

상관되는 샘플 (sample) 의 수를 N 이라 하고 Huffman 의 지연소 (delay factor) D 를 이용하여 모델의 시스템 다항식을 다음과 같이 표시할 수 있다.

$$F(D) = \sum_{n=0}^{N-1} f_n D^n \quad (1)$$

이로부터 Transversal 어파기의 전달함수를 구하면 다음과 같다.

$$F(w) = F(D) \Big|_{D=e^{-jwT}} = \sum_{n=0}^{N-1} f_n e^{-jwnT} \quad (2)$$

여기서 T 는 입력신호의 펄스간격이며, w 는 각주파수이다. $F(w+2\pi/T) = F(w)$ 로 부터 $F(w)$ 는 $2\pi/T$ 를 주기로 하는 주기함수이다.

변환어파기 함수 $H(w)$ 가 최소대역폭을 갖기 위해서는 $G(w)$ 는 다음과 같이 선정되어야 한다.

$$G(w) = \begin{cases} T, & |w| \leq \pi/T \\ 0, & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (3)$$

식(2)(3)으로 부터 우리의 전달함수는 다음과 같이 표시된다.

$$H(w) = \begin{cases} T \sum_{n=0}^{N-1} f_n e^{-jwnT}, & |w| \leq \pi/T \\ 0, & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (4)$$

또 시간영역 임펄스 응답 $h(t)$ 는 다음으로 나타낸다.

$$h(t) = f(t) * g(t) = \sum_{n=0}^{N-1} f_n \frac{\sin \pi(t-nT)/T}{\pi(t-nT)/T} \quad (5)$$

여기서 T 는 펄스간격을 표시하므로 식(5)의 어파기는 입력신호의 펄스 사이에 상관관계를 인가함을 알 수 있으며, 식(4)로 부터 $2B_d/Hz$ 외 속도효율 (speed efficiency) 을 가짐을 알 수 있다.

(2) 스펙트럼의 영점

PRS 시스템은 최소대역폭을 가져야 하므로 반드시 $w=\pi/T$ 에 영점 (null) 을 포함해야 한다. 또한 $w=0$ 에 영점을 가지면 변압기인득회로나 SSB 모델 등 여러 가지 전송시스템에 유리한 성질을 가진다.

영점에 대한 시스템 다항식 $F(D)$ 의 조건에 대하여 다음과 같은 사실을 증명할 수 있다. 즉,

$F(D)$ 가 $(1+D)$ factor 를 갖는다 \longleftrightarrow

$H(w)$ 가 $w=\pi/T$ 에 영점을 갖는다

$F(D)$ 가 $(1-D)$ factor 를 갖는다 \longleftrightarrow

$H(w)$ 가 $w=0$ 에 영점을 갖는다

(3) 출력레벨의 수

상관되는 샘플의 수를 M 이라 하고 m -ary 입력에

대한 PRS 출력레벨의 수를 L 이라 하면 다음의 부등식이 성립한다. [6]

$$M(m-1)+1 \leq L \leq m^M \quad (6)$$

$F(D)$ 가 오로지 $(1+D)$ factor 만을 포함하는 경우 최소의 레벨 수를 나타낸다.

(4) 설계할 시스템의 선정

$w=0, w=\pi/T$ 에서 영점을 갖고 최소 대역폭 조건을 만족하며, 출력레벨의 수를 최소로 하는 class PRS [9]를 선정한다. 식(1)(4)(5)를 이용하여 다음과 같이 시스템의 특성을 정리하였다.

$$F(D) = (1+D)(1-D) = 1-D^2 \quad (7)$$

$$|H(w)| = 2T \sin wT \quad (8)$$

$$h(t) = \frac{\sin \pi t/T}{\pi t/T} - \frac{\sin \pi(t-2T)/T}{\pi(t-2T)/T} \quad (9)$$

에러연승 (error propagation) 을 방지하기 위한 프리코딩 (precoding [2]) 을 포함시켜 전체 시스템의 개념도를 다음에 나타내었다. (3-level PRS system)

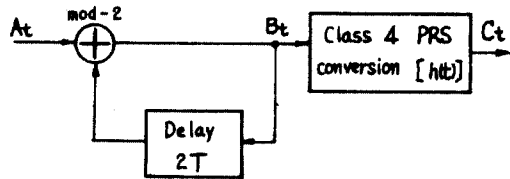


그림 2 제4종 PRS 의 프리코딩

Precoding in class PRS

식(9)를 사용하여 시스템의 입출력관계를 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\left. \begin{aligned} A_t &= B_t (1+D^2) && \text{mod-2} \\ C_t &= B_t (1-D^2) && \text{algebraic} \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

3. 비선형 스위칭 어파기

이진신호 (binary signal) 를 ISI 와 jitter 없이 전송하는 방식이 연구되었다. [7] [8]

(1) Jitter 와 Overshoot 의 정의

일반적인 Nyquist 펄스는 다음으로 정의된다.

$$s(x) = \frac{\sin \pi x}{\pi x} \frac{\cos \alpha \pi x}{1 - \alpha^2 x^2} \quad (11)$$

여기서 $x=t/T$, T 는 비트간격, α 는 roll-off factor 이다.

최대의 jitter 값을 유도하기 위하여 현재 (present) 의 비트를 "1" 차기 (forthcoming) 의 비트를 "0" 이라 하자

과거 (past) 와 미래 (future) 의 비트들이 다음과

같이 조합(combination)된 경우 구간 사이의 곡선은 최대로 왼쪽으로 치우친다(그림 3(a)). 즉,

past bits present forthcoming future bits
 ... 010101 1 0 101010 ...

(A)

의 경우이다. 이 때 구간 사이의 곡선은 다음식으로 표시된다.

$$l(x) = s(x) - s(x-1) + (s(x+1) + s(x-2)) - (s(x+2) + s(x-3)) + (s(x+3) + s(x-4)) - \dots, 0 \leq x \leq 1 \quad (12)$$

같은 원리로 곡선이 최대로 오른쪽으로 치우치는 경우는 다음과 같다.(그림 3(b))

past bits present forthcoming future bits
 ... 101010 1 0 010101 ...

(B)

$$r(x) = s(x) - s(x-1) - (s(x+1) + s(x-2)) + (s(x+2) + s(x-3)) - (s(x+3) + s(x-4)) + \dots, 0 \leq x \leq 1 \quad (13)$$

$l(x)=0, r(x)=0$ 의 근을 각각 x_1, x_2 라고 하고 최대의 jitter 를 다음과 같이 정의한다.

$$J_t = (x_2 - x_1) \times 100 (\%) \quad (14)$$

따라서 눈의 크기(eyewidth)는 다음과 같다.

$$E_w = 100 - J_t (\%) \quad (15)$$

최대의 overshoot 을 유도하기 위하여 이번에는 현재의 비트콜 "1", 차기의 비트콜 "1"이라 하자.

위와 같은 원리로 곡선이 최대로 상향 이동하는 경우는 다음과 같다.(그림 3(c))

past bits present forthcoming future bits
 ... 101010 1 1 010101 ...

(C)

$$u(x) = s(x) + s(x-1) - (s(x+1) + s(x-2)) + (s(x+2) + s(x-3)) - (s(x+3) + s(x-4)) + \dots, 0 \leq x \leq 1 \quad (16)$$

최대의 overshoot (P_M) 과 기준 레벨에 대한 퍼센트 overshoot ($P_{\%}$) 를 다음으로 정의한다.

$$P_M = (u(x)_{\max.}) - 1 = u(1/2) - 1 \quad (17)$$

$$P_{\%} = \frac{(u(x)_{\max.}) - (\text{기준치})}{(\text{기준치})} \times 100 (\%) \quad (18)$$

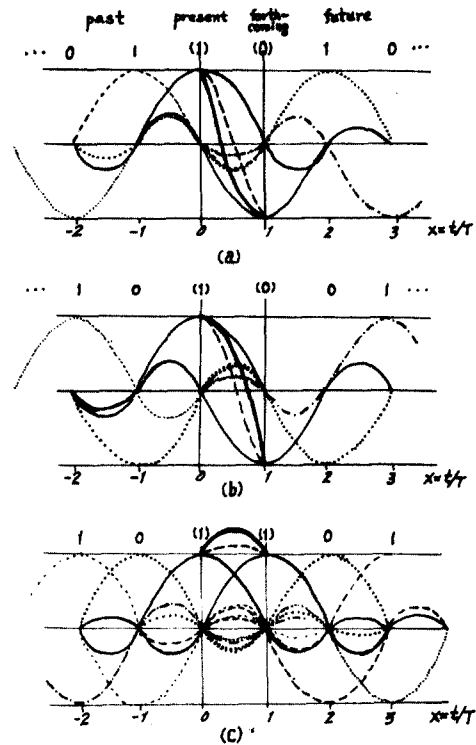


그림 3 Timing-jitter and overshoot

(a) Max. shift to the left

(b) Max. shift to the right

(c) Max. overshoot

(2) 비선형 스위칭의 개념
 ISI와 jitter 가 있는 신호를 발생시키기 위하여 두 비트 간격 상승 코사인 펄스(Double-interval raised cosine pulse)를 사용한다. 이의 스펙트럼은 첫번째 sidelobe 가 -30dB 이하로 떨어지므로 유용하며 정현함수의 스위칭에 의하여 신호 처리 요소로 사용할 수 있다.[8] 다음에 그 개념도를 나타내었다.

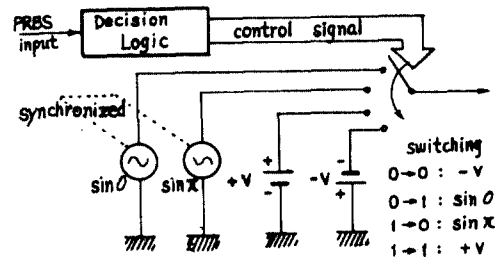


그림 4. 비선형 스위칭 여파기의 개념

Concept of nonlinear switching filter

4. 비선형 여파기를 이용한 PRS 시스템

제2장에서 제시한 비선형 여파기를 확장하여 3-level 1-D² 형의 PRS 시스템에 적용하였다.

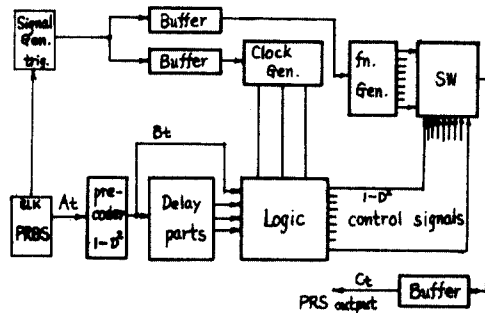


그림 5 비선형스위칭여파기를 이용한 PRS 시스템

식(10)(11)을 이용하여 기존의 시스템에 대한 눈의 모양과 비선형 스위칭을 사용한 시스템의 눈의 모양을 컴퓨터프로그램에 의하여 작성하였다(그림6)

2진(binary) 신호계서 처럼 ISI와 jitter가 완전히 제거되는 것은, 기존의 시스템과 비교하여 크게 개선되었다. 그림7)은 측정된 눈의 모양을 나타내며, 다음 표에 결과를 정리하였다. jitter와 눈의 크기(eyewidth), overshoot 등은 식(14)(15)(18)에 의하여 계산되었다.

표 1 결과 비교

Comparison of the result

시 스템	Jitter	Eyewidth	%overshoot
기존 4종 PRS	45.6%	54.4%	42%
비선형스위칭4종 PRS	27.2%	72.8%	2-3%

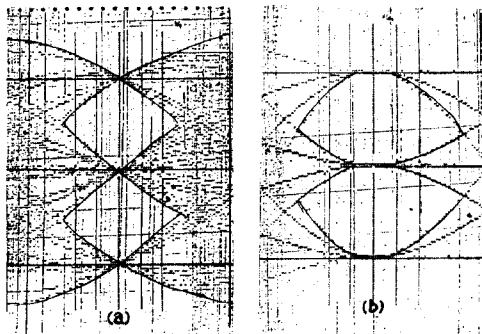


그림 6 Programed Eyepattern

(a) Traditional class 4 PRS
(b) Nonlinear switched class 4 PRS

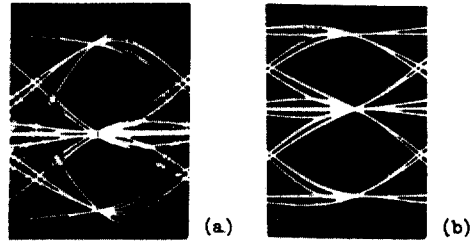


그림 7 Measured eyepatterns

(a) Traditional class 4 PRS
(b) Nonlinear switched class 4 PRS

5. 결 론

PRS 시스템 중 가장 유용한 형태의 하나인 제4종 (1-D² 형) PRS 시스템의 speed-tolerance와 전력의 균일성을 개선하였다. 비교적 낮은 속도(수백 kb/sec)의 시스템중 속도를 수시로 변경하는 시스템이나 50% 이상의 tolerance를 요구하는 시스템에서 기존의 시스템보다 좋은 성능을 나타낸다.

[참고 문헌]

1. A. Lender, "The Duobinary Technique for High Speed Data Transmission," IEEE Trans. comm. & Elec., Vol. 82, PP. 214-218, May, 1963.
2. A. Lender, "Correlative Digital Communication Technique," IEEE Trans. comm.tech., PP.128-135, Decem., 1964.
3. A. Lender, "Correlative Data Transmission with Coherent Recovery Using Absolute Reference," IEEE Trans. comm.tech., Vol. COM-16, Feb., 1968.
4. G. W. Anderson, S. G. Barber, "Modulation Consideration for 91 Mbps Digital Radio," IEEE Trans. comm., PP.523-528, May, 1978.
5. A. Lender, "Seven Level Correlative Digital Transmission over Radio," IEEE ICC-1976, Chicago, June, 1976.
6. P. Kabal, S. Pasupathy, "Partial-Response Signaling," IEEE Trans. comm., Vol. COM-23, PP.921-934, Sep., 1975.
7. K. Feher, "Digital Communications: Satellite/Earth Station Engineering," Prentice-Hall, PP. 118-196, 1983.
8. J. C. Y. Huang, K. Feher, M. Gendron, "Techniques to Generate ISI and Jitter-Free Band-limited Nyquist Signals and a method to Analyze Jitter Effects," IEEE Trans. comm. Nov., 1979.