타나게 되어 재생 신호에는 비선형 심볼간 간섭이 존재하게 된다.^{[11],[12]} 기존의 등화기로는 이러한 심볼간 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 이전 신호를 더욱 가깝게 위치시켜야 하는데 이에 따라 비선형 심볼간 간섭이 크게 증가한다.^[13]

1. 비선형 왜곡을 갖는 채널 모델링

비선형 왜곡을 보상하기 위해서는 우선 비선형 심볼간 간섭을 보다 정확히 나타낼 수 있는 채널 모델링이 필요하다. 이러한 비선형 왜곡은 고밀도 기록시 두드러지게 나타나며 그에 대한 주 원인은 기록된 데이터의 demagnetizing field의 영향과 기록 전류의 부적절한 rise-time으로 알려져 있다. 비선형 왜곡의 결과로 기록된 전이(transition)의 위치가 이동(shift)하게 되는데 이러한 전이 이동은 재생시 크기 변화나 최대치 이동을 가져와 기록 시스템의 성능을 크게 저하시킨다. 즉, 기존의 선형 채널에서는 재생 전압이 각 기록 전류 응답들의 중첩(superposition)으로 이루어져 있어 적절히 선택된 등화기에 의해 심볼간 간섭을 제거하고 데이터를 검출할 수 있으나 비선형 채널에서는 현 기록 전류 뿐만 아니라 전 후에 기록된 전류의 패턴에 따라 다른 응답을 가져오기 때문에 input-dependent한 모델이 필요하고 이를 위해서 Volterra series expansion과 finite-state machine(FSM)이 디지털 기록 채널에 적절한 것으로 알려져 있다.

Volterra 급수는 power 급수를 확장시켜 비선형 시스템을 표현하는 기법이며, 비선형성을 갖는 저장 기기 채널은 유한 메모리를 갖는 이산 Volterra 급수로 다음과 같이 모델링할 수 있다.^[12]

$$y(t) = \sum_k x_k d^{(1)}(t-kT) + \dots$$

$$\begin{aligned}
 & + \sum_k \sum_{d_1=1}^{u+v-l+2} \cdots \sum_{d_{l-1}=d_{l-2}+1}^{u+v} x_k x_{k-d_1} \\
 & \cdots x_{k-d_{l-1}} \hat{p}_{d_1}^{(l)}, \cdots, a_{l-1}(t-kT) + \cdots \quad (12) \\
 & + \sum_k x_k x_{k-1} x_{k-2} \cdots x_{k-u-v} \hat{p}_{1, \dots, u+v}^{(L)}(t-kT)
 \end{aligned}$$

여기서 $L=u+v+1$ 이고 이는 현재를 포함한 u 개의 과거, v 개의 미래, 전체 L 개의 입력 데이터 $(x_{i-u}, \dots, x_{i+v})$ 에 의해서만 재생 전압 $y(t)$ 가 영향을 받는다는 것을 의미한다. $\hat{p}_{d_1}^{(l)}, \dots, a_{l-1}(t)$, $(l=1, \dots, L)$ 은 l 차 Volterra kernel을 나타내며 $\hat{p}^{(l)}(t)$ 는 자기 기록 장치의 경우 II절에서 기술한 dipulse 응답이다. 식(12)의 Volterra 모델링은 L 이 증가하거나 데이터간의 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.

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. Volterra 모델에서는 입력의 과거, 현재, 미래 값과 이 때의 출력 값을 이용하여 Volterra kernel을 추정하는 반면, FSM 모델에서는 과거, 현재, 미래의 데이터 값을 원소로 하는 상태 벡터를 만들어 RAM의 번지수를 결정한 후 해당 입력에 대한 채널 출력 값을 해당 번지의 RAM에 기록함으로써 비선형 채널을 모델링한다.^[11] 결과적으로 위의 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.

2. 비선형 왜곡 감쇄를 고려한 등화기 구조

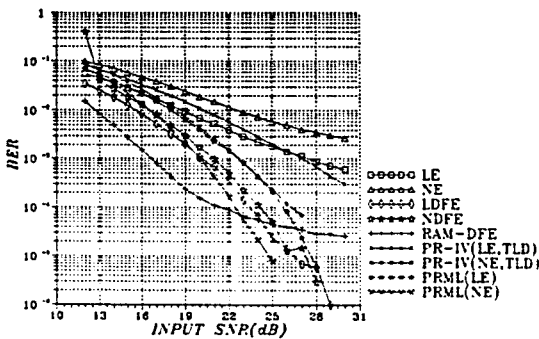
고밀도 기록 장치에서 재생 신호가 갖는 심각한 비선형 심볼간 간섭을 없애기 위해 기존의 적응 결정 궤환 등화기 구조에서 후방 궤환단을 대조표

(look-up table)로 대체하여 후방 비선형 심볼간 간섭을 보상할 수 있는 RAM-적용 결정 궤환 등화기가 제안되었다.^[13] 이의 전방부는 기존의 적응 결정 궤환 등화기와 마찬가지로 FIR 필터로 구성되었으며, 전방 계수와 후방의 RAM 값은 적응적으로 갱신되어 비선형 심볼간 간섭을 제거시키며 또한 디스크 시스템의 반경의 변화에 따른 왜곡도 보상해 준다. 이 때 후방의 대조표 값은 그 주소에 해당하는 M 개의 결정 비트가 사용될 때만 갱신되므로 수렴 속도면에서 선형 적응 결정 궤환 등화기에 비해 느리나 broadcasting 방법을 사용함으로써 선형 적응 결정 궤환 등화기와 비슷한 속도를 갖게 할 수 있다. 그러나 채널의 비선형성을 감소시키기 위하여 제안된 방법인 RAM-적용 결정 궤환 등화기는 전방부가 선형 필터로 구성되어 있으므로 전조 부분의 비선형 심볼간 간섭을 제거할 수 없기 때문에 전·후방에 비선형성이 존재하는 일반적인 채널의 경우에는 효과적이지 못하다. 또한 RAM-적용 결정 궤환 등화기의 대조표 구성을 위해서는 2^M 개의 memory 공간을 확보해야 한다는 단점이 있다.

이와는 다른 방법으로 기존의 PRML 또는 결정 궤환 등화기에 비선형 항들을 추가하여 전 후방에 존재하는 비선형 심볼간 간섭을 어느 정도까지 감소시킬 수 있다.^{[14],[15]} 이러한 비선형 왜곡 보상이 가능한 등화기는 Schetzen이 제안한 비선형 시스템의 p 차 정리에 근거를 두고 있다. 즉, 비선형 시스템이 Volterra 급수로 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 차까지의 비선형성을 제거할 수 있다는 정리이다. 좀더 구체적으로 그림 2의 PRML 시스템의 적응 필터를 적응 Volterra 필터로 대체함으로써 또는 기존의 선형 적응 결정 등화기에 비선형 항들을 추가함으로써 기록 밀도가 높아질수록 두드러지는 비선형 왜곡을 p 차까지 감소시킬 수 있다.

그림 7은 기록 밀도 56kfc(i(kilo flux changes/inch))를 갖는 채널에 대하여 II절에서 기술한 각종 등화기와 본 장에서 기술한 비선형 등화기를 사

용한 경우의 BER 곡선을 보여준다.^{[12],[14]} 이 그림에서 선형 등화기(LE)가 가장 저조한 성능을 보이고 비선형 등화기(NE)가 이보다 약간 낮은 BER을 가져옴을 알 수 있다. 비선형 결정 궤환 등화기(NDFE)를 사용할 경우 RAM-결정 궤환 등화기(RAM-DFE)에 비해 25dB 이상에서 성능이 우수함을 알 수 있다. 또한 Viterbi 검출기를 사용한 PRML 방식(PRML(LE))이 3단계 검출기를 사용한 PR-IV 방식(PR-IV(LE,TLD))에 비해 입력 SNR의 이득을 얻음을 알 수 있으며, 비트 오류율 10^{-5} 을 기준으로 할 때 비선형 적응 등화기를 사용한 PRML 방식(PRML(NE))이 기존의 선형 적응 등화기를 사용한 PRML 방식(PRML(LE))에 비해 입력 SNR면에서 약 3dB의 이득을 보임을 알 수 있다.



〈그림 7〉 56kfc이 채널에 대한 기존의 각 등화기와 PR-IV 방식의 검출 방식에 따른 비트 오류율 비교

IV. 결 론

본 고에서는 하드 디스크, 디지털 VTR, 광자기 디스크 등의 기록 채널의 고밀도화를 위한 신호처리 기법을 PRML을 중심으로 살펴보았다. II절에 기술된 PRML 등화 기법은 기록 재생 채널이 선형적으로 모델링 되고 백색 Gaussian 잡음이 부가

적으로 첨가된다는 가정하에서 유도되었으며 현재 상용화 되어 있는 대부분의 IC들 역시 이러한 환경하에서 최대의 성능을 낼 수 있다. 그러나 일반적으로 기록 채널이 고밀도화함에 따라 비선형 왜곡이 두드러지게 나타나게 되며 설계시 이에 대한 고려가 필수적인데 이를 위해 비선형 채널의 정확한 모델링, 채널 identification, 비선형 왜곡 보상기 구조 설계가 요구된다. 또한 전기적 잡음은 백색 신호로 모델링이 가능하나 매체 잡음은 유색 신호로 모델링되어야 함으로 매체 잡음에 대한 연구와 이를 고려한 등화기 설계가 요구된다. 마지막으로, III절에서는 선형밀도를 증가시킬 때 발생하는 현상과 이를 감소시킬 수 있는 방법에 대하여 기술하였는데 최종적으로 높은 면밀도(areal density)를 얻기 위해서는 트랙 밀도를 향상시켜야 하며 이를 위해서는 multiple head를 사용하여 트랙간 간섭(ITI)을 감소시킬 수 있는 기법에 대한 연구가 필요하다.

참 고 문 헌

- [1] J. M. Cioffi, W. L. Abbott, H. K. Thapar, C. M. Melas, and K. D. Fisher, "Adaptive Equalization in Magnetic Disk Storage Channels," *IEEE Comm. magazine*, pp.14~29, Feb. 1990.
- [2] 今井, 三宅, 「信號處理方式 PRML」, 『日エレクトロニク』, No. 599, pp.71~97, Jan. 1994.
- [3] E. A. Lee and D. G. Messerschmitt, *Digital Communication*, Boston : KALA, 1994.
- [4] J. Watkinson, *The Art of Digital Video*, London & Boston : Focal Press, 1990.
- [5] 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 Comm.*, Vol. 10, No. 1, pp.38~56, Jan. 1992.

- [6] 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.
- [7] P. Kabal and S. Pasupathy, "Partial-Response Signaling," *IEEE Trans. Comm.*, Vol. COM-23, No. 9, pp.921~934, Sep. 1975.
- [8] 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.
- [9] 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.
- [10] T. Sugawara, M. Yamagishi, H. Mutoh, K. Shimoda, and Y. Mizoshita, "Viterbi Detector Including PRML and EPRML," *IEEE Trans. on Magn.*, Vol. 29, No. 6, pp. 4021~4023, Nov. 1993.
- [11] 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.
- [12] R. Hermann, "Volterra Modeling of Digital Magnetic Saturation Recording Channels," *IEEE Trans. Magn.*, Vol. 26, No. 5, pp.2125~2127, Sep. 1990.
- [13] 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 Comm.*, Vol. 39, No. 11, pp.1559~1568, Nov. 1991.
- [14] 손주신, 서광락, 조용수, 임용훈, 윤대회, "디지털 고밀도 채널의 비선형 왜곡 감소를 고려한 PRML," *대한전자공학회*, Vol. 31-B, No. 11, 1994.
- [15] 손주신, 전원기, 조용수, 임용훈, 윤대회, "디지털 고밀도 기록 장치의 비선형성 감소를 위한 비선형 적응 등화기 설계," *한국통신학회*, Vol. 19, No. 12, 1994.

저 자 소 개



閔 丙 薰

1985年 서울대학교 전기공학과(학사)
 1987年 서울대학교 전기공학과(석사)
 1987年~현재 (주)금성사 영상미디어 연구소 선임연구원
 (주)金星社 映像MEDIA 研究所 先任研究員

주관심 분야 : 현대 제어 이론의 민생기기 응용, 고밀도 디지털 자기기록재생, A/V 신호처리 기술 등임.

趙 鏞 洙



1959年 9月 15日生
 1984年 2月 중앙대학교, 전자공학과 (공학사)
 1987年 8月 연세대학교 대학원, 전자공학과(공학석사)
 1991年 5月 The Univ. of Texas at Austin, Electrical and ComputerEngineering (Ph.D)

1984年 1月~1984年 7月 금성전기, 연구원
 1991年 6月~1991年 12月 The Univ. of Texas at Austin, Post-Doctoral Fellow
 1992年 3月~현재 중앙대학교 전자공학과, 조교수

주관심 분야 : 디지털 Recording, 비선형 왜곡등화, 적응신호처리, 고차 스펙트럼