

# 고 저장밀도 HDD를 위한 새로운 심볼동기 알고리즘

正會員 金宜默\*, 崔炯辰\*

## A New Symbol Timing Algorithm for High Storage Density HDD

Euy Mook Kim\*, Hyung Jin Choi\* *Regular Members*

### 요 약

본 논문에서는 HDD(Hard Disk Drive)와 같은 자기저장 시스템에 적용할 수 있는 새로운 심볼동기 알고리즘을 제안한다. 먼저 Lorentzian 채널모델을 적용하여 점차 고속, 고저장밀도화하는 HDD에서 발생하는 재생신호의 왜곡과 감쇄분제를 고찰하였다. 그리고 유명한 HDD용 데이터 검출기들의 구조와 동작을 이해하고 적용된 심볼동기 알고리즘을 심도있게 분석하였다. 이와 같은 분석과 고찰을 바탕으로 고 저장밀도 HDD에 보다 적합한 새로운 심볼동기 알고리즘을 제안하고 그에 따른 성능평가를 수행하였다.

### ABSTRACT

In this paper, a new symbol timing algorithm for a magnetic recording system as HDD, is proposed. Above all, the Lorentzian channel model applied, the distortion and the attenuation problems of playback signals at high speed and storage density were considered. The structure and the operation of popular data detectors for HDD were understood, and the adopted symbol timing algorithms were profoundly analyzed. On the basis of these understanding and analysis, a new symbol timing algorithm for high density HDD was proposed, and the performance evaluation of this proposed algorithm was done.

### I. 서 론

컴퓨터와 정보통신기술의 비약적인 발달로 인해 시스템에서 처리하고 보관하고자 하는 데이터의 양도 기하급수적으로 늘어나고 있다. 또한 실용적이면서

도 가격에 있어서 부담이 되지않는 메모리의 수요도 같이 증가하고, 그 용량도 나날이 증가하고 있어 메모리 시장은 계속 확장되고 있다. 메모리는 여러 종류가 있는데 그 중에서도 대표적인 것이 하드 디스크(Hard Disk or Fixed Disk)와 광자기 디스크(Optical Disk)이다. 두 가지 모두 용량과 처리속도에 있어서 날로 향상되어 가고 있으나 광 디스크는 고정데이터의 저장에는 상당히 간편하고, 보관하기도 쉽다는 장점으로 인해 특히 영상데이터의 보관에 많이 활용되

\*성균관대학교 전자공학과  
論文番號:96046-0207  
接受日字:1996年 2月 7日

고 있다. 그러나 일시적인 데이터의 보관에는 읽고 쓰는 문제에 있어서 난점이 많기 때문에 많은 부분에 있어서 응용이 활발하지는 않다. 반면에 하드 디스크는 읽고 쓰고 하는 액세스면에서 그 처리속도가 빠르고 용량면에서도 광디스크에 뒤떨어지지 않기 때문에 그 응용분야가 급속도로 넓어지고 있다.

따라서 본 논문에서는 디지털화되고 고속, 고저장밀도의 HDD를 실현하는데 있어서 필수적인 심볼동기와 주변요소의 연동에 대한 부분에 대해 심도있게 분석하기로 한다. 이러한 작업을 위해 선행되어야 할 부분으로 자기저장 채널의 기본적인 특성과 고저장밀도시에 발생하는 신호처리상의 문제를 먼저 고찰한다. 다음으로 기존에 제안된 심볼동기 알고리즘에 대하여 깊이있는 고찰과 비교를 통하여 장단점을 파악하여 기존 알고리즘의 단점을 보완하는 새로운 심볼동기 알고리즘을 제안한다.

본 논문은 1 장의 서론과 2 장에서 자기저장 채널에 대한 연구로 먼저 Lorentzian 모델을 적용하여 저장밀도에 따른 수신신호의 열화를 모의 실험과 스펙트럼 분석을 통하여 알아보았다. 그리고 저장밀도별로 Eye diagram을 통하여 ISI의 증가를 살펴보고 수신신호의 진폭의 저하를 구하여 보았다. 3 장에서는 현재 제안된 방식중에 유망한 IBM 방식과 STANFORD 방식의 검출구조와 심볼동기 알고리즘을 위주로 성능과 특성을 분석하여 보았다. 4 장에서는 기존 timing 알고리즘의 문제점에 대하여 알아보고 이를 개선한 새로운 심볼동기 알고리즘을 제안하였고 마지막으로 5 장의 결론으로 구성되어 있다.

## II. 자기저장 채널

이 장에서는 HDD(Hard Disk Drive)에 대한 이해를 위해 먼저 자기저장 채널에 대해 알아보기로 한다. 채널은 어떤 송수신 시스템에도 고려해야 할 가장 중요한 요소중의 하나로 이를 모르면 수신기에 입력되는 신호의 특성을 알수 없으므로 신뢰성있는 데이터 검출기의 설계가 불가능하다. 따라서, 채널특성이 정확히 분석될때 수신신호의 모델이 정확히 정립되므로 채널에 대한 연구는 가장 기초적인 작업이라 할 수 있다. 이 장에서는 자기저장 채널에 대한 분석을 수행함으로써 고밀도 HDD용 심볼동기 알고리즘

연구의 토대를 마련하고자 한다.

### 2.1 자기저장 채널의 모델 및 특성분석

본 절에서는 자기저장 채널에서 가장 일반적인 Lorentzian 모델에 대해서 알아보고 이를 바탕으로 저장밀도에 따른 재생신호의 특성을 고찰하기로 한다. 먼저 자기저장 채널을 Lorentzian 모델로 가정할 때 재생되어 수신되는 신호는 다음과 같이 된다.

$$r(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} b_i h(t-iT) + n(t) \quad (2.1)$$

여기에서  $b_i \in \{-1, 1\}$ 인 binary data sequence,  $T$ 는 연속된 bits 간의 time separation,  $h(t)$ 는 자기저장 채널의 전체 impulse response,  $n(t)$ 는  $N_0$ 의 전력밀도를 갖는 additive, white, gaussian 잡음이다.

이러한 Lorentzian 채널모델에서 기록채널의 계단 응답은 식 (2.2)의 형태를 가진다.

$$g(t) = \frac{1}{1 + (2t/pw_{50})^2} \quad (2.2)$$

여기서, 채널의 주요 파라메타로는  $pw_{50}$ 인데 의미는 계단 응답에서 신호의 진폭의 50% 되는 지점에서의 펄스폭이다.  $pw_{50}$ 이 크면 클수록 신호의 진폭은 작아 지지만 신호의 퍼지는 폭이 넓어지고, 신호가 작고 퍼지므로 수신신호의 퍼짐성(dispersion)의 정도를 나타낸다. 먼저 신호가 NRZ 코드를 사용한다고 하면 채널의 전체 impulse response,  $h(t)$ 는 식 (2.3)과 같이 된다.

$$h(t) = g(t) - g(t-T) \quad (2.3)$$

데이터의 저장밀도를 나타내기 위한 파라메타로는  $pw_{50}$ 과 심볼구간  $T$ 의 함수인 User Density,  $D_u$ 가 많이 사용되며 혹은 그 역수로 relative separation,  $S$ 가 사용되기도 한다.

$$D_u = \frac{pw_{50}}{T}, \quad S = T/pw_{50} = 1/D_u \quad (2.4)$$

여기서 심볼구간,  $T$ 에 대해서  $D_u$ 를 정규화하면 저장

밀도와  $pw_{50}$ 은 같음을 알 수 있다. 따라서 저장밀도가 증가하면 각 신호의 퍼짐에 따른 신호간 간섭의 증가로 데이터의 신뢰성있는 검출은 상당히 어려움을 예상할 수 있다.

이러한 자기채널에 랜덤한 데이터가 입력되었을 때 저장밀도에 따른 심볼간의 간섭을 시간상에서 오실로스코우프를 통하여 본 Eye diagram으로 나타내었다.

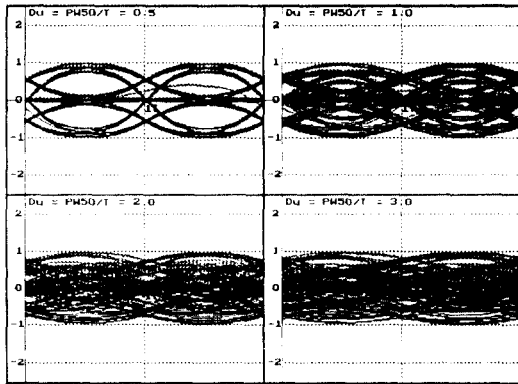


그림 2.1 저장밀도에 따른 Playback 신호의 Eye-Diagram  
Fig. 2.1 Eye-Diagram of playback signals due to storage density

그림 2.1에서 보면 저장밀도가 커짐에 따라서 심볼의 펄스폭은 넓어지고 이것이 심볼간의 간섭항으로 작용되고 있음을 알 수 있다. 고저장밀도화 함에 따라 Eye opening의 닫힘으로 인해 심볼동기 알고리즘의 정상적인 동작이 불가능해짐을 예견할 수 있다.

다음은 주파수 영역에서 저장밀도에 따른 신호의 출력형태를 살펴보기로 하자. 채널의 impulse response의 자기상관함수를  $R(t)$ 라고 할 때  $R(t)$ 는

$$R_k = \int_{-\infty}^{\infty} h(t)h(t+kT)dt \quad (2.5)$$

이고, 이를 주파수 영역에서 살펴보면

$$R(\omega) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left| H\left(\omega + \frac{2\pi n}{T}\right) \right|^2, \quad |\omega| < \frac{\pi}{T} \quad (2.6)$$

의 형태를 가진다. 이를 NRZ 신호에 적용할 때 채널 출력의 펄스 스펙트럼은 다음과 같다.[16]

$$R(f) = pw_{50} \frac{\pi^2 \sin(\pi f) \cosh(2\pi(f-0.5)/S)}{S \sinh(\pi/S)} \quad (2.7)$$

위의 결과를 토대로 그림 2.2에 저장밀도에 따른 Playback 신호의 펄스 스펙트럼을 보였다.

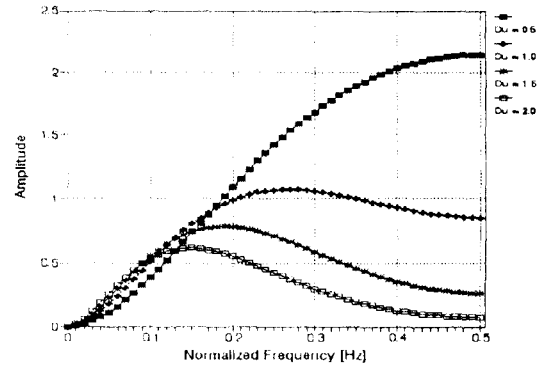


그림 2.2 저장밀도에 따른 채널의 출력펄스 스펙트럼 ( $D_u = 0.5, 1.0, 1.5, 2.0$ )  
Fig. 2.2 Pulse spectrum of channel output due to storage density

그림 2.2에서 식 (2.7)에 의한 출력펄스의 스펙트럼의 진폭,  $R(f)$ 을 보면 고저장밀도화에 따라 급격한 신호진폭의 저하로 신뢰도 있는 데이터의 검출을 위해서는 이득제어가 반드시 필요함을 알 수 있다. 부가적으로 고저장밀도인 경우의 스펙트럼을 보면 저주파부분과 고주파부분에서 스펙트럼의 밀도가 낮아짐을 볼 수 있다. 이러한 신호에 선형등화기(Linear Equalizer)를 적용할 때에는 등화기의 전달함수가 스펙트럼 모양의 역함수가 됨으로 저주파 ISI 제거와 고주파잡음의 억압이라는 두 가지 문제를 동시에 해결할 수 없는 문제가 있다. 반면에 결정제한 등화기의 경우에는 FF(feedforward) 부에서는 잡음을 제거하고 FB(feedback)부에서는 ISI의 제거가 가능하기 때문에 성능이 우수하며 고저장밀도 데이터 재생에 유망하다.

이상까지는 신호에 잡음이 없다는 가정하에 저장밀도에 따른 신호의 변화에 대해서 알아보았는데 실제적인 HDD 시스템에서는 전기적인 잡음, 예를 들어 헤드가 처음 트랙을 추적하고 초기 동기를 맞출 때 전기를 처음 공급함으로써 해서 생기는 스파크 등에

의한 전기적인 잡음이 있고, HDD의 매질 등에 의한 미디어성 잡음등이 필연적으로 생기게 되는데 저장 밀도가 증가하면 이러한 잡음이 성능을 상당히 열화시키므로 이에 대해서도 상당히 심도있게 고려해보아야 할 사항이다. 따라서 이러한 저장밀도와 잡음에 의한 출력진폭의 변화와 왜곡은 HDD용 데이터 검출기에서 중요한 요소인 심불동기부와 등화기의 설계에 반드시 반영이 되어야 한다.

### Ⅲ. 기존 심불동기 알고리즘의 비교 분석

본 장에서는 최근에 제안된 디지털 방식의 데이터 검출기 구조와 적용된 알고리즘에 대하여 알아보기로 한다. 특히 적용 알고리즘중에서 심불동기 부분만을 독립적으로 파악하여 분석하는 것은 자기채널의 고유한 특성을 감안해야 하는 특수성에 비추어 불매 바람직 하지 않다. 그리하여 본 논문에서는 데이터검출기의 전체적인 구조와 동작을 먼저 이해한 후 이를 바탕으로 적용된 심불동기 알고리즘을 고찰하고 그 특성과 성능을 분석적 기법과 모의 실험을 통하여 분석하고 비교하기로 한다.

#### 3.1 IBM 방식[ 17-18 ]

이 방식은 기존의 아날로그 peak detector를 digital 영역에서 구현한 방식으로 전체적인 동작원리는 같다고 볼 수 있다. 그러나 peak의 검출 및 위치의 추정 에 있어서는 아날로그 방식에서는 전파정류회로에 의해서 에너지를 검출하는 데 반하여 본 방식은 sampling에 의한 보간 방식으로 peak의 위치를 검출하는 특성이 있다. 따라서 이러한 보간의 정확성은 전체적인 데이터검출기의 성능을 결정지우는 요소로 작용한다. 따라서 본 방식은 Digital Sampling Peak Detection 방식이라 불리우기도 한다. 아래의 그림 3.1에 이러한 IBM Detector의 전체적인 구조를 도시하였다.

그림 3.1의 데이터검출기의 전체적인 동작을 살펴보면 자기헤드에서 유도된 신호는 아날로그단에서 신호처리에 알맞게 conditioning 된다. 이러한 신호는 비동기 클럭에 의하여 A/D 변환되어 FIR 필터링됨으로서 잡음제거와 고주파 왜곡성분이 제거되게 된다. 이 신호는 미분되고 zero-crossing을 검출함으로써 신호의 천이를 검출하고 또한 보간법에 의하여 peak의

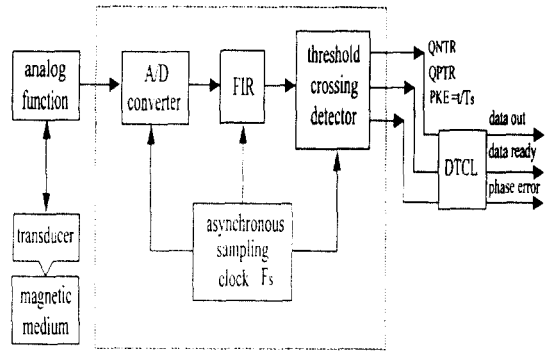


그림 3.1 IBM 방식의 Detector의 구조  
Fig. 3.1 Structure of IBM detector

위치를 추정하게 된다. 이러한 신호의 천이정보와 추정된 peak 위치는 Discrete Time Control Loop(DTCL)에 입력되어 인접 peak간 거리, PKD가 계산되고 round 됨으로서 데이터의 검파가 수행되고 PKD 값과 round 된 값과의 차이를 위상 에러신호로 사용함으로써 비동기 클럭소스의 sampling phase를 정정하게 된다.

다음은 IBM 방식의 timing detector의 특성을 유도하여 보자. IBM 방식은 timing detector의 구분과 정의가 명확하지 않은 특징이 있다. 그러나 위상에러가 PKD, 즉 추정된 peak간 거리에서 계산되므로 연속 sample간의 보간으로 peak 위치를 추정하여 PKE 혹은 PKD 계산하는 부분을 timing detector로 볼 수 있다. 자기채널은 PR-class  $4(1-D^2)$  채널로 완벽히 등화되었다고 가정할때 S1, S2, S3의 세개의 연속적인 샘플에서 peak 위치의 추정을 위하여 아래의 식 (3.1)와 같이 먼저 차분항, D1과 D2가 계산된다.

$$D1 = S2 - S1, \quad D2 = S3 - S2 \quad (3.1)$$

그 다음으로 S2와 peak 간의 거리 W는  $D2 > D1$  일 때  $W = 0.5((|D1|/|D2|) - 1)$ 로 추정되며 W가 음수이면 peak는 S2와 S1 사이에 있다. 만일  $D1 > D2$ 이면  $W = 0.5((1 - |D2|/|D1|))$  이 된다. W가 양수이면 peak는 S2와 S3 사이에 있다. W의 범위는 -0.5에서 0.5 사이이다.

위와 같은 보간법에 의하여 IBM 방식의 timing detector의 특성을 구하여 그림 3.2에 도시하였다.

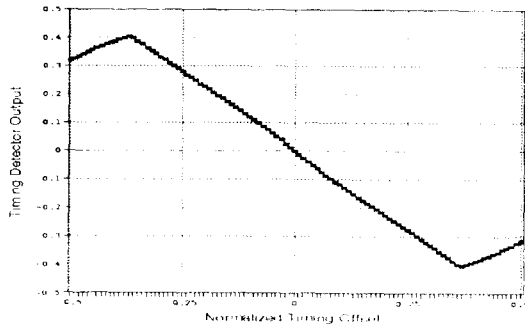


그림 3.2 분석적 기법에 의한 IBM 방식의 timing detector 특성  
 Fig. 3.2 Timing detector characteristics of IBM detector by analysis

위와 같이 구하여진 timing detector 특성을 검증하기 위하여 IBM 방식의 데이터검출기를 Monte-Carlo 시뮬레이션을 수행하여 역시 timing detector 특성을 SNR이 5, 10, 15 dB인 경우에 대하여 구하여 보았다.

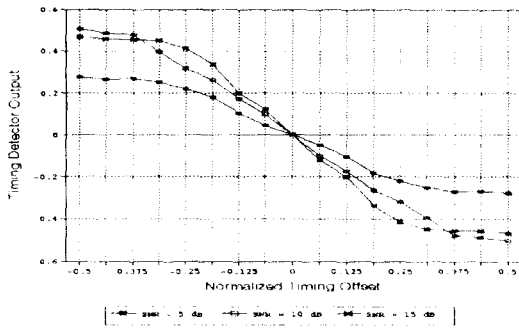


그림 3.3 시뮬레이션에 의한 IBM 방식의 timing detector 특성  
 Fig. 3.3 Timing detector characteristics of IBM detector by simulation

위의 시뮬레이션 결과를 보면 앞서 보간법에 의하여 구한 timing detector 특성과 높은 SNR이 될 수록 유사해 짐을 볼 수 있었다. 결과적으로 본 논문에서 timing detector로 간주한 peak 위치의 추정부가 실제로 IBM 방식의 timing detector 임을 확인할 수 있었다.

이러한 IBM 방식의 timing detector 특성을 분석해 보면 특히 선형영역이라는 측면에서 대단히 우수함

을 알 수 있었다. 또한 False Lock 확률면에서도 우수한 특성을 나타낸다. 이러한 timing detector는 보간에 의해 출력이 나오므로 보간방식이 달라지면 timing detector 특성도 변한다. 그러나 이 방식은 수신신호로 이상적인 Sawtooth파를 가정하므로 채널왜곡과 보간에러에 매우 민감한 단점이 있다. 따라서 불완전한 채널등화가 된 경우에는 성능이 급격히 떨어지는 단점이 있다.

다음으로 IBM 방식의 timing detector의 timing offset에 따른 출력의 표준편차를 SNR이 각각 5, 10, 15 dB인 경우에 구하여 보았다. SNR이 최소 10 dB 이상이 되어야 안정적인 추적성능을 보였다.

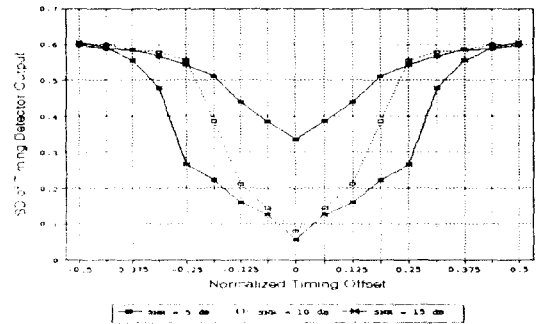


그림 3.4 IBM 방식 timing detector 출력의 표준편차  
 Fig. 3.4 Standard deviation of IBM detector output

### 3.2 STANFORD 방식 [19]

이 방식은 자기채널에서 적용가능한 데이터검출기 중에서 출력 신호대잡음비 성능이 가장 우수하고 고저장밀도시에 발생하는 인접심볼간 간섭에 가장 강한 결정계환 등화기(DFE: Decision Feedback Equalizer)를 채용한 새로운 방식이다. 또한 심볼동기 알고리즘도 아날로그 방식을 디지털화한 방식이 아니라 디지털 구현을 전제로 새로이 제안하여 적용하였다. 그림 3.5에서는 자기채널에서 디스크나 테이프에 저장된 정보를 처리하기 위한 STANFORD 방식의 Adaptive 결정계환 등화기칩의 내부구조와 그 밖의 부가적인 요소들을 보여주고 있다.

이러한 STANFORD 방식 데이터검출기의 전체적인 동작모드는 이득, Timing 및 등화기의 제어를 위하여 그림 3.6과 같이 5 가지의 동작모드로 구분될 수

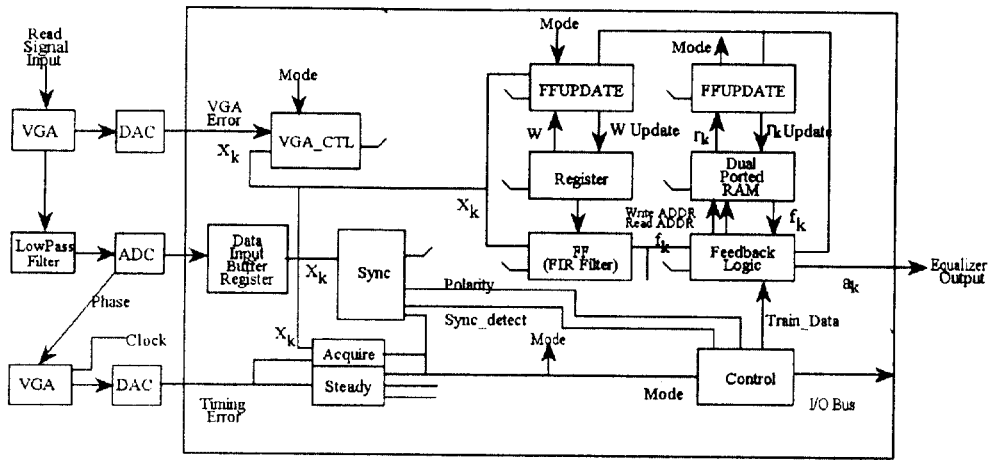


그림 3.5 STANFORD 방식의 검출기의 구조  
Fig. 3.5 Structure of STANFORD detector

Pattern 1/4T	35-bit	DFE Training	S-S	Data
--------------	--------	--------------	-----	------

그림 3.6 STANFORD 방식의 동작모드  
Fig. 3.6 Operation modes of STANFORD detector

있다.

데이터 검출기의 전체적인 동작을 살펴보면 1/4T training sequence 동안 이득과 timing acquisition을 이룬 후에 특정한 35 bit field를 인식하게 되면 DFE training 모드로 바뀌어 동화기가 채널왜곡을 보상하게 된다. DFE training이 끝나면 steady-state 모드로 바뀌어 DFE의 갱신 step size을 줄이고 timing 알고리즘도 acquisition 알고리즘에서 steady-state 알고리즘으로 변경되어 적용된다. 마지막으로 "STOP" 신호에 의하여 모든 adaptation을 중지하고 user data를 읽어들이게 된다. 다음은 이러한 데이터의 검출과정을 각 동작모드별로 분리하여 흐름도로 나타내었다.

다음은 STANFORD 방식에 적용되는 심볼동기 알고리즘에 대하여 알아보기로 한다. 심볼동기 포착(acquisition) 모드에서는 training sequence로 1/4T의 square wave pattern이 사용되며 이 신호는 헤드를 통과하게 되면 정현파 형태로 검출기로 입력된다. 적용된 심볼동기 포착(acquisition) 알고리즘은 zero-crossing 추적방식으로 LMS 알고리즘으로 부터 파생된 것이다.

[19] 수신신호,  $x_k$ 에 대한 timing detector의 출력,  $z_k$ 는 식 (3.8)과 같이 된다.

$$z_k = \begin{cases} \text{sgn}(x_{k-1})(x_k) & \text{for } k = \text{even} \\ 0 & \text{for } k = \text{odd} \end{cases} \quad (3.8)$$

위의 알고리즘을 보면 천이가 있을때는 zero crossing이 timing detector의 출력이 되지만 천이가 없을때는 timing detector가 출력을 내지 않음을 알 수 있다. 이는 사실상 Gardner 방식과 같은 원리로 timing function을 추출하는 것으로 볼 수 있다. 이러한 경우는  $X(f)$ 와  $X(f - \frac{1}{4T})$  펄스간의 스펙트럼의 중첩이 timing detector 출력특성의 기울기를 결정하게 된다. 2 장의 자기저장 채널에서 살펴본 바와 같이 저장밀도에 따라 펄스의 스펙트럼의 강도와 모양이 달라지므로 그에 따른 본 알고리즘의 timing detector의 특성도 변화하게 된다. 그리하여 Lorentzian 채널에서 저장밀도에 따른 timing detector 특성을 아래와 같이 구하여 도시하였다.

그림 3.8에서 볼 수 있듯이 고저장 밀도일때는 timing detector의 출력이 낮아 빠른 초기 동기에 문제가 될 수 있다. 그리하여 반드시 이득제어가 요구되는 것이다.

다음으로 심볼동기 steady-state 모드에서의 timing 알고리즘에 대하여 알아보기로 한다. 그림 3.9에서는 앞

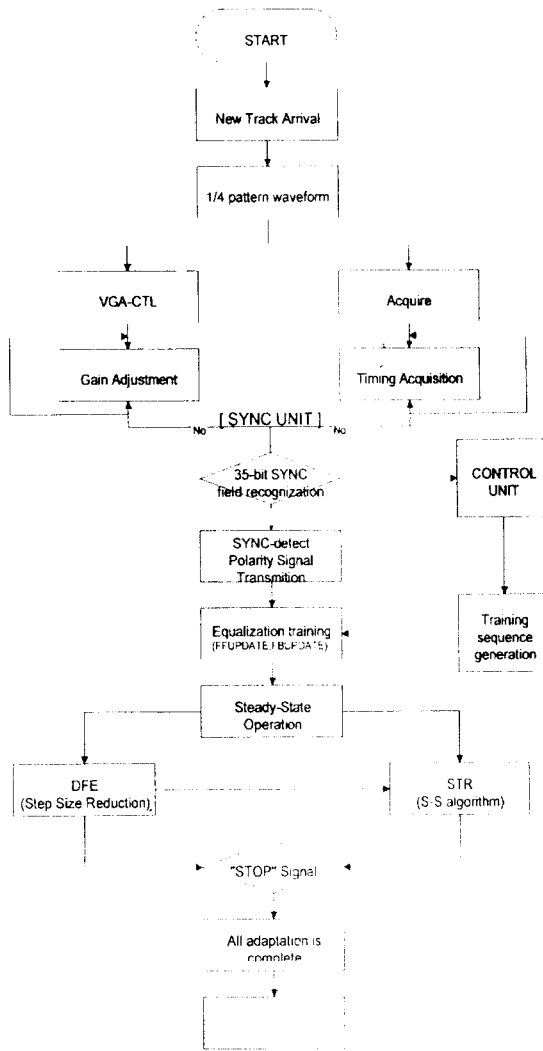


그림 3.7 STANFORD 방식의 전체 동작 흐름도  
Fig. 3.7 Overall flowchart of STANFORD detector

에서의 그림 3.5에서 도시한 비교적 복잡한 STANFORD 방식의 데이터 검출기를 간략화하여 도시하였다.

steady-state 모드에서의 timing detector 출력은 아래의 식 (3.3)과 같이 결정케환 등화기의 에리신호,  $e_k = a_k - y_k$ 와 feedforward 필터의 출력,  $f_k$ 으로 이루어진다.

$$z_k = e_{k-1} \cdot \text{sgn}(f_k) - e_k \cdot \text{sgn}(f_{k-1}) \\ = (a_{k-1} - y_{k-1}) \cdot \text{sgn}(f_k) - (a_k - y_k) \cdot \text{sgn}(f_{k-1})$$

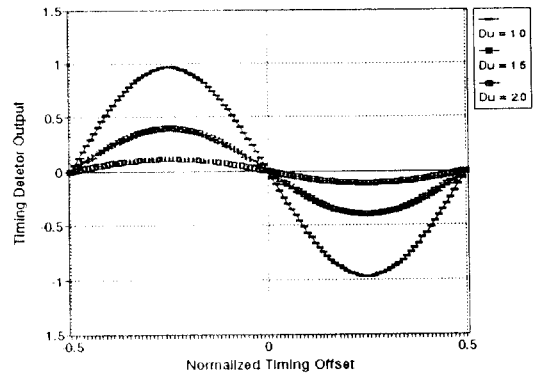


그림 3.8 STANFORD 방식의 timing detector 특성  
Fig. 3.8 Timing detector characteristics of STANFORD detector

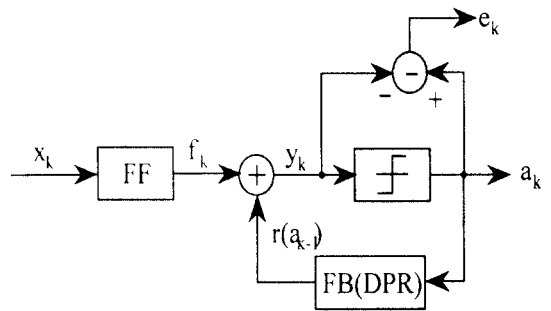


그림 3.9 간단화된 STANFORD 방식의 Detector의 구조  
Fig. 3.9 Simplified structure of STANFORD detector

$$= a_{k-1} \cdot \text{sgn}(f_k) - a_k \cdot \text{sgn}(f_{k-1}) \\ + y_k \cdot \text{sgn}(f_{k-1}) - y_{k-1} \cdot \text{sgn}(f_k) \quad (3.3)$$

만약 심볼동기부와 등화기가 steady-state 상태로 동작한다면 아래의 식 (3.4)와 같은 가정은 성립하게 된다.

$$a_k = \text{sgn}(f_k) = \text{sgn}(y_k) \quad (3.4)$$

단, 여기서  $y_k$ 는 등화된 신호의 이산 샘플치임.

위의 (3.4) 식을 (3.3) 식에 대입하여 전개하면 아래의 식 (3.5)을 얻을 수 있다.

$$z_k = (a_{k-1} \cdot a_k - a_k \cdot a_{k-1}) + (y_k \cdot a_{k-1} - y_{k-1} \cdot a_k) \\ = y_k \cdot a_{k-1} - y_{k-1} \cdot a_k \quad (3.5)$$

위의 식 (3.5) 보편 timing detector의 출력은 등화된 채널환경하에서 Mueller & Muller의 알고리즘의 출력과 동일함을 알 수 있다.

본 절의 결과를 종합하여 보면 STANFORD 방식의 심불동기 포착모드에서는 zero-crossing 추적방식을 채용하였다. 이 방식은 고저장밀도의 경우에 timing detector의 특성이 매우 열화되기 때문에 반드시 심불동기의 포착이전 혹은 동시에 이득제어가 요구된다. STANFORD 방식에서는 이미 기술한 바와 같이 심불동기 포착과 동시에 이득제어과정을 수행하고 있다. 그리하여 포착모드 초기에는 timing detector 출력이 제대로 나오지 않으므로 동기포착시간에 약간의 지연을 초래한다.

그리고 심불동기 steady state 모드에서는 적용된 timing 알고리즘은 결정궤환 등화기의 에리신호를 사용한 것으로서 앞에서의 분석에 의하면 등화기에 의해 채널등화가 어느정도 이루어지고 계속적으로 인접심불간 간섭이 제거되는 하는 상태에서 Mueller & Muller의 알고리즘이 적용된 것이다. STANFORD 방식은 적용 등화기의 채용으로 자기저장 채널에서 발생하는 여러가지 변동에 강한 반면 등화기의 계수 갱신이라든지 여러가지의 동작 모드제어가 매우 복잡한 편이다.

#### IV. 자기저장 채널하에서의 새로운 심불동기 알고리즘

본 장에서는 자기저장 채널에 적합한 새로운 심불동기 알고리즘에 대하여 알아보기로 한다. 이를 위하여 먼저 기존의 데이터검출기 및 심불동기 알고리즘의 추세와 문제점을 고찰하고 이를 바탕으로 새로운 심불동기 알고리즘을 제안한다. 3 장에서 언급한 바 있는 IBM 방식은 아날로그 peak detector를 디지털 영역에서 구현한 방식인데 반하여 STANFORD 방식은 적용 결정궤환 등화기를 채용한 방식이다. 따라서 고저장밀도 시스템에서 생기는 신호의 왜곡과 채널의 변동에도 대처할 수 있는 장점이 있기 때문에 데이터 검출성능에서 우수하다는 것이 이미 입증된 바 있다[8]. 그리고 STANFORD 방식에서 적용된 심불동기 알고리즘도 최근에 제안되고 디지털 구현을 전제로 한 알고리즘이다. 따라서 본 논문에서는 STAN-

FORD 방식과 마찬가지로 적용 결정궤환 등화기의 채용을 전제로 하고 새로운 심불동기 알고리즘을 제안하기로 한다.

첫째로 STANFORD 방식에서 적용된 심불동기 알고리즘의 문제점 및 개선방향에 대하여 알아보기로 한다. 첫째로 식 (3.2)의 포착(acquisition)모드에서의 심불동기 알고리즘은  $1/4T$  주기의 sequence 입력에 대하여  $1/T$  주기로 샘플링하기 때문에 2 번 샘플할 때 마다 1 번씩 천이가 발생하고 이 경우에만 심불에러 정정신호를 발생하게 된다. 결과적으로 심불동기 회로의 효율이 반으로 저하되는 결과를 나타낸다. 그리고 그림 3.8의 timing detector의 특성을 보면 최악의 timing offset의 경우에 에리신호가 나오지 않는 Hangup 문제가 있으며 특성곡선의 선형영역이 크지 않음도 알 수 있다.

두번째로 식 (3.3)의 정상상태(steady-state)모드에서 심불동기 알고리즘은 준최적적인 Mueller & Muller 알고리즘이 채용되었고 인접심불간 간섭을 등화기가 제거하므로 매우 우수한 성능을 예상할 수 있다. 이 경우에서 심불동기 추적성능은 심불동기부가 등화기와 연동하므로 등화기의 성능에 크게 좌우된다고 볼 수 있다. 그러나 등화기의 사용으로 어느정도의 잡음의 강화가 예상되기 때문에 이에 대한 적극적인 대처가 필요한 실정이다.

이러한 심불동기 포착 및 정상상태모드에서의 성능을 개선하기 위하여 식 (4.1)과 같이 새로운 심불동기 알고리즘을 제안한다.

$$u_k = y_k \cdot a_{k-2} - y_{k-2} a_k$$

$$u_{k-1} = y_{k-1} \cdot a_{k-3} - y_{k-3} a_{k-1}$$

혹은

$$u_k = |y_k a_{k-2} - y_{k-2} a_k|$$

$$u_{k-1} = |y_{k-1} a_{k-3} - y_{k-3} a_{k-1}|$$

$$\text{포착 모드} \quad : e_k = u_k$$

$$\text{정상상태 모드} : e_k = u_k + u_{k-1} \quad (4.1)$$

윗 식에서  $y_k$ 는 그림 3.9에서와 같이 결정궤환 등화기를 통과되어 등화된 이산신호를 의미하며 새로운 알고리즘은 이는 심불구간 T 만큼 어긋난 두개의 1/



2T 샘플된 Mueller & Muller 알고리즘의 Interleaved 버전이다. 다음의 그림 4.1에 심볼동기 포착모드와 정상상태모드에서의 timing detector 및 데이터 검출기의 구조를 도시하였다.

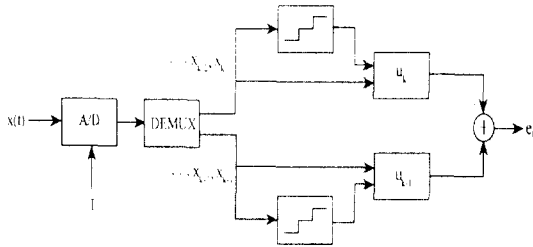


그림 4.1 제안된 심볼동기 알고리즘의 timing detector의 구조  
Fig. 4.1 Structure of timing detector of proposed symbol timing algorithm

본 논문에서 새로이 제안된 심볼동기 알고리즘과 기존 알고리즘의 포착성능 및 정상상태성능을 구하고 비교하기로 한다. 첫째로 심볼동기 포착성능을 살펴 보기 위하여 PR-class  $4(1-D^2)$  채널로 완벽히 등화되었다고 가정하고  $1/4T$ 의 training sequence 입력시의 timing 함수의 특성을 구하여 보기로 한다. 먼저 PR-4의 채널응답,  $h(t)$ 는 Nyquist 필스에 PR-4의 다항식을 대입하여 구할 수 있고 아래의 식 (4.2)와 같다.

$$h(t) = \frac{2T^2}{\pi} \frac{\sin(\pi t/T)}{t^2 - T^2} \quad (4.2)$$

위와 같은 채널응답,  $h(t)$ 에서 Mueller & Muller 알고리즘의 timing 함수의 특성,  $f(\tau) = (h_1 - h_{-1})/2$ 이다. 그러나 PR-4 채널특성은 이전심볼의 값과 결합되어 나타나므로 이를 감안하여 PR-4 채널의 다항식,  $1-D^2$ 을 적용하면 Mueller & Muller 알고리즘의 timing 함수의 특성은 아래의 식 (4.3)과 같다.

$$f(\tau) = f(\tau) - f(\tau - 2T) = (h_3 - h_1) - (h_1 - h_{-1}) = h_{-1} - 2h_1 + h_3 \quad (4.3)$$

본 논문에서 제안된 심볼동기 알고리즘은 2 개의  $1/2T$  샘플간격의 Mueller & Muller 알고리즘을 조합하였기 때문에 식 (4.2)에 T 대신에  $2T$ 를 대입한 등가적인 채널특성,  $h'(t)$ 는 아래의 식 (4.4)와 같다.

$$h'(t) = \frac{8T^2}{\pi} \frac{\sin(\pi t/2T)}{t^2 - 4T^2} \quad (4.4)$$

위와 같은 채널응답에 따른 제안된 timing 함수의 특성,  $f'(\tau)$ 는 다음의 식 (4.5)와 같이 나타나게 된다.

$$f'(\tau) = f'(\tau) - f'(\tau - 2T) = (h'_5 - h'_3) - (h'_1 - h'_{-1}) \quad (4.5)$$

이와 같은 Mueller & Muller 알고리즘과 제안된 알고리즘의 포착성능을 나타내는 timing 특성을 구하여 그림 4.2에 도시하였다.

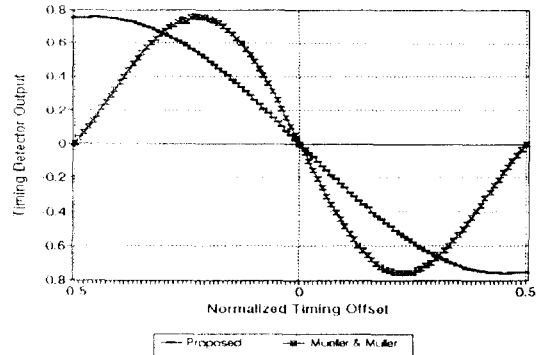


그림 4.2 제안된 알고리즘의 timing 함수의 특성  
Fig. 4.2 Timing function characteristics of proposed algorithm

제안된 방식의 timing 함수의 특성을 살펴보면 먼저 선형영역이 Mueller & Muller 알고리즘과 그림 3.8에 나타난 STANFORD 방식보다 상당히 늘어난 것을 알 수 있다. 그리고 최악의 offset에서도 Hangup 문제가 없는 전체적으로 상당히 우수한 동기포착 특성을 보였다.

또한 timing detector의 구성도  $1/2T$  마다 샘플되는 두개의 부채널로 구성되어 있으므로 그림 4.1과 같은 구성방식 외에도 T 구간만큼 서로 어긋난  $1/2T$  주기의 두개의 A/D 변환기를 사용하여 구성할 수 있다. 일반적으로는 고속의 데이터를  $1/T$  주기로 샘플링해야 하므로 SFDR(Spurious Free Dynamic Range) 측면에서 불행 데이터 검출기의 설계에 있어 많은 제약이 따르게 되나 A/D 변환속도를 절반으로 줄일 수

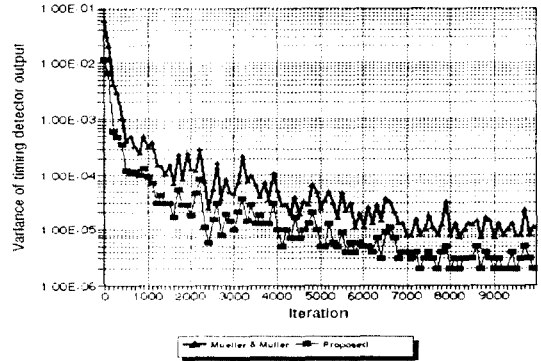
있어 비선형 왜곡문제에 따른 설계상의 여유가 생기는 장점이 있다.

두번째로 제안된 알고리즘의 정상상태 모드에서의 timing 성능에 대해서 알아보기로 한다. 제안된 알고리즘은 앞에서 언급한 바와 같이 심블구간 T 만큼 어긋난 두개의 1/2T 샘플된 Mueller & Muller 알고리즘의 Interleaved 버전이며 정상상태 모드에서 timing detector의 메모리는 4T이다. 흔히 자기채널에서 정상상태 성능을 평가하고 비교하기 위하여 완벽한 채널 등화기를 가정하나 제안된 방식은 심블동기가 결정계환 등화기와 연동하기 때문에 정상상태 추적성능을 평가하고 비교하기 위하여 등화기가 연동되는 상황에서의 심블동기 성능을 구하기로 한다.

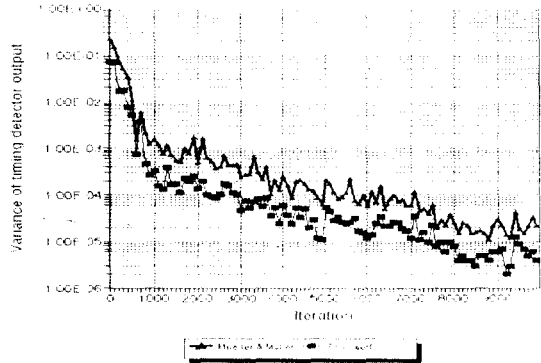
제안된 알고리즘의 정상상태성능을 평가하기 위한 모의실험 과정은 다음과 같다. 먼저 이진으로 발생된 입력신호는 식 (2.2)-(2.4)에 의한 저장밀도,  $D_U$ 에 따른 자기저장 채널을 통과하게 된다. 채널을 통과하면서 왜곡된 신호는 16 Tap의 적응 결정계환 등화기에 입력되게 된다. 결정계환 등화기로 입력되는 채널 통과 신호의 초기 샘플링 지점은 이미 포착이 되었다고 가정한다. 결정계환 등화기와 연동하여 동작하는 심블 동기 알고리즘의 timing 검출기는 계속적으로 에러신호를 발생하며 이러한 에러신호의 분산을 구함으로써 정상상태성능을 구하였다.

16 Tap 결정계환 등화기의 forward와 backward 갱신단의 step size는 0.025로 고정하고 추적성능의 지표로 자기 저장밀도가 각각 1.0, 1.5, 2.0, 2.5, 3.0 일때의 timing detector 출력의 분산을 구하여 보았다. 단 각 저장밀도의 경우에 신호전력의 차이가 있기 때문에 모두 완벽하게 이득제어가 이루어 졌다고 가정한다.

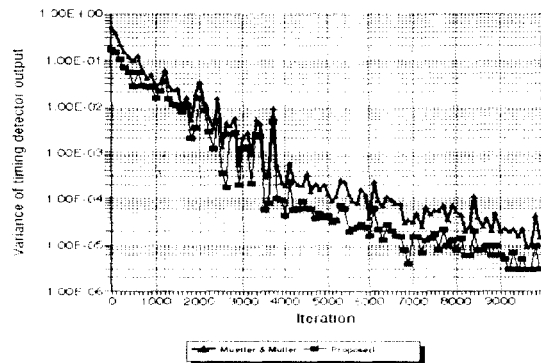
그림 4.3의 모의실험 결과를 살펴보면 먼저 (a)와 (b)의 저장밀도가 1.0이나 1.5 같은 비교적 낮은 저장 밀도에서는 두가지 알고리즘 모두 결정계환 등화기에 의한 수렴이 무척 빠르고 정상상태 timing detector 출력분산 역시 -50 dB 이하가 되어 매우 우수하였다. 특히 제안된 방식은 Mueller & Muller 알고리즘 보다 추적성능이 평균 2-3 dB 정도 우수하였다. (c)와 (d)와 같이 저장밀도가 2.0이나 2.5로 저장밀도가 높아짐에 따라 결정계환 등화기에 의한 수렴이 점차 느려짐을 볼 수 있었고 그에 따라 정상상태 timing detector 출력분산 성능 역시 열화됨을 알 수 있었다. 고



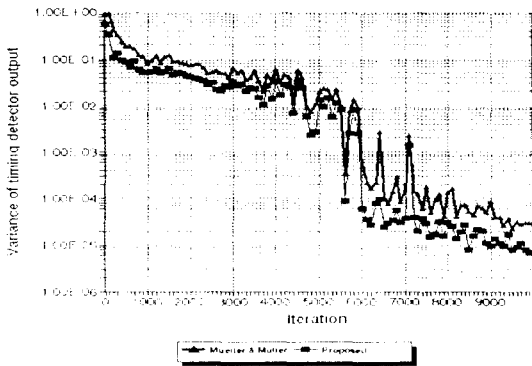
(a) 저장밀도,  $D_U = 1.0$ 인 경우  
(a) storage density,  $D_U = 1.0$



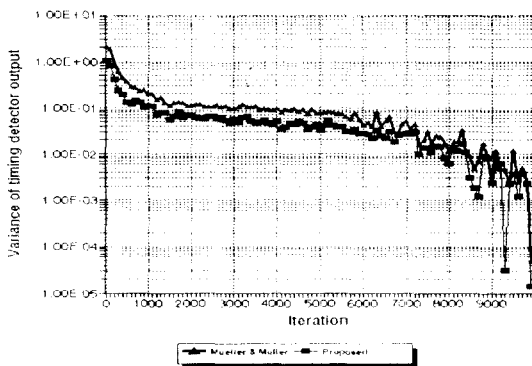
(b) 저장밀도,  $D_U = 1.5$ 인 경우  
(b) storage density,  $D_U = 1.5$  case



(c) 저장밀도,  $D_U = 2.0$ 인 경우  
(c) storage density,  $D_U = 2.0$



(d) 저장밀도,  $D_u = 2.5$ 인 경우  
(d) storage density,  $D_u = 2.5$



(e) 저장밀도,  $D_u = 3.0$ 인 경우  
(e) storage density,  $D_u = 3.0$

그림 4.3 제안된 timing detector 출력의 분산  
Fig. 4.3 Variance of proposed timing detector output

저장밀도화됨에 따라 심하게 열화된 채널의 등화에 많은 심볼이 필요하게 되고 이에 따른 등화기의 training sequence 길이 역시 그에 알맞게 조정이 요구되는 것이다.

마지막으로 (e)의 저장밀도가 3.0으로 저장밀도가 매우 높은 경우는 수렴이 매우 늦게 일어나고 수렴되는 정상상태 timing detector 출력분산의 레벨이 높았다. 그리고 주목할 부분은 고 저장밀도에서도 추적 성능이 제안된 심볼동기 알고리즘이 기존의 Mueller & Muller 알고리즘보다 여전히 우수하나 채널상황의 질

대적인 열화로 인하여 그 차이는 조금 줄어들고 있음을 볼 수 있다.

이와 같은 정상상태에서의 timing detector의 성능의 개선은 자기 채널특성에 알맞은 timing 함수의 선택과 메모리길이의 증대, 즉 시스템 복잡도와 성능간의 trade-off로 볼 수 있다. 일반적으로 timing 함수 메모리를 증가할 때의 단점은 비트의사결정시 생기는 에러전파문제를 들 수 있는데 제안된 방식에서는 심볼동기 포착을 이룬후 정상상태에서만 증가된 메모리가 적용되므로 비트의사결정시 생기는 에러전파문제가 없다.

### V. 결 론

본 논문에서는 고저장밀도의 HDD 데이터검출기를 구현하는 데 필수적인 심볼동기 알고리즘에 대하여 전반적인 고찰을 수행하였고 기존의 알고리즘을 자기저장 채널의 특성에 알맞는 새로운 심볼동기 알고리즘을 제안하였다.

이러한 작업을 위하여 먼저 자기저장 채널에서 고저장밀도화에 따라 발생하는 여러문제를 심도있게 고찰하였다. 이러한 채널연구를 기반으로 하여 기존에 제안된 유망한 HDD 데이터검출기의 구조를 이해하고 심볼동기 알고리즘을 철저히 분석하여 성능을 평가하고 장단점을 제시하였다.

이와같이 파악된 기존 알고리즘의 단점을 보완하기 위한 결정계환 등화기와 연동하는 새로운 심볼동기 알고리즘을 제안하였다. 제안된 알고리즘의 포착 및 정상상태 성능은 기존 알고리즘보다 상당히 우수하였으며 이러한 성능의 개선은 자기저장 채널에 적합한 알고리즘의 설계와 늘어난 시스템의 복잡도에 기인한다.

향후 연구방향으로는 자기저장채널에서 발생하는 여러가지 비선형효과에 따른 제안된 심볼동기 알고리즘의 성능분석과 비선형 채널특성에 알맞게 심볼동기 루프설계의 최적화를 수행할 예정이다. 최종적으로는 다양한 자기저장 채널환경에서 등화기와 연동시켜 고 저장밀도에 적합한 HDD용 데이터 검출기를 설계하고 구현하는 데 있다.

참 고 문 헌

1. B. R. Salzberg, "Timing recovery for synchronous binary data transmission," *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 46, Mar. 1967.
2. R. D. Gitlin and J. Salz, "Timing Recovery in PAM systems," *Bell Syst. Tech. J.* vol. 50, May/June 1971.
3. L. E. Franks and J. P. Bubrowski, "Statistical properties of Timing jitter in a PAM timing recovery scheme," *IEEE Trans. on Comm.*, vol. COM-22, pp. 913-920, July 1974.
4. M. K. Simon, "Data-derived symbol synchronization of MASK and QASK signals," *IEEE Trans. on Comm.*, vol. COM-23, pp. 606-620, June 1975.
5. D. L. Lyon, "Envelope-derived timing recovery in QAM and SQAM systems," *IEEE Trans. on Comm.*, vol. COM-23, pp. 1327-1331, Nov. 1975.
6. J. E. Mazo, "Optimum timing phase for an infinite equalizer," *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 54, pp. 189-201, Jan. 1975.
7. J. Steel and B. M. Smith, "Carrier and clock recovery from transversal equalizer tap settings for a partial response system," *IEEE Trans. on Comm.*, vol. COM-19, pp. 268-280, June 1971.
8. J. M. Cioffi and W. L. Abbott, "Adaptive Equalization in Magnetic-Disk Storage Channels," *IEEE Trans. on Comm. Mag.*, Feb. 1990.
9. R. W. Wood and D. A. Petersen, "Viterbi Detection of Class IV Partial Response on a Magnetic Recording Channel," *IEEE Trans. on Comm.*, vol. COM-34, no. 5, pp. 454-461, May 1986.
10. G. D. Forney Jr., "Maximum Likelihood Sequence Detection in the Presence of Intersymbol Interference," *IEEE Trans. on Info., Theory* vol. 18, no. 3, May 1972.
11. S. Qureshi, "Timing Recovery for Equalized Partial-Response Systems," *IEEE Trans. on Comm.*, vol. 24, no. 12, Dec. 1976.
12. J.G. Proakis, *Digital Communications*, 2nd edition, McGraw Hill, 1989.
13. A. Jennings and B. R. Clarke, "Data-sequence selective timing recovery for PAM systems", *IEEE Trans. on Comm.*, vol. COM-33, pp. 722-731, Jul 1985.
14. K.H. Mueller and M. Muller, "Timing recovery in digital synchronous data receivers", *IEEE Trans. on Comm.*, vol. COM-24, pp. 516-530, May 1976.
15. Peter Kabal, Subbarayan Pasupathy, "Partial Response Signaling", *IEEE Trans. on Comm.*, vol. COM-23, pp. 921-934, Sep. 1975.
16. Jan W. M. Bergmans, "Density Improvements in Digital Magnetic Recording by Decision Feedback Equalization", *IEEE Trans. on Magnetics*, vol. MAG-22, pp. 157-162, May 1986.
17. Hutchins et al., "Clock Controller Employing a Discrete Time Control Loop Method for Clocking Data In An Asynchronous Channel", United States Patent, No., 5, 295, 128, Mar., 1994.
18. Melas et al., "Asynchronous Sampling Digital Detector System for Magnetic and Optical Recording Channels", United States Patent, No., 5, 293, 369, Mar., 1994.
19. Fisher et al., "Adaptive Decision Feedback Equalizer Apparatus for Processing Information Stored on Digital Storage Media", United States Patent, No., 5, 132, 988, Jul., 1992.



金 宜 默(Euy Mook Kim) 정희원  
 1991년 2월:성균관대학교 전자공학과 졸업(학사)  
 1993년 2월:성균관대학교 대학원 전자공학과 졸업(석사)  
 1993년 3월~1996년 2월:성균관대학교 대학원 전자공학과 박사과정 수료  
 1995년 3월~현재:성균관대학교 공과대학 전기전자 컴퓨터 공학부 강사  
 ※주관심분야:디지털 통신, 위성통신, 이동통신 및 개인휴대통신(PCS) 동기화 및 DSP 기술등임



崔炯辰(Hyung Jin Choi) 정회원

1974년 2월:서울대학교 전자공학과 졸업(학사)

1976년 2월:한국과학기술원 전기전자공학과 졸업(석사)

1976년 3월~1979년 7월:주식회사 금성사 중앙연구소 근무(연구원)

1979년 9월~1982년 12월:미국 University of Southern California 전기공학과 박사(Ph.D)

1982년 10월~1989년 2월:미국 LinCom Corp. 연구원으로 근무

1989년 3월~현재:성균관대학교 전자공학과 근무(부교수)

※주관심분야:디지털 통신, 무선통신, 이동통신, 위성통신 및 동기화이론을 포함한 Modem 기술 등임