논문 02-27-8C-6 한국통신학회논문지 '02-8 Vol.27 No.8C

동축 선로에서의 초고속 근거리 전송을 위한 FEXT 제거기

학생회원 우 정 수*, 강 규 민*, 정회원 임 기 홍*

FEXT cancellation for high-speed local transmission over twisted pair wiring

Jung-Soo Woo*, Kyu-Min Kang* *Student Members,* Gi-Hong Im* *Regular Members*

요 약

본 논문은 FEXT (far-end crosstalk) canceller에 관한 연구이다. Fiber to the curb (FTTC), very high speed digital subscriber와 같은 많은 동축선로 시스템에서 양방향 전송을 위해 frequency-division duplexing (FDD)를 사용한다. FDD 동축전송 시스템의 최고의 도달 거리는 하향채널보다는 높은 주파수에 위치한 상향 채널에 의해서 제한된다. 그런 FDD 송수신의 성능을 개선하기 위해서 높은 주파수에 있는 채널은 FEXT 제거를 적용하게 된다. 시스템을 배열과 그것은 blind startup 은 채널의 intersymbol interference (ISI), FEXT와 다른 잡음을 막기 위해 FEXT 제거기와 등화기를 함께 적용함으로써 연구한다. 이상적 훈련 신호를 전송하지 않고, 제안된 동축선로상에서 초기 수렴과 수렴된 후의 상태를 알아본다. 또한 FEXT 채널의 분석한 모델뿐만 아니라, 측정된 특성은 FEXT 제거기를 위해 필요한 기간을 측정하기 위해 사용되어진다. 또한 FEXT 제거기를 위한 메모리 수가 채널에 독립적이기 때문에, 제안된 시스템은 모든 독립적인 채널 상에서 동축 시스템에 대해 유용하게 적용할 수 있다.

ABSTRACT

This paper discusses a far-end crosstalk (FEXT) canceller for twisted-pair transmission. Many twisted-pair systems such as fiber-to-the-curb (FTTC), very high-speed digital subscriber line (VDSL), and high-speed LAN systems, use frequency-division duplexing (FDD) for duplex transmission. It is shown that the maximum reach of FDD twisted-pair system is limited by the performance of its upstream channel, which is located at higher frequencies than the downstream channel. In order to improve the performance of such FDD transceiver, FEXT cancellation is introduced for the channel at higher frequencies. A system arrangement and its blind start-up procedure are studied when the FEXT canceller and equalizer are jointly adapted to combat channel intersymbol interference (ISI), FEXT, and other additive noise. The initial convergence and the steady-state behavior of the proposed twisted-pair system without requiring transmission of an ideal training sequence are investigated. Measured characteristics as well as analytical model of the FEXT channel are used to estimate the time span needed for the FEXT canceller. It is also shown that the memory span for the FEXT canceller is almost independent of the channel, thus making our results useful for the twisted-pair system over all different channels.

I. 서 론

세계는 현재 초고속 정보통신망의 구축을 미래의 공동 정보 사회 건설을 위한 필수 조건으로 인식하고, 이의 실현을 위해 많은 노력을 기울이고 있다. 고속 데이터 통신이 가능한 DSL (Digital Subscri-

* 포항공과대학교 전자전기공학과 통신연구실 (jswoo@postech.ac.kr, kmkang@postech.ac.kr, igh@postech.ac.kr)
논문번호 : 020019-0116, 접수일자 : 2002년 1월 16일
※ 이 논문은 1999년도 한국학술진흥재단의 지원에 의하여 연구되었음 (KRF-1999-041-E00215)

ber Line) 시스템의 경우 기존의 전화선로를 활용하므로 경제적인 망을 구축 할 수 있으며, 기존 모뎀과는 다르게 전화와 데이터 통신을 동시에 사용할 수 있는 장점이 있다. DSL 시스템은 최근의 인터넷 인구의 급증으로 인해 주목받고 있으며 현재 서비스되고 있는 ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Line) 은 최대 8 Mb/s 의 데이터 통신을 지원하고 있으며, 최근에는 데이터 전송 속도를 수십 Mb/s 까지 높일 수 있는 고속 전송 시스템인 VDSL (Very high- speed Digital Subscriber Line) 시스템에 관한 연구와 표준화가 활발히 진행되고 있다. VDSL 시스템은 전화국과 가입자간의 거리가 짧고 가입자가 밀집된 지역에 서비스되며, 앞으로 보편화될 FTTC (Fiber to the Curb) 구조에서 ADSL 시스템을 대체할 차세대 고속 전송 시스템이다. 이러한 VDSL 시스템의 전송 방식으로는 DMT (Discrete Multitone Modulation), CAP (Carrierless Amplitude/Phase Modulation) [2,3] 전송방식이 있다. DSL 시스템 환경에서 고속의 데이터 전송 능력을 감쇄시키는 중요 요소로는 채널에 의한 신호 감쇄와 인접한 선로사이에서 발생하는 NEXT (Near-end crosstalk) [6,7] 와 FEXT (Far-end crosstalk) 같은 누화신호가 있다. 시스템의 상하향 신호의 주파수 대역 할당에 따라 NEXT 또는 FEXT가 중요한 감쇄 요인이 된다. 예를 들어, HDSL, ATM-LAN 시스템의 경우 상/하향 신호가 같은 주파수 대역을 사용하기 때문에 NEXT가 FEXT에 비해 더욱 문제가 된다. 이 때문에 VDSL 시스템의 경우에는 NEXT에 의한 감쇄를 막기 위해 상하향 신호가 서로 다른 주파수 대역을 사용하는 FDD (Frequency Division Duplexing) 방식을 사용하게 된다. 이 경우에는 FEXT와 채널에 의한 신호 감쇄가 중요한 문제가 된다.

본 논문에서는 CAP/QAM 방식의 DSL 시스템에 적용 가능한 FEXT 제거 기법에 대해 살펴보고자 한다. FEXT 제거기와 채널 등화기의 성능을 향상시키며, 효과적인 구현이 가능한 공통 적응에 관한 기법을 제안한다. 알려져 있는 훈련신호를 이용하여 FEXT 제거기와 채널 등화기를 수렴시키는 방법에 비해, blind adaptive 등화기는 모뎀간의 호환성과 구현을 용이하게 해준다. 채널의 ISI (Intesymbol interference), FEXT를 제거하기 위한 FEXT 제거기와 채널 등화기가 공통 적응되어질 경우, 블라인드 적응 방식을 적용한 초기화 기법이 제안된다.

Ⅱ. 동축선로 전송 환경 및 FEXT 제거

동축선로 전송 시스템은 전송선로감쇄, NEXT, FEXT와 같은 다양한 채널 상에서의 손실을 가지고 있다. 본 장에서는 동축선로 전송에 대한 채널을 특성을 알아보고 FDD를 사용한 full duplex 전송 시스템 상에서 FEXT 제거기가 시스템의 성능을 어떻게 개선시킬 수 있는지에 대해서 알아본다.

1. 동축선로 전송환경

동축선로 상에서 시스템의 성능을 저하시키는 원인 중에서 전송선로감쇄와 누화신호는 가장 큰 요소이다. UTP(unshieded twisted pair)상에서 전송선로감쇄(propagation loss)와 누화신호(crosstalk)는 [1,4,9]에서 자세히 찾아 볼 수 있다. 편이상 이 장에서 간단히 기술하기로 한다. NEXT의 경우 category 3과 5인 UTP 선로상에서 ATM-LAN 전송은 같은 주파수 대역에 양방향 전송이 이루어지기 때문에, 시스템의 성능 저하를 가져온다[5]. 또한 FEXT의 경우 24나 26 gauge 선로상에서 FTTC나 VDSL 전송은 각 방향의 다른 주파수 대역 때문에, 시스템의 성능 저하를 가져온다. 24 gauge 선로 상에서 전송선로 감쇄의 특성은 EIA/TIA-568A 표준인 catagory 3 선로에서의 특성과 비슷하고 다음과 같다.

$$L_p(d,f) = -20\log_{10}|H(d,f)| = (60\sqrt{f} + 0.07f)d \quad (1)$$

여기서 전송선로 감쇄인 $L_p(d,f)$의 단위는 dB이고, $H(d,f)$는 선로의 전송전달함수, 그리고 f는 Mhz로, d는 kilofeet인 선로의 길이이다. UTP 선로상에서 NEXT/FEXT가 서로간의 신호전송에 많은 간섭을 준다. NEXT는 같은 쪽은 다른 사용자의 송신기 때문에 수신기가 영향을 받게되어 선로의 길이와는 관계가 없으나. FEXT는 반대편에 있는 다른 사용자의 송신기 때문에 간섭을 받고, 거리에 따라 영향이 달라진다. 또한 이런 누화신호는 다수의 사용자가 있을 경우 모두의 합으로 간섭전력이 정해진다. 이러한 최악의 경우 NEXT 신호의 전달함수 $X_N(f)$은 다음과 같다.

$$|X_N(f)|^2 = \chi f^{3/2} \quad (2)$$

여기서 $\chi = 7.39 \times 10^{-5}\left(\frac{n}{49}\right)^{0.6}$인 상수이고, N

은 간섭의 수. f의 단위는 ㎒이다. 그리고 FEXT의 간단한 전달함수는 다음과 같다.

$$|X_F(f)|^2 = \Psi f^2 d\,|H(d,f)|^2 \qquad (3)$$

여기서 $\Psi = 8\times10^{-5}\left(\frac{n}{49}\right)^{0.6}$ 인, 일반적으로 선로의 물리적 특성과 관련된 상수이고, d는 kilofeet이다. 그림 1은 전송선로감쇄와 누화를 보여준다. 이외에 동축전송선로는 좁은 대역의 RFI (Radio frequency interference) [11]와 bridged tap 감쇄 [12]와 impulse 잡음을 포함한다[1,9].

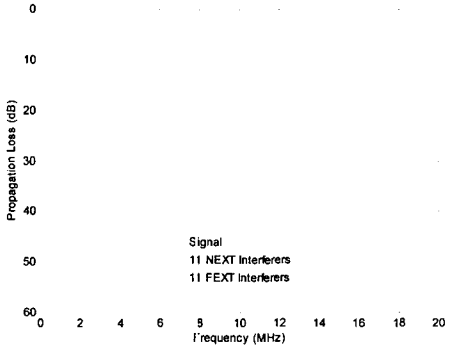


그림 1. 600 ft 24-gauge에서의 전송감쇄선로와 누화신호

2. FEXT 제거

FDD가 이중전송을 위해서 동축선로에서 사용될 때 높은 주파수에 위치한 채널은 더 큰 전송선로 감쇄현상을 받고, 낮은 주파수 대역과 비교해서 FEXT의 영향을 더욱 많이 받는다. 높은 주파수 대역에서 FEXT의 제거함으로서, FDD 송수신에서 성능을 더욱 더 향상시킬 수 있다.

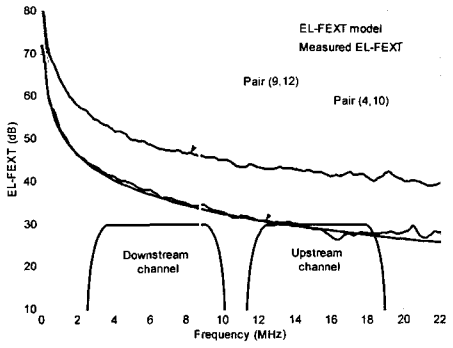


그림 2. 600ft UTP 선로에서 Pair to pair EL_FEXT의 감쇄특성

그림 2는 EL-FEXT(equal level FEXT)를 보여준다. 이는 600ft UTP선로에서의 단 하나의 FEXT가 있을 때 수신기에서의 입력신호와 FEXT의 비율을 나타낸 것이다. 그림에서 기복이 있는 선은 25 pair UTP 선로상에서 측정된 pair to pair FEXT 감쇄를 가지고 EL-FEXT를 보여준다. 또한 그림 2는 이중의 전송에 대한 FDD를 사용하는 대칭적인 VDSL의 전형적인 주파수 대역을 보여준다. 이는 상향 채널에 대한 SNR은 하향을 채널의 것보다 나쁘다는 것을 알 수 있는데, 이런 대칭의 VDSL 서비스의 최대 도달거리는 상향 채널에 의해서 영향을 받는다. 그런 VDSL 시스템의 성능은 그림 3에서 보여진 상향채널에 대한 FEXT 제거기로 인해 개선된다. FEXT 제거기는 FEXT 간섭을 발생시키는 경로의 수신기로부터 입력신호를 이용하게 되는데, 그림 3에서는 같은 거리에 있다면 그중 하나의 수신기로 FEXT를 제거할 수 있다.

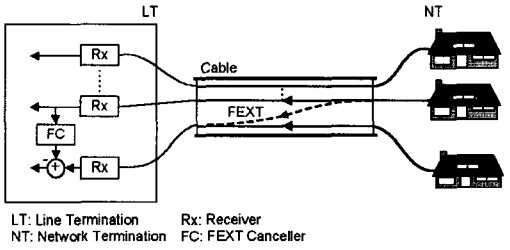
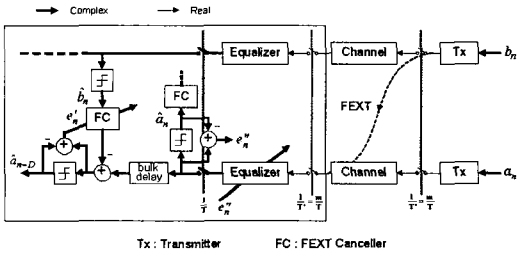
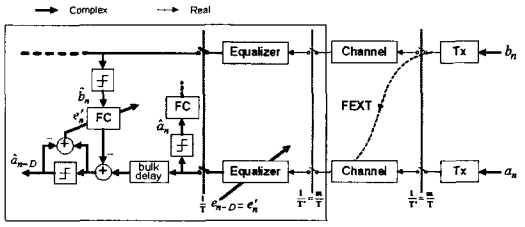


그림 3. 동축선로 전송에서의 FEXT 제거



(a) 분리된 FEXT 제거기와 등화기



(b) 합쳐진 FEXT 제거기와 등화기

그림 4. FEXT 제거기와 등화기에서 동축선로 송수신기의 blind startup을 위한 시스템 정열

그림 4(a)와 (b)는 동축선로 전송시스템의 시작을 위해서 blind 알고리즘을 사용할때, FEXT 제거기와 등화기가 함께 어떻게 작동하는지를 나타낸다. 이상적인 기준값 a_n과 b_n없이 FEXT 제거기와 등화기는 처음에는 작동할 수 없다. 왜냐하면 FEXT에 의해서 얻어진 먼 곳의 데이터 $\hat{b}_n$값이 부적합하기 때문이다. 그로 인해 blind 등화기는 손상된 FEXT를 가지고 작동한다. blind 등화기로 수렴된 후에 등화기는 DD mode로 작동을 하는 slicer로 이루어진다. 추정된 데이터 $\hat{b}_n$은 그때의 적당한 FEXT 값을 위해서 FEXT 제거기로 들어가게 된다. 이때 bulk delay D가 등화기의 출력에 연결되어 있다. 이것은 FEXT 제거기 때문에 지연이 필요한 것이다. 그림 4(a)와 (b)는 두 개의 채택 방법을 보여준다. 그림 4(a)는 FEXT 제거기와 등화기가 다른 에러값을 이용한다는 것이고, 그림 4(b)는 같은 에러값을 이용한다. 이러한 경우 지연된 LMS 알고리즘 [8,13]는 등화기에서 사용하고, 반면에 LMS는 FEXT 제거기에서 사용된다. 공동으로 채택된 시스템 성능은 다음 장에서 설명하기로 한다. 또한 분리된 적응 시스템과 비교해 본다.

Ⅲ. FEXT 제거기와 등화기의 동작

이 장에서는 훈련신호를 사용하지 않고 FEXT 제거기와 등화기가 송수신기의 성능을 어떻게 개선시키는지 알아보기로 한다. 분석을 위한 등화기는 phase-splitting 등화기를 사용한다[14]. FEXT 제거기는 복소값인 입력에 복소 adaptive filter를 사용하는데, 이것은 cross-coupled 구조를 가졌다. 그리고 FEXT 제거기가 정확하다고 가정한다. 즉, $\hat{b}_n = b_n$이다. 4장에서 에러가 없는 분석적 결과는 DD mode 상에서 얻을 수 있다.

수신단에서 입력신호는 다음과 같다.

$$r(t) = Re\left(\sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n h(t-nT) + \sum_{n=-\infty}^{\infty} b_n f(t-nT) \right) \quad (4)$$

여기서 a_n과 b_n은 원하는 각각 복소 신호와 복소 FEXT 신호이다. $h(t)$와 $f(t)$는 신호와 FEXT 신호에 대한 채널의 임펄스 응답이다. 등화기 (c_n)와 FEXT 제거기 (g_n)의 합친 구조에서의 delayed LMS와 LMS 알고리즘은 다음과 같다.

$$c_{n+1} = c_n - \beta_1 e_{n-D} r_{n-D} \quad (5)$$

$$g_{n+1} = g_n + \beta_2 e_n' b_n^* \quad (6)$$

$$e_{n-D} = e_n' = c_{n-D}^T r_{n-D} - g_n^T b_n - \hat{a}_{n-D} \quad (7)$$

$\hat{a}_{n-D}$는 $(n-D)^{th}$ 심볼 주기에서의 slicer의 출력이고 , β_1과 β_2는 스텝 사이즈이다. D는 FEXT 제거기 때문에 주어진 delay이다. 이 논문에서는 어떠한 decision 에러가 일어나지 않는다는 것을 가정한다. FEXT 제거기와 등화기 탭의 값, 그리고 등화기와 FEXT 제거기의 입력 벡터는 다음과 같이 정의한다.

$$c_n^T = [c_{n,0} \quad c_{n,1} \quad \cdots \quad c_{n,N_1}] \quad (8)$$

$$g_n^T = [g_{n,0} \quad g_{n,1} \quad \cdots \quad g_{n,N_2}] \quad (9)$$

$$r_n = r_{S,n} + r_{F,n} = Re(H_S^T \tilde{a}_n + H_F^T \tilde{b}_n) \quad (10)$$

$$b_n^T = [\hat{b}_n \quad \hat{b}_{n-1} \quad \cdots \quad \hat{b}_{n-(N_2-1)}] \quad (11)$$

여기서 H_S, $\tilde{a}_n$, H_F, $\tilde{b}_n$은 각각 전송된 신호에 대한 채널 matrix, 복소 전송신호, FEXT 신호 matrix, 복소 FEXT의 발생신호벡터이다. 수신단의 MSE는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} E[|e_n|^2] &= E[|a_n|^2] - 2Re(\eta_n^{*T} \alpha) + \eta_n^{*T} \Phi \eta_n \\ &= E[|a_n|^2] - \alpha_n^{*T} \Phi^{-1} \alpha \\ &\quad + \eta_n^{*T} \Phi \eta_n \\ &= \varepsilon_{\min} + \varepsilon_{ex,n} \end{aligned} \quad (12)$$

여기서,

$$\eta_n = \begin{bmatrix} c_n \\ g_{n+D} \end{bmatrix}, \quad \Phi = \begin{bmatrix} \Phi_{11} & \Phi_{12} \\ \Phi_{12}^{*T} & \Phi_{22} \end{bmatrix},$$

$$\alpha = [\alpha_1^T \quad 0^T]^T, \quad \alpha_1 = E[\hat{a}_n r_n],$$

$$\Phi_{11} = E[r_n r_n^T], \quad \Phi_{12} = -E[r_n b_{n+D}^T],$$

$$\Phi_{22} = E[b_{n+D}^* b_{n+D}^T].$$

그리고 $E[\cdot]$는 기대값이다. matrix Φ는 block-diagonalizable한 것이고 다음과 같다.

$$D \equiv L^{*T} \Phi L = diag(\Phi_1, \Phi_{22}) \quad (13)$$

여기서, $L = \begin{bmatrix} I & 0 \\ -\Phi_{22}^{-1} \Phi_{12}^{-1} & I \end{bmatrix}$, $\Phi_1 = \Phi_{11} - \Phi_{12} \Phi_{22}^{-1} \Phi_{12}^{*T}$ 이다. 등화기와 제거기의 최적의 탭과 합쳐진 수신기의 최소 MSE는

$$\eta_{opt} = \begin{bmatrix} c_{opt} \\ g_{opt} \end{bmatrix} = \Phi^{-1} a = L D^{-1} L^{*T} a \quad (14)$$
$$= \begin{bmatrix} \Phi_1^{-1} a_1 \\ -\Phi_{22}^{-1} \Phi_{12}^{*T} \Phi_1^{-1} a_1 \end{bmatrix}$$

$$\varepsilon_{\min} = E[|a_n|^2] - a^{*T} \Phi^{-1} a$$
$$= E[|a_n|^2] - a^{*T} L D^{-1} L^{*T} a \quad (15)$$
$$= E[|a_n|^2] - a_1^{*T} \Phi_1^{-1} a_1$$

초과 (12)에서 $\varepsilon_{ex,n}$ 는 두 개의 다른 초과 MSE의 합은 다음과 같다.

$$\varepsilon_{ex,n} = E[(\eta_n - \eta_{opt})^{*T} \Phi (\eta_n - \eta_{opt})]$$
$$= E[q_n^{*T} \Phi q_n]$$
$$= E[q_{1,n}^{*T} \Phi_{11} q_{1,n}] + E[q_{2,n}^{*T} \Phi_{22} q_{2,n}] \quad (16)$$
$$+ 2Re\{E[q_{1,n}^{*T} \Phi_{12} q_{2,n}]\}$$
$$= E[q_{1,n}^{*T} \Phi_{11} q_{1,n}] + E[q_{2,n}^{*T} \Phi_{22} q_{2,n}]$$
$$= \varepsilon_{ex1,n} + \varepsilon_{ex2,n}$$

여기서 $q_n = \begin{bmatrix} q_{1,n} \\ q_{2,n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_n - c_{opt} \\ g_{n+D} - g_{opt} \end{bmatrix}$은 탭 에러벡터이고, q_1, q_2 는 상관관계가 없다고 가정한다. 식 (16)에서 MSE는 등화기의 초과값 $\varepsilon_{ex1,n}$과 FEXT 제거기의 초과값 $\varepsilon_{ex2,n}$의 합이 된다. 이 장에서 알 수 있듯이 이러한 두 개의 초과 MSE값은 독립적이지 않다. 또한 $\Phi_{11} = V_1 \Lambda_1 V_1^T$와 $\Phi_{22} = V_2 \Lambda_2 V_2^T$이라고 하자. 여기서 $V_1(V_2)$은 그것의 열이 $\Phi_{11}(\Phi_{22})$의 고유값인 orthogonal matrix이다. 그리고 $\Lambda_1 = diag(\lambda_{1,1}\ \lambda_{1,2}\ \dots\ \lambda_{1,N_1})$, $\Lambda_2 = diag(\lambda_{2,1}\ \lambda_{2,2} \dots\ \lambda_{2,N_2})$이다. (5)-(7)로부터, 순환된 탭 에러의 순열은 다음과 같이 주어진다.

$$w_{1,n+1} = w_{1,n} - \beta_1 z_{1,n-D}^{*} z_{n-D}^{T} w_{n-D} - \beta_1 e_{opt,n-D} z_{1,n-D}^{T}$$
$$w_{2,n+1} = w_{2,n} - \beta_2 z_{2,n}^{*} z_n^{T} w_n - \beta_2 e_{opt,n} z_{2,n}^{*} \quad (17)$$

여기서, $e_{opt,n} = c_{opt}^{T} r_n - g_{opt}^{T} b_{n+D} - \hat{a}_n$,

$w_n = \begin{bmatrix} w_{1,n} \\ w_{2,n} \end{bmatrix} = V^T q_n$,, $V = \begin{bmatrix} V_1 & 0 \\ 0 & V_2 \end{bmatrix}$,

$z_n = \begin{bmatrix} z_{1,n} \\ z_{2,n} \end{bmatrix} = V^T x_n$,, $x_n = \begin{bmatrix} r_n \\ -b_{n+D} \end{bmatrix}$ 이다.

그러므로 (16)과 (17)을 이용하여, 초과 MSE는 다음과 같은 순열로 쓸 수 있다.

$$\varepsilon_{ex,n+1} = \varepsilon_{ex1,n+1} + \varepsilon_{ex2,n+1}$$
$$= E[w_{1,n+1}^{*T} \Lambda_1 w_{1,n+1}] + E[w_{2,n+1}^{*T} \Lambda_2 w_{2,n+1}] \quad (18)$$

여기서 w, z, e_{opt}는 모두 독립적이고, q_1, q_2는 상관관계가 없다고 가정한다. 그러므로 식 (17)을 (18)에 대입하여 초과 MSE $\varepsilon_{ex1,n+1}$를 정리하면 다음과 같다.

$$\varepsilon_{ex,n+1}$$
$$= \varepsilon_{ex1,n+1} + \varepsilon_{ex2,n+1}$$
$$= \varepsilon_{ex,n} - 2\zeta_1 \Big(\varepsilon_{ex1,n-D} - \zeta_1 \sum_{j=1}^{D} \varepsilon_{ex1,n-D-j} + \zeta_1^2 \sum_{j=1}^{D} \sum_{i=D-j+1}^{D} \varepsilon_{ex1,n-D-j-i} - \cdots \Big) \quad (19)$$
$$- 2\zeta_2 \varepsilon_{ex2,n} + \beta_1^2 N_{11} \lambda_{rms1}^2 \varepsilon_{ex,n-D}$$
$$+ (\beta_1^2 N_{11} \lambda_{rms1}^2 + \beta_2^2 N_2 \lambda_{rms2}^2) \varepsilon_{\min}$$
$$+ \beta_1^2 (\nu_1 - 1) \lambda_{rms1}^2 \varepsilon_{ex1,n-D}$$
$$+ \beta_2^2 (\nu_2 - 1) \lambda_{rms2}^2 \varepsilon_{ex2,n} + \beta_2^2 N_2 \lambda_{rms2}^2 \varepsilon_{ex,n}$$

여기서, $N_{11} = \frac{2}{m} N_1$, m 은 oversampling factor, $\zeta_1 = \beta_1 \lambda_{av1}$이고, $\lambda_{av1} = \frac{\sum_{i=1}^{N_{11}} \lambda_{1,i}^2}{N_{11}}$, $\zeta_2 = \beta_2 \lambda_{av2}$, $\lambda_{av2} = \frac{\sum_{i=1}^{N_2} \lambda_{2,i}^2}{N_2}$ 이다.

ISI를 제거하고, 백색 잡음화하기 위해서, 등화기는 충분히 많은 수의 메모리를 가진 feedforward filter를 사용한다. 여기서 제거기의 입력 $\{b_n\}$이 상관관계가 없는 랜덤 값이기 때문에, $N_{11} \gg \nu_1 - 1$ 이고, ν_2이 1이게 된다. 수렴된 후의 초과 MSE를 찾기 위해서 $\varepsilon_{ex,n} \approx \varepsilon_{ex,n+1} \approx \dots \approx \varepsilon_{ex}(\infty)$로 가정하여 계산하면,

$$\varepsilon_{ex}(\infty) = \varepsilon_{ex}(\infty) - 2\zeta_1 \Big\{ 1 - \zeta_1 D + \frac{D(D+1)}{2} \zeta_1^2 - \dots \Big\} \varepsilon_{ex1}(\infty) \quad (20)$$
$$- 2\zeta_2 \varepsilon_{ex2}(\infty) + (\beta_1^2 N_{11} \lambda_{rms1}^2 + \beta_2^2 N_2 \lambda_{rms2}^2)(\varepsilon_{ex}(\infty) + \varepsilon_{\min}).$$

그리고 이것을 다시 근사화 시키면 다음과 같다 [10].

$$\varepsilon_{ex}(\infty) \approx \frac{\sum_{i=1}^{M+1} \beta_i^2 N_i \lambda_{rms,i}^2 \varepsilon_{\min}}{2\zeta_1 \Big\{ 1 - \zeta_1 D + \frac{D(D+1)}{2} \zeta_1^2 \Big\} - \sum_{i=1}^{M+1} \beta_i^2 N_i \lambda_{rms,i}^2} \quad (21)$$

여기서 $\zeta_j \approx \zeta_1$, $j = 2, \dots, M+1$, $\zeta_j D \ll 1$이라고 가정한다. 이때 M은 시스템에서 사용된 FEXT 제거기의 수이다. 위의 (21)에서 수렴후의 MSE는 blind 등화기와 FEXT 제거기를 사용하여 얻어진다.

delayed LMS 알고리즘은 FEXT의 delay로 인해서 등화기에 필요하게 된다.

Ⅳ. 시뮬레이션 결과 및 토의

이 장에서는 FEXT 제거기가 등화기를 가진 동축전송 선로시스템에 대한 컴퓨터 시뮬레이션 결과를 설명한다. 특별히 처음 FEXT 제거기를 사용함으로써 시스템의 성능 개선을 본다. FEXT 제거기가 가지는 시간과 메모리 수는 (3)의 FEXT 모델과 송신기 pulse shaping filter로부터 추정된다. 송수신기의 blind startup을 위해 이러한 메모리 수는 등화기의 출력단자에서 필요한 bulk delay의 길이를 계산하기 위해서 사용한다. 이상적인 기준 연속 값을 필요하지 않고 송수신기의 성능은 컴퓨터 시뮬레이션을 토대로 조사하였다. 그 결과 3장의 분석된 결과와 비교한다.

이 논문의 그림 2에서 보여지듯, 전형적인 FDD 스펙트럼을 가지고 FEXT 제거기의 성능을 조사한다. 제거기를 위해 필요한 시간을 추정하기 위해서 FEXT 신호의 경로에 대한 임펄스 응답을 필요로 한다.

표 1. FEXT 간섭과 -115dBm/Hz AWGN에서의 29.92 Mb/s 16-CAP/QAM 송수신기의 성능

d=600 ft 24AWG Cable, N_1† =48, S/N_o‡ =39 dB				
FEXT Canceller Complexity		FEXT mede SNR_i =28.6dB	Pair (4,10) SNR_i =28.6dB	Pair(4,10) SNR_i =37.2dB
N_2†	D*	SNR_o(dB)	SNR_o(dB)	SNR_o(dB)
0	0	27.0	27.0	35.4
2	1	36.6	34.4	36.9
4	2	36.7	34.7	36.9
8	4	36.7	35.9	36.7
16	8	36.2	36.2	36.1
32	16	35.3	35.4	35.2

†. N_1 and N_2 denote the number of equalizer and FEXT canceller taps, respectively.
‡. S/N_o stands for the signal to background noise ratio.
*. D represents the bulk delay at the equal output.

그림 2에서 FDD 스펙트럼에 대해서 상향과 하향 채널에서 수신기 입력의 SNR은 각각 37.2dB와 28.6dB이다. 여기서 잡음은 FEXT와 -155dBm/Hz의 백색가우시안잡음을 포함한다. 상향채널에 대해서 FEXT를 포함한 신호와 AWGN를 포함한 신호의 SNR은 각각 29와 39dB이다. 이것은 FEXT에서 신호와 AWGN 비율이 28.6dB로 나타낸다. 상향채널의 SNR은 하향채널의 것보다 9dB 더 낮게 되고, 송수신기의 최대도달거리는 상향채널에 의해서 구해진다. 표 1은 FEXT 제거기가 포함된 25.92Mb/s 16 CAP/QAM 송수신기의 컴퓨터 시뮬레이션 결과이다. 이러한 송수신기의 심볼 비율은 1/T = 6.48 Mbauds이고, 그것의 초과 대역은 20%이다. 그 결과 상향채널의 전체적인 대역점유는 7.776MHz가 된다. 표에서 SNR_i와 SNR_o의 값은 각각 수신기와 slicer의 입력 값이다. 표 1에서 첫 번째 열은 각 시뮬레이션 결과에서 FEXT 제거기에 대해 사용된 탭의 전체 개수를 나타낸다. 표 1에 있는 모든 시뮬레이션 결과는 (1)에서 정의된 전송선로감쇄를 가지는 600ft 24 gauge선로에 대해서 얻어진 값들이다. 세 개의 pair to pair FEXT 감쇄 특성이 고려되어지는데, 이것은 그림 2에서 보여주는 2개의 측정된 FEXT 감쇄 모델과, (3)의 FEXT 감쇄 모델이다. pair(4,10)과 (9,12)는 FEXT 감쇄특성에서 각각 가장 나쁘고 보통의 pair의 조합으로 나타낸다. 표 1에서부터 최악의 경우로 측정된 FEXT 감쇄에 대해서 약 7dB 성능 개선이 생기는데, 이는 2개의 복소탭을 가지는 FEXT 제거기로 달성될 수 있다. 또한 FEXT 제거기는 1.54μs에 따른 10개의 메모리를 가지서 수신된 신호에 포함된 대부분의 FEXT 신호를 제거한다.

표 2. FEXT 간섭과 -140dBm/Hz AWGN (d=0.6, d=1.5, d=2.0kft) 에서의 25.92Mb/s 16-CAP/QAM 송수신기의 성능.

24AWG Cable, FEXT Model(dB)				
FEXT Canceller Complexity		d=0.6kft SNR_i =29.0dB	d=1.5kft SNR_i =29.0dB S/N_o=64dB	d=2.0kft SNR_i=29.0dB S/N_o=64dB
N_2	D	*Margin*†	*Margin*	*Margin*
0	0	4.2	-1.53	-3.63
2	1	22.0	12.3	3.35
4	2	27.3	15.0	3.75
8	4	33.5	15.8	3.64
16	8	35.8	15.3	3.13
32	16	34.9	14.2	1.35

† Margins are with respect to $P_e = 10^{-12}$ for which $SNR_{o,ref}$=24.13dB.

표 2는 AWGN이 -115dBm/Hz 대신에 -140dBm/Hz으로 설계할때, 긴 회로에서의 성능 결과를 나타낸 것이다. 표 2의 내용은 성능 마진을 보여주고 다음과 같다.

$$Margin = SNR_0 - SNR_{o,ref} \tag{22}$$

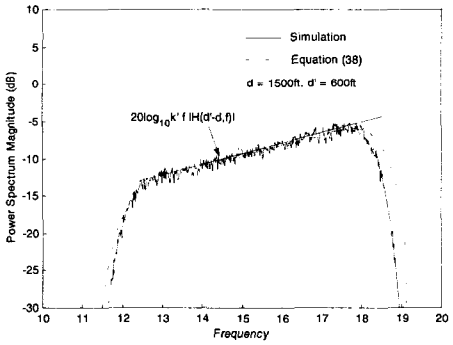
여기서 16 CAP/QAM 시스템에서 10^{-12}인 BER를 가지고서 $SNR_{o,ref}$=24.13dB인 값을 갖는다. 표 2에서 2kft 24 gauge에서 송수신기의 동작으로 성능 마진이 2탭 FEXT 제거기를 사용하여 3.35dB의 양의 값으로 개선됨을 볼 수 있다. 표 1과 표 2로부터 요구된 FEXT 제거기의 메모리 수는 거의 선로의 전달함수에 독립적이다. 전달함수가 $E(f)=1/|H(d,f)|$인 이상적 zero forcing 등화기에 대해서, (3)의 FEXT 감쇄와 등화기의 직렬연결은 선로에 독립적이다. 즉, $E(f)|X_F(f)|=kf$ 이고, 이때 k는 상수이다. 그러므로 FEXT 제거기에 대한 메모리 수는 동축선로의 채널특성에 의존하지 않는다. 만약 신호와 FEXT 간섭자가 다른 길이의 선로를 통하여 전송되어진다면 FEXT 제거기가 필요한 길이는 채널의 특성에 의존하여 변화한다. 즉 FEXT가 간섭을 일으키지 않기 위해서 동축선로가 광대역 전송시스템과 동등하게 길지 않을 경우, FEXT 제거기의 성능은 회로의 전달함수에 의존한다. d나 d′ 를 각각 신호와 FEXT에 대한 회로의 길이로 정의하면, (1)과 (3)에서 FEXT 감쇄와 등화기의 직렬연결은 다음과 같다.

$$E(f)|X_F(f)| = k'|H(d'-d,f)| \tag{23}$$

여기서 $k'=\sqrt{\Psi\min(d',d)}$ 이다. 그림 6(a)와 (b)는 신호의 회로길이가 d=1.5 kft 일 때, FEXT의 회로의 길이가 0.6와 2.0 kft인 등화기의 출력에서 각각의 FEXT의 전송함수를 보여준다.

표 3은 d'=1.5 kft의 다른 길이에 대한 성능 결과를 요약한 것이다. PBO는 수신기 입력에서 SNR이 거의 모든 경우에서 같다는 것을 가정한다. 그림 5(a)와 (b)는 d'=2.0 을 가진 FEXT의 전달함수가 d'=0.6 을 가진 것보다 더 평평하다는 것을 보여준다. d=d' 와 d≠d' 인 경우에 대한 성능을 비교하면, 신호와 FEXT의 선로길이에 대한 차이는 FEXT 제거기의 필요한 길이에 많은 영향을 미치지 않는다. FEXT 제거의 다른 장점은 짧은 범위의 시스템에 대해서 PBO가 다소 약해질 수 있다는 것이다. 왜냐하면 FEXT의 간섭이 짧은 회로에서 FEXT 제거기를 사용함으로써 FEXT를 제거될 수 있기 때문이다.

그림 6는 이상적인 기준 연속 배열을 전송하는 것과는 관계없이 시스템의 수렴 특성을 보여준다. 송수신기의 blind startup에 대해서 같은 과정을 사용한다.

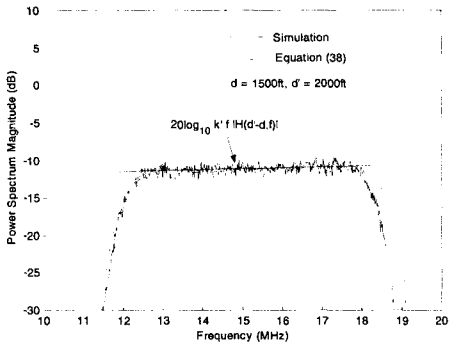


(a) d=1.5 kft, d''=0.6 kft

표 3. 신호와 FEXT 간섭이 다른 길이를 갖는 선로를 통과할때에서 25.92Mb/s 16-CAP/QAM 송수신기의 성능.

Different lengths of $d^{\dagger}, d'^{\dagger}$ =1.5kft, FEXT Model, S/N_o=43dB						
FEXT Canceller Complexity		d'=0.6 kft SNR_i=24.1dB	d=1.0kft SNR_i=24.2dB	d=1.5kft SNR_i=24.2dB	d=2.0kft SNR_i=24.2dB	d=2.5kft SNR_i=24.2dB
N_2	D	SNR_o(dB)	SNR_o(dB)	SNR_o(dB)	SNR_o(dB)	SNR_o(dB)
0	0	21.8	22.1	22.6	23.0	23.6
2	1	34.1	34.8	36.4	37.5	37.5
4	2	37.8	38.5	39.1	39.5	39.6
8	4	39.8	39.9	39.9	40.0	40.0
16	8	39.5	39.5	39.3	39.5	39.4
32	16	38.0	38.0	38.3	38.1	38.2

† d and d' denote the loop length of the signal and FEXT interferer, respectively.



(b) d=1.5 kft, d″=2.0 kft

그림 5. 등화기 출력단에서의 FEXT의 전송함수

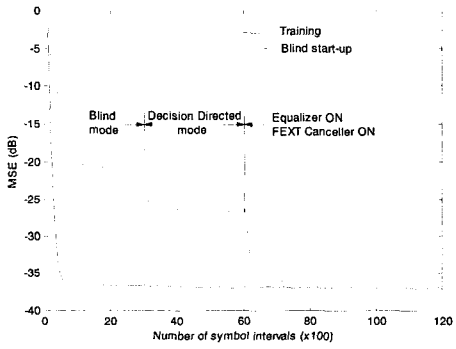


그림 6. 이상적 훈련 신호전송을 요구하지 않는 동축선로 수신기의 수렴과정.

단계 1) 등화기는 FEXT의 값으로 수렴된다. 등화기의 탭을 갱신하기 위해서 RCA blind 알고리즘은 먼저 사용되고 DD mode로 작동한다.

단계 2) FEXT 제거기는 등화기의 출력에 더한다. FEXT 제거기는 최적의 bulk delay가 얻을 때까지 등화기의 출력에서 bulk delay의 다양한 값으로 수렴된다.

단계 3) 등화기와 FEXT 제거기는 3장에서 토론된 것과 같이 대응하는 적합한 알고리즘으로 수신기 결정을 사용하여 함께 수렴한다. 수렴 후에 slicer에서 수렴 상태의 SNR이 획득된다.

그림 6의 두꺼운 선은 알려진 훈련 신호를 가지고 수렴을 보여 준다. 즉 a_n과 b_n은 수신기에서 알려진다. 그림 6에서 실선은 blind startup으로 송수신기내의 메모리의 값들이 수렴하게 된다. 그림에서 두 개의 선을 비교하면 blind startup이 사용되었을 때 정적상태에서 간단한 성능 저하가 생긴다는 것을 볼 수 있다. blind startup으로 이런 성능저하

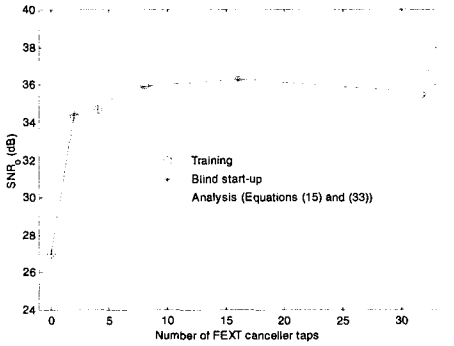


그림 7. 다른 수의 FEXT 제거기 탭수에 대한 수렴된 후의 성능

에는 두가지 이유가 있다. 첫 번째는 LMS 알고리즘 대신 지연된 LMS 알고리즘이 등화기에 적용한다. 두 번째로 몇몇의 decision 에러가 있다. 즉, $b'_n \neq b_n$인 경우인 잘못된 FEXT 제거가 나타났을 때이다. 그림 7은 두 개의 startup 체계에서 수렴된 후의 성능을 비교한다. 그림 7에서 SNR_0는 blind startup을 가지고 제거기 탭의 수가 증가할수록 낮아진다. 이것은 등화기의 탭 적응성에 대해서 bulk delay가 (16)과 (20)의 분석한 결과에 의해 추정하면, 송수신기의 성능 저하를 이끌면서 FEXT 제거기의 수가 증가할수록 일어나기 때문이다. 그림 7으로부터 blind startup으로 인한 성능저하는 주로 등화기의 탭의 적합화하기 위한 bulk delay 때문이다. 즉 잘못된 FEXT 제거기는 잘못된 결정으로부터 오는 것으로 에러 비율이 합리적으로 낮을 때, 주목적인 성능저하가 나타난다.

그림 8은 그림 4(a)와 (b)에서 보여지는 2개의 다른 적합한 구조의 성능을 비교한다. 그림 8에서 함께 사용된 적합한 구조는 약 5dB까지 수렴된 상

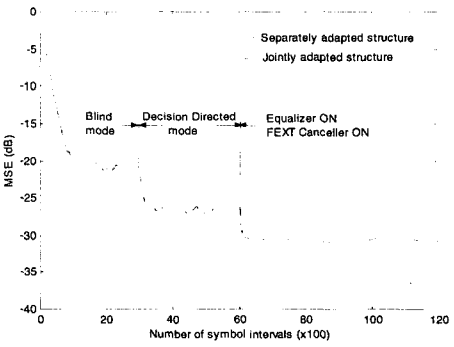


그림 8. 그림 4 서 보여진 2개의 채택 방법의 성능 비교

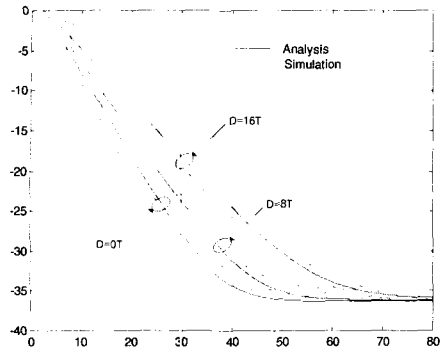
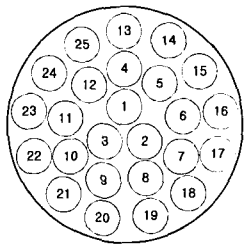


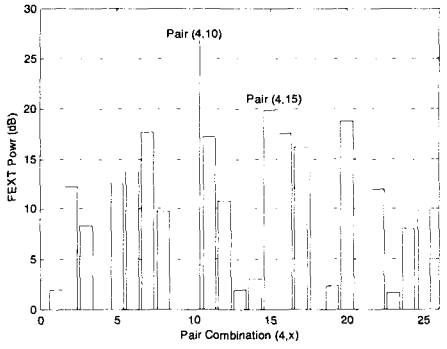
그림 9. D (β_1=0.0078, β_2=0.0007, $\zeta_1 \approx \zeta_2$).의 다른 값에서의 MSE 곡선.

태의 성능을 개선한다는 것을 알 수 있다. 따라서 분리된 적합한 구조와 성능 차이가 발생한다. blind startup에서 제거기와 등화기가 함께 갱신되기 위해서 등화기에 지연된 LMS 알고리즘을 사용한다. 이것은 FEXT 제거기의 탭의 개수가 32개일 때 약 1dB 성능저하를 초래한다. 그럼에도 불구하고, 함께 적합한 구조는 지연된 LMS 알고리즘을 사용해서 LMS 알고리즘을 사용한 분리된 적합한 구조보다도 우월한 성능을 나타낸다. 수렴에서 bulk delay의 영향을 조사하기 위해서 D의 다른 값을 가지고 MSE 값은 그림 9에서 볼 수 있다. 그림 9로부터 일시적인 수렴의 MSE 모두 분석값과 시뮬레이션값이 거의 근접함을 알 수 있다. 시뮬레이션에서 등화기의 delay가 증가할수록 아래로 천천히 내려간다.

그림 10은 25 pair BKMA를 가로지르는 부분을 보여준다. FEXT 신호가 pair #4의 끝에서 위치한 수신기에서 측정될 때의 값이다. 다양한 FEXT 간섭이 나타날 때 항상 우세한 간섭이 생기고 pair #4에 대해서는 pair combination (4,10)이 된다. 이러한 경우 #10에서 수신된 신호는 pair #4에서 FEXT 신호를 제거하기 위해서 FEXT 제거기에 입력으로 사용된다. 이는 pair #4에서 수신기의 성능은 만약 다양한 FEXT 제거기가 다양한 FEXT 간섭을 없애기 위해서 사용되어질 때 개선되어진다. Pair #10으로부터 FEXT에 대해서 FEXT 제거기를 사용함으로써, pair #15에서 FEXT에 의해서 제한된 수신기의 성능을 포함하여 6dB의 성능이 개선된다. (4,10)과 (4,15)의 pair combination 사이에서 6dB의 성능 개선은 FEXT 전력 차이에 대응한다. pair #15로부터 FEXT을 위해 하나 이상의 FEXT 제거기를 첨가함으로써 약 3dB의 추가적인 성능 개선을 얻을 수 있다.



(a)



(b)

그림 10. (a) 전형적인 선로 (25 pair BKMA 선로)
(b) pair #4의 측정된 pair to pair FEXT

Ⅳ. 시뮬레이션 결과 및 토의

지금까지 FEXT 제거기를 합한 동축선로 전송시스템에 대한 성능에 대해서 기술하였다. 상향 채널에서 FEXT 제거기를 사용함으로써 동축선로 시스템 성능이 개선됨을 볼 수 있었다. bulk delay 방법과 더불어 FEXT 제거기와 등화기가 같이 일반적인 에러 신호를 사용하여 탭을 수렴시켜 FEXT를 제거함을 연구하였다. 또한 논문에서 제안된 방안이 이상적인 훈련신호를 전송하지 않은 상황에서도 FEXT 제거를 할 수 있었다. 그 결과, 등화기의 길이, bulk delay, 그리고 FEXT 제거기의 길이에 따라서, 다양한 시스템 변수의 함수인 전체적 초과 MSE는 등화기와 제거기에 통계적으로 의존하는 초과 MSE의 값을 포함한다. 합쳐진 제거기와 등화기의 수렴에 대한 안정적인 한계선을 얻을 수 있었다. 2 tap FEXT 제거기로 하여 7dB의 성능을 개선할 수 있었으며, 10 tap FEXT 제거기는 수신단에서 FEXT의 대부분을 제거할 수 있었다. FEXT 제거기에 대해 필요한 메모리 수는 거의 채널에 독립적이

고, 그 결과 동축선로 시스템에서 다양한 채널 환경에서 작용하는 동축선로 시스템에 적용할 수 있다.

참 고 문 헌

[1] J.J. Werner, "The HDSL environment," *IEEE J. Select. Areas in Commun.*, vol. 9, no. 6, pp. 785-800, Aug.1991.

[2] W.Y. Chen, G.H. Im and J.J. Werner, "Design of digital carrierless AM/PM transceivers," AT&T/Bellcore Contribution ANSI T1E1.4/92-149, Aug. 1992.

[3] B.R. Saltzberg, "Comparison of single-carrier and multitone digital modulation for ADSL applications," *IEEE Commun. Magazine*, vol. 36, no. 11, pp. 114-121, Nov. 1998.

[4] G. H. Im and J.J Werner, "Bandwidth-efficient digital transmission over unshielded twisted pair wiring," *IEEE J. Select. Areas in Commun.*, vol. 13, No. 9, pp. 1643-1655, Dec. 1995

[5] G. H. Im, D. D. Harman, G. Huang, A.V. Mandzik, M-H Nguyen, and J.J Werner, "51.84 Mb/s 16- CAP ATM LAN Standard," *IEEE J. Select. Areas in Commun.*, vol. 13, No. 4, pp. 620 - 632, May 1995.

[6] G. Cherubini, Sedat Olcer, and G. Ungerboeck, "A quaternary partial-response class-IV transceiver for 125 Mbit/s data transmission over unshielded twisted-pair cables: principles of operation and VLSI realization," *IEEE J. Select. Areas in Commun.*, vol. 13, no. 9, pp. 1656-1669, Dec. 1995.

[7] G.H. Im and N.R. Shanbhag, "A pipelined adaptive NEXT canceller," *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 46, no. 8, pp. 2252-2258, Aug. 1998.

[8] G.H. Im, H.C. Won, and C.J. Park, "Convergence behavior of a phase-splitting fractionally spaced equalizer in the presence of a cyclostationary crosstalk interference," *IEEE Commun. Letters*, vol. 4, no. 8, pp. 261-263, Aug. 2000.

[9] *DAVIC 1.4 Specification Part 8*; Lower Layer Protocols and Physical Interfaces, 1998.

[10] J.J. Werner, et. al., "Blind equalization for broadband access," *IEEE Commun. Magazine*, vol. 37, no. 4, pp.87-93, April 1999.

[11] G.H. Im, C.J. Park, and H.C. Won, "A blind equalization with the sign algorithm for broadband access," *IEEE Commun. Letters*, vol. 5, no. 2, pp. 70-72, Feb. 2001.

[12] J.J. Werner, G.H. Im, and N.A. Zervos, "Performance of single-carrier and multicarrier systems in the presence of broadband noise and narrowband interference," ANSI T1E1.4/96-194, July 22-26 1996.

[13] G.H. Im and D.H. Kim, "All digital timing recovery and programmable gain amplifier controller for VDSL transmission," submitted for publication in *IEEE J. Select. Areas in Commun.*

[14] G. Long, F. Ling, and J.G. Proakis, "The LMS algorithm with delayed coefficient adaptation," *IEEE Trans. on Acoust., Speech, Signal Processing*, vol. 37, no. 9, pp. 1397-1405, Sept. 1989,

우 정 수(Jung-Soo Woo) 학생회원

2001년 2월 : 서강대학교 전자공학과 졸업

2001년 3월~현재 : 포항공과대학교 전자공학과 석사과정

<주관심 분야> 전송, 초고속데이터통신, 통신시스템

강 규 민(Kyu-Min Kang) 학생회원

1997년 2월 : 포항공과대학교 전자전기공학과 졸업

1999년 2월 : 포항공과대학교 전자전기공학과 석사

1999년 3월~현재 : 포항공과대학교 전자전기공학과 박사과정

<주관심 분야> 전송, 초고속데이터통신, 통신시스템

임 기 홍(Gi-Hong Im) 정회원

1980년 2월 : 서울대학교 전자공학과 졸업

1983년 2월 : 한국과학기술원 전자공학과 석사

1987년 2월 : 한국과학기술원 전자공학과 박사

1987년~1990년 : KIST 선임연구원

1990년~1996년 : AT&T Bell연구소 연구원

1996년~현재 : 포항공과대학교 부교수

2000년 LG연구개발상 (HDSL/ADSL 시스템 연구 개발)

<주관심 분야> 통신공학, 전송, 초고속데이터통신, 통신시스템