DBpia

論文 96-21-7-14

디지탈 자기 기록 채널의 비선형 왜곡을 고려한 개선된 FDTS/DF

正會員 吳 大 善*, 全 元 奇**, 梁 原 榮*, 趙 鏞 洙**

A Modified FDTS/DF for Considering Nonlinear Distortion in Digital Magnetic Recording Channels

Dae-Sun Oh*, Won-Gi Jeon**, Won-Young Yang*, and Yong-Soo Cho** *Regular Members*

요 약

본 논문에서는 디지탈 자기 기록 채널의 비선형 왜곡 보상을 위한 개선된 fixed-delay tree search with decision feedback(FDTS/DF)에 대하여 논한다. 고밀도로 갈수록 두드러지게 나타나는 비선형 왜곡은 일반적으로 이산 Volterra 급수로 잘 모델링되므로 비선형 feedforward 필터, 선형 궤환 필터, 그리고 비선형 왜곡 테이블에 의하여 등화기가 구성되며, 이 때 왜곡 테이블의 값은 미래의 기록 데이터에 의한 비선형 왜곡 영향을 고려하여 결정된다. FDTS를 사용한 결정단에서는 이전의 결정값, 현재의 추정치와 미래의 추정치를 고려하여 최소의 branch metric을 갖는 path가 선택된다. 모의 실험을 통하여 선형 FDTS/DF, 기존의 비선형 FDTS/DF, 그리고 제안된 비선형 FDTS/DF의 성능이 비교되며, 제안된 비선형 FDTS/DF가 고밀도 기록시 가장 우수한 성능을 보임을 확인한다.

ABSTRACT

In this paper, a modified fixed-delay tree search with decision feedback(FDTS/DF) for compensation of nonlinear distortion in digital magnetic recording channels is discussed. Since the nonlinear distortion, which becomes significant as recording density increases, is generally well modeled by the discrete Volterra series, the proposed equalizer is composed of a nonlinear feedforward filter, a linear feedback filter, and a nonlinear distortion table, the values of which are determined by considering the effect of nonlinear distortion due to future data as well as

*중앙대학교 전기공학과
Department of Electrical Engineering
**중앙대학교 전자공학과
Department of Electronic Engineering
論文番號:96033-0130
接受日字:1996年 1月 30日

www.dbpia.co.kr

the previous and current one. At the decision stage of FDTS, a path minimizing the branch metric is chosen by using the previously detected values, current predicted value, and future predicted value. We compare the performance of the linear FDTS/DF, the previous nonlinear FDTS/DF, and the proposed nonlinear FDTS/DF by computer simulation, and confirm that the proposed one achieves the best performance at high-density recording.

Ⅰ. 서 론

최근 정보 통신 시대, 멀티 미디어 시대를 맞이하여 방대한 양의 디지탈 데이터를 기록·재생 할 수 있는 고밀도 기록·재생 시스템에 대한 많은 연구가 진행 중이다. HDD, 디지탈 VCR, 광 자기 디스크 등의 기록 채널의 고밀도화는 기록 헤드, 저장 매체 등의 기록 시스템의 물리적 특성 개선에 의하여 꾸준히 이루어져 왔으나 최근에 신호 처리 기법을 사용한 디지탈 샘플링 검출 방식에 의하여 더욱 가속화되고 있다. 이러한 디지탈 검출 방식은 채널의 선형성에 기초하여 유도되었고 어느 정도까지는 기존의 등화 방식에 의하여 우수한 성능을 보이나, 데이터의 기록 밀도가 높아질수록 인접한 데이터 간의 비선형 왜곡이 두드러지게 나타나 급격히 성능이 감소하게 된다. 즉, 기록 장치가 고밀도화 됨에 따라 과거, 미래의 데이터에서 발생된 자속의 영향, 자장의 탈자화 효과, 혹은 부적절한 자장의 형성 시간 등에 의해 재생된 신호에 비선형 왜곡(비트 이동)을 발생시킨다. 특히, 자기 매체에서는 자화 곡선의 영향 때문에 다단계 기록이 불가능하므로 고밀도 기록을 위해서는 기록될 이진 신호를 더욱 가깝게 위치시켜야 하므로 이에 따라 비선형 심볼간 간섭이 크게 증가한다[1]-[5].

따라서 이러한 비선형 왜곡을 보상하기 위해서는 비선형 심볼간 간섭을 보다 정확히 나타낼 수 있는 채널 모델링이 필요하게 되는데, 비선형 왜곡을 갖는 디지탈 자기 기록 채널을 추정하기 위한 일반적인 모델로서는 Volterra 급수에 의한 모델과 FSM(finite state machine)에 의한 모델이 있다[6]. Volterra 모델에서는 입력 데이터 열과 그에 해당하는 출력 데이터 사이의 선형, 비선형 관계를 메모리 갖는 power 급수 형태인 Volterra 급수로 표현하며, FSM 모델에서는 유한개의 입력 데이터 열로부터 RAM의 번지수를 결정하고 해당하는 출력 데이터를 결정된 번지에 저장한다. 이러한 Volterra 모델과 FSM 모델은 Hadamard 변환에 의해 서로 변환될 수 있으므로 동일한 비선형 모델로 볼 수 있으며, 일반적으로 디지탈 자기 기록 채널을 비교적 정확히 모델링하는 것으로 알려져 있다.

한편, 고밀도에 적합한 디지탈 검출 방식으로는 PRML (partial response maximum likelihood), DFE(decision feedback equalizer), FDTS/DF(fixed delay tree search with decision feedback)이 알려져 있다[7]-[9]. PRML 방식은 Class Ⅳ 부분 응답 PR-IV($1-D^2$)로 채널을 등화 시킨 후, Viterbi 검출기로 구현되는 MLSD(maximum-likelihood sequence detection) 방식을 결합한 것으로 최근 디지탈 VTR, HDD 등에 PRML 방식을 채용한 제품들이 출시되고 있다. 그러나 고밀도 기록 시에는 EPR-IV와 같은 고차 부분 응답 다항식이 채널에 보다 적합하게 되므로 이의 Viterbi 복호를 위해서는 계산량이 지수 함수적으로 증가하여 실용화하기 힘든 단점이 있다. DFE는 백색 정합 필터(whitened matched filter)를 사용하여 심볼간 간섭을 인과적(causal)으로 만든 후 과거 결정치를 사용하여 궤환(feedback) 필터에서 인과적 심볼간 간섭을 제거시킨다. MLSD에서 계산량이 심볼간 간섭의 길이에 따라 지수 함수적으로 증가하는 것에 비해 DFE에서는 선형적으로 증가한다는 장점이 있으나, DFE의 결정단에서 적은 신호 에너지를 사용하여 결정을 하므로 SNR을 감소시켜 검출 에러 확률을 증가시킨다는 단점이 있다. FDTS/DF는 DFE와 비슷한 구조를 가지나 결정단에 tree 구조를 사용한 유한 깊이(fixed-depth) MLSD를 적용하여 성능 개선을 가져온다. 즉, Viterbi 검출기와 달리 고정된 지연 후에 tree 구조를 사용한 branch metric에 의해 신호를 검출하므로 적은 계산량으로 우수한 성능을 가져올 수 있고, 특히 (1, 7), (2, 7) 등의 RLL(run-length-limited) 부호화와 함께 사용될 경우 비선형 왜곡을 감소시키고 발생될 수 없는 path의 제거에 의하여 크게 성능을 증대시킬 수 있다. 그러나 RLL 부호화기와 함께 사용할 경우 데이터 기록율 증가로 기록의 효율성이 떨어지게 된다.

www.dbpia.co.kr

따라서 본 논문에서는 일반적인 디지탈 자기 기록 채널에서 고밀도 기록시 발생하는 비선형 왜곡의 영향을 감소시킬 수 있는 개선된 FDTS/DF를 제안한다. 제안된 방식에서는 기존의 FDTS/DF에 과거의 결정값 뿐만 아니라 미래의 데이터 값에 의해 발생되는 비선형 왜곡을 테이블에 추가하여 이를 검출단에서 보상하므로써 비선형 왜곡을 갖는 고밀도 기록 채널에서 검출기의 신뢰성을 향상시킨다. 즉 전형적인 비인과적(non-causal) 채널로 알려져 있는 기록 채널에서 미래의 추정치에 의한 비선형 왜곡 영향을 고려하여 현재의 값을 추정할 경우 보다 낮은 BER로서 데이터를 검출할 수 있음을 보인다. Ⅱ장에서는 디지탈 자기 기록 채널의 비선형 왜곡과 모델링에 대하여 논하고, Ⅲ장에서는 이러한 비선형 왜곡을 갖는 채널에서 효과적으로 이의 영향을 감소시킬 수 있는 개선된 FDTS/DF를 제안한다. Ⅳ장에서는 컴퓨터 모의실험을 통해 기존의 등화 방식과 제안된 등화 방식의 성능을 다른 비선형 왜곡을 갖는 기록 채널에 대하여 비교하고 Ⅴ장에서는 본 논문의 결론를 맺는다.

Ⅱ. 디지탈 자기 기록 채널의 비선형 왜곡 모델링

고밀도 기록에서 발생하는 비선형 천이 이동의 원인은 크게 다음의 세 가지로 구분할 수 있다. 첫번째로 기록 밀도가 증가하여 천이의 간격이 작아지면 인접한 천이의 영향으로 현재 기록하려는 천이의 위치와 형태가 변하게 되는데[3],[4], 이 때 변화의 정도는 입력 데이터의 패턴에 의해 결정된다. 예를 들어, 현재 천이의 1-비트 전에 천이가 발생했다면 두 천이의 방향은 항상 반대가 되고, 이전 천이의 감자화계와 기록 자계의 부호는 같게 된다. 따라서 두 자계의 크기가 더해진 자계가 최종 자계가 되어 천이 기록 위치는 기록하려는 위치보다 앞서게 된다. 현재 천이의

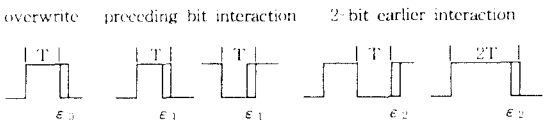


그림 1. 입력 데이터 패턴에 따른 천이 이동
Fig. 1 Transition shifting due to input data pattern

2-비트 전의 천이에 의해서도 영향을 받는데 천이의 방향이 다르면 현재 기록하려는 위치의 앞에, 방향이 같으면 뒤에 천이가 발생한다. 이러한 인접 천이의 영향에 의한 비선형 천이 이동을 그림 1에 나타내었는데 실제 천이 이동 파라메타는 기록 매체, 기록 밀도 등에 의해 결정된다[1].

두번째로 자화의 천이 이동은 overwrite 효과에 의해서도 발생한다. 데이터를 기록하기 이전에 기록 매체가 이미 자화되어 있었다면 그로부터 발생하는 자계에 의해서 현재 기록하려는 자계의 크기가 변하게 되어 자화 천이의 위치가 변하게 된다. 기존 자화의 방향이 +로 되어 있다면 −방향의 천이는 원래 위치보다 뒤에 기록되며, +방향의 천이는 변하지 않는다. 기존 자화의 방향이 −라면 반대 현상이 일어난다. 마지막으로, 헤드의 특성(부적절한 상승 시간)에 의해 비선형 천이 이동이 발생된다[2]. 기록 전류의 극성이 바뀌면 헤드에서 발생하는 자계의 방향이 바뀌게 되며, 이상적인 경우에는 기록 전류의 반전과 헤드 자계의 반전이 동시에 일어나야 한다. 그러나 실제로 헤드의 특성은 이상적이지 못하기 때문에 헤드의 응답이 최대값에 도달하기까지 시간 지연이 발생하게 된다. 특히 고주파 영역에서 이러한 현상이 두드러지게 나타나기 때문에 고속 데이타 기록시 이에 의한 천이 이동을 반드시 고려해야 하며, 이는 그림 1의 1-비트 또는 2-비트 이전의 천이에 의한 천이 이동으로 나타낼 수 있다.

지금까지 살펴본 비선형 왜곡은 선형 심볼간 간섭에 의한 왜곡으로 간주할 수 없으므로 정확한 채널의 모델링을 위해서는 비선형 모델이 필요하게 된다. 현재까지 비선형 자기 기록 채널의 비선형 왜곡은 주로 Volterra 급수 또는 FSM 모델에 의해 분석, 모델링되어 왔다. 본 절에서는 앞에서 설명한 세가지 현상 즉, 그림 1에 나타난 overwrite 효과에 의한 비선형 천이 이동과 인접 천이에 의한 비선형 천이 이동이 포함된 비선형 채널을 Volterra 급수에 의해 모델링 한다.

채널의 비선형성에 의한 왜곡을 일반적으로 표현하면 다음과 같다[6].

$$y(t)=\sum_{k}(x_k-x_{k-1})\,s(t-kT+f(\mathbf{x}_k)) \tag{1}$$

여기서 x_k, $y(t)$는 각각 디지탈 입력 전류, 아날로그

www.dbpia.co.kr

재생 전압을 나타내며, $s(t)$는 계단 응답을 나타낸다. 식(1)을 Taylor 급수 전개하면,

$$y(t) = y_{lin}(t) + \sum_k (x_k - x_{k-1})\, h(t-kT)\, f(\mathbf{x}_k) \tag{2}$$

이 된다. 여기서 $f(\mathbf{x}_k)$는 입력 데이타 패턴 $\mathbf{x}_k$에 따른 천이 이동의 정도를 나타내는 비선형 함수이며, $y_{lin}(t)$는 선형 응답이다. $h(t)$는 채널의 임펄스 응답이며 이는 다음과 같이 정의된다.

$$h(t) = s'(t) \approx \frac{s(t+T/2) - s(t-T/2)}{T} = \frac{1}{T}\, p(t+T/2) \tag{3}$$

여기에서 $p(t)$는 펄스 응답(dipulse response)을 나타낸다. 위에서 기술한 overwrite 효과와 인접 천이에 대한 입력 데이터 패턴의 비선형 함수는 다음과 같이 표현할 수 있다.

▶ overwrite : $f_o(\mathbf{x}_k) = \dfrac{\varepsilon_0}{2}\,(x_k - x_{k-1})$ (4)

▶ 1-비트 이전의 천이 :

$$f_f(\mathbf{x}_k) = \frac{\varepsilon_1}{4}\,(x_k - x_{k-1})(x_{k-1} - x_{k-2}) \tag{5}$$

▶ 2-비트 이전의 천이 :

$$f_s(\mathbf{x}_k) = \frac{\varepsilon_2}{4}\,(x_k - x_{k-1})(x_{k-2} - x_{k-3}) \tag{6}$$

▶ 전체적인 비선형 함수 :

$$f(\mathbf{x}_k) = f_o(\mathbf{x}_k) + f_f(\mathbf{x}_k) + f_s(\mathbf{x}_k) \tag{7}$$

일반적인 기록 채널에서는 1-비트 또는 2-비트 전의 인접 천이에 의한 영향이 대부분이며 그 이전의 천이에 의한 영향은 무시할 수 있다. 이 때 ε_0, ε_1, ε_2는 각각의 비선형성에 의한 천이 이동의 정도를 나타내는 파라메타이다. Overwrite 효과, 1-비트, 그리고 2-비트 이전의 천이에 의한 재생 응답을 위의 비선형 함수 $f(\mathbf{x}_k)$를 식(2)에 대입하여 정리하여 구하면 다음과 같다[5].

$$\begin{aligned} y(t) = y_{lin}(t) &- \varepsilon_0 \sum_k x_k x_{k-1}\, h(t-kT) \\ &+ \frac{\varepsilon_1}{2} \sum_k (x_k - x_k x_{k-1} x_{k-2})\, h(t-kT) \\ &+ \frac{\varepsilon_2}{2} \sum_k (x_k x_{k-1} x_{k-2} - x_k x_{k-1} x_{k-3})\, h(t-kT) \end{aligned} \tag{8}$$

즉, 디지탈 자기 기록 채널의 응답에는 선형 응답과 천이 이동에 의한 비선형 응답이 함께 포함되어 있으며, 2-비트 전까지의 인접 천이 효과를 고려할 경우 비선형 응답은 위에 나타난 바와 같이 3차까지의 Volterra 급수로 표현할 수 있다. 위의 결과로부터 1차부터 3차까지의 Volterra 계수를 정리하면 다음과 같다.

$$\sum_k x_k p_1(t-kT) = \sum_k x_k p(t-kT) + \frac{\varepsilon_1}{2} \sum_k x_k h(t-kT) \tag{9}$$

$$\sum_k x_k x_{k-1}\, p_2(t-kT) = -\varepsilon_0 \sum_k x_k x_{k-1}\, h(t-kT) \tag{10}$$

$$\begin{aligned} \sum_k x_k x_{k-1} x_{k-2}\, p_{31}(t-kT) = &-\frac{\varepsilon_1}{2} \sum_k x_k x_{k-1} x_{k-2}\, h(t-kT) \\ &+ \frac{\varepsilon_2}{2} \sum_k x_k x_{k-1} x_{k-2}\, h(t-kT) \end{aligned} \tag{11}$$

$$\sum_k x_k x_{k-1} x_{k-3}\, p_{32}(t-kT) = -\frac{\varepsilon_2}{2} \sum_k x_k x_{k-1} x_{k-3}\, h(t-kT) \tag{12}$$

여기서 $p_1(t)$, $p_2(t)$는 각각 1차, 2차, 그리고 $p_{31}(t)$, $p_{32}(t)$는 3차의 Volterra 계수이다. 식(10)은 overwrite 효과에 의한 영향을 나타내며, 식(11)의 첫 번째항은 현 데이터와 1-비트 전 데이터의 천이($x_k x_{k-1} x_{k-2}$)에 의한 영향, 식(12)는 현 데이터 x_k와 2-비트 전 데이터의 천이($x_k x_{k-1} x_{k-2}$)에 의한 영향, 그리고 식(11)의 두 번째항은 2-비트 전 데이터 천이의 영향이 degenerate된 결과를 나타낸다.

Ⅲ. 비선형 왜곡을 고려한 개선된 FDTS/DF

그림 2에는 FDTS/DF 검출기의 구조가 나타나 있다. 먼저, 선형 FDTS/DF의 구조를 살펴보면, FDTS/DF는 DFE와 비슷한 구조에 유한 깊이를 갖는 재귀적 tree search 알고리듬을 사용한다[7], [8]. DFE에서

www.dbpia.co.kr

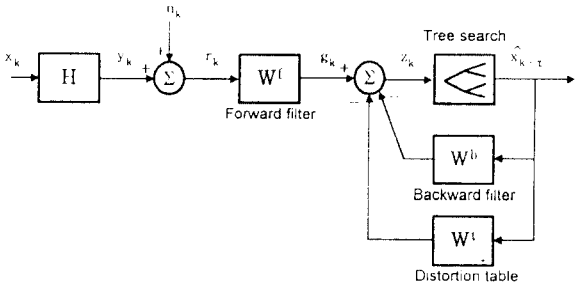


그림 2. 비선형 FDTS/DF 검출기의 구조
Fig. 2 Structure of nonlinear FDTS/DF detector

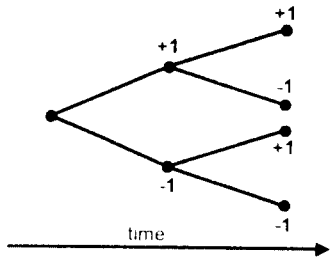


그림 3. 깊이가 1인 tree 구조
Fig. 3 A tree of depth 1

는 신호의 모든 ISI를 제거하는 반면, FDTS/DF는 동화기의 출력에 나타나는 ISI의 일부를 통과시킨 후 tree search 알고리듬을 사용하여 제한된 깊이를 갖고 MLSD를 수행한다[9].

그림 3에서는 하나의 심볼 지연을 갖는 tree 구조를 보여준다. 각 단으로부터 2개의 branch가 나오고 branch의 수는 tree의 깊이에 따라 지수 함수적으로 증가한다. FDTS/DF 검출기의 기본적인 개념은 기록 신호값의 결정을 τ만큼 지연시킨 다음 τ만큼의 신호 전체를 고려하여 $x_{k-\tau}$를 추정하는 것이다. 즉, DFE에서는 이전 결정값과 현재의 출력값만 가지고 ($\tau=0$) 기록 신호값을 결정하지만 FDTS/DF에서는 τ만큼 유한 깊이를 갖고 각 단에서의 오차 자승을 branch metric에 축적시켜 가장 작은 값을 갖는 path를 선택한다. 선형 FDTS에서 결정 지연값이 τ인 경우, 동화기 출력값 z_k는 아래와 같이 주어진다.

$$z_k = g_k - \sum_{i=\tau+1}^{L} w^b(i)\,\hat{x}_{k-i} \tag{13}$$

여기서 g_k는 feedforward 필터의 출력값이고 w^b는 궤환 필터 계수를 나타낸다. 이 때 축적된 새 metric $m_k^{(i)}$와 새 branch metric λ_k는 다음과 같다.

$$m_k^{(i)} = m_{k-1}^{(j)} + \lambda_k^{(i)} \qquad 1 \le j \le 2^{\tau},\ 1 \le i \le 2^{\tau+1} \tag{14}$$

$$\lambda_k = \left(z_k - \sum_{i=0}^{\tau} w^b(i)\, x_{k-i} \right)^2$$

$$= \left(g_k - \sum_{i=\tau+1}^{L} w^b(i)\,\hat{x}_{k-i} - \sum_{i=0}^{\tau} w^b(i)\, x_{k-i} \right)^2 \tag{15}$$

식(14)와 같이 FDTS에서는 일반적인 Viterbi 알고리듬과는 달리 tree의 깊이가 유한하게 고정되어 있으므로 축적된 metric을 계산하여 가장 작은 값을 갖는 경로를 찾아 그 경로가 만인 tree의 반 위쪽에 있다면 +1을 택하고 다음 branch metric을 계산하기 전에 나머지 반 아래쪽을 버린다. 그 반대인 경우에는 -1을 택하고 반 위쪽을 버린다. 어떤 경우이든 가장 작은 branch metric을 포함하지 않는 tree 구조의 반쪽은 다음 단의 branch metric 계산시 고려 대상에서 제외된다. 특히, (1, 7), (2, 7) 등의 RLL 부호화와 함께 사용될 경우 발생될 수 없는 path, 예를 들면 (1, 7) 부호화를 사용한 경우 (1, −1, 1) 또는 (−1, 1, −1)과 같은 path를 제거할 수 있으므로 성능을 크게 향상시킬 수 있다. 이렇게 구성된 선형 FDTS/DF는 일반적으로 유한 깊이가 깊어질수록, 즉 τ가 클수록 계산되어야 할 branch metric의 수는 지수 함수적으로 증가하지만 전체적인 성능은 향상된다[7].

위와 같은 선형 FDTS/DF에 비선형 왜곡 테이블을 추가하여 비선형 왜곡을 갖는 채널에 대해서도 우수한 성능을 갖는 비선형 FDTS/DF로 쉽게 확장될 수 있다[10]. 이 구조에서 동화기는 feedforward 필터, 궤환 필터, 그리고 비선형 왜곡 테이블에 의하여 구성된다. 이 때의 비선형 왜곡 테이블은 현재까지의 입력 데이터 값을 이용하여 만이지며, 이 왜곡 테이블은 궤환 필터에 의해 보상될 수 없는 비선형 왜곡을 이전의 결정값과 현재의 추정치를 이용하여 보상한다. 이렇게 궤환 필터와 비선형 왜곡 테이블로 선형 왜곡과 비선형 왜곡을 분담하여 보상하므로서 동화기의 전체적인 성능을 향상시킬 수 있다.

본 논문에서 제안된 개선된 비선형 FDTS/DF에서

www.dbpia.co.kr

는 feedforward 필터, 궤환 필터, 그리고 비선형 왜곡 테이블로 등화기가 구성되는데, 이 때 궤환 필터는 선형성만 존재할 경우 의 필터 계수 값이며, 비선형 왜곡 테이블의 값은 현재까지의 입력 데이터 값과 미래의 기록 데이터 값에 의한 비선형 왜곡 영향을 고려하여 구성된다. 즉 전형적인 비인과적(non-causal) 채널로 알려져 있는 기록 채널에서는 과거의 데이터 뿐만 아니라 미래의 데이터에 의해서도 현재의 데이터가 비선형 왜곡 영향을 받고, 기록 밀도가 증가할수록 그 영향은 증가한다. 이런 비인과적인 비선형 왜곡을 갖는 고밀도 기록 채널에서 이전의 결정값, 현재의 추정치 뿐만 아니라 미래의 추정치를 이용하여 비선형 왜곡을 보상하면 검출기의 성능을 향상시킬 수 있다. 이 때 이 비선형 왜곡 테이블은 기존 방식과 같이 이미 알고 있는 입력 데이터(training sequence)를 이용하여 구성한다. 본 논문에서는 과거 L−1, 현재 1, 그리고 미래 1 비트로 전체 L+1 비트의 데이터를 사용하여 비선형 왜곡 테이블을 형성한다. 이 비선형 왜곡 테이블 구성을 위하여 우선 다음과 같이 벡터를 정의한다.

$$X_{k:k-L}=[x_k\ x_{k-1}\ \cdots\ x_{k-L}]^T \tag{16}$$

$$R_{k+M:k}=[r_{k-M}\ r_{k+M-1}\ \cdots\ r_k]^T \tag{17}$$

$$W^f=[w^f(0)\ w^f(1)\ \cdots\ w^f(M)]^T \tag{18}$$

$$W^b=[w^b(0)\ w^b(1)\ \cdots\ w^b(L)]^T \tag{19}$$

$$W^t=[w^t(0)\ w^t(1)\ \cdots\ w^t(2^{L+1}-1)]^T \tag{20}$$

여기서 $X_{k:k-L}$은 입력 데이터 벡터, $R_{k+M:k}$는 잡음이 첨가된 채널 출력 데이터 벡터이며, W^f는 feedforward 필터의 계수 벡터, W^b는 궤환 필터의 계수 벡터를 나타낸다. 또한 W^t는 FDTS/DF의 비선형 왜곡 테이블 벡터를 나타낸다. 비선형 왜곡 테이블에서 올바른 주소를 선택하기 위한 index m_k는 다음과 같이 주어진다.

$$0\le m_k=\sum_{l=0}^{L}\frac{1}{2}(1+x_{k-l+1})\,2^l\le 2^{L+1}-1 \tag{21}$$

위 식에서 $l=0$은 1 비트 미래 데이터, x_{k+1}의 현재에 미치는 비선형 왜곡 영향을 고려하기 위한 index이다. 만약 2^{L+1}차원의 벡터 $S(m_k)$를 정의하면

$$S(m_k)=[s_0(m_k)\ s_1(m_k)\ \cdots\ s_{2^{L+1}-1}(m_k)]^T \tag{22}$$

여기서

$$s_i(m_k)=\begin{cases}1 & \text{if } i=m_k\\ 0 & otherwise\end{cases} \tag{23}$$

비선형 왜곡 테이블의 출력값은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$w^t(m_k)=[W^t]^T\,S(m_k) \tag{24}$$

이 경우 feedforward 필터 계수 벡터의 갱신식은 다음과 같이 주어진다.

$$W_{k+1}{}^f=W_k{}^f+\mu e_k R_{k+M:k} \tag{25}$$

여기서

$$e_k=g_k-\sum_{i=0}^{L}w^b(i)\,x_{k-i}-w^t(m_k)$$

$$=[W^f]^T R_{k+M:k}-[W^b]^T X_{k:k-L}-w^t(m_k) \tag{26}$$

위 식에서 μ는 수렴 상수이고 e_k는 비선형 왜곡이 보상된 출력의 오차 신호를 나타낸다. 이 때 식(23)에 정의되어 있는 $S(m_k)$를 이용하여 비선형 왜곡 테이블의 갱신식은 다음과 같이 주어진다.

$$W_{k+1}{}^t(m_k)=W_k{}^t(m_k)+\mu e_k S(m_k) \tag{27}$$

또한 식(27)의 각 항 앞쪽에 $S(m_k)^T$를 곱하고 식(24)를 이용하면 선택된 왜곡값의 갱신식은 다음과 같이 표현된다.

$$w_{k+1}{}^t(m_k)=w_k{}^t(m_k)+\mu e_k \tag{28}$$

이 경우 제안된 비선형 FDTS/DF을 위한 branch metric은 아래와 같이 정의된다.

$$\lambda'_k=\left(z_k-\sum_{l=0}^{\tau}w^b(l)\,x_{k-l}-w^t(m_k)\right)^2 \tag{29}$$

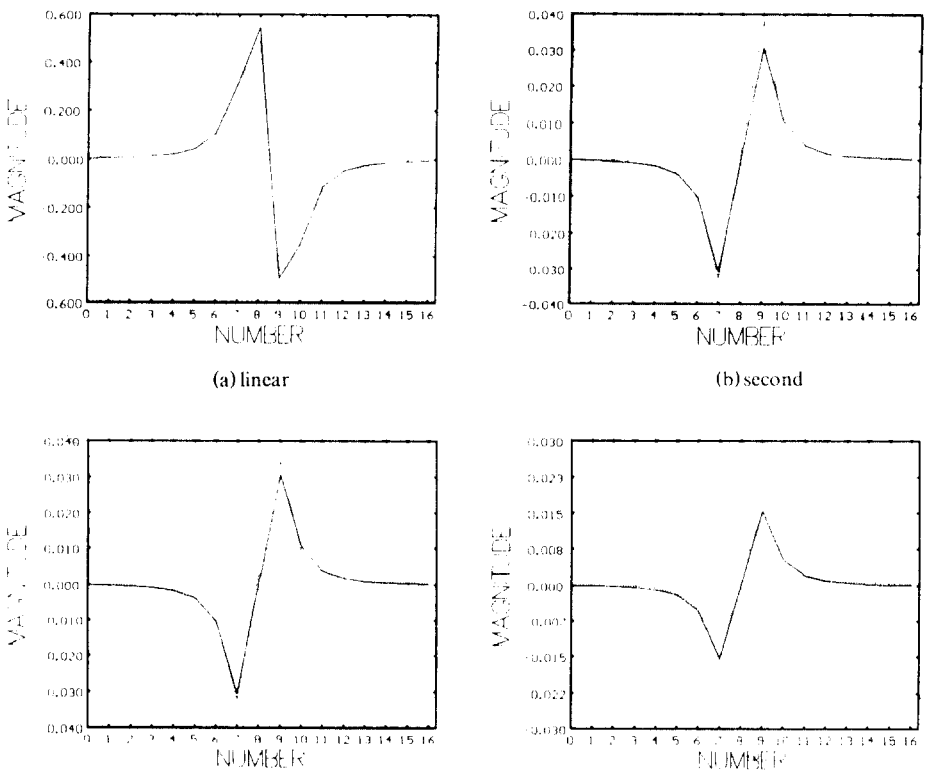
www.dbpia.co.kr

따라서 새로운 branch metric을 구하기 위해서는 과거, 현재, 1비트 미래의 훈련신호를 사용하여 우선 $w^l(m_k)$를 결정해야 한다. 실제 기록·재생시는 과거의 데이터와 +1과 −1 값을 갖는 현재, 1비트 미래 데이터에 대하여 자승 오차를 각각 계산하고 이 중에서 가장 작은 자승 오차를 갖는 $w^l(m_k)$를 선택하여 비선형 왜곡을 보상하여 주고, 식(29)를 이용하여 새 branch metric λ'_k를 얻는다. 이렇게 얻어진 새 braneh metric λ'_k을 사용하여 선형 FDTS/DF에서와 마찬가지로 τ만큼 지연된 $\hat{x}_{k-\tau}$를 결정한다.

Ⅳ. 모의 실험

본 논문에서는 선형 DFE, 선형 FDTS/DF, 비선형 FDTS/DF, 그리고 제안된 비선형 FDTS/DF를 이용한 등화기의 성능을 세가지의 기록 밀도에서 BER로 비교한다.

우선 Volterra 급수에 의한 모델링의 타당성을 확인하기 위해 본 논문에서 비선형 천이 이동 채널의 Volterra 계수를 그림 4에 나타내었다. 여기서 기록 밀도는 $PW_{50}/T=2.0$이며 이 때의 비선형 왜곡 정도를 나타내는 파라메타는 $\varepsilon_0(2/16T)$, $\varepsilon_1(3/16T)$, $\varepsilon_2(1/16T)$이다. 그림 4로 부터 식 (3)-(6)에 의해 계산한 결과(실선)와 비선형 천이 이동 모델을 최소 자승법(점선)에 의해 추정된 Volterra 계수가 거의 근사함을 알 수 있다. 이는 비선형 천이 이동을 갖는 비선형 채널이 Volterra 급수에 의해 비교적 잘 모델링됨을 확인하여 준다. 또한, 그림 5에서는 비선형 천이 이동을 갖는 디지탈 자기 기록 채널에서 Volterra 계수를 사용한 경우의 출력 신호과 오차 신호를 보여주고 있다.



(a) linear (b) second

(c) third (d) third

그림 4. 비선형 천이 이동을 갖는 디지탈 자기 기록 채널의 Volterra 계수: 계산치(실선), 최소 자승법에 의한 추정치(점선)
Fig. 4 Volterra coefficients of a digital magnetic recording channel with nonlinear transition shifts: analytic value (solid line), estimated value by the least square method (dotted line)

www.dbpia.co.kr

본 논문에서 제안한 등화기의 성능을 비교하기 위하여 위에서 기술한 비선형 천이 이동 왜곡을 갖는 디지탈 자기 기록 채널을 사용하였으며, 이 때 기록 밀도 PW_{50}/T와 비선형 왜곡 파라메타 ε_0, ε_1, ε_2, 그리고 SDR(signal-to-distortion ration)은 표 1에 주어져 있다[5].

표 1. 기록 밀도 PW_{50}/T에 따른 SDR
Table 1. SDR versus recording density PW_{50}/T

PW_{50}/T	1.730	2.155	2.580
SDR (dB)	24.96	17.87	13.24
ε_0	0.0038	0.0021	0.0001
ε_1	0.1002	0.1970	0.3361
ε_2	0.0277	0.0407	0.0761

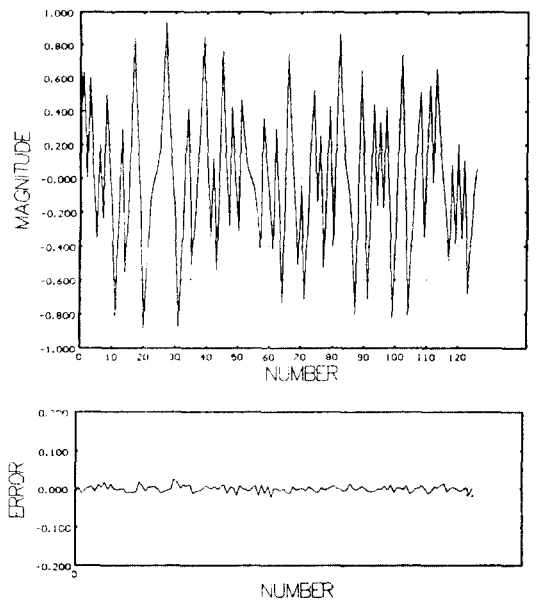


그림 5. 비선형 천이 이동을 갖는 디지탈 자기 기록 채널에서 Volterra 계수를 사용할 경우의 출력 신호와 오차 신호

Fig. 5 The output signal and error signal for the case where Volterra coefficients are used in a digital magnetic recording channel with nonlinear transition shifts

여기서 SDR은 다음과 같이 정의된다.

$$SDR = 10\log_{10}\left[\frac{E(y_k^2)}{E[(y_k-\tilde{y}_k)^2]}\right] \tag{30}$$

위 식에서 y_k는 잡음없는 비선형 채널의 출력값, $\tilde{y}_k$는 이 채널의 선형 부분만 존재한 경우 출력값을 나타낸다. 또한, feedforward 탭 수는 12, feedback 탭 수는 9로 하고 비선형 왜곡을 보상하기 위해 512개의 메모리를 사용하였다.

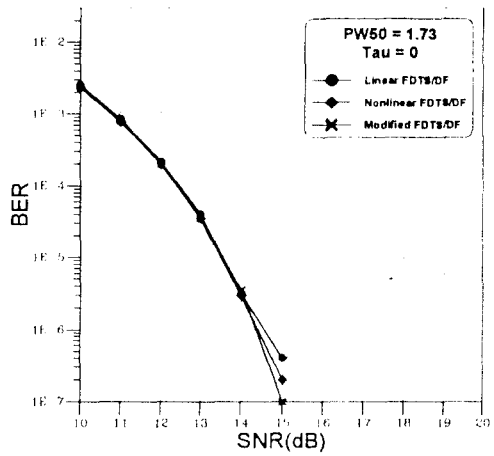
그림 6에는 세 종류의 기록 밀도, 즉 PW_{50}이 1.73, 2.155, 2.58에서 τ가 0, 1, 2, 3일 경우의 BER를 보여준다. 먼저 기록 밀도 측면에서 보면, 기록 밀도가 작은 경우($PW_{50}=1.73$)에는 채널의 비선형 왜곡이 그리 심하지 않아 기존의 방식과 제안된 방식의 뚜렷한 성능 차이가 없는 것을 알 수 있다. 그러나 채널의 기록 밀도가 증가하여 비선형 왜곡이 심하게 나타날 경우에는 기존의 방식보다 제안된 방식의 성능이 우수해짐을 확인할 수 있다. 예를 들어, $PW_{50}=2.58$, $\tau=0$, $BER=10^{-5}$의 경우 선형 DFE($\tau=0$인 FDTS/DF)에 비해 기존의 비선형 FTDS/DF가 약 1dB의 성능 향상을 가져오고 본 논문에 제안된 비선형 FDTS/DF의 경우가 약 2dB의 성능 향상을 가져옴을 알 수 있다. 또한, τ가 1, 2, 3일 경우에도 일반적으로 선형 DFE보다는 선형 FDTS/DF의 성능이 우수하고, 선형 FTDTS/DF보다는 비선형 FDTS/DF의 성능이 우수하며, 이 보다는 제안된 비선형 FDTS/DF 방식이 우수함을 확인할 수 있다.

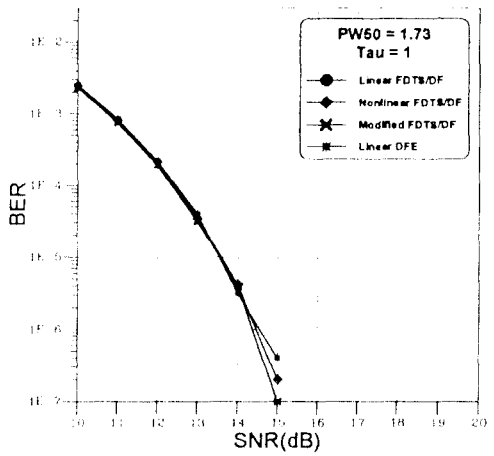
또한 유한 깊이 τ의 측면에서 보면, 선형 채널에서 FDTS/DF는 τ가 클수록, 즉 유한 깊이가 깊을수록 성능이 향상된다는 기존의 결과가 비선형 채널에서도 마찬가지로 확장됨을 확인할 수 있다. 즉, 기록 밀도에 관계없이 τ에 비례하여 성능이 향상된다. 예를 들어, $PW_{50}=2.58$, $\tau=3$, $BER=10^{-5}$의 경우, 선형 DFE ($\tau=0$인 FDTS/DF)에 비해 $\tau=3$인 선형 FDTS/DF, 기존의 비선형 FDTS/DF, 그리고 제안된 FDTS/DF 방식이 각각 약 2dB, 2.5dB, 3dB의 성능 향상을 가져옴을 알 수 있다.

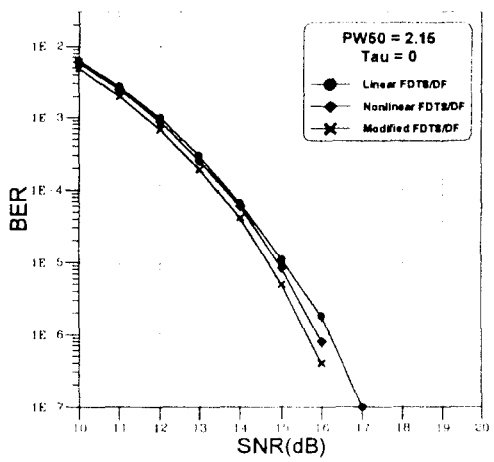
V. 결 론

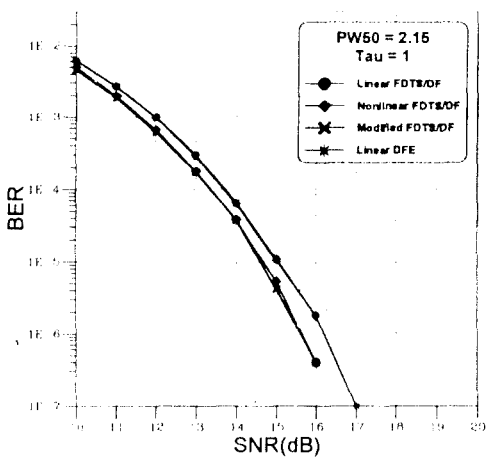
일반적인 통신 채널과는 달리, 기록된 미래의 데이터에 의해 현재의 기록 데이터가 영향을 받는 비인과적인 기록 채널에서는 현재의 재생 전압이 멀리 떨어져 있는 과거의 기록 데이터보다는 인접해 있는 과거와 미래의 데이터에 의해 크게 영향을 받게 된다. 따라서 본 논문에서는 고밀도 기록 채널에서 두드러지

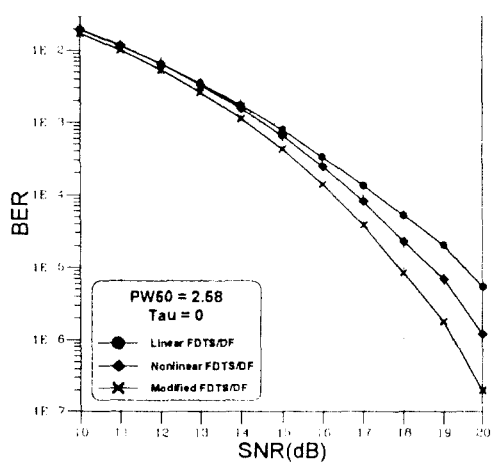
www.dbpia.co.kr

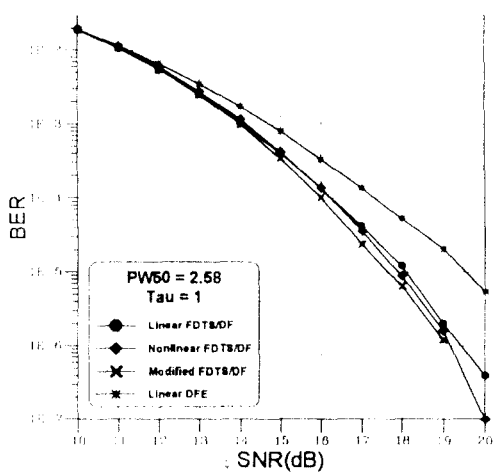












www.dbpia.co.kr

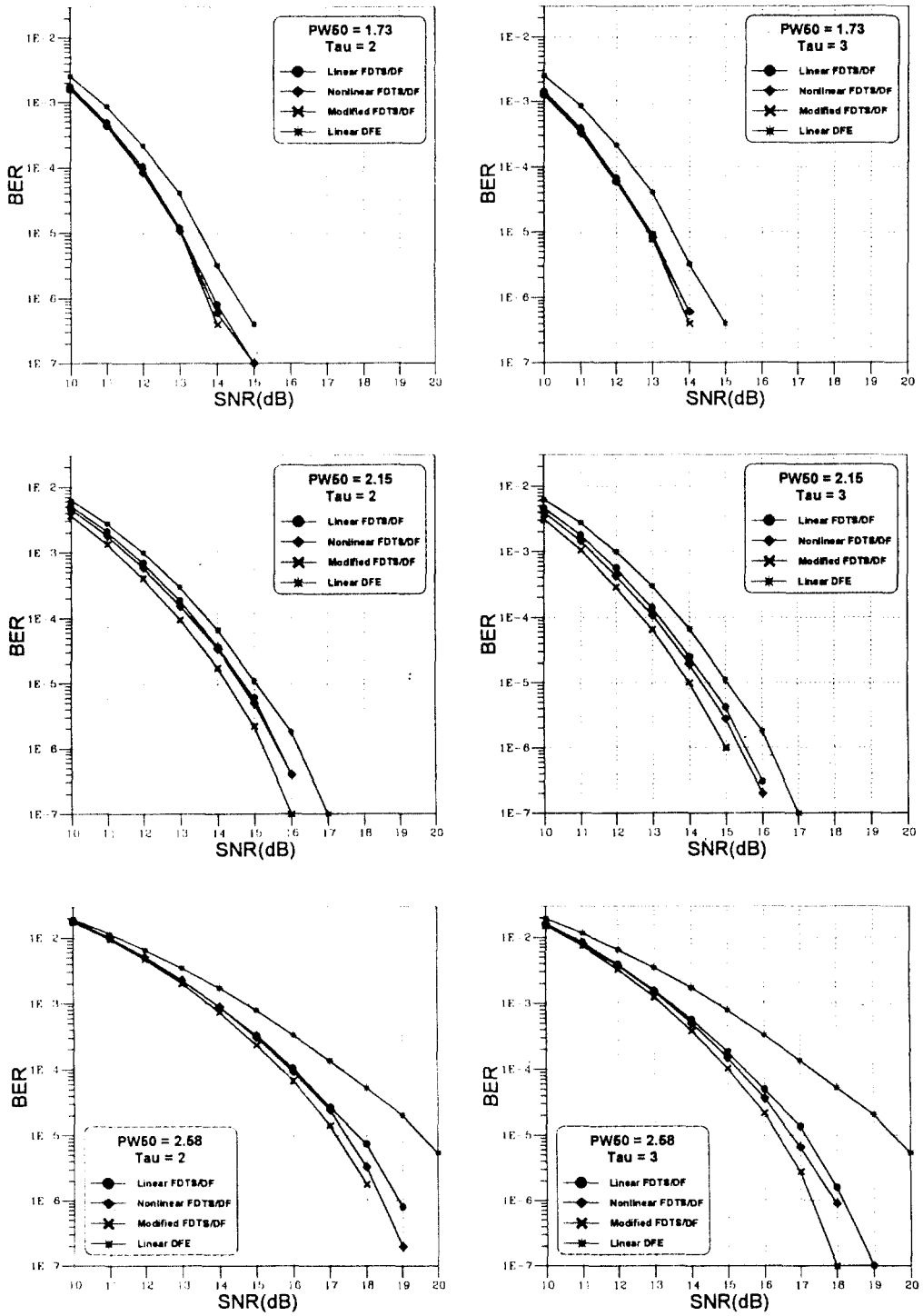


그림 6. 입력 SNR에 따른 BER

Fig. 6 Input SNR vs. RER

www.dbpia.co.kr

게 나타나는 이러한 비선형 왜곡의 영향을 감소시키기 위하여 과거 뿐만 아니라 1 비트의 미래 기록 데이터를 고려한 개선된 FDTS/DF를 제안하였다. 세종류의 다른 기록 밀도를 갖는 채널에 대한 모의 실험 결과, 비선형 왜곡이 거의 무시될 수 있는 저밀도 채널에서는 제안된 방식이 기존의 선형 FDTS/DF와 비슷한 성능을 나타내었으나, 고밀도 채널에서는 기존의 선형 FDTS/DF, 비선형의 FDTS/DF에 비하여 개선된 성능을 나타내었다. 특히, 가장 널리 쓰이는 $\tau=0$ (DFE)의 경우 BER = 10^{-5}에서 제안된 방식이 기존의 DFE, 비선형 DFE에 비해 각각 2dB, 1dB의 성능 개선을 가져옴을 확인하였다. 제안된 방식은 과거 L-1, 현재 1, 미래 1 비트로 전체 L+1 비트에 해당하는 비선형 왜곡 테이블을 구성하며, 기존의 방식은 과거 L, 현재 1 비트로 전체 L+1 비트에 해당하는 왜곡 테이블을 사용하므로 하드웨어 측면에 있어 동일하다.

감사의 글

본 논문은 서울대학교 반도체 공동 연구소의 교육부 반도체 분야 학술 연구 조성비(ISRC 96-E-2028)에 의해 수행되었습니다.

참 고 문 헌

1. Y. Lin and R. Wood, "An Estimation Technique for Accurately Modeling the Magnetic Recording Channel Including Nonlinearities," *IEEE Trans. on Magn.*, Vol. 25, No. 5, 4084~4086, Sep. 1989.
2. D. Palmer, P. Ziperovich, R. Wood, and T. Howell, "Identification of Nonlinear Write Effect Using Pseudorandom Sequences," *IEEE Trans. on Magn.*, Vol. 23, No. 5, pp. 2377~2379, Sep. 1987.
3. R. Barndt, A. Armstrong, H. Bertram, and J. Wolf, "A Simple Statistical Model of Partial Erasure in Thin Film Disk Recording Systems," *IEEE Trans. on Magn.*, Vol. 27, No. 6, pp. 4978~4980, Nov. 1991.
4. A. Barany and H. Bertram, "Transition Noise for Longitudinal Thin-Film Media," *IEEE Trans. on Magn.*, Vol. 23, No. 2, pp. 1776~1788, Mar. 1987.
5. N. Sands, *Nonlinear Intersymbol Interference in Digital Magnetic Recording*, Ph. D. Thesis, Stanford Univ. 1993.
6. N. Sands and J. Cioffi, "Nonlinear Channel Models for Digital Magnetic Recording," *IEEE Trans. on Magn.*, Vol. 29, No. 6, pp. 3996~3998, Nov. 1993.
7. J. Moon and L. Carley, "Performance Comparison of Detection Methods in Magnetic Recording," *IEEE Trans. on Magn.*, Vol. 26, No. 6, pp. 3155~3172, Nov. 1990.
8. K. Fisher, J. Cioffi, W. Abbott, P. Bednarz, and C. Melas, "An RAM-DFE for Storage Channels," *IEEE Trans. on Comm.*, Vol. 39, No. 11, pp. 1559~1568, Nov. 1991.
9. C. Modlin and J. Cioffi, "Reduced-State Nonlinear Equalization for Magnetic Storage," *IEEE Globecom'94*, pp. 1134~1138, Nov. 1994.
10. Y. Kim, J. Chun, H. Park, and K. Kim, "Performance Comparision of Digital Equalizers for Magneto-Optical Storage Channels," *In ICC'95*, pp. 658~662, Jun. 1995.
11. I. Lee, T. Yamauchi, and J. Cioffi, "Performance Comparison of Receivers in a Simple Partial Erasure Model," *IEEE Trans. on Magn.* Vol. 30, No. 4. pp. 1465~1469, Jul. 1994.

吳 大 善(Dae-Sun Oh) 정회원
1995年 2月 : 중앙대학교, 전기공학과 (공학사)
1995年 3月~현재 : 중앙대학교 대학원, 전기공학과 석사과정
※주관심분야 : 비선형 왜곡 적응 등화, 디지탈 통신

全 元 奇(Won-Gi Jeon) 정회원
1994年 2月 : 중앙대학교, 전자공학과 (공학사)
1996年 2月 : 중앙대학교 대학원, 전자공학과 (공학석사)
1996年 3月~현재 : 중앙대학교 대학원, 전자공학과 박사과정
※주관심분야 : 디지탈 자기 기록 시스템, 디지탈 통신

www.dbpia.co.kr

梁 原 榮(Won-Young Yang)정회원
1975年 2月 : 서울대학교, 전기공학과 (공학사)
1981年 2月 : 서울대학교 대학원, 전기공학과 (공학석사)
1986年 8月 : The Univ. of Southern California 전기공학과 (Ph.D)
1986年 9月~현재 : 중앙대학교 전기공학과 교수
※주관심분야 : 제어 응용 및 신호 처리 분야
※저서 : 신호 및 시스템, 제어 시스템

趙 鏞 洙(Yong-Soo Cho) 정회원
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 Computer Engineering (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 부교수
※주관심분야 : 디지탈 신호 처리, 디지탈 통신

www.dbpia.co.kr