

부분 응답 채널에서의 블라인드 적응 등화 기술에 관한 연구

정회원 이 상 경*, 이 재 천**

Blind Adaptive Equalization of Partial Response Channels

Sang-Kyung Lee*, Jae-Chon Lee** *Regular Members*

요 약

고속 데이터 전송 모뎀 및 고밀도 기록/재생 장치에서 채널에 의해 초래된 신호간 간섭 등의 왜곡을 감축시키는 적응 등화기는 구동초기에 수신부/재생부에서도 알고 있는 데이터 신호(훈련신호)의 전송을 필요로 하고 이것은 결과적으로 실제 정보 데이터의 전송시간 감축 또는 기록미디어의 사용 효율 저하를 초래 한다. 또한 burst-mode 데이터 전송 등의 경우에서와 같이 훈련신호를 보내기가 곤란한 경우도 있다. 따라서 훈련신호 없이 동작하는 블라인드 적응 등화기술에 대한 연구에 최근까지도 많은 노력이 집중되고 있지만 관련 기술 및 성능 평가에서 기본적으로 nonlinear processing 및 분석기법을 필요로 하기 때문에 아직까지도 규명해야 될 요소들이 많이 남아 있다. 특히 효율적인 주파수대역 활용을 추구하는 부분응답 신호 방식의 경우에 해당 채널의 전달함수 영점(zeros)이 단위원 위에 있어 등화기가 신호간 간섭을 감축 시키기 위해 채널 특성을 보상하는 과정에서 등화기 입력에 들어오는 채널 첨가잡음의 증폭도 초래하기 때문에 성능이 저하된다. 이에 대응하여 본 논문에서는 기존 기법들의 성능상의 문제점을 연구한 후에, 성능 개선을 이룰 수 있는 새로운 블라인드 적응 등화 기법을 제시한다. 연구 결과는 고속 데이터 전송 모뎀 등 부분 응답 신호 방식을 사용하는 채널 등화 방식에 모두 적용 가능하지만 특히 HDD, digital VCR 등의 고밀도 magnetic 기록/재생 채널을 대상으로 한 평가 결과에서 유용성을 보여 준다.

Abstract

In digital data transmission/storage systems, the compensation for channel distortion is conducted normally using a training sequence that is known a priori to both the sender and receiver. The use of the training sequences results in inefficient utilization of channel bandwidth. Sometimes, it is also impossible to send training sequences such as in the burst-mode communication. As such, a great deal of attention has been given to the approach requiring no training sequences, which has been called the blind equalization technique. On the other hand, to utilize the limited bandwidth effectively, the concept of partial response (PR) signaling has widely been adopted in both the high-speed transmission and high-density recording/playback systems such as digital microwave, digital subscriber loops, hard disk drives, digital VCRs and digital versatile recordable disks and so on. This paper is concerned with blind adaptive equalization of partial response channels whose transfer function zeros are located on the unit circle, thereby causing some problems in performance. Specifically we study how the problems of blind channel equalization associated with the PR channels can be improved. In doing so, we first discuss the existing methods and then propose new structures for blind PR channel equalization. Our structures have been extensively tested by computer simulation and found out to be encouraging in performance. The results seem very promising as well in terms of the implementation complexity compared to the previous approach reported in literature.

* 고등기술연구원

** 이주대학교 시스템공학과

논문번호 : K01138-0529, 접수일자: 2001년 5월 29일

* 이 논문은 1999년도 한국학술진흥재단의 연구비에 의하여 지원되었음 (KRF-99-041-E00232)

I. 서론

컴퓨터, 통신, 방송, 가전 분야 등의 발전에 따라 일반 사용자들에게 제공되는 정보의 품질이 점점 고급화 되어가고 있으며 이런 정보의 고급화는 멀티미디어화, 시각화, 입체화 그리고 독립화로 특징 지을 수 있다. 특히 디지털 방식의 매체 이용 기술은 이런 추세의 기반을 이루며 정보화 사회로의 진전에 큰 영향을 미치고 있다. 이와 같은 정보화 시대의 흐름에 따라 파생되는 대용량 데이터의 고속 전송 및 저장의 요구가 급격히 증가하고 있으며, 이를 수용하기 위한 주변 장치 기술의 발전 속도는 그 어느 때보다 빠르게 진행되고 있다^{[1][3]}.

데이터 전송을 위한 초고속통신 디지털 모뎀 및 데이터 기록을 위한 초고밀도 디지털 기록/재생 장치의 성능을 좌우하는 결정적인 요소 중의 하나는 신호간 간섭(Intersymbol interference: ISI)의 효율적인 제거이다. ISI는 전송 또는 기록 채널의 주파수 특성(진폭 및 위상)이 여러 가지 원인으로 이상적이지 못해서 수신 또는 기록재생 신호에 왜곡(distortion)을 초래하기 때문에 발생 한다. 이러한 ISI를 제거하기 위해서는 adaptive signal processing 기술의 채택이 필수 불가결하게 되었는데 수신기 또는 기록신호 재생부에 많이 사용되고 있는 적응 등화(adaptive equalization) 기술이다^{[4][6]}.

적응 등화기(adaptive equalizer)의 역할은 데이터 신호의 왜곡을 초래하는 채널특성을 보상해서 ISI (때로는 채널의 첨가잡음 포함)를 감축시키는 것이다. 그런데 대부분의 adaptive equalizer는 채널 특성을 효과적으로 보상하기 위해 구동 초기에 수신 부재생부에서도 알고 있는 데이터 신호(training sequence)의 전송을 필요로 하고 이것은 결과적으로 실제 정보 데이터의 전송시간 감축 또는 기록미디어의 사용 효율 저하를 의미하므로 결과적으로 채널 활용의 효율성을 떨어뜨리게 한다. 또한 burst-mode 데이터 전송 등의 경우에서와 같이 training sequence를 보내기가 곤란한 경우도 있다. 따라서 training sequence 없이 동작하는 (blind techniques) 적응 등화 기술에 대한 연구에 최근까지도 많은 노력이 집중되고 있지만 관련 기술 및 성능 평가에서 기본적으로 nonlinear processing 및 분석기법을 필요로 하기 때문에 아직까지도 규명해야 될 요소들이 많이 남아 있다^{[7][13]}.

한편 전송신호 대역의 효율적인 활용을 위해 사

용되어 온 부분 응답 (partial response) channel 기법이 최신의 고밀도 기록/재생 장치에서도 광범위하게 쓰여 지고 있는데, 이를 통해 신호 대역폭을 최대 1/2로 감축함으로써 기록 밀도를 증대 시키는 기술이다^{[14][19]}. Partial response 기술을 적용하는 기록/재생 장치들에도 다양한 equalizer가 필요한데 최근의 고밀도 기록/재생 장치들의 상품화 예는 magnetic 기록장치로서 HDD, Digital VCR 등이 있고, optical 기록장치로서 CD-RW, DVD-RW 및 DVD-RAM 등을 들 수가 있다. 이러한 기록/재생 장치들의 경우 adaptive equalizer를 구현하기 위해서는 트랙 또는 적절한 곳에 기록된 training sequence를 이용하거나 사전에 simulation을 통하여 기록/재생 model channel에 적응되어 수렴한 equalizer 계수 값을 측정하고 이것을 equalizer 실제 설계/구동할 때 초기 값으로 이용하여 channel equalization을 할 수가 있다. 따라서 실제 상황에서의 기록 media (channel) variability, manufacturer variability, system temporary failure 및 restart 등에 대응하기에는 미흡하다. 따라서 본격적인 blind equalization technique의 도입이 필요한데, 고밀도 기록/재생 기술 분야에서 아직 이에 대한 연구 결과가 많이 보고 되어 있지 않다.

특히 partial response 채널의 경우 전달 함수의 영점들(zeros)이 단위원 위에 있어 등화기가 채널왜곡의 보상과 함께 첨가잡음의 증폭을 초래할 수 있기 때문에 이에 대응하는 blind equalization 기법 연구가 필요하다. 해외 연구의 경우 기록/재생 channel이 아닌 전송 채널의 경우 부분 응답 신호에 대한 blind techniques이 시도된 바가 있었다^[18]. 그러나 제시된 결과는 numerical computation을 필요로 하여 복잡하기 때문에 실제의 유용성이 미흡한 것으로 판단된다. 본 논문에서는 기존의 블라인드 적응 등화 기법의 성능상의 문제점을 연구한 후에, 개선된 성능과 동시에 실용적인 blind equalization 기법을 제시하는 것을 연구의 목적으로 설정하고 있다. 특히 digital VCR, DVD RAM 등의 partial response 기록매체에 대해 적용할 수 있는 실용적인 blind equalization 기법을 제시하고 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 타당성을 분석한다.

본 논문의 구성은 서론에 이어 제2절에서 연구의 대상인 기록/재생 장치에 채택되고 있는 부분 응답 기술을 정리하고 신호 복조 기법에 유의한다. 계속해서 제3절에서는 부분 응답 기술과 채널 등화 기술 그리고 blind equalization 기법에서의 관련 핵심

사항을 정리한다. 이를 기반으로 제4절에서는 부분 응답 채널에서 blind equalization 기법의 문제점을 고찰한 다음에 이의 해법들을 제시한다. 이어서 제5절에서는 컴퓨터 시뮬레이션을 통한 성능 연구 결과를 싣고 제6절에서 결론을 통해 논문을 마무리한다.

II. 부분 응답 채널 기술

부분 응답 signaling 기법을 사용하는 고밀도 기록/재생장치에 대한 블라인드 적응 등화 기술 연구를 위해서는 몇 가지 요소기술의 이해를 필요로 한다. 먼저 부분 응답 channel 및 signaling 기법을 정리한다. 기저대역 전송에서 신호간 간섭이 없도록 신호처리 요구사항을 실제 구현하는 것은 까다로운 문제이다. 부분 응답 방식은 전송 채널의 특성을 특정한 다항식 (예를 들면 $P(D)=(1+D)^m(1-D)$, $m=1,2,\dots$)으로 모델링 함으로써 신호간 간섭의 생성을 $P(D)$ 를 통해 사전에 알 수 있어 간섭 제거가 가능하도록 하는 것이다^[4], [14].

대역폭 W 의 전송로에 대한 $2W$ 심볼/sec의 신호를 간섭 없이 전송하는 Nyquist 전송률은 이상적인 LPF(lowpass filter)로만 실현 가능하고 현실적으로는 불가능해서 샘플링 점에서의 파형간 간섭을 고려할 경우, 또 S/N등을 고려했을 때, 현실적인 전송률은 낮아져서 W 심볼/sec이 된다. 적절한 PR 필터를 선택함으로써 진폭 간의 상관을 도입하면 대역폭 W 에 대해서 $2W$ 심볼/sec의 Nyquist 전송률을 달성할 수 있다. 또한 PR 필터의 선택에 의해서 다른 스펙트럼 특성을 갖게 되므로 물리적 채널 특성에 부합하는 여러 종류의 PR 신호화 형식이 가능하다. 그리고 입력이 2진 신호라 하더라도 수신된 신호는 부가된 간섭에 의해 멀티레벨 신호가 되고 동시에 상태전이 (state transition) 레벨이 명확히 규정되기 때문에 이것에 의해 에러 검출 능력을 갖게 된다. 한편 최근의 고밀도 광디스크 특성의 모델링 및 채널 등화 방식에 쓰이고 있는 duobinary(partial response class-I: PR-I) 기법은 PR방식의 기본적인 개념을 나타내는 대표적인 기법이므로 아래에 정리한다.

T초 간격으로 전송된 2진 심벌 입력 열 $\{a(n)\}$ 을 생각한다. Duobinary는 인접한 옆 심벌에 의해서만 간섭이 생기는 간단한 PR 신호 기법이므로 전체 전송 채널 모델의 출력 $y(n)$ 는 다음과 같이 나타내는

것을 전제로 한다^[4].

$$y(n) = a(n) + a(n-1) \tag{1}$$

전체 전송 채널의 주파수 특성을 $G(\omega)$ 라 하고 $G(\omega)$ 를 디지털 필터 $G_1(\omega)$ 와 이상적인 구형 LPF $G_2(\omega)$ 의 직렬 결합에 의 구성한다고 하면, 주파수 특성 $G(\omega)$ 의 진폭 특성을 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$|G(\omega)| = |G_1(\omega)||G_2(\omega)| = 2T \cos \frac{\omega T}{2}, |\omega| \leq \pi \tag{2}$$

여기서 $G_1(\omega)$ 는 다음과 같다.

$$G_1(\omega) = 1 + e^{-j\omega T} = 2 \cos \frac{\omega T}{2} e^{-\frac{j\omega T}{2}} \tag{3}$$

따라서 이 경우 전송로 특성 $G(\omega)$ 는 cosine형 lowpass 필터의 전달 함수와 유사함으로 현실적으로 구현 가능하다는 것을 알 수 있다. $G(\omega)$ 의 임펄스 응답은 다음 식으로 나타낸다.

$$g(t) = \frac{4}{\pi} \frac{\cos \frac{\pi t}{T}}{1 - \frac{4t}{T}} \tag{4}$$

식 (1)과 같은 전송로 특성을 고려할 때, 연속 3비트 2진 데이터 "1"에 관한 시간 응답 파형은 데이터 간에 서로 파형 간섭을 받게 됨을 알 수 있다. 따라서, random binary 데이터 입력 $\{a(n)\}$ 에 관한 duobinary 필터 출력 $y(n)$ 는 심볼간 간섭(Intersymbol Interference: ISI)이 PR 다항식에 의해 생성되는 파형으로 나타나기 때문에 복호(decoding) 방법을 찾아 낼 수 있다. 예를 들면 입력이 binary data 라 하면 수신기 출력 열 $\{y(n)\}$ 는 샘플링 점에서 $-2d, 0, +2d$ 의 3개의 값을 갖는다(d 는 상수). 이 때 수신기에서는 이 3 레벨 파형의 peak to peak 값 $4d$ 을 $1/4$ 와 $3/4$ 에서 판별하고, 그 결과를 $-d, 0, +d$ 의 3개 값으로 제한한다. 이것을 이용해서, 다음의 2진 데이터 $a(n)$ 을 재생한다^[4].

$$\begin{aligned} y(n) = +d &\Rightarrow \hat{a}(n) = +d \\ y(n) = -d &\Rightarrow \hat{a}(n) = -d \\ y(n) = 0 &\Rightarrow \hat{a}(n) = -a(n-1) \end{aligned} \tag{5}$$

이와 같은 복호화 방식은, 파형 진폭의 상관 특성을 기본으로 하고 있기 때문에 천이가 명확한 것만이 파형으로 의미를 갖는다. 그리고 이것의 레벨 제한은 검출기에서 항상 검출할 수 있으므로, 규정 외의 레벨은 오차(error)라 볼 수 있다. 따라서, 이 규정된 레벨 범위를 수치화하고, 오차를 검출하는데 이용할 수 있다^{[4],[14]}.

앞에서 정리한 바와 같이 duobinary signaling은 $P(D)=1+D$ 의 PR 다항식으로 나타내지는 반면에 modified duobinary signaling은 $P(D)=1-D^2$ 의 PR 다항식을 갖는다. 여기서 D 는 1 심벌 지연(delay)소자를 나타낸다. $P(D)=1-D^2$ 의 신호법을 partial response class-IV(PR-IV) 신호기법이라고도 부르는데 PR-IV의 주파수 진폭 특성은 sine type 즉 bandpass 필터이므로 자기 기록 장치의 주파수 특성에 잘 맞는 PR 신호 기법이다. 한편 앞에서 언급한 PR-I 신호에 대한 복호화 방법은 현재의 데이터 값을 판정할 때 이전 시점 판정 값을 사용하므로 판정 오류가 발생한 경우 뒤로 계속 전파되는 단점이 있다. 그래서 수신부에서 PR 다항식의 역이 되는 특성을 갖는 부분을 송신부로 이동시켜 precoding 과정으로서 삽입함으로써 memoryless 판정이 가능하도록 하면 수신부에서 판정 오류 전파를 막을 수 있게 된다. 이 개념을 그림 1에 나타내었는데 본 논문에서 채널 등화 기법 연구의 주 대상으로 택한 PR 시스템이다^{[16]-[19]}.

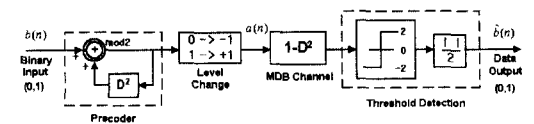


그림 1. Precoding에 의한 memoryless PR 데이터 판정법. (Modified duobinary (MDB) case)

III. 블라인드 등화 기술

3.1 PR-IV 신호와 채널 등화 기법

앞 절에서 자기 기록/재생 채널은 PR-IV 신호로 모델링 되는 대표적인 예로서 언급되었다. 디지털 방식 기록에서는 자화 곡선(hysteresis loop)을 고려하여 포화 영역에서 ±1의 이진 신호 기록 방식이 대부분 이용되며, 이때 +1과 -1의 신호에 따라 기록 전류가 변화하고 이에 따라 매체에 자속 변화가 형성된다. 따라서, 기록 장치가 고밀도화 됨에 따라 재생신호에 심벌간 간섭(ISI)이 나타나며 선형 등화

기에 의해 어느 정도까지 감축 가능하나 기록 장치의 고밀도화에 따라 재생신호의 비선형 간섭 현상이 증가한다.

고밀도화에 따라 발생하는 비선형 채널 특성을 무시할 경우 기록/재생 과정의 전체 시스템 출력은 다음과 같은 선형적 중첩으로 모델링 된다^{[15]-[17]}.

$$y(n) = \sum a(n)p(t-nT, T) + \eta_n \quad (6)$$

여기서 $y(n)$ 는 재생 파형이며, 이진 입력 데이터 시퀀스 $a(n) \in \{-1, 1\}$ 로 구동 되는 출력 파형이다. 또한 $p(t, T)$ 는 dipulse 응답으로 부르고 다음과 같이 나타내진다.

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

이것은 자기 매체에 기록된 데이터가 자기 매체 특성상 재생 헤드에서 미분 형태의 출력 유도전압으로 발생되기 때문이다. $h(t)$ 는 자기 기록 채널의 계단 응답인데 대표적인 모델은 Lorentzian 함수(일종의 lowpass 함수)이다.

그림 2의 블록도는 고밀도 자기기록 채널의 등화 즉, RAM 구조 결정 궤환 적응 등화기(RAM-DFE)를 이용한 PR-IV 자기 기록/재생 시스템을 나타내고 있는데 HDD, digital VCR 등 디지털 상품에 실제로 많이 채택되고 있는 시스템이다. 물론, 적응 등화기가 잘 동작하기 위해서는 알려진 훈련 렬에 의한 초기 훈련이 필요하며, 이 과정은 테이프 각 트랙에 존재하는 헤더 정보(header information)를 읽어 들이는 과정에 의해서 달성될 수 있다.

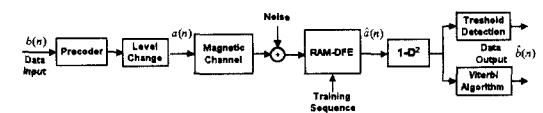


그림 2. RAM-DFE (결정 궤환 등화기)를 사용한 PR-IV 자기 기록/재생 시스템.

3.2 블라인드 등화기법

기존의 적응 등화기는 채널 특성에 의해서 왜곡된 수신 신호로부터 전송된 데이터를 복구하기 위하여 일반적으로 훈련(training) 과 결정(decision-directed) 두 가지 모드로 동작 시키는데, 먼저 훈련 과정을 거친 후 결정 모드로 전환하게 된다. 구체적으로 훈련 모드 즉, 초기의 일정 시간 동안에는 사전에 약속된 훈련 신호를 송신측에서 전송하고 수

신속에서는 이 훈련 데이터와 수신 신호(채널 출력 신호)를 이용하여 등화기를 채널 특성에 적응 시킨다. 훈련 모드가 끝난 후 결정 모드로 스위칭 (switching) 되는데, 이 시점에서는 등화기에 의해 채널 왜곡(distortion)이 상당히 제거된 상태이기 때문에 등화기 출력을 hard decision하면, 그 값은 송신된 데이터와 거의 같게 된다. 이러한 사실을 이용하여 등화기의 필터 계수를 설계한다^{[4]-[6]}.

그런데, 연속 시간 데이터 전송이 아닌 burst-mode 데이터 전송 시와 같이 훈련 데이터를 전송 하기가 곤란한 경우에는 특별한 등화기법이 필요하게 된다. 이와 같이 송신 데이터에 대한 사전 정보 없이 동작하는 등화기를 블라인드 적응 등화기라고 한다. 블라인드 적응 등화기를 설계하는 여러 기법 중에서 등화기 출력 단에서 비선형 변환을 사용하여 통계적인 정보를 생성하고, 이를 통하여 채널 출력 신호를 등화 하는 기법들을 Bussgang 계열 블라인드 적응 등화 기법으로 부르는데 동작 모드를 그림 3에 나타내었다. 그림 3에서 블라인드 등화기가 채널 왜곡을 제대로 제거하고 데이터 $a(n)$ 을 찾아 내기 위해서는 채널의 입력 시퀀스 $\{a(n)\}$ 가 *i.i.d* 조건을 만족하는 것이 필요하다^[8].

대표적인 것으로 Constant Modulus Algorithm (CMA 또는 Godard 알고리즘) 등이 현재 가장 많이 이용되고 있다^{[7]-[13]}. 그런데 Godard 알고리즘은 앞서 언급한 블라인드 등화기로서의 장점은 물론이고 등화기와 연동되는 타이밍 복원 회로 구성 시에도 장점이 있다^[10]. 평균 제곱 오차(mean square error)를 감소시키기 위한 기존의 등화기 및 이와 연동되는 타이밍 복원 회로는 등화기의 초기 훈련 모드 동안에 적절하게 동기가 된 기지의 훈련 데이터를 필요로 한다. 따라서 초기 훈련 데이터를 알 수 없거나 훈련 데이터가 채널의 간섭이나 잡음 등에 의한 왜곡으로 동기를 획득하기가 어려워지게 되면 이를 이용하는 등화기가 제대로 수렴할 수 없게 된다. 이런 결과는 등화기와 연동되어 있는 타이밍 복원 회로의 성능을 떨어지게 하는 원인이 되고 이는 다시 등화기의 성능을 감소시키는 악순환이 발생할 수 있다. 그러나 CMA(또는 Godard) 블라인드 등화기를 이용하게 되면 기지의 훈련 데이터 없이도 그리고 훈련 데이터의 동기 가능 여부에 관계 없이도 CMA 알고리즘에 의해서 등화기를 수렴시켜 잡음 또는 간섭 등의 영향을 최소화 한 후 결정 모드에서 동기신호를 추출하여 등화기에 공급할 수 있는 장점이 있다^[10].

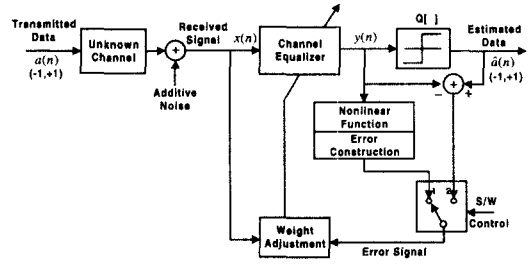


그림 3. 훈련열을 필요로 하지 않는 Bussgang-type 블라인드 등화 기법과 결정 제어 동작 모드

그림 3에서 $y(n)$ 은 등화기의 출력이고, M 개의 계수를 갖는 transversal filter 구조일 때 다음 식과 같이 표현 된다.

$$y(n) = \sum_{m=0}^{M-1} w_m(n)x(n-m) \tag{8}$$

이 때, $w_m(n)$ 은 m 번째 등화기 계수로서 이산 시간 n 에서의 값이다. 등화기 출력 $y(n)$ 은 아래 식과에 나타낸 바와 같이 zero-memory 비선형 블록에 입력되어 등화기 설계에 사용될 식 (4.3)의 비용함수(cost function) 계산에 이용된다^[8].

$$q(n) = g(y(n)) \tag{9}$$

$$J(n) = E[(q(n) - y(n))^2] = E[(g(y(n)) - y(n))^2] \tag{10}$$

비선형 함수 $q(n)$ 은 알고리즘에 따라 서로 다른 형태를 취하며, 이것에 의하여 등화기의 성능이 달라진다. 여기에서 $q(n)$ 값이 송신 데이터 $a(n)$ 과 같을 때 앞의 그림 2와 같은 채널 등화기와 동작이 같아지게 된다.

CMA는 다음 식 (11)과 같은 비용함수를 최소화시킨다^[7].

$$J(n) = \frac{1}{2p} E[|y(n)|^p - R_p]^2 \tag{11}$$

$$R_p = \frac{E[|x(n)|^{2p}]}{E[|x(n)|^p]} \tag{12}$$

여기에서 소문자 P 는 양의 정수, R_p 는 양의 실수인 상수이며 $p=2$ 가 CMA에서 대표적인 알고리즘이다. 이 경우 CMA의 오차 및 등화기의 계수

update 식은 다음과 같다.

$$w_m(n+1) = w_m(n) + \mu e(n)x(n-m), 0 \leq m \leq M-1 \quad (13)$$

$$e(n) = y(n)|y(n)|^{p-2}(R_p - |y(n)|^p) \quad (14)$$

여기서, μ 는 수렴속도와 정상 상태에서의 성능을 제어하는 파라메터로서, convergence factor 또는 convergence constant라 불린다. 식 (13)를 보면 LMS 알고리즘과 유사한 형태임을 알 수 있는데 LMS 형태와 비교되는 등가 오차는 식 (14)와 같이 된다.

한편 블라인드 등화기에 의해 신호간 간섭이 감축되어 결과적으로 판정 오차율이 충분히 작아지게 되면 또는 등화기 출력에서의 눈 모양(eye pattern)이 열리게 되면, 적응 등화기는 decision-directed 모드로 스위칭(switching) 되는데, 이 시점에서는 등화기에 의해 채널 왜곡(distortion)이 상당히 제거된 상태이기 때문에 등화기 출력을 hard decision하면, 그 값은 송신된 데이터와 거의 같게 된다. 그림 3에서와 같이 이 때부터 decision-directed mode(DDM)에 의해서 적응 등화기가 동작하게 되는데 이 알고리즘은 다음의 식 (15)의 비용함수를 최소화 시킨다고 볼 수 있다.

$$J = \frac{1}{2} E[\{dec(y(n)) - y(n)\}^2] \quad (15)$$

IV. 부분 응답 채널에 대한 블라인드 등화 기술

이제 그림 3에서 unknown channel이 부분 응답 채널로 모델링 되는 경우에 블라인드 등화가 어떻게 되는가를 문제의 대상으로 논의하려고 한다. 이 문제에서 우리는 두 가지 점에서 유의하게 된다. 첫째, reconstruct 하려고 하는 데이터, 즉 채널 입력 신호가 *i.i.d.* 조건을 만족하여야 하고, 둘째, 부분 응답 다항식 $P(D)$ 는 unit circle 위에 roots가 존재한다(이 들 roots가 채널 전달함수의 zeros가 됨). PR system의 precoder는 비선형 소자이므로 precoder의 입력 데이터가 *i.i.d.* 이면 precoder의 출력도 *i.i.d.* 임을 알 수 있다^[18]. 한편 블라인드 등화기법으로서는 앞 절에서 논의한 바와 같이 CMA 알고리즘이 광범위한 적용과 함께 비교적 많은 연구자들이 성능 연구를 수행하여 축적된 연구 결과가 있으므로 CMA에 초점을 맞춘다.

4.1 기존의 블라인드 등화 기술

앞 절 등에서 논의한 블라인드 등화 기술과 부분 응답 채널 기술에 근거 하면 아래 그림 4와 같은 등화 기술을 생각할 수 있다^[18]. 구체적으로 그림 1에서 MDB case를 일반화하여 PR 응답 다항식을 $P(D)$ 라 하면 threshold detection 구조가 그림 4에서 같음을 보일 수 있다. 여기에서 CMA($p=2$)의 오차 및 등화기의 계수 update 식은 다음과 같다^[7].

$$e(n) = y(n)(R_2 - |y(n)|^2), \quad R_2 = \frac{E[|x(n)|^4]}{E[|x(n)|^2]} \quad (16)$$

$$w_m(n+1) = w_m(n) + \mu e(n)x(n-m), 0 \leq m \leq M-1 \quad (17)$$

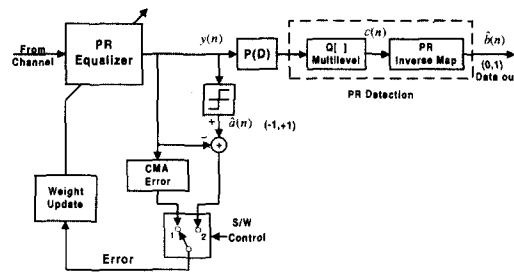


그림 4. 부분 응답 채널에 대한 기본적인 블라인드 적응 등화 기법.

또한 우리는 CMA 등화기의 출력에서 얻을 수 있는 것이 precoder의 출력 데이터 $a(n)$ 의 estimate인 $\hat{a}(n)$ 임을 그림 2와 그림 3으로부터 알 수 있다. 그리고 그림 4로부터 시간이 어느 정도 흐르거나 또는 추정 MSE 등 monitor 할 수 있는 성능 요소가 특정 임계점을 돌파하게 되면 스위칭 제어를 통해 동작 모드를 바꿀 수 있게 되고 결정 값 $\hat{a}(n)$ 은 weight update에도 사용됨을 알 수 있다.

한편 CMA 등화기의 출력이 를 추적한다는 사실과 그림 2를 검토해 보면 그림 4의 CMA 등화기는 noiseless의 경우에 채널 전달 함수의 역을 좇아가게 된다는 사실을 알 수 있다. 따라서 채널 전달 함수의 zeros들이 단위원 상에 있다면 바람직스러운 일이 아니다. 이상적으로 noiseless case(zero-forcing 등화기)를 고려하면 단위원 상에 있는 채널 전달 함수의 zeros들은 등화기의 poles이 되고 역시 단위원 상에 있게 된다. 따라서 채널 출력에 섞여 들어 오는 첨가 잡음은 CMA 등화기의 출력에서 증폭되어 나오게 될 것이 피할 수 없게 된다.

이 점에 유의하여 Tugnait와 Gummadavelli는 아래 그림 5에서와 시스템 모델과 그림 6에서와 같은 등화 기법들을 제시하였다^[18]. 그림 5에서의 연구 대상 모델이 본 논문에서의 문제점 제시 모델과 약간 차이가 있고 notation 이 다르기는 하지만 기본적인 문제 인식은 같다.

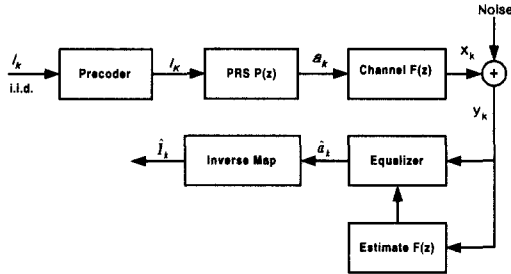


그림 5. Tugnait와 Gummadavelli 이 연구한 시스템 모델^[18].

그림 6에 나와 있는 Approach 3의 등화 기법이 본 논문의 그림 4에 도시된 기법에 대응된다. 기본적으로 그림 6의 Approach 1과 Approach 2은 앞에서 언급한 단위원 상에 있는 채널 전달 함수 zeros들의 문제를 해결하는 방법으로 PR 다항식 $P(D)$ 의 regularized inverse 를 구해 제거하려고 했다. Normal inverse를 구할 수 없으므로 일종의 approximation으로 정확도도 떨어지고 numerical computation을 통한 계산량도 그렇게 호의적인 상황이지는 않다.

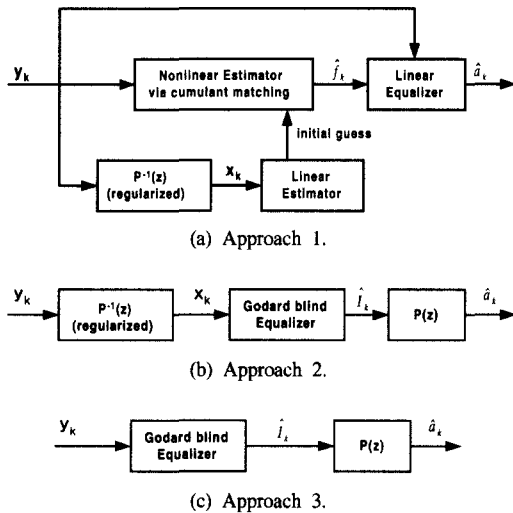


그림 6. Tugnait와 Gummadavelli이 제시한 블라인드 등화 기법^[18].

4.2 새로운 블라인드 등화 기술

앞 절의 그림 4와 그림 6에 제시된 부분 응답 채널에 대한 블라인드 등화 기법들은 특징들이 있다. 그림 4, 그림 6(b), (c)들의 구조들은 공통적으로 CMA 등화 기법을 채택하고 있다. 한편, 그림 4와 그림 6(c)의 구조들은 상대적으로 간단한 것이 가장 큰 장점이지만 부분 응답 채널의 특성을 반영한 구조가 아니기 때문에 성능면에서는 만족스럽지 못할 것으로 예측된다. 그림에도 불구하고 CMA는 상당한 연구가 이루어져 블라인드 등화 기술 중에서도 수렴 특성 등이 비교적 잘 알려져 있고 실제로 많이 사용되고 있음을 고려하면 초기 등화 모드 또는 acquisition 모드 알고리즘으로서 적합하다. 따라서 본 논문에서 제안하는 블라인드 등화기 구조들에서 초기의 boot 알고리즘으로 CMA를 채택하고 있다.

4.2.1 CMA-LMS 병렬 구조

부분 응답 시스템에서 CMA 단독의 등화기가 갖는 성능상의 문제점을 개선하기 위해 먼저 그림 7에서와 같은 병렬 구조를 제안한다. 제안된 구조에는 2개의 S/W(switch)가 있고 각 S/W 마다 2개의 position(1,2)가 있다. 여기에서 2개의 S/W는 서로 동기 되어 임의의 시간에서 볼 때 각 S/W position은 같은 위치에 있도록 설계하였다. 즉 upper branch의 S/W가 position 1에 있을 때 lower branch의 S/W도 position 1에 있게 된다. 이 때 upper branch만 보면 그림 4의 구조와 같음을 알 수 있다. 그런데 PR system의 중요한 특성 중의 하나는 PR 다항식 $P(D)$ 필터가 signal shaping 역할을 하면서 첨가 잡음 등의 원하지 않는 신호들의 억제에 상당한 효과를 발휘한다는 것이다. 이 점에 근거하여 본 제안에서는 upper branch의 $P(D)$ 필터가 등화기 출력에 남아 있던 오차 신호를 상당 부분 제거함으로써, $P(D)$ 필터 출력 값들을 앞에서 정의한 다치 (multilevel) 데이터 기준신호 $c(n)$ 에 집중시킬 것으로 예측한다. 따라서 $P(D)$ 필터 출력을 다치 양자화기(multilevel quantizer)를 거치게 하면 상당히 안정된 안정된 데이터 신호를 복원할 수 있는데 이를 활용하는 구조가 그림 7의 블라인드 등화기 구조이다. 그런데 여기에서 얻어진 데이터 신호는 $\hat{a}(n)$ 도 아니고 최종 $\hat{b}(n)$ 도 아님에 유의하여야 한다.

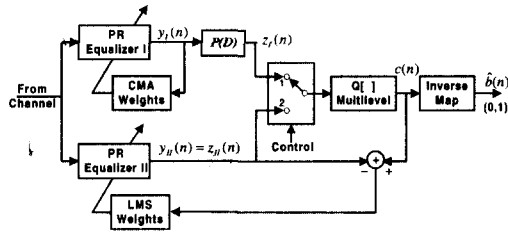


그림 7. 제안된 블라인드 적응 등화 구조: CMA-LMS 병렬 구조

이렇게 얻어진 안정된 다치 데이터 신호는 lower branch의 적응 등화기를 구동할 수 있게 된다. 즉 LMS-type weight update 알고리즘을 통해서 나쁜 대로의 등화기 계수들을 확보하게 된다. 그림 7에 제안된 구조의 특징으로 upper branch와 lower branch가 한 set의 채널 출력을 공유하되 2 sets의 등화기 계수를 동시에 update 하는 parallel 형태를 유지하고 있음을 주목할 필요가 있다.

그림 7 등화기 구조의 성능에 관해서 검토해 보자. 앞 절에서 지적한 바와 같이 단위원 상에 있는 $P(D)$ 필터 영점들(zeros)이 upper branch CMA 등화기의 극점들(poles)이 됨으로써 성능 저하를 초래하게 된다. 그러나 lower branch의 PR 등화기는 $P(D)$ 필터 기능을 내부에 포함하도록 설계했기 때문에, lower branch의 PR 등화기에서는 단위원 상의 poles이 상쇄되어 잡음 증폭의 문제점을 해소할 수 있게 된다는 것이 매우 중요한 점이다. 그림 6에 있는 Tugnait와 Gummadavelli가 제시한 블라인드 등화 기법에서는 regularized inverse 등을 필요로 하지만 본 구조에서는 그러한 approximation을 도입하지 않았다는 것이 특기할 만하다.

따라서 upper branch의 CMA 등화기가 안정적인 동작을 하게 되는 구간에 진입하였다고 판단 되면 2개의 S/W의 position을 단지 1에서 2로 바꾸기만 하면 된다. 여기에서 판단의 근거로 추정 MSE 등을 쓰면 되는데 비트 오차율이 0.1 이하로 떨어지는 시점이 acceptable 한 것으로 알려져 있다. 그러나 본 구조는 급격한 주위 상황 변화에도 대응하여 적절한 branch를 선택함으로써 continuous operation이 가능하다. 예를 들면, system failure때문에 restart가 필요한 경우, burst-mode communication에서 connection 변경 등으로 switching이 필요할 때 적절한 제어 로직을 통해 자동적으로 branch 전환하도록 할 수 있다.

4.2.2 CMA-Dump-LMS 전환 구조

지금까지 부분 응답 채널 환경에서도 상당히 개선된 성능을 얻고자 하는 블라인드 등화기 구조의 한 가지를 논의하였는데, 그림 8에 두 번째 블라인드 등화기 구조를 제안한다. 여기에서는 그림 7과는 달리 S/W가 position 1에 있을 때 lower branch 등화기는 loop를 형성하지 않아 동작을 하지 않고 있고 upper branch의 CMA 등화기만 동작을 한다. 그런데 S/W가 position 2로 전환되면 CMA 등화기 계수가 lower branch 등화기에 복사 전달되고 upper branch CMA 등화기는 동작 중지하거나 internal loop만 동작 상태(CMA 계수만 update)로 유지한다. 반면에 lower branch 등화기는 전달 받은 CMA 등화기 계수 값을 $P(D)$ 필터에 의해 shaping 한 후 등화기 계수의 초기 값으로 쓰고 새로이 형성된 position 2 loop로 동작을 계속함으로써 개선된 블라인드 등화 성능을 가능하게 한다. 이 구조에서도 CMA 등화기 계수 값을 $P(D)$ 필터에 의해 shaping 한 후 lower branch 등화기 계수의 초기 값으로 쓰게 함으로써 단위원 상의 poles이 상쇄되어 잡음 증폭의 문제점을 해소 할 수 있게 된다.

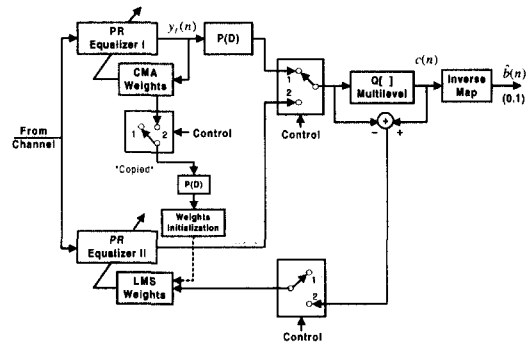


그림 8. 제안된 블라인드 적응 등화 구조: CMA-Dump-LMS 전환 구조

4.2.3 CMA-Boot-LMS 보조 구조

그림 9에 세 번째 블라인드 등화기 구조를 제안한다. 본 구조는 앞의 두 구조와는 달리 upper branch의 CMA 등화기는 보조 장치, lower branch가 main 등화기 역할을 하도록 구성되어 있다. 즉 upper branch의 CMA 등화기는 최종 2진 데이터 $b(n)$ 의 추정에는 참여 하지 않고 주위 환경이 열악할 때(예를 들면 시동 초기 또는 system failure 등)에 stable reference를 생성해서 lower branch 등화기에 제공함으로써 lower branch 동작이 본 궤도에

오르도록 보조 운용만 한다. 정상 상태의 성능 면에서 앞의 두 구조와 대등할 것으로 예측된다.

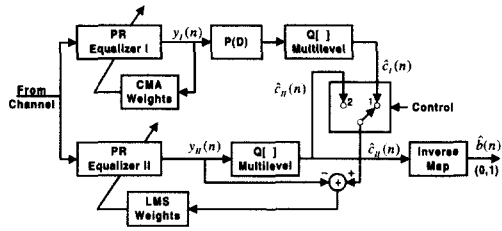


그림 9. 제안된 블라인드 적응 등화 구조: CMA-Boot-LMS 보조 구조

V. 컴퓨터 시뮬레이션 결과 및 분석

앞 절에서 부분 응답 채널에서 블라인드 적응 등화의 구조 및 성능에 관한 논의와 함께 성능 개선을 이룰 수 있는 새로운 등화기 구조 들을 제안 하였는데 본 절에서 이에 대한 컴퓨터 시뮬레이션 결과 분석을 통해 성능 평가를 수행한다.

대상 PR system은 PR 다항식 $P(D)$ 로 모델링 되는 어떤 PR system이라도 가능하지만, 본 연구에서는 특히 최신의 고밀도 자기 기록/재생 시스템에서 채택하고 있는 PR-IV($P(D)=1-D^2$) system을 선택하여 컴퓨터 시뮬레이션을 수행하였다. 자기 기록/재생 채널에서 재생신호는 기록신호의 미분 형태이므로 자기 기록 채널의 특성은 식 1로 표현되는데 계단 응답 $h(t)$ 로 다시 나타내면 $(1-D)h(t)$ 가 된다. 여기에서 $h(t)$ 는 Lorentzian 함수로써 모델링 되고 다음과 같이 주어진다^[4].

$$h(t) = \frac{1}{1 + (\frac{2t}{PW_{50}})^2} \tag{18}$$

여기서 PW_{50} 은 $h(t)$ 의 최대 출력 값의 50%에 해당하는 펄스의 폭이며 이 값은 기록 밀도에 따라 결정된다. 컴퓨터 시뮬레이션에 사용한 값 들은 다음과 같다. 채널 파라미터 들은 $PW_{50} = 2.5T$, $T = 1/41.85 \times 10^6$ sec, $SNR = 30dB$ 이었고 채널 출력은 power가 1로 normalize 되었으며 정확한 timing epoch에서 샘플링 되어 등화기 입력으로 전달되도록 설정하였다. 한편 등화기 파라미터 들은 $M = 11$, $\mu = 0.004$ 로 선택하였다.

또한 비교 평가 대상 지표로서 우선 각 구조 별

로 등화기 계수를 update 하는 알고리즘 설계의 기준이 되는 cost function이 있는데 이것은 각 구조 별로 다르게 정의 될 수 있기 때문에 상대적인 비교 평가에는 활용하기 힘들고 개별 알고리즘 들의 수렴 특성 분석에만 활용할 수 있다. 대신에 기준 데이터 신호 들에 대한 평균 제곱 오차 (Mean-Squared Error: MSE) 들은 상황에 따라 전체 구조들에 공통인 MSE 도 있으므로 적절히 활용함으로써 상대 평가가 가능하다. 기준 신호 들을 정리해 보면 (0,1)의 2진 source 데이터인 $b(n)$, (-1,1)의 2진 데이터인 precoder 출력 $a(n)$, 그리고 $a(n)$ 의 $P(D)$ 필터 출력으로 multilevel 데이터인 $c(n) = P(D)a(n)$ 등이 있다.

먼저 그림 4에 있는 CMA 블라인드 적응 등화기의 성능 시뮬레이션 결과를 평가해 본다. Ensemble 평균 값들은 CMA cost function 그리고 다음과 같은 power-normalized MSE 들을 구할 수 있다.

$$\epsilon_a = E[\{a(n) - y(n)\}^2] / E[\{a(n)\}^2] \tag{19}$$

$$\epsilon_c = E[\{c(n) - z(n)\}^2] / E[\{c(n)\}^2] \text{ where } z(n) = P(D)y(n) \tag{20}$$

그리고 PR-IV 의 경우에 그림 4의 PR detection scheme의 내부에서 순서를 바꿔 inverse map을 절대값 함수로 대체하고 2차 양자화 과정을 수행해도 동일한 결과를 얻는다. 즉, (0,1)의 2진 데이터 $b(n)$ 의 추정 데이터 $\hat{b}(n)$ 는 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\hat{b}(n) = Q[\{z(n)\}/2], \quad Q[x] = 0,1 \tag{21}$$

이에 대응하는 MSE는 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$\epsilon_b = E[\{b(n) - \hat{b}(n)\}^2] / E[\{b(n)\}^2] \tag{22}$$

그림 4의 CMA 등화기의 시뮬레이션 결과를 그림 10, 그림 11과 그림 12에 나타내었다. 그림 10에는 앞에서 언급한 여러 가지 MSE 들을 도시하였다. CMA 등화기의 경우에 phase rotation property도 있고 기준신호를 계수 update에 쓰지 않는 블라인드 등화기의 특징상 MSE 데이터를 얻을 때 symbol timing 조정이 필요하게 되는데 이러한 과정을 거쳐 그림 10의 MSE curve들을 얻었다. CMA cost function은 다른 MSE 들 보다는 상대적

으로 빨리 무릎에 도달하는 것을 볼 수 있다. 또한 4000번째 입력에서 decision-directed mode (DDM) 로 전환시켰는데 성공적으로 전환된 것을 볼 수 있다.

그런데 CMA 등화기와 DDM 전환 운용이 무난히 동작하고 있는 것처럼 보이지만 이 구조가 갖고 있는 문제점을 그림 11에서 볼 수 있다. 그림 11에는 식 1에서 정의한 CMA 등화기 오차 신호와 양자화 오차 신호 $\hat{a}(n) - y(n)$ 의 power spectral magnitude를 나타내었다. 대상 채널이 단위원 상에 영점을 가지고 있는데 구체적으로 dc에 있다. 이에 따라 CMA 등화기 출력에서 오차 신호가 dc 성분에 상당한 증폭이 이루어졌음을 볼 수 있다. 따라서 dc 성분의 증폭 문제를 해결하면 등화기 성능 개선의 potential 이 있음을 예측할 수 있다.

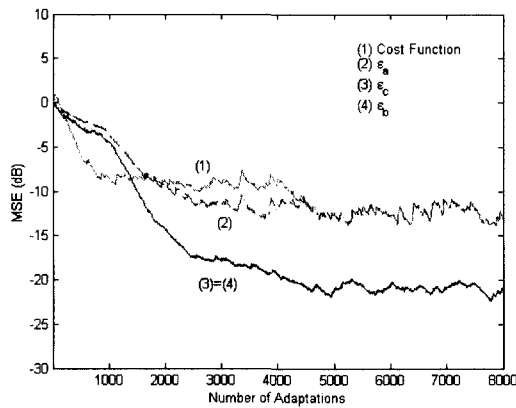
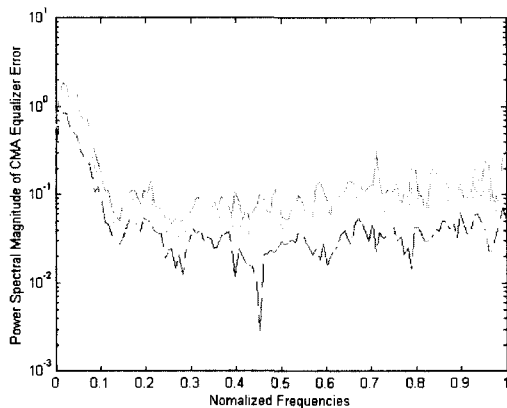
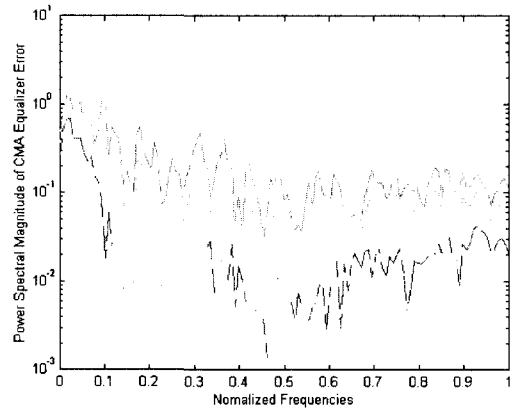


그림 10. PR-IV 채널에 대한 CMA 블라인드 등화기 신호들의 평균 제곱 오차(CMA에서 DDM으로 4000번째 입력에서 전환.)

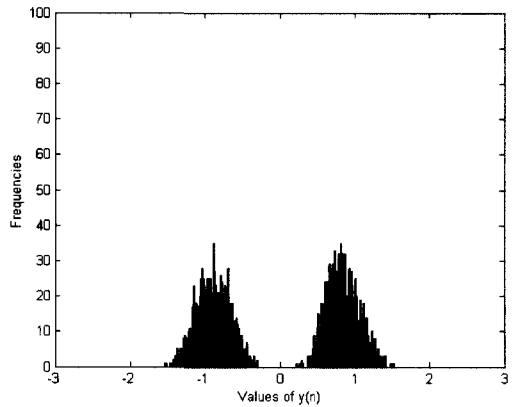


(a) Cost Function Error

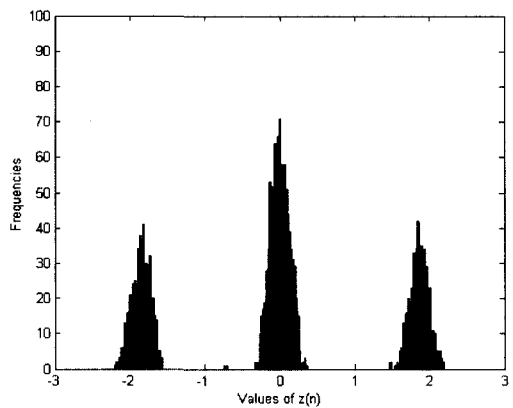


(b) Reference Error

그림 11. PR-IV 채널에 대한 CMA 블라인드 등화기 오차 신호들의 전력 스펙트럼.



(a)



(b)

그림 12. PR-IV 채널에 대한 CMA 블라인드 등화기 신호들의 히스토그램
(a) CMA 등화기 출력 $y(n)$ 의 히스토그램.
(b) P(D) 필터 출력 $z(n)$ 의 히스토그램.

한편 그림 12에는 CMA 등화기 출력 $y(n)$ 신호와 PR 필터 출력 $z(n)$ 신호의 histogram 을 도시하였는데 2차원 데이터 constellation의 경우에 scatter plot 을 보는 것과 같은 효과를 가진다. 그림 12(a)와 12(b)를 비교해 보면 PR 필터 출력의 분포의 폭이 PR 필터링 전보다 대폭 협소해져서 등화기 출력에 잔류하던 오차를 상당히 감축 시켰다는 것을 알 수 있다. 이 사실은 여러 가지 블라인드 등화기 구조를 연구할 때 PR 필터가 매우 중요한 역할을 할 수 있음을 예시하는 것이다.

먼저 그림 7의 CMA-LMS 병렬 구조에 대한 시뮬레이션 결과를 평가해 본다. 이 경우에 먼저 관련 MSE 들을 정의하면 다음과 같다.

Upper CMA Branch

$$\epsilon_c = E[(c(n) - z(n))^2] / E\{c(n)^2\} \text{ where}$$

$$z_i(n) = P(D)y_i(n) \tag{23}$$

$$\epsilon_b = E\{[b(n) - |z_i(n)|/2]^2\} / E\{b(n)^2\} \tag{24}$$

Lower PR Equalizer II Branch

$$\epsilon_c = E[(c(n) - y_{II}(n))^2] / E\{c(n)^2\} \tag{25}$$

$$\epsilon_b = E\{[b(n) - |y_{II}(n)|/2]^2\} / E\{b(n)^2\} \tag{26}$$

그림 13에 MSE curve들을 나타내었는데 그림 10의 CMA-DDM의 경우에 비교해 엄청난 성능 향상을 볼 수 있다. 그림 14의 히스토그램에서도 역시 성능 향상을 볼 수 있고 그림 15의 power spectrum을 보면 dc에서의 잡음 증폭은 제거 되고 대신에 PR-IV에 따른 bandpass spectrum을 관찰할 수 있다.

CMA-Dump-LMS 전환 구조와 CMA-Boot-LMS 보조 구조에 대해서도 컴퓨터 시뮬레이션이 수행되었는데 결과가 그림 16과 그림 17에 나타내었다. 그림 16의 MSE curve는 그림 13과 비슷하다. 그런데 CMA 등화기가 보조 역할 만 하고 main PR 등화기가 동작하도록 설계된 경우인 그림 17의 경우 수렴 속도도 매우 좋다. 지금까지 각 블라인드 등화기 구조 시뮬레이션에서 모드 전환점을 4000번째로 한 것은 편의상 변화를 쉽게 관찰하기 위해서 이었고 실제로는 시점이 당겨져 전환이 일어나는 것이 보통이다.

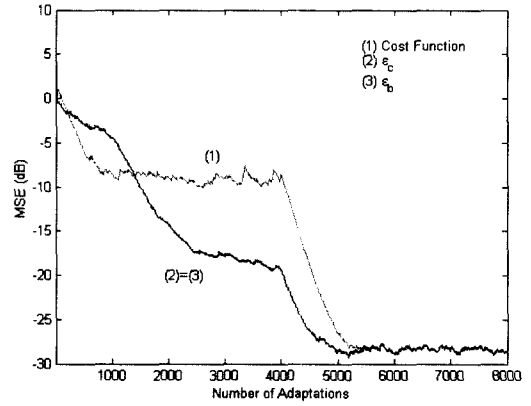


그림 13. CMA-LMS 병렬 구조(그림 7)에서 평균 제곱 오차(S/W 1에서 S/W 2로 4000번째 입력에서 전환.)

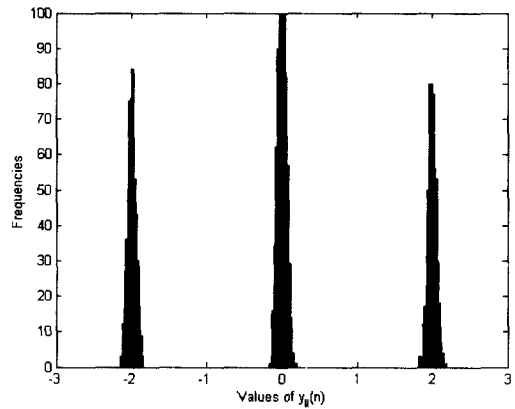


그림 14. CMA-LMS 병렬 구조(그림 7)에서 출력 $y_{II}(n)$ 의 히스토그램.

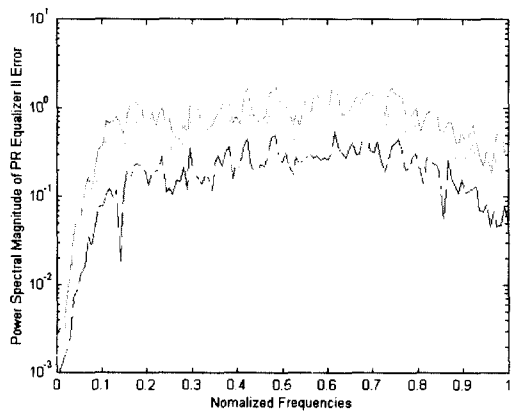


그림 15. CMA-LMS 병렬 구조(그림 7)에서 오차 신호의 전력 스펙트럼.

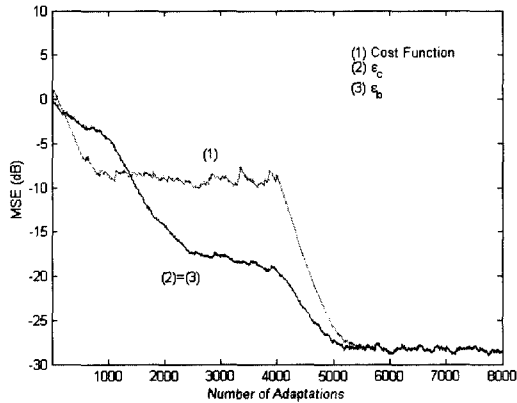


그림 16. CMA-Dump-LMS 전환 구조(그림 8)에서 평균 제곱 오차(S/W 1에서 S/W 2로 4000번째 입력에서 전환.)

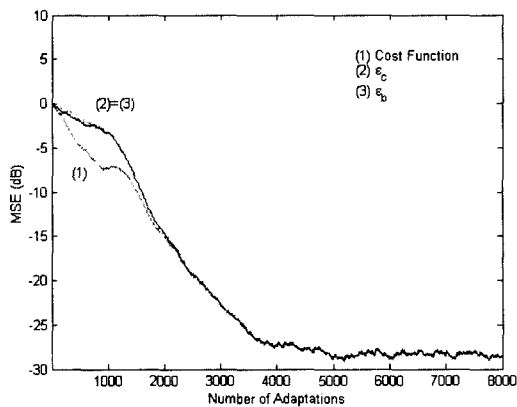


그림 17. CMA-Boot-LMS 보조 구조(그림 9)에서 평균 제곱 오차(S/W 1에서 S/W 2로 4000번째 입력에서 전환.)

VI. 결론

IT 기술 발전과 더불어 전송 시스템의 초고속화 그리고 저장 장치의 초고밀도화로 빠른 진전이 있을 수록 burst mode operation과 다양한 서비스의 요구도 증대될 것이다. 또한 시스템 정보 또는 리소스가 제약되는 환경에서의 디지털 통신 및 데이터 저장에 대한 서비스 요구도 팽창할 것이기 때문에 blind equalization 및 blind channel estimation techniques에 지속적인 관심이 필요하다. 본 논문에서는 이에 유의하여 전송 및 저장 시스템에서 잘 활용되고 있는 부분 응답 채널에서의 채널 등화에 관한 연구 결과를 다루었다. 구체적으로 기존의 블라인드 등화 기법을 사용할 때 부분 응답 채널의 특성 때문에 생기는 문제점인 잡음 증폭의 문제를

효율적으로 개선하기 위한 새로운 blind equalization 구조들을 제안하였고 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 성능 평가를 수행하였다.

결과적으로 제어스위치에 의해 동작을 제어 받는 구조를 갖게 되는데, 구동 초기에는 다른 블라인드 기법보다 상대적으로 robust 한 동작 특성을 보여 많이 쓰이고 있는 CMA 알고리즘을 활용하는 subsystem이 작동하도록 하고 어느 정도 안정화 된 시점에는 스위칭 전환하여 부분 응답 채널의 단위원상의 영점들 문제로부터 자유로운 특성을 가지며 또한 LMS 형태의 operation을 하는 subsystem으로 안정적인 동작을 하도록 설계되었다. 이 구조들은 외부 환경 변화에 의해 system failure 및 restart의 필요성이 발생한 경우에도 적절한 monitoring logic 이 추가된다면 스위치 제어가 가능하도록 하였다. 이러한 점들에서 본 연구 결과는 burst-mode 전송 시스템에서 유용할 것으로 기대된다. 특히 2진 부호 PR-IV 신호 방식을 채택하는 ultra high density 자기 기록/재생 장치들인 HDD, 디지털 VCR 등의 경우에는 제안된 블라인드 적응 등화 기법의 적용이 유용하다. 왜냐하면 블라인드 기법이 근원적으로 가지는 phase rotation/ambiguity 문제가 저절로 해결 되는데 precoder를 갖는 PR-IV 신호 검출기가 phase differential detector 처럼 동작하기 때문이다. 또한 블라인드 기법의 적응 수렴 속도가 빠르지 못한 문제는 고속 전송 및 고밀도 기록 시스템에서는 부정적인 영향력이 작아지게 된다.

본 논문에서는 등화기 입력을 위해 채널 출력의 샘플링 시에 필요한 심벌 타이밍 정보가 정확히 주어지는 것을 전제로 하였는데 실제 상황은 이상적이지 않기 때문에 이에 대한 방안이 필요한데 symbol-spaced 등화기 구조는 이에 민감하고 fractionally-spaced 등화기 구조가 symbol timing offset에 덜 민감한 것으로 알려져 있기 때문에 본 논문에서 제안된 시스템에도 적용할 필요가 있어 계속 연구가 필요한 부분이다.

참고 문헌

- [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 Commun. Mag.*, pp. 14-29, Feb. 1990.
- [2] T. D. Howell, D. P. McCrown, T. A. Diola,

- Y. S. Tang, K. R. Hense and R. L. Gee, "Error rate performance of experimental giga-bit per square inch recording components," *IEEE Trans. Magn.*, Vol. 26, pp. 2298-2302, Sep. 1990.
- [3] C. Yamamitsu, A. Ide, A. Iketani and T. Juri, "An experimental study on bit rate reduction and high density recording for a home-use digital VTR," *IEEE Trans. Consum. Elec.*, Vol. 34, No. 3, pp. 588-596, Aug. 1988.
- [4] J. G. Proakis, *Digital Communications*, 2nd Ed. New York: McGraw Hill, 1989.
- [5] E. A. Lee and D. G. Messerschmitt, *Digital Communications*, Boston: KAP, 1994.
- [6] R. W. Lucky, "Automatic equalization for digital communication systems," *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 44, pp. 547-588, April. 1965.
- [7] C. R. Johnson, P. Schniter, T. J. Endres, J. D. Behm, D. R. Brown and R. A. Casas, "Blind equalization using the constant modulus criterion: A Review," *Proc. IEEE*, Oct. 1998.
- [8] S. Haykin, "Unsupervised adaptive filtering," Wiley: New York, 1999.
- [9] Y. Sato, "A method of self-recovering equalization for multilevel amplitude-modulation systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-23, pp. 679-682, June 1975.
- [10] D.N. Godard, "Self recovering equalization and carrier tracking in two-dimensional data communication systems," *IEEE Tans. Commun.*, vol. COM-28, pp.1867-1875, Nov. 1980.
- [11] G. Picchi and G. Prati, "Blind equalization and carrier recovery using a stop-and-go decision-directed algorithm," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 35, Sep. 1987.
- [12] J. E. Mazo, "Analysis of decision-directed equalizer convergence," *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 59, pp. 1857-1876, Dec. 1980.
- [13] R. Treichler and B. G. Agee, "A new approach to multipath correction of constant modulus signals," *IEEE Trans. Acoustics, Speech, Signal Processing*, vol. 31, pp. 459-72, Apr. 1983.
- [14] A. Lender, "Correlative (partial response) techniques and applications to digital radio systems," in *Digital Communicants: Microwave Application*, K. Feher, Ed. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1981.
- [15] R. D. Cideciyan, F. Dolivo, R. Hermann, W. Hirt and W. Schott, "A PRML system for digital magnetic recording," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, Vol. 10, No. 1, pp. 38-56, Jan. 1992.
- [16] J. Moon and L. R. Carley, "Performance comparison of detection methods in magnetic recording," *IEEE Trans. Magn.*, Vol. 23, pp. 3155-3172, Nov. 1990.
- [17] K. D. Fisher, J. M. Cioffi and C. M. Meals, "An adaptive RAM-DFE for storage channels," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 39, pp. 1559-1568, Nov. 1991.
- [18] J. K. Tugnait and G. Uma, "Blind equalization and channel estimation with partial response input signals," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 45, pp. 1025-1031, Sept. 1997.
- [19] 강현우, 전원기, 조용수, 윤대회, "디지털 고밀도 기록 채널의 트랙간 간섭 감소를 위한 다채널 적응 PRML," *전자공학회 논문지*, Vol. 32-B, No. 12, 1565-1571, 1995년 12월.

이 상 경(Sang-Kyung Lee)

정회원



1989년 2월 : 한국항공대학교
항공전자공학과(공학사)

1991년 12월 : Univ. of
Missouri-Columbia
전기공학과(공학석사)

1998년 2월 : 아주대학교
시스템공학과(박사수료)

2000년 6월~2001년 7월 : 영국 Astrium사 파견
연구원

1995년 1월~현재 : 고등기술연구원 주임연구원
<주관심 분야> 디지털 통신 및 신호처리 시스템 설
계

이 재 천(Jae-Chon Lee)

정회원



1977년 2월 : 서울대학교
전자공학과(공학사)

1979년 2월 : 한국과학원
전기 및 전자공학과
(공학석사)

1983년 8월 : 한국과학기술원
전기 및 전자공학과
(공학박사)

1983년 9월~1994년 8월 : 한국과학기술연구원
책임연구원

1984년 9월~1985년 9월 : 미국 MIT PostDoc
연구원

1985년 10월~1986년 10월 : 미국 Univ. of
California (Santa Barbara)
방문연구원

1990년 1월~1991년 2월 : 캐나다 Univ. of
Victoria (British Columbia) 방문교수

1994년 9월~현재 : 이주대학교 시스템공학과 교수
<주관심 분야> 디지털 통신 및 신호처리 시스템 설
계