

PRS 전송 방식을 위한 디지털 변환다중장치의 설계

正會員 吳 蓉 銑* 正會員 康 昌 彦*

Design of Digital Transmultiplexing System for PRS Transmission

Yong Sun OH*, Chang Eon KANG* *Regular Members*

要 約 본 논문에서는 디지털 변환다중장치의 각 채널에 PRS 전송 방식을 적용하였을 때 나타나는 문제점들을 도출하고, 이들을 해결하기 위하여 단위펄스로 TMRCP를 사용한 PRS 전송 시스템을 제안하였으며, 이를 FFT-다위상 여파기를 이용한 변환다중장치의 개념에 적용하여 설계하는 기법을 제시 하였다. 4KHz로 대역 제한된 음성채널에 대하여 약 2.5KHz (Guard-band 포함)의 대역폭을 요구하는 TMRCP-PRS 신호를 24채널의 체계에 적용하므로써 전송로 상에서 나타나는 PRS방식의 잇점을 그대로 유지하며, 채널간의 간섭 문제를 해결하고, 속도 용통성을 향상시키므로 체계의 호나경에 따르는 시간 오류는 물론 손실 전력을 감소 시킬 수 있는 안정된 시스템을 구성한다. 전체 시스템은 일반적인 변환다중장치의 전후에 TMRCP를 이용한 PCM-PRS, PRS-PCM 변환기를 첨가한 형태로 이루어진다.

ABSTRACT In this paper, a PRS transmission system using TMRCP as the unit pulse is proposed, which solves the problems occur when the PRS method will be applied to the digital transmultiplexer for each channel. And a design technique which uses this PRS method for the FFT-polyphase filter transmultiplexer concept is given. TMRCP-PRS signal require a bandwidth about 2.5KHz (including some guard-band) for a 4-KHz bandlimited voice channel. Therefore, in the 24 channel transmission-line, it gives the same advantages as he ordinary PRS system and solves the inter-channel interference problems. And its good speed-tolerance reduces the time-errors by the environments and the power-loss, so it makes the system to be stable. The total system, however, attaces the filters for PCM-PRS, PRS-PCM conversion before and after the transmultiplexer respectively.

I. 서 론

공동의 선로를 통하여 여러개의 채널로부터 전송되는 신호들을 다중화 하는 방식에는 일반적으로 TDM과 FDM의 두가지 체계가 사용되고 있다. 그러나 이들 두 체계가 공존하고 있는 통신 시스템에 있어서, 이들 사이의 상호 변환 즉, TDM-FDM, FDM-TDM 변환 장치는 대단히

*延世大學校 工科大學 電子工學科
Dept. of Electronics, Yonsei University, Seoul
120 - 749, Korea
論文番號 : 89-41 (接受 1989. 7. 15)

중요한 문제로 대두되고 있다. 1960년대 이후, 이러한 디지털 변환다중장치(digital transmultiplexer)에 대한 연구는 꾸준히 이루어져 왔으며, 이 문제를 해결하기 위한 설계 방식들은 다음과 같은 세가지 형태로 구분될 수 있다.⁽⁸⁾⁽⁹⁾⁽¹⁰⁾

(1) 아날로그 변환 여파기(Analog conversion filter)를 이용한 형태.

(2) 분기형 디지털 여파기(Branching digital filter)를 이용한 형태.

(3) 스위칭 용량 여파기(Swited-capacitor filter)를 이용한 형태.

이들 중에서도 디지털 여파기를 이용한 형태는 체계의 실현을 H/W 뿐 아니라 S/W에 의하여도 가능하다는 점과 최근의 발달된 디지털 기술을 이용할 수 있다는 장점에서 가장 유용한 방식으로 각광받고 있다.

한편, 대역제한(band-limited) 채널상의 디지털 신호를 이웃한 몇개의 펄스 사이에 제한된 양의 상관 관계(correlation)를 인가하여 처리함으로써 신호의 대역폭을 감소시키는 PRS 전송 방식은 대역폭 효율(bandwidth efficiency)을 증가시키고, Redundancy 없이 오류검출이 가능하다는 장점 때문에 디지털 신호의 처리 방식으로 널리 이용되어 왔다.⁽¹⁾⁽²⁾⁽³⁾

이러한 중요한 장점을 가지는 PRS 방식을 변환다중장치의 각 채널에 적용하기 위해서는 채널간의 간섭과 손실 전력을 고려하여 최소한의 성능저하를 가져올 수 있는 시스템으로 구성되어야 할 것이다. 또한 시스템의 여러가지 환경 변화에 따라 발생할 수 있는 전송 속도의 변화는 다중화(PCM) 시스템에 있어서 더욱 지대한 영향을 미치게 될 것은 분명하다. 이를 위하여 본 논문에서는 PRS 시스템의 단위 펄스를 Nyquist 대신 TMRCP(Time limited Modified Raised Cosine Pulse)로 선택하여 처리되는 시스템을 제안함으로써 Eye-pattern을 개선하고, 이에따라 속도 융통성을 향상시키는 한편, Eye의 Overshoot과 Undershoot 을 감소시켜 전력의 균일성을 유지하는데 주력하였다.

또한, 디지털 변환다중장치에 적용하기 위하여

각 채널의 조작없이 CCITT G.792에 권고된 잡음 조건을 충분히 만족하는 FFT-다위상 여파기를 이용한 변환 다중장치의 개념을 택하여 설명하고,⁽¹²⁾이 체계의 전후에 PRS PCM, PCM-PRS 변환장치를 집속함으로써 PRS 전송 방식을 위한 디지털 변환다중장치의 설계방법을 제시하였다.

원거리 전송로 상에서는 1-D²형의 PRS 신호를 유지하므로 채널상에서 얻을 수 있는 PRS 방식의 잇점을 그대로 나타내고, 일단 변환다중장치에서도 전달하면 PCM 신호로의 변환을 거쳐 기존의 변환다중장치의 구성을 그대로 사용할 수 있게 된다.

II. PRS (Partial Response Signaling)전송 시스템

근접한 펄스 사이에 엄격히 제한된 양의 상관관계(Correlation)를 인가하여 처리하는 PRS 전송 방식은 시스템의 대역폭 효율(bandwidth efficiency)을 Nyquist 속도(2 bits/sec/Hz) 혹은 그 이상으로 향상시킨다.⁽³⁾이러한 PRS 전송 방식을 변환다중장치(transmultiplexer)에 적용하기 위해서는 채널간의 간섭과 시스템의 효율등을 고려하여 속도 융통성(Speed tolerance)을 향상시키고, 전력의 손실을 고려하여 overshoot과 undershoot 를 감소시키야 할 것이다.

II-1. 속도 융통성(Speed-tolerance)의 향상

속도 융통성(Speed tolerance)은 어떤 신호 처리 방식의 Eye-pattern이 완전히 닫혀서 신호의 검출(detection)이 불가능해 질 때 까지의 Nyquist 속도(2 bits/sec/Hz)에 대한 초과 분으로 정의한다. 이는 시스템의 여러가지 상태변화에 의하여 발생하는 속도의 변화가 정보의 송수신에 치명적인 손상을 입히지 못하도록 보호하는 역할을 하게 된다.

그림1은 일반적인 PRS 시스템의 모델을 보여준다.⁽³⁾

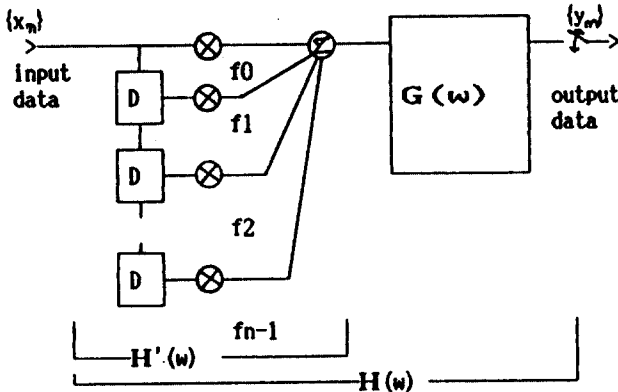


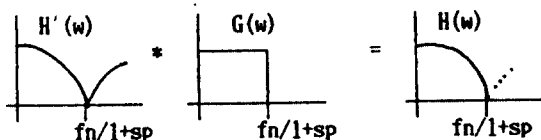
그림 1. 일반적인 PRS 시스템
The general PRS system

여기는 $H'(\omega)$ 는 상관관계 여파기(correlation filter)의 특성을 나타내며, $G(\omega)$ 는 채널 여파기(channel filter)의 특성을 나타낸다. 또한 이들을 그림과 같이 직접 연결한 형태가 PRS 시스템의 특성함수 $H(\omega)$ 를 구성하는 것이다.

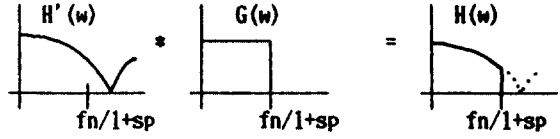
$$H'(\omega) = H(D) \Big|_{D=e^{-j\omega T}} = \sum_{k=1}^{n-1} f_k \exp(-j\omega kT) \quad (1)$$

$$H(\omega) = H'(\omega) G(\omega) \quad (2)$$

상관관계 여파기를 $1+D$ (duobinary)형으로 취하였을 경우 43%, $1-D^2$ (modified duobinary)형으로 취하였을 경우 16% 정도의 속도용통성을 나타낸다는 사실이 알려져 있었으나,⁽⁴⁾1985년에 이들을 초과하여 처리하더라도 검출이 가능한 PRS 전송방식이 발견되었다.⁽⁶⁾ 여기서 우리는 기존의 형태를 A-type이라 하고, (5)에서 제한된 형태를 B-type이라 부르기로 한다. B-type 모델은 식 (2)의 $H'(\omega)$ 와 $G(\omega)$ 의 대역폭을 변화시켜 주므로써 속도 용통성이 향상됨을 보여주는 시스템이다. 그림 2에 이들 특성함수의 모양을 비교하여 나타내었다.



(a) A-type PRS model



(b) B-type PRS model

그림 2. PRS 시스템의 주파수 특성
The characteristics of PRS system in freq. domain

여기서 sp 는 Niquist 속도에 대한 속도 용통성(Speed tolerance)의 양을 표시한다. B-type 모델이 A-type 모델에 비하여 속도 용통성이 향상되는 이유는 다음과 같이 해석된다.

Niquist 속도에서 $1+D^2$ 형의 충격과 응답(impulse response)은

$$h(t) = f(t) - f(t-2T) \quad (3)$$

와 같이 주어지고, 여기서 함수 $f(t)$ 는 표본화 함수로서 다음과 같이 주어진다.

$$f(t) = \frac{\sin(2\pi f_{nt})}{(2\pi f_{nt})} \quad (4)$$

이들 충격과 응답이 Eye-pattern에 영향을 주는 정도는 표본화 점(Sampling point)에서의 값에 의하여 결정 될 것이므로 $t=nT$ 에서의 값이 중요하게 된다. $f_n \rightarrow f_n / (1+sp)$, $T=1$ 로 두고 계산하면

$$f(nT) = \frac{\sin\{n\pi / (1+sp)\}}{n\pi / (1+sp)} \quad (5)$$

가 되고, 여기서

$$\begin{aligned} \sin\{n\pi / (1+sp)\} &= \sin\{n\pi - n\pi sp / (1+sp)\} \\ &= \sin(n\pi) \cos\{n\pi sp / (1+sp)\} \\ &\quad - \cos(n\pi) \sin\{n\pi sp / (1+sp)\} \\ &= (-1)^{n+1} \sin\{n\pi sp / (1+sp)\} \quad (6) \end{aligned}$$

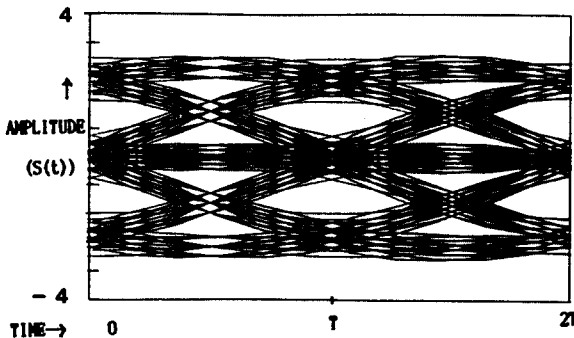
와 같이 계산된다. 따라서 식(5)의 $nf(nT)$ 는 다음과 같이 표시된다.

$$f(nT) = \frac{sp(-1)^{n+1} \sin |n\pi sp / (1+sp)|}{|n\pi sp / (1+sp)|}, \quad n \neq 0 \quad (7)$$

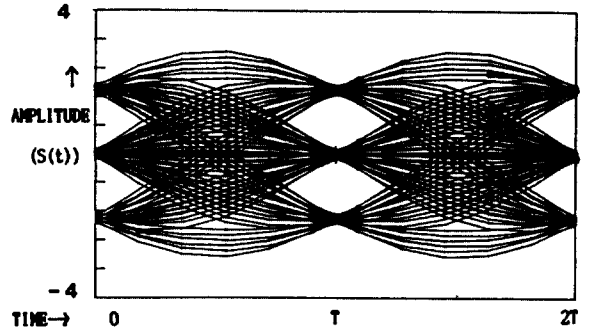
여기서 $n \cdot sp \ll 1$ 인 경우, $f(nT) = (-1)^{n+1} sp$ 가 되어 부로브(side lobe)들이 서로 상쇄되므로 표본화 점(혹은 검출점)에서의 속도 융통성은 향상되게 된다. 이러한 사실은 $1+D$ 형과 $1-D^2$ 형의 PRS 시스템에 B-type 여파기를 적용하여, 각각 43%, 16% 만큼 전송속도를 증가시켜 그 Eye-pattern을 검토하여 봄으로써 확인할 수 있다. 이에 대한 시뮬레이션의 결과를 그림 3에 제시하였다. 기존에 알려진 속도 융통성 만큼 전송속도를 증가시키더라도 Eye-pattern은 열려진 상태로 나타나므로 신호의 검출이 가능함을 알 수 있다.

II-2. 단위 펄스의 선택과 Eye-pattern의 비교

전술한 바와 같이, PRS 전송 방식을 변환다중장치에 무리없이 적용하기 위해서는 Eye-pattern이 크게 열리도록 하는 펄스의 형태를 사용하는 것이 유리하다. 스펙트럼의 영점(Null)이라는 관점에서 $1-D^2$ 형의 PRS 방식은 대단히 흥미로우나, 단위펄스를 Nyquist 펄스로 하였을 경우 상당한 Timing-jitter와 Overshoot이 발생하여 오히려 속도 융통성을 떨어 뜨리며, 전력의 손실도 커지게 된다. 따라서 단위펄스에 대한 선택문제는 우리의



(a) $1+D$ 형 B-type Eye-pattern (43% over)



(b) $1-D^2$ 형 B-type Eye-pattern (16% over)

그림 3. B-type PRS 시스템의 Eye-pattern (over Nyquist rate)
The eye-patterns for B-type PRS system

적용에 있어서 대단히 중요한 문제로 부각되며, 특히 스펙트럼의 부로브(Side lobe)들을 크게 압축시키는 시간제한 펄스들에 대한 분석이 필요하게 된다.

이들 중에서도 수정 상승 코사인 펄스(TMRCPC: Time-limited Modified Raised Cosine Pulse)와 상승 Amoroso 펄스(TRAP: Time-limited Raised Amorose Pulse)는 대단히 유리한 점들을 보여주고 있다.

II-2.1 TMRCPC에 의한 PRS 시스템

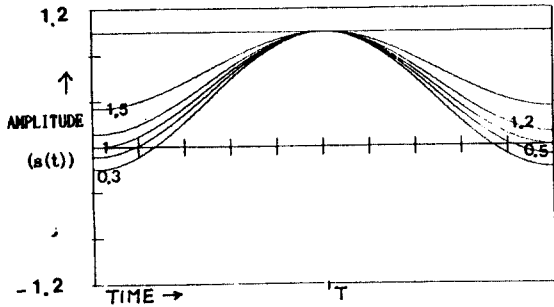
수정상승 코사인 펄스(TMRCPC)는 매개변수 k 를 포함하여 다음과 같이 정의된다.⁽⁶⁾

$$s(t) = \begin{cases} \frac{1+k \cos(\pi t/T)}{(1+k)}, & |t| \leq T \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (8)$$

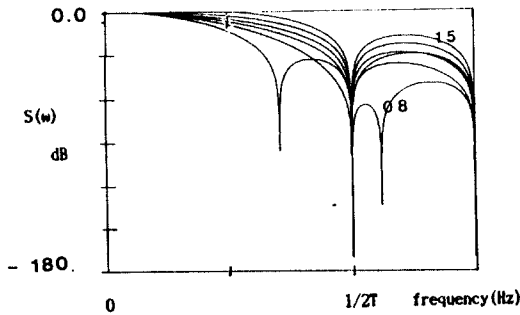
또한 이에 대한 주파수 특성은

$$S(\omega) = \frac{(2/T) \cdot \{ \pi^2 - \omega^2 T^2 (1+k) \}}{\pi^2 - \omega^2 T^2} \cdot \sin \omega T \quad (9)$$

와 같이 얻어진다. 그림 4는 이들에 대한 그래프를 나타낸 것이다.



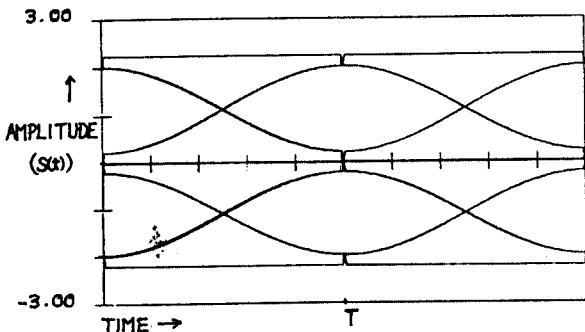
(a) TMRCP의 시간 함수



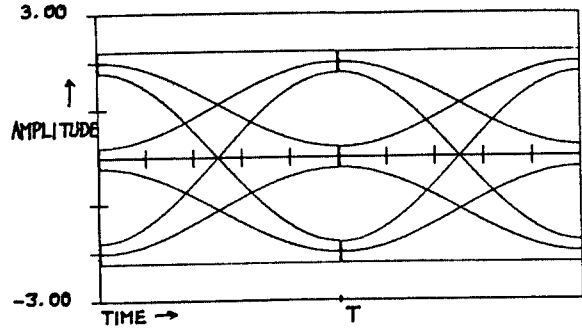
(b) TMRCP의 주파수 함수

그림 4 매개 변수 k에 따른 TMRCP의 특성
The characteristics of TMRCP for the parameter k.

스펙트럼의 부로브(Sidlobe)가 가장크게 떨어지는 경우는 $k=0.8$ 일 때로 나타난다. 따라서 $k=0.8$ 인 TMRCP를 $1+D$ 형과 $1-D^2$ 형의 PRS 시스템에 적용하면 그림 5와 같은 Eye-pattern을 얻게 된다.



(a) $1+D$ 형 TMRCP-PRS의 Eye-pattern

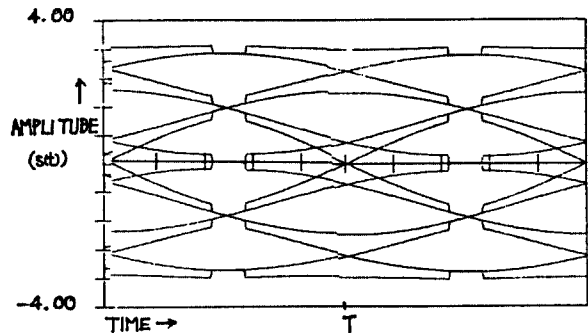


(b) $1-D^2$ 형 TMRCP-PRS의 Eye-pattern

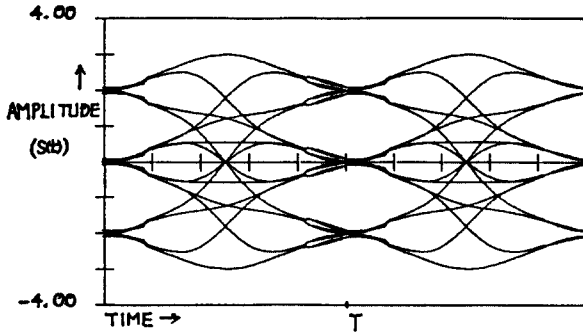
그림 5. TMRCP를 이용한 PRS 시스템의 Eye-pattern
The Eye-pattern of PRS using TMRCP

또한, 기존의 속도 용통성으로 알려져 있는 43%와 16% 만큼 속도를 증가시켜 Eye-pattern을 작성하더라도 그림 6과 같이 충분히 검출이 가능한 정도의 Eye가 열려짐을 볼 수 있다. 또한 $1-D^2$ 형에서 나타나는 Overshoot나 Undershoot도 수용할 만한 양이다. 물론, 여기서 사용한 특성 함수들은 앞 절에서 언급한 B-type PRS이다.

표1에 지금까지 분석된 수정 상승 코사인 펄스(TMRCP)에 의한 PRS 시스템의 Eye-pattern 특성을 정리하였다. 시간 영역에서의 특성으로 볼때 $k=1$ (Under RCP)인 경우에 가장 우수한 특성을 나타내지만, 그림 4-b에서 보는 바와 같이 $k=0.8$ 인 경우에 부로브의 첫째 요소가 주로브(Mainlobe)에 비하여 50dB 이상 낮아지므로 PRS 방식 특유의 대역폭 효율을 유지시켜 줌을 알 수 있다.



(a) $1+D$ 형 PRS B-type (43% over)



(b) 1-D² 형 PRS B-type (16% over)

그림 6 TMRCP를 이용한 B-type PRS의 Eye-pattern
The Eye-pattern of B-type PRS using TMRCP

표 1 TMRCP-PRS의 EYE-PATTERN 특성 < % >
< k 값에 따른 ISI, eye-width, Jitter >

| | k | ISI | | | eye width | | Jitter |
|--------------|-----|-------|--------|-------|-----------|-------|--------|
| | | over. | under. | zero. | vert. | hori. | |
| 1+D type | 0.8 | 11.1 | 0 | 11.1 | 80 | 1000 | 0 |
| | 1 | 1 | 0 | 0 | 100 | 100 | 0 |
| | 1.2 | 0 | 9.1 | 9.1 | 81.8 | 100 | 0 |
| 1-D **2 type | 0.8 | 11.1 | 11.1 | 11.1 | 70 | 72.4 | 27.6 |
| | 1.2 | 9.1 | 9.1 | 9.1 | 75 | 83.6 | 16.4 |

< Speed tolerance 가 향상된 시스템 >

| | | | | | | | | |
|--------|-----|-----|------|------|------|------|------|------|
| 1+D | 43% | 0.8 | 59 | 0 | 29.5 | 44.3 | 100 | 0 |
| 1-D**2 | 16% | 0.8 | 15.2 | 15.2 | 15.2 | 60.4 | 62.3 | 37.7 |

II-2.2 TRAP에 의한 PRS 시스템

상승 Amoroso 펄스(TRAP)는 매개변수 u에 의하여 다음과 같이 정의 된다.⁽⁷⁾

$$S(t) = \begin{cases} \frac{1}{2} \left| 1 + \cos \left(\frac{\pi}{T} - U \sin \frac{2\pi t}{T} \right) \right|, & |t| \leq T \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (10)$$

여기서 $U=2u$ 이며,

$0 \leq U \leq 1$ 의 범위를 취한다. 이에 대한 주파수 특성은 전력 스펙트럼에 의하여 다음과 같이 표시된다.

$$P_s(f) = |A(f) + J_0(U)A_0(f) + 2 \sum_{n=1}^N J_{2n}(U)B_{2n}(f) + 2 \sum_{n=1}^N J_{2n-1}(U)B_{2n-1}(f)|^2 \quad (11)$$

여기서 $J_n(U)$ 는 n차 제 1종 Bessel 함수로서

$$\exp\{jU \sin(\omega m)\} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(U) \exp(jn\omega m t) \quad (12)$$

에 의하여 주어지는 값이며, 나머지 함수들은

$$A(f) = \sin(2\pi f) / (2\pi f)$$

$$A_0(f) = (1/2)A(f + \frac{1}{2}) + (1/2)A(f - \frac{1}{2})$$

$$A_{2n}(f) = (1/2)A(f + 2n) + (1/2)A(f - 2n)$$

$$B_{2n}(f) = (1/2)A_{2n}(f + \frac{1}{2}) + (1/2)A_{2n}(f - \frac{1}{2})$$

$$A_{2n-1}(f) = (1/2)A\{f + (2n-1)\} - (1/2)A\{f - (2n-1)\}$$

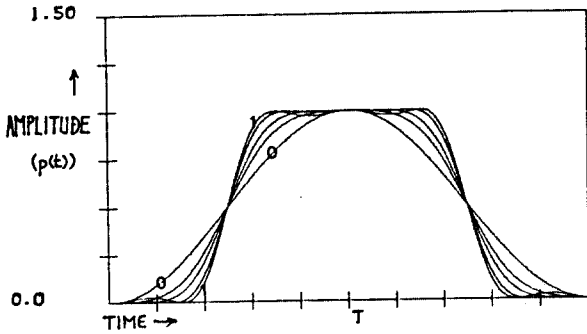
$$B_{2n-1}(f) = (1/2)A_{2n-1}(f - \frac{1}{2})$$

$$- (1/2)A_{2n-1}(f + \frac{1}{2}) \quad (13)$$

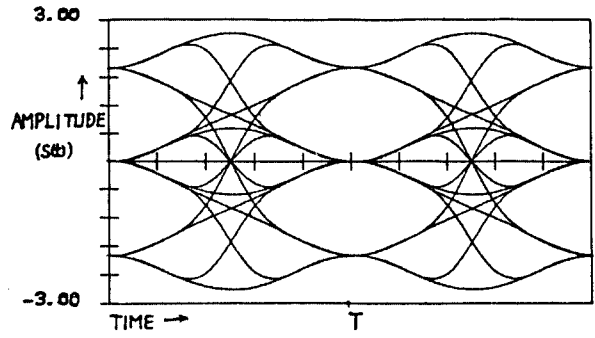
와 같이 주어진다. 그림 7은 이들의 그래프를 나타낸 것이다. TRAP의 주파수 특성은 $U=0$ 일 때 부로브의 크기가 최고로 압축되어 가장 우수한 경우에 해당되며, 이때 $k=1$ 인 TMRCP와 일치하게 된다. 따라서 주파수 특성에 관한 한, TMRCP가 TRAP에 비하여 우수하다. 그러나 시간영역에서 있어서는 TRAP가 TMRCP에 비하여 월등한 특성을 나타낸다. 특히 주목할 만한 점은 1+D 형에서는 U의 값에 관계없이 Timing-jitter와 Overshoot이 없으며, 1-D²형에서는 오로지 Timing-jitter만이 존재하게 되는 것이다.

그림 8에 TRAP를 적용한 1+D형과 1-D²형의 PRS에 대한 Eye-pattern을 나타내었다. 또한 B type PRS 시스템에 TRAP을 적용시킨 경우의 Eye-pattern을 그림 9에 제시하였다. 그리고 표 2는 이들을 정리하여 나타낸 것이다. 물론, 적용된 속도는 각각 43%, 16% 만큼 향상시켰다.

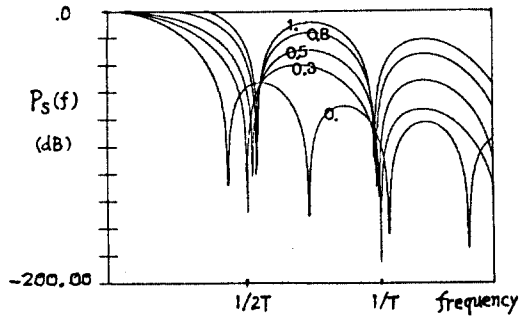
변환다중장치에 있어서, 하나의 채널이 차지하는 대역폭의 크기는 전체 시스템의 전력과 안정성



(a) TRAP의 시간함수



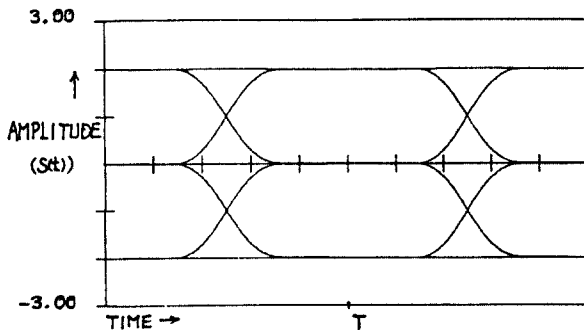
(b) 1-D² 형 TRAP-PRS의 Eye-pattern



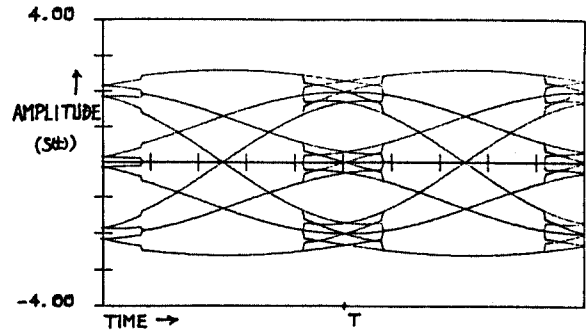
(b) TRAP의 주파수함수

그림 7 매개변수 U에 따른 TRAP의 특성
The characteristics of TRAP for the parameter U

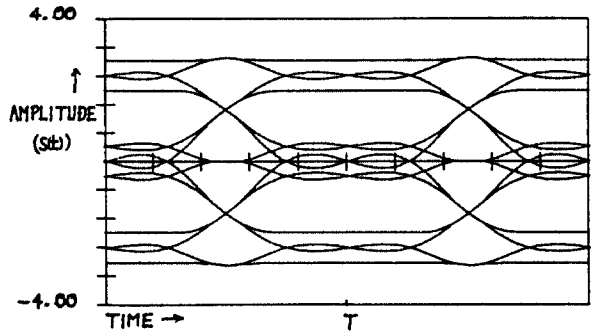
에 지대한 영향을 줄 것이다. 이러한 관점에서, 우리는 TMRCPP의 주파수 특성을 더 높이 평가할 수 밖에 없다.



(a) 1+D형 TRAP-PRS의 Eye-pattern



(a) 1+D 형 PRS B-type (43% over)



(b) 1-D² 형 PRS B-type (16% over)

그림 9. 1-D²형 PRS B-type (16% over)
The eye-patterns of B-type PRS using TRAP

표 2. TRAP PRS의 Eye-pattern 특성 (<%)
(U=0)

| 시스템 type | Eye-width | Jitter |
|-------------|-----------|--------|
| 1-D**2 type | 79.6% | 20.4% |

<Speed-Tolerance가 향상된 시스템의 EYE-PATTERN 특성>

| 시스템 type | ISI | Eye-width | Jitter |
|-------------|-------|-----------|--------|
| 1+D (43%) | 14.3% | 100% | 0% |
| 1-D**2(16%) | 4.8% | 73% | 27% |

III. PRS를 위한 디지털 변환다중장치의 선택.

변환다중장치(transmultiplexer)는 일반적인 PCM 전송시스템과 FDM 전송시스템사이의 상호 변환을 제공하는 신호 처리 장치이다. 이들의 규격 및 설계방식은 채널의 특성, 변환의 정확성, 시스템의 크기, 회로구성의 용이성 등의 관점에서 선택적으로 개발되어 왔다. (8X9X10)

여기에서는 우선 4KHz로 대역 제한된 음성 채널 24개를 두개의 FDM 그룹에 연결하는 PCM-FDM 체계에 대하여, 우리들의 PRS 방식에의 적용이라는 관점으로 선택하여 그 특성 및 구성을 구체화 한다. 또한 FDM-PCM 체계는 PCM-FDM 체계의 개념을 다소 수정하므로써 설계할 수 있다.

FFT 디지털 다위상 여파기(FFT-digital polyphase filter)를 이용한 변환다중장치는 Bellanger에 의하여 제안되고,⁽¹¹⁾ 약간의 수정을 거쳐, Kiyohisa에 의하여 실현되었다.⁽¹²⁾ CCITT G.792에 권고된 잡음조건을 충분히 만족하면서도, 각 채널의 조작없이 그대로 여파기 군에 연결하므로써, 우리의 PRS 변환 여파기의 실현여지를 그대로 제공하므로 우리는 이 체계를 선택하기로 한다.

그림 10은 이 체계의 PCM-FDM 변환 알고리즘을 나타내 주고 있다. 여기서 $B(z^n)$ 은 각 채널의 대역을 유지하는 기본 대역 여파기(Base-band filter)이며, CDF는 각 채널의 해당 복소 SSB 스펙트럼을 생성시키는 여파기이다. 이들 12개의 채널 출력과 dummy 채널 2개를 포함하여 14-point FFT가 이루어진다. 이들 FFT의 출력은 다시 각각의 다위상 여파기 PDF(1-14)로 처리되고, 이의 출력을 Interleaving하여 처리하면 결국 12 KHz FDM 신호 $Y(z)$ 를 생성시키게 된다.

이 알고리즘의 내용은 다음의 식으로 요약된다.

$$Y(z) = R_e \left[\sum_{l=0}^{n-1} z^{-l} F_l(-jz^n) \sum_{k=0}^{n-1} \exp\{j2\pi(4k+1)l/4n\} \cdot I(-jz^n) B(z^n) X_k(z^n) \right] \quad (14)$$

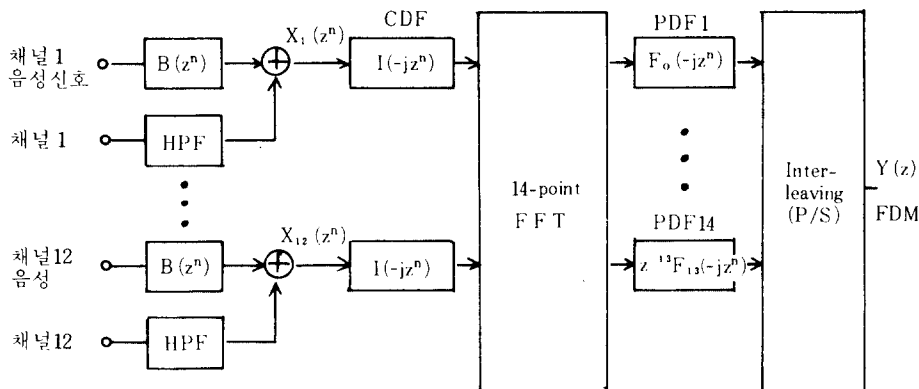


그림 10. PCM-FDM 변환 과정
The process for PCM-FDM Transformation

한편, 이러한 PCM-FDM 변환 고정을 역으로 취하여 그림 11과 같은 PCM-FDM 변환을 나타낼 수 있다. 여기에서의 각 여파기 특성은 그림 10에서의 특성들과 정확히 동일한 것이어야 한다. 또한, 이러한 알고리즘을 정리하면 다음과 같이 표현된다.

$$X_k(z^n) = B(z^n) R_e \left[I(-jz^n) \sum_{i=0}^{n-1} \exp\{j2\pi(4k+1)i/4n\} \cdot F_i(-jz^n) Y_{n-1-i}(z^n) \right] \quad (15)$$

여기서

$$k=0, 1, 2, \dots, (n-1)$$

$$Y(z) = \sum_{i=0}^{n-1} z^{-i} Y_i(z^n).$$

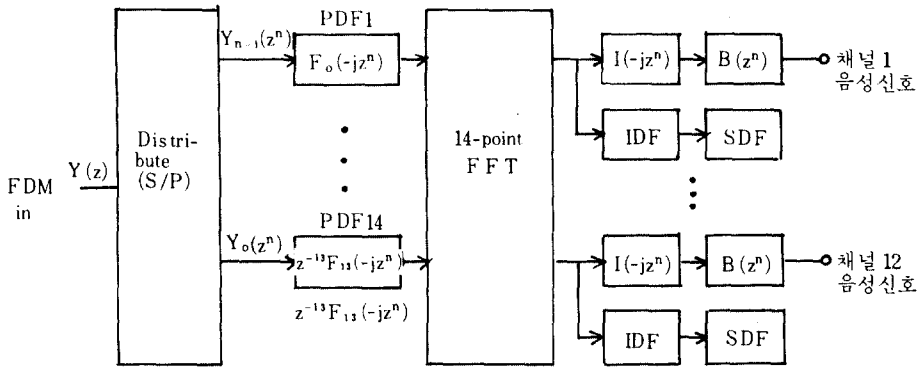


그림 11. FDM-PCM 변환 과정
The process for FDM-PCM transformation

IV. 적용과 설계

전술한 바와 같이, 변환다중장치(transmultiplexer)의 각 채널에 PRS 전송 방식을 적용하기 위해서는 채널간의 간섭을 고려한 최소 대역폭 문제와 시스템의 환경 변화에 의한 속도의 증감 및 시간 오류에 대한 적응성을 고려한 속도 융통성 문제를 동시에 착안하여 적용하는 것이 유리할 것이다. 이러한 관점에서 일반적인 $1-D^2$ 형의 PRS 방식에 제 II-1 절에서 설명한 B-type 모델을 적용하고 단위 펄스로서 제 II-2절에서 제안한 TMRCP(time-limited Modified Cosine Pulse)를 사용하여 각 채널의 신호를 처리하기로 한다.

또한, 원거리 전송로(transmission line)를 통하여 전송되는 모든 신호는 PRS 신호로 하고, 변환다중장치 내에서 작용하는 모든 신호는 순수한 디지털 신호로 처리되도록 적용한다면, 채널 상에

서 얻을 수 있는 PRS 방식의 일반적인 잇점을 그대로 유지 하면서 기존에 설계된 변환다중장치의 구조를 그대로 이용할 수 있을 것이다. 그러나 PRS 형태로 전송되어 온 신호를 변환다중장치의 순수한 PCM 신호로 변환하는 과정을 용이하게 실현하기 위해서는 변환 다중장치의 각 채널이 조작됨이 없이 유지되고 있어야 하며, 이를 위하여 FFT-디지털 다위상 여파기(FFT-digital polyphase filter)를 사용한 변환다중장치를 선택하여 적용하기로 한다.⁽¹¹⁾⁽¹²⁾

그러므로 전체 시스템의 구조는 변환다중장치의 입력측에 PRS-PCM 변환기와 역방향의 변환다중장치의 출력측에 PCM-PRS 변환기가 부착되어 있는 형태가 될 것이다. 물론 FDM-PRS, PRS-FDM 변환기도 경우에 따라 필요로 하겠으나 여기에서는 다루지 않기로 한다. 또한, PRS 전송 방식의 오류 검출 능력을 이용하기 위하여

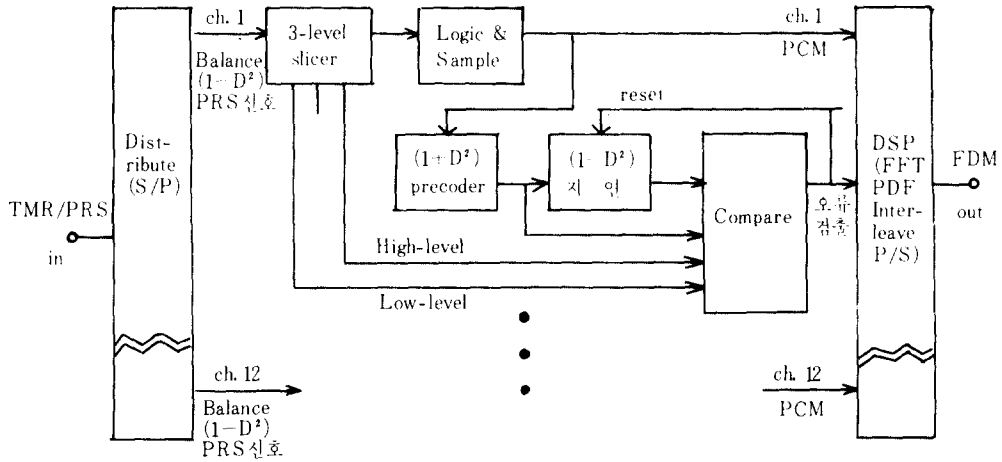


그림 12. TDM / PRS-PCM-FDM 변환 체계의 구성도
The block diagram of the transmultiplexing system for TDM / PRS-PCM-FDM

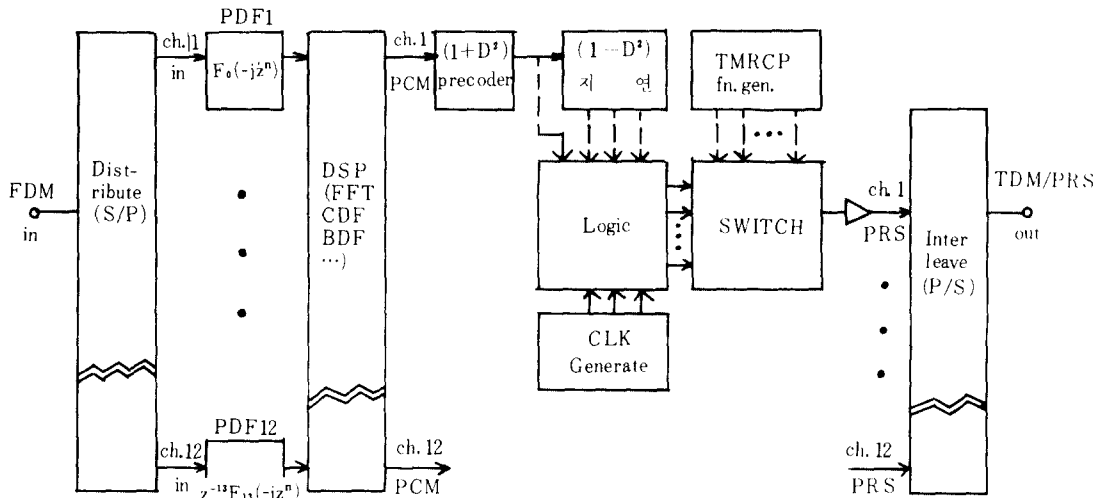


그림 13 FDM-PCM-TDM / PRS 변환 체계의 구성도
The block diagram of the transmultiplexing system for FDM-PCM-TDM / PRS

PRS-PCM (PRS detection) 변환을 위한 각 채널에는 오류 검출을 위한 회로를 제공하기로 한다. 제1채널을 강조하여 그린 TDM / PRS-PCM-FDM 체계의 구성도를 나타내면 그림 12와 같다.

여기에서는 우선 12채널의 $(1-D^2)$ 형 PRS 신호가 다중되어 (TDM / PRS) 입력되는 것으로 가정하고, 이를 분리하여 PRS-PCM 변환을 위한 구성을 제시하였다. 각 채널마다 오류검출을 위한 회로를 부여하므로써 비교기(comparator)의 출력

으로부터 얻어지는 오류존재 여부에 대한 정보를 변환다중장치의 경보(Alarm) 체계의 일부로 이용할 수 있도록 하였다.

다음으로 FDM·PCM·TDM / PRS 체계의 구성도를 나타내며 그림 13과 같다. 여기에서도 제1 채널만을 강조하여 표시하였다. 전술한 바와 같이, 변환다중장치내의 모든 여파기의 구조는 그림 12의 체계에서 제시한 것과 동일한 것이어야 하며, PRS 체계의 여파기들도 대칭성을 갖는다는 점을 강조한다.

12 채널의 FDM 신호는 우선 FFT-디지털 다위상 여파기에 의하여 각각 12 채널의 PCM 신호로 변환되고, 이들은 다시 $(1-D^2)$ 형 TMRCP·PRS 방식의 신호체계에 의하여 각 채널을 형성시킨다. 여기서 Logic 회로는 신호의 천이에 따라 적당한 TMRCP 함수를 선택하여 스위치 회로에 의하여 PRS 신호를 선택하도록 하여 준다. 각 채널에서 형성된 PRS 신호들은 다중화 회로를 거쳐 다시 TDM / PRS 신호를 전송로에 공급하게 된다.

V. 결 론

본 연구에서는 다중화된 채널 상에서 발생하기 쉬운 채널 간섭 문제를 해결하고 전력의 균일성을 유지하기 위한 목적으로 각 채널에 $(1-D^2)$ 형 B type PRS 방식을 적용한 변환다중장치의 설계 기법을 제시하였다. 기존의 Nyquist 펄스를 사용한 PRS 보다 대역폭 효율에 있어서 다소 열등하나 Eye-pattern이 우수하여 체계의 환경 변화에 따르는 시간오차(Timing error)에 대하여 적응성이 뛰어나고, Overshoot과 Undershoot이 감소되므로 전력의 균일성을 유지할 수 있는 단위 펄스(TMRCP)를 사용하는 PRS 방식을 제안하였다.

또한, 제시된 PRS 방식은 B type 모델을 적용함으로써 속도 융통성을 더욱 향상시킬 수 있음을 밝혔다. 그러나 이러한 체계의 적용을 위해서는 각 채널의 여파가 아무런 조작없이 이루어지는 변환다중장치의 구성을 요구하게 되며, 이를 위하

여 FFT-디지털 다위상 여파기를 이용한 변환다중장치의 개념을 선정하였다. 이는 PCM-FDM 및 FDM-PCM 변환의 완벽성을 제공할 뿐 아니라, 각 채널의 여파 과정을 그대로 노출시키고 있으므로 PRS 체계의 접속 여지를 무리 없이 부여하고 있다. 더우기 CCITT G.792에 권고된 잡음 조건을 만족시킨다.

원거리 전송로 상에서 전달되는 모든 신호는 PRS $(1-D^2)$ 방식을 채택하고, 변환다중장치 내에서 작용하는 모든 신호는 순수한 디지털 신호로 유지될 수 있도록 하기 위하여, 변환다중장치의 전후 PRS-PCM, PCM-PRS 변환을 위한 회로를 첨부하여 설계하였다. 또한, 각 채널을 구성하는 PRS내에는 체계의 특성을 이용한 오류 검출 기능을 첨가함으로써 변환다중장치의 경보 체계의 일부로 사용될 수 있도록 하였다.

경우에 따라 FDM-PRS 혹은 PRS-FDM 변환장치의 필요성이 증대될 수 있으나, 이들의 설계는 차후의 연구 과제로 남는다. 그러나 만일, PRS 전송 방식이 현재보다 더욱 유행하여 현재의 PCM 방식을 능가 하게 된다면, PRS 신호 자체를 변환다중할 수 있는 체계의 설계가 필요하게 될 것이다. 이러한 체계 내에서는 FDM-PRS, PRS-FDM 변환 장치의 설계가 자연스럽게 이루어지리라 전망된다.

이 논문은 한국 학술진흥재단의 1987년도 자유평모 과제연구비 지원에 의하여 연구되었음.

참 고 문 헌

1. A. Lender, "The duobinary technique for high-speed data transmission," IEEEtrans. on comm. elec. vol. 8 2, pp. 214-218 May 1963.
2. A. Lender, "Correlative data transmission with coherent recovery using absolute reference," IEEE trans. on comm. vol. COM-16 no. 1 Feb. 1968
3. P.Kabal, S. Pasupathy, "Partial-Rsponse Signaling," IEEE trans. on comm., vol. COM-23 no.9 Sep.1975.
4. E.R.Kretzmer, "Generalization of a technique for binary

- data communication," IEEE trans. on. tech. vol. COM-68. Feb.1966..
5. R.A.Zakarevicius, K.feher, "On the speed tolerlance of certain classes of data transmission systems," IEEE trans. on comm. vol. COM-34 no.8 Aug.1986
 6. C.Y.John, K.Feher, M.Gendron, "Techniques to generate ISI and Jitter-Free band-limited Nyquist signals and a method to analyze Jitter effects," IEEE trans. on comm. vol. COM-27 no.11 Nov. 1979.
 7. F.Amoroso, "Pulse and spectrum manipulation in the minimum(frequency) shift keying(MSK) format," IEEE trans. on comm.vol,Mar 1976.
 8. C.F.Kurth, "SSB / FDM utilizing TDM digital filters," IEEE trans. comm . tech. vol. COM-19, pp 63-71, Feb. 1971.
 9. T.Tsudam, S.Marita, Y.Fujii, "Digital TDM-FDM translator with multistage," IEEE trans. comm. vol.COM-26 pp 734-741, May. 1978
 10. M.J. Narasimha, A.M.Peterson. "Design of a 24-channel transmultiplexer," IEEE trans. Acoust, Speed Signal Proc, vol. ASSP-27, pp. 752-762. DEC. 1979.
 11. G.L. Cariolaro, F.Molo, "Transmultiplexer fundamentals," Rec. IEEE int. conf. comm. 1980.
 12. K.Wakabaysahi, T.Aoyama, k.Murano, F.Amano, " TDM-FDM transmultiplexer using a digital signal processor," IEEE trans. and comm vol. COM-30 no 7, pp. 1552-1559, Jul, 1982.



吳 善 統(Yong Sun OH) 正會員
 1957年 9月22日生
 1983年 2月：延世大學校 電子工學科(工學士)
 1985年 2月：延世大學校 電子工學科 碩士
 1986年 9月～現在：延世大學校 電子工學科 博士課程
 1988年 3月～現在：목원大學校 專任講師



康 昌 彦(Chang Eon KANG) 正會員
 1938年 8月26日生
 1960年：延世大學校電氣工學科(工學士)
 1965年：延世大學校大學院電氣工學科(工學碩士)
 1969年：美國미시간주립大學校大學院電氣工學科(工學碩士)
 1973年：美國미시간주립大學校大學院電氣工學科(工學博士)
 1967年～1973年：美國미시간주립大學校工業研究所先任研究員
 1973年～1981年：美國노턴일리노이대학교電氣工學科助教授，副教授
 1982年～現在：延世大學校電子工學科 教授
 1987年～1988年：本學會 副會長
 1989年～現在：本學會 會長