

## 강도변조/직접검파 디지털 광통신 시스템에서 신호의 과표본화에 의한 수신기 성능 향상에 관한 연구

正會員 殷秀楨\*, 辛堯安\*, 金富均\*

### Receiver Performance Improvement by Signal Oversampling in Intensity Modulation/Direct Detection Digital Fiber Optic Communication Systems

Soo-Jeong Eun\*, Yoan Shin\*, Boo-Gyoun Kim\* Regular Members

본 논문은 기초전력공학공동연구소 (과제번호 : 95-지-9)의 지원에 의하여 연구되었음.

#### 要 約

본 논문에서는 강도변조/직접검파 디지털 광통신 시스템에서 수신기의 결정회로 내에서의 신호의 과표본화(oversampling)에 의해 비트오율(bit error rate)을 향상시키는 방법을 제안하고, 이에 따른 비트오율의 변화를 해석적으로 유도하였다. 신호의 결정 구간에서 하나의 값을 취하여 결정을 내리는 일반적인 방법 대신, 제안된 방법은 결정 구간 내에서 여러 개의 등간격 신호값을 표본화하여 이들을 더한 값을 새로운 결정 판단값으로 한다. 본 논문에서는, 심벌간 간섭(inter-symbol interference)을 줄이기 위해 일반적으로 사용되는 펄스 셰이핑 필터(pulse shaping filter)가 없는 이상적인 구형(rectangular) 비트열의 경우와 펄스 셰이핑 필터를 사용하여 결정회로로 입력되는 펄스가 raised cosine spectrum 펄스의 형태를 갖는 경우를 나누어 고려하였다. 이상적인 경우, 사용되는 디지털 신호가 NRZ 포맷일 때 과표본에 의해 취한 표본 신호의 개수가 증가 할수록 현격한 성능의 향상을 보이며, RZ 포맷일 때 표본 신호의 개수와 duty cycle에 따라 다양한 성능 변화를 보이나, 적당한 개수의 표본 신호를 이용하여 기존의 방법보다 월등한 성능을 얻을 수 있다. 비슷하게 펄스 셰이핑 필터를 사용할 경우에도 표본의 수가 증가함에 따라 기존의 방법에 비해 월등한 결과를 얻는다. 본 논문의 결과는 열잡음이 우세한 경우의 강도변조/직접검파 광통신 시스템에서 큰 구현의 어려움 없이 수신기의 성능을 향상시키는데 이용될 수 있을 것으로 생각된다.

#### ABSTRACT

We present a new method for improving receiver performance in intensity modulation/direct detection(IM/DD) digital fiber

\* 숭실대학교 전자공학과  
 論文番號 : 95346-1007  
 接受日字 : 1995年 10月 7日

optic communication systems by signal oversampling in the decision circuit, and derive analytic expressions of the bit error rate (BER) for the proposed method. Unlike the usual method which takes one signal sample in the decision interval for the decision, the proposed method simply takes as the decision value the sum of signal samples that are oversampled with a fixed sampling rate in the decision interval. We derive analytic expressions of the BER both for the ideal system without a pulse shaping filter and for a more realistic system with a pulse shaping filter to reduce the effect of inter-symbol interference. In the case of the ideal system, the proposed method shows a dramatic improvement of BER for the NRZ signalling format by increasing the number of samples taken. For the RZ format, we show various performance results with different numbers of samples and duty cycles, however, with moderately large number of samples and usual duty cycles, the performance is much better than the conventional method. Also for the system with the pulse shaping filter, the proposed method yields much better results than the conventional method by taking moderate number of samples. The results of this paper can be utilized without much hardware complexity for the improvement of thermal noise-limited IM/DD fiber optic communication systems.

### 1. 서 론

강도변조/직접검파 디지털 광통신 시스템은 LD나 LED를 이용하여 기저대역 (baseband) 디지털 전기 신호의 강도 (크기)를 광으로 OOK (on-off keying) 변조, 전송하고, 이들 디지털 신호의 각 펄스 슬롯 내에서 "1" 비트와 "0" 비트의 신호 강도가 가장 큰 차이를 보이는 표본화 (혹은 결정) 시간의 신호 강도가 정해진 임계값 보다 크지, 작을지에 의해 "1" 혹은 "0" 비트인지를 결정하게 된다<sup>(1)</sup>. 이러한 시스템의 수신기는 클럭 복구회로와 결정회로를 포함한다. 클럭복구회로는 수신된 신호로부터 이 신호의 비트율 (bit rate)  $f = B(\text{Hz})$ 에 해당하는 주파수 성분을 추출하여 비트 슬롯의 폭  $T = 1/B$ 에 관한 정보를 결정 회로에 제공하므로써 결정 과정의 동기화를 돕는다. 결정 회로는 클럭복구회로에 의해 정해진 표본화 시간마다 출력 신호와 임계값을 비교하여 비트가 "0" 인지 "1" 인지를 결정한다.

일반적으로 수신기에 입사되는 광신호는 수신기 내의 잡음에 의해 왜곡될 뿐 아니라, 수신기에서 사용되는 저역 통과 필터 등에 의해 펄스의 폭이 넓어져 이웃 펄스의 결정에 영향을 미치는 심볼간 간섭 (inter-symbol interference)을 일으키게 된다<sup>(1,2)</sup>. 이러한 심볼간 간섭을 최소화하기 위해 Butterworth 필터와 같은 펄스 셰이핑 필터 (pulse shaping filter)를 사용하게 되며<sup>(2)</sup>, 이러한 필터를 사용하여 결정회로에 입력되는 펄스가 raised cosine spectrum을 갖는 펄스로 변환되어 이웃 펄스의 표본화 (결정) 시간에 아무런 영향을 미치지

않도록 한다<sup>(1,2,3,4)</sup>. 다음의 그림 1은 펄스 셰이핑 필터를 포함한 강도변조/직접검파 광통신 시스템의 수신기 블록도를 보여준다.

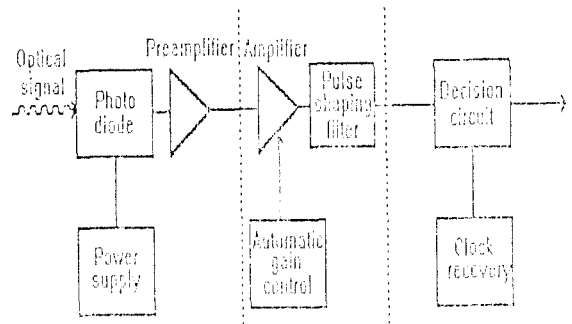


그림 1. 강도변조/직접검파 광통신 수신기의 블록도.  
Fig. 1. Block diagram of receiver in intensity modulation/direct detection (IM/DD) fiber optic communication system.

기저대역 디지털 신호의 전송을 위한 신호 포맷으로 NRZ (nonreturn-to-zero) 또는 duty cycle이  $D$  (일반적으로  $D = 0.5$ )인 RZ (return-to-zero) 포맷이 주로 사용되며<sup>(1,3,4)</sup>, 이들 포맷을 이용하여 전송되는 비트열이 펄스 셰이핑 필터를 통과하면 펄스의 형태가 유사한 모양을 갖게 된다. 다음의 그림 2는 수신기의 결정회로에 입사되는 비트열의 예를 도시한다. 그림 (a)는 NRZ 포맷의 "010" 비트열이 입사될 때 심볼간 간섭이 없어 펄스 셰이핑 필터를 사용하지 않은 이상적인

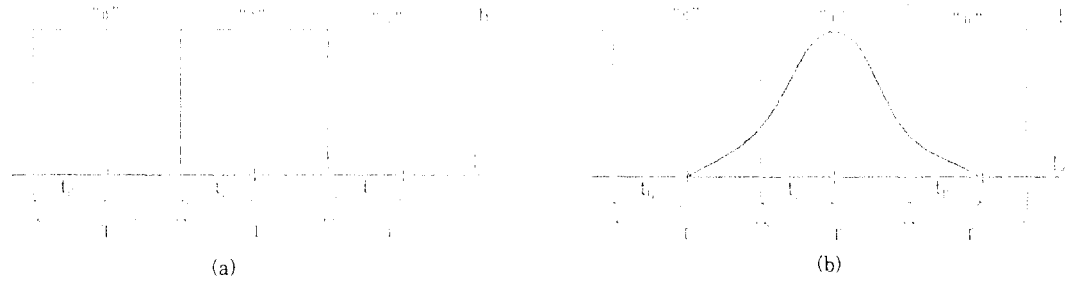


그림 2. 강도변조/직접검파 광통신 시스템의 수신기에 입사된 NRZ 포맷의 비트열 예 (명확한 의미 전달을 위해 잡음의 영향은 도시되지 않음)  
 (a) 심벌간 간섭이 없어 펄스 셰이핑 필터를 사용하지 않은 이상적인 경우  
 (b) 펄스 셰이핑 필터를 사용한 경우.

Fig. 2. An example of NRZ formatted bit train incident on the receiver in IM/DD fiber optic communication system (effect of noise is not shown for clarity)  
 (a) Without a pulse shaping filter  
 (b) With a pulse shaping filter.

경우를, 그리고 그림 (b)는 동일 비트열에 대해 심벌간 간섭을 최소화하기 위해 펄스 셰이핑 필터를 사용하여 실제 입사되는 펄스가 raised cosine spectrum을 갖는 비트열인 경우를 나타낸다. 여기서,  $T$ 는 원래 비트의 슬롯 폭, 그리고  $t_b$ 는 eye pattern 등을 이용하여 정해진 최적의 결정 시간을 나타낸다.

디지털 광통신 시스템의 성능을 나타내는 지표로 흔히 사용되는 것으로 비트오율 (bit error rate, BER), 전력페널티 (power penalty), 수신기민감도 (receiver sensitivity) 등이 있으며<sup>1)</sup>, 여기서는 비트오율을 성능 지표로 다루기로 한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 다음 2 장에서는 일반적인 강도변조/직접검파 광통신 시스템 수신기의 비트오율을 분석한다. 3 장에서는 이러한 기존 방법을 향상시키는 방법으로 "과표분화"를 제안하고, 심벌간 간섭의 영향을 무시하여 펄스 셰이핑 필터를 사용하지 않는 경우에 NRZ와 RZ 신호 포맷 각각에 대한 제안 방법의 성능을 해석적으로 유도한다. 4 장에서는 펄스 셰이핑 필터에 의해 raised cosine spectrum 펄스가 결정회로로 입사되는 좀 더 실제 시스템과 가까운 경우에 있어 제안 방법의 성능을 분석하며, 마지막 5 장에서 결론을 내리도록 한다.

## II. 강도변조/직접검파 디지털 광통신 시스템의 비트오율 분석

그림 1과 같은 광통신 시스템 수신기 내의 결정회로는 클럭복구회로에서 정해진 결정 시간  $t_D$ 에 각 입력 신호 비트를 표본화한다. 표본화된 값  $I$ 는 잡음의 영향으로 수신 비트가 비트열에서 "1" 혹은 "0"에 해당하는가에 따라 평균값  $I_1$  혹은  $I_0$ 의 주위에서 변동한다. 결정회로는 이 표본화된 값과 임계값  $I_D$ 를 비교하여, 만약  $I > I_D$ 이면 비트 "1"로,  $I < I_D$ 이면 비트 "0"으로 판단한다. 이 때 다음과 같이 비트오율 (bit error rate, BER)  $P_E$ 를 정의한다.

$$P_E = P(0|1)p(1) + P(1|0)p(0) \quad (1)$$

여기서  $p(1)$ ,  $p(0)$ 는 각각 비트 "1" 또는 "0"을 수신할 확률,  $P(0|1)$ 는 "1"을 수신했을 때 "0"으로 판단할 조건부확률 (conditional probability),  $P(1|0)$ 는 "0"을 수신했을 때 "1"로 판단할 조건부확률이다. 펄스 부호화변조된 (pulse code modulated) 비트열에서 "1"과 "0"의 발생 확률이 같다고 가정하면,  $P_E$ 는 다음과 같다.

$$P_E = \frac{1}{2} \{P(0|1) + P(1|0)\} \quad (2)$$

수신기 잡음은 열잡음 (thermal noise), 산탄잡음 (shot noise), 증폭기 잡음 (amplifier noise), 암전류 잡음 (dark current noise) 등으로 나눌 수 있다<sup>15)</sup>. 일반적인 수신기에서 이들 중 특히 열잡음과 산탄잡음의 영향이 크고, 이때 열잡음은 입사 신호의 강도와 무관하며 평균이 0, 분산이  $\sigma_T^2$ 인 uncorrelated stationary white Gaussian random process로 잘 모델링 된다<sup>11)</sup>. 한편 산탄잡음은 입사 신호의 강도에 따라 변화하며 p-i-n 다이오드를 사용할 경우에는 Gaussian random process로 잘 모델링이 되나, APD의 경우는 이러한 모델이 잘 성립하지 않는다<sup>11)</sup>. 그러나 일반적인 광수신기의 경우 열잡음에 의한 영향이 매우 크며, 따라서 "1" 비트나 "0" 비트에 모두 동일한 평균과 분산을 갖는 Gaussian으로 가정할 수 있다. 하지만 본 논문에서는 일반성을 위하여 임의의 표본 시간에 평균이 0이고 분산이 비트 "1"과 "0"에 대해 각각  $\sigma_1^2$ ,  $\sigma_0^2$ 인 Gaussian 확률밀도함수를 갖는 랜덤변수로 가정하며, 후에 해석식의 간략화 단계에서  $\sigma_1 = \sigma_0 = \sigma$ 를 이용한다. 만약  $\sigma_1^2$ ,  $\sigma_0^2$ 이 각각 이들에 해당되는 분산이라 하면, 조건부확률은 아래와 같이 표현된다.

$$P(0|1) = \frac{1}{\sigma_1\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{I_0} \exp\left[-\frac{(I-I_1)^2}{2\sigma_1^2}\right] dI$$

$$= \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{I_1-I_0}{\sigma_1\sqrt{2}}\right) \quad (3-1)$$

$$P(1|0) = \frac{1}{\sigma_0\sqrt{2\pi}} \int_{I_1}^{\infty} \exp\left[-\frac{(I-I_0)^2}{2\sigma_0^2}\right] dI$$

$$= \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{I_0-I_1}{\sigma_0\sqrt{2}}\right) \quad (3-2)$$

여기서,  $\operatorname{erfc}(\cdot)$ 는 상보오차함수 (complementary error function)로서 다음과 같이 정의된다.

$$\operatorname{erfc}(u) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_u^{\infty} \exp(-y^2) dy \approx \frac{e^{-u^2}}{u\sqrt{\pi}}, \quad u \gg 1 \quad (4)$$

$u \gg 3$ 일 때 위의 근사에 의한 오차는 6% 이내이다

<sup>13)</sup> 위로부터  $P_E$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$P_E = \frac{1}{4} \left\{ \operatorname{erfc}\left(\frac{I_1-I_0}{\sigma_1\sqrt{2}}\right) + \operatorname{erfc}\left(\frac{I_0-I_1}{\sigma_0\sqrt{2}}\right) \right\} \quad (5)$$

식 (5)는  $I_D$ 가 다음과 같을 때 최소가 된다.

$$Q \equiv \frac{I_1-I_D}{\sigma_1} = \frac{I_D-I_0}{\sigma_0} \quad (6)$$

$$I_D = \frac{\sigma_0 I_1 + \sigma_1 I_0}{\sigma_0 + \sigma_1} \quad (7)$$

이런 최적의 결정 임계값을 이용할 경우의  $P_E$ 는

$$P_E = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{Q}{\sqrt{2}}\right) \approx \frac{\exp(-Q^2/2)}{Q\sqrt{2\pi}} \quad (8)$$

이 되고,  $Q$ 는 다음과 같이 구해진다.

$$Q = \frac{I_1-I_0}{\sigma_1+\sigma_0} = \frac{I_1}{2\sigma} \quad (9)$$

위 식의 마지막 항에서는 OOK의 경우 일반적으로 사용되는 값인  $I_0 \equiv 0$ 을 가정하였다<sup>11)</sup>. 다음의 그림 3은  $Q$ 의 변화에 따른 비트오율  $P_E$ 의 변화를 보여준다. 여기서 일반적으로 강도변조/직접검파 광통신 시스템에서 요구되는  $P_E = 10^{-9}$ 에 대해  $Q \approx 6$ 이다.

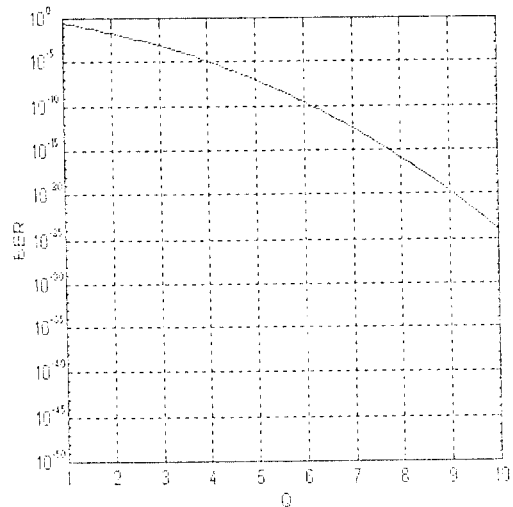


그림 3. 일반적인 강도변조/직접검파 광통신 시스템 ( $N = 1$ )에서  $Q$ 와  $P_E$ 의 관계.

Fig. 3.  $Q$  vs.  $P_E$  in conventional ( $N=1$ ) IM/DD fiber optic communication system.

1) 본 논문의 전개에서 이 가정이 해석식의 간략화를 위해 이용될 것이다.

RZ 신호 포맷을 이용할 때, 심벌간 간섭이 없는 이상적인 경우에 결정 시간  $t_D$ 가 duty cycle 내에 있다고 하면, 위의 NRZ 경우와 동일한 결과를 얻을 수 있다. 또한 펄스 세이핑 필터를 사용할 경우 앞서 언급한 대로 NRZ와 유사한 펄스 형태를 얻으므로 위의 해석과 동일한 결과를 얻을 수 있다고 할 수 있다.

### Ⅲ. 과표본화에 의한 수신기 성능 향상 - 이상적인 경우

본 논문에서 제안하는 "과표본화"란 신호의 결정에 있어 각 비트 슬롯 내에서 하나의 결정 시간  $t_D$ 만을 갖는 것이 아니라, 임의의  $N$  ( $N \geq 2$ )개 결정 시간을 등간격으로 과표본화 (over-sampling)하여, 이 결정 시간들에서의 신호를 더하여 결정을 내리는 방법이다. 이 장에서는 심벌간 간섭의 영향이 없어 펄스 세이핑 필터를 사용하지 않는 경우의 비트열을 가정한다.

다음의 그림 4는 과표본화 방법을 도식적으로 보여준다. 그림에서, 주어진 비트의 지속 시간에서 2 장과는 달리  $N$ 개의 신호를 과표본화 하여 더한 값을 결정 단계에서 사용한다. 이러한 과표본화 과정은 사용되는 신호 포맷이 NRZ인가 RZ인가에 따라 2 장에서 다룬 일반적인 수신기와는 달리 서로 상이한 특성을 보여주며, 따라서 이 장에서는 신호 포맷이 NRZ인 경우와 RZ인 경우를 나누어 생각하기로 한다.

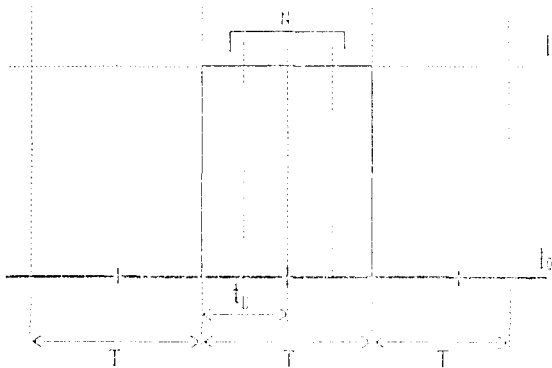


그림 4. 과표본화 과정 (명확한 의미 전달을 위해 잡음의 영향은 도시되지 않음).

Fig. 4. Proposed oversampling method (effect of noise is not shown for clarity).

### 3.1. NRZ 신호 포맷

위 그림 4와 같은 과표본화를 이용할 때, 결정을 위한 신호  $I$ 는

$$I = \sum_{k=1}^N (I_i^k + n_i^k) \tag{10}$$

이고, 수신되는 비트가 "0" 또는 "1"에 따라  $i = 0, 1$ 이 되며,  $I_i^k, n_i^k$ 는 각각  $k$  ( $k = 1, 2, \dots, N$ )번째 과표본화 시간에서의 신호값과 잡음이 된다.  $n_i^k$ 는 각각이 평균이 0이고 분산이  $\sigma_1^2$ 인 Gaussian 랜덤변수이므로  $n_i = \sum_{k=1}^N n_i^k$ 는 평균이 0이고 분산이  $N\sigma_1^2$ 인 Gaussian 랜덤변수가 된다<sup>10)</sup>. 따라서 식 (7)과 (9)와 같이  $I_D$ 와  $Q$ 를 정의하고 식 (10)과 새로운 임계 신호  $I_{DN}$ 를 이용하면,

$$P(0|1) = \frac{1}{\sigma_1 \sqrt{2\pi N}} \int_{I_{DN}}^{I_0} \exp\left[-\frac{(I - NI_1)^2}{2N\sigma_1^2}\right] dI \\ = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(-\frac{NI_1 - I_{DN}}{\sigma_1 \sqrt{2N}}\right) \tag{11-1}$$

$$P(1|0) = \frac{1}{\sigma_1 \sqrt{2\pi N}} \int_{I_{DN}}^{I_0} \exp\left[-\frac{(I - NI_0)^2}{2N\sigma_1^2}\right] dI \\ = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{I_{DN} - NI_0}{\sigma_1 \sqrt{2N}}\right) \tag{11-2}$$

이 되며, 여기서 최적의  $I_{DN}$ 를 결정하면,

$$I_{DN} = \frac{N(\sigma_1 I_1 + \sigma_1 I_0)}{\sigma_1 + \sigma_1} = NI_D \tag{12}$$

이 된다. 이 값을  $Q_N = \frac{NI_1 - I_{DN}}{\sigma_1 \sqrt{N}} = \frac{I_{DN} - NI_0}{\sigma_1 \sqrt{N}}$

에 대입하면

$$Q_N = \sqrt{N} \frac{I_1 - I_0}{\sigma_1 + \sigma_1} = \sqrt{N} Q \tag{13}$$

이 된다. 위에서  $Q$ 는 식 (9)로 주어진 값이다. 따라서 비트오류  $P_E$ 는 다음 식과 같이 구해진다.

$$P_E = P(0|1)\rho(1) + P(1|0)\rho(0) = \frac{1}{4} \left\{ \operatorname{erfc}\left(\frac{Q_N}{\sqrt{2}}\right) + \operatorname{erfc}\left(\frac{Q_N}{\sqrt{2}}\right) \right\} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{\sqrt{N}Q}{\sqrt{2}}\right) \approx \exp\left(-\frac{N(Q^2/2)}{Q^2/2N\pi}\right) \tag{14}$$

그림 5는 과표본화 신호의 개수  $N$ 의 변화에 따른  $Q$

와  $P_E$ 의 관계를 보여준다. 이 그림으로부터, 하나의 표본화된 신호만을 이용하는 경우 (기존의 방법)보다 월등한 성능의 향상이 있음을 알 수 있다. 예를 들어  $P_E = 10^{-9}$ 에 대해  $N = 3, 10$ 인 경우 각각  $Q \approx 4, 2$ 로 감소됨을 알 수 있다.

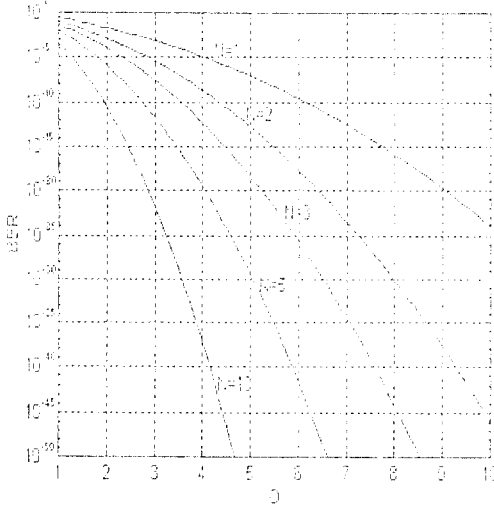


그림 5. NRZ 포맷의 경우 과표본화 신호의 개수 ( $N$ )에 따른  $Q$ 와  $P_E$ 의 관계.  
Fig. 5.  $Q$  vs.  $P_E$  with various number  $N$  of oversamples for the NRZ format.

### 3.2. RZ 신호 포맷

2장에서 언급된 것처럼 강도변조/직접검파 광통신 시스템에서, 비트 "0"을 위한 전류  $I_0$ 는 0인 경우로 흔히 가정하며, 이 절에서도 이러한 가정을 이용한다. Duty cycle이  $D(0 < D \leq 1)$ 인 RZ 포맷은 비트 "1"인 경우 한 비트 슬롯 폭  $T$ 에 대해  $DT$ 가 되는 순간에  $I_0 = 0$ 으로 되돌아가고, 비트 "0"인 경우엔 NRZ와 동일하다. 따라서 홀수 개의 표본화에 의한 경우 중간에서 표본화하게 되는데, 이 때  $I_1$ (즉 비트 "1")을 표본화한다고 가정한다. 짝수 개의 표본화에 의한 경우는 중간을 피하게 되므로 이런 가정이 필요치 않다. 이러한 차이점을 고려하여 여기선 과표본의 개수가 홀수 개인 경우와 짝수 개인 경우를 나누어 고려하기로 한다.

#### 3.2.1. 과표본 개수 ( $N$ )가 홀수일 경우

여기서 duty cycle  $D$ 에 대한 하나의 조건으로  $D(N+1)$ 이 자연수가 된다고 하자. 이러한 조건을 만족하는 경우, 비트 "1"에 대해 결정 신호는 전류  $I_{N1} = D(N+1)I_1 + (N-D(N+1))I_0$ (단,  $D(N+1)$ 은 자연수)와 이를 중심으로 변동하는 평균 0, 분산  $\sigma^2 = D(N+1)\sigma_1^2 + (N-D(N+1))\sigma_0^2$ 인 Gaussian 랜덤변수의 합으로 취급될 수 있다. 비슷하게, 비트 "0"인 경우 결정 신호는 전류  $I_{N0} = NI_0$ 와 이를 중심으로 변동하는 평균 0, 분산  $\sigma^2 = N\sigma_0^2$ 인 Gaussian 랜덤변수의 합으로 취급될 수 있다. 이로부터  $P(0|1)$ 과  $P(1|0)$ 는 각각 다음과 같이 구해진다.

$$P(0|1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sqrt{D(N+1)\sigma_1^2 + (N-D(N+1))\sigma_0^2}} \times \int_{-\infty}^{I_{N0}} \exp\left[-\frac{(I - D(N+1)I_1 - (N-D(N+1))I_0)^2}{2[D(N+1)\sigma_1^2 + (N-D(N+1))\sigma_0^2]} \right] dI$$

$$= \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{D(N+1)I_1 + [N-D(N+1)]I_0 - I_{N0}}{\sqrt{2} \sqrt{D(N+1)\sigma_1^2 + (N-D(N+1))\sigma_0^2}}\right) \quad (15-1)$$

$$P(1|0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} N\sigma_0} \int_{I_{DN}}^{\infty} \exp\left[-\frac{(I - NI_0)^2}{2N\sigma_0^2}\right] dI$$

$$= \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{I_{DN} - NI_0}{\sqrt{2} N\sigma_0}\right) \quad (15-2)$$

$\sigma_0 = \sigma_1 = \sigma$ 라 하여 위로부터 최적의 임계 전류값  $I_{DN}$ 을 결정하면 다음과 같다.

$$I_{DN} = \frac{D(N+1)I_1 + [N-D(N+1)]I_0 + NI_0}{2} \quad (16)$$

위의 임계 전류값을 이용하면,  $Q_N$ 은

$$Q_N = \frac{D(N+1)}{\sqrt{N}} \frac{I_1 - I_0}{2\sigma}$$

$$= \frac{D(N+1)}{\sqrt{N}} Q \approx \sqrt{ND}Q \quad (N \gg 1) \quad (17)$$

이 되며, 따라서 비트오율  $P_E$ 는 아래와 같이 주어진다.

$$P_E = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{Q_N}{\sqrt{2}}\right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{N+1}{\sqrt{2N}} DQ\right) \approx \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{\sqrt{N}}{\sqrt{2}} DQ\right) \quad (N \gg 1) \quad (18)$$

위 식 (18)은,  $N$ 이 홀수이고  $D(N+1)$ 이 자연수가 되

는 임의의  $D$ 의 경우에 RZ 포맷을 이용한 과표본화 방법의  $P_E$ 에 대한 해석식이다. 여기서 우리가 흔히 사용하는  $D = 0.5$ 일 경우, 식 (18)은 다음과 같이 표현된다.

$$P_E = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{N+1}{2\sqrt{2N}} Q \right) \approx \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{1}{2} \frac{\sqrt{N}}{\sqrt{2}} Q \right) \quad (19)$$

$(N \gg 1)$

다음 그림 6은  $D = 0.25, 0.5, 0.75, 1.0$ 인 경우에  $N$ 의 변화에 따른  $Q$ 와  $P_E$ 의 관계를 보여준다.

위 식 (19)로부터 우리가 흔히 사용하는  $D = 0.5$ 인 경우, 3 이상의 홀수  $N$ (즉  $D(N+1) = \frac{N+1}{2}$ 이 자연수)에 대해서 일반적인 (한 개의 표본 신호를 갖는) 수신기의 성능보다 나아짐을 알 수 있다. 또한 이 결과를 식 (14)로 주어진 NRZ 경우와 비교하면, 주어진 RZ에 대해서는  $N$ 이 커짐에 따라  $Q_N$ 의 값이 NRZ 경우보다 반으로 줄어들음을 알 수 있다. 따라서  $D = 0.5$ 의 경우, NRZ 보다 RZ 포맷이 6 dB 가량의 전력 손실이 있다고 할 수 있다.  $D = 1$ 인 경우,  $N$ 이 커짐에 따라 NRZ의 경우인 식 (14)와 일치한다.

3.2.2. 과표본 개수 ( $N$ )가 짝수일 경우

$N$ 이 짝수일 때,  $DN$ 이 자연수가 되도록 하는  $D$ 에 대해서  $N$ 이 홀수인 경우와 유사하게 해석을 할 수 있다. 이 때, 비트 "1"인 경우 결정 신호는 전류  $I_{N1} =$

$DN I_1 + (N-DN)I_0$ 와 이를 중심으로 변동하는 평균이 0, 분산이  $\sigma^2 = DN\sigma_1^2 + (N-DN)\sigma_0^2$ 인 Gaussian 랜덤 변수의 합으로, 비트 "0"인 경우 결정 신호는 전류  $I_{N0} = NI_0$ 와 이를 중심으로 변동하는 평균이 0, 분산이  $\sigma^2 = N\sigma_0^2$ 인 Gaussian 랜덤 변수의 합으로 취급될 수 있다. 따라서, 조건부 확률은 아래의 두 식과 같이 표현된다.

$$P(0|1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sqrt{DN\sigma_1^2 + (N-DN)\sigma_0^2}} \int_{-\infty}^{I_{N0}} \exp \left[ -\frac{(I - DN I_1 - (N-DN)I_0)^2}{2[DN\sigma_1^2 + (N-DN)\sigma_0^2]} \right] dI$$

$$\approx \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{DN I_1 + (N-DN)I_0 - I_{N0}}{\sqrt{2} \sqrt{DN\sigma_1^2 + (N-DN)\sigma_0^2}} \right) \quad (20-1)$$

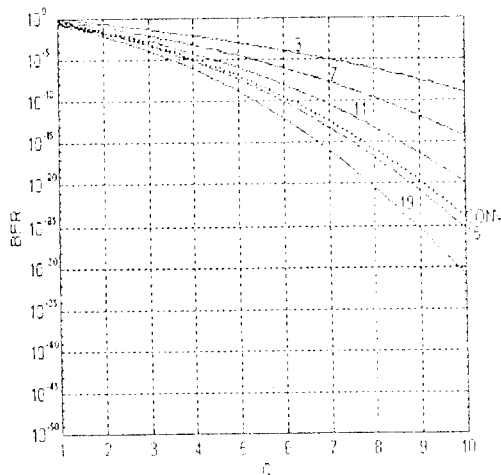
$$P(1|0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} N\sigma_0} \int_{I_{N1}}^{\infty} \exp \left[ -\frac{(I - NI_0)^2}{2N\sigma_0^2} \right] dI$$

$$\approx \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{I_{N1} - NI_0}{\sqrt{2} \sqrt{N\sigma_0^2}} \right) \quad (20-2)$$

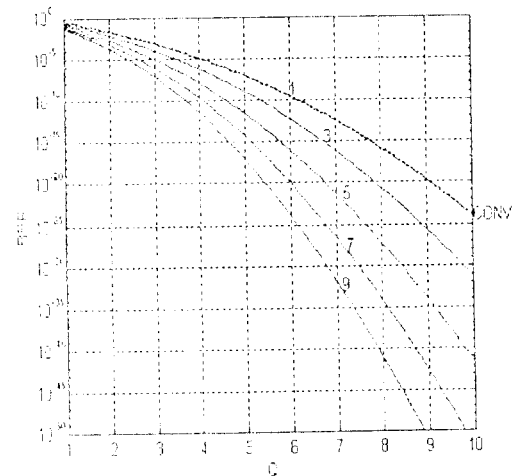
이로부터  $\sigma_1 = \sigma_0 = \sigma$ 을 이용하면,

$$I_{DN} = \frac{DN I_1 + N(1-D)I_0 + NI_0}{2} \quad (21)$$

$$Q_N = D\sqrt{N} \frac{I_1 - I_0}{2\sigma_0} = D\sqrt{N} Q \quad (22)$$



(a)



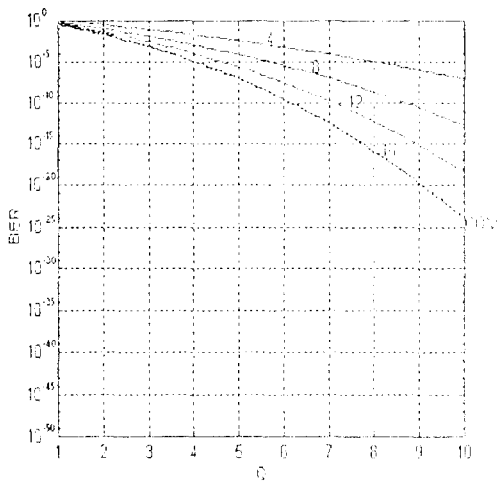
(b)



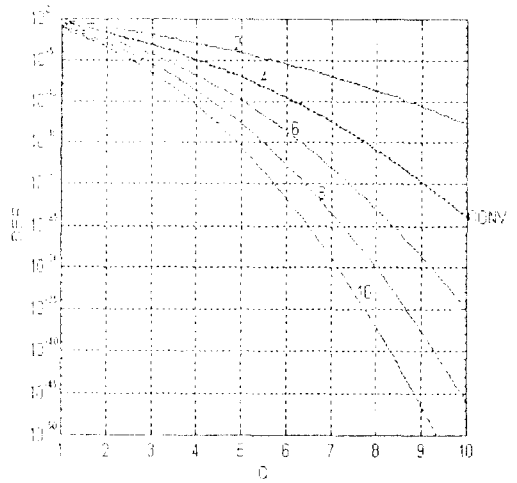


RZ 포맷의 경우, duty cycle  $D$ 에 비례해서 비트오  
 율이 향상되며, 이는 제안된 과표본화 방법이 등간격으  
 로 표본화된 신호들을 이용하므로,  $D$ 에 비례해서 비트  
 "1"인 전류를 표본화하는 개수가 증가하기 때문이다. 예

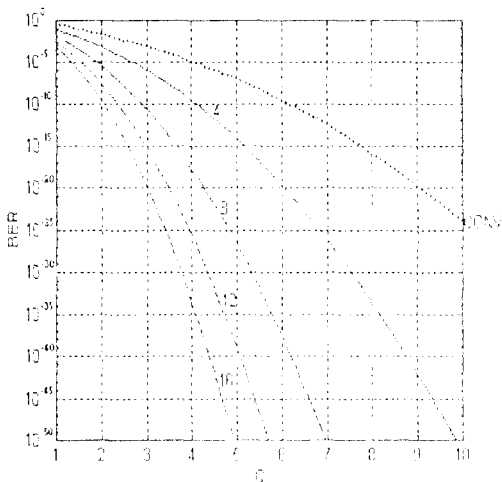
를 들어  $D = 0.25$ 인 경우 그림 6(a)와 7(a)로 부터  
 우리는 과표본화에 의한 성능 향상이 거의 없음을 알수  
 있으며, 이는 비트 "1"에 대한 전류  $I_1$ 을  $N$ 개 표본화하  
 여도 실제로는 약  $\frac{N}{4}$ 개의 표본들만이 결정에 사용되기



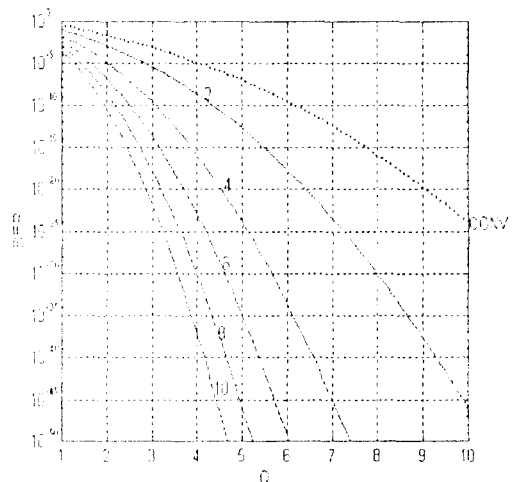
(a)



(b)



(c)



(d)

그림 7.  $N$ 이 짝수일 때 RZ 포맷의 과표본화 신호 개수 ( $N$ )에 따른  $Q$ 와  $P_E$ 의 관계 (단,  $DN$ 은 자연수, "conv"는 기존의 방법, 그리고 그래프 위의 숫자는 과표본의 개수  $N$ 을 나타냄)

(a)  $D = 0.25$  (b)  $D = 0.5$  (c)  $D = 0.75$  (d)  $D = 1.0$ .

Fig. 7.  $Q$  vs.  $P_E$  with various number  $N$  (even) of oversamples for the RZ format (Here,  $DN$  is a natural number, "conv" is conventional method, and the numbers on the graphs are the numbers of oversamples)

(a)  $D = 0.25$  (b)  $D = 0.5$  (c)  $D = 0.75$  (d)  $D = 1.0$ .

표 1. 심벌간 간섭이 없어 펄스 셰이핑 필터를 사용하지 않는 이상적인 시스템에서 고려된 여러 경우에 대한 비트오율의 해석식.

방 법	비트오율 (BER)	기존 방법 (N = 1)에 대한 전력 이득 (dB)
기존 방법 (N = 1, NRZ & RZ)	$P_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{Q}{\sqrt{2}}\right)$	-
제안된 과표본화 방법 (N ≥ 2, NRZ)	$P_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{\sqrt{N}Q}{\sqrt{2}}\right)$	10 log <sub>10</sub> (N)
제안된 과표본화 방법 (N ≥ 3 홀수, D(N+1) 자연수, RZ)	$P_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{\sqrt{N+1}}{\sqrt{2N}} DQ\right)$	10 log <sub>10</sub> $\left(\frac{(N+1)^2 D^2}{N}\right)$
제안된 과표본화 방법 (N ≥ 2 짝수, DN 자연수, RZ)	$P_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{\sqrt{N}}{\sqrt{2}} DQ\right)$	10 log <sub>10</sub> (ND <sup>2</sup> )

때문이다. 결국 한 비트 구간 내에서 전류 I<sub>1</sub>을 표본화 하는 개수에 비례해서 비트오율이 향상된다고 할 수 있다. 이것은 또한 만약 RZ 포맷이 NRZ 포맷과 동일한 비트오율을 가지려면 모든 과표본화가 DT 구간 내에서 이루어져야 함을 내포하며, RZ 포맷이 더 큰 표본화 주파수를 필요로 한다고 할 수 있다. 결론적으로 강도변조/직접검파 광통신 시스템의 성능 향상을 위해 본 논문에서 제안한 과표본화에 의한 방법을 이용할 경우, NRZ 포맷이 RZ 포맷보다 비트오율의 측면에서 더 우수함을 알 수 있다. 다음의 표 1은 이 장에서 여러 경우에 대해 유도한 비트오율의 해석식을 정리하여 보여 준다.

$$H(f) = \begin{cases} T, & |f| \leq \frac{1}{2T} - \beta \\ \frac{T}{2} \left[ 1 + \cos \left| \frac{\pi(|f| - \frac{1}{2T} + \beta)}{2\beta} \right| \right], & \frac{1}{2T} - \beta < |f| \leq \frac{1}{2T} + \beta \\ 0, & |f| > \frac{1}{2T} + \beta \end{cases} \quad (25)$$

#### IV. 과표본화에 의한 수신기 성능 향상 - 펄스 셰이핑 필터를 사용하는 경우

##### 4.1. Raised cosine spectrum 펄스 셰이핑 필터

펄스 셰이핑 필터는 비트들의 각 결정 시간에 해당 비트의 신호 강도가 최대가 되고, 이웃하는 비트의 신호가 이 결정 시간에 0이 되도록 하여, 심벌간 간섭을 없애 준다<sup>(1,2,3)</sup>. 이러한 펄스 셰이핑 필터로 널리 사용되는 것이 raised cosine spectrum 을 갖는 필터 군 (family)으로서, 실제 구현에 있어서 Butterworth 필터로 잘 근사 된다<sup>(2)</sup>. 식 (25)는 raised cosine spectrum 필터의 전달 함수 H(f)를, 그리고 식 (26)은 이 필터의 임펄스 응답 h(t)를 나타낸다.

$$h(t) = \frac{\cos(2\pi\beta t)}{1 - (4\beta t)^2} \frac{\sin(\pi t/T)}{\pi t/T} \quad (26)$$

여기서,  $0 \leq \beta \leq \frac{1}{2T}$  는 매개변수로서 필터의 형태를 결정한다. 이상적인 경우의 구형 (rectangular) 비트열을 이러한 특성을 갖는 필터를 통과시켜 얻는 비트열은 각 비트가 역시 raised cosine spectrum 필터의 임펄스 응답과 유사해진다. 따라서, 비트 슬롯 폭이 T 이고 크기가 I<sub>1</sub>인 비트 "1"에 해당되는 이상적인 구형 펄스가 필터를 통과한 후의 펄스는 식 (26)과 같은 형태가 된다고 가정하며 (단, 이 펄스의 크기는 식 (26)의 I<sub>1</sub>배이다), 비트 "0"에 대해서는 I<sub>0</sub>=0이라는 조건으로부터 필터 통과 후 역시 0이다. 흔히 사용되는  $\beta = \frac{1}{2T}$ 에 대해 식 (26)은 다음 식 (27)의 h<sub>a</sub>(t)로 잘 근사되며<sup>(7)</sup>, 그림 8은 이 경우 식 (26)과 이의 근사식 (27)을

도시한다.

$$h_a(t) = \frac{1}{2} (1 + \cos(\pi t/T)), \quad -T \leq t \leq T \quad (27)$$

위 그림에서  $t = 0$ 은 현재 펄스의 표본화(결정) 시간  $t_D$ 에 해당하며,  $t = \pm T$ 는 이웃하는 펄스의 표본화 시간에 해당한다.  $|t| > T$ 에서의 필터의 크기는 무시할 만하며, 본 논문에서는 위 그림 8과 같이 필터에 의해 현재 비트가 바로 이전 비트와 다음 비트에만 영향을 받는다고 가정하기로 한다.

4.2. Raised cosine spectrum 펄스에 대한 과표본화의 성능 분석

Raised cosine spectrum 펄스에 대한 과표본화 과정은 3장에서 살펴 본 과정과 동일하다. 하지만 이상적인 경우와는 달리 기존 방법의 표본화 시간  $t_D$ 를 포함하는 것이 필요하다. 따라서 과표본 개수  $N$ 이 홀수인 경우만을 다루기로 한다. 다음의 그림 9는 "111"이라는 비트열이 수신되었을 때  $N = 3$ 인 경우의 과표본화 과정을 보여준다.

우리가 구하고자 하는 비트오율  $P_E$ 는 다음과 같이 표현된다.

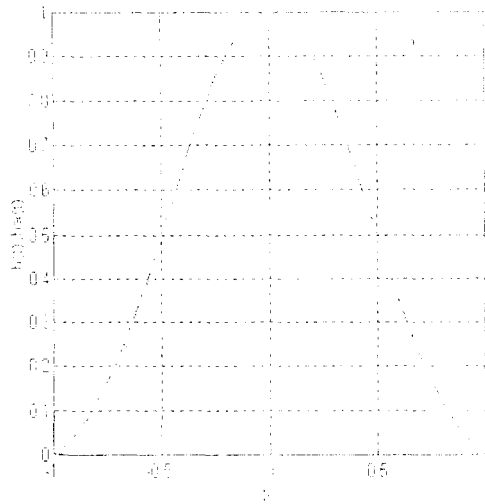


그림 8. Raised cosine spectrum 필터의 임펄스 응답 (점선)과 이의 근사식 (실선) ( $\beta = \frac{1}{2T}$ ,  $-T \leq t \leq T$ ).  
 Fig. 8. Impulse response of the raised cosine spectrum filter (dashed line) and its approximation (solid line) ( $\beta = \frac{1}{2T}$ ,  $-T \leq t \leq T$ ).

$$P_E = P(1|000)p(000) + P(1|001)p(001) + P(1|100)p(100) + P(1|101)p(101) + P(0|111)p(111) + P(0|110)p(110) + P(0|011)p(011) + P(0|010)p(010) \quad (28)$$

위 식에서  $p(ijk)$  ( $i, j, k \in \{0, 1\}$ )는 이전 비트가  $i$ , 현재 비트가  $j$ , 다음 비트가  $k$ 일 확률로서, 각 비트의 발생이 독립적이라면  $\frac{1}{8}$ 이 된다. 또한  $P(j|i, k)$ 는 이전 비트가  $i$ , 현재 비트가  $j$ , 다음 비트가  $k$ 로 수신되었을 때 현재 비트를 잘못 판단할 조건부확률이다.

위 그림 9에서와 같이 현재 비트에서  $N$ 개 (홀수)의 표본화가 일어난다고 하면 현재 비트는 이전 비트와 다음 비트의 영향을 받으며 표본화 값은 "a" 부분과 "b" 부분의 조합이다. 여기서 "a" 부분의 표본화 값은 다음 비트 (혹은 대칭성에 의해 이전 비트)가 "1"이면

$$\sum_{k=0}^{N-1} \frac{1}{2} (1 + \cos(-\frac{\pi}{T} (\frac{k}{N+1} T - T))) =$$

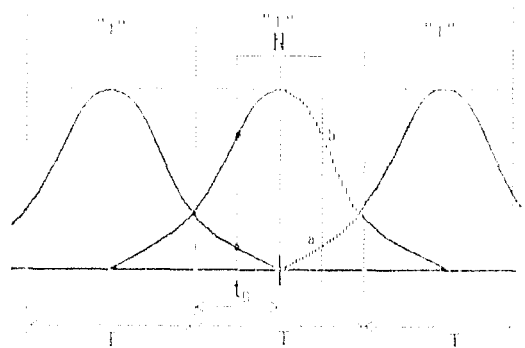


그림 9. 펄스 셰이핑 필터를 통과한 비트열 "111"에 대한  $N = 3$ 인 경우의 과표본화 과정 (명확한 의미 전달을 위해 잡음의 영향은 도시되지 않음).  
 Fig. 9. Oversampling method ( $N=3$ ) for the pulse shaping filtered bit train "111" (effect of noise is not shown for clarity).

$$\sum_{k=1}^{(N-1)/2} \frac{I_1}{2} \left(1 - \cos \frac{k\pi}{N+1}\right) \quad (29-1)$$

이며, "0"이면 0이다. 유사하게 "b" 부분의 표본화 값은 현재 비트가 "1"이면

$$\sum_{k=1}^{(N-1)/2} \frac{I_1}{2} \left(1 + \cos \frac{k\pi}{N+1}\right) \quad (29-2)$$

이고, "0"이면 0이다. 따라서 각 비트 조합 (ijk) 에서 현재 비트 j를 비트 슬롯 폭 T에서 N개 표본화한 후 더한 신호는 다음과 같이 구해진다.

비트 "000":

$$I_{000} = 0 \quad (30-1)$$

비트 "001":

$$I_{001} = \sum_{k=1}^{(N-1)/2} \frac{I_1}{2} \left(1 - \cos \frac{k\pi}{N+1}\right) \quad (30-2)$$

비트 "010":

$$I_{010} = I_1 + 2 \sum_{k=1}^{(N-1)/2} \frac{I_1}{2} \left(1 + \cos \frac{k\pi}{N+1}\right) \quad (30-3)$$

비트 "011":

$$I_{011} = I_1 + 2 \sum_{k=1}^{(N-1)/2} \frac{I_1}{2} \left(1 + \cos \frac{k\pi}{N+1}\right) + \sum_{k=1}^{(N-1)/2} \frac{I_1}{2} \left(1 - \cos \frac{k\pi}{N+1}\right) \quad (30-4)$$

비트 "100":

$$I_{100} = \sum_{k=1}^{(N-1)/2} \frac{I_1}{2} \left(1 - \cos \frac{k\pi}{N+1}\right) \quad (30-5)$$

비트 "101":

$$I_{101} = 2 \sum_{k=1}^{(N-1)/2} \frac{I_1}{2} \left(1 - \cos \frac{k\pi}{N+1}\right) \quad (30-6)$$

비트 "110":

$$I_{110} = I_1 + 2 \sum_{k=1}^{(N-1)/2} \frac{I_1}{2} \left(1 + \cos \frac{k\pi}{N+1}\right) + \sum_{k=1}^{(N-1)/2} \frac{I_1}{2} \left(1 - \cos \frac{k\pi}{N+1}\right) \quad (30-7)$$

비트 "111":

$$I_{111} = I_1 + 2 \sum_{k=1}^{(N-1)/2} \frac{I_1}{2} \left(1 + \cos \frac{k\pi}{N+1}\right) + 2 \sum_{k=1}^{(N-1)/2} \frac{I_1}{2} \left(1 - \cos \frac{k\pi}{N+1}\right) \quad (30-8)$$

여기서 각각의 비트 조합의 경우에 대해 결정 신호는 평균  $I_{ijk}$ 를 중심으로 분산이  $N\sigma^2$ 인 Gaussian 분포를 갖는다고 할 수 있다. 그러면

$$P(1|000) = \frac{1}{\sqrt{2\pi N\sigma}} \int_{I_{000}}^{\infty} \exp\left[-\frac{(I-I_{000})^2}{2N\sigma^2}\right] dI = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{I_{DN}-I_{000}}{\sqrt{2N\sigma}}\right) \quad (31-1)$$

$$P(0|111) = \frac{1}{\sqrt{2\pi N\sigma}} \int_{-\infty}^{I_{111}} \exp\left[-\frac{(I-I_{111})^2}{2N\sigma^2}\right] dI = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{I_{111}-I_{DN}}{\sqrt{2N\sigma}}\right) \quad (31-2)$$

같은 방법으로 나머지 비트 조합에 대해 조건부확률을 구해 보면 다음과 같다

$$P(1|001) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{I_{DN}-I_{001}}{\sqrt{2N\sigma}}\right) \quad (31-3)$$

$$P(0|110) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{I_{110}-I_{DN}}{\sqrt{2N\sigma}}\right) \quad (31-4)$$

$$P(1|101) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{I_{DN}-I_{101}}{\sqrt{2N\sigma}}\right) \quad (31-5)$$

$$P(0|010) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{I_{010}-I_{DN}}{\sqrt{2N\sigma}}\right) \quad (31-6)$$

$$P(1|100) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{I_{DN}-I_{100}}{\sqrt{2N\sigma}}\right) \quad (31-7)$$

$$P(0|011) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{I_{011}-I_{DN}}{\sqrt{2N\sigma}}\right) \quad (31-8)$$

한편, 각 비트의 발생이 독립이라면  $P(ijk) = \frac{1}{8}$ 이며, 이러한 조건에서 식 (28)의 비트오율  $P_E$ 를 다시 쓰면 아래와 같다.

$$P_E = \frac{1}{8} (P(1|000) + P(0|111)) + \frac{1}{8} (P(1|001) + P(0|110)) + \frac{1}{8} (P(0|101) + P(1|010)) + \frac{1}{8} (P(0|100) + P(1|011)) \quad (32)$$

위 식 우변의 4개 항을 최소로 해주는 각각의  $I_{DN}$ 은

$I_{DN} = \frac{I_{N1} + I_{N0}}{2}$  으로 나타낼 수 있으며, 네 가지 경우 각각에 대해 순서대로  $I_{N1} = I_{111}, I_{110}, I_{010}, I_{011}$  그리고  $I_{N0} = I_{000}, I_{001}, I_{101}, I_{100}$ 이 된다. 이들 모든 경우에 있어서

$$I_{DN} = \frac{I_1}{2} + \sum_{k=1}^{(N-1)/2} \frac{I_k}{2} (1 + \cos \frac{k\pi}{N+1}) + \sum_{k=1}^{(N-1)/2} \frac{I_k}{2} (1 - \cos \frac{k\pi}{N+1}) \tag{33}$$

이 되며, 이를 이용하여 네 가지 경우 각각에 대하여 최적의  $Q_N$ 을 구하면 다음과 같다.

$$Q_{N1} = \frac{I_{N1} - I_{DN}}{\sigma\sqrt{N}} = \frac{I_{N1} - I_{011}}{\sigma\sqrt{N}} = \frac{\sqrt{N}I_1}{2\sigma} = \sqrt{N}Q \tag{34-1}$$

$$Q_{N2} = \frac{I_{N0} - I_{DN}}{\sigma\sqrt{N}} = \frac{I_{DN} - I_{N0}}{\sigma\sqrt{N}} = \frac{I_1 + \sum_{k=1}^{(N-1)/2} I_k (1 + \cos \frac{k\pi}{N+1})}{2\sqrt{N}\sigma} = Q \left\{ \frac{1}{\sqrt{N}} + \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=1}^{(N-1)/2} (1 + \cos \frac{k\pi}{N+1}) \right\} \tag{34-2}$$

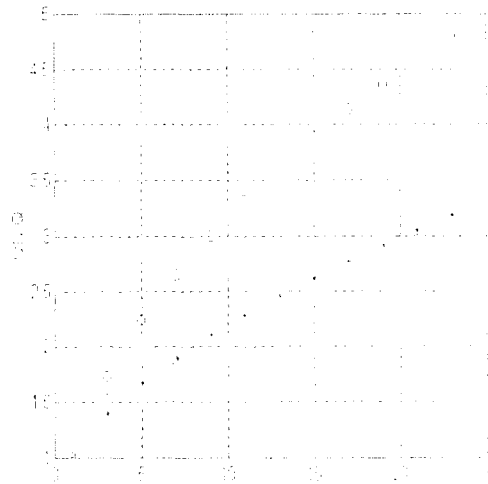


그림 10.  $N \geq 1$  (홀수)의 변화에 따른  $\frac{Q_N}{Q}$ 의 변화 (○:  $Q_{N1}$ , +:  $Q_{N2}$ , □:  $Q_{N3}$ , \* :  $Q_{N4}$ ).  
Fig. 10.  $N \geq 1$  (odd) vs.  $\frac{Q_N}{Q}$  (○:  $Q_{N1}$ , +:  $Q_{N2}$ , □:  $Q_{N3}$ , \* :  $Q_{N4}$ ).

$$Q_{N3} = \frac{I_{N1} - I_{DN}}{\sigma\sqrt{N}} = \frac{I_{DN} - I_{N1}}{\sigma\sqrt{N}} = \frac{\left[ I_1 + \sum_{k=1}^{(N-1)/2} I_k (1 + \cos \frac{k\pi}{N+1}) - \sum_{k=1}^{(N-1)/2} I_k (1 - \cos \frac{k\pi}{N+1}) \right]}{2\sqrt{N}\sigma} = Q \left\{ \frac{1}{\sqrt{N}} + \frac{2}{\sqrt{N}} \sum_{k=1}^{(N-1)/2} \cos \frac{k\pi}{N+1} \right\} \tag{34-3}$$

$$Q_{N4} = \frac{I_{N0} - I_{DN}}{\sigma\sqrt{N}} = \frac{I_{DN} - I_{N0}}{\sigma\sqrt{N}} = \frac{I_1 + \sum_{k=1}^{(N-1)/2} I_k (1 + \cos \frac{k\pi}{N+1})}{2\sqrt{N}\sigma} = Q \left\{ \frac{1}{\sqrt{N}} + \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=1}^{(N-1)/2} (1 + \cos \frac{k\pi}{N+1}) \right\} = Q_{N2} \tag{34-4}$$

위 식에서  $Q = \frac{I_1}{2\sigma}$ 는 기존 방법에서의 값인 식 (9)이다. 위의  $Q_N$ 은 모두  $N$ 이 증가함에 따라 역시 증가하며, 다음의 그림 10은  $N$ 의 변화에 따른  $\frac{Q_N}{Q}$ 의 변화를 도시한다. 제안된 과표본화 방법에 의한 비트오율이 기

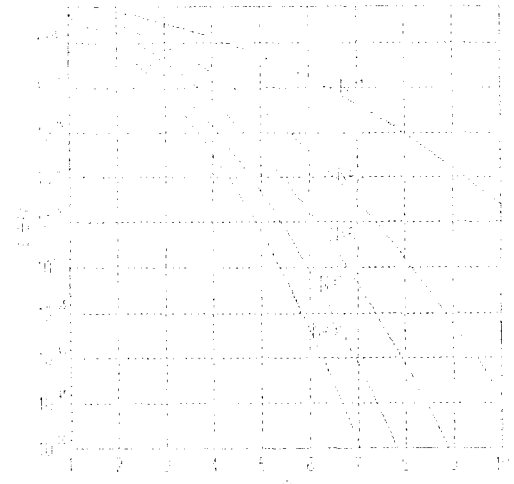


그림 11. Raised cosine spectrum 펄스에 대해 과표본화 신호 개수 ( $N$ )에 따른  $Q$ 와  $P_E$ 의 관계.  
Fig. 11.  $Q$  vs.  $P_E$  with various number  $N$  of oversamples for the raise cosine spectrum pulse.

존의 방법 보다 나으려면  $\frac{Q_N}{Q}$ 의 값이  $N \geq 3$  (홀수)에 대해 1 보다 커야 하며, 이 그림에서 우리는 이러한 성질이 만족됨을 알 수 있다.

식 (34)의 결과인 각  $Q_N$ 을 식 (32)에 대입하면 raised cosine spectrum 펄스에 대한 과표본화 방법의 비트오율  $P_E$ 를 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$P_E = \frac{1}{8} \left\{ \operatorname{erfc} \left( \frac{Q_N}{\sqrt{2}} \right) + 2 \operatorname{erfc} \left( \frac{Q_N}{\sqrt{2}} \right) + \operatorname{erfc} \left( \frac{Q_N}{\sqrt{2}} \right) \right\} \quad (35)$$

위의 비트오율을 지배하는 것은 우변의 세 번째 항이며, 이 항은 우리가 예상한 대로 비트 조합 "101"과 "010"에 대한 오차확률이다. 즉 이들 비트 조합에 대해서 현재 비트의 과표본화 시 가장 많은 오차가 유발되며, 이들에 의한 영향이 비트오율에 가장 크게 반영되는 것을 의미한다. 다음의 그림 11은  $Q$ 의 변화에 따른 과표본화 방법의 비트오율의 변화를 여러  $N$  (홀수)에 대해 보여준다. 이 결과는 심벌간 간섭의 영향이 없어 펄스 세이핑 필터를 사용하지 않은 이상적인 경우의 NRZ 포맷에 대한 결과 보다는 못하지만, 기존의 방법 보다는  $N$ 이 증가함에 따라 매우 우수한 성능을 보임을 알 수 있다 (예를 들어,  $Q = 6$ 에 대해 기존의 방법에 의한  $P_E \approx 10^{-9}$ ,  $N = 5$ 를 이용할 때 이상적인 경우  $P_E \approx 10^{-42}$ , 펄스 세이핑 필터를 사용할 경우  $P_E \approx 10^{-24}$ 이다).

## V. 결 론

본 논문에서는 열잡음에 의해 성능이 제한되는 강도변조/직접검파 디지털 광통신 시스템의 비트오율을 개선하는 과표본화 방법을 제안하고, 이에 의한 비트오율의 변화를, 심벌간 간섭의 영향을 무시하여 펄스 세이핑 필터를 사용하지 않은 이상적인 경우와 펄스 세이핑 필터를 사용하여 raised cosine spectrum 펄스가 결정회로에 입사되는 좀 더 실제적인 경우 모두에 대해 해석적으로 유도하였다.

이상적인 경우에 있어, NRZ 신호 포맷을 이용할 때 두 개 이상의 과표본 신호를 이용함으로써 매우 현격한 성능 향상이 가능함을 알 수 있었고, 우리가 흔히 사용하는  $D = 0.5$ 인 RZ 신호 포맷의 경우는 사용되는 과표본의 개수가 3이상( $N$ 이 홀수)이거나 4보다 큰 경우( $N$ 이 짝수), 기존의 한 개 신호의 과표본화에 의한 경우 보

다 나음을 알 수 있었다. 펄스 세이핑 필터를 사용하는 좀 더 실제적인 시스템에서도 제안된 과표본화 방법은 기존의 방법 보다 매우 우수한 비트오율 성능을 가짐을 역시 해석적으로 보였다. 이러한 성능 향상은 이웃 비트들의 간섭을 건설적인(constructive) 방법으로 결합함으로써 가능하다고 할 수 있다.

기존의 방법에서 펄스 세이핑 필터를 사용하는 이유는 심벌간 간섭의 영향을 최소화 하기 위해서이다. 여기서 심벌간 간섭을 최소화 해준다는 의미는 이전 비트나 다음 비트의 간섭 신호가 현재 비트의 결정 시간  $t_D$ 에 영향을 미치지 않도록 해준다는 것을 의미한다. 따라서 여러 가지 구현상의 문제로 이러한 간섭의 영향이 현재 비트의 결정 시간에 어느 정도의 영향으로 나타날 때 전체 시스템의 성능은 저하된다. 좀 더 엄밀한 해석이 필요하지만, 과표본화 방법은 이러한 경우에도 크게 성능의 저하가 없으리라 생각된다. 이는 과표본화 신호들의 합을 취하는 과정에서 이러한 영향이 상호 상쇄될 수 있기 때문이다. 이러한 경우에 대해 제안 방법의 성능을 분석하는 것은 향후 연구 과제의 하나로 의미 있는 일이라 할 수 있다. 또한, 펄스 세이핑 필터 사용 시 과표본 시간들이 등간격이 아니고 수신 회로의 타이밍 지터(timing jitter)<sup>[7]</sup>의 영향으로 랜덤하게 변동하는 경우에 대해서도 제안된 방법의 성능을 분석하는 연구가 필요하다고 생각된다.

일반적인 디지털 통신 시스템에 있어서 최적의 신호 결정 방법은 DMF(digital matched filter)를 사용하는 경우이며, 이외에 유사한 suboptimal 방법으로서 SAS(sample-and-sum) 방법 등이 이론적으로 제안되었다<sup>[8]</sup>. 이 방법은 본 논문의 과표본화 방법과 개념과 원리적인 측면에서 유사하다. 이러한 예는 직접 시퀀스 CDMA(direct sequence code division multiple access) 방식에서 하나의 데이터 비트의 결정에서 해당 비트 내의 여러 칩(chip)들의 복조 결과를 합한 신호를 이용하는 것에서도 찾아볼 수 있다<sup>[9]</sup>. 하지만 본 논문에서는 광통신 시스템에서의 이상적인 경우 뿐 아니라 실제적인 경우, 즉 인접 비트들이 현재 비트에 간섭을 주는 경우에 있어서도 과표본화의 개념을 제안하고, 기존의 단일 표본에 의한 방법보다 월등히 우수한 비트오율 성능을 얻을 수 있음을 엄밀한 해석식으로 유도한 것에 의의가 있다고 하겠다.

참고문헌

1. G. P. Agrawal, *Fiber Optic Communication Systems*, John Wiley & Sons, 1992.
2. H. B. Killen, *Fiber Optic Communications*, Prentice-Hall, 1991.
3. R. E. Ziemer and W. H. Tranter, *Principles of Communications - Systems, Modulation, and Noise*, Third Ed., Houghton Mifflin Company, 1990.
4. S. Haykin, *Communication Systems*, Third Ed., John Wiley & Sons, 1994.
5. F. N. H. Robinson, *Noise and Fluctuations in Electronic Devices and Circuits*, Oxford University Press, 1974.
6. A. Papoulis, *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes*, Second Ed., McGraw-Hill, 1984.
7. G. P. Agrawal and T. M. Shen, "Power penalty due to decision-time jitter in optical communication systems," *Electron. Lett.*, Vol. 22, pp.450-451, 1986.
8. N. C. Beaulieu and C. Leung, "On the performance of three suboptimum detection schemes for binary signaling," *IEEE Trans. on Commun.*, Vol. 33, No. 3, pp.241-245, 1985.
9. A. J. Viterbi, *CDMA - Principles of Spread Spectrum Communication*, Addison-Wesley, 1995.



殷秀楨(Soo-Jeong Eun) 정회원

1970년 2월 7일생  
 1995년 2월 : 숭실대학교 전자공학과(학사)  
 1995년 3월~현재 : 숭실대학교 대학원 전자공학과 석사과정 재학중

※주관심 분야 : 광통신 시스템 (수신단에서의 신호 검출과 성능 해석)

金富均(Boo-Gyoun Kim)

정회원

한국통신학회 논문지 제20권 제2호 참조



辛堯安(Yoan Shin) 정회원

1965년 1월 19일생  
 1987년 2월 : 서울대학교 전자공학과(학사)  
 1989년 2월 : 서울대학교 대학원 전자공학과(석사)

1992년 12월 : University of Texas at Austin 전기 및 컴퓨터공학과(박사)

1992년 12월~1994년 7월 : MCC(Microelectronics & Computer Technology Corp.) 콘소시엄 연구원

1994년 9월~현재 : 숭실대학교 전자공학과 전임강사

※주관심 분야 : 디지털 통신 시스템, ATM 트래픽 제어, 통신용 등화기 설계, 신경망 이론 및 응용