

송선로 길이에 따른 전치보상 방법에 관한 연구

正會員 鄭英和*, 陳庸玉**

A study on the precompensation method as to the length of transmission lines

Young Hwa Jeong*, Yong Ohk Chin** Regular Members

要 約

본 논문은 전송선로 길이에 따른 전치보상 방법에 관한 연구이다. 본 논문은 2중 연선 가입자선로를 대상으로 측정된 1차정수로 부터 전송선로 길이에 따른 주파수 응답을 추정하고 그로부터 전달함수를 모델링하여 전치보상 시스템을 설계하는 방법을 제시한다. 심경이 0.5mm인 1~5km 길이의 가입자선로에 대해 500kbps의 4레벨 PAM(2B1Q)신호를 전송하는 경우를 모의실험한 결과, 본 방법에 의하여 길이에 관계없이 약 500kHz까지 전치보상할 수 있다.

ABSTRACT

This paper is a study on the precompensation method for the distortion as the length of transmission lines. This paper presents the method to estimate frequency response of transmission lines with respect to the length of that inferred from the measured primary constants of twisted pair subscriber lines and design the precompensation system by modeling the transfer function from that. Simulation is carried out in the case of transmitting 4 level PAM(2B1Q) signal of 500kbps for subscriber line of 1~5km with the diameter 0.5mm, and whose results show that it is possible to precompensate until about 500kHz without regard to the length by this method.

*南서울 産業大學校 情報通信工學科

Dept. of Info. & Comm. Engineering, Southern Seoul Univ.

**慶熙大學校 電波工學科

Dept. of Radio Science & Engineering, Kyung Hee Univ.

論文番號 : 95138-0407

接受日字 : 1995年 4月 7日

I. 서론

새로운 통신 서비스에 대한 이용자의 요구의 증가와 통신기술의 발전에 따라 일반 전화선로인 동선 케이블의 새로운 이용 방안에 많은 관심이 모아지고 있다. 특히 2중 연선 가입자선로를 이용한 디지털 서비스의 제공 방법은 협대역 ISDN과 관련하여 많은 연구 및 조사가 이루어져 왔다⁽¹⁾⁽²⁾⁽³⁾⁽⁴⁾⁽⁵⁾⁽⁶⁾. 최근에는 1.544Mbps 또는 2.048Mbps 서비스를 제공하는 고속 가입자선로(High bit rate digital subscriber line : HDSL) 기술⁽⁷⁾⁽⁸⁾⁽⁹⁾과 저속 양방향 전송으로 협대역 ISDN 서비스를 제공하고 고속 단방향 전송으로 압축된 영상 서비스를 제공하려는 비대칭 디지털 가입자선로(Asymmetric digital subscriber line : ADSL) 기술⁽¹⁰⁾에 대한 연구로 요구즉시형 비디오(VOD) 서비스등의 실용화가 이루어지고 있다.

이러한 디지털 가입자선로 기술은 결국 지금까지는 사용하지 않았던 선로의 주파수 대역을 활용하고자 하는 것으로 볼 수 있다. HDSL 또는 ADSL에서 요구되는 대역폭은 전송방식에 따라 다르나 대략 $300 \pm 50\text{kHz}$ 정도가 필요한 것으로 보고되고 있다⁽⁸⁾. 그러나 동선 가입자선로는 주파수나 길이가 증가함에 따라 감쇄가 급격히 증가하므로 정교한 등화기술이 필수적으로 요구되고 있다. 한편 이러한 방식의 근본적인 문제점은 공급자가 제공하는 통신선로에서 발생한 왜곡을 이용자측에서 보상해야 한다는 것이다.

가입자선로를 포함한 고정된 형태의 전송선로는 근사적으로 선형 시불변 시스템으로 볼 수 있으며 직렬연결된 선형 시불변 시스템은 그 순서를 바꾸어도 전체 시스템의 특성에는 변화가 없으므로 현재까지 연구되어온 등화방식과는 달리 신호가 선로에서 왜곡될 부분을 전송하기 전에 미리 보상하는 이른바 전치보상이 가능하다⁽¹¹⁾. 신호를 보상한다는 측면에서 등화와 전치보상은 동일하지만 등화기의 경우 수신측에서 통신로를 지나 잡음이 혼입된 신호를 증폭하지만 전치보상방법의 경우 추정 감쇄분만을 미리 보상하기 때문에 등화기에서와 같은 잡음 증폭현상이 없으므로 잡음이 심하거나 가입자선로와 같이 감쇄가 큰 통신로의 경우에는 등화보다 효율적이며 그 구조가 수신측에 설치되는 등화기보다 간단하다. 또한 전치보상 후 전송된 신호는 수신했을 때 왜곡이 없는 상태이기 때문에 동기화(Synchronization)가 용이하

게 이루어질 수 있다. 한편 통신로의 특성을 추정하고 왜곡을 보상하는 기능을 어느 한 쪽으로 흡수할 수 있기 때문에 예를 들어 전치보상 방법이 디지털 가입자선로 기술에 응용되어 교환기측 선로종단에서 수행된다면 가입자측에서는 단순한 송·수신기만으로 양방향의 고속 데이터 전송이 이루어질 수 있을 것이다. 이러한 전치보상은 FM방식에서 이용되는 전치강세(Preemphasis)와 유사한 개념으로 볼 수도 있을 것이다. 그러나 전치강세 후에는 반드시 후치복세(Deemphasis)가 있어야 한다는 점에서 전치보상과 근본적인 차이가 있다.

전치보상을 위해서는 선로의 입력측에서 주파수 응답을 추정하는 방법이 있어야 한다. 본 논문에서는 이를 위해 입력측에서 측정된 1차정수 R, L, C, G로⁽⁸⁾ 부터 주파수 응답을 추정하고 이를 유리함수(Rational function)로 모델링하는 방법을 제시한다. 다음은 보상 시스템을 설계하는 문제로서 선로가 비최소위상 특성을 갖기 때문에 최소위상 시스템과 전역통과 시스템으로 분리하여 최소위상 시스템에 대한 진폭 왜곡 보상 시스템을 설계하는 방법과 전역통과 시스템의 균지연이 최종 수신측의 균지연이 되며 균지연 왜곡이 크지 않음으로서 균지연 왜곡 보상이 없어도 큰 문제가 없음을 본 연구에서 논의한다.

또한 한국의 대도시 상업 및 거주지역 전화국 관내 63,955 가입자의 선로길이가 0~5km 범위내라는 표본조사 결과⁽¹²⁾에 따라 본 논문에서는 심경 0.5mm인 1~5km 길이의 가입자선로를 대상으로 길이에 따른 전달함수 모델링과 보상 시스템 설계과정을 모의실험한다. 설계된 보상 시스템을 이용하여 500kHz까지 전치보상하여 500kbps의 4레벨 PAM(2B1Q) 신호를 전송하였을 경우에 대한 성능을 예시한다.

2장은 전치보상의 개념에 대해 설명하고 3장에서는 길이에 따른 전송선로의 전달함수 모델링을 위한 전송선로의 주파수 응답과 1차정수로 부터의 주파수 응답 추정에 대하여 설명한다. 4장에서는 전달함수 모델링에 대해서 설명하고 5장에서는 보상 시스템 설계방법을 제시하며 6장에서 모의실험 결과 및 고찰로서 길이에 따른 가입자선로의 주파수 응답 추정과 IIR 필터 모델링 결과 및 전치보상을 가지는 디지털 신호 전송 시스템에 대한 모의실험 결과를 나타내고 마지막으로 7장에서 결론을 서술하였다.

II. 전치보상의 개념

전치보상이란 그림 1에 나타난 바와 같이 통신로의 왜곡을 전송전에 송신기측에서 보상하여 주는 것을 말한다. 그림 1에서 사용된 기호를 이용하면 전치보상기의 전달함수는 식 (1)과 같이 나타낼 수 있다.

$$H_p(f) = \frac{GC(f)}{H_t(f)} \quad ; \quad G: \text{상수} \quad (1)$$

여기서 $C(f)$ 는 왜곡이 없는 이상적인 저역통과 필터이다. 그러므로 전치보상기와 전송선로가 결합된 등가 통신로의 전달함수는 다음과 같은 식으로 나타낼 수 있다.

$$H_c(f) = H_p(f) \cdot H_t(f) = GC(f) \quad (2)$$

전치보상 방법을 일반 전화선로에 적용할 경우 몇가지 잇점을 얻을 수 있다. 등화기의 경우 수신측에서 통신로를 지나 잡음이 혼입된 신호를 증폭하지만 전치보상 방법의 경우 추정 감쇄분만을 미리 보상하기 때문에 등화기에서와 같은 잡음 증폭현상이 없고 그 구조가 수신측에 설치되는 등화기보다 간단하다. 또한 전치보상기는 교환측에 설치되므로 전치보상기의 추정기 부분은 공유가 가능하게 된다.

III. 전치보상을 위한 전송선로 길이에 따른 주파수 응답 추정

1. 전송선로의 주파수 응답

본 논문에서는 전송측에서 통신로의 전달함수를 추정할 수 있는 방법을 제시한다. 가입자선로를 포함한 전송선은 4단자망 회로로 나타낼 수 있고 그 ABCD 파라메

타는 식 (3)과 같다.

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma l) & Z_0 \sinh(\gamma l) \\ 1/Z_0 \sinh(\gamma l) & \cosh(\gamma l) \end{bmatrix} \quad (3)$$

여기서 γ 는 전파정수로 $\alpha + j\beta$ 이며 α 는 감쇠정수, β 는 위상정수이다. l 은 전송선의 길이이며, Z_0 는 특성 임피던스이다.

전송선로의 부하 임피던스를 Z_L 이라 하면 전송선로의 복소 주파수 응답은 식 (4)로 부터 얻을 수 있다.

$$H(l, \omega) = \frac{Z_L}{B + AZ_L} \quad (4)$$

여기서 A, B는 모두 주파수와 길이의 함수이다.

2. 1차정수로 부터의 주파수 응답 추정

전송선로의 주파수 응답을 얻기 위하여 선로의 입력 어드미턴스 차로 부터 복소 주파수 응답 표본을 추정하고 이를 전달함수식으로 모델링하는 방법이 연구되었으나 200kHz까지의 보상이 가능하였고 주파수와 선로길이에 따라 오차가 큰 단점이 있다.

본 논문에서는 측정된 가입자선로의 1차정수 R, L, C, G로 부터 Z_0 특성 임피던스와 전파정수 γ 를 구하고 그로부터 A, B 파라메타를 구하여 전송선로의 주파수 응답을 추정하였다. 1차정수 R, L, C, G는 이론적으로도 그 값들을 얻을 수 있다.

주파수 응답 $H(l, \omega)$ 의 추정을 위해 필요한 Z_0, γ, A, B 는 1차정수로 부터 구할 수 있으며 전송선의 특성 임피던스는 식 (5)와 같은 1차정수 식으로 부터 얻을 수 있다.

$$Z_0(\omega) = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (5)$$

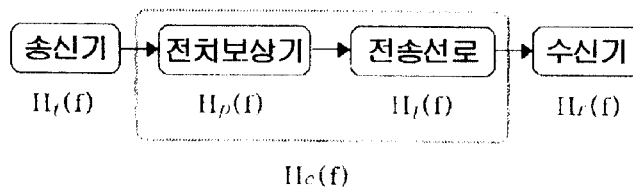


그림 1 전치보상을 가지는 통신 시스템
Fig. 1. Communication system model with precompensation

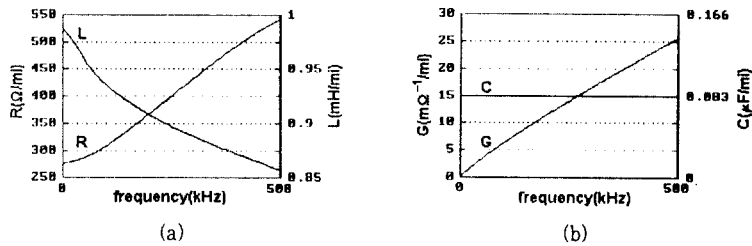


그림 2. 가입자 선로의 1차정수 R, L, C, G의 주파수 특성
 (a) R, L의 주파수 특성 (b) C, G의 주파수 특성
 Fig. 2. Frequency characteristics of primary constant
 (a) Frequency characteristics of R, L (b) Frequency characteristics of C, G

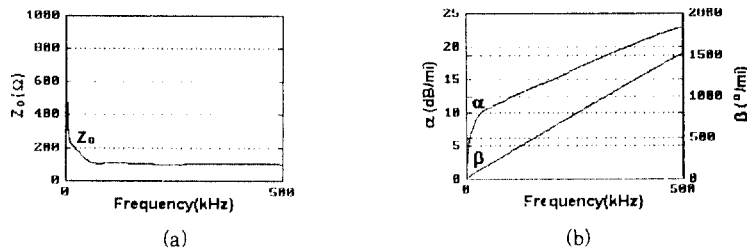


그림 3. 선로의 특성 임피던스 Z₀와 감쇠정수 α와 위상정수 β의 주파수 특성
 (a) Z₀의 주파수 특성 (b) α와 β의 주파수 특성
 Fig. 3. Frequency characteristics of characteristics impedance Z₀ and decay constant α, phase constant β in line
 (a) Frequency characteristics of Z₀ (b) Frequency characteristics of α and β

또한 케이블의 전파상수는 식 (6)으로 부터 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \gamma(\omega) &= \alpha(\omega) + j\beta(\omega) \\ &= \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \end{aligned} \quad (6)$$

이들 특성 임피던스와 전파상수를 식 (3)에 대입함으로써 길이에 따른 A, B, C, D 파라메타를 구하고 식 (4)로 부터 선로 길이에 따른 주파수 응답을 얻을 수 있다.

아날로그 전화의 활성상태에서의 임피던스는 600Ω으로 규격화되어 있으므로 전송선로의 부하 임피던스 Z_L = 600Ω으로 하여 실험 하였다. 그림 2는 가입자선로의 1차정수 R, L, C, G의 주파수 특성을 보이고, 그림 3은 특성 임피던스 Z₀와 감쇠정수 α와 위상정수 β의 주파수 특성을 보인다. 그림 4는 식 (4)로 부터 구해진 심경이 0.5mm인 1~5km의 길이에 따른 가입자선로의 주파수 응답을 나타낸 것이다.

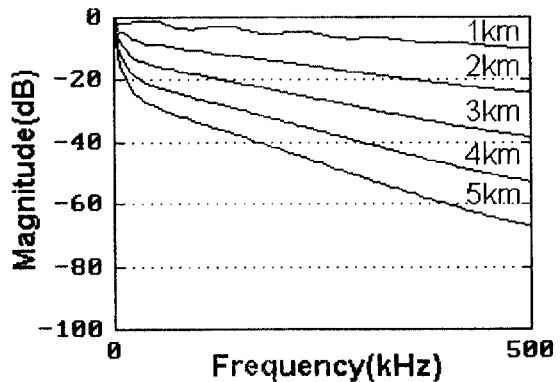


그림 4. 심경 0.5mm, 1~5km의 길이에 따른 가입자 선로의 주파수 응답
 Fig. 4. Frequency response of subscriber line with diameter 0.5mm, length 1~5km

IV. 전달함수의 모델링

선형 시불변 시스템의 전달함수식은 식 (7)과 같이 나타낼 수 있다.

$$H(z) = \frac{B(z)}{A(z)} = \frac{\sum_{j=0}^q b_j z^{-j}}{1 + \sum_{i=1}^p a_i z^{-i}} \quad (7)$$

본 논문에서 전달함수 모델링이란 추정된 주파수 응답 표본으로부터 a_i, b_j 를 결정하는 것이다. 이것은 보는 관점에 따라 시스템 인증이나 IIR 필터 모델링의 문제로 볼 수 있다. 이러한 문제의 해를 얻기 위한 Prony의 방법, Deczky의 방법 및 차분상 보간법등 여러가지 방법이 있다.

주파수 응답 표본을 역 푸리에 변환하여 임펄스 응답을 구한 후 Prony의 방법을 적용하는 방법은 간단하고 쉬운 대신 모델링 오차가 크게 나타난다. 이와는 달리 Fletcher-Powell 알고리즘을 이용하여 p-error criterion을 최소화 시키는 Deczky 방법⁽¹³⁾은 좋은 모델링 성능을 보이는 반면 이에 필요한 최적화 알고리즘이 매우 복잡하다. 최근에 Kumaresan에 의해 대수학적 방법을 직접 이용하여 해를 구하는 방법이 제시되었다⁽¹⁴⁾⁽¹⁵⁾. 이 방법은 복소 주파수 응답 표본으로부터 전달함수를 모델링하는데 매우 효과적인 방법중의 하나이다. 이 방법은 기본적으로 차분상 보간법(divided difference interpolation)⁽¹⁶⁾에 근거한 것으로서 간단히 요약하면 다음과 같다.

함수 $A(z)$ 의 0, 1, 2, ..., n 차 차분상은

$$\begin{aligned} A[z_0] &= A(z_0) \\ A[z_0, z_1] &= \frac{A[z_1] - A[z_0]}{z_1 - z_0} \\ A[z_0, z_1, \dots, z_n] &= \frac{A[z_1, z_2, \dots, z_n] - A[z_1, z_2, \dots, z_{n-1}]}{z_n - z_0} \end{aligned}$$

이며 일반적으로 표현하면

$$A[z_0, z_1, \dots, z_n] = \sum_{i=0}^n \frac{A(z_i)}{L(z_i)} \quad (8)$$

이다. 여기서

$$L(z_i) = \prod_{j=1, j \neq i}^n (z_i - z_j) \quad (9)$$

이고, n보다 작은 차수의 다항식에 대한 n차 차분상은 0이다.

식 (7)의 전달함수를 편의상

$$H(z) = \frac{\sum_{j=0}^q b_j z^{-j}}{1 + \sum_{i=1}^p a_i z^{-i}} = \frac{B(z)}{A(z)} \quad (10)$$

로 표시하면

$$H(z)A(z) = B(z) \quad (11)$$

이고 $n = p + q$ 이라 하면 $B(z)$ 가 q차 다항식이므로

$$B[z_0, z_1, \dots, z_n] = \sum_{k=0}^n \frac{B(z_k)}{L(z_k)} = 0 \quad (12)$$

이며 식 (11)을 식 (12)에 하면

$$\sum_{k=0}^n \frac{H(z_k) A(z_k)}{L(z_k)} = 0 \quad (13)$$

이다. 또 다항식 $z^p B(z)$ 의 최고차수는 n보다 작으므로

$$\sum_{k=0}^n \frac{H(z_k) A(z_k) z_k^j}{L(z_k)} = 0 \quad j=0, 1, \dots, p-1 \quad (14)$$

이다. 여기서

$$A(z) = \sum_{i=0}^p a_i z^i$$

이므로 식 (14)는

$$\sum_{k=0}^n \sum_{i=0}^p \frac{H(z_k) z_k^{i+j}}{L(z_k)} a_i = 0 \quad (15)$$

으로 표현되는 동차 연립방정식을 얻을 수 있다. 식

(13)을 행렬의 형태로 표현하면

$$D \mathbf{a} = 0 \quad (16)$$

이되고 여기서 $\mathbf{a} = [a_0, a_1, \dots, a_p]^T$ 이며

$$D_j = \sum_{k=0}^n \frac{H(z_k) z_k^{i+j}}{L(z_k)} \quad (17)$$

$$i = 0, 1, \dots, p-1$$

$$j = 0, 1, \dots, p$$

이다.

식 (16)에서 $a_0 = 1$ 이어야 하므로

$$D_r \mathbf{a}_r = -D_1 \quad (18)$$

로 표시되며 이것은 일반적인 선형 연립방정식의 형태이다. 여기서

$$D_r = [D_{ij}], i = 0, 1, \dots, p-1, j = 0, 1, \dots, p$$

$$D_1 = [D_{i0}]^T, i = 0, 1, \dots, p-1$$

$$a_r = [a_1, \dots, a_p]^T$$

이다. D_r 은 전위수(full rank) 행렬이고 따라서 유일한 해가 존재한다.

식 (18)에 의해 $A(z)$ 가 구해지면

$$A(z_i)H(z_i) = B(z_i)$$

$$= b_0 + b_1z_i + \dots + b_qz_i^q \quad (19)$$

이므로 Vandermonde 시스템

$$\begin{bmatrix} 1 & z_0 & z_0^2 & \dots & z_0^q \\ 1 & z_1 & z_1^2 & \dots & z_1^q \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & z_q & z_q^2 & \dots & z_q^q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_0 \\ b_1 \\ \dots \\ b_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A(z_0)H(z_0) \\ A(z_1)H(z_1) \\ \dots \\ A(z_q)H(z_q) \end{bmatrix}$$

이 얻어지고 식 (20)을 풀면 $B(z)$ 을 구할 수 있다.

V. 보상 시스템의 설계

전치보상 시스템은 추정된 선로의 전달함수의 식 (21)과 같은 역함수를 전달함수로 갖는 시스템이라 할 수 있다.

$$H^{-1}(z) = \frac{A(z)}{B(z)} = \frac{a_0}{b_0} \frac{\prod_{k=0}^N (1 - d_k z^{-1})}{\prod_{k=0}^M (1 - c_k z^{-1})} \quad (21)$$

따라서 전달함수 모델링만 되면 보상 시스템은 쉽게 구해진다. 그러나 원 시스템이 비최소위상이면 단위원 외부에 영점이 존재하고, 단위원 밖에 존재하는 $H(z)$ 의 영점은 역 시스템의 극점이 되어 불안정한 시스템이 된다. 따라서 임의의 시스템 함수를 최소위상 시스템과 전역통과 시스템으로 나누어

$$H(z) = H_{min}(z)H_{ap}(z) \quad (22)$$

로 생각할 수 있다^[17]. 여기서 $H_{min}(z)$ 은 단위원 외부에 존재하는 모든 영점을 단위원 내부의 그 공액 역수 위치

로 바꿈으로써 구할 수 있는 최소위상 시스템이고 $H_{ap}(z)$ 는 크기 1을 가지는 전역통과 시스템이다.

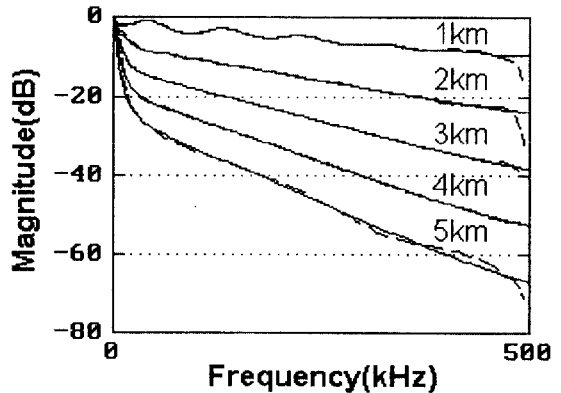
위 장에서 논의한 모델링 방법을 이용하여 $H(z)$ 와 그로부터 $H_{min}(z)$ 을 구할 수 있으며 식(22)는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$H_{ap}(z) = H(z)/H_{min}(z) \quad (23)$$

따라서 진폭왜곡은 정확히 보상된다. 한편 남아있는 전역 통과 시스템의 군지연 왜곡을 보상하여야 하지만 그림 10에서 보듯이 보상이 필요할 만큼 큰 왜곡을 가지지 않으므로 군지연 보상을 사용하지 않고 전치보상 시스템을 구성하였다. 결과적으로 군지연 보상에 의한 군지연 증가를 피할 수 있다.

VI. 모의실험 및 고찰

본 논문에서 1차정수를 이용하여 얻은 길이에 따른 가입자선로에 대한 주파수 응답 표본으로 부터 IIR 필터로의 전달함수 모델링하는 과정과 그것으로 부터 보상 시스템을 설계한 후 전치보상을 가지는 디지털 전송 시스템에 대하여 모의실험 한다.



— : Frequency response of true lines
 - - - : Frequency response of IIR model

그림 5. 실제 선로들과 그들의 IIR 필터 모델에 대한 주파수 응답의 비교
 Fig. 5. The comparison of frequency response for the true lines and IIR filter models

1. 전달함수 모델링

심경 0.5mm, 길이 1~5km인 가입자선로에 대한 주파수 응답을 측정된 1차정수들의 값들로 부터 식 (4)를 이용하여 각각 구한 후 500kHz까지 100개의 표본을 취하고 4장에서 설명한 알고리즘을 이용하여 IIR 필터로 모델링 하였다. 그림 5는 길이에 따라 추정된 선로의 주파수 응답과 전달함수로 모델링 하였을 때 모델링된 IIR 필터의 주파수 응답을 함께 나타낸 것이다. 이때 필터 차수는 반복 실험하여 결정 하였으며 1~5km 길이에 따른 주파수 응답을 각각 전달함수로 모델링하는데 적합한 차수는 분모 1차, 분자 30차이다. 1~5km의 선로 길이에 따른 진폭의 rms 오차는 각각 0.3254dB, 0.3678dB, 0.2042dB, 0.2210dB, 0.8155dB로 양호한 모델링 결과를 얻을 수 있었다. 그림 6은 길이에 따른 선로의 임펄스 응답을 보인다. 그림 7은 1~5km 선로에 대한 IIR 필터 계수로 부터 구한 영점과 극점중 3km 선로에 대한 영점과 극점을 극좌표평면에 표시한 것으로 단위원 외부의 영점이 존재함을 알 수 있다.

2. 보상 시스템 설계

본 절에서는 보상 시스템을 모의실험 한다. 모델링된 전달함수의 영점과 극점은 그림 7에서 보듯이 단위원 외부에 영점이 존재하므로 비최소위상 시스템을 알 수 있다. 따라서 보상을 5장에서 논의한 바와 같이 최소위상 시스템과 전역통과 시스템으로 나누어 설계할 필요가 있다. 그림 8은 3km 선로에 대한 전치보상 시스템의 원점과 극점을 나타낸것으로 그림 7의 외부에 존재하는 영점을 공역의 역수로 대치한 후 역함수를 구한 결과이다. 이와같이 설계된 보상 시스템으로 보상된 1~5km 선로의 진폭응답중 3km 선로에 대한 보상된 진폭응답을 선로와 전치보상 시스템의 진폭응답 응답과 함께 그림 9에 표시하였다. 선로의 진폭응답이 500KHz부근에서 실제보다 작게 추정되어 큰 보상오차를 나타낸다.

그림 10에서 1km와 4km 선로에 대한 전치보상기를 거친 후 수신된 신호의 군지연을 각각 보인다. 군지연 왜곡을 보상하기 위한 군지연 보상을 설계하여도 되겠지만 그림 10에서 보듯이 전역통과 시스템에 의한 군지

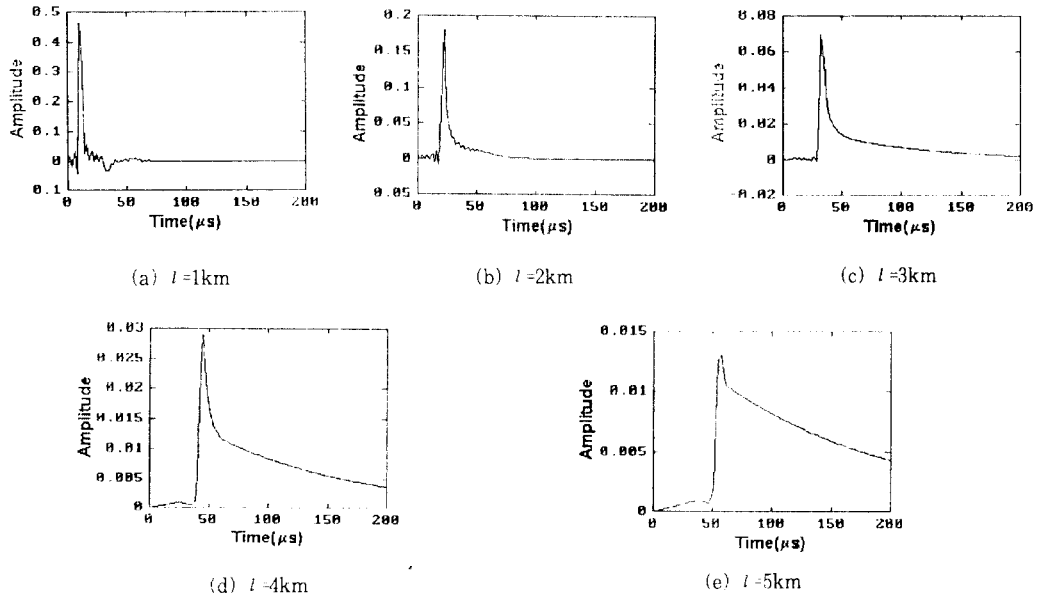


그림 6. 선로길이에 따른 가입자 선로의 임펄스 응답
 (a) $l=1\text{km}$ (b) $l=2\text{km}$ (c) $l=3\text{km}$ (d) $l=4\text{km}$ (e) $l=5\text{km}$
 Fig. 6. Impulse response of subscriber line as to line length
 (a) $l=1\text{km}$ (b) $l=2\text{km}$ (c) $l=3\text{km}$ (d) $l=4\text{km}$ (e) $l=5\text{km}$

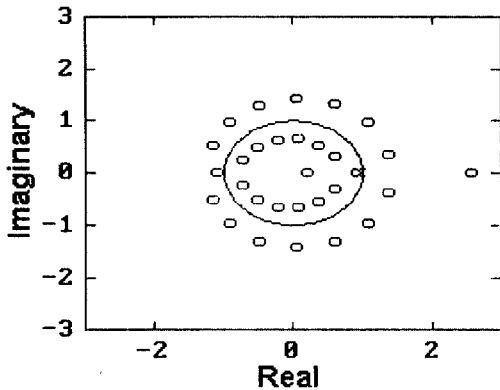


그림 7. 3km 선로에 대해 모델링된 IIR 필터의 영점과 극점
Fig. 7. Poles and zeros of IIR filter modeled for 3km line

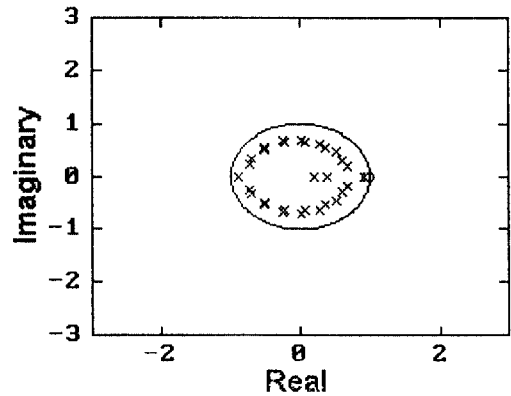


그림 8. 3km 선로에 대한 전치보상기의 영점과 극점
Fig. 8. Poles and zeros of the precompensator for 3km line

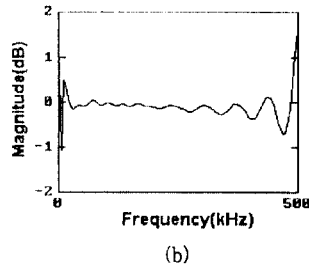
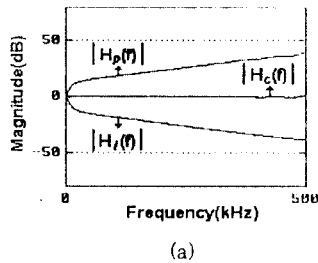


그림 9. 보상된 3km 선로의 진폭응답
(a) 3km 선로 ($H_l(f)$), 전치보상기 ($H_p(f)$), 보상된 선로 ($H_c(f)$)의 진폭응답 (b) 보상된 3km 선로의 진폭응답

Fig. 9. Magnitude response of compensated 3km line
(a) Magnitude response of 3km line ($H_l(f)$), precompensator ($H_p(f)$), compensated line ($H_c(f)$) (b) Magnitude response of compensated 3km line

연이 보상을 하여야 할 만큼 크게 왜곡되지 않으므로 굳이 왜곡 보상이 없어도 큰 문제가 없음을 알 수 있다. 실험 결과 길이 1km 증가시 마다 평균 군지연은 5 Samples이고 π 가 500kHz에 해당하므로 단위를 시간으로 환산하면 1.25 μ s가 된다.

3. 전치보상을 가지는 디지털 신호 전송 시스템에 대한 모의실험

설계된 보상기의 성능을 검증하기 위해 전치보상을 가지는 디지털 신호 전송 시스템에 대한 모의실험을 수행한다. 입력신호로는 4-level PAM (2B1Q) 신호를

사용하였고 256개의 심볼 신호에 대해 모의실험을 행하였다. 심볼당 샘플 수는 16으로 하였으며 총 데이터수는 4096개이다. 송신 필터로는 임펄스 응답이

$$h_t = \frac{\sin(\pi t/T_b) \cos(\alpha \pi t/T_b)}{\pi t/T_b \cdot 1 - 4\alpha^2 t^2/T_b^2}$$

로 표시되는 이완 코사인(Raised cosine) 필터를 사용하였다. 전치보상기는 VI-2절에서 설계한 진폭보상기로 이루어진다.

그림 11은 송신 필터 출력 신호의 안행도를 나타낸 것이다. $\alpha=1$ 로 하여 ISI와 지터가 전혀 없도록 하였다.

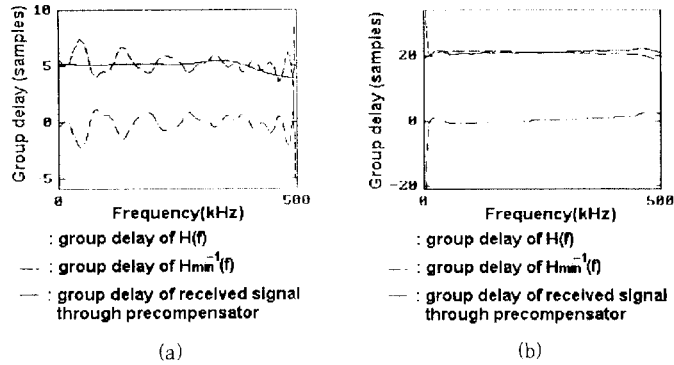


그림 10. 전치보상기를 거쳐 수신된 신호의 군지연
 (a) 1km 선로에 대한 군지연 (b) 4km 선로에 대한 군지연
 Fig. 10. Group delay of received signal through the precompensator
 (a) Group delay for 1km line (b) Group delay for 4km line

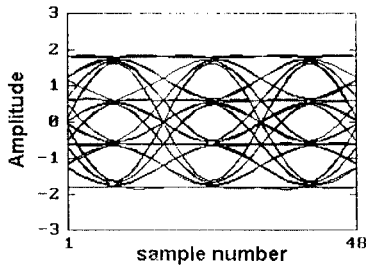
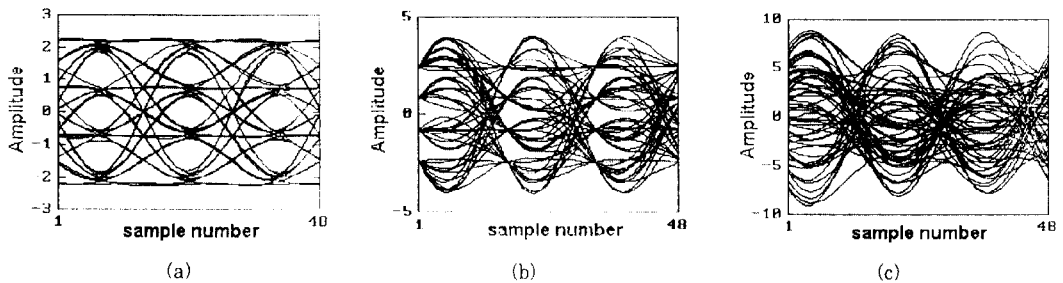


그림 11. 송신기 출력 신호의 안형도
 Fig. 11. Eye patten for transmitter output signal

그림 12-(a), 12-(b), 12-(c), 12-(d), 12-(e)는 1~5km 선로들에 대해 전치보상기를 거친 신호의 안형도를 각각 나타낸 것이다. 전치보상기를 거쳐 전치보상된 신호는 선로에 의한 감쇄왜곡을 송신하기 전에 미리 보상시키기 위하여 추정한 선로의 전달함수에 대한 IIR 모델로부터 구한 역 필터를 통과시킨 신호이다. 그러므로 결국은 선로상의 감쇄왜곡의 영향을 상쇄시키기 위해 신호를 역 왜곡시킨 결과로서 그림 12에서와 같은 모습의 안형도로 나타내게 된다. 이 신호를 전송하여 수신측에서 받은 신호의 안형도를 그림 13에 보인다. 그림 13-(a), 13-(b), 13-(c), 13-(d), 13-(e)는 1~5km 선로들에 대해 잡음이 없는 상태에서 전치보상되어 전송된 신호를 수신하였을 경우의 안형도를 각각 나타낸 것이다. 그림 13에서 보는 바와같이 수신된 신호의 안형



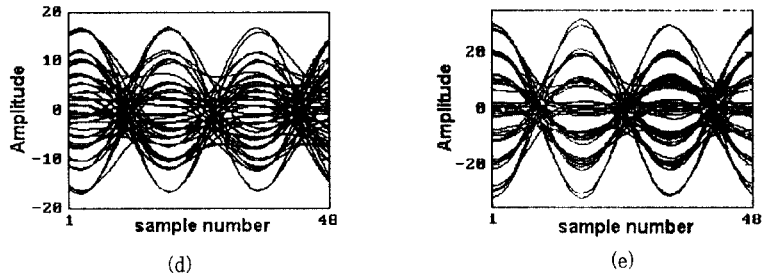


그림 12. 1~5km 선로에 대해 전치보상기를 거친 신호의 안형도(심경: 0.5mm)

(a) 1km (b) 2km (c) 3km (d) 4km (e) 5km

Fig. 12. Eye pattern of signal through the precompensator for 1~5km line(diameter: 0.5mm)

(a) 1km (b) 2km (c) 3km (d) 4km (e) 5km

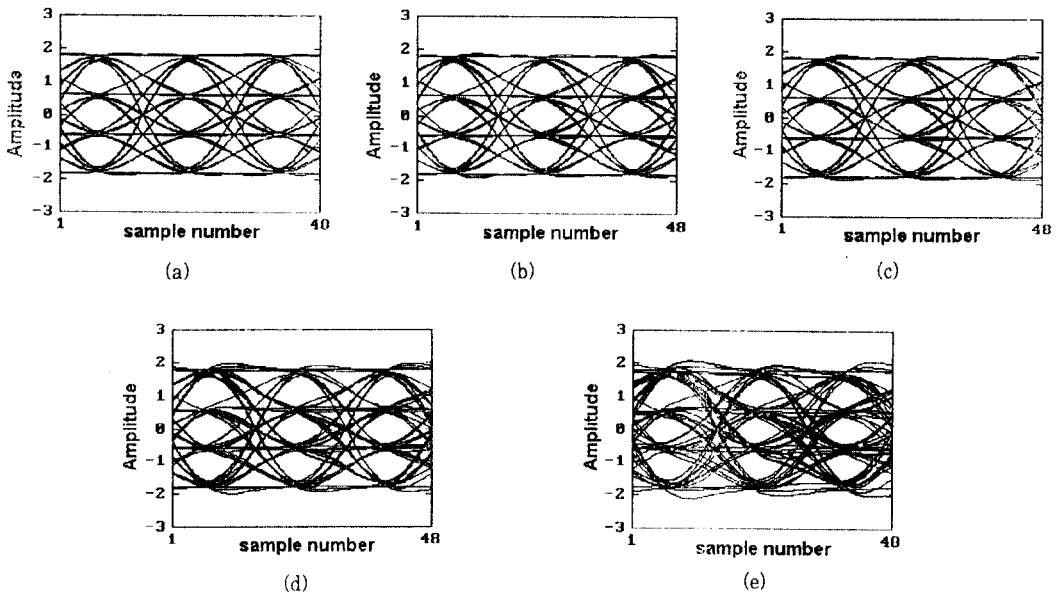


그림 13. 1~5km 선로에 대해 전치보상되어 수신된 안형도(심경: 0.5mm)

(a) 1km (b) 2km (c) 3km (d) 4km (e) 5km

Fig. 13. Eye pattern of received signal with the precompensation(diameter: 0.5mm)

(a) 1km (b) 2km (c) 3km (d) 4km (e) 5km

의 모습은 감쇄왜곡이 심한 긴 길이의 선로를 통과한 신호라고 생각되지 않을 정도로 눈이 제대로 열린 모습을 보인다. 이것으로부터 전치보상기에 의해 선로의 감쇄 왜곡의 영향이 상쇄됨을 알 수 있다. 3km 선로까지는 ISI가 거의 발생하지 않음을 관찰할 수 있으며 4km 선로에서 부터 ISI가 조금씩 나타나기 시작하지만 안형에

큰 영향을 미칠 정도는 아님을 보인다. 이와 같이 전치 보상기를 가지는 경우와 비교하여 전치보상되지 않은 신호를 전송하였을 경우를 모의실험하여 얻은 수신 신호의 안형도를 각각 그림 14-(a), 14-(b), 14-(c), 14-(d), 14-(e)에 보인다. 그림으로부터 1km 선로에 대해서는 신호 왜곡이 그리 크지 않으나 2km 선로부터는

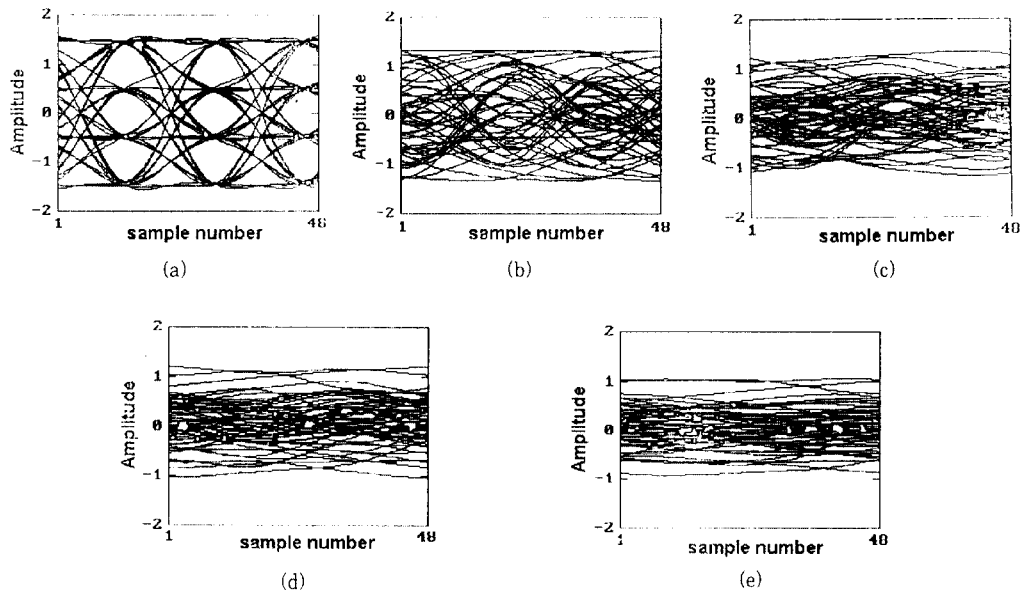


그림 14. 1~5km 선로에 대해 전치보상없이 수신된 안형도(심경: 0.5mm)

(a) 1km (b) 2km (c) 3km (d) 4km (e) 5km

Fig. 14. Eye pattern of received signal without the precompensation for 1~5km line(diameter: 0.5mm)

(a) 1km (b) 2km (c) 3km (d) 4km (e) 5km

안형이 거의 발견되지 않을 정도로 왜곡이 심해짐을 볼 수 있다.

Ⅶ. 결 론

본 논문은 심경이 0.5mm인 가입자선로에 대하여 1~5km 범위의 길이에 따른 전치보상 방법에 관한 연구이다. 전송선로의 길이에 따른 전치보상 시스템 설계와 가입자선로에 적용한 결과를 제시하였다.

전치보상을 위해 선로의 입력단에서 1차정수를 추정하여 주파수 응답을 구하고 그로부터 전달함수를 모델링할 수 있는 방법을 제시하였다. 이러한 방법으로 심경이 0.5mm인 1~5km 길이의 가입자선로에 적용하여 500KHz까지 주파수 응답을 추정, 전달함수를 모델링할 수 있음을 실험적으로 밝혔다.

모델링된 선로가 비최소위상 특성을 갖기 때문에 모델링된 전달함수를 최소위상 시스템과 전역통과 시스템으로 분리하여 보상기를 최소위상 시스템의 진폭 보상기로 설계하여 왜곡을 보상할 수 있도록 하였다.

제시된 방법을 모의실험하여 심경 0.5mm, 길이 1~5km 범위의 가입자선로에 500kb/s의 4 level PAM(2B1Q) 신호를 전치보상하여 전송하였을 때 수신측에서는 거의 왜곡되지 않은 신호의 안형도를 볼 수 있었다. 이것은 기존의 동선 가입자선로를 이용하여 디지털 서비스 제공이 가능하다는 것을 의미한다.

본 논문에서 제안한 방법은 전송방식이나 신호형태에 관계없이 적용할 수 있어 높은 활용도를 기대할 수 있으며, 교환기측의 선로 종단에서 이루어진다면 가입자측 단말기에서는 등화과정을 생략하거나 현저하게 단순화시킬 수 있을 것으로 판단된다. 왜곡이 작은 신호 파형을 수신측에 제공함으로써 해서 수신기의 동기오차를 크게 감소시킬 수 있을 것으로 기대된다. 앞으로 등화기를 사용한 경우와의 비교 연구가 이루어져야 하겠으며 구현에 관한 계속적인 연구가 있어야 할 것으로 사료된다. 아울러 본 방법의 향후 응용으로는 화자식별을 생각해 볼 수 있으며 전화선로에서의 음성성의 자연성(Naturality)을 향상시키는 연구도 기대해 볼 수 있겠다.

참고문헌

1. 이종현, 성태경, 진용욱, "협대역 ISDN을 위한 디지털 시스템 모델링과 통신로 용량의 한계 결정," 대한 전자공학회 논문지, vol. 25, no. 6, 1988. 6.
2. 성태경, 진용욱, "협대역 ISDN 서비스 제공을 위한 우리나라 가입자선로 특성 측정," 한국통신학회 논문지, vol. 13, no. 1, 1988. 1.
3. 이종현, 진용욱, "활성/비활성 상태에서의 종단과 입력 임피던스 변화를 이용한 전송선로의 전달함수 추정," 한국통신학회 논문지, vol. 17, no. 1, 1992.
4. 성태경, "협대역 ISDN 가입자선로의 착오확률과 통신로 용량의 한계 결정," 경희 대학교 대학원 박사학위 논문, 1988.
5. 엄홍열, 김재근, 조규섭, "400kb/s급 디지털 전송시스템에 적합한 적응형 선로 등화기의 구현," 대한 전자공학회 논문지, vol. 24, no. 3, 1987. 5.
6. D.T.Huang, C.F.Valenti, "Digital Subscriber Lines : Network Considerations for ISDN Basic Access Standard," IEEE Proc., vol. 79, no. 2, Feb. 1991.
7. J.W.Lechleider, "High Bit Rate Digital subscriber Lines : A Review of HDSL Progress," IEEE J. Select. Areas in Comm., vol. SAC-9, no. 6, Aug. 1991.
8. J.J.Werner, "The HDSL Environment," IEEE J. Select. Areas in Comm., vol. SAC-9, no. 6, Aug. 1991.
9. K.Sistunizadeh, K.j.Kerpez, "A Comparison of Passband and Baseband Transmission Schemes for HDSL," IEEE J. Select. Areas in Com., vol. SAC-9, no. 6, Aug. 1991.
10. M.M.Anderson, "Video Services on Copper," Proc. IEEE ICC '91, June. 1991.
11. 이종현, "전송선로의 전치보상을 위한 전달함수 추정과 보상 시스템 실현에 관한 연구," 경희대학교 대학원 박사학위 논문, 1988.
12. 한국통신기술주식회사, "가입자선로 전송능력측정 기술조사," 1986.12.
13. A.G.Decsky, "Synthesis of Recursive Digital Filters Using the Minimum P-Error Criterion," IEEE Trans. Audio Electroacoust., vol. AV-20, no. 8, Oct. 1972.
14. R.Kumaresan, "On a Frequency Domain Analog of Prony's Method," IEEE Trans. Acoust. Speech and Signal Processing vol. ASSP-38, no. 1, Jan. 1990.
15. R.Kumaresan, "Identification of Rational Transfer Function From Frequency Response Sample," IEEE Trans. Aerospace & Electronic Sys., vol. 26, no. 6, Nov. 1990.
16. C.F.Gerald, P.O.Wheatley, "Applied Numerical Analysis," Addison-Wesley, 1989.
17. C.E.Shannon, W.Weaver, "The Mathematical Theory of Communication," Univ. of Illinois Press, 1949.



鄭 英 和 (Young Hwa Jeong) 정회원

1961년 8월 3일생
 1984년 2월 : 경희대학교 전자공학과 졸업(공학사)
 1986년 2월 : 경희대학교 대학원 전자공학과(공학석사)

1992년 3월~현재 : 경희대학교 대학원 박사과정
 1986년 1월~1994년 8월 : 삼성전자 기흥 통신연구소 근무 (선임연구원)
 1994년 9월~현재 : 남서울산업대학교 정보통신공학과 전임강사
 ※주관심 분야 : 디지털 신호처리, 영상처리 및 영상통신

陳 庸 玉 (Yong Ohk Chin)

정회원

현재 : 경희대학교 전자공학과 교수
 한국통신학회 논문지 제19권 제8호 참조