

디지털 가입자회선을 위한 효율적인 반향 제거기

정회원 권오상*, 박현철*

An Efficient Echo Canceller for Digital Subscriber Lines

Oh-Sang Kwon*, Hyun-Cheol Park* *Regular Members*

요약

본 논문에서는 양방향 디지털 가입자 회선 (Digital Subscriber Lines) 통신을 위해 격자 구조 (lattice structure) 와 직교화된 IIR 형태의 필터가 결합된, 이른바 CALAOI(Cascade of Lattice and Orthogonalized IIR) 구조를 갖는 새로운 반향제거기를 제안한다. 모의실험을 통하여 CALAOI 반향제거기는 기존의 FIR 및 IIR 반향제거기보다 훨씬 적은 계산량 및 메모리, 그리고 빠른 수렴속도를 갖는 안정적인 반향제거기임을 확인할 수 있었다. CALAOI 반향 제거기는 xDSL뿐만 아니라, GIGA-bit Ethernet 등 고속 양방향 통신에서 통신 서비스의 성능을 극대화하는데 크게 기여할 것으로 예상된다.

ABSTRACT

For the digital subscriber line communications, the paper proposes a new echo canceller with the so-called CALAOI(Cascade of Lattice and Orthogonalized IIR) structure, which comprises of a lattice and an orthogonalized IIR structure. Through simulations, the CALAOI echo canceller was verified to have much fewer complexity of computations and has faster convergence speed than conventional FIR echo canceller. The CALAOI echo canceller is predicted to maximize performances of communication services in high speed communications such as GIGA bit Ethernet, and so on as well as xDSL.

I. 서론

1980년대 디지털 가입자 회선 (DSL : Digital Subscriber Lines)이 ISDN (Integrated Services Digital Network)에 사용되면서 적응 등화 (Adaptive Equalization)와 반향 제거(Echo Cancellation) 기술이 가입자 회선에 처음으로 사용되었다^[1]. 적응 필터링 기술^[2]은 다양한 가입자 회선과 통신 채널의 특성 때문에 루프(loop) 응용분야에서 특히 효과적이다.

디지털 가입자 회선 (ADSL : Asymmetric Digital Subscriber Line)은 현존하는 구리 회선의 효율적인 사용을 극대화시키기 위하여 발전된 통신 기술로서 일반인들에게 광대역 서비스를 제공하는 수단으로써 각광받고 있다. 이러한 서비스로서는

VOD, 비디오 브라우징, 각종 정보 서비스, CD음악, 각종 게임, 홈 쇼핑, 그리고 여러 가지의 멀티미디어 서비스 등이 있다.

반향 제거기는 각각의 루프가 양방향 통신을 하기 위하여 양방향 DSL에서 필요한 것이다. 반향 제거는 DSL 설계에서 가장 어려운 기술 중의 하나로서 높은 선형성을 필요로 한다. 동작 속도를 향상시키기 위해서는 반향 제거기를 구동시키는 전력이 증가하며, 특히 FIR 디지털 반향 제거기의 경우에는 표본화 율과 탭(tap)수가 증가하게 된다. DSL 시스템의 입출력 성능은 광대역 폭을 가지며 주파수에 따라 루프 손실이 증가하게 되므로 많이 손실된 신호 성분을 처리하기 위하여 더 많은 동적 범위(dynamic range)를 가져야 한다.

기존의 DSL 반향 제거기는 보통 적응 FIR 필터

* 삼성종합기술원 i-Networking Lab (narcis@samsung.com)
논문번호 : 00411-1023, 접수일자 : 2000년 10월 23일

로 구현되었는데, 이 필터는 수백 개의 탭 수가 필요하며 수렴속도가 느리다. 이로 인해 FIR 필터로 반향 제거기를 구성하는 데에는 많은 계산량과 메모리 등이 필요하게 되므로 그 경제적인 구현이 매우 어렵게 된다.

따라서, 본 논문에서는 양방향 디지털 가입자 회선 통신을 위해 격자 구조 (lattice structure)와 직교화된 IIR 형태의 필터가 결합된, 이른바 CALAOI (CAscade of LAttice and IIR) 구조를 갖는 새로운 반향 제거기를 제안한다. 모의실험을 통하여 CALAOI 반향 제거기는 기존의 FIR 반향 제거기보다 훨씬 적은 계산량 및 메모리, 그리고 빠른 수렴속도를 갖는 효율적인 반향 제거기임을 확인할 수 있었다. 또한, CALAOI 반향 제거기는 DSL뿐만 아니라, 향후 GIGA-bit Ethernet 등 고속 양방향 통신에서 통신 서비스의 성능을 극대화하는데 크게 기여할 것으로 예상된다.

본문의 구성은 다음과 같다.

2절에서는 본 논문에서 사용된 CSA(Carrier Serving Area) 루프, 그리고 루프에서 계산된 반향 경로에 관한 내용을 설명하였다. 3절에서는 반향을 제거하는 기존의 구조 및 제안한 CALAOI 구조를 비교하여 설명하였다. 4절에서는 컴퓨터 모의 실험을 통하여 얻은 결과로써 기존의 반향 제거기와 제

안한 반향 제거기를 비교하여 설명하였고, 마지막으로 논문에 대한 결론을 맺었다.

II. CSA Loop와 반향

1980년대에는 구리 회선을 이용하여 직접 이용자에게 통신 서비스를 하지 않고 처음으로 경제적인 방법인 디지털 루프 캐리어 (DLC : Digital Loop Carrier) 시스템을 할당하여 통신 서비스를 하였다. 따라서, 원격 터미널을 설치하게 되므로 가입자 루프의 길이가 많이 감소되었다. 이것은 분배플랜트 (distribution plant)를 많은 수의 CSA로 나누는 지형적인 혁명을 일으켰다. 그 후 CSA 루프에 대해 공학적인 규격이 이루어져 기기(gauge) 제과과 브리지 탭의 수에 의존하는 루프 길이에 대해 제한이 설정되었다³⁾. 분배 플랜트는 많은 다양한 종류의 케이블로 이루어져 있다. 전형적으로 서비스를 공급하는 업체에 가까운 케이블은 큰 기기이며 멀어질수록 작은 기기로 구성된 작은 케이블들이 분산되어 가입자에게 연결된다. 어떤 분배 지역 설계에 있어서는 여분의 케이블이 여러 개의 브리지 탭이나 개발 회로 케이블 단자를 가져 보다 빨리 새로운 서비스 요구를 충족시킬 수 있도록 사용된다. 또한, 브리지 탭 (Bridged Tap)은 시간에 따라 배치기변화하는 경우에도 발생한다.

그림 1은 전형적인 여덟 개의 CSA 루프를 나타낸 것으로서 모든 루프는 허용된 CSA 루프 설계 규격을 따르고 있다⁴⁾.

DSL 송수신기의 송신 경로와 수신 경로는 한 쌍

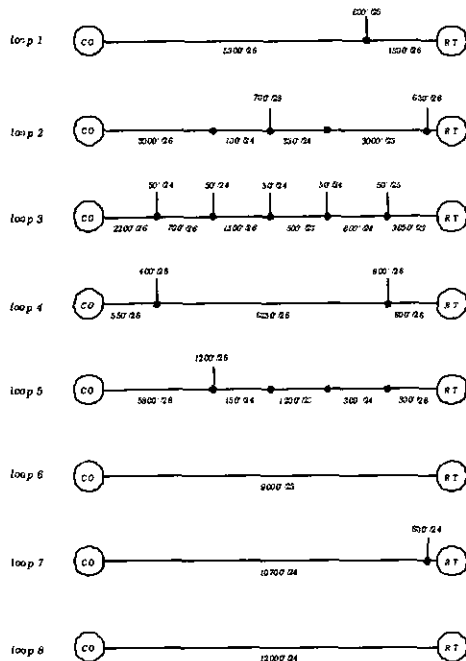


그림 1. 전형적인 CSA 루프

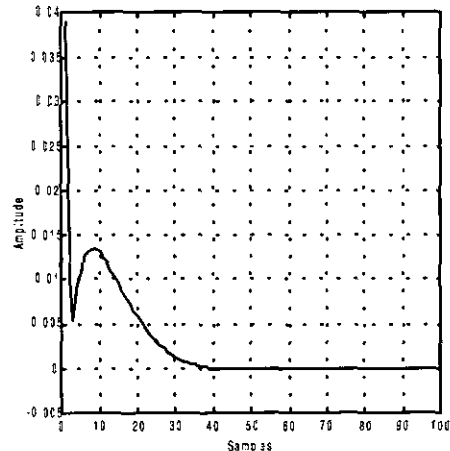


그림 2. 반향경로의 충격응답

의 2선으로 양방향 송신을 동시에 하기 위한 4선-2선 변환 하이브리드에서 만나게 된다. 루프 제작의 다양성으로 인하여 하이브리드는 불완전하게 정합된 (matched) 전기적인 브리지이다. 따라서, 송신 신호의 일부분이 수신 회로에 나타나게 되는데 이 신호를 반향이라 한다. 반향 제거기는 이러한 불필요한 반향을 제거함으로써 통신 서비스의 성능을 향상시키기 위하여 필요하다.

일반적으로 반향 경로의 충격 응답은 루프 모델로부터 계산할 수 있다. 그림 2는 변압기를 포함하고 종단에 100 ohm 저항을 달았을 경우에 그림 1의 여덟 개의 CSA 루프에 대해서 평균적으로 계산된 충격 응답이다. 모든 CSA 루프 충격 응답은 빠르게 변화하는 초기 부분과 느리게 감소하는 미부 (tail portion)로 구성되어 있다. 일반적으로 초기 부분은 임피던스 부정합(mismatch)에 의하여 송신 신호가 반사되어 발생하며 미부는 회선 변압기의 인덕턴스(inductance)에 의해 발생한다. 이러한 반향 미부의 느린 시간적인 특성으로 인하여 반향 제거기를 FIR 필터로 구현할 때에는 많은 필터 탭 수가 필요하게 된다. 따라서, 이 반향 미부를 처리하는 것에 관심을 가지고 지금까지 많은 연구가 진행되어 왔다^[6-9].

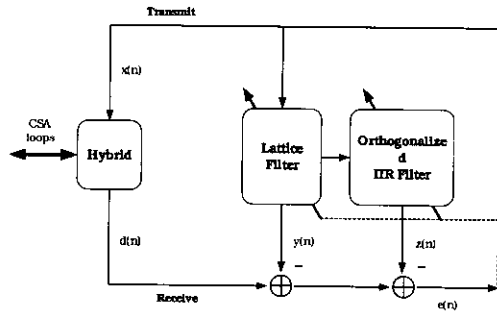


그림 3. 제안된 반향 제거기의 블록도

III. 반향 제거 알고리즘

앞에서 설명한 바와 같이 반향의 미부는 주로 하이브리드 회로의 고역 통과 특성 (High Pass Nature)에 관계하므로 입력 신호의 DC 성분이 제거되어 매우 천천히 감소하는 형태의 특성을 가지게 된다. 따라서, 반향 미부의 저주파수 성질을 이용한 적응 반향 제거기가 제안되었으며^[6-9], 특히 반향의 미부는 IIR 반향 제거기에 의해 효과적으로

제거할 수 있다^[8]. 또한, 고유의 안정된 IIR 함수를 구현하기 위하여 반향 미부를 Laguerre Expansion을 이용하여 스스로 안정되고 (Stabilized), 직교화된 (Orthogonalized) IIR 함수로 분리할 수 있다^[7]. 기존의 잘 알려진 LMS(Least Mean Square) 알고리즘이 IIR 함수의 계수를 추정하기 위하여 사용된다. 본 논문에서는 새로운 필터 구조를 가진 DSL 반향 제거기를 제안한다. 제안된 반향 제거기는 이른바 CALAOI 구조를 가진 반향 제거기로서 그 구조는 그림 3과 같으며 세부적인 구조는 그림 4와 같이 격자 구조와 직교화된 IIR 형태의 필터가 결합된 구조로 되어 있다.

앞 단의 격자구조의 필터는 반향경로의 충격응답에서 크기가 크고 짧은 시간 동안 변화하는 앞 부분의 응답을 추정하며 격자구조의 필터 특성 상 입력 신호의 레벨이 크게 변화하는 경우에도 빠르게 수렴한다. 반면에 뒤 단의 직교화된 IIR 형태의 필터는 반향 충격응답에서 시간적으로 느리게 변화하는 뒤 부분의 응답을 추정하며 기존의 FIR 필터보다 훨씬 적은 계산량으로서 구현이 가능하다. 또한, 기존의 IIR 필터와는 달리 안정성 문제 (Stability Problem)가 보장되므로 유용하게 사용될 수 있다^[7]. 일반적으로 반향이 발생하는 양방향 통신 시스템에서 송신 신호가 반향 경로를 거쳐 수신 단에서 수신되는 반향 신호는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$d_i = \sum_{j=0}^{\infty} h_j x_{i-j} \quad (15)$$

여기서 d_i , h_j , 그리고 x_{i-j} 는 각각 반향 신호, 반향 경로의 충격 응답, 그리고 송신신호를 나타내고 있다. 이때, 반향 신호는 반향제거기에 의해 제거해야 하므로 제거된 신호는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$e_i = d_i - y_i - z_i \quad (16)$$

여기서 y_i 와 z_i 는 각각 i 번째 stage의 격자 필터와 직교화된 IIR 필터의 출력이며 다음과 같이 표시할 수 있다.

$$y_i = y_{i-1} - w_{i-1} b_{i-1} \quad , \quad 1 \leq i \leq P \quad (17)$$

$$z_i = \sum_{j=0}^{Q-1} a_j o_{ji} \quad (18)$$

여기서 w_{i-1} 는 격자필터의 계수이며 P 와 Q 는

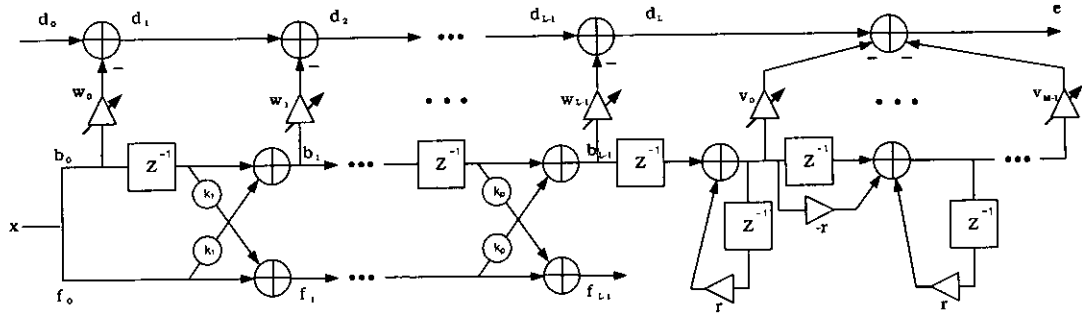


그림 4. 제안된 반향 제거기의 구조

각각 격자필터 stage와 직교화된 IIR 필터 탭의 개수이다.

또한, 직교화된 IIR 필터의 계수 a_j 와 직교화된 입력신호 o_{ji} 에 의해 직교화된 IIR 필터의 출력이 생성된다. 또한, 직교화된 입력신호 o_{ji} 는 입력 신호 x_{i-j} 가 직교화된 IIR 필터의 충격응답을 거친 신호로서 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$o_{ji} = \sum_{k=0}^{\infty} x_{i-k-p} L_j(k), \quad j=0,1, \dots, P-1 \quad (19)$$

여기서 L_j 는 j 번째 IIR 필터의 충격 응답으로서 다음과 같은 직교화 성질을 갖는다.

$$\sum_{k=0}^{\infty} L_n(k) L_m(k) = \begin{cases} 1, & (m=n) \\ 0, & (m \neq n) \end{cases} \quad (20)$$

위의 식들을 이용하여 다음과 같이 반향 신호를 직교화된 신호로 구성하여 표현할 수 있다.

$$d_i = \sum_{j=0}^{P-1} h_j x_{i-j} + \sum_{j=0}^{\infty} c_j o_{ji} \quad (21)$$

여기서

$$c_i = \sum_{k=0}^{\infty} L_j(k) h_{k+p} \quad (22)$$

위의 식에서 반향 경로의 미부 h_{k+p} 를 다음과 같이 직교화된 파형 L_j 로 나타낸 것을 알 수 있다.

$$h_{k+p} = \sum_{j=0}^{\infty} c_j L_j(k), \quad k=0,1, \dots, \infty. \quad (23)$$

따라서, 반향 응답의 처음 P 샘플을 벡터 \underline{h} 로 표시하고 c_j 의 처음 Q 값을 \underline{c} 로 표시하면 위의 (21) 식을 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$d_i = \underline{h}^T x_i + \underline{c}^T o_i + n_i \quad (24)$$

여기서

$$n_i = \sum_{j=0}^{\infty} c_j o_{ji} \quad (25)$$

는 (15-18)식의 반향 응답의 미부를 모델링하는 하는 데에서 생략된 부분이다.

만일 송신신호 x_i 가 상호상관관계 (cross-correlation)가 없고 분산 1인 신호라고 가정하고 IIR 필터의 직교화 함수 L_j 가 orthonormal하다고 한다면 직교화된 입력신호 o_{ji} 도 상호상관관계가 없고 동일한 분산을 가질 것이다. 따라서, 수신신호로부터 반향 제거기에 의해 제거된 오차 신호 e_i 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} e_i &= d_i - y_i - z \\ &= \underline{d}_i^T (\underline{h} - \underline{w}) + \underline{o}_i^T (\underline{c} - \underline{v}) + n_i \end{aligned} \quad (26)$$

위의 (26)식에서 양변을 제곱해서 평균을 취하면 다음과 같은 지승평균오차(Mean Square Error, MSE)를 얻을 수 있다.

$$E[e_i^2] = |\underline{h} - \underline{w}|^2 \sigma_d^2 + |\underline{c} - \underline{v}|^2 \sigma_d^2 + \sigma_n^2 \quad (27)$$

여기서

$$\sigma_d^2 = E[d_i^2] \text{ 이고}$$

$$\sigma_n^2 = E[r_i^2] = \sigma_d^2 \sum_{k=Q}^{\infty} c_k^2.$$

이다.

위의 결과는 계수 ν 와 ω 에 대해서 $\nu=c$ 와 $\omega=a$ 로 하였을 때 얻을 수 있는 결과이며 이때의 최소 자승평균오차(MMSE, Minimum MSE)는 다음과 같다.

$$MMSE = \sigma_n^2. \quad (28)$$

다음에 직교화 함수를 구하는 방법은 잘 알려진 Gram-Schmidt(GS) 직교화 방법을 이용한다.

다음의 예는 지수 함수 (Exponential Function)를 이용하여 직교화 함수를 구한 것이다.

$$l_0(k) = e^{-k\omega} \quad (29)$$

$$l_1(k) = (k - \alpha_1)l_0(k) \quad (30)$$

$$\alpha_1 = \frac{\sum_{k=1}^{W-1} k l_0^2(k)}{\sum_{k=1}^{W-1} l_0^2(k)} \quad (31)$$

$$l_n(k) = (k - \alpha_n)l_{n-1}(k) - \beta_n l_{n-2}(k), \quad n \geq 2 \quad (32)$$

$$\alpha_n = \frac{\sum_{k=1}^{W-1} k l_{n-1}^2(k)}{\sum_{k=1}^{W-1} l_{n-1}^2(k)}, \quad (33)$$

$$\beta_n = \frac{\sum_{k=0}^{W-1} k l_{n-1}(k) l_{n-2}(k)}{\sum_{k=0}^{W-1} l_{n-2}^2(k)}. \quad (34)$$

또한, 적응 필터의 계수를 보상하기 위하여 잘 알려진 LMS 알고리즘을 사용하였다. 이 알고리즘은 간단하고 구현이 용이해 많은 응용 분야에서 사용되는 알고리즘이다.

각각 격자 필터와 직교화된 IIR 필터에 대해서 계수 보상식을 표현하면 다음과 같다.

$$w_{i+1} = w_i + \alpha e_i x_i \quad (35)$$

$$v_{i+1} = v_i + \beta e_i o_i \quad (36)$$

IV. 모의실험 및 결과

모의실험을 위하여 그림 1의 여덟 개의 CSA 루

프에 대해서 계산된 그림 2와 같은 충격 응답을 반향 경로로 사용하였다. 송신 신호로서는 4 레벨 (-3, -1, +1, +3)로 이루어진 가성 랜덤 신호 (pseudo-random signal)를 사용하였으며 실험은 여덟 개의 CSA 루프에 대해서 독립적으로 수행하였다. 이때, 사용된 FIR 반향 제거기와 IIR 반향 제거기의 탭 수는 각각 256개와 32개이며 CALAOI 반향 제거기는 16개의 격자 단과 16개의 IIR 탭으로 구성하였다.

시간에 대한 평균적인 반향 제거기의 성능을 나타내기 위하여 다음과 같이 정의된 잘 알려진 ERLE (Echo Return Loss Enhancement, dB) 곡선을 이용하여 표현하였다.

그림 5와 그림 6은 변압기가 없는 경우, 각각 CO (Central Office) 쪽과 RT (Remote Terminal) 쪽에서 FIR 및 IIR 반향제거기에 대한 제안된 반향 제거기의 성능을 비교하여 ERLE 곡선으로 나타낸

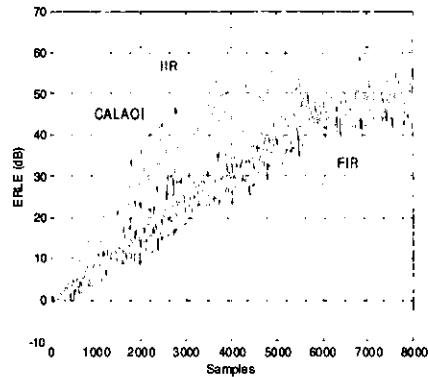


그림 5. 기존의 FIR 및 IIR과 제안된 반향제거기의 ERLE 곡선 (변압기가 없는 경우, CO)

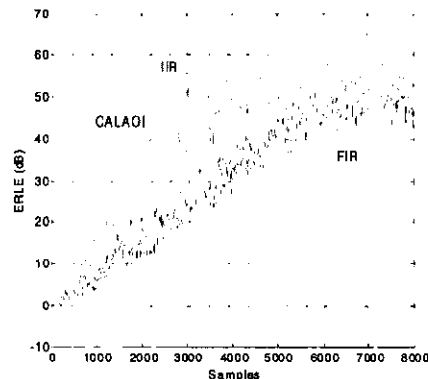


그림 6. 기존의 FIR 및 IIR과 제안된 반향제거기의 ERLE 곡선 (변압기가 없는 경우, RT)

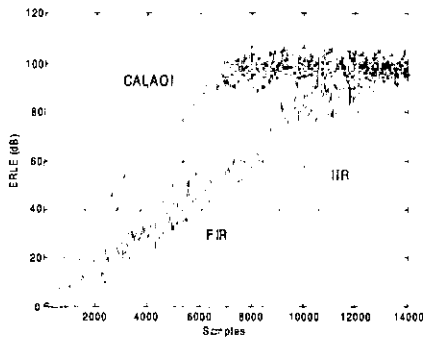


그림 7. 기존의 FIR 및 IIR과 제안된 반향제거기의 ERLE 곡선 (변압기가 있는 경우)

것이다. 그림에서 알 수 있듯이 제안된 반향제거기는 IIR 반향 제거기와 유사한 성능을 나타내며, FIR 반향제거기보다 수렴속도가 빠름을 알 수 있다. 그림 7은 변압기가 존재하는 경우, 역시 세가지 반향 제거기의 성능을 ERLE 곡선으로 나타낸 것이다. 그림에서 알 수 있듯이 제안된 반향 제거기는 기존의 FIR 및 IIR 반향제거기보다 수렴속도와 반향 제거 성능이 우수함을 알 수 있다. 또한, 계산량 측면에서 제안된 반향 제거기는 IIR 반향 제거기와 거의 동일하며(사용된 탭 수 동일), FIR 반향제거기보다 훨씬 감소된 계산량을 가진다. 안정성 측면에서는 IIR 반향제거기와는 달리 고정밀 구현 (high precision implementation)을 필요로 하지 않으며 안정적인 시스템 구현이 가능하다.

V. 결론

본 논문에서는 양방향 디지털 가입자 회선 통신을 위해 격자 구조와 직교화된 IIR 형태의 필터가 결합된, 이른바 CALAOI 구조를 갖는 새로운 반향 제거기를 제안하였다. 모의실험을 통하여 CALAOI 반향 제거기는 기존의 FIR 및 IIR 반향 제거기보다 훨씬 적은 계산량 및 메모리, 그리고 빠른 수렴속도를 갖는 효율적인 반향 제거기를 확인할 수 있었다.

CALAOI 반향 제거기는 xDSL뿐만 아니라, GIGA-bit 고속 Ethernet 등 고속 양방향 통신에서 통신 서비스의 성능을 극대화하는데 크게 기여할 것으로 예상된다.

References

[1] G.T.Hawley, "System Considerations for the

Use of xDSL Technology for Data Access" *IEEE Communications Magazine*, March 1997.

[2] Simon Haykin, *Adaptive Filter Theory*, Prentice-Hall, Inc., 1991.
 [3] Bellcore, "Functional criteria for digital loop carrier system," TR-TSY-000057, 1987.
 [4] International Telecommunication Union, "Test Procedure for Digital Subscriber Line (DSL) Transceivers" ITU-T Draft G.996.1.
 [5] E.A.Lee and D.G.Messerschmitt, *Digital Communication*. Norwell, MA:Kluwer, 1994.
 [6] T.Abounasr, A.Abousaada, and W.Steenart, "Efficient implementation of echo cancellers for ISDN applications," *Proc. IEEE ICASSP'89*, May 1989, pp.1380-1383.
 [7] G.W.Davidson and D.D.Falconer, "Reduced complexity echo cancellation using orthonormal functions," *IEEE Trans. On Circuits and Systems*, vol.38, no.1, January 1991.
 [8] W.Y.Chen, "An all-pole IIR echo canceller," *Proc. IEEE ISCAS'90*, May 1990, pp.1947-1950.
 [9] C.Mogavero, G.Nervo, and G.Paschetta, "Mixed recursive echo canceller," *Proc. GLOBECOM'86*, Dec.1986,pp.2.21-2.25.

권오상(Oh-Sang Kwon)



1988년 : 서울성남고등학교 졸업
 1992년 : 연세대학교 전자공학
 학사 학위
 1994년 : 연세대학교 전자공학
 석사 학위
 1992년 : 연세대학교 전자공학
 박사 학위

1999년~현재 : 삼성종합기술원 재직

<주관심 분야> 적응신호처리, 통신신호처리 등

박현철(Hyun-Cheol Park)

한국통신학회 논문지 2000년 2월 vol.25, no.28 참조