
나이퀴스트 속도를 초과하는 제2종 부분응답 시스템의 설계

오 용 선*

Design of Class-II Partial-Response System above the Nyquist Rate

Yong S. Oh*

요 약

본 논문에서는, 제2종 $(1+D)^2$ 부분응답 시스템의 대역제한 여과기를 원하는 전송속도에 따라 한정함으로써 향상된 대역효율을 얻을 수 있는 새로운 모델을 제안하였다. 전송시스템의 스펙트럼을 나이퀴스트 속도 초과량만큼 절단하는 모델을 설정하고, 그 제반 특성을 시간영역 및 주파수영역에서 해석하여 기존의 시스템과 비교하였다. 제안된 시스템은 나이퀴스트 속도 이상에서 동작할 때, 그 고유의 속도유통성으로 보상하는 기존의 시스템에 비하여 우수한 성능을 나타낸다. 특히, 이러한 특성은 이전에 해석되었던 제1종 및 제4종 부분응답 시스템에 비하여 매우 효과적이어서, 속도유통성으로 약 26.6%까지 보상할 수 있었던 기존의 초과량을 약 40% 이상으로 향상시킬 수 있음을 확인하였다. 이는, 제2종 부분응답 시스템의 전달함수로 주어지는 상승여현 스펙트럼이, 동일한 양의 스펙트럼 절단에 대하여 그 주파수 성분이나 에너지의 손실을 효과적으로 상쇄한다는 사실에 근거를 둔다. 이를 입증하기 위하여, 설정된 모델의 사이드로브 상쇄효과를 보여주는 시간영역 해석과 그 실측패턴을 제시하고, 대역효율의 증가에 따르는 눈 모양의 변화와 전송신호의 스펙트럼 특성을 실험적으로 확인하였다.

Abstract

In this paper, we propose a novel spectral-chopping model of Class-II $(1+D)^2$ -PRS system which reveals improved spectral efficiency. We build up the model having spectrum chopped by the amount of Nyquist over-

* 목원대학교 정보통신공학과
접수일자 : 1998년 1월 12일

rate, and then compare its characteristics with the conventional model in both the time-domain and the frequency-domain. When the transmission system operates above the Nyquist rate, the new model has better performance than the conventional PRS using its inherent speed-tolerance. According to our investigations, Class-II PRS shows more excellent effect in the spectral-chopping method than Class-I and IV types analyzed previously. We ascertain that the over-rate of 26.6% obtained by the inherent speed-tolerance could be improved upto 40% using spectrum-truncation. These effects come from the fact that the raised-cosine spectrum of Class-II PRS has smaller loss of frequency component and energy than any other types for the same amount of truncation. In order to validate these theoretical results, we present their sidelobe-trends confirming cancellation effects at the sampling instants and some experimental results showing their patterns of eye-openings and spectra.

1. 서 론

부분응답 시스템(PRS system)은, 나이퀴스트 여파기를 이용하는 일반적인 디지털 전송시스템에 비하여, 펄스레벨의 수(number of levels)를 증가시켜 전력손실을 감수하고 대역효율(spectral efficiency)을 향상시키는 전송방식의 하나로 개발되었다[1]. 이는, 일정한 허용대역에 대하여 실현 가능한 여파기로 나이퀴스트 속도(Nyquist rate)를 성취할 수 있을 뿐 아니라, 어느 정도의 초과속도(over-rate)에 대해서도 그 고유의 속도용통성(speed-tolerance)으로 보상할 수 있는 적응성을 갖는다. 또한, 이러한 속도용통성을 좀 더 적극적으로 이용한다면, 이른바 나이퀴스트 속도(2 symbols/s/Hz) 이상으로 동작하는 시스템에도 적용하여, 모델에 따라 상당한 성능을 나타내는 것으로 알려져 있다[2].

나이퀴스트 속도 이상으로 동작되는 전송시스템에 있어서, 전형적인 부분응답 시스템(모델A)은 자체적으로 소유하고 있는 속도용통성(speed-tolerance)에 의하여 그 초과율을 보상하고 있다. 그러나 [2]에서 밝힌 바와 같이, 이러한 속도용통성은 모델형태(class)에 따라 한정되어 있으며, 그 한계를 넘는 초과율에 대해서는 적응할 수 없음을 알 수 있다. 한편, CCITT 표준 FDM 시스템을 비롯하여 높은 대역효율을 요구하는 전송시스템들은 모델A의 원천적 속도용통성으로는 보상할 수 없을 정도의 초과속도를 요구하고 있으며, 속도용통성 한계에 도달되면 급격히 성능이 저하되는 치명적인 단점을 갖는다.

이를 해결하기 위한 방법으로, 스펙트럼 한정형 부분응답 시스템(모델B)이 제안된 바 있다[3]. 또한, 제1종(duobinary) 및 제4종(modified duobinary)에 있어서, 모델B가 전형적인 모델A에 비하여 향상된 대역효율을 나타낸다는 사실이 시간영역 해석에 의하여 입증되어 있다[4,5].

이들은, 전형적인 부분응답 시스템의 최대 속도용통성 보다 수(%) 증가한 초과율을 적용하더라도 그 눈 모양(eye-pattern)이 동공을 열어 수신이 가능한 상태를 보여주고 있다. 물론, 이 때의 스펙트럼은 해당되는 대역효율에 상응하는 대역폭을 유지한다.

본 논문의 초점인 제2종 $(1+D)^2$ 부분응답 시스템의 전달함수는, 그 점유대역의 중점에서 기함수 대칭성(odd-symmetry)을 갖는 상승여현 스펙트럼(raised-cosine spectrum)으로 주어진다. 이는, 점유대역의 중점으로부터 대역폭의 최대주파수까지 매우 급격히 감소하는 특성을 가질 뿐 아니라, 중점 이후에서 절단되는 부분의 정보들은 그 대칭성에 의하여 남아있는 스펙트럼에 잔류하게 된다. 그러므로, 스펙트럼 절단을 근간으로 하는 모델B를 사용함에 있어서, 제1종 및 제4종에 비하여 손실되는 정보가 매우 적음을 발견하게 된다. 또한, 시간영역 해석에서 보는 바와 같이, 하나의 표본에 대하여 그 전후에 존재하는 두 표본이 상쇄를 일으켜 사이드로브 상쇄효과는 이중으로 나타난다. 이러한 효과가 제안된 모델로 하여금 더욱 큰 속도 초과분에 대해서도 적응하여 그 동공을 열게 하는 원인이 되는 것이다.

본 논문은 이러한 사실을 입증하기 위하여, 사이드로브 상쇄효과에 의한 시간영역 해석과 그 실측 패턴을 도시하였고, 나이퀴스트 속도 초과량의 증가에 따르는 눈 모양을 제시하였으며, 각각의 스펙트럼을 측정하여 향상된 대역효율을 확인하였다.

본 논문의 제II장에서는, 제2종 부분응답 시스템의 모델A와 모델B를 설정하고 각각의 속도응통성을 조사하여, 대역효율이 향상되는 원인과 정도를 분석하였다. 제III장은, 모델B가 모델A에 비하여 향상된 대역효율을 갖는 이유를 설명하기 위하여, 시간영역에서 사이드로브가 상쇄되는 효과를 분석하고 그 실측패턴 도시하였다. 제IV장에서는, 각 모델이 여러 가지 경우에 따라 나타내는 눈 모양과 스펙트럼을 실험적으로 확인하기 위하여, ROM-filter의 원리로 시스템을 제작하고 각 모델의 여러 가지 경우에 대하여 측정하는 과정을 나타낸다. 실험의 결과는 다양한 초과율을 적용한 상태에서 두 모델이 나타내는 성능을 비교하는 방식으로 분석하였다. 마지막으로, 제V장에서는 본 논문을 통하여 도출된 결과들을 요약하여 정리하고 향후의 연구방향에 대하여 언급하였다.

II. 제2종 $(1 + D)^2$ 부분응답 시스템의 속도응통성과 모델의 설정

전형적인 부분응답 시스템(모델A)에 있어서, 제2종 $(1 + D)^2$ -형태의 속도응통성은 26.6%로서, 제1종 $(1 + D)$ -형태(42.5%)보다 작고, 제4종 $(1 - D^2)$ -형태(15.5%)보다는 크다[2].

본 논문을 통하여 제2종 부분응답 시스템에 적용하고자 하는 스펙트럼 한정형 모델(모델B)은, 이미 제1종 및 제4종에 적용되어 각각 5~6% 정도의 대역효율 향상을 나타내었다[3,5]. 이러한 대역효율의 향상은 주로 모델B의 근본적 설계 특성에 기인하는 것이며, 실제로 제1종이나 제4종 부분응답 시스템의 스펙트럼은 모델B의 적용에 결코 유리한 형태라고 할 수 없다. 왜냐하면, 이들의 스펙트럼은 점유대역 내에서 아무런 대칭성을 갖지 않으며, 높은 주파수에 대한 감쇄특성이 비교적 완만하기 때문이다. 스펙트럼의 점유대역 내에 대칭성을 갖지 않음은 절단에 의하여 없어진 주파수 성분을 회복

할 수 없음을 나타내며, 높은 주파수에 대한 감쇄특성이 완만하다는 것은 동일한 한계점에 의하여 다량의 주파수 성분이 제거됨을 말해준다.

이에 비하여 제2종 $(1 + D)^2$ -형태의 전달함수는 상승여현(raised-cosine) 스펙트럼으로, 그 점유대역의 중앙에서 명백한 기함수 대칭성을 가지며 높은 주파수에 대한 감쇄특성도 매우 양호하다. 따라서, 스펙트럼 절단에 의하여 제거되는 성분이 비교적 작으며, 이를 잔여 스펙트럼 성분으로 회복할 수 있음을 보여준다.

그림1은 이들 세 가지 형태의 스펙트럼과 절단에 의하여 주파수 성분이 제거되는 모습을 비교하여 나타낸 것이다.

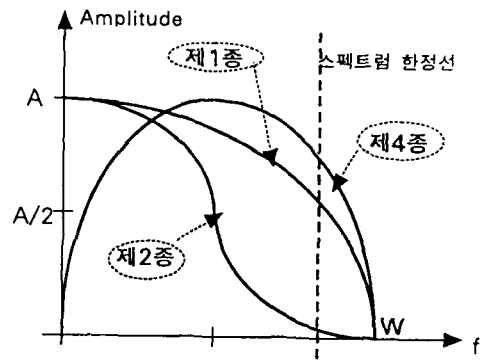


그림 1. 스펙트럼 한정에 의한 주파수성분의 손실 비교
Fig. 1. Comparison of Frequency Component Losses by Spectrum Truncation

이와 같은 사실을 근거로, 이 절에서는 제2종 부분응답 시스템에 대하여 모델A와 모델B를 적용하여 그 성능을 서로 비교함으로써, 모델B에 의하여 향상되는 정도를 밝히고자 한다.

모델A를 이용하여 나이퀴스트 속도보다 빠르게 전송하기 위해서는, 시스템의 설계를 변경하지 않고 그 자체로서 보유하고 있는 속도응통성에 의존하여, 본래 설계된 시스템의 전송속도보다 빠른 속도로 입력 데이터를 인가하여야 한다. 한편, 모델B를 이용하면, 초과되는 속도에 해당되는 양만큼 스펙트럼을 한정(절단)하여 원하는 대역효율을 얻도록 하는 것이다.

그림2는 이들 두 가지 모델에 대하여 공통적으

로 적용할 수 있는 제2종 $(1+D)^2$ 부분응답 시스템의 모델을 도시하고 있다. 여기서, 입력심벌의 주기는 T_s 로, 상관여파기($K(f)$)의 지연요소는 T_1 으로, 대역제한여파기($G(f)$)의 양측 대역폭(double-side bandwidth)은 $1/T_2$ 로 각각 설정하였다.

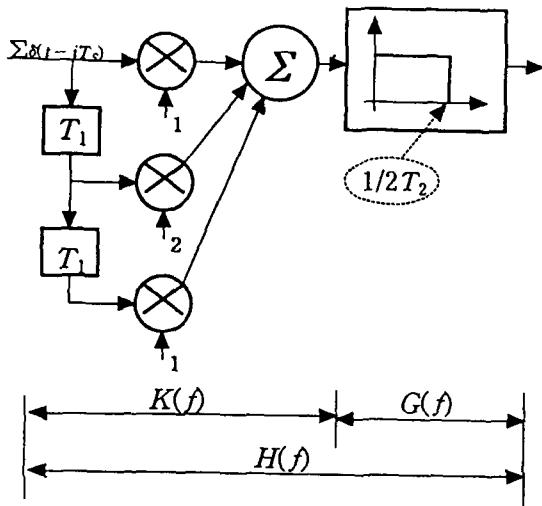


그림 2. 공통 부분응답 시스템 모델(A/B)
Fig. 2. Common PRS System Model(A/B)

물론, 시스템이 정상적인 나이퀴스트 속도로 동작되는 경우에는 이들 파라미터 사이에

$$T_s = T_1 = T_2 = T \quad \dots\dots\dots (1)$$

와 같은 관계가 유지되며, 두 모델에 있어서 모두 왜곡 없는 전송이 이루어진다[2]. 그러나, 시스템의 전송속도가 나이퀴스트 속도를 초과하여

$$f_s = \frac{1}{T_s} = \frac{1+\xi}{T} \text{ (symbols/s)} \quad \dots\dots\dots (2)$$

와 같이 인가됨으로써, 그 대역효율을

$$E = \frac{(1+\xi)/T}{1/2T} = \frac{1/T_s}{1/2(1+\xi)T_s} \quad \dots\dots\dots (3)$$

$$= 2(1+\xi) \text{ (symbols/s/Hz)}$$

로 향상시키고자 한다면, 이제 왜곡의 문제가 심각하게 대두되는 것이다.

시스템의 입력으로 인가되는 데이터의 전송속도 f_s (symbols/s)를 왜곡 없이 처리할 수 있는 정상적인 대역폭을 다음과 같이 표시하기로 하자.

$$f_N = \frac{1}{2T_s} = \frac{f_s}{2} \text{ (Hz)} \quad \dots\dots\dots (4)$$

이 때, 모델A는 설계된 시스템의 정상속도보다 더 높은 전송속도를 강요하는 형태이므로, 전송속도는 f_s (symbols/s)로 유지하면서 그 점유대역폭을 $f_N/(1+\xi)$ (Hz)로 축소시켜 대역효율을 향상시키고자 하는 시스템으로 볼 수 있다. 한편, 모델B는 전송속도 f_s (symbols/s)에 대한 상관여파기를 우선 설계하고, 대역제한여파기의 대역폭을 $f_N/(1+\xi)$ (Hz)로 한정시켜, 모델A와 동일한 대역효율을 얻고자 하는 시스템이다.

따라서, 모델A에 대해서는

$$T_1 = T_2 = (1+\xi)T_s \quad \dots\dots\dots (5)$$

가 적용되며, 모델B에 대해서는

$$T_1 = T_s, \quad T_2 = (1+\xi)T_s \quad \dots\dots\dots (6)$$

가 적용된다.

그림 2를 이용하여, 주어진 공통모델의 임펄스응답을 구하면

$$h(t) = k(t) * g(t)$$

$$= \text{sinc}\left(\frac{t}{T_2}\right) + 2\text{sinc}\left(\frac{t-T_1}{T_2}\right) + \text{sinc}\left(\frac{t-2T_1}{T_2}\right)$$

$$\dots\dots\dots (7)$$

와 같이 나타난다.

따라서, 모델A의 임펄스응답은 식(5)를 식(7)에 대입함으로써 다음과 같이 계산된다.

$$h_A(t) = \text{sinc}\left\{\frac{t}{(1+\xi)T_s}\right\} + 2\text{sinc}\left\{\frac{t-(1+\xi)T_s}{(1+\xi)T_s}\right\}$$

$$+ \text{sinc}\left\{\frac{t-2(1+\xi)T_s}{(1+\xi)T_s}\right\}$$

$$\dots\dots\dots (8)$$

또한, 모델B의 임펄스응답은 식(6)을 식(7)에 대입하여

$$h_B(t) = \text{sinc}\left\{\frac{t}{(1+\xi)T_s}\right\} + 2\text{sinc}\left\{\frac{t-T_s}{(1+\xi)T_s}\right\} + \text{sinc}\left\{\frac{t-2T_s}{(1+\xi)T_s}\right\}$$

..... (9)

로 주어진다.

우리는 식(8) 및 식(9)를 이용하여, 초과율 ξ 에 따르는 두 모델의 눈 모양(eye diagram)을 비교할 수 있으며, 이는 전송시스템의 성능을 평가하는 좋은 척도가 된다.

앞에서 밝힌 바와 같이, 모델A의 최대 속도응답성은 26.6%로서, 이 상태에서 그 눈은 완전히 닫힌다. 그러나 동일한 초과율을 적용하더라도 모델B의 눈 모양은 여전히 선명한 동공(eye-opening)을 나타내며, 이러한 현상은 초과율이 40%까지 증가하더라도 계속된다.

그림 3은 컴퓨터 프로그램에 의하여 작성된 모델B의 눈 모양이다. 모델A가 동공을 닫게 되는 $\xi=0.266$ 에서는, 사이드로브 간섭이 가장 심한 중앙의 수준(level)에서 약간의 왜곡을 보일 뿐 거의 완벽한 눈 모양을 나타내며, 초과율을 $\xi=0.4$ 까지 증가시키더라도 검파에 지장이 없을 정도의 눈 모양을 가진다.

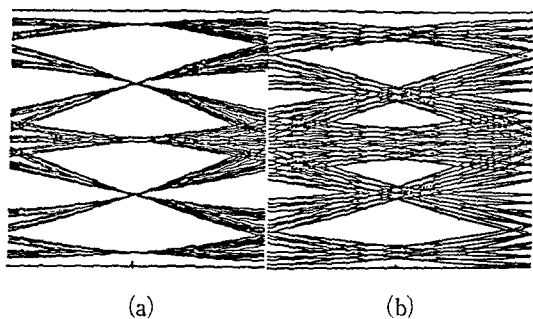


그림 3. 모델B의 눈 모양
Fig. 3. Eye-diagrams of Model-B
(a) $\xi=0.266$ (b) $\xi=0.4$

Ⅲ. 사이드로브에 의한 해석

식(8)과 식(9)를 비교하여 보면, 각 $\text{sinc}(\cdot)$ 함수의 펄스폭은 두 모델에서 모두 증가하였으나, 지연시

간은 모델A에서만 증가하고 모델B에서는 그대로 유지되었음을 알 수 있다. 이들의 공통항인 대역제한여파기의 시간응답을

$$g(t) = \text{sinc}\left\{\frac{t}{(1+\xi)T_s}\right\}$$

..... (10)

라 두면, 두 모델의 임펄스응답은 다음과 같이 간단히 표시할 수 있다.

$$h_A(t) = g(t) + 2g(t-(1+\xi)T_s) + g(t-2(1+\xi)T_s)$$

..... (11)

$$h_B(t) = g(t) + 2g(t-T_s) + g(t-2T_s)$$

..... (12)

또한, 각 표본점(sampling point)에서의 왜곡은 임펄스응답의 표본값에 의하여 결정되므로, 식(10)의 이산시간 특성을 조사하여야 한다. 등간격 T_s 마다 나타나는 식(10)의 함수값은

$$g(0) = 1, g(nT_s) = \frac{\sin\left(\frac{n\pi}{1+\xi}\right)}{\left(\frac{n\pi}{1+\xi}\right)}$$

..... (13)

와 같이 주어지며, 여기서

$$\sin\left(\frac{n\pi}{1+\xi}\right) = \sin\left(n\pi - \frac{n\pi\xi}{1+\xi}\right) = (-1)^{n+1} \sin\left(\frac{n\pi\xi}{1+\xi}\right)$$

..... (14)

이므로, 식(13)은 다음과 같이 계산된다.

$$g(0) = 1, g(nT_s) = (-1)^{n+1} \xi \text{sinc}\left(\frac{n\xi}{1+\xi}\right)$$

..... (15)

따라서, 만일 $\xi \ll 1$ 인 조건을 만족한다면, $g(0)$ 를 중심으로 양쪽 몇 개의 n 에 대하여

$$\text{sinc}\left(\frac{n\xi}{1+\xi}\right) \approx 1$$

..... (16)

을 만족한다.

이는, 주로브(mainlobe) $g(0)$ 를 제외한 사이드로브(sidelobe)들이 음·양을 반복하면서 비슷한 크기 ($\approx \xi$)로 나타남을 뜻한다.

그림 4는 함수 $g(t)$ 와 그 샘플값 $g(nT_s)$ 의 관계를 도시한 것으로서, 주로브 $g(0)$ 를 중심으로 몇

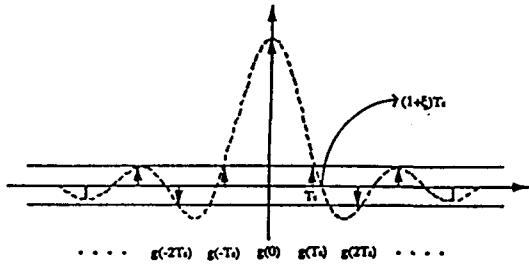


그림 4. 함수 $g(t)$ 와 샘플값 $g(nT_s)$ 의 관계
 Fig. 4. Relationship between the Function $g(t)$ and its sample value $g(nT_s)$

개의 샘플들이 비슷한 크기로 형성됨을 보여준다. 이제, 모델A와 모델B의 임펄스응답과 그 표본값들을 비교하기 위하여, 식(11) 및 식(12)를 사이드로브의 관점에서 분석하여 보자. 모델B에 있어서는, 사이드로브가 발생하는 등간격과 상관여파기의 지연시간이 동일하므로 이웃한 세 개의 사이드로브들이 서로 상쇄되어 그 영향이 현저하게 감소한다. 그러나, 모델A에 있어서는 상관여파기의 지연시간이 등간격 T_s 과 다르게 설정되므로 사이드로브 상쇄효과를 기대할 수 없다.

특히, 제2종 $(1+D)^2$ 부분응답 시스템은, 식(12)로부터 알 수 있는 바와 같이, 모든 표본은 그 양쪽에 존재하는 반대 극성의 두 표본에 의하여 사이드로브가 상쇄되므로 매우 우수한 효과를 나타낸다. 그림 5는 모델B로 구성된 $(1+D)^2$ 부분응답 시스템

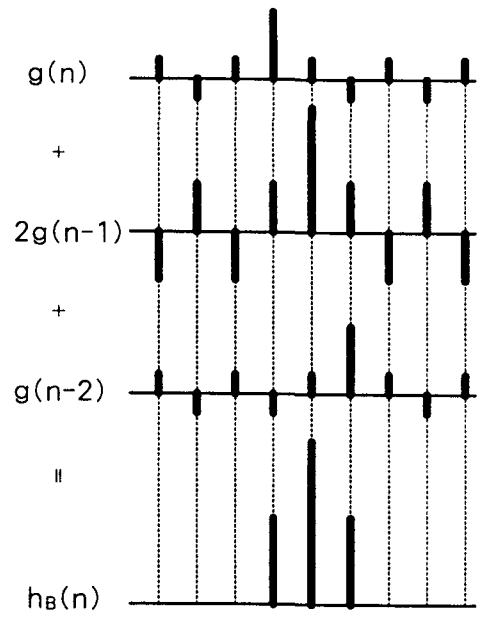


그림 5. 모델B $(1+D)^2$ 부분응답 시스템의 사이드로브 상쇄효과
 Fig. 5. Sidelobe Cancellation Effect of Model-B $(1+D)^2$ -PRS System

의 사이드로브 상쇄효과를 명백히 보여주고 있다. 또한, 그림6은 모델A와 모델B에 대하여 각각 초과율 $\xi=0.1$ 및 $\xi=0.5$ 를 적용하여 사이드로브를 실측하여 나타낸 것이다. 모델A가 심한 왜곡을 나

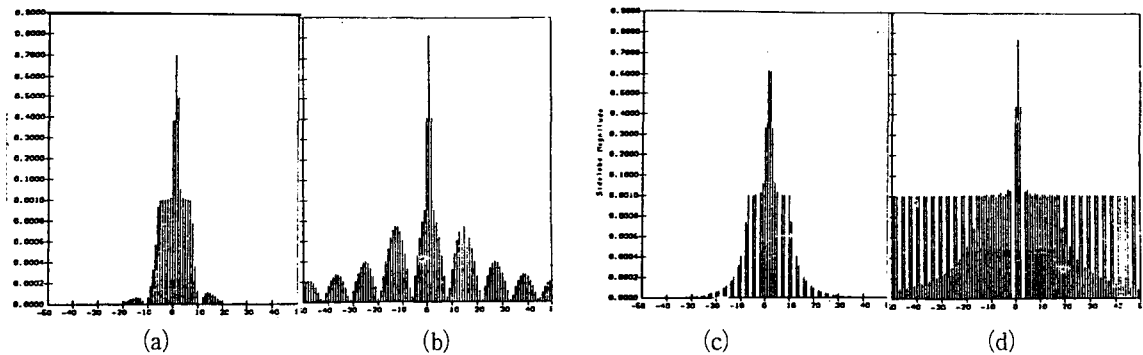


그림 6. 사이드로브 비교
 Fig. 6. Comparison of Sidelobes
 (a) Model-A ($\xi=0.1$), (b) Model-B ($\xi=0.1$), (c) Model-A ($\xi=0.5$), (d) Model-B ($\xi=0.5$)

타내는 상황에서도 모델B의 표본들은 정상적인 형태를 유지하고 있다. 이러한 결과는, 기존에 해석되었던 제1종[3] 및 제4종[5]에 있어서는 볼 수 없었던 특이한 현상인 것이다.

IV. 실험 및 결과고찰

지금까지 논의되었던 제2종 부분응답 시스템의 모델A 및 모델B의 전송특성을 확인하기 위하여, ROM 여파기의 개념을 이용한 파형합성기(waveform synthesizer)를 제작하고[6], 각 모델에 대하여 다양한 전송속도를 인가함으로써 여러 가지 초과율에 따르는 수신성능을 시험하였다. 이 때, 시스템의 수신 가능여부를 판단하기 위하여 눈 모양을 측정하였으며, 그 대역폭 확인을 위하여 스펙트럼의 형태를 모사하였다.

그림7은 설계된 파형합성기의 구성도를 도시한 것이다. 모델이나 적용된 초과율에 따라 달라지는 파형 요소의 정보를 EPROM에 저장하고, 랜덤발생기로부터 주어지는 주소로 액세스하며, 얻어진 데이터를 D/A 변환하여 실제의 파형을 발생시킨다. 파형은 무작위로 발생할 것이므로, 이들 파형을 동일 트리거 상태에서 연속적으로 겹치면 실제의 수신기에서 얻을 수 있는 눈 모양의 동공을 모사하게 되는 것이다.

파형의 합성은, 무작위로 발생하는 7-bit 데이터에 의하여 이루어지며, 이들 128 가지 조합을 동일 트리거 상에 모사함으로써 눈 모양을 얻는다. 더욱 정

확한 파형을 합성하기 위해서는 데이터 수를 증가시켜 기준표본 전후의 상관관계를 좀 더 고려할 수 있으나, 이러한 상관표본의 증가에 따라 EPROM에 저장되어야 할 정보는 크게 증가할 뿐 아니라, 파형의 합성에 필요한 시간도 동시에 증가하여 파형합성기의 효율성을 저하시킨다. 또한, 모의실험으로 확인한 결과에 따르면, 기준표본을 중심으로 5 개 이상의 상관표본을 고려하면 본 실험을 위하여 충분히 정확한 눈 모양을 얻어낼 수 있다.

그림 8은 모델B $(1+D)^2$ -부분응답 시스템에 대하여 각각 26.6% 및 45%의 초과율을 적용한 경우에 측정된 눈 모양을 보여주고 있다. 주지하는 바와 같이, 모델B는 모델A의 속도유효성 한계인 26.6%의 초과율 적용 시에는 물론 45% 초과 시에도 선명한 동공을 나타냄으로써 수신 가능한 상태를 보여주고 있다. 모델A는 두 가지 초과율에 대하여 모두 동공을 닫는다.

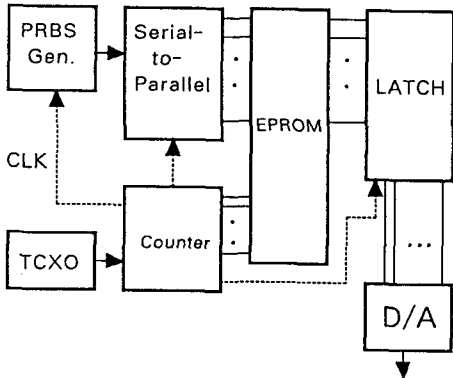


그림 7. 파형합성기 구성도
Fig. 7. Block Diagram of the Waveform Synthesizer

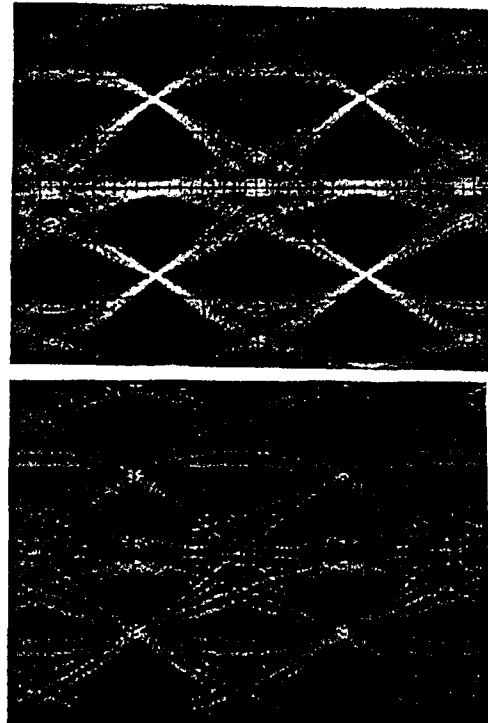


그림 8. 측정된 눈 모양(모델B)
Fig. 8. Measured Eye-Diagrams(Model-B)
 $\xi = 0.226$ $\xi = 0.45$

그림 9는 위에서 측정된 시스템에 대한 스펙트럼을 나타낸다. 인가된 전송속도는 모두 1.3(kHz)로 일정하게 유지하였으므로 측정된 대역폭이 감소할 수록 시스템의 대역효율은 증가하는 것이다.

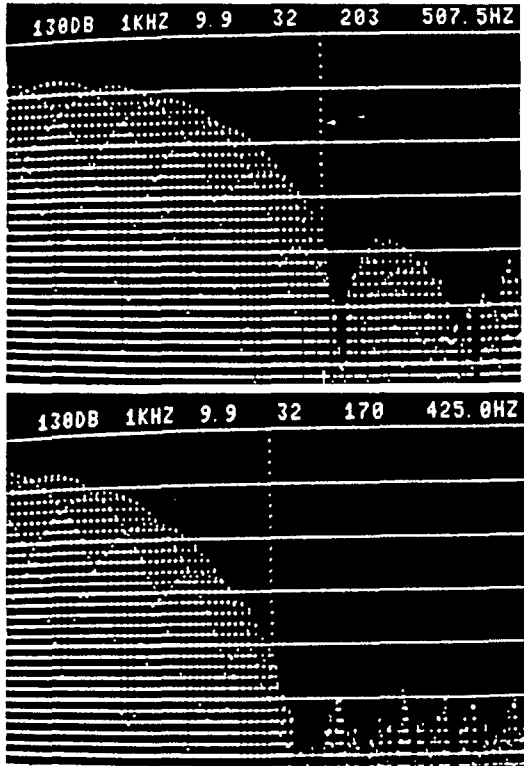


그림 9. 측정된 스펙트럼(모델B)
 Fig. 9. Measured Spectrums(Model-B)
 $\xi = 0.226$ $\xi = 0.45$

V. 결 론

제2종 $(1+D)^2$ 부분응답 시스템에 스펙트럼 한정형 모델(모델B)을 적용하였다. 이는, 부분응답 시스템이 근본적으로 가지고 있는 속도용통성에 근거하여 나이퀴스트 속도를 초과시키려는 전형적인 모델(모델A)에 비하여 향상된 대역효율을 나타낸다. 최대의 속도용통성 26.6%를 40% 수준까지 증가시키더라도 동공을 열어 수신 가능한 상태임

을 확인하였다.

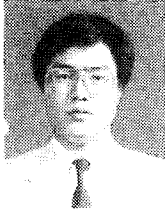
우리는 이러한 사실을 입증하기 위하여 임펄스 응답의 사이드로브가 상쇄되는 과정을 이론적으로 밝혔으며, 실측 사이드로브의 형성과정과 모의실험에 의한 눈 모양을 제시하였다. 또한, ROM 여파기의 개념에 근거한 파형합성기를 제작하여, 초과율에 따르는 눈 모양 및 스펙트럼을 측정함으로써 실질적인 시스템에서 대역효율이 향상됨을 확인하였다.

제2종 $(1+D)^2$ 부분응답 시스템의 전달함수는 상승여현펄스(raised-cosine pulse)로 주어진다. 이 스펙트럼은 그 점유대역의 중앙에 대칭점을 가지므로, 절단에 의하여 점유대역의 상당부분을 제거하더라도 잔여 스펙트럼 성분 속에 제거된 부분의 정보가 남아있다는 특징을 갖는다. 여기서, 원래의 정보를 모두 복원시킬 수 없는 것은 상관여파기 부분에서 전송속도의 증가에 따라 이미 달라져 있는 지연요소 때문인 것으로 파악된다. 이 문제가 해결된다면, 나이퀴스트 속도 초과율을 50% 이상까지 증가시켜 대역효율을 획기적으로 향상시킬 수 있는 가능성도 배제할 수 없는 것이다. 이러한 과제가 향후의 연구대상으로 제시된다.

참 고 문 헌

- [1] A.Lender, "The duobinary technique for high-speed data transmission," IEEE Trans. Commun. Electron., Vol.82, pp.214-218, May 1963.
- [2] P.Kabal and S.Pasupathy, "Partial-response signaling," IEEE Trans. Commun., Vol. COM-23, No.9, pp. 921- 934, Sep.1975.
- [3] K.Wu and K.Feher, "Multilevel PRS/ QPRS above the Nyquist rate," IEEE Trans. Commun., Vol.COM-33, No.7, pp.735-739, July 1985.
- [4] R.Zakarevicius and K.Feher, "On the speed tolerance of certain classes of data transmission systems," IEEE Trans. Commun., Vol.COM-34, No.8, pp. 832-836, Aug. 1986.
- [5] K.Wu,I.Sasase,and K.Feher,"Class-IV PRS above the Nyquist rate," IEE Proc. Pt.F, Vol.135, No.2, pp.183-191, Apr.1988
- [6] C. A. Siller, W. Debus, and T. L. Osborne,

"Spectral shaping & digital synthesis of an M-ary time series, "IEEE Com. Mag., Vol. 27, pp.15-25, Feb.1989.



오 용 선(Yong S. Oh)

1976. 3~1983. 2 연세대학교
공과대학 전자공학과(공학사)

1983. 3~1985. 2 연세대학교
대학원 전자공학과(공학석사)

1985. 3~1992. 2 연세대학교

대학원 전자공학과(공학박사)

1984. 3~1986. 7 삼성반도체통신(주) 시스템개발실
연구원

1987. 1~1988. 2 3J TECH. INC. 선임연구원

1988. 3~현 재 목원대학교 전자·정보통신공학부
교수, 한국해양정보통신학회, 한국통신학회,
대한전자공학회, IEEE 정회원

관심분야 : 디지털 통신, 펄스 전송, 해양정보통신