

실수 신호를 이용한 원반향의 위상회전 추정

정민호[°] 이용환

서울대학교 전기공학부

(151-742) 서울특별시 관악구 신림동 산 56-1

E-mail : ylee@plaza.snu.ac.kr

Estimation of phase roll using real signal

Minho Cheong[°] and Yong-Hwan Lee

School of Electrical Eng., Seoul National University

San 56-1 Shillim-Dong Kwanak-Ku, Seoul 151-742, Korea

요약

전화선을 이용한 V.34 고속 모뎀에서는 반향신호 (echo signal)를 65dB정도까지 감소시키는 것이 요구된다. 이를 위해 기존의 자기상관 (auto-correlation) 함수 사용 방법을 대체하여 circular convolution을 사용하여 실수 초기화 신호의 사용을 가능하게 하는 새로운 알고리듬이 최근에 제안되었다. 그런데 실수 초기화 신호를 사용할 때에는 기존의 복소수 신호를 사용할 때와는 달리 원반향의 위상회전 (phase roll) 추정을 위해서 새로운 알고리듬이 필요하다. 본 논문에서는 삼각함수들을 합성하는 방법을 통하여 실수 신호를 이용하여 원반향의 위상회전을 추정하는 알고리듬을 제안하고 이를 모의실험을 통하여 검증한다.

1. 서론

공중전화망을 이용한 음성대역 모뎀 데이터 송수신의 경로는 전화국간의 국간 전송 및 모뎀과 전화국을 연결하는 2선의 가입자 선로 (local loop)로 구성되어 있다 [1]. 이들을 연결하는 4선-2선 하이브리드에서는 임피던스 정합이 이루어져야 함이 원칙이나, 하이브리드에 걸리는 부하의 임피던스가 모뎀간의 접속경로에 따라 변하게 되므로 임피던스 정합이 이루어지지 않게 되어 누설성분이 생기게 되는데 이를 반향 (echo)이라 한다. 반향에는 모뎀과 가입자 선로의 연결에서 누설되는 근반향 (near echo)과 전화국의 끝단 (end-office)에서 발생하는 원반향 (far echo)이 있다. 이러한 반향은 송신

신호의 누설성분으로서 송신신호와 주파수 대역이 겹치기 때문에 수신신호의 검출성능을 현저히 저하시키게 된다. 따라서 공중전화망의 주파수 대역 효율을 떨어뜨리지 않으면서 반향의 영향을 제거하기 위하여 반향제거기가 사용된다. 한편, 모뎀 간의 접속경로에 아날로그 캐리어를 사용하는 구간이 있을 때, 원반향에 시간에 따른 위상회전 (phase roll)이 발생하게 된다. 시간에 따라 변화하는 이 영향으로 인하여 반향제거기의 성능이 상당히 열화된다 [2]. 따라서 그림 1에서 보듯이 원반향 제거기에 PLL (Phase-Locked Loop)을 이용하는 위상회전 보상기 (phase roll compensator)를 부가한 구조가 사용된다.

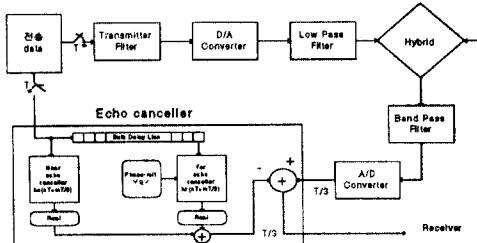


그림 1. 위상회전 보상기를 부가한 반향제거기의 구조

일반 공중전화망을 이용하는 V.34 모뎀의 경우, 65dB 정도의 반향제거가 필요하다 [3]. 일 반적인 LMS (Least Mean Square) 훈련방식에 의하여 이러한 수렴성능을 얻으려면 매우 긴 훈련시간이 필요하여 모뎀의 접속시간이 길어지는 원인이 된다. 이를 해결하기 위하여 RLS (Recursive Least Square) 훈련방법, DFT방법 [4], 자기상관함수 (auto-correlation) 방법 [5], [6] 등의 여러가지 반향제거기 초기화 방안이 제안되었다. 또한 최근에는 성능과 연산량 면에서 우수함을 보이는 circular convolution 방법이 제안되고 있다 [7]. 이는 기존의 자기상관함수를 사용할 때에 비해 복소수 신호 대신에 실수 초기화 신호를 사용할 수 있다는 추가적인 장점이 있다. 본 논문에서는 실수 신호를 사용하여 circular convolution 기술로써 반향제거기를 초기화하는 경우를 가정하고, 이 때의 원반향 위상회전을 추정하는 알고리듬을 제안한다.

2절에서 복소수 신호를 사용하여 원반향 위상회전을 추정하는 기존의 방법을 설명하며, 3 절에서는 본 논문에서 새로이 제시하는 실수 신호 사용 위상회전 추정 방법을 제안하고 해석한다. 4절에서 본 논문에서 기술한 방법에 대한 성능을 실험을 통하여 보이며, 5절에서 결론을 맺는다.

2. 복소수 신호를 이용한 위상회전 추정

Correlation을 이용한 초기화 방법은

$$p(n) \otimes_L p(n) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} \delta(n+jL) \quad (1)$$

과 같이 자기상관함수가 주기적인 임펄스 함수를 갖는 특성 신호를 필요로 한다. 여기서 \otimes_L 은 L 주기 cyclic correlation 연산을 나타낸다. 이 초기화 신호 $p(n)$ 을 전송하였을 때, 반향경로 $h(n)$ 을 통하여 수신단에 입력되는 반향을 $y(n)$ 이라 하자.

$$\begin{aligned} y(n) &= \sum_{k=0}^{\infty} h(k)p(n-k) + \nu(n) \\ &= h(n) * p(n) + \nu(n) \end{aligned} \quad (2)$$

여기서 $\nu(n)$ 은 부가적인 배경잡음이고, $*$ 는 컨벌류션을 의미한다. 반향경로의 임펄스 응답보다 초기화 신호의 주기 L 이 충분히 크다고 가정할 경우, $y(n)$ 을 $p(n)$ 과 correlation시키면 반향경로 추정치 $\hat{h}(n)$ 은

$$\hat{h}(n) = h(n) + \frac{1}{L\sigma_p^2} \sum_{m=0}^{L-1} \nu(m)p(m-n) \quad (3)$$

과 같이 구할 수 있다. 여기서 σ_p^2 는 초기화 신호의 전력이다.

주기가 L 인 복소수 신호를 사용하여 자기상관 연산을 하면 그림 2에서 보는 바와 같은 결과가 얻어진다. 원반향에 위상회전이 있는 경우에는 원반향이 시간에 따라 복소수 좌표상에서 계속 돌아가므로 한 주기의 자기상관 연산 결과를 가지고서는 근/원반향경로를 추정해 낼 수가 없고, 따라서

$$h_k(n) = h_N(n) + h_F(n)e^{j((k-1)\cdot\omega_r T_0 + \beta)} \quad k=1, 2, \dots, M \quad (4)$$

와 같이 표현되는 M 주기의 자기상관 연산 결과들이 필요하다. 여기서 $h_N(n)$, $h_F(n)$ 은 각각 근/원반향경로의 임펄스 응답이고, ω_r 는 위상회전 주파수, T_0 는 한 주기 동안의 시간간격이며, β 는 위상회전의 초기위상값이다.

근반향과 원반향이 겹치지 않은 경우에는 자기상관 연산결과에서 원반향 경로성분을 바로 분리해낼 수 있기 때문에

$$e^{j\omega_r T_0} = \frac{h_F(n)e^{j\omega_r T_0 + \beta}}{h_F(n)e^{j\beta}} \quad (5)$$

와 같이 원반향 경로성분들 간의 비를 구하면 위상회전을 추정할 수 있다. 근반향과 원반향이 겹쳐있을 때에는 자기상관 결과에서 원반향 성분을 바로 얻을 수 없으므로

$$\begin{aligned} &\frac{h_3(n) - h_2(n)}{h_2(n) - h_1(n)} \\ &= \frac{h_F(n)(e^{j2\omega_r T_0 + \beta} - e^{j\omega_r T_0 + \beta})}{h_F(n)(e^{j\omega_r T_0 + \beta} - e^{j\beta})} \\ &= e^{j\omega_r T_0} \end{aligned} \quad (6)$$

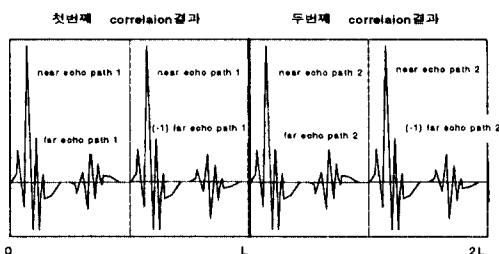


그림 2. Correlation결과 얻어진 반향경로의 임펄스 응답

와 같이 자기상관 결과들 간의 차를 구하여 이의 비율을 구한다. 이 경우에는 세 주기의 자기상관 결과가 필요하다.

위상회전 추정치를 이용하여 근반향 경로와 원반향 경로의 임펄스 응답을 차례차례 구할 수 있다. 각각 근반향 경로와 원반향 경로의 초기화 결과인 $h_N(n)$ 과 $h_F(n)$ 를 식(7)과 같이 얻을 수 있다.

$$h_{F_i}(n)e^{j\omega_i T_0} = [h_3(n) - h_2(n)] \cdot \frac{e^{j\omega_i T_0}}{e^{j\omega_i T_0} - 1} \quad (7)$$

$$h_{N_i}(n) = h_3(n) - h_{F_i}(n)e^{j\omega_i T_0}$$

3. 실수 신호를 이용한 위상회전 추정

Circular convolution⁶⁾

$$p_1(n) * {}_L p_2(n) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} \delta(n+jL) \quad (8)$$

와 같이 주기적 임펄스를 갖는 서로 다른 신호쌍 $p_1(n)$ 과 $p_2(n)$ 이 존재한다고 가정하자. 여기에서 $*_L$ 는 circular convolution을 나타내며, 이는 원하는 circular convolution 특성을 얻을 수 있도록 송신단 전송신호 $p_1(n)$ 과 수신단의 $p_2(n)$ 신호를 다르게 설계할 수 있음을 의미하는데, 이 특성에 의해 전송하는 $p_1(n)$ 신호를 실수 신호로 설계하는 것이 가능하다. 이 초기화 신호 $p_1(n)$ 을 전송하였을 때, 반향경로 $h(n)$ 을 통하여 수신단에 입력되는 반향을 $y(n)$ 이라 하자.

$$y(n) = \sum_{k=0}^{\infty} h(k)p_1(n-k) + v(n)$$

$$= h(n) * p_1(n) + v(n) \quad (9)$$

여기서 $v(n)$ 은 부가적인 배경잡음이고, $*$ 는 컨벌류션을 의미한다. 반향경로의 임펄스 응답보다 초기화 신호의 주기 L 이 충분히 크다고 가정할 경우, $y(n)$ 을 수신단에서 $p_2(n)$ 과 주기 L 의 circular convolution 연산을 시키면 반향경로 추정치 $\hat{h}(n)$ 은

$$\hat{h}(n) = h(n) + \frac{1}{L \sigma_{p_2}^2} \sum_{m=0}^{L-1} v(m)p_2(m+n) \quad (10)$$

과 같이 구할 수 있다. 여기서 $\sigma_{p_2}^2$ 는 $p_2(n)$ 신호의 전력이다. $p_1(n)$ 신호로는 다주기 합성 구형파 또는 실수 청(chirp) 신호를 사용하며 $p_1(n)$ 에 따라 식(11)과 같이 $p_2(n)$ 도 결정된다.

$$p_2(n) = IDFT \{ 1/DFT(p_1(n)) \} \quad (11)$$

원반향 신호에 위상회전이 있는 경우에는

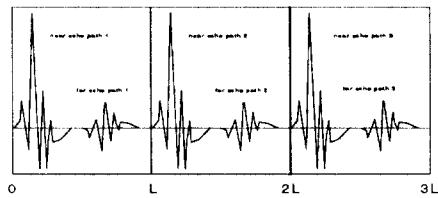


그림 3. 근/원반향이 겹쳐지지 않을 때의 circular convolution 결과

circular convolution 결과가 시간에 따라 변하기 때문에, 원반향의 위상회전을 알아내어 원반향경로의 임펄스 응답과 PLL의 주파수 초기치를 함께 추정하여야 한다. 기존의 복소수 신호를 사용하는 경우와 달리, 본 논문에서는 삼각 함수 합성을 이용하여 위상회전을 추정하는 방법을 제안한다.

실수 초기화 신호를 실수의 임펄스 응답을 갖는 미지 경로에 전송하면 그 출력은

$$y(n) = p_1(n) * \{ h_N(n) + h_F(n) \cos[(k-1)\theta + \beta] \} \quad (12)$$

$$k = 1, 2, \dots, M$$

로 표시될 수 있다. 여기서 $h_N(n)$ 과 $h_F(n)$ 은 모두 반향경로의 근반향경로 성분과 원반향경로 성분이며, θ 는 한 주기동안 회전하는 위상회전 각도, β 는 위상회전의 초기위상이다. k 는 모두 M 번의 circular convolution의 순서를 나타낸다. 이 $y(n)$ 를 $p_2(n)$ 신호로 circular convolution하면

$$\hat{h}_N(n) + h_F(n) \cos[(k-1)\theta + \beta] \quad (13)$$

$$k = 1, 2, \dots, M$$

을 얻을 수 있는데, 기존의 복소수 초기화 신호를 사용하는 경우에 나타났던 지수함수 대신에 cosine 함수라는 것이 그 특징이다.

그림 3은 근반향과 원반향이 겹쳐지지 않는 경우의 circular convolution 결과를 도시한 것이다. 위상회전의 추정을 위해서는 적어도 3 주기동안 circular convolution한 결과가 필요하다. 식(13)의 형태로 표현되는 circular convolution 결과 중에서, 첫번째 결과의 원반향 성분과 세 번째 결과의 원반향 성분을 더하면 두번째 circular convolution중의 원반향 성분에 비례하므로 이를 이용하여 위상회전을 추정할 수 있다. 즉,

$$\frac{h_F(n) \cos \beta + h_F(n) \cos(2\theta + \beta)}{h_F(n) \cos(\theta + \beta)} = 2 \cos \theta \quad (14)$$

과 같이 위상회전에 대한 코사인(cosine) 값을 추정한다. 전화선에서는 원반향에 나타나는 위상회전 주파수가 최대 2Hz 이내이므로, 위상회

전에 의하여 한 신호주기동안 돌아가는 각도인 θ 의 절대값은 심벌 전송률이 3200 baud/초, 신호의 주기가 350심벌주기 이하일 때(일반적으로 100주기 이하임), 90도를 넘지 않는다. 따라서 회전각도의 코사인 값을 알면, 한 주기간 위상회전각도의 절대값을 알 수 있다. 한편, 위상회전의 부호는 V.34 모뎀 접속과정에서 반향제거기 초기화 이전에 수행되는 선로 특성 측정 과정 (Line Probing)에서 계산한 편도경로 주파수 편이값을 이용하여 알아낸다 [8]. 원반향의 위상회전 주파수는 호출모뎀 측에서 구한 주파수 편이에서 응답모뎀 측의 주파수 편이를 뺀 값이므로 이 연산에 의해 위상회전의 부호를 알 수 있다. 단, 호출모뎀과 응답모뎀 중에 V.34급이 아닌 모뎀이 있는 경우에는 선로 측정 과정이 없기 때문에 이와 같은 방법이 불가능하므로 위상회전의 부호 불확실성이 계속하여 남아있다. 따라서 제안한 추정방법의 사용은 V.34급 이상의 모뎀에서 사용 가능하다.

위상회전의 크기와 부호를 계산하여 위상회전의 값을 추정한 후, 먼저 이 값으로 원반향제거기에 부가되어 있는 PLL을 초기화한다. k 번 째 원반향 성분이

$$f_k(n) = h_F(n) \cos[(k-1)\theta + \beta], \quad (15)$$

$k=1, 2, 3$

이므로, 이로부터 해를 구하여 근반향경로와 원반향경로에 대한 분리 추정을 할 수 있다. 즉, 이 세 연립 방정식에 이미 알고 있는 위상회전 값 θ 를 대입하여 원반향경로 $h_F(n)$ 과 초기위상 β 를 구한다. 이 세 방정식을 만족하는 해가 유일하다는 것을 증명할 수 있으므로, 근반향경로와 원반향경로를 정확히 분리 추정할 수 있다.

$$\begin{aligned} h_N(n) &= conv_{(3)} - h_F(n) \cos(2\theta + \beta) \\ h_F(n) e^{i2\theta + \beta} &= h_F(n) [\cos(2\theta + \beta) + i \sin(2\theta + \beta)] \end{aligned} \quad (16)$$

위상회전과 초기위상 β 및 원반향경로 $h_F(n)$ 의 값을 찾아낸 다음에는 식(16)에 의해 근/원반향경로의 임펄스 응답을 분리 추정한다. 여기서 $conv_{(i)}$ 는 i 번째 주기에서 수신반향을 circular convolution한 결과를 의미한다.

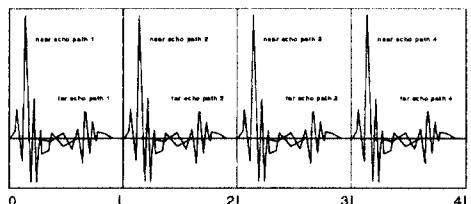


그림 4. 근/원반향이 겹칠 때의 circular convolution 결과

그림 4는 원반향의 지연시간이 매우 짧아서 근반향과 원반향이 겹쳐지는 경우 circular convolution 결과를 보인 것이다. 이 경우 위상회전을 추정하기 위해서는 적어도 네 주기의 circular convolution 결과가 필요하다. 근반향경로와 원반향경로가 겹쳐있기 때문에 원반향에만 관계된 성분인 위상회전을 추정하기 위한 정보를 얻기 위해서는 근반향경로가 제거된 수식들이 필요하다. 네번째 circular convolution에서 첫번째 circular convolution을 빼면 근반향경로는 없어지고 위상회전에 관계된 수식이 얻어지며, 세번째 circular convolution에서 두번째 circular convolution을 뺀 것도 근반향경로의 성분이 없어져 위상회전에 관계된 수식만이 얻어진다.

$$\begin{aligned} h_F(n) \cos(3\theta + \beta) - h_F(n) \cos \beta \\ = -2h_F(n) \sin\left(\frac{3}{2}\theta + \beta\right) \sin\left(\frac{3}{2}\theta\right) \\ h_F(n) \cos(2\theta + \beta) - h_F(n) \cos(\theta + \beta) \\ = -2h_F(n) \sin\left(\frac{3}{2}\theta + \beta\right) \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) \end{aligned} \quad (17)$$

식(17)의 두식을 서로 나누어주면

$$\frac{-2h_F \sin\left(\frac{3}{2}\theta + \beta\right) \sin\left(\frac{3}{2}\theta\right)}{-2h_F \sin\left(\frac{3}{2}\theta + \beta\right) \sin\left(\frac{\theta}{2}\right)} = 1 + 2 \cos \theta \quad (18)$$

가 되어 위상회전에 대한 코사인 값을 알 수 있게 된다. 이 때, 위상회전의 부호는 근/원반향이 겹치지 않는 경우와 마찬가지로 선로 특성 측정 과정에서 측정하는 편도경로 주파수 편이값들을 통하여 해결할 수 있다.

원반향경로와 근반향경로를 분리 추정하려면,

$$\begin{aligned} conv_{(k+1)} - conv_{(k)} \\ = -2h_F(n) \sin\left(\frac{(2k-1)\theta}{2} + \beta\right) \sin\left(\frac{\theta}{2}\right), \quad (19) \\ k=1, 2, 3 \end{aligned}$$

의 1차 연립방정식의 해를 구하면 된다. 위상회전값과 초기위상 β 및 원반향경로 $h_F(n)$ 의 값을 추정한 다음에는

$$\begin{aligned} h_N(n) &= conv_{(k)} - h_F(n) \cos(3\theta + \beta) \\ h_F(n) e^{i3\theta + \beta} &= h_F(n) [\cos(3\theta + \beta) + i \sin(3\theta + \beta)] \end{aligned} \quad (20)$$

과 같은 순서로 근/원반향 경로의 임펄스 응답을 분리 추정한다. 이와 같은 방법에 의하여 원반향에 위상회전이 있는 경우에 위상회전값을 추정하고, 근반향경로와 원반향경로를 분리 추정함으로써 반향제거기 초기화를 수행한다.

4. 모의실험 결과

제안된 방식에 의한 반향제거기의 초기화 성능을 평가하기 위하여 심벌 전송률 3200 baud/초, 반송파 주파수 1829 Hz로 송수신되는 V.34

모뎀에 적용하였다. 또한 송신단에서 -9 dBm로 전송된 신호가 반향경로에서 11 dB 감쇄되어 근반향의 전력은 -20 dBm라 가정한다. 원반향의 전력은 근반향의 전력보다 20 dB 작게 하고 이의 왕복지연시간은 30 ms로 한다. 한편 아날로그 전단부의 양자화 잡음의 전력을 신호 대비 -72 dB로 모델링한다. 그리고 실험대상으로 한 반향경로는 가입자 선로 모델 1을 기반으로 모델링하였으며 전화국간 전송로는 C1 채널로 실험하였다 [8].

그림 5에서 볼 수 있듯이 원반향의 위상추정에 소요되는 시간이 실수 신호를 이용할 때에 단축됨을 알 수 있다. 이는 복소수 신호 사용할 때보다 위상회전 추정에 한 주기 씩이 더 필요하지만 신호주기 자체가 짧기 때문에 초기화 시간을 절약할 수 있다. 즉, 실수 신호 사용제한된 circular convolution 방식은 기존의 복소수 신호 방식보다 35 %정도 초기화 시간을 단축할 수 있다. 한편 왕복지연시간이 80 T 근방에서는 근/원반향이 겹쳐지므로 왕복지연시간에 따른 초기화 소요시간의 비례관계가 성립하지 않는다.

원반향에 위상회전이 있는 경우에, 이를 여러 주기의 circular convolution 결과를 이용하여 추정한 결과를 그림 6에 나타내었다. 선로특성 측정 과정을 통하여 얻은 위상회전의 방향을 알고 있을 때, 삼각함수를 이용하여 구하는 위상회전값은 -90 dBm의 배경잡음 전력에서 오차율 0.5 %내의 정확한 추정결과로서 추후 PLL의 안정적인 수렴을 가능하게 한다.

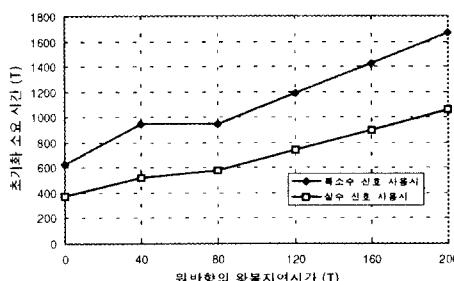


그림 5. 위상회전 추정의 소요시간

5. 결론

본 논문에서는 실수 신호로써 circular convolution을 이용하여 반향제거기를 초기화할 때, 원반향의 위상회전을 삼각함수의 합성을 사용하여 추정하는 방법을 제안하였다. 제안한 알고리듬은 기존의 복소수 신호 사용 시 보다 추정시간을 절감하며, 또한 PLL 초기화를 위한 정확한 추정을 가능하게 한다.

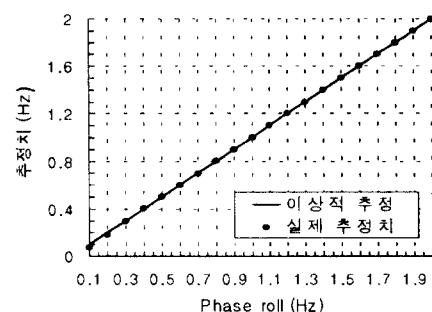


그림 6. 제안된 위상회전 추정기의 성능

참고 문헌

- [1] Members of Technical Staff Bell Telephone Lab., "Transmission Systems for Comm.," *Bell Telephone Lab.*, 1982.
- [2] J. D. Wang and J. J. Werner, "Performance analysis of an echo cancellation arrangement that compensates for frequency offset in the far echo," *IEEE Trans. Comm.*, pp. 364-372, March 1988.
- [3] ITU-T, "V.34-A modem operating at data signalling rates of up to 33,600 bit/s for use on the general switched telephone network and on leased point-to-point 2-wire telephone-type circuits," *ITU-T Recomm.*, pp. 32-52 1996.
- [4] J. M. Cioffi, "A fast echo canceller initialization method for the CCITT V.32 modem," in *Proc. IEEE GLOBECOM'87*, Tokyo, pp. 1950-1954 Nov. 1987.
- [5] G. Long and F. Ling, "Fast initialization of data-driven Nyquist in-band echo cancellers," *IEEE Trans. Comm.*, pp. 893-903 June 1993.
- [6] D. C. Chu, "Polyphase codes with good periodic 자기상관 properties," *IEEE Trans. Inform. Theory*, pp. 531-532 July 1972.
- [7] 정민호 이용환, "실수 훈련 신호를 이용한 반향제거기 초기화," *신호처리합동 학술대회 논문집*, pp. 185-188 1997년.
- [8] 이용환 외, 고속 멀티 속도 처리 모뎀 개발 2 차년도 보고서, 정보통신부, 1997년 3월.