

Multi-level PAM신호에 적용 가능한 기울기 보상 심볼타이밍 알고리즘

준회원 전 광 호*, 정회원 임 명 섭**

Timing Recovery Algorithm with Slop Compensated for Multi-level PAM Signals

Kwang-Ho Chun* Associate Member, Myoung-Seob Lim** Regular Member

요 약

본 논문에서는 Multi-level PAM신호 방식을 사용하는 디지털 통신 시스템에 적합한 새로운 심볼 타이밍 복원 알고리즘을 제시한다. 새로이 제안한 심볼 타이밍 복원 방식은 매 심볼 주기마다 다양한 신호레벨로 변하는 표본화된 심볼들의 변화량을 중간 샘플과 결정된 심볼들로 구한 기울기로 보상하여 타이밍 에러 함수를 추출한다. 종래의 심볼 타이밍 복원 방법들은 Multi-level PAM 신호에서는 충분한 성능을 발휘하지 못하였으나, 새로 제안된 방식은 QPSK뿐만 아니라 Multi-level PAM 신호에서도 적용 가능한 방식이다. 제안된 방식의 성능분석을 위하여 유도한 타이밍 에러함수의 분산 및 S-curve에서의 타이밍 에러 특성은 기존의 방식인 Gardner 방식과 Gardner 방식을 수정한 방식과 비교한 바 성능이 더 우수함을 분석하였다.

ABSTRACT

In this paper, new symbol timing recovery algorithm is proposed, which is suitable for the digital communication system with Multi-level PAM signals. In the newly proposed symbol timing recovery algorithm, the timing error function is derived by compensating the several difference values between sampled symbol and neighboring symbol every symbol period with mid samples and decided symbol values. Conventional symbol timing recovery methods did not work well in Multi-level PAM signals, but the newly proposed method can be applied to Multi-level PAM signals as well as QPSK. For the performance analysis, the derived variance of the timing error function and the timing error characteristics of S-curve show that the proposed method has better performance than Gardner method and the modified Gardner method.

I. 서론

디지털 통신시스템의 수신기에서 심볼 판정이 정확히 이루어지기 위해서는 표본기의 클럭이 수신되는 신호의 심볼들과 동기가 정확히 일치해야 하므로 심볼 타이밍 복원이 필수적이다.^{[1][2][3]}

심볼 타이밍 복원시스템은 일반적으로 몇가지 조

건이 있는데, 그 첫째 조건은 수신되는 심볼들에서 추정된 위상에 수신기의 표본화 클럭 위상을 동기시켜야 하고, 둘째로 심볼 타이밍 복원이 이루어진 출력 클럭 신호는 안정되어야 한다. 즉, 심볼 타이밍 복원 시스템은 위상 지터(Phase Jitter)가 충분히 작은 클럭을 얻을 수 있어야 한다. 셋째로 제한된 시간 내에 심볼 타이밍 복원이 이루어져야 하며, 마

* 전북대학교 전자정보공학부 초고속데이터통신연구실 (khchun@hslab.chonbuk.ac.kr)

** 전북대학교 전자정보공학부 부교수 (mslim@hslab.chonbuk.ac.kr)

논문번호 : 010183-0713, 접수일자 : 2001년 7월 13일

* 본 연구는 전북대학교 정보통신연구센터 지원으로 수행되었습니다.

지막으로 하드웨어 구현에 있어서 주어진 요구 조건들을 만족하여야 한다. 이러한 조건들을 만족하는 심볼 타이밍 복원 알고리즘으로 적용되는 시스템의 특성과 사용하는 신호 방식 그리고 채널의 특성 등에 따라 여러 알고리즘들이 연구되어져 왔다.^[7]

심볼 타이밍 복원 회로는 전 심볼에서 결정된 데이터를 다시 사용하는 결정지향(Decision-Directed: DD)방법과 사용하지 않는 비 결정지향(Non-Decision-Directed: NDD)방법으로 나누어진다. 결정지향방법으로 매 심볼당 1개의 샘플을 이용하는 방법은 이전 신호의 경우 구현이 간단하고 성능이 우수하나, 반송파가 제거된 기저 대역신호에 적용되기 때문에 최근 추세인 빠른 초기 포착에 적합하지 않다. 비 결정지향방법으로는 WDM방법과 Gardner방법이 있는데, 이들 방법은 반송파 동기와 독립되므로 빠른 초기 포착 능력을 가지는 장점이 있으나, 자기 신호 간의 간섭인 패턴 지터에 대한 성능이 떨어진다.^{[1][2]}

본 논문에서는 심볼당 2개의 표본값을 취하여 타이밍 에러 함수를 유도하는 Gardner방식이 Multi-level PAM 신호에 대해서는 중간 표본값이 다양한 값을 가지므로 타이밍 지터가 커지는 문제점을 살펴본다. 그리고, Multi-level PAM 신호에 적용하기 위해 변형된 Gardner방식의 성능분석 방법을 토대로 비교적 간단한 디지털 회로로 구현 가능하며, Multi-level 신호 전송을 하는 디지털 통신 시스템에 적합한 새로운 기율기 보상 심볼 타이밍 복원 알고리즘을 제시하고 성능분석을 살펴본다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 Gardner방식과 이를 수정한 Gardner방식의 특성과 이 방식들의 성능을 수식적으로 분석하고, 3장에서는 제안하는 방식에 대한 이론적인 배경과 특성을 설명한다. 4장에서는 언급한 방식들에 대하여 시뮬레이션을 통하여 각각의 성능을 분석하여 비교하며 5장에서 결론을 맺도록 한다.

II. 기존의 심볼 타이밍 검출기의 특징

전체 임펄스 응답이 $h(t)$ 인 기저대역 데이터 전송 시스템의 수신된 전송신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.^{[1][2]}

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k h(t - kT) + \hat{n}(t) \quad (1)$$

여기서, T 는 심볼 주기이며, $\hat{n}(t)$ 는 수신부 지역 통과 필터를 통과한 후 더해진 잡음이다. 수식적인

진개를 간단히 하기 위하여 전송 심볼 a_k 의 각 심볼들이 수신될 확률은 동일하고, 서로 다른 시간에 수신되는 심볼들은 통계적으로 독립이라고 가정한다. 이때 $t = nT + \tau$ 의 순간에 표본화된 수신 신호 값은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$x(nT + \tau) = h(\tau) \left[a_n + \frac{1}{h(\tau)} \sum_{k \neq n} h((n-k)T + \tau) + \frac{\hat{n}(nT + \tau)}{h(\tau)} \right] \quad (2)$$

여기서 τ 는 타이밍 위상에 해당한다. 이 식(2)로부터 알 수 있듯이 표본화된 신호값은 표본기의 클럭 위상에 크게 영향을 받으므로 표본화 이후의 심볼 판정오율을 줄이도록 표본기의 클럭 위상을 수신신호의 심볼위상에 동기시킬 필요가 있다.^{[2][7]}

심볼당 두개의 샘플로 영점 교차율 추적하는 방식인 Gardner방식은 그림 1과 같이 수신된 데이터 열 x_{k-1}, x_k, x_{k+1} 의 매 심볼마다 세 개의 샘플을 사용하므로 On-time에서 데이터를 결정하는 x_{k-1}, x_k 와 이 샘플들의 중간값인 $x_{k-1/2}$ 로 나누어진다.^[3]

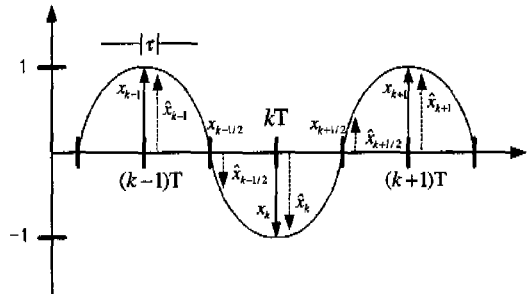


그림 1. 타이밍 위상 검출기의 동작 원리.

수신신호에서 τ 의 지연이 발생한 경우 표본값들의 차 $x_k - x_{k-1}$ 로 구한 변화량과 중간 샘플 $x_{k-1/2}$ 의 곱으로 구한 Gardner방식의 타이밍 에러 함수의 출력 $e_k(\tau)$ 는

$$e_k(\tau) = x(\tau - T/2 + kT) \cdot [x(\tau + kT) - x(\tau - kT)] \quad (3)$$

BPSK/QPSK 신호의 경우, 두 데이터 샘플값의 중간 샘플이 0에 가까운 값이 되지만, Multi-level PAM의 신호의 경우는 중간 샘플의 값이 다양한 값을 가지게 된다. 물론 전송하는 신호의 평균값이 0이기 때문에 $x_{k-1/2}$ 의 값은 평균적으로 0인 값을 가지지만, 매 샘플 순간마다 샘플값 $x_{k-1/2}$ 은 x_k 과

x_{k-1} 의 중간 값으로 0이 아닌 값을 가질 수 있기 때문에 타이밍 지터가 매우 커지는 문제점을 가지게 된다.^{[2][3]} 따라서, 이 방식은 Multi-level PAM, QAM신호에 적용하기 어려운 점이 있다. 또한 Gardner방식은 협대역 통신에서는 타이밍 에러 합수의 경사가 완만하여 에러 추적의 성능이 떨어지는 단점이 있다.

Gardner 방식의 타이밍 에러 함수 $e_k(\tau)$ 의 확률적인 특성은 전송 신호 $a_k(t)$ 가 독립적이며, 균등 분포하는 특성을 가지고, 표본화된 잡음 신호 $v_k(t)$ 는 백색 가우시안 잡음으로써 $a_k(t)$ 와 비상관화되었다고 가정하였을 때, 시스템의 타이밍 에러 함수의 위상 지터는 시스템의 동기 회로의 타이밍 에러 검출기의 분산값으로 결정된다. 그러나 일반적인 타이밍 오차에 대한 타이밍 에러 함수의 분산은 계산하기 매우 어렵고 복잡하다.^{[5][9]}

따라서, 본 논문에서는 타이밍 위상이 수렴한 후 Nyquist 조건에 의해 $t=nT$ 에서 $g_k(t)$ 값이 소거되는 특별한 경우 $\tau=0$ 에서만 계산을 한다. $t=nT$ 일 때 반송파가 제거된 기저대역의 신호를 $x_k(t) = a_k(t) - v_k(t)$ 와 같이 표현하면, 중간 신호의 샘플인 $x_{k-1/2}(t)$ 는 식(4)와 같이 표현된다.^[4]

$$x_{k-1/2}(t) = \sum_k a_k g_{k-1/2}(t) + v_{k-1/2}(t) \quad (4)$$

여기서, $a_k(t)$ 는 $\{+1, -1\}$ 인 평균이 0인 이진 데이터 신호이다. $g_k(t)$ 는 성형 필터를 나타내고, $v_k(t)$ 는 가산성 백색 가우시안 잡음이고, $E\{v(t) \cdot v(t+t_1)\} = \sigma_v^2 g(t_1)$ 이다. 이러한 조건식들을 식 (3)의 Gardner방식의 타이밍 에러 함수 $e_k(\tau)$ 에 대입하여 분산 σ_e^2 을 구하면 다음 식(5)과 같다.^{[4][5]}

$$\begin{aligned} \sigma_e^2/E^2(a^2) &= E\{e_k(\tau) \cdot e_k(\tau - m)\}/E^2(a^2) \\ &= E\{x_{k-1/2}(x_{k-1/2} - x_{k-1}) \cdot x_{k-1/2-m} \\ &\quad (x_{k-m} - x_{k-1-m})\}/E^2(a^2) \\ &= 2\left\{ \sum_k g_{k-1/2}^2 - 2g_{1/2}^2 + g_{1/2}^2 \left[\frac{E(a^4)}{E^2(a^2)} - 1 \right] \right\} \\ &\quad + 2 \frac{\sigma_v^2}{E(a^2)} \left(1 + \sum_k g_{k-1/2}^2 \right) + 2 \left[\frac{\sigma_v^2}{E(a^2)} \right]^2 \end{aligned} \quad (5)$$

여기서, σ_v^2 은 표본화된 잡음 $v_k(t)$ 의 분산값이고, $E(a^2)$ 과 $E(a^4)$ 은 데이터 신호 $a_k(t)$ 의 2차, 4차 모

표 1. 변조방식에 따른 Moment값과 $E(a^4)/E^2(a^2)$.

Moment level	$E(a^2)$	$E(a^4)$	$E(a^4)/E^2(a^2)$
2-level	1.000	1.000	1.000
4-level	0.556	0.506	1.639
8-level	0.428	0.323	1.763
16-level	0.189	0.128	1.791

멘트이다. $g_{1/2}^2(t)$ 은 성형 필터의 주엽에너지에 해당하고, $\sum_k g_{k-1/2}^2 - 2g_{1/2}^2$ 은 부엽에너지에 해당한다. 타이밍 에러 함수의 지터 증가비율은 주엽에너지와 부엽에너지의 비율에 비례한다. 식(5)에서 첫 항은 인접 신호들간에 발생하는 자체 잡음에 의한 항이고, 나머지 항은 신호대 잡음비에 의한 열잡음항이다. 열 잡음은 SNR에 의하여 영향을 받고 자체 잡음은 변조 방식에 의하여 영향을 받는다. 표 1에서 보는 바와 같이 BPSK, QPSK 신호의 경우는 $E(a^4)/E^2(a^2)$ 이 1이 되므로 자체 잡음의 크기가 심각한 문제가 되지 않지만, Multi-level PAM신호의 경우는 자체잡음의 영향이 점점 커지게 된다. 따라서 Gardner방식을 수정하여 잡음 성분 중 자체잡음의 영향을 줄이는 방식이 제안되었다.

두 번째 방식인 수정된 타이밍 에러검출 함수는 수신된 데이터 신호가 천이할때 Multi-level PAM신호를 영점을 교차하도록 $x_{k-1/2}(t)$ 의 값을 주위의 샘플값 $x_k(t)$ 로부터 추정하여 보상하는 방법이다. 이 전후의 두개의 샘플값을 이용한 타이밍 에러 함수 $e_k(\tau)$ 는 다음과 같이 제시되었다.^[5]

$$e_k(\tau) = [x_{k-1/2} - c(x_k + x_{k-1})] \cdot (x_k - x_{k-1}) \quad (6)$$

여기서, c 는 수렴 후 정상상태에서 타이밍 에러 함수의 분산이 최소가 되도록 정해져야 할 상수이다. 앞에서 가정한 바와 같이 $a_k(t)$ 가 독립적이며 균등 분포하는 특성을 가지고, $v_k(t)$ 가 $a_k(t)$ 와 비상관화된 백색 가우시안 잡음이며, $g(t)$ 가 Nyquist 조건을 만족한다고 가정하며, 참고문헌[9]의 계산방법과 Isserlis공식[11]을 이용하여 제안된 타이밍 함수의 분산을 다음과 같이 식 (7)로 부터 구할 수 있다.^[5] 여기서, σ_c^2 은 c 에 대한 2차 함수이고, 여기서 첫 항을 0으로 하여 분산 σ_e^2 을 최소화하는 상수가 존재한다.

$$\begin{aligned} \sigma_e^2 &= E\{e_k(\tau) \cdot e_k(\tau - m)\} \\ &= E\{[x_{k-1/2}(x_k - x_{k-1}) - c(x_k^2 - x_{k-1}^2)]^2\} \\ &= 2\{E\{a^4\} - E^2\{a^2\} + 4E\{a^2\}\sigma^2 + 2\sigma^4\} \\ &\quad \cdot (c - g_{1/2})^2 + 2E^2\{a^2\} \left(\sum_k g_{k-1/2}^2 - 2g_{1/2}^2 \right) \\ &\quad + 2\sigma^2 E\{a^2\} \left(1 + \sum_k g_{k-1/2}^2 - 4g_{1/2}^2 \right) \\ &\quad + 2\sigma^4 (1 - 2g_{1/2}^2) \end{aligned} \quad (7)$$

즉, $c = g_{1/2}$ 일 때 제안한 타이밍 에러 함수 $e_k(t)$ 의 분산 σ_e^2 이 최소화되며, 이때 최소값을 적용하였을 때의 분산 σ_e^2 은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \sigma_e^2/E^2\{a^2\} &= 2\left(\sum_k g_{k-1/2}^2 - 2g_{1/2}^2\right) \\ &\quad + 2\frac{\sigma_N^2}{E\{a^2\}} \left(1 + \sum_k g_{k-1/2}^2 - 4g_{1/2}^2\right) \\ &\quad + 2\frac{\sigma_N^2}{E^2\{a^2\}} (1 - 2g_{1/2}^2) \end{aligned} \quad (8)$$

이 식을 분석하면, Multi-level PAM신호의 경우 데이터 신호가 천이할때 영점을 교차하도록 수정하였기 때문에, Gardner방식의 분산에서 신호의 level이 증가함에 따라 증가하였던 자체잡음항이 제거되었기 때문에 level에 따른 자체잡음의 증가가 없어지게 될을 알 수 있다. 또한, 열잡음에 해당하는 들뜸, 세제항에서 각각 $\sigma^2/E\{a^2\}$ 의 $4g_{1/2}^2$, $2g_{1/2}^2$ 배만큼의 주엽에너지에 대한 간섭성분이 감소된다. 또한, BPSK신호에 대하여 비교하였을 경우, 주엽과 부엽의 에너지 비율인 $E\{a^4\}/E^2\{a^2\}$ 의 값이 '1'이 되어 이 보상한 방식과 Gardner방식의 자체잡음의 값이 같고 열잡음항들만이 감소한다.^[5] 그러나 이 보상한 방법은 실제적으로 심볼 $x_{k-1/2}$ 가 영점을 지나는 것이 아니며, E_b/N_0 가 감소하여 정확한 On-time에서 심볼 x_k, x_{k-1} 의 추정이 어려울 때에는 오히려 보상한 값으로 인해 성능 열화가 더욱 심하게 된다. 또한 $c = g_{1/2}$ 로써 단지 고정되어 있는 상수에 불과하므로 성능 열화에 따른 가변적인 상수가 필요하다. 이에 실제적인 심볼사이의 변화량을 보상을 통하여 성능이 개선된 새로운 방식을 전개하고자 한다.

III. Multi-level PAM신호에 적합한 심볼 타이밍 함수

새로 제안하는 방식은 중간 심볼의 앞, 뒤에서 다양하게 변하는 Multi-level 신호를 적당하게 보상을 취하여 그 차이를 최소화하는 방식이다. 새로운 방

식은 심볼당 2번 샘플을 취하는 점에서는 Gardner 방식과 유사하나, k번째 심볼에서 근사치 결정을 하여 level을 결정하는 점에서는 다르다. 만약, 위상차 τ 가 없다면 데이터 천이가 있는 이전 신호인 경우 중간 샘플값인 $x_{k-1/2}$ 는 영값을 가지게 된다. 그러나, Multi-level 신호는 앞, 뒤의 두 신호가 여러 level을 가지게 되어 샘플의 중간값 $x_{k-1/2}$ 가 항상 영값을 가질 수 없고, 두 신호의 level에 따라 다양한 값을 가지게 된다. 이는 이전 신호와는 다른 Multi-level PAM신호의 특징이다. II절에서 언급했듯이 Multi-level신호에서는 2차, 4차 모멘트 비율이 증가하는 특징으로 인해 기존의 방식인 Gardner방식은 Multi-level PAM신호의 위상을 추정하거나 보상하는 것이 어렵고, 설사 복원하더라도 영점을 지나는 선택적인 샘플을 취해 에러를 추정하거나, 이 방식을 수정한 방식이 사용되고 있다. 일반적인 Multi-level PAM 신호를 간략화하면 그림 2와 같다. 제안하는 방식은 먼저 $n-1, n, n+1$ 번째에서 각 신호의 level을 결정하고 결정된 심볼값으로 각 n번째와 n-1번째 심볼 사이의 변화량 $x_n - x_{n-1}$ 을 구하고, 중간 샘플값 $x_{k-1/2}$ 번째와 x_k 번째 심볼값의 변화량 $x_k - x_{k-1/2}$ 을 구하여 심볼과 심볼로 구한 변화량으로 나누어 보상을 한다. 다음 심볼도 가지로 중간 샘플값과 다음 심볼값의 변화량 마찬가지로 $x_{k+1/2} - x_k$ 을 전 심볼과 다음 심볼사이의 변화량 $x_{k+1} - x_k$ 으로 보상을 하여 전에 구한 보상한 변화량과의 차이를 타이밍 에러 함수 $e_{M-level}(t)$ 에 적용을 한다. $\tau=0$ 이라는 조건하에서, 중간 샘플과 앞 심볼과의 변화량을 앞 심볼과 뒤 심볼의 변화량으로 보상해 준다면 그 보상한 값들의 차는 0에 수렴하게 된다. 그러나 위상차가 발생하여 $\tau \neq 0$ 이라면 보상한 변화량의 차이는 0에 수렴하지 않는다. 이로 인한 타이밍 검출기의 에러 함수 $e_{M-level}(t)$ 는 타이밍이 빠를때는 음, 느릴때는 양의 값을 가지게 된

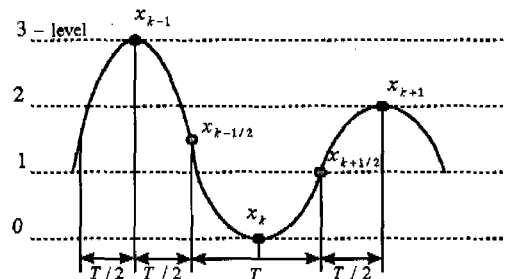


그림 2. Multi-level PAM 신호의 표본화.

다. 수식적으로 표현하면, 심볼 주기 T 에서 x_k 과 앞 심볼 x_{k-1} 과의 변화량과 x_k 과 뒤 심볼 x_{k+1} 의 변화량은

$$\frac{x_k(t) - x_{k-1}(t)}{T}, \frac{x_{k+1}(t) - x_k(t)}{T} \quad (9)$$

이다. Baud rate보다 2배의 Over-sample에 의해 얻어진 중간 샘플값들의 변화량은

$$\frac{x_k(t) - x_{k-1/2}(t)}{T/2}, \frac{x_{k+1/2}(t) - x_k(t)}{T/2} \quad (10)$$

이고, 각각의 기울기들을 보상하여 그 차이의 식을 이용한 이 알고리즘의 타이밍 검출기의 에러함수 $e_{M-level}(t)$ 은

$$e_{M-level}(t) = \left| \frac{x_k(t) - x_{k-1/2}(t)}{x_k(t) - x_{k-1}(t)} \right| - \left| \frac{x_{k+1/2}(t) - x_k(t)}{x_{k+1}(t) - x_k(t)} \right| \quad (11)$$

이다. 위의 식을 이용하여 타이밍 복구회로의 추적 성능을 결정짓는 제안된 타이밍 검출기의 에러함수의 S-Curve을 그림 3에서 보였다. 여기서, α 는 상승여현필터(Raised Cosine Filter)의 Roll-off factor 이고, $g(t)$ 은 다음 식(12)와 같다.^[4]

$$g(t) = \frac{\sin(\pi t/T) \cos(\alpha \pi t/T)}{\pi t/T (1 - (2\alpha t/T)^2)} \quad (12)$$

제안한 방식의 S-curve는 α 가 작을때도 타이밍 함수의 경사가 크게 작아지지 않는 특성을 갖는다. 제안하는 방식은 Offset가 0.3이상일때 Gardner방식

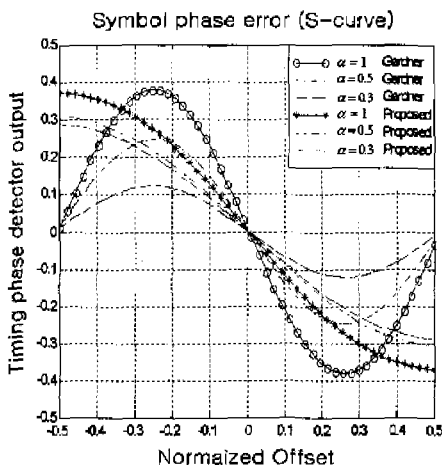


그림 3. 제안한 방식의 타이밍 에러함수의 S-curve.

보다 우수한 성능을 보이고, α 값에 따른 타이밍 에러 함수의 출력의 변화가 적어 출력이 안정적이다. 또한 제안하는 방식은 두 심볼 기간동안을 선택하여 출력 함수를 유도하기 때문에 Gardner방식하고는 달리 완전한 정현파의 형태가 아니다. 그림 5는 제안하는 방식의 하드웨어 블록도이다. 수신된 데이터 $a_k(t)$ 의 Baud rate보다 2배 샘플링된 데이터가 각각 지연소자를 거쳐 연산되고, 결과값 $e_{M-level}(t)$ 을 에러 함수로 삼아 샘플링 클럭을 보정하게 된다. 기존의 Gardner방식에 비해 추가로 각각 덧셈 연산과 T 만큼의 지연소자 1개씩만이 증가하여 간단하게 하드웨어를 구현할 수 있다. 같은 방법으로 제안하는 타이밍 함수의 에러함수 $e_{M-level}(t)$ 은 식 (11)과 같고, $e_{M-level}(t)$ 의 수렴 후, $\tau=0$ 인 정상상태에서의 분산 $\sigma_{m-level}^2$ 은 식 (13)과 같다.

$$\begin{aligned} \sigma_{M-level}^2/E^2(a^2) &= E\{e_{M-level}(t) \cdot e_{M-level}(t-m)\}/E^2(a^2) \\ &= E\left\{\left(\frac{x_k(t) - x_{k-1/2}(t)}{x_k(t) - x_{k-1}(t)} - \frac{x_{k+1/2}(t) - x_k(t)}{x_{k+1}(t) - x_k(t)}\right)^2\right\}/E^2(a^2) \\ &= \left((E\{a^4\} + 6E\{a^4\}g_{1/2}^2 + E^2\{a^2\} - 14E^2\{a^2\} \cdot g_{1/2}^2 - 4E\{a^4\}g_{1/2} + 4E^2\{a^2\} \cdot \sum g_{k-1/2}^2) \right. \\ &\quad + 12E\{a^2\} + 2E\{a^2\}g_{1/2}^2 + 4E^2\{a^2\}g_{1/2} \\ &\quad - 32E\{a^2\}g_{1/2} + 4E\{a^2\} \cdot \sum g_{k-1/2}^2) \cdot \sigma_N^2 \\ &\quad \left. + (8 + 6g_{1/2}^2 - 16g_{1/2}) \cdot \sigma_N^2 / (E\{a^4\} + 3E^2\{a^2\} + 12E\{a^2\} \cdot \sigma_N^2 + 6\sigma_N^4) \cdot E^2(a^2) \right) \end{aligned} \quad (13)$$

윗 (13)식에서도 (8)식과 동일하게 첫 항은 자체 잡음에 인한 것이고, 나머지 항은 열잡음항이다. 이 (13)식은 (8)식의 Gardner방식의 타이밍 에러 함수 분산과 비교해서 계산을 통해 알이본 자체 잡음의 값이 상대적으로 작으며, 열 잡음의 영향도 적다. 그 이유는 On-time에서 추출한 샘플을 결정한 다음

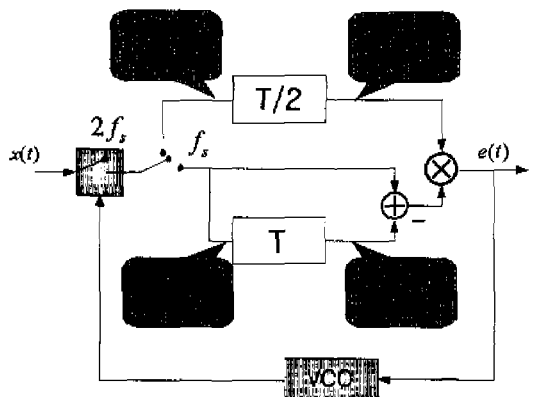


그림 4. Gardner방식의 타이밍 위상 검출기.

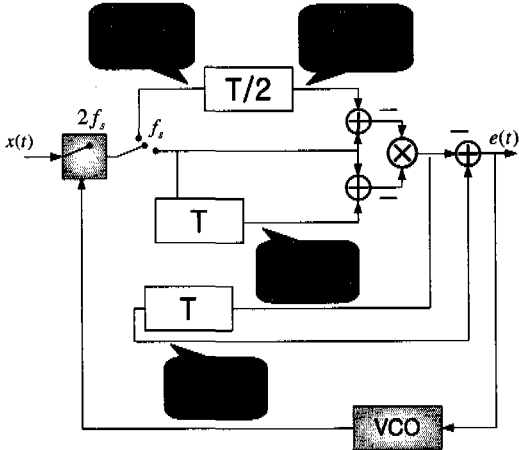


그림 5. 제안한 방식의 타이밍 위상 검출기.

타이밍 에러 함수에 적용하기 때문에 상대적으로 인접한 신호의 영향이 적기 때문이다. Multi-level 심볼타이밍의 에러에 해당하는 중간 샘플을 앞, 뒤의 변화량으로 보상을 해 주기 때문에 중간 샘플들의 값이 일정한 상수에 수렴하게 된다.

IV. 타이밍 에러 함수의 성능분석

제안하는 타이밍 에러 함수의 성능분석을 위해 심볼 타이밍 함수에서 큰 영향을 미치는 요소인 성형필터의 Roll-Off factor와 α 와 잡음의 특성을 나타내는 E_b/N_0 를 변화시켜가면서 성능을 비교, 분석하였다. 또한 표본화된 잡음의 분산 σ_N^2 과 E_b/N_0 과의 관계는

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{E(a^2) \cdot g^2(0)}{2 \cdot \sigma_N^2 \cdot n_b} \quad (14)$$

과 같다. 본 논문에서는 성형 필터로써 상승여현필터를 사용하였으며 $g(0)=1$ 이고, n_b 는 심볼당 전송된 비트의 수로써 16-level의 전송방식인 경우에는 $n_b=4$ 가 된다.^{[4][5]}

다음 그림 6, 7은 4-level과 8-level 신호에서 언급한 방식들과 제안하는 방식의 분산을 E_b/N_0 가 각각 0, 9로 주어지고, 상승여현필터의 Roll-off factor가 변함에 따라 타이밍 에러 함수의 분산을 구한 것이다.

$E_b/N_0=0$ 일때는 제안하는 방식은 α 에 따른 추가 대역폭에 상관없이 일정한 성능을 보이고 있다. 이는 이 방법이 열잡음의 영향이 클 때($E_b/N_0=0$)는

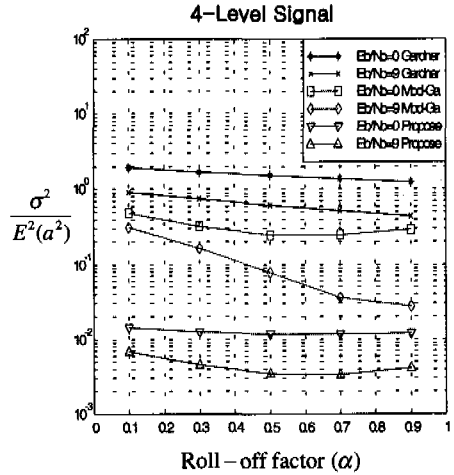


그림 6. 4-level 신호에서 α 값에 따른 타이밍 함수의 분산.

α 에 따른 자체 잡음의 영향은 무시될 정도로 작다는 것을 의미한다. $E_b/N_0=9$ 일 때는 α 가 증가함에 따라 성능의 변화를 가져왔는데 이는 E_b/N_0 가 높을 때에는 열잡음에 대한 영향보다 자체잡음의 영향이 성능변화에 영향을 가져왔다는 것을 의미한다. 전체적인 성능을 비교하면 4-level, $\alpha=0.9$, $E_b/N_0=9$ 에서는 Gardner방식에 비해서 제안한 방식이 20dB, $\alpha=0.1$, $E_b/N_0=0$ 에서는 약 21dB의 성능향상을 보였다.

기존의 방식과는 8-level에서 각각 21, 15dB의 성능향상이 있었다. 또한 본 방식은 신호의 레벨이 증가하면 일정한 성능특성을 나타내어 안정성을 보

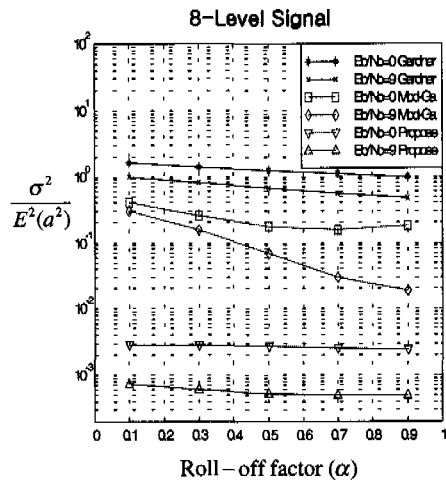


그림 7. 8-level 신호에서 α 값에 따른 타이밍 함수의 분산.

8-Level Signal

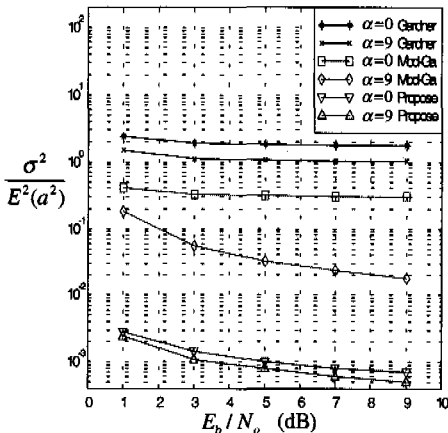


그림 8. 8-level 신호에서 E_b/N_0 에 따른 타이밍 함수의 분산.

장받을 수 있다. 또한 그림 8, 9는 각각 8, 16-level 신호에서 상승여현필터의 Roll-off factor α 를 0.1과 0.9로 정해놓고, E_b/N_0 가 변함에 따른 성능을 분석하였다. 앞의 성능분석에서도 언급했듯이 본 방식은 신호의 level이 증가하여도 추가 대역폭에 대한 영향은 대체적으로 적다. 이는 Gardner방식은 $\alpha > 0.4$ 이상에서 충분한 성능을 발휘할 수 있지만,

제안한 방식이 적은 대역폭내에서도 충분한 성능을 발휘할 수 있는 장점을 가지고 있다는 것이다. 또한 제안된 방식은 높은 E_b/N_0 에서 Gardner방식보다 뚜렷한 성능의 향상을 가져오는 것을 볼 수 있다.

16-Level Signal

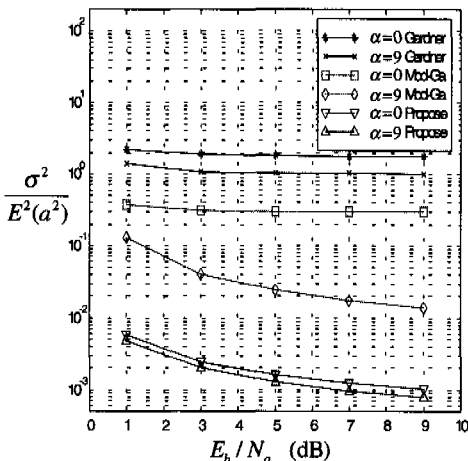


그림 9. 16-level 신호에서 E_b/N_0 에 따른 타이밍 함수의 분산.

V. 타이밍 에러 함수의 성능분석

본 논문에서는 Multi-level PAM 신호에서도 타이밍 추적 능력이 우수한 기울기 보상을 이용한 새로운 심볼 타이밍 검출방식을 제안하였다. 성능 분석을 위해 타이밍 에러 함수의 분산을 구하였고, 시뮬레이션을 통하여 Gardner방식과 비교하였다. 제안된 방식은 Roll-off factor가 낮은(0 - 40%)상태에서도 우수한 성능이 보였으며, E_b/N_0 에 대한 타이밍 에러 함수의 분산도 Gardner방식보다도 약 20dB이상 우수함을 보였다. 따라서, 제안된 디지털 심볼 동기방식은 Multi-level PAM 신호를 처리하는 모델의 동기회로의 타이밍 에러 검출 방식으로 적용되기에 적합한 방식이다.

참고 문헌

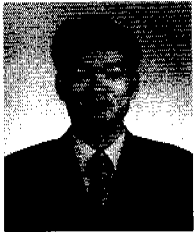
- [1] F. M. Gardner, "A BPSK/QPSK timing error detector for sampled data receivers". IEEE Trans, Communication May 1986.
- [2] Heinrich Meyr. "Digital Communication Receivers Synchronization, Channel Estimation, and Signal Processing". Wiley-Interscience 1997.
- [3] 최 형진. "동기방식 디지털 통신" (주) 교학사. 1995.
- [4] W.G. Cowley and L.P. Sabel, "The Performance of two symbol timing recovery algorithm for PSK demodulators". IEEE Communication June 1994.
- [5] Jeong Kwon Kim and Yong Hwang Lee, "Timing Recovery Based on Zero-crossing Detection for Multi-level PAM Signals". The Journal of The Korean Institute of Communication Sciences, VOL.22/No.10 pp. 2246 - 2255.
- [6] B.Lankl and G.Seбалd, "Jitter-reduced Digital Timing Recovery for Multilevel PAM and QAM Systems". ICC '93 Geneva. Technical Program, Conference Record, IEEE International Conference on, Volume: 2, 1993 Page(s): 804 -810 vol.2
- [7] Hyoungsoo Lim and Kyungwhoon cheun, "A study on the FFT-Based All-Digital Symbol

Timing Recovery for high-speed QAM Signaling". Pohang University of Science and Technology. 1993. 2

- [8] 임 명섭, "HomePNA 2.0 PHY Modem 기술연구". 한국전자통신연구원 최종 연구보고서, 2000.12
- [9] W. B. Davenport, "Probability and Random Process" McGraw-Hill, 1970.
- [10] J. G. Proakis, "Digital Communications". 3rd Ed., McGraw-Hill, 1995.

전 광 호(Chun Kwang Ho)

준회원



2000년 2월 : 원광대학교

전자공학과 학사

2002년 2월 : 전북대학교

정보통신공학과 석사

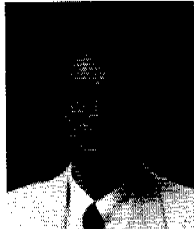
<주관심 분야> 디지털 신호처리,

고속무선 LAN, HomePNA

2.0 기술개발, 이동통신

임 명 섭(Lim Myoung Seob)

정회원



1980년 2월 : 연세대학교

전자공학과 학사

1982년 2월 : 연세대학교

전자공학과 석사

1990년 2월 : 연세대학교

전자공학과 박사

1984년 1월~1985년 9월 : 대우통신 종합연구소

1985년 9월~1996년 10월 : 한국전자통신연구원 이

동통신 기술연구단 신호처리연구실장.

1996년 10년~현재 : 전북대학교 전자정보공학부 부

교수, 정보통신연구소

<주관심 분야> Advaned CDMA Modem기술개발

(W-CDMA, MC-CDMA, SSB-DS/CDMA,

Cellular System Engineering), Wireless

LAN용 DMT 변복조기, HomePNA 2.0

Modem기술개발, 통신신호처리 기술개발.