

二線 加入者에서의 基本帶域傳送을 위한 새로운 디지털 反響除去方式

(A New Digital Echo Canceler for Baseband Data Transmission in Two-Wire Subscriber Lines)

黃 燦 植*, 沈 英 錫*

(Chan Sik Hwang and Young Serk Shim)

要 約

二線 線路를 통한 full-duplex 데이터 傳送에 있어서 hybrid-coupler의 不完全한 送·受信에 따른 反響信號는 데이터 檢出에 큰 障礙가 되고 있다. 본 論文에서는 算術平均에 의한 反響信號 推定法을 提示하고 이를 適應 디지털 필터에 의한 推定法과 理論的 解析 및 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 比較하였다. 量子化 효과를 고려한 理論的인 解析 결과 算術平均 推定을 사용한 反響除去는 hardware 構成이 간단하면서도 收斂이 매우 빠름을 밝혔다. 특히 提示된 方式은 線路 減衰量에 관계없이 反響信號를 정해진 시간내에 충분히 除去할 수 있다.

Abstract

A new type of digital echo canceler for two-wire digital transmission is presented. The new principle estimates an echo signal by use of the arithmetic means estimate for each transmitted data pattern, which leads to relatively simple hardware.

The principle is compared with adaptive digital filter methods through theoretical analysis and computer simulation. The results show that the proposed method has fast convergence property with respect to its hardware simplicity and that the convergence time is independent of echo level.

Quantization effects are also analyzed.

I. 序 論

電話交換網을 통한 各種 데이터 서비스의 增加와 함께 二線加入者 線路를 통한 디지털 傳送의 要求가 커지고 있다. 加入者 線路의 디지털화는 私設交換網에서 시작하여 共用電話交換網까지 확대될 전망이다. 基本

帶域을 이용한 full-duplex 데이터 傳送時에 hybrid-coupler의 不完全한 送·受信 分離에 의한 反響은 데이터 檢出에 중대한 障礙를 일으킨다. 實際로 送·受信器 사이의 hybrid 損失은 10dB 정도인데 비해 受信되는 데이터 信號는 40~50dB까지 線路에서 減衰되는 것으로 알려져 있고 데이터 檢出을 위해서는 反響信號 레벨이 데이터 信號 레벨보다 적어도 -10dB 정도는 되어야 한다.^{(1) / (4)} 따라서 受信側에는 反響信號를 적어도 50dB 정도 낮추어 주는 反響除去器가 꼭 필요하다. 反響信號의 除去를 위해 N개의 탭을 가진 適應디지털 필터를 이용한 反響信號推定方法이 연구되어 왔으

*正會員, 慶北大學校 工科學 電子工學科
(Dept. of Electronics Eng., Kyung Pook
National Univ.)

나 이는 收斂速度는 빠르나 디지털 hardware 乘積器가 필요하여 構成이 복잡한 難點이 있다. 1981년 Holte는 hardware 乘積器를 除去하는 方法으로 反響을 일으키는 데이터 패턴에 대해 각각 하나의 탭을 가진 適應 디지털 필터를 사용하는 反響除去器를 提示한 바 있다.⁽²⁾ 이 方法은 hardware 構成은 간단하나 收斂速度에 있어 N-탭의 경우에 비해 2^N/N배 정도 느리게 되어 線路效率이 떨어지는 단점을 지니고 있다.

본 論文에서는 각 데이터 패턴에 대한 反響信號의 提定에 適應 디지털 필터 概念 대신 算術平均에 의한 方法을 사용하여 hardware 構成도 간단하고 收斂速度도 2^N=256개의 데이터 패턴에 대한 殘餘自乘誤差 (residual mean square error)를 -14dB로 할 때 N=8 탭 適應 디지털 필터方式과 Holte方式의 중간정도 되는 새로운 형태의 디지털 反響除去 方式이 提示 되었다. Hardware 構成時 量子化 效果를 고려한 理論的 解析이 이루어졌으며 그 性能을 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 확인하였다.

II. 디지털 反響除去

二線 加入者線路를 통한 full duplex 基本帶域 디지털 傳送의 블럭線圖는 그림 1과 같으며 線路兩端에는 각각 送·受信器가 存在한다.

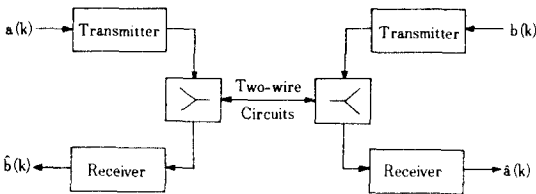


그림 1. Full duplex 데이터 전송
Fig. 1. Full duplex data transmission.

데이터 傳送時 不完全한 hybrid의 分離 및 線路를 통한 反射에 의하여 送信信號의 일부가 受信側으로 들어 오게 되는데 이를 反響이라 하며 데이터 檢出을 위해서는 反響信號를 補償하기 위한 回路가 필요하게 되고 그 블럭線圖는 그림 2와 같이 된다.

그림 2에서 데이터信號 s(k), 反響信號 e(k)는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$s(k) = \mathbf{b}_k^T \cdot \mathbf{h} \quad (1)$$

$$e(k) = \mathbf{a}_k^T \cdot \mathbf{g} \quad (2)$$

여기에서 $\mathbf{a}_k^T = [a(k), a(k-1), \dots, a(k-N+1)]$,

$\mathbf{b}_k^T = [b(k), b(k-1), \dots, b(k-N+1)]$,

$\mathbf{g}^T = [g(0), g(1), \dots, g(N-1)]$,

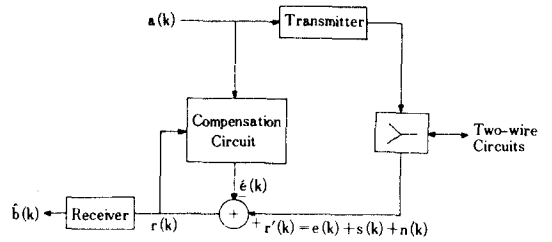


그림 2. Full duplex 데이터 전송에서의 反響信號 제거
Fig. 2. Echo canceler for full duplex data transmission.

$\mathbf{h}^T = [h(0), h(1), \dots, h(M-1)]$ 로서 각각 傳送데이터 벡터, 受信데이터 벡터, 反響應答 벡터, 線路應答 벡터를 나타낸다. 이후의 解析을 위해서 a_k, b_k 는 統計的으로 獨立임과 샘플값 $a(k), b(k), n(k)$ 가 相互 統計的 獨立임을 그리고 데이터는 +1과 -1 값을 같은 確率로 갖는다고 假定한다. 그림 2에서 反響信號가 補償된 殘餘信號 r(k)는 다음과 같다.

$$r(k) = r'(k) - \hat{e}(k) = e(k) - \hat{e}(k) + u(k) \quad (3)$$

여기서 $\hat{e}(k)$ 는 反響信號의 推定值이고 $u(k) = s(k) + n(k)$ 로서 除去할 수 없는 量이다. n(k)는 線路雜音信號이다.

보통 사용되고 있는 適應 디지털 필터에 의한 反響信號 推定은 그림 3과 같은 N탭 transversal 필터를 통해 이루어진다.

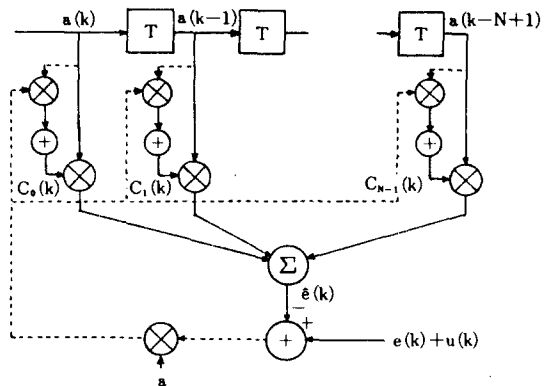


그림 3. Transversal 필터 (점선은 다음 탭 계수 조정)
Fig. 3. Transversal filter (dashed line depicts the tap adaptation).

그림 3에서 탭 係數 벡터 $\mathbf{c}_k^T = [c_0(k), c_1(k), \dots, c_{N-1}(k)]$ 라 하면 反響信號의 推定值 $\hat{e}(k)$ 는 다음과

같다.

$$\hat{e}(k) = \underline{a}_k^T \cdot \underline{c}_k \quad (4)$$

식(4)를 식(3)에 代入하면

$$r(k) = \underline{a}_k^T (g - \underline{c}_k) + u(k) \quad (5)$$

가 되고 기울기 알고리즘에 의한 反響信號의 推定은 係數 벡터 \underline{c}_k 를 다음과 같이 변화시켜 감으로써 이루어진다.⁽¹⁾

$$\underline{c}_{k+1} = \underline{c}_k + \alpha r(k) \underline{a}_k \quad (6)$$

여기서 α 는 適應 스텝크기이다.

식(6)을 이용하면 反響信號 推定值의 平均自乘誤差(殘餘反響信號電力)는 다음과 같음을 알 수 있다.

$$\begin{aligned} \epsilon(k) &\triangleq E\{|e(k) - \hat{e}(k)|^2\} \\ &= (1 - 2\alpha + \alpha^2 N)^k \epsilon(0) \\ &\quad + \frac{\alpha N}{2 - \alpha N} [1 - (1 - 2\alpha + \alpha^2 N)^k] U \quad (7) \end{aligned}$$

여기서 $\epsilon(0)$ 는 反響信號의 電力과 같고 U 는 $E\{u^2(k)\}$ 이다.

Holte는 反響信號가 過去 N 개의 傳送데이터에 의해 決定된다고 할 때 反響信號샘플값은 2^N 개의 값을 가질 수 있다는 점에 着眼하여 2^N 가지의 傳送데이터 패턴에 대해 각각 獨立의으로 反響信號를 推定하는 方法을 提示하였다.

이 경우 N 개의 傳送데이터 패턴에 따라 결정되는 2^N 개의 메모리 번지에 反響推定值를 기억시켜 두고 각 데이터 패턴에 따라 그 번지에 해당하는 反響信號를 推定해 가도록 할 수 있어 hardware 乘積器없이 反響除去를 하는 長點이 있으며 시스템 構成은 그림 4와 같이 된다.

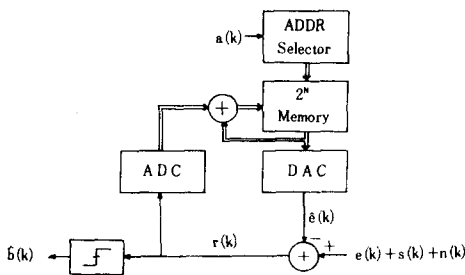


그림 4. 데이터 패턴에 따른 반향신호 추정방식
Fig. 4. Echo signal estimation according to transmitted data pattern.

m 번째 ($m=1, 2, \dots, 2^N$) 데이터 패턴에 대한 反響信號推定은 다음식 (8)과 같이 1탭 適應디지털 필터方式으로 한다.

$$\hat{e}(k'+1) = \hat{e}(k') + \alpha r(k') \quad (8)$$

식(8)에 식(3)을 代入하여 差等式을 풀면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \hat{e}(k') &= (1 - \alpha)^{k'} \hat{e}(0) + \alpha e_m \sum_{i=1}^{k'-1} (1 - \alpha)^i \\ &\quad + \alpha \sum_{i=1}^{k'-1} (1 - \alpha)^i u(i) \quad (9) \end{aligned}$$

여기서 e_m 은 m 번째 데이터 패턴에 따른 實際反響信號이다. 식(9)로부터 初期推定值 $\hat{e}(0)$ 는 0로 하고 殘餘反響信號를 구한 후 $e_m, u(i)$ 에 대해 平均을 취하고 反響信號推定이 實際로는 平均 2^N 데이터 샘플마다 일어남을 고려하면 다음과 같은 結果를 얻을 수 있다.

$$E\{e(k) - \hat{e}(k)\} = (1 - \alpha)^k \quad (10)$$

$$\begin{aligned} \epsilon(k) &\triangleq E\{|e(k) - \hat{e}(k)|^2\} \\ &= (1 - \alpha)^{2k} \epsilon(0) + \alpha^2 \sum_{j=1}^{k'-1} \sum_{i=1}^{k'-1} (1 - \alpha)^{i+j} \\ &\quad E\{u(i) u(j)\} \\ &= (1 - \alpha)^{2k} \epsilon(0) + \frac{\alpha}{2 - \alpha} [1 - (1 - \alpha)^{2k'}] U \quad (11) \end{aligned}$$

여기서 $k' = k \cdot 2^{-N}$ 이다.

식(11)과 식(7)을 비교하면 Holte의 방식은 hardware 構成은 간단하나 그 收斂速度가 N -탭 適應디지털 필터를 사용하는 경우에 비해 대략 $2^N/N$ 배 정도 느리게 됨을 알 수 있다.⁽²⁾

III. 算術平均值에 의한 反響信號除去

1. 反響信號推定方式

각 데이터 패턴에 따라 獨立의으로 反響信號를 推定하는 경우 m 번째 데이터 패턴에 대한 受信된 入力信號 $r'(k)$ 는 다음과 같다.

$$r'(k) = e_m + u(k) \quad (12)$$

여기서 $u(k)$ 가 平均值가 0인 랜덤信號임을 고려하면 다음과 같이 算術平均에 의한 推定值가 Holte의 1탭 適應디지털 필터 경우보다 더 작은 平均自乘誤差를 가짐을 알 수 있다. 이 推定值는 $u(k)$ 의 分布가 가우시안일 경우 最小平均 自乘誤差 推定值(MMSE estimate)가 된다.⁽⁵⁾

$$\hat{e}(k') = \frac{1}{k'} \sum_{i=1}^{k'} r'(i) = e_m + \frac{1}{k'} \sum_{i=1}^{k'} u(i) \quad (13)$$

식(13)으로부터 Holte 방식의 解析과 마찬가지로,

$$E\{e_m - \hat{e}(k')\} = 0 \quad (14)$$

$$\epsilon(k) = \frac{2^N}{k} U \quad (15)$$

임을 알 수 있다. 식(14)로부터 이 推定值는 unbiased 임을 알 수 있고 식(11), (15)로부터 收斂速度도 Holte方式보다 빠르고 또 最終 殘餘誤差 信號電力을 원하는 量만큼 줄일 수 있으며 反響信號 레벨에 관계없이 收斂시간이 일정함을 알 수 있다.

收斂速度를 비교하기 위해 다음과 같이 設計條件을 잡아 보았다. 反響信號레벨 $\epsilon(0)$ 가 除去될 수 없는

信號 $u(k)$ 의 레벨에 비해 +40dB일 때 殘餘反響信號 레벨이 U 에 비해 -14dB가 되는 k 값을 收斂시간으로 놓고 N 을 8로 하였다. N 탭 適應디지털 필터 方式의 경우 α 를 2^{-7} 으로, Holte 方式의 경우 α 를 2^{-4} 으로 놓았다. 이때 最終 殘餘 反響信號 레벨 $\epsilon(\infty)$ 는 -16dB 정도이다. 이와 같은 條件에서 收斂시간을 대략 구해 보면 N 탭 適應디지털 필터 方式의 경우 850샘플, Holte 方式의 경우 25,600샘플이고 본 論文에서 提示된 算術平均推定 方式의 경우는 4000샘플이 되어 收斂速度에 있어 Holte 方式의 경우보다 6배정도 빠르고 N 탭 適應디지털 필터보다는 5배정도 느림을 알 수 있다.

2. 量子化 效果에 대한 考察

算術平均推定 方式도 Holte의 方式과 마찬가지로 각 데이터 패턴에 대해 獨立的으로 反響信號를 推定하므로 그림 4와 유사한 hardware 構成을 가지게 된다. 여기서 信號處理는 ADC에 의해 量子化된 信號샘플로 하게 되며 最終 反響推定值의 精度도 DAC에 의해 制限된다. 이 量子化 效果를 고려하기 위해 ADC, DAC의 비트수를 각각 L 비트라 하자. 식(13)에 量子化 效果를 고려하면

$$\hat{\epsilon}(k') = \frac{1}{k'} \sum_{i=1}^{k'} (r'(i) + q_{ADC}(i)) + q_{DAC}(k') \quad (14)$$

와 같이 되며 여기서 $q_{ADC}(i)$, $q_{DAC}(k)$ 는 각각 ADC, DAC에 의한 量子化 誤差이다. 식(14)로부터 殘餘自乘誤差

$$\epsilon(k) = \frac{2^N}{k} [U + E\{q_{ADC}^2(i)\} + E\{q_{DAC}^2(k)\}] \quad (15)$$

임을 알 수 있다. 여기서 ADC의 量子化 範圍는 $r'(k)$ 의 crest factor(最大值 對 rms值의 比)를 C 라 하면 $\pm C\sqrt{\epsilon(0)+U}$ 가 되고 이를 L 비트 量子化 하는 경우

$$E\{q_{ADC}^2(i)\} \approx \frac{1}{12} \left[\frac{2C\sqrt{\epsilon(0)+U}}{2^L} \right]^2 = \frac{C^2[\epsilon(0)+U]}{3 \cdot 2^{2L}} \quad (16)$$

이 된다. DAC에 의한 量子化 雜音도 역시 (16)식으로 표시된다. 따라서 식(15)는 다시

$$\epsilon(k) \approx \frac{2^N}{k} \left[U + \frac{C^2[\epsilon(0)+U]}{3 \cdot 2^{2L}} \right] + \frac{C^2[\epsilon(0)+U]}{3 \cdot 2^{2L}} \quad (17)$$

과 같이 쓸 수 있다. 여기에서 量子化 效果는 주로 DAC에 의한 量子化 雜音임을 알 수 있다. 또 DAC에 의한 量子化 雜音레벨의 U 에 대한 데시벨은 L 이 8, 10, 12인 경우 $C=2$, $10 \log_{10}[\epsilon(0)/U]=40$ (dB)에 대해 각각 -7dB, -19dB, -31dB가 되어 設計條件이 앞서와 같이 -14dB인 경우 ADC, DAC의 비트수를 10비트 이상으로 하면 量子化 效果가 거의 나타나지 않음을 알 수 있다.

實際 하드웨어 構成時에는 쉬프트 동작을 이용하여 나누기를 행하기 위해 推定值는 식(13)에서 k 가 2^n 인 경우에만 내도록 해야 하며 한번지에 해당하는 메모리 크기에 制限을 둘 경우 $n=4$ 정도로 해도 -14dB를 얻을 수 있기 때문에 推定值는 $n=4$ 인 경우 까지만 내도록 設計함이 바람직하다. 더 작은 平均自乘誤差를 얻으려면 L 과 n 을 크게 하면 된다.

3. 컴퓨터 시뮬레이션 結果

提示된 反響除去 方式의 性能을 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 확인하였다. 傳送 데이터 $a(k)$ 와 $b(k)$ 는 多項式이 $1 \oplus x^3 \oplus x^8$ 인 pseudorandom sequence를 사용하였고 反響임펄스 應答 $g(n)$ 및 線路임펄스 應答 $h(n)$ 은 각각 그림 5 (a), (b)와 같이 假定하였다.¹¹⁾

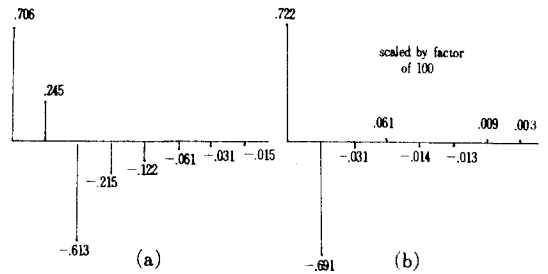


그림 5. (a) 반향 임펄스 應答 (b) 선로 임펄스 應答

Fig. 5. (a) Echo impulse response $g(n)$, (b) Channel impulse response $h(n)$.

N 탭 필터와 Holte 方式에서의 收斂過程이 각각 그림 6, 7에, 提示된 算術平均推定에 의한 反響信號除去 方式에서의 收斂過程이 그림 8에 나타나있다.

여기서 算術平均推定에 의한 反響除去 方式의 改善된 收斂性能을 볼 수 있으며 그림 6, 7의 收斂過程

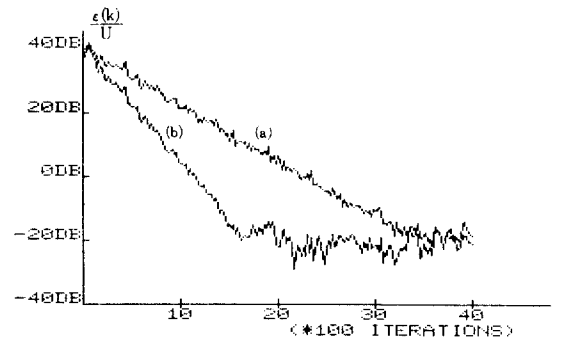


그림 6. N 탭 필터의 수렴곡선 (a) $\alpha=2^{-8}$, (b) $\alpha=2^{-4}$
Fig. 6. Convergence curve for N -tap filter.

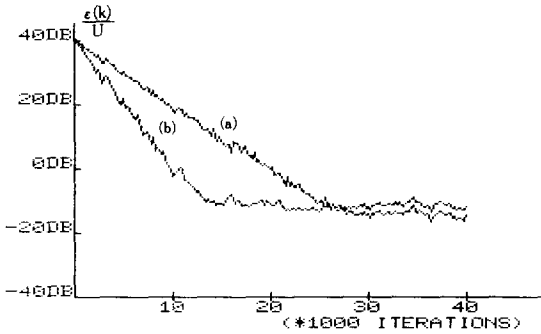


그림 7. 데이터 패턴에 따른 반향신호 추정치의 수렴곡선 (a) $\alpha=2^{-4}$, (b) $\alpha=2^{-3}$
 Fig. 7. Convergence curve for echo value estimation according to transmitted data pattern.

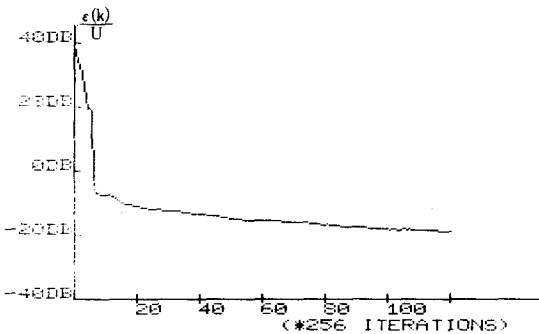


그림 8. 산술 평균 추정에서의 수렴곡선
 Fig. 8. Convergence curve for arithmetic mean estimate.

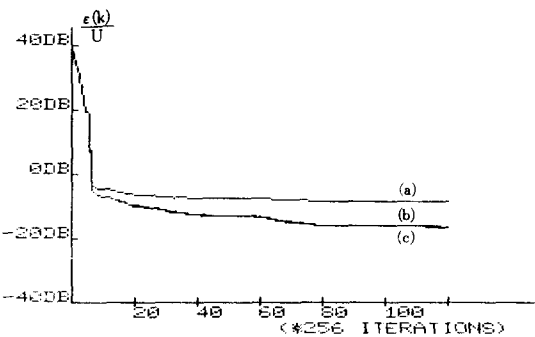


그림 9. 산술 평균 추정에서의 양자화 효과 (a) 8 비트, (b) 10비트, (c) 12비트
 Fig. 9. Quantization effect for arithmetic mean estimate.
 (a) 8 bit (b) 10 bit (c) 12 bit

은 식(7), (11)의 결과와 거의 일치하고 있음도 알 수 있다. 그림 9는 ADC, DAC를 각각 8, 10, 12비트로 두었을 때의 殘餘反響레벨의 收斂過程이다. 豫測과 같이 ADC, DAC를 10비트로 해도 12비트의 경우와 별 차이 없이 量子化 雜音의 영향이 매우 작음을 알 수 있었다.

IV. 檢討 및 結論

각 데이터 패턴에 따라 獨立的으로 算術平均에 의한 反響信號 推定方式을 사용함으로써 N탭 適應디지털 필터에 비해 하드웨어 構成이 간단하고 收斂性能도 본 論文의 設計에의 경우 Holte方式에 비해 改善된 새로운 디지털 反響除去 方式을 얻을 수 있었다. 그 殘餘反響레벨의 收斂過程에 대해 N탭 適應디지털 方式 및 Holte方式과 比較 解析하였으며 하드웨어 構成時 ADC, DAC에 의한 量子化 效果를 解析하고 10비트 정도로 量子化 하면 -14dB 정도의 殘餘反響레벨을 얻는데 충분함을 밝혔다. 理論적으로 解析된 結果는 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 확인되었다.

參 考 文 獻

- [1] N.A.M. Verhoeckx and H.C. Elzen et al., "Digital echo cancellation for baseband data transmission", *IEEE Trans. Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. ASSP-27, no.6, pp.768-781, Dec. 1979.
- [2] N. Holte and S. Stueflotten, "A new digital echo canceler for two-wire subscriber lines", *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-29, no.11, pp.1573-1581, Nov. 1981.
- [3] L.G. Abraham and D.M. Fellows, "A digital telephone with extensions", *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-29, no.11, pp.1602-1608, Nov. 1981.
- [4] D.D. Falconer, "Adaptive reference echo cancellation", *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-30, no.9, pp.2083-2094, Sep. 1982.
- [5] A.P. Sage and J.L. Melsa, *Estimation Theory with Application to Communication and Control*. McGraw-Hill, New York, pp.195-209, 1971.