

ISDN과 HDSL 혼선잡음을 고려한 ADSL 성능분석

정회원 김재욱*, 정우곤**

Performance of ADSL with crosstalks from ISDN and HDSL

Jae-wook Kim*, Woo-gon Jung** *Regular Members*

요약

최근 들어 초고속통신에 많이 이용되는 ADSL의 경우 같은 케이블(bundle)안에 ISDN이나 HDSL이 제공되는 경우, 대역이 부분적으로 중첩되거나 불완전한 대역 필터링 때문에 그에 따른 spill-over 혼선 잡음의 영향을 받게 된다. 본 논문에서는 유선 선로에서 ISDN과 HDSL에 의한 ADSL의 성능 저하를 분석하였다. 그 결과, 이들에 의한 spill-over 혼선잡음은 ADSL의 성능에 많은 저하를 가져오며, 특히 HDSL의 경우 심각한 혼선잡음을 일으킴을 확인하였다.

ABSTRACT

ADSL is used for broadband access transmission recently. In case that ISDN or HDSL wire coexists in same bundle as it, ADSL experiences crosstalk from them because of imperfect filtering and overlapped bandwidth between ADSL and ISDN or HDSL. In this paper, we analyse degradation of performance of ADSL due to spill-over crosstalk from ISDN and HDSL. Computer simulations demonstrate that ISDN and HDSL in same bundle as ADSL cause severe spill-over crosstalk. Especially, crosstalk from HDSL is unacceptable.

1. 서론

초고속 데이터 통신에 많이 이용되는 ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Line)의 순방향(down-stream) 성능은 순방향 송신기에 의한 자기-원접선단혼선잡음(Self-Far End Xcross Talk : FEXT)이 중요한 요소가 된다. 그러나 동일 케이블에 ISDN이나 HDSL의 데이터를 전송하는 전선이 있을 경우가 있다. 그들은 ADSL에 비하여 상대적으로 낮은 대역을 사용하지만, 불완전한 기저대역 필터링과 대역의 부분적 중복으로 인해 ADSL에 상당한 성능저하를 가져올 수 있다. 상대적으로 낮은 기저대역을 사용하는 신호에 의한 혼선잡음을 spill-over 혼선잡음이라고 한다^[2]. ADSL은 순방향의 데이터 전송속도가 역방향(up-stream)의 그것보다 매우 크고, 서로 다른 전송 주파수 대역을 사용하기

때문에 역방향의 송신기가 순방향의 수신기에 미치는 자기-근접선단혼선잡음(Self-Near End Xcross Talk: NEXT)은 순방향의 성능 분석에 있어서 거의 고려할 필요가 없다.

본 논문에서는 DMT(Discrete MultiTone) 방식의 ADSL 서비스에서 성능저하에 큰 영향을 주는 자기-원접선단혼선잡음과 기저대역(baseband)을 사용하는 ISDN과 HDSL에서 발생하는 spill-over 근접선단혼선잡음에 의한 성능저하에 대하여 분석하였다. 특히 HDSL은 ISDN과 달리 비교적 높은 전력에서도 ADSL에 미치는 데이터 전송률 저하가 큰 것으로 나타났다.

2장에서는 ADSL 시스템에 많이 사용되는 DMT 모뎀의 특성과 ISI(Inter-Symbol Interference) 채널에서의 용량을 분석하였다. 3장에서는 유선채널에서의 일반적인 혼선잡음을 모델링하였다. 4장에서는

* 삼성전자 정보통신총괄 초고속 사업팀 H/W Lab2(j2way@samsung.co.kr),

** 성균관대학교 전기전자 및 컴퓨터 공학부

논문번호 : K01039-0127, 접수일자 : 2001년 1월 27일

spill-over 혼선잡음에 의한 DMT 모델의 성능 저하를 실험, 분석하였다. 마지막으로 실험 결과에 대한 결론과 향후 연구 방향을 5장에서 제시하였다.

II. Discrete MultiTone(DMT) 모델

2.1 DMT 모델의 특성

다중 반송파 모델(MultiCarrier Modem : MCM)은 채널을 여러 개의 하부채널(subchannel)로 나누어 전송하는 것을 총칭한다. DMT 모델은 다중 반송파 모델으로서 DFT(Discrete Fourier Transform) 직교변환을 이용하여 채널을 균등한 대역폭을 갖는 다수의 독립된 하부채널(subchannel)로 나누어 전송하는 광대역 전송 기술이다. 제한된 전송전력 조건 하에서, 최대 용량을 얻기 위해 채널 응답에 따라 각각의 하부채널에 에너지를 분배한다. DMT 모델은 비교적 간단한 구조를 가지고도 Shannon이 제시한 채널의 최대 용량에 근접한 성능을 발휘할 수 있다^[7]. 이외에도 DMT를 포함한 다중 반송파 모델은 다음과 같은 장점을 가지고 있다^[4].

- 1) 다중 경로 채널에서 구현 복잡도가 단일 반송파 시스템보다 훨씬 낮다,
- 2) 비교적 천천히 변하는 채널에서, 하부채널의 전송속도를 조정함으로써 획기적인 용량 증대를 가져올 수 있다,
- 3) 각각의 하부채널들이 독립되어 있기 때문에, 협대역 간섭에 의한 영향을 적게 받는다,
- 4) 긴 심볼 구간(duration)으로 인하여 임펄스 잡음(광대역 잡음)에 강하다.

MCM의 하부채널은 WGN(White Gaussian Noise) 채널에 가까운 협대역(narrow band) 채널이기 때문에, 단일 반송파 모델보다 등화기의 설계가 훨씬 간단하다. 심볼의 복원에 사용되는 DFT는 심볼의 결정을 용이하게 해주기 때문에 수신기 구조가 매우 단순하다(그림 1). 또한 MCM은 채널을 많은 수의 독립된 하부채널로 나누기 때문에 협대역(narrow band) 간섭이 발생할 경우 몇 개의 하부심볼만이 영향을 받게 되어 협대역 간섭에도 매우 좋은 성능을 갖는다. 단일 반송파 모델보다 상대적으로 긴 심볼 구간은 짧은 시간동안에 발생하는 임펄스(impulse) 잡음에 강한 특성을 갖게 해 준다.

(그림 1)은 DFT를 이용한 DMT의 수신기 구조

이다. $y_{n,k}$ 는 A/D를 통과한 이산 시간영역의 신호이다. $Y_{n,k}$ 는 주파수 영역의 심볼로서, 검출기의 입력력이다. \bar{N} 은 하나의 DFT 블록에서 얻는 심볼의 개수이고, N 은 DFT 블록의 크기이다. T 는 하나의 DFT 블록의 구간이고 T_s 는 샘플링 구간이다.

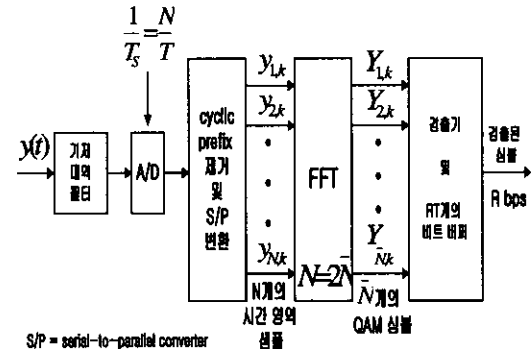


그림 1. DMT 수신기^[3]

2.2 DMT의 하부채널

DMT 모델의 변조와 복조는 IDFT(혹은 IFFT)와 DFT(FFT)에 의한 수식으로 표현된다.

$$X_i = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{-j\frac{2\pi}{N}ni} \quad (1)$$

$, i = 0, 1, 2, \dots, N-1$

$$x_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{i=0}^{N-1} X_i e^{j\frac{2\pi}{N}ni} \quad (2)$$

$, n = 0, 1, 2, \dots, N-1$

X_i 와 x_n 은 각각 주파수 영역과 시간 영역의 심볼을 나타낸다. $N(=2\bar{N})$ 이 클 경우, 채널의 연속적인 전달 함수는 이산적인 전달 함수로 근사화 된다(그림 2). DMT의 하부채널은 ISI가 없는 WGN 채널에 가깝기 때문에 채널을 통과한 각각의 하부심볼들은 다음과 같이 근사화할 수 있다^[3].

$$Y_{i,k} = H_i X_{i,k} + U_{i,k} \quad (3)$$

$, i = 1, \dots, N$

각각 하부채널의 출력 심볼 $Y_{i,k}$ 는 오직 같은 하부채널에만 영향을 받는 ISI-free 심볼이므로, 각각의 $Y_{i,k}$ 는 독립적인 디코딩(decoding)이 가능하다.

2.3 DMT 모델의 용량

DMT 모델은 여러 개의 독립적인 QAM 심볼들

의 합으로 정의할 수 있기 때문에, 각 하부채널의 용량을 더함으로써 전체 모뎀의 용량을 구할 수 있다. 각 하부채널에 전송되는 심볼의 오류 확률이 동일하다는 조건하에서, 하나의 심볼이 전송할 수 있는 비트 수(b_i)는 하부채널의 SNR(SNR_i)에 의해 결정된다^[3].

$$b_i = \log_2 \left(1 + \frac{SNR_i}{\Gamma} \right) \quad (4)$$

$$, \quad SNR_i = \frac{|H_i|^2 E_i}{2\sigma_i^2}$$

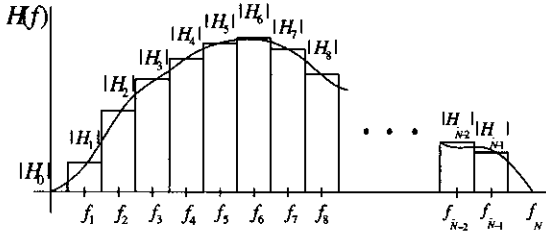
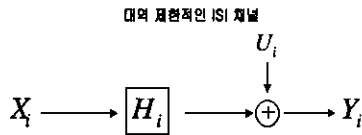


그림 2. 대역 제한적인 채널과 채널응답의 분해

E_i 와 σ_i 는 각각 하부심볼의 평균에너지와 하부채널의 잡음 전력밀도이다. SNR gap, Γ 는 시스템의 마진과 심볼에 적용된 코딩 이득으로 결정되며, Shannon의 채널 용량과의 차이를 나타내는 지수이다^[3]. 각 하부채널에 할당된 비트의 수가 결정되면, 전체 채널의 용량은 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$b = \sum_{i=1}^N b_i$$

$$= \sum_{i=1}^N \log_2 \left(1 + \frac{SNR_i}{\Gamma} \right) \quad (5)$$

III. 혼선잡음(crosstalks) 모델

일반적으로 혼선잡음은 동일한 케이블에 묶여져 있는 전선들 사이의 간섭을 말한다. DSL 서비스에 성능저하를 유발하는 간섭은 근접선단혼선잡음(NEXT)과 원접선단혼선잡음(FEXT)이다. 근접선단혼선잡음은 (그림 3)에서 j 번째 전선의 왼쪽 송신기에서 전송되는 신호가 i 번째 전선의 왼쪽(가까운측) 수신기에서 수신되는 신호에 미치는 혼선잡음이

고, 원접선단혼선잡음은 i 번째 전선의 오른쪽(먼측) 수신기에서 수신되는 신호에 미치는 혼선잡음이다. 일반적으로 원접선단혼선잡음의 경우에는 일단 채널을 통과하기 때문에 그 간섭이 근접선단혼선잡음보다 훨씬 작다^[5].

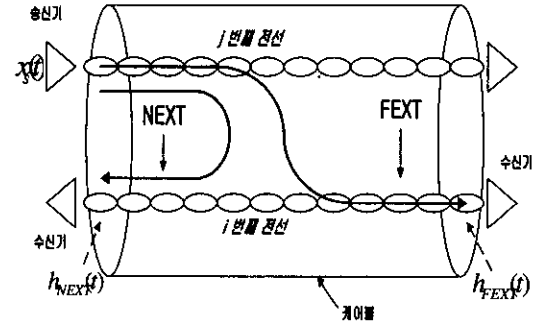


그림 3. 혼선잡음 모델

3.1 근접선단혼선잡음

(Near End Cross Talk : NEXT)

일반적으로 여러 개의 전선(wire pair)을 묶어 하나의 케이블(cable)을 만들기 때문에, 개개의 전선에 미치는 혼선잡음은 케이블 안에 있는 전선의 숫자와 밀접한 관계가 있다. 예를 들어, 50개의 전선으로 이루어진 케이블에서의 혼선잡음 이득은 다음과 같이 나타낸다^[5].

$$|H_{NEXT}(f)|^2 = \chi_{49} f^{\frac{3}{2}} \left(\frac{N}{49} \right)^{0.6} \quad (6)$$

χ_{49} 는 $\frac{1}{1.134 \times 10^{13}}$ 으로 49개의 NEXT 간섭원을 고려했을 때의 커플링 계수이고, N 는 케이블 안의 간섭원의 수를 나타낸다. 여기서 고려할 수 있는 케이블 당 최대 간섭원은 49개이다. 만약 케이블 안에 있는 전선들이 모두 $X(f)$ 라는 동일한 전력밀도 (Power Spectral Density: PSD) 함수를 갖는다고 가정한다면, 근접선단 수신기에 미치는 NEXT의 전력 밀도 함수는 다음과 같이 나타낸다.

$$P_{NEXT}(f) = |H_{NEXT}(f)|^2 X(f) \quad (7)$$

3.2 원접선단혼선잡음

(Far End Cross Talk : FEXT)

케이블 당 50개의 전선을 기준으로 했을 때, FEXT의 이득은 다음과 같다^[5].

$$|H_{FEXT}(f)|^2 = \psi_{49} d f^2 \left(\frac{N}{49}\right)^{0.6} \cdot |H(f)|^2 \quad (8)$$

커플링 계수, ψ_{49} 는 49개의 간섭원을 고려했을 때 8×10^{-20} 이고, d 는 커플링 경로의 거리(feet), $H(f)$ 는 채널의 전달함수를 나타낸다. FEXT는 채널을 통과하기 때문에, 이득에 채널의 전달함수가 포함된다. 간섭원의 전력밀도 함수가 $X(f)$ 로 동일하다는 가정하에서, FEXT의 전력밀도 함수는 다음과 같다.

$$P_{FEXT}(f) = |H_{FEXT}(f)|^2 X(f) \quad (9)$$

IV. 실험 및 결과

ADSL의 순방향 성능에 중요한 간섭원은 자기-원접선단혼선잡음(Self-FEXT)과 ISDN이나 HDSL과 같은 기저대역 서비스에서 발생하는 spill-over 근접선단혼선잡음이다(그림 4). 그러나 ADSL의 순방향(down-stream)과 역방향(up-stream)은 할당된 대역이 다르고, 대역폭의 차이가 크기 때문에 순방향의 수신기에 대한 역방향의 송신기의 자기-근접선단혼선잡음(Self-NEXT)은 고려하지 않았다. 이 장에서는 ADSL을 위한 DMT 모델의 성능에 대한 Self-FEXT와 spill-over NEXT의 영향을 분석하였다.

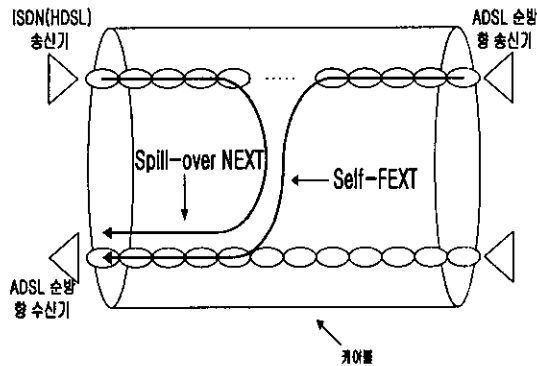


그림 4. ADSL의 혼선잡음 모델

4.1 ISDN과 그에 따른 NEXT의 전력밀도 함수
유선선로에서 ISDN의 기본적인 전송속도(Basic Rate)는 160 Kbps이다. 2B1Q^[2]로 코딩하였을 때, 전송되는 신호의 전력밀도 함수는 다음과 같이 표현된다.

$$P_{ISDN}(f) = \frac{5 V_p^2 \left[\sin\left(\frac{\pi f}{f_0}\right) \right]^2}{9 R \left(\frac{\pi f}{f_0}\right) \left[1 + \left(\frac{f}{f_{3dB}}\right)^4 \right]}, \quad 0 \leq f < \infty \quad (10)$$

일반적으로 f_{3dB} 는 80 kHz, f_0 는 80 kHz, V_p 는 2.5 Volts, R 은 135Ω 으로 정한다^[5]. (그림 5)는 식 (10)에 주어진 ISDN의 전력밀도 함수와 그것을 근접선단혼선잡음의 이득(식 (6))과 곱한 NEXT의 전력밀도 함수를 표시한 것이다. ISDN의 경우 순방향과 역방향의 데이터 속도가 똑같고, 같은 대역을 사용하기 때문에 두 방향을 구분하기 위해서 반향 제거기를 사용한다.

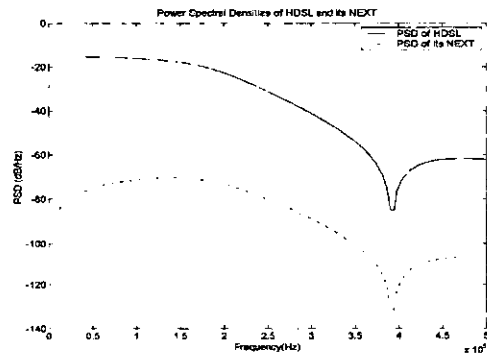


그림 5. HDLSL과 그에 따른 근접선단혼선잡음의 전력밀도 함수들

4.2 HDLSL과 그에 따른 NEXT의 전력밀도 함수

HDSL은 CO(Central Office)와 CP(Customer Premise) 사이에 T1(1.544 Mbps) 데이터를 전송하는데 처음 사용되었다. 이 서비스는 두 개의 전선을 사용하며, 각각의 전선은 784 Kbps의 데이터를 전송한다. 2B1Q의 코딩을 사용했을 때, 이에 대응하는 전송신호의 전력밀도 함수는 다음과 같이 표현된다.

$$P_{HDSL}(f) = \frac{5 V_p^2 \left[\sin\left(\frac{\pi f}{f_0}\right) \right]^2}{9 R \left(\frac{\pi f}{f_0}\right) \left[1 + \left(\frac{f}{f_{3dB}}\right)^8 \right]}, \quad 0 \leq f < \infty \quad (11)$$

일반적으로 f_{3dB} 는 196 kHz, f_0 는 392 kHz, V_p 는 2.7 V, R 은 135 Ω 으로 정한다^[5]. HDSL 역시 ISDN처럼 순방향과 역방향이 같은 대역을 사용하고 전송속도도 같기 때문에, SNEXT에 의한 성능 저하가 심각하다. 따라서 양방향을 구분하기 위해 반향 제거기(echo-cancellation)를 사용한다. (그림 6)은 식(11)에서 주어진 HDSL의 전력밀도 함수와 그에 따른 NEXT의 전력밀도 함수(식 (7))를 표시하였다.

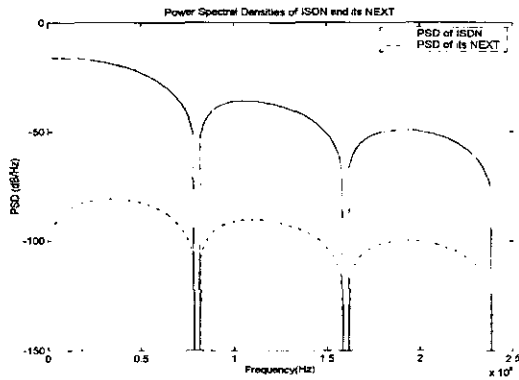


그림 6. ISDN과 그에 따른 근접선단혼선잡음의 전력밀도 함수들

4.3 Spill-over 혼선 잡음을 고려한 비트 분배

본 실험에서는 Carrier Serving Area(CSA)를 만족하는 유선 선로 채널을 고려하여 DMT모델의 성능을 실험하였다. CSA는 26-AWG(American Wire Gauge) 전선으로는 최대 9 kft를, 24-AWG 전선으로는 최대 12 kft를 최대 선로 길이로 설정한다. CSA는 RD(Resistance Design)나 RRD(Revised Resistance Design)와는 달리 음성 대역의 신호를 보전하기 위한 장전 코일(loading coil)을 사용하지 않는다는 규칙이 있기 때문에 DSL과 같은 광대역 전송에 적합하다. 실험은 CSA를 만족하는 26-AWG의 표면적을 갖는 9 kft의 전선을 고려하였다. 또한 DMT 방식의 ADSL이 사용하는 50 kHz에서 1.1 MHz 까지의 대역을 고려하였다.

(그림 7)은 기저대역을 사용하는 ISDN과 HDSL의 신호가 근접선단혼선잡음 커플링 경로(coupling path)를 통해 수신되는 신호에 간섭했을 때 식 (4)에 의한 채널의 비트 분배를 나타낸 것이다. (그림 7)의 실선("With only SFEXT")은 Self-FEXT만을 고려한 경우이고, 점선("With spill-over xtalk from

ISDN+SFEXT)은 Self-FEXT와 ISDN에 의한 혼선잡음을 함께 고려한 경우이다. 그리고 HDSL에 의한 혼선잡음과 Self-FEXT를 같이 고려한 비트 분배는 "With spill-over xtalk from HDSL+SFEXT"로 표기하였다.

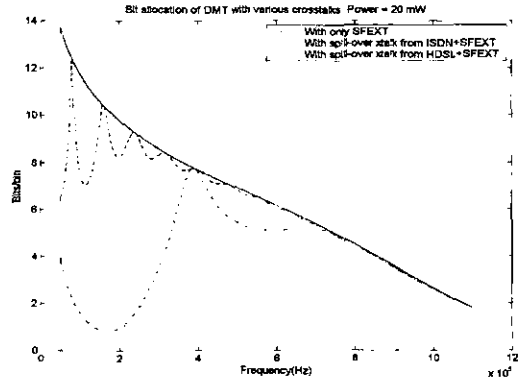


그림 7. 여러 가지 혼선잡음에서 비트 분배

Self-FEXT만을 고려했을 때보다, ISDN 또는 HDSL에 의한 spill-over NEXT를 함께 고려했을 때 각 하부채널에서 전송할 수 있는 비트의 수가 현저히 감소하는 것을 볼 수 있다. 특히 HDSL의 경우는 ISDN보다 넓은 대역을 사용하기 때문에 ISDN보다 훨씬 큰 성능 저하를 가져온다는 것을 알 수 있다. ISDN과 HDSL에 의한 NEXT가 성능에 큰 영향을 미치는 것은, 이들이 비교적 채널 응답이 좋은 기저대역을 사용함으로, 이들에 의한 잡음 역시 용량의 대부분을 차지하는 ADSL의 저주파수 대역에서의 SNR을 감소시키기 때문이다.

4.4 Spill-over 혼선 잡음을 고려한 ADSL 전송 성능

(그림 8)은 Self-FEXT와 NEXT 커플링 경로를 통한 ISDN과 HDSL의 혼선잡음이 존재했을 때, 전송 전력에 따른 ADSL의 전송 성능을 표시한 것이다. (그림 7)의 결과에서도 예상된 바와 같이 HDSL에 의한 spill-over NEXT가 DMT 모델의 성능에 ISDN 보다 큰 영향을 미치게 된다. 이는 HDSL의 대역이 ADSL과 상당부분 겹치기 때문이다. 또한 ISDN에 의한 성능 저하는 상대적으로 낮은 전송 전력에서는 크지만, 전송 전력이 높아지면 이에 따른 영향이 적어지는 반면, HDSL의 경우에는 높은 전력(100 mW : -10 dB) 이상에서도 ADSL 전송 성능에 상당한 저하를 유발한다. 따라서 HDSL의

서비스를 ADSL과 동일 케이블에서 제공할 경우 ADSL 시스템에 상당한 성능 저하가 발생할 것이 예상된다.

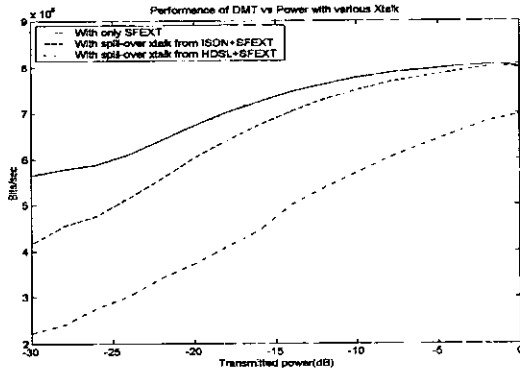


그림 8. Spill-over 혼선잡음에 의한 ADSL의 성능 저하

V. 결론 및 추후 연구 과제

DSL과 같이 유선 선로를 이용한 서비스는 동일 케이블 안에서의 혼선잡음에 의해서 큰 성능 저하를 겪게 된다. 본 논문에서는 DMT 모뎀을 채택한 ADSL 서비스가 혼선잡음에 어느 정도의 영향을 받는 지 알아보았다. ADSL의 경우, 역방향(up-stream)의 전송 대역폭이 순방향(down-stream)에 비해서 좁고, 대역 자체도 분리되어 있기 때문에 역방향의 송신기가 순방향의 수신기에 미치는 Self-NEXT는 고려하지 않고, 순방향의 송신기가 반대쪽 수신기에 미치는 Self-FEXT만을 고려한다. 그리고 ISDN이나 HDSL과 같은 기저 대역을 사용하는 서비스가 동일 케이블에서 제공되는 경우에는 불완전한 기저 대역 필터링에 의해서 spill-over 혼선잡음이 발생할 수 있다. 본 논문에서는 2B1Q를 채택한 ISDN과 HDSL의 전력 스펙트럼과 이에 따른 spill-over NEXT의 전력 스펙트럼을 살펴보았다. 고려한 각각의 spill-over NEXT는 ADSL의 성능에 매우 심각한 저하를 가져왔다. 특히 HDSL는 ADSL과 상당부분 대역이 중복되는 관계로 ISDN보다 훨씬 나쁜 성능 저하를 일으킨다. 추후 연구 과제로는 ADSL의 성능에 매우 중대한 영향을 미치는 spill-over NEXT를 줄일 수 있는 기저 대역 필터링과 이를 통해 얻을 수 있는 성능 향상에 관한 연구가 필요하다.

참고 문헌

- [1] J. S. Chow, J. C. Tu and J. M. Cioffi, "A Discrete Multitone Transceiver System for HDSL Application," *IEEE Journal on Selected Area in Communication*, Vol. 9, pp. 895-908, No. 6, Aug 1991.
- [2] P. S. Chow, J. C. Tu and J. M. Cioffi, "Performance Evaluation of a Multichannel Transceiver System for ADSL and VHDSL Services," *IEEE Journal on Selected Area in Communication*, Vol. 9, No. 6, pp. 909 -919, Aug 1991.
- [3] J. M. Cioffi, "A Multicarrier Primer", *TIE1.4/91-159*.
- [4] John A. C. Bingham, "Multicarrier Modulation for Data Transmission: An Idea Whose Time Has Come," *IEEE Communication Magazine*, pp. 5-14, May 1990.
- [5] X. Lin, M. Sorbara and Ali N. Akansu, "Digital Subscriber Line Communications Systems: Environment, Performance, and Spectral Compataibity", *Wavelet, Subband and Block Transforms in Communications*, by Ali N. Akansu and Michael J. Medley, Kluwer, 1999.
- [6] J. J. Werner, "The HDSL Environment," *IEEE Journal on Selected Areas in Communication*, Vol 9, No. 6, pp. 785-800, Aug 1991.
- [7] J. G. Proakis, "Digital communications, Third edition," McGraw-Hill, 1995.

김 재 욱(Jae-wook Kim)

정회원



1999년 2월 : 성균관대학교
제어계측공학과 졸업

2001년 2월 : 성균관대학교
전기전자 및 컴퓨터
공학 석사

2001년 2월 ~현재 : 삼성전자
정보통신총괄 초고속
통신 H/W Lab2 연구원

<주관심 분야> Multicarrier modem, Multirate signal processing.

정 우 곤(Woo-gon Chung)

정회원



1994년 : Rutgers University

박사

1995년~현재 : 성균관대학교

전기전자 및 컴퓨터

공학부 부교수

<주관심 분야> Wavelet을 이용한 통신신호처리,
Multi-rate modem, Smart antenna