

HDSL 서비스를 위한 국내 동 선로의 전송특성 및 선로용량에 관한 연구

정회원 양 충 열*

A Study on the Transmission Characteristics and Loop Capacity of UTP(Unshield Twisted Pair Line) for HDEL(High speed Digital Subscriber Line) Service in Korea

Choong-Reol Yang* Regular Members

요 약

xDSL (Digital subscriber line)의 가장 핵심적인 관건은 전송장치 단말과 망 구축 비용이 경제적이어야 하고 서비스 요금이 저렴하여야 하며 가능한 긴 전송 거리를 구현하는데 있다. 가장 강력한 선로 전송 손실 인자가운데 하나인 NEXT에 마진을 가지면 매우 긴 전송거리를 가지며 전송장치가 낮은 복잡도로 설계되면 저가의 대용량의 정합회로 기술의 구현이 가능해 진다. 국내 HDSL 서비스를 위하여 대표적인 국내 UTP (Unshielded Twisted Pair) 선로 모델을 선정하고 그 선로 용량 및 전송 특성을 분석한다. 궁극적으로 UTP 케이블 선로를 점유하는 서비스 시나리오를 통하여 HDSL 서비스를 위한 최적의 선로 조건을 제시한다.

ABSTRACT

Economical realization of terminated equipments and cost-effective network has been considered as one of the most crucial issues in the area of xDSL (Digital Subscriber Line). In the case that the NEXT (Near end cross talk), which is a major impairment for UTP (Unshielded Twisted wire Pair) cable unit, is in a large tolerance in loop, a long reach can be made. The transceiver designed on low complexity makes possible a realization of low-cost and large-scale interface technology. In this paper we first choose a loop model, among some typical UTP loop models, for the HDSL service which is highly expected to be provided to the public in Korea in the near future. We then analyze its transmission characteristics and channel capacity. Eventually, the optimum loop condition for HDSL service is proposed via service scenarios to the UTP cable unit.

I. 서 론

최근 가입자 주요 서비스가 기존의 음성 데이터 위주의 서비스에서 인터넷 웹과 VOD (Video On Demand) 등 시각적 영상을 포함한 정보의 고급화와 다양화 추세와 더불어 초고속 멀티미디어 서비스 시대로 급속히 변화함에 따라 2015년까지는 국가 초고속망이 완성될 전망이다. 따라서 그 때 까지

경제적인 고속 가입자 서비스 요구를 충족시키기 위한 대안으로서 기존의 음성 전화 서비스에 사용되어 온 동 선로 (Unshielded Twisted Pair, UTP) 를 이용하여 멀티미디어 서비스를 제공하기 위한 기술이 최근 전 세계 통신회사 들에 의해 다루어 개발되고 있는 DSL (Digital Subscriber Line) 기술이다.

DSL은 데이터 전송 속도와 방식에 따라 IDSL

* 한국전자통신연구원 광대역전송연구부(cryang@etri.re.kr)
논문번호 : 98135-0324, 접수일자 : 1998년 3월 24일

(ISDN DSL), HDSL (High-speed 또는 High bit rate DSL), SDSL (Symmetric DSL), ADSL (Asymmetric DSL), RADSL (Rate Adaptive DSL), VDSL (Very High speed DSL) 등이 있고 이들을 통틀어 xDSL로 일컬어지며 그 동안 미국, 유럽 등의 동 분야 기술 선진국의 통신 회사들에 의해 구현 기술, 핵심 칩 개발 및 서비스가 활발히 이루어져 왔으나, 국내에서는 최근에 와서 핵심 칩 개발, 단말 기술 등에 관한 연구가 집중되고 있다.

이 가운데 HDSL은 1 ~ 3쌍의 동 선로 케이블을 사용하여 4.5 km 까지 dual duplex 방식(양 방향 동일한 비트 속도의 대칭형 서비스)으로 T1 또는 E1 속도의 데이터 전송을 구현할 수 있고, 사용자가 요구하는 전송대역에 맞게 시스템을 구현하므로 중계기를 필요로 하는 T1/E1 시스템이나 광 선로 제품에 비해 상대적으로 경제적인 망 구축이 가능하며, 유선 케이블 방식에 비해 안정된 속도를 보장하기 때문에 국내 통신 시장의 개방과 HDTV와의 경쟁에 따라 경제적인 방법으로 기존 가입자 선로 상에 영상 서비스를 제공해야 하는 기술적인 도전에 직면한 현 시점에서 SOHO (Small Office Home Office)를 포함한 주거 가입자 및 기존의 전용 회선 가입자에게 가장 경제적인 디지털 전송 기술로 꼽을 수 있다. HDSL 요구 조건은 경제적인 서비스 망 구축은 물론 전송 시스템 단말 가격이 저렴하여야 하고 가능한 먼 거리에 있는 가입자에게 까지 데이터 전송이 가능하여야 한다. 그러기 위해서 전송 선로 측면에서 가입자 동 선로에 존재하는 강력한 전송 손실 요소가운데 하나인 NEXT 잡음에 대한 마진을 높여서 보다 먼 거리까지 전송하고, 전송 시스템을 낮은 복잡도로 설계함으로써 수렴 속도 성능을 향상시키고 가격의 경제성을 실현할 수 있다. 다행히 국내의 주거 형태가 본격적으로 대단위 아파트 군집형으로 이루어진 시기가 불과 15년이므로 기 포설된 동 선로의 효율성이 높고, 미국에 비해 가입자 선로의 지리적 문화적 환경이 전화국사와 가입자간 거리가 더 가까운 국내가 더 좋다고 할 수 있다. 그러나 전송 거리 및 손실을 고려한 가입자 선로 환경에서는 일반적으로 전체 가입자의 약 80 % 정도만 수용할 수 있기 때문에 보다 먼 거리를 전송하기 위한 연구가 필요하다.

HDSL의 대표적인 주파수 전송 범위는 0.4 mm (26 American Wire Gauge, AWG) 심선 케이블의 경우 30 ~ 300 kHz이고, 0.5 mm 심선 케이블은 20 ~ 200 kHz이며 이 전송 범위에서 약 42 dB까

지 감쇄된다^[2]. 그림 1-1에 전이중 방식의 HDSL 서비스 개념도를 나타내었다.

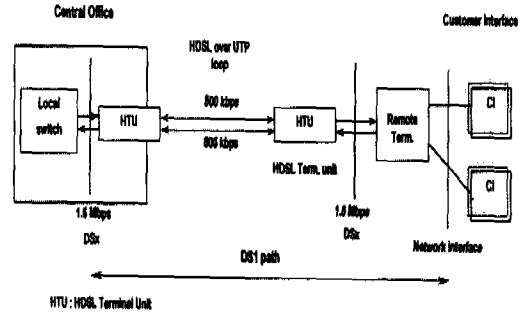


그림 1-1. 전이중 방식의 HDSL 서비스 개념도
Fig. 1-1 Concept for HDSL service based on dual duplex access system

HDSL은 VOD 서비스, 고속 인터넷 접속, 영상 회의 등의 멀티미디어 서비스 뿐만 아니라 remote-LAN, T1/E1 expander, 중계기, 음성 선로 이득 전송 시스템, PCS, 무선 단자 제어 시스템, DCS (Digital Cross-connect System), SMDS (Switched Multi-megabit Data Service), 프레임릴레이, switched E1, 384 bps 또는 768 kbps의 부분 속도 E1 등에 폭 넓게 응용된다.

HDSL 연구는 전송 선로 특성의 최적화뿐만 아니라 전치 정합필터 (front-end matched filter)와 디지털 채널 동화기로 구성되는 최적 수신 시스템 설계에 관한 연구가 필요하며 이는 실제 구현하여야 할 시스템의 하드웨어 요구조건이 된다. 참고 문헌^[1]에서 이미 관련 표준화 동향^[2-14] 및 2BIQ HDSL 시스템 설계에 관한 연구를 다루었으므로 본 논문에서는 전송 매체로서 UTP 가입자 선로에 대하여 다루고자 한다.

본 논문의 II장에서 HDSL을 위한 전송 방식을 먼저 결정하고, III장에서 HDSL을 위한 대표적인 국내 가입자 선로 모델을 선정하며, 선정된 모델을 이용하여 NEXT와 AWGN (Additive White Gaussian Noise)을 고려한 선로에서 HDSL 서비스를 위한 선로 용량과 전력 스펙트럼 밀도를 평가한다. 그리고 IV장에서 HDSL 가입자 전송 선로 특성을 시뮬레이션하고 결과를 제시하며, 끝으로 V장에서 결론을 맺는다.

II. HDSL 전송 방식의 결정

HDSL은 ISDN-BRI (Basic Rate Interface;

2B+D)에서 사용된 방식으로 미국의 벨코아와 AT&T를 중심으로 1988년부터 본격적인 연구가 시작되었으며, 사용되는 신호 전송 방식으로는 2B1Q (2 Bit 1 Quaternary), QAM (Quadrature Amplitude Modulation), CAP (Carrierless AM/PM) 및 DMT (Discrete MultiTone) 방식이 있으며 국내에는 대부분이 미국의 Paigain, Brooktree 및 이스라엘의 Metalink에서 2B1Q와, AT&T에서 단독 기술로 보유하고 있는 CAP 방식이 도입되고 있다. 2B1Q 선로 코드는 4-level PAM (Pulse Amplitude Modulation) 코드로서 1981년에 벨코아에서 기본 속도 정합을 제안하여 1986년 ISDN-BRI를 위해 북미 표준으로 채택되었으며 1988년에 ANSI 표준으로 채택되었다. 기본 대역 2B1Q 전송을 기반으로 160 kbps의 기본 속도 ISDN 전송에 채택된 선로코드와 매우 유사하다. 그리고 CAP 코드는 음성 대역 데이터 모뎀에 많이 사용 되는 QAM 전송 방법과 유사한 통과 대역 전송 방법이다. QAM과 2B1Q 간의 설계 선택은 반향 제거, 타이밍, 동화 및 아날로그 성분을 포함하여 완전한 시스템을 구현하는데 발생하는 복잡도에 좌우되며, QAM과 2B1Q의 성능은 전송 비트 속도가 다르기 때문에 엄격한 비교는 어렵지만 이상적인 조건에서 비교된 성능은 서로 비슷한 것으로 알려져 있다. 본 논문에서는 다음과 같은 이유로 HDSL을 위한 전송방식으로 2B1Q를 선택하였다^{[5][7]}.

에서는 임펄스 잡음 전력이 QAM보다 크지만, 심볼 간 간섭 (Inter-Symbol Interference, ISI) 과 NEXT가 존재하는 HDSL 선로에서는 800 kbps 2B1Q의 경우 1.6 Mbps QAM에 평균 5dB 이상 우수한 SNR 성능을 갖는다.

- 2B1Q는 PAM의 나이퀴스트 주파수가 TCM (Trellis Code Modulation) 신호의 나이퀴스트 주파수를 초과하기 때문에 우수한 성능을 구현할 수 있으며, 내부 HDSL의 근단누화 (Near-end Crosstalk, NEXT) 간섭에 의해 제한되는 거리를 감안할 때 다른 전송 방식보다 더 우수하다고 할 수 있다.
- 2B1Q와 CAP 시스템은 싱글 톤 시스템에 DFE (Decision Feedback channel Equalizer) 를 채용할 때 누화가 존재하는 선로 환경에서 동일한 성능을 갖는다.
- DMT 방식의 주요 장점을 수용한다. 즉, 2B1Q는 전송 스펙트럼을 자동적으로 정형하고 임펄스 잡음에 대한 허용오차를 개선하며, VLSI를 재 설계할 필요가 없이 소프트웨어적으로 기능을 수정하거나 대체 기능을 추가함으로써 비용 효과적으로 수행된다. 또한, 2B1Q는 간단하고 수렴이 빠른 알고리즘을 사용하여, 소프트웨어적 제어 방법에 의해 가장 적은 계산 요구조건을 가능하게 하는 DMT 방식에 대응한다.

- 2B1Q 방식은 신호의 점유 대역폭이 크고 다 큰 서비스와 간섭 등의 영향을 받기 쉬운 단점을 가지고 있으나 4-level decision device (slicer)를 사용하여 전송된 2B1Q 심볼(pulse)의 순서를 구별하므로 다른 방식에 비해 복잡도가 낮고 하드웨어 구성이 간단하여 비용 효과적 고성능 등화기의 구현이 가능하다.
- 2B1Q 선로 코드는 누화 및 기타 간섭에 대한 허용 범위를 가지면 누화가 존재하는 환경에서 매우 긴 거리 성능을 제공할 수 있다. 실제 측정에서 누화를 10^{-7} 의 BER(Bit Error Rate) 까지 증폭하여 허용 범위를 결정한다.
- 2B1Q 시스템은 ISDN NEXT, AWGN 및 FEXT가 존재하는 선로에서 QAM과 전송 전력이 거의 같고, QAM 시스템의 저역 edge 주파수가 직류인 경우에 16-QAM과 SNR (Signal to Noise Ratio) 성능이 비슷하다.
- 2B1Q 시스템은 임펄스 잡음만 존재하는 선로

2B1Q 전송 방식은 2연속 신호 비트 블록을 하나의 4-level 심볼로 변환하고 기본 대역 신호를 사용하여 전송하며, 전송 전에 비트 스트림이 비트 쌍으로 묶어지고 4변수 심볼 (4 level quaternary symbol)로 맵핑되기 때문에 "base band 4-level PAM code"라고도 한다. 2B1Q는 각 심볼이 2 비트로 전송되기 때문에 2로 나누어 지는 결과가 되며 따라서 2쌍의 선로 속도를 나타내는 심볼 스트림은 T1의 경우 392 kbaud (784 kbps)가 되고, E1 HDSL의 경우 584 kbaud (1,168 kbps)가 된다. 동선로에서 QAM, CAP HDSL 시스템은 채널 용량의 60 % 까지 데이터 속도를 전송할 수 있고, 2B1Q HDSL 시스템은 채널 용량의 30 % 까지 데이터 속도를 전송할 수 있다[8]. 따라서 2B1Q HDSL 시스템에서는 가입자 선로의 용량을 향상시키기 위해서 적응 등화기, 2B1Q 선로 코드 및 4선식의 전이중 운용 같은 방법이 사용된다. 이는 두 쌍의 케이블 심선을 사용하여 T1에 대해 CSA

(Carrier Serving Area) 선로의 필요 대역폭을 1.544 Mbps에서 784 kbps(각 케이블은 초당 6ksymbol의 오버헤드를 포함한 392 ksymbol을 dual-duplex로 운용)로 감소시키고, E1에 대해 2.048 Mbps에서 1,168 kbps 32 ppm으로 감소시키므로 통신 속도 (line baud rates)가 대폭 낮아지는 결과가 되어 누화와 손실이 덜 심각한 낮은 주파수에서 동작한다.

적용 등화기는 선로의 위상과 진폭을 보상하여 높은 데이터 속도를 구현하기 위해서 사용되고, 전이중은 두 쌍의 동 선로를 양 방향 통신에 사용하는 방법이고, T1 2B1Q 선로 코드같은 경우는 1.544 Mbps 비트 스트림을 2개의 392 kbps 심볼 스트림으로 압축한다. 전이중 2B1Q HDSL에서 효과적인 최대 주파수는 baud symbol이 같은 크기이고 반향은 반대일 때이며 보 레이트는 400 kbaud (4bits/symbol)이다. 특히 수신 시스템에 등화회로를 채용하여 신호가 전송되는 동안 계속적으로 ISI를 최소화하도록 조정되어 Decision device 입력의 잡음전력을 최소화하여야 하고, 적용 등화기로 선로의 위상과 진폭을 보상하여 가장 낮은 전송율과 가장 긴 서비스 전송거리가 구현되도록 하여야 한다.

Ⅲ. HDSL을 위한 가입자 선로 전송 특성 모델링

3.1 HDSL을 위한 선로 모델의 결정

가입자 선로 모델은 도시, 준 도시, 산간 등의 지역적 특성, 경제성 및 정확성 등을 고려하여야 하므로 사실상 정확한 모델을 제시하는 것은 쉽지 않다. xDSL 기술의 선진국인 미국의GTE 외곽 전화국사의 평균 가입자 선로의 거리 분포는 3.2 km이고 3.65 km 범위 안에 있으며 전체 선로의 80 %가 가입자 맥내에 인접한 지점에 브리지 탭을 갖고 있다. 브리지 탭의 70 %가 1 ~ 3개의 브리지 탭을 갖고 있으며 평균 길이는 400 m이다. 한편, 국내 가입자 선로는 0.4, 0.5, 0.65 및 0.8 mm가 사용되고 있으며 이 가운데 97 %가 0.4, 0.5 mm 이고 0.4 mm가 주종을 이루고 있다. 평균 가입자 선로 거리 분포는 2.2 km 이고 75 %가 3 km 내에 있으며 대부분이 5 km 이내에 있다. 그리고 91 %가 2개 이하의 브리지 탭을 갖고 있고 그 중에서도 74 %가 1개만 가지고 있으며 평균 길이는 413 m 이어서 감쇄량 측면에서 미국보다 상대적으로 HDSL 서비스를 제공하기에 더 적합한 조건이다. 참고로 일본의 평균 가입자 거리는 1.7 km이고 대만은 국내

와 비슷하다. 그림 3-1에 나타난 6개 모형의 가입자 선로 모델은 국내 UTP 케이블 선로 현황을 조사한 결과를 바탕으로 제시된 대표적인 선로 모델[9]이며 본 연구에서 가입자 선로에 전송 손실이 존재하는 조건에서 선로 전달함수를 구하는데 사용된다.

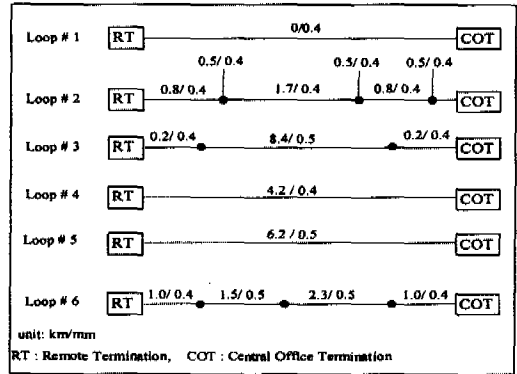


그림 3-1. HDSL 가입자 선로 모델
Fig. 3-1 HDSL Subscriber loop models

CSA는 미국의 AT&T, 벨코아, 스탠포드 대학 및 기타 연구기관에서 실시한 연구 결과로부터 권고된 북미 전지역의 전화국 및 가입자 단말을 포함하는 반경 3.2 km의 표준 전화 운용 구역으로서, 누화가 존재하는 CSA 환경에서 완전 동 전화 선로를 이용한 DSL 서비스를 할 때 250 ~ 350 kHz 까지 채널 대역폭을 이용하는 전송 시스템을 사용할 때에 한해서 양호한 서비스가 보장되는 유효 서비스 구역이다. CSA 내의 선로에 0.4 mm 심선을 포함하지 않을 때에는 브리지 탭을 포함하여 서비스 거리가 3.6 km로 제한되고, 0.4 mm 심선이 선로에 포함되면 서비스 거리는 2.7 km로 제한된다. 또한, 브리지 탭의 총 길이는 760 m 이내이어야 하며, 브리지 탭이 하나인 경우 그 길이를 3.2 km 이하로 규정하고 있다. 선로에 브리지 탭이 3개 있는 경우에도 그 영향은 주파수 증가에 따라 증가하지만 HDSL 대역에서 약 2 dB 이하로 무시되는 수준이다. 브리지 탭은 주로 선로 종단 부근에 존재하며 많은 postcursor ISI를 발생하여 임피던스 불규칙성, 전송 신호의 왜곡 및 수신 펄스의 감쇄를 초래하는데 브리지 탭의 길이가 매우 길 때 선로 전달함수에 약 3.5 dB 정도 평탄한 감쇄 특성을 가져오며 브리지 탭의 위치는 전달 함수에 영향을 미치지 않는다. 0.4 mm의 폴리에틸렌 절연 케이블 선로에 브리지 탭이 2개 포함되어 있을 때 5 km 전송을 위한 오율은 약 9×10^{-9} 정도이지만 적용 등화기에

의해 최대 2개의 브리지 탭까지 자동 등화되며 브리지 탭이 한 개 이하인 국내 선로 조건에서는 무시될 수 있다. 따라서 국내 가입자 선로의 대표적인 모델은 브리지 탭을 포함하지 않는 선로 모델로서 #4, #5의 4.2 km/0.4 mm와 6.2 km/0.5 mm를 선택하여 이에 해당하는 임펄스 응답과 하이브리드의 조합의 전달 특성을 구하고 HDSL을 설계한다.

3.2 UTP 케이블 선로의 임펄스 응답 모델

시스템 성능은, 가입자 선로 특성이 특정 주파수에서 감쇄와 위상 지연 등을 포함하는 단일 전달함수로 된 후, 주파수 영역에서 해석되고 푸리에 역변환에 의해 시간 영역에서 해석됨으로써 수행된다. 국내 전화 가입자 선로에 대해 임펄스 응답 모델을 구한다^{[2],[9]}.

선로는 주파수의 함수로서 임피던스와 전달 상수로 표현되는 4개의 케이블 1차 상수 RLGC에 따라 구성된다. 가입자 선로 종단의 저항 값으로 사용되는 선로의 특성 임피던스(Z_0)는 저주파 영역에서는 매우 큰 값을 갖다가 50 kHz 이상에서 비로소 135이 되고 100 kHz 부근에서 감쇄가 가장 커지며 그 이상에서는 R은 포피 효과 때문에 주파수의 제곱근에 비례한다. 이 때 L, C는 일정하다.

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} = \sqrt{\frac{L}{C}}, \quad \omega L \gg R, R(f) = \sqrt{\frac{f}{4}}, d(f) \propto \sqrt{f} \quad (3.1)$$

UTP 케이블의 선로 종단 거리(d)에 대한 전달함수 $H_c(d, f)$ 는 다음과 같이 모델링된다.

$$H_c(d, f) = e^{-\alpha r(f)} = e^{-d\alpha(f)} \cdot e^{-j\beta(f)}$$

$$r(\omega) = \sqrt{(G + j\omega C)(R + j\omega L)}$$

$$\alpha(f) = \frac{R(f)}{2} \sqrt{\frac{C}{L}}, \beta(f) = 2\pi f \sqrt{LC}, \text{ for } \omega L \gg R. \quad (3.2)$$

UTP 케이블 선로의 감쇄 전달함수는 다음과 같은 근사식으로 표현된다.

$$|H_c(d, f)|^2 \approx e^{-2d\zeta\sqrt{f}} \approx e^{-2d\alpha} \quad (3.3)$$

여기서, 0.4 mm 선로인 경우 비례 상수 $\zeta = 2.7 \times 10^{-7}$ [10], d는 m 단위의 선로 거리, 그리고 f는 Hz 단위의 주파수이다. UTP 케이블 선로의 감쇄는 다음과 같이 구해진다.

$$L_{\alpha}(d, f) = -20 \log_{10} |H_c(d, f)| = -\frac{20}{\ln 10} d\alpha(f) = -8.686 d \times \frac{R(f)}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} \text{ (dB)}$$

$$\approx -0.02d\sqrt{f} \text{ (dB)} \quad (3.4)$$

국내 가입자 선로는 주로 지 절연 및 합성수지 절연 케이블이 포설되어 있고 0.4 mm 심경의 종이 절연 케이블이 대부분이며 선로 손실 기준치는 100 kHz에서 52 dB 이하로서 0.4 mm 심선의 선로인 경우 1 km 당 손실 기준치는 10.88 dB이고, 0.5 mm는 7.45 dB이다. 20°C에서 0.4 mm/1 km 기준 거리에 대한 지 절연 케이블의 1차 상수의 특성은 다음과 같다. 0.4 mm 심선의 선로는 0.5 mm의 1.45배와 동가로서 0.4 mm /4.2 km의 동가 길이는 0.5 mm/ 6.1 km이다[2].

$$0.4 \text{ mm} / 1 \text{ km} : L \approx 0.574 \text{ mH} / \text{km}, C \approx 0.052 \mu\text{F} / \text{km}$$

$$0.5 \text{ mm} / 1 \text{ km} : L \approx 0.762 \text{ mH} / \text{km}, C \approx 0.052 \mu\text{F} / \text{km} \quad (3.5)$$

선로는 각 구간 및 브리지의 ABCD 행렬식 표현으로 각각 스펙트럼 영역이 해석되고 필터, 등화기, 반향 제거기 및 종단 저항의 영향 같은 기타 시스템 성분의 전달함수로 결합된 이들 행렬은 전체 선로 루프가 하나의 ABCD 행렬식이 된다. 선로는 20°C에서 ABCD 행렬식으로 시뮬레이션된다. 다음에 브리지를 포함하는 가입자 선로의 행렬식을 유도하고 전달 함수를 구한다. 2 단자 회로망은 다음과 같은 선형 방정식의 집합으로 표현할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

여기서, V_1, I_1, V_2, I_2 는 입출력 단자의 전압 전류를 나타내고 ABCD는 2 단자 회로망의 전기적 특성을 결정하는 complex 주파수 함수이다. 선로 루프의 특성 임피던스와 전달 상수는 다음과 같이 ABCD 행렬식 파라미터로 변환된다.

$$A = D = \cosh \gamma d \quad B = Z_0 \sinh \gamma d$$

$$C = \frac{1}{Z_0} \sinh \gamma d = BZ_0^{-2} \quad (3.7)$$

여기서, d는 각 선로 구간의 길이이다. ABCD 케이블 파라미터를 사용하여 각 선로 루프를 ABCD 파라미터로 표현하고 각 부분의 ABCD 행렬식으로 부터 선로 루프를 만든다. 브리지 탭을 갖는 두 케이블 구간으로 구성되는 선로의 ABCD 파라미터는 다음과 같이 구해진다.

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{br} & B_{br} \\ C_{br} & D_{br} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_3 & B_3 \\ C_3 & D_3 \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

A2, C2를 브리지 탭의 케이블 파라미터라 할 때 브리지 탭의 ABCD 행렬식은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{bmatrix} A_{br} & B_{br} \\ C_{br} & D_{br} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{C_2} & 0 \\ A_2 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{Z_i} & 0 \\ \frac{1}{Z_i} & 1 \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

선로 입력 임피던스와 전달함수는 각각 다음과 같은 ABCD 행렬식에 의해 구해진다.

$$Z_i = \frac{A + \frac{B}{Z_o}}{C + \frac{D}{Z_o}}$$

$$\frac{1}{Z_i} = \sqrt{\frac{C'D'}{A'B'}} \tanh \gamma l$$

$$\gamma l = \Gamma = \text{Complex} \left[\log \left\{ 0.5 \times \left(A' + D' + \frac{B'}{Z_o'} \right) \right\} \right] \quad (3.10)$$

$$H = \frac{D - \frac{B}{Z_i}}{AD - BC}$$

$$H(f) = \frac{V_{out}}{V_s} = \frac{Z_d}{AZ_i + B + Z_i(CZ_d + D)} \quad (3.11)$$

여기서, Z_i 는 케이블 입력 임피던스, H 는 케이블 전달함수, H 는 부하 임피던스 Z_o 를 포함하는 케이블 전달함수, Z_s 는 소스 임피던스이다. 또한, Γ 는 전체 브리지 탭의 propagation constant, ABCD는 전체 브리지 탭의 값이다.

가입자 선로의 임펄스 응답 모델은 식 (3.12)에 의해 유도되고, 누화 모델은 식 (3.13)에 의해 유도된다.

$$H(s) = \frac{R_s}{C(s)R_s^2 + [A(s) + D(s)]R_s + B(s)} \quad (3.12)$$

$$|H_a(f, R_s)|^2 = \frac{|A(s)R_s + B(s)|}{|C(s)R_s^2 + [A(s) + D(s)]R_s + B(s)|} \cdot |H_a(f)|^2 \quad (3.13)$$

여기서, R_s 는 소스 저항 값이고, $|H_a(f)|^2$ 은 고정 누화 모델이다.

선로의 입력 임피던스는 식(3.14)에 의해 계산되고, 2 단자 회로망 사이에 브리지 탭이 있는 경우에 입출력 관계 식은 (3.15)와 같이 표현된다.

$$Z_m = \frac{Z_d \cosh rd + Z_o \sinh rd}{(Z_d/Z_o) \sinh rd + \cosh rd} \quad (3.14)$$

$$\begin{bmatrix} V_s \\ I_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & Z_o \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Z_m^{-1} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_l \\ I_l \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

브리지 탭의 입력 임피던스는 식 (3.16)과 같이 구하고, 전달함수 $H_{bt}(f)$ 는 식 (3.17)에 의해 구한다.

$$Z_{bt} = Z_o \frac{\cosh(\gamma_i d_i)}{\sinh(\gamma_i d_i)} \quad (3.16)$$

$$H_{bt}(f) \cong \frac{V_e}{V_s} = \frac{Z_{o2}}{Z_{o1} + Z_{o2} + (Z_{o1} Z_{o2}) Z_{bt}^{-1}} e^{-\gamma_1 d_1} e^{-\gamma_2 d_2} \quad (3.17)$$

여기서, Z_{oi} , d_i 및 γ_i 는 i 번째 구간의 특성 임피던스, 거리 및 propagation constant이다.

3.3 UTP 케이블 선로의 전송 손실 모델링

xDSL은 동일 케이블을 공유하는 선로 심선 간의 누화, 선로 심선 간의 물리적 전송 특성의 차이, 다른 시스템 들이 동일한 케이블을 공유함으로써 발생하는 임펄스 잡음, 외부 영향으로 인한 선로장애 등에 의해 성능 감쇄가 발생할 수 있다. 여기서는 UTP 선로의 주요 전송 손실 요소를 살펴보고 UTP 케이블 선로를 매체로 하여 HDSL 서비스를 할 때 동 선로의 전송 손실로서 ISI, NEXT 및 AWGN이 존재하는 선로를 모델링한다. 동 선로를 데이터 전송 매체로 할 때 음성대역 채널에 발생하는 잡음 성분으로서 누화 잡음, 임펄스 잡음 및 AWGN, 양자화 잡음, 열 잡음 등이 있으며, cancellation error, 양자화 잡음, 잔존 반향, 지터와 같은 기본 타입의 잡음은 4선식 디지털 전송 시스템에서는 그다지 크게 나타나지 않는다. UTP 케이블 선로의 전송 손실은 ISI, NEXT 및 브리지 탭에서 반사되는 신호와 선로 직경 변화 및 불완전한 하이브리드에 기인하는 반향 잡음 등이 있으며 이 가운데 특히 심각한 전송 손실로 알려져 있는 전송 손실은 ISI, NEXT 및 임펄스 잡음이며, ECSA (Exchange Carrier Standards Association)에서는 HDSL에 2B1Q 코드를 사용할 때 가장 중요한 전송손실 파라미터로서 ISI와 NEXT를 제시하고 있다.

ISI는 대내 분배 망의 선로 전송 특성에 의해 발생하는 왜곡으로서 cancellation에 의해 누화와 반향이 제거된 후 전송 심볼에 위상 및 진폭 왜곡이 생겨 샘플링 주기에 신호 펄스가 중첩되는 상태에서 심볼 주기 위에 신호 채널을 분배하는 경우에 심각한 문제가 된다. ISI는 precursor ISI와 postcursor

ISI가 있는데 전자는 누화 잡음과 함께 적응 FFF (adaptive FeedForward Filter)를 이용하여 제거되고, 후자는 DFE에 의해 제거된다.

누화는 근단 누화(NEXT)와 원단누화(FEXT)로 구분된다. NEXT는 동 선로에서 NEXT 손실의 영향이 심각하고 전송 전력이 증가함에 따라 증가하기 때문에 무장하(unloaded) UTP 선로 상에서 HDSL 서비스를 하기 위해서는 NEXT 영향을 갖는 HDSL 성능 즉, 서비스 거리를 평가할 필요가 있다. NEXT는 다수의 가입자가 동일한 케이블 다발 내에 수용되어 기본 접속 DSL, T1, ADSL 및 HDSL 같은 다양한 서비스가 제공되는 동안 임의의 채널의 정보가 폭주적(burst)이고 다양한 비 가산성 잡음 형태를 갖고 인접한 채널로 누설되어 통신을 방해하는 매우 중요한 전송손실 인자이다. 벨코아 누화 모델은 50쌍 심선 케이블에서 1쌍의 시험 대상 선로를 제외한 49쌍의 심선으로 부터 누화의 영향을 받는 최악의 경우를 가정하는 49 HDSL disturber(교란 채널) 조건을 규정하고 있으며 주파수 변동 범위는 15 dB/decade 이내로 규정하고 있다. 실제로는 전송 시스템이 ADSL 수신 시스템과 같은 케이블 종단에 있기 때문에 가장 강력한 NEXT를 발생하며 NEXT 전달함수는 다음과 같이 표시된다.

$$|H(f)_{NEXT}| = \left[f \int_0^\infty C_1(x) e^{-2rx} dx \right]^2 = K_{NEXT} f^{3/2} \quad (3.18)$$

이는 누화 감쇄량을 나타내며 80 kHz에서 57 dB의 값을 갖고 주파수가 증가할수록 15 dB/decade의 기울기로 감쇄량이 줄어들게 된다. 국내의 UTP 선로의 감쇄량은 80 kHz에서 53 dB 49 disturber인 경우 경험적 결과에 의해 $K_{NEXT} = 8.8 \times 10^{-14}$ 이고 이 결합 계수는 다음과 같이 케이블 심선 크기에 따라 달라지며, 이는 HDSL NEXT 전달함수 계산에 적용된다.

$$K_{NEXT} = K_{49} \frac{n^{0.6}}{10}, \quad K_1 = \frac{1}{1.134 \times 10^{14}}, K_{12} = \frac{1}{2.588 \times 10^{13}}, K_{24} = \frac{1}{1.677 \times 10^{13}}, K_{49} = \frac{1}{1.134 \times 10^{13}} \quad (3.19)$$

self-NEXT만 고려한 경우에 PSD (Power Spectrum Density)와 누화 발생원의 신호 스펙트럼

을 정지 가우스 잡음으로 가정할 때 총 수신 잡음 신호 $n(t)$ 의 PSD[11]는 각각 다음과 같이 표현된다.

$$PSD_{NEXT}(f) = |H(f)|^2 |X(f)|^2 \quad (3.20)$$

$$PSD_{NEXT}(f) = |H(f)|^2 |X(f)|^2 + N_o \quad (3.21)$$

여기서, $|H(f)|^2$ 는 누화 발생원의 간섭 신호 PSD, $|X(f)|^2$ 는 필터의 출력, 그리고 N_o 는 AWGN 성분의 단 방향 스펙트럼 밀도이다. $|X(f)|^2$ 는 49 HDSL에서 결합할 때 $f_o = 20$ kHz 이상에서 14 dB/decade씩 증가한다. NEXT 환경의 HDSL은 선형 결합 필터 또는 버터 워스 필터의 출력으로 모델링될 수 있다.

ANSI 규격에서 권고하는 수신 시스템 입력의 총 HDSL NEXT PSD 모델은 NEXT 전달함수가 인 3차 버터 워스 필터가 적용된다.

$$PSD_{HDSL_NEXT} = PSD_{HDSL_Disturber}(f) \cdot K_{NEXT} f^{3/2} \quad 0 \leq f < \infty, n = 1, 12, 24, 49 \quad (3.22)$$

$$PSD_{HDSL_Disturber}(f) = \left[K_{HDSL} \times \frac{2}{f_o} \times \frac{\left[\sin\left(\frac{\pi f}{f_o}\right) \right]^2}{\left(\frac{\pi f}{f_o}\right)^2} \right] \times \frac{1}{1 + \left(\frac{f}{f_{3dB}}\right)^6}, \quad 0 \leq f < \infty, f_o = 392 \text{ kHz}, k_{HDSL} = \frac{5V_p^2}{9R}, f_{3dB} = 196 \text{ kHz}, V_p = 2.64 \text{ volt}, R = 135 \Omega \quad (3.23)$$

이 식은 392 kbaud를 위한 2B1Q 신호의 단 방향 전력 스펙트럼 밀도이다. PSD(f)HDSL_Disturber는 다중 케이블에서 간섭을 제공하는 선로의 의존 상수 즉, N disturber 모델의 NEXT 결합 계수로서 최악의 조건에서 $1.4 \times 10^{-13.5}$ 이다. 버터 워스 필터의 차수는 다음 식에 의해 설계되었다.

$$N = \frac{1 \log \left[10^{dBm/10} - 1 \right]}{2 \log \left[\Omega / \Omega_c \right]}, \quad dBm = 1.4 \text{ dB}, \Omega = 392 \text{ kHz}, \Omega_c = 196 \text{ kHz} \quad (3.24)$$

수신 시스템의 입력 교란은 다수의 쌍으로 구성되는 케이블 유니트 내에서 다양한 형태의 서비스가 제공될 때 개별 HDSL 선로는 self-NEXT 외에도

ISDN, 중계기를 갖는 T1 및 ADSL 등의 서비스를 제공하는 타 선로가 미치는 교란과 AWGN을 포함 하므로 다음에 이러한 외부적 요인에 기인하는 교란 전력 스펙트럼을 수식화 한다.

DSL 시스템은 수신부에 필수적으로 LPF가 사용 되는데 2B1Q 신호에 의한 비트 속도가 80 kbaud 심볼 스트림(symbol rate = 80 ksymbols/s, T=12.5 s)인 기본 속도 DSL을 시뮬레이션하기 위해서 40 kHz에서 3 dB점을 갖는 2차 버터 위스 필터를 사용하였다.

$$PSD_{ISDN_disturber}(f) = \left[K_{ISDN} \times \frac{2}{f_0} \times \frac{\left[\frac{\sin\left(\frac{\pi f}{f_0}\right)}{\left(\frac{\pi f}{f_0}\right)} \right]^2} \right] \times \frac{1}{1 + \left(\frac{f}{f_{3dB}}\right)^4}$$

(3.25)

T1 신호의 총 전력은 다음과 같이 산출되고, 정형 필터는 3 MHz에서 3 dB를 점을 갖는 3차 버터 위스 LPF 필터가 도입된다.

$$PSD_{T1_disturber}(f) = \left[\frac{V_L^2}{R_L} \times \frac{2}{f_0} \times \frac{\left[\frac{\sin\left(\frac{\pi f}{f_0}\right)}{\left(\frac{\pi f}{f_0}\right)} \right]^2} \right] \times \left[\frac{\sin\left(\frac{\pi f}{2f_0}\right)}{\left(\frac{\pi f}{2f_0}\right)} \right]^2 \times |LPF(f)|^2 \times |HPF(f)|^2$$

(3.26)

$$P_{T1_tot} = \frac{1}{4} \cdot \frac{V^2}{R_L}$$

(3.27)

$$|H_{shape}(f)|^2 = \frac{1}{1 + \left(\frac{f}{f_{3dB}}\right)^6}$$

(3.28)

여기서, coupling transformer는 다음 식과 같이 40 kHz에서 3 dB 점을 갖는 HPF로 모델링된다.

$$|H_T(f)|^2 = \frac{f^2}{f^2 + f_{3dB}^2}$$

(3.29)

ADSL에 의한 간섭 잡음은 자신의 선로와 다른 선로 상의 역 방향 ADSL에서 발생하는 NEXT가 전방향 채널의 주파수 대역 밖에 있으므로 적절한 필터를 사용하여 억제시킬 수 있고, 동일 케이블 내에 공유되는 T1 선로, 2B1Q 및 ISDN 같은 다른 서비스로 부터 발생하는 NEXT, FEXT 및 AWGN에 비해 대단히 적게 나타난다.

$$PSD_{ADSL_Disturber}(f) = K_{ADSL} \times \frac{\sin^2\left(\frac{\pi f}{f_0}\right)}{\left(\frac{\pi f}{f_0}\right)^2} \times |LPF(f)|^2 \times |HPF(f)|^2$$

(3.30)

한 시스템의 누화 잡음이 타 시스템에 미치는 누화 감쇄량을 계산함으로써 최대 허용 가능한 누화 수준을 구할 수 있다.

$$PSD_{NEXT}(f) = \int_0^\infty PSD_{disturber}(f) \cdot L_{dB}(f) \cdot |H(f)|^2 df, \quad 0 \leq f < \infty$$

(3.31)

여기서, PSDdisturber(f)는 누화 발생원의 단 방향 전송 신호의 PSD, LdB(f)는 케이블 누화 손실, 그리고 |H(f)|²는 피 교란 시스템의 최대 허용 가능한 잡음 전력에 의한 시스템 손실을 나타내는 이득 주파수 특성이다.

원단 누화 발생을 위한 결합 경로는 교란 선로의 삽입 손실 특성과 손실 결합 함수에 의해 좌우되며 다음과 같이 계산된다.

$$|H_{FEXT}(f)|^2 = |H_{disturber}(f, l)|^2 k l f^2$$

(3.32)

여기서, 채널 전달 함수 |H_{disturber}(f, l)|²는 교란 선로의 삽입 손실, 결합 계수 k는 49 disturber의 경우 k = 8 × 10⁻²⁰, l은 결합 경로의 선로 거리, 그리고 f는 주파수이다.

AWGN은 채널의 시간 변화 성질 때문에 필터 파라미터가 계속적으로 변화하므로 적지만 시스템에 가산성 잡음이 발생하게 되므로 모든 수신기는 선로 특성에 정확히 부합하도록 항상 채널을 적응하여야 한다. 정형 및 전송 전의 평균 전력을 10 mW (10 dBm)로 가정할 때 HDSL 신호를 수신하기 위한 단 방향의 전력 스펙트럼은 140 dBm/Hz의

AWGN으로 간주된다. 이는 잡음 제거 후 잔존 방향 잡음과 증폭 및 A/D, D/A 변환 과정에서 발생하는 -140 ~ -170 dBm/Hz 수준의 양자화 및 전자 잡음을 포함한다. 전화 가입자 선로의 백색 잡음 원의 전력 스펙트럼 밀도는 다음과 같다.

$$|H_{AWGN}(f)|^2 = \frac{\sigma^2}{f_s},$$

$$\sigma^2 = 10^{-15} \times V^2 \times f(400 \text{ kHz}) \times 135 \Omega. \quad (3.33)$$

$$PSD_{AWGN} = 1.789 \sqrt{\frac{f_s}{f_o}} \frac{\left[\frac{\sin \frac{\pi f}{f_o}}{f_o} \right]^2}{\left[\frac{\pi f}{f_o} \right]^2}, f_o = 392 \text{ kHz}, \quad (3.34)$$

$$PSD_{AWGN} = -140 \text{ dBm} / \text{Hz}. \quad (3.35)$$

여기서, 2는 AWGN의 분산이고, fs는 샘플링 주파수이다.

임펄스 잡음은 40 kHz 이하의 낮은 주파수 및 직류 부근 보호 대역에서 발생하기 때문에 적절한 코딩에 의해 줄일 수 있으므로 통과대역 ADSL의 성능에는 영향을 미치지 않지만 직류 및 낮은 주파수 성분으로 구성되는 2B1Q 선로 코드를 사용하는 HDSL에서는 반향으로 나타난다. 이 반향은 2B1Q 시스템에서 고역통과필터를 통과한 후 1.5x10⁻⁶ 정도로 나타난다. 42 dB 손실을 갖는 선로 (200 kHz에서 0.4 mm 선로가 3.3 km, 0.5 mm 선로가 4.5 km)를 통해 3 V 펄스 신호 오류를 만들 수 있는 임계 값이 12 mV이므로 임펄스 잡음 발생을 정의하는 임계 수준으로 12 mV가 사용된다. 실제로 0.4 mm 심선의 선로가 75 % 이상인 미국 NYNEX의 임펄스 조사 통계[1]에 따르면 대표적인 임펄스 잡음 특성은 거의 대부분이 40 kHz 이하 대역에 집중되고 상황 변수에 따라 다르기는 하지만 진폭 10 ~ 40 mV, 펄스 지속시간 30 ~ 150 s의 임펄스가 분당 1 ~ 5회 발생하는 것으로 나타났는데 이는 독일의 선로에서 측정된 임펄스 특성보다 아주 높은 수준이다. 따라서 HDSL 보다는 높은 주파수에서 감쇄가 심하고 수신 신호가 약해지는 ADSL에서 고려되어야 한다. 임펄스 잡음 오류는 선로에 중요한 전송 손실이 될 수 있지만 대부분이 낮은 주파수 대역에서 발생하고 발생 빈도가 적으며 교직FEC (interleaved Forward Error Correction) 코드 또는

적용적 임펄스 잡음 제거에 의해 제거할 수 있기 때문에 중요한 전송제한 요소로 다루지 않는다.

3.4 평균 전력

선로에 적정 입력 전원을 사용하는 한 최대 데이터 속도는 평탄(flat) 전달 전력 스펙트럼(버터 웨스 특성)을 사용할 때의 성능에 근접하기 때문에 전체 전송대역에 걸쳐 채널 입력에 평탄 전력 스펙트럼을 사용할 필요가 있다. 더구나 선로의 누화 잡음은 입력 전력에 직접적으로 비례하기 때문에 NEXT가 강한 구역에서는 입력 전력의 증가로 인해 NEXT 증가를 초래하지 않도록 가능한 낮은 전력에서 SNR을 개선하고 데이터 속도를 향상할 필요가 있다. 50쌍 심선 케이블 내의 전 선로가 동일한 신호 방식과 전송 시스템을 사용한다고 가정할 때 높은 데이터 속도를 전송하기 위한 평균 전력은 10 ~ 50 mW이면 충분하며 물리적 제한 때문에 낮은 입력 전력이 요구되므로 10 mW(10 dBm)가 최적의 데이터 속도를 구현할 수 있는 입력 전력 수준으로 권고되고 있다. 기존 연구 결과에 의하면 이 범위에서 SNR의 차이는 크지 않으며 2.4 ~ 2.7 V의 최고 펄스 진폭이 요구되는 수준으로서 12 ~ 16 mW가 적합하다 [9],[12]-[14].

UTP 케이블 선로의 이론적인 용량[8] 즉, 최대 전송 성능 쓰루풋은 다음 평균 전송 전력 조건에서 구한다.

$$\int_0^F P_s(f) df \leq P_s. \quad (3.36)$$

여기서, 선로의 속도와 동일한 대역폭에서 임의의 비트 스트림의 최대 허용 가능한 평균 전력은 다음과 같이 구해진다[12].

$$P_s(f) = \frac{V_p^2}{R_L} \int_0^F \left[1 + \frac{H(f)}{X(f)} \right] df = \frac{V_p^2}{R_L} \int_0^F PSD(f) df. \quad (3.37)$$

여기서, F는 선로의 전송 비트 속도, RL은 135 , Vp는 구형파 펄스의 최대 진폭(2.64 V)이다. 시뮬레이션 결과에 의하면, 최대 허용 가능한 전력은 49 HDSL이 15.03 dBm이고, 1 HDSL이 16.03 dBm이다.

NEXT 간섭 환경에서 수신 시스템 종단의 총 수신 전력은 선로 전달함수의 크기와 전송 펄스 스트림의 평균 PSD의 곱으로 구해진다.

$$P(f) = |H_c(f)|^2 P_s(f). \quad (3.38)$$

3.5 선로 용량

본 장에서는 대표적인 국내 UTP 가입자 전송 선로 모델에 대해 6 dB 성능 마진을 갖는 self-NEXT HDSL을 실현할 수 있는 선로 용량을 평가한다. 선로 용량은 선로에 NEXT만 존재하는 것으로 가정하는 경우에는 전 주파수 영역에 대해 다음과 같이 계산된다.

$$C = P_s \int_0^F \left[1 + \frac{|H(d, f)|^2 s_1(f)}{|X(d, f)|^2 s_2(f)} \right] df \text{ (bps)}. \quad (3.39)$$

여기서, $S_1(f)$ 는 전송 신호 PSD, $S_2(f)$ 는 교란 신호 PSD, $H(d, f)$ 는 동 선로의 전달함수, X 는 NEXT 전달함수, F 는 신호 보 속도와 관련된 단방향 (single side) 신호 대역폭이다. 이 식은 다음과 같이 가정된다.

$$C = \int_0^F \log_2 \left[1 + \left(\frac{|H(d, f)|^2 s_1(f)}{|X(d, f)|^2 s_2(f)} \right) \right] df \text{ (bps)}. \quad (3.40)$$

NEXT가 강한 환경에서 $S_1(f)=S_2(f)$ 이 되고 식은 다음과 같이 표시된다.

$$C = \int_0^F \log_2 \left[1 + \frac{|H(d, f)|^2}{|X(d, f)|^2} \right] df \text{ (bps)}. \quad (3.41)$$

이 식은 근사적으로 $C \approx \int_0^F \log_2 \left[1 + \frac{e^{-2\alpha f}}{k f^{1/2}} \right] df$ 가 되므로 선로 용량이 선로 손실과 NEXT에 영향을 받는 것을 알 수 있으며 선로 거리가 0일 때 이 식은 다음과 같이 된다.

$$C_n(d) \leq C_n(0) = \frac{2\pi}{\sqrt{3} \ln 2} f^{-2/3}. \quad (3.42)$$

NEXT 모델에서 6 dB 마진은 최초의 SNR의 1/4로 확보된다.

또한, 선로에 NEXT와 AWGN이 함께 존재하는 것으로 가정하는 경우에는 다음과 같이 표현된다.

$$C = P_s \int_0^F \left[1 + \frac{|H(d, f)|^2 s_1(f)}{|X(d, f)|^2 s_2(f) + N_o} \right] df \text{ (bps)} \quad (3.43)$$

여기서, N_o 는 단 방향 AWGN이다.

IV. HDSL 가입자 전송 선로 특성 시뮬레이션 및 결과 고찰

4.1 대표적인 국내 가입자 전송 선로 특성 모델링

전술한 바와 같이 기존의 전화 가입자 망을 구성하는 UTP 전송 선로 상에서 HDSL 전송 기술을 이용하여 중 저속의 멀티미디어 서비스를 제공하기 위해 선로 전송 손실을 고려한 환경에서 대표적인 국내 UTP 가입자 선로 모델의 전송 특성 및 용량을 분석한다. 여기서 분석된 선로 특성 데이터 (channel data)는 여러 전송 방식의 HDSL 시스템 설계 구현을 위하여 HDSL 수신단 입력에 인가되어 성능 평가 시뮬레이션에 사용된다. 따라서 대표적인 가입자 전송 선로 모델과 전송 선로에 미치는 손실 파라미터가 대단히 중요하다. 선로를 통하여 전송되어 온 수신 신호는 주로 ISI와 NEXT 잡음 등의 잡음으로 오염되고 가입자 선로의 상태에 따라 더욱 크게 영향을 받는다. NEXT는 self-NEXT 외에도 동일 케이블을 공유하는 기본 속도 DSL, 중계기가 있는 T1, 다른 HDSL 서비스로부터 발생하는 간섭, 임펄스 잡음, FEXT 및 AWGN과 같은 잡음 형태로 나타나는 외부적인 것이 있다. 여기서 고려하는 전송 손실 파라미터는 DSL, HDSL, T1 및 ADSL NEXT와 AWGN에 한하며, FEXT, 임펄스 잡음 및 반향 잡음 등은 고려하지 않는다[14]. 전송 전력이 증가할 때 NEXT 전력이 증가하므로 NEXT 손실은 2 선식 또는 4선식 전이중 HDSL 시스템에서 중요한 성능 전송 제한 요인이 된다. 벨코아 규격에 따르면 HDSL NEXT 손실은 4.5 dB/octave 감소하므로 800 kbps 2B1Q HDSL의 NEXT 손실은 160 kbps 2B1Q DSL보다 10.5 dB 더 나빠진다. NEXT가 선로에 미치는 손실이 심각하기 때문에 NEXT 간섭을 갖는 HDSL의 성능 평가를 통해 HDSL 서비스 전송 거리를 제시하기로 한다.

선로의 전달 특성은 각 선로의 종단에 3 dB/octave (300 Hz마다 3 dB) 감쇄를 갖는 HPF를 추가하여 시뮬레이션하는 방법으로 coupling transformer 효과를 포함시키고, 선로 시뮬레이션 프

로그래를 사용하여 여러 샘플링 속도에서 각 채널 임펄스 응답 모델을 구축하여 선로 시뮬레이션을 용이하게 한다. 시뮬레이션된 전방향 HDSL 전송 신호는 선로를 통과하여 135의 부하에서 중단되고 고주파 차단을 위해 수신 시스템에서 LPF를 통과한 다음 심볼 속도로 샘플링된다. 이 HDSL 시뮬레이션을 위한 샘플링 주파수는 심볼 속도의 절반 수준에서 구해지는 나이퀴스트 주파수 보다 크고 본래의 신호 주파수 성분의 N배인 주파수에서 결정된다. 샘플링 속도가 낮으면 제한된 대역폭이 되도록 큰 비트 수가 요구되어 성능이 크게 저하되고, 높으면 누화 잡음이 높은 주파수에서 더욱 심하여 SNR을 감소시키게 되므로 거의 모든 전송 채널에서 10-7의 오율에서 필요한 데이터 속도를 구현하기 위해 너무 높거나 낮지 않은 샘플링 주파수가 선택되어야 한다. 음성 대역 모델은 샘플링 속도를 변화할 수 있지만 HDSL은 샘플링 속도의 변화가 불가능하다. 불연속 신호는 2배 이상에서 아날로그 신호를 복원할 수 있으므로 T1에 대해 392 kHz의 4배에서 그리고 E1데이터 속도에 대해 584 kbps의 4배가 샘플링 속도로서 각각 선택된다.

HDSL은 3.2 km의 CSA 구역 내에서 10-7 BER의 성능을 만족하는 서비스를 제공하도록 ANSI 및 ETSI 규격과 벨코아 권고에서 제시하고 있으나, 본 논문에서는 대표적인 국내 가입자 전송 선로 모델로서 0.4 mm/4.2 km 선로를 선정하였다. 선로 케이블은 50쌍 지 절연 심선 케이블 특성을 적용하였고 HDSL 서비스를 제공하기 위한 선로 손실은 ISDN, ADSL, T1 및 HDSL NEXT와 AWGN의 잡음 영향이 동일 케이블에 존재하는 조건에서 구한 선로 전달 함수를 적용하였다. 가입자 선로 시뮬레이션 모델은 보정 절차를 간단히 하기 위해서 잡음 및 선로 모델을 FIR 필터 형태로 나타낸다. 그리고 NEXT를 비롯한 케이블 내에 존재하는 인접 채널에 대한 신호 간섭을 제거하지 않으면 가입자에 대한 데이터 속도를 줄이거나 서비스 거리를 줄여야 하므로 선로와의 결합에 40 kHz에서 3 dB 점을 갖는 HPF를 Transformer 대신 모델링에 적용하고, 국내 가입자 선로의 대부분을 차지하는 0.4 mm 및 0.5 mm UTP 케이블 선로를 전송 대체로 하는 HDSL NEXT 잡음을 평가하기 위해서 LPF를 적용한다.

$$|H_r|^2 = \frac{f^2}{f^2 + f_{3dB}^2}$$

$$|H_r|^2 = \frac{1}{1 + \left[\frac{f}{f_{3dB}}\right]^{2N}} \quad (4.1)$$

여기서, f는 주파수, fo는 상측 3 dB 차단주파수 그리고 N은 필터의 차수이다. 또한 매 시뮬레이션마다 140 dBm/Hz (-84 dBm)의 AWGN이 수신 HDSL 신호에 더해진다. 잡음 모델의 정확성을 위해서 전달 함수 눈금은 다음과 같이 dB 및 dBm/Hz의 전력 밀도로 측정하기로 한다.

$$F = 20 \log V \sqrt{\frac{2,000}{R_l \cdot f_s}} \text{ dBm/Hz}, \text{ dBm} = \text{dBm/Hz} + 10 \log (\text{Bandwidth}) \quad (4.2)$$

여기서, V는 전송 전압, Rl는 부하 임피던스 저항 135, 그리고 fs는 샘플링 주파수이다.

HDSL 서비스 점유율이 점차 증가하는 경우를 4가지 시나리오로 구분하여 시뮬레이션을 수행하였다. 첫번째 시나리오는 1 HDSL disturber를 갖는 HDSL 시스템에 대하여 시스템 성능을 시뮬레이션하는 것으로서 잡음 영향의 비교 기준으로 필요하다. 두 번째 시나리오는 향후 10년의 HDSL 예상 서비스 점유율인 25%에 대한 것이고, 이 후 50%와 100%를 점유하는 최악의 경우에 대해 각각 시뮬레이션 하였다.

4.2 결과 고찰

그림 4-1은 그림 3-1의 대표적인 국내 선로 모델 (4) 즉, 0.4 mm/4.2 km에서 49 HDSL에 대한 해석적인 선로 용량은 400 kHz 주파수 범위에서 선로의 길이 1 km이면 6 Mbps, 2 km이면 5 Mbps, 3 km이면 3.3 Mbps, 그리고 4.2 km이면 2.2 Mbps의 선로 용량을 제공할 수 있음을 나타내며, HDSL 속도를 만족하려면 선로 길이는 약 5 km 이내이어야

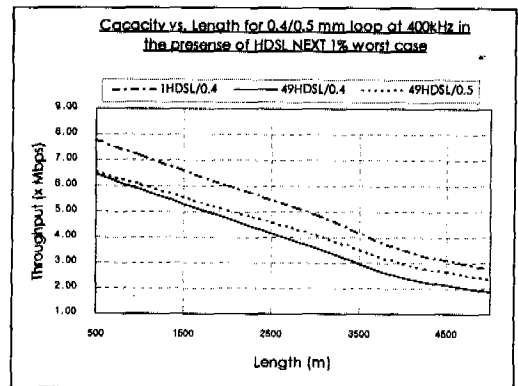


그림 4-1. 가입자 선로 길이에 따른 이론적 선로 용량
Fig. 4-1 Theoretical loop capacity vs. loop length

함을 알 수 있다. 그리고 ISDN, T1, ADSL과 동등한 점유 비율로 동일 케이블 내에서 서비스가 제공된다면 성능은 더욱 개선될 것이다.

그림 4-2는 1HDSL NEXT 및 49 HDSL NEXT에 대해 0.4 mm/4.2km 선로와 0.5 mm/4.2 km 선로에 대해 NEXT 채널 용량을 구한 것으로 6 dB 마진을 부과한 경우와 부과하지 않은 경우에 대해 NEXT 선로 용량을 각각 구하였다. 0.4 mm/4.2 km 선로에 49 HDSL NEXT가 존재하는 경우 HDSL을 위한 선로 용량은 약 2.5 Mbps이고 6 dB 마진을 감안하면 1.8 Mbps 수준이다. 잡음 마진은 성능 시뮬레이션 연구 및 하드웨어 측정을 위해 부과되는 6 dB 성능 마진과 동등하다. 이 NEXT 손실 모델은 선로 특성과 함께 잡음 수준으로 시스템에 인가되어 시뮬레이션에 사용된다.

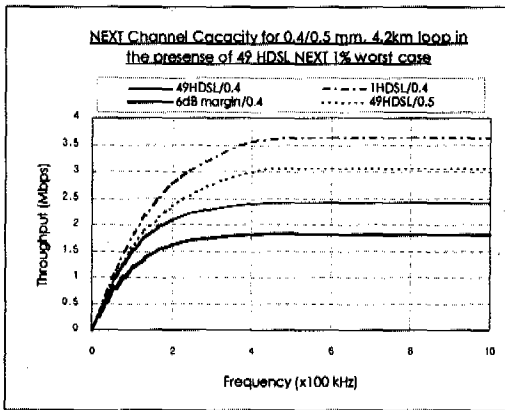


그림 4-2. 0.4/0.5mm, 4.2km 선로의 NEXT 선로 용량
Fig. 4-2. NEXT loop capacity for 0.4/0.5mm, 4.5km loop

그림 4-3은 135 소스와 부하 저항으로 종단되는 0.4 mm/4.2km의 50쌍 케이블 선로에 대해 주파수에 따른 선로 감쇄 손실과, 2B1Q HDSL 서비스 점유율이 점차 증가할 때 2B1Q 전이중 HDSL의 이론적인 NEXT 손실을 나타내었다. NEXT가 있을 때와 없을 때의 PSD를 알 수 있다. 선로 감쇄 손실은 0.4 mm/3.2 km 선로의 벨코어 규격 수준으로 나타나며, 1 HDSL, 12 HDSL 및 49 HDSL NEXT이 존재할 때 400 kHz에서 각각 -47, -50 및 -55 dB로 점차 감쇄가 증가한다.

그림 4-4는 전이중 HDSL에서 거리가 증가함에 따라 HDSL NEXT 선로 손실이 증가하는 수준을 나타낸 것으로 4.2 km에서 50 dB 감쇄를 갖는다. ISDN과 0.4 mm 및 0.5 mm 심선 케이블의 주파

수 전송범위로서 80 kHz, 400 kHz 및 200 kHz에 대한 감쇄를 포함한다.

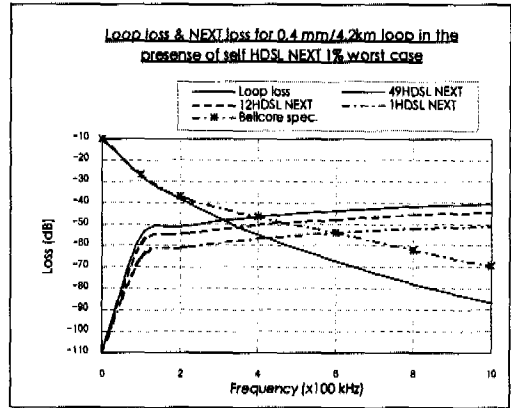


그림 4-3. 0.4mm/4.2km 선로의 선로 손실 및 NEXT 손실
Fig. 4-3. Loop attenuation and NEXT attenuation for 0.4mm/4.2km loop

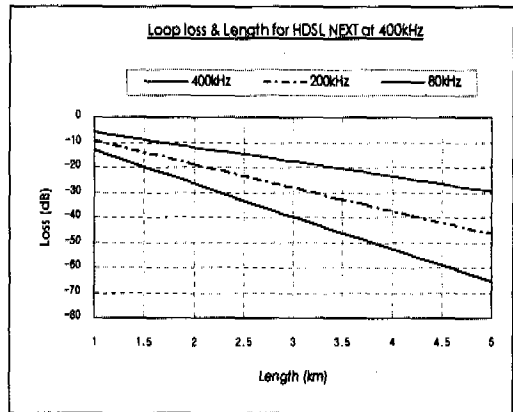


그림 4-4. 400 kHz에서 거리 증가에 따른 HDSL NEXT 선로 손실
Fig. 4-4 Loop loss for HDSL NEXT as a function of range at 400Hz

4.3 전송 선로의 잡음 전력 밀도

그림 4-5는 1 HDSL NEXT와 49 HDSL NEXT의 필터링 전, 후의 PSD수준을 각각 나타낸다. 50 쌍 케이블을 공유하는 여러 서비스의 총 잡음 수준은 필터링 후의 NEXT PSD 값이 적용되었다. 그림 4-6은 49 HDSL NEXT 조건에서 HDSL self-NEXT PSD를 나타낸다.

HDSL은 3.2 km의 CSA 구역 내에서 10⁻⁷ BER의 성능을 만족하는 서비스를 제공하도록 ANSI 및

ETSI 규격과 벨코아 권고에서 제시하고 있으나, 본 논문에서는 대표적인 국내 0.4 mm/4.2 km 전송 선로 모델을 적용하였다. 선로 케이블은 50쌍 지 절연 심선 케이블 특성을 적용하였고 HDSL 서비스를 제공하기 위한 선로 손실은 ISDN, ADSL, T1 및 HDSL NEXT와 AWGN의 잡음 영향이 동일 케이블에 존재하는 조건에서 구한 선로 전달 함수를 적용하였다. HDSL 서비스 점유율이 점차 증가하는 경우를 네 가지 시나리오로 구분하여 총 NEXT PSD를 구하였다. 첫번째 시나리오는 1 HDSL disturber를 갖는 HDSL 시스템에 대하여 시스템 성능을 시뮬레이션하는 것으로서 잡음 영향의 비교 기준으로서 필요하다. 두 번째 시나리오는 향후 10년의 HDSL 예상 서비스 점유율인 25 %에 대한 것이고, 이후 50 %와 100 %를 점유하는 최악의 경우에 대해 각각 시뮬레이션 하였다. HDSL 시뮬레이션을 위한 50쌍 심선 케이블의 서비스 점유율

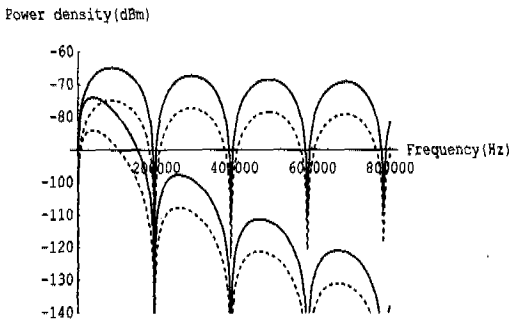


그림 4-5. 필터링 전, 후의 1 HDSL 및 49 HDSL NEXT 전력 스펙트럼 밀도
Fig. 4-5. Power spectrum density for 1 and 49 HDSL NEXT with filtering and without filtering

별로 총 NEXT 전력 스펙트럼 밀도는 표 1에 나타낸 바와 같이 -74 ~ -61 dBm 범위에 있으며, 이 전력 수준은 CSA 루프 모델 보다 다소 양호한 수준으로 평가되며, 50쌍 심선 케이블 선로에서 여러 서비스가 제공되는 경우 6 dB 마진을 포함한 데이터 속도에서 HDSL의 점유 효과는 50쌍의 심선 케이블에 대해 25 % HDSL 점유가 최대의 효과를 갖는 것으로 나타났다. 즉, 25 % 점유율에서 장거리 전송 능력을 갖게 되며 거리 전송 능력을 향상시키기 위해서는 최대 허용 가능한 잡음 전력 수준에서 전송 시스템 성능을 구현하는데 있다. 그것이 어려울 경우, 2B1Q 코딩방식은 임펄스 잡음 및 기존의 다른 서비스와 간섭 등의 영향을 받기 쉬운 단점이 있기 때문에 HDSL 점유율이 25 % 이상이 되는

향후 15년 시점에는 광 케이블로 대체되어야 할 것이다¹⁵⁾.

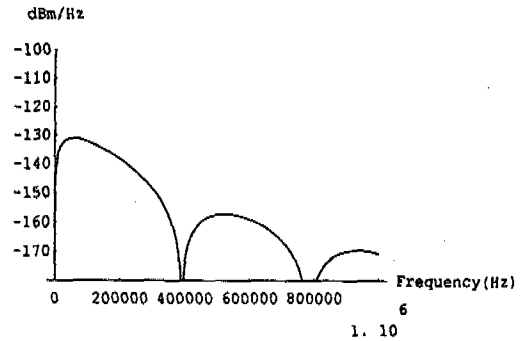


그림 4-6. 49 HDSL NEXT 잡음의 전력 스펙트럼 밀도
Fig. 4-6 NEXT power spectrum density for 49 HDSL

시나리오	서비스 점유율(케이블 감쇄 수준)	PSD(dBm)
1	1 HDSL NEXT, AWGN	-74
2	NEXT(24 ISDN, 24T1), AWGN	-65
3	NEXT(12HDSL, 12 ISDN, 12T1, 12ADSL), AWGN	-70
4	NEXT(24HDSL, 12 ISDN, 12T1), AWGN	-61
5	49 HDSL NEXT, AWGN	-65

표 1. 50쌍 심선 케이블의 서비스 점유율별 총 NEXT 전력 스펙트럼 밀도
Table 1. Total NEXT PSD vs. service occupation rate for 50 pair cable

그림 4-7은 HDSL 성능 시뮬레이션을 위한 시나리오에 따라 50쌍 케이블 선로를 네 종류의 다른 서비스가 각각 25 % 씩 점유하는 경우로서 12 ISDN, 12 HDSL, 12 T1 및 12 ADSL의 NEXT

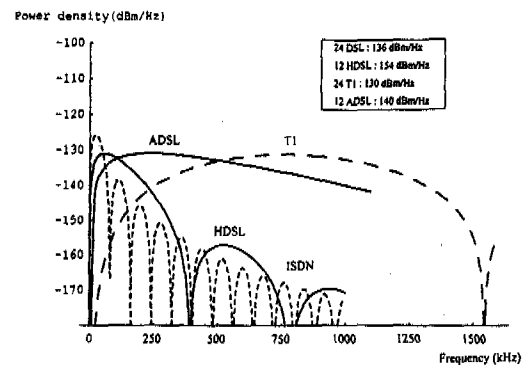


그림 4-7. ISDN, HDSL, ADSL 및 T1 NEXT 스펙트럼 밀도
NEXT power spectrum generated by DSL, HDSL, ADSL and T1 NEXT

PSD를 나타내며, 총 잡음 전력이 계산되어 HDSL 시뮬레이션을 위한 시스템 입력에 잡음 함수로서 인가된다.

VI. 결론

광 케이블 망은 국간 중계의 경우에는 하나의 발광 소자와 수광 소자로 수천 통화를 쉽게 처리할 수 있으나 가입자 망에서는 수천 가입자가 각각 따로 선로를 구성하므로 각 소자의 가격 및 서비스 비용이 대단히 높아지기 때문에 소요 기술이 충분히 경제성을 가질 때 까지는 아파트 단지, 동네 중심까지는 광통신 가입자를 설치하고 그곳에서 단말까지는 기존의 동선의 효율적인 활용성을 적극 도모하기 위하여 점진적으로 추진될 전망이다. 동선로를 이용한 HDSL 서비스는 국가 초고속 망이 구축되는 2015년 이후에도 충분히 경제성을 가질 수 있을 것이다. 또한, HDSL은 ATM 기반의 국제 표준에 따라 기존 전화선로를 대체로 하여 서비스 되므로 곧 국가 망으로 구축되는 ATM 망에서 HDSL을 비롯한 xDSL 서비스가 본격화될 전망이고 FTTH(Fiber To The Home) 구축 이전 또는 그 후에도 최대한 경제성을 갖는 서비스가 가능하다.

xDSL의 가장 핵심적인 관건은 전송장치 단말과 망 구축 비용이 경제적이어야 하고 서비스 요금이 저렴하여야 하며 최대한 긴 전송 거리의 구현에 있다. 이러한 성능을 갖는 전송 시스템은 가장 강력한 전송 선로 손실 인자가운데 하나인 NEXT에 여유를 가지면 매우 긴 도달거리를 갖게 되고, 입력 전송 전력을 높이거나 수신 시스템의 SNR을 개선하여 보상해 주면 전송거리를 향상시킬 수 있게 되며, 하드웨어가 낮은 복잡도로 설계되면 저 비용의 대용량의 정합회로 기술의 구현이 가능해 진다. 본 논문에서는 이러한 관점에서 앞으로 우리나라에서 본격적인 서비스가 시작될 HDSL 서비스를 위해 대표적인 가입자 UTP 선로 모델을 선정하고 케이블 선로에서 차지하는 서비스 예상 점유율에 따른 잡음 전력 특성 및 선로 용량을 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 분석하였다. 이 데이터는 선로 감쇄 특성과 함께 HDSL 시스템 입력에 인가되어 각종 전송 손실이 존재하는 선로 환경에서 10⁻⁷의 BER로 장거리 전송 성능과 경제성을 갖는 2B1Q HDSL 장치를 설계하기 HDSL 시스템 설계 및 성능평가 데이터로 사용된다.

참고 문헌

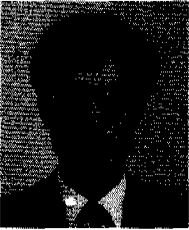
- [1] 양충열, 김환우, 이형호, "2B1Q 코딩 방식의 고속 디지털 가입자 선로(HDSL) 시스템 연구," 한국통신학회논문지 제23권 11호, pp.2937-2955, Oct. 1998.
- [2] Jean Jacques Werner, "The HDSL Environment," IEEE JSAC, Vol. 9, No. 6, pp. 775-800, Aug. 1991.
- [3] 노장래, 김재근, "초고속 가입자 접속 기술," 제 14권 5호, pp. 456-474, 1997.5, 한국통신학회지.
- [4] 김기호, "xDSL 표준화 동향," 제14권 12호, pp. 1513-1521, 1997.12, 한국통신학회지.
- [5] Seiich Yamano, "The Range of HDSLs and ADSLs in NTT's Local Network," IEEE ICC, pp. 444-450, 1994.
- [6] Kaman Sistanizadeh, "Analysis And Performance Evaluation Studies of High Bit Rate Digital Subscriber Lines(HDSL) Using QAM And PAM Schemes," pp. 1172-1176, 1990, IEEE GLOBECOM.
- [7] Nobuo Inoue, et al, "Time Shared Two-Wire Digital Subscriber Transmission System and Its Application to the Digital Telephone Set," pp. 1565-1572, IEEE JSAC, Aug. 1981.
- [8] Wu-Jhy Chiu, et al., "Loop Survey in the Taiwan Area and Feasibility Study for HDSL," pp. 801-809, IEEE JSAC, Aug. 1991.
- [9] 백제인 외2, "ISDN 가입자 루프에 대한 전송 선로 모델의 설계," 한국통신학회논문지 Vol. 19, No. 2, pp. 293-305, 1994.2.
- [10] Walter. Y. Chen, "Architecture and Performance Simulation of Single Pair HDSL," pp. 1421-1425, 1996. IEEE.
- [11] Gregory J. et al, "Combined Coding and Precoding for PAM and QAM HDSL System," IEEE JSAC, Vol. 9, No. 6, pp. 861-870, Aug. 1991.
- [12] A. Syed, V. Ahamed, P. P. Bohn, "A Tutorial on Two-Wire Digital Transmission in the Loop Plant", pp. 1554-1564, IEEE Tr. On Commun., Vol. Com-29, No. 11, Nov. 1981.
- [13] T1E1.4/96-006, "ANSI Standard Test Loop,"

April 22, 1996.

- [14] Bellcore TA-NWT-001210, "General Requirements for High-Bit-Rate Digital Subscriber Line," Oct. 1991.
- [15] Jacky S. Chow et al, "A Discrete Multitone Transceiver System for HDSL Application," pp. 895-907, IEEE JSAC, Aug. 1991.

양 충 열(Choong-Reol Yang)

정회원



1983년 : 건국대학교 전자공학과
(학사)
 1989년 : 미국 제너럴다이내믹스
(GDLS)사 파견 연구원
 1986년~1992년 : (주)현대정공
기술연구소
 1998년 : 충남대학교 전자공학과
(석사)

1992년 6월~1998년 2월 : 한국전자통신연구원 ATM
기술연구부, ATM 정보취합장치 설계
& ATM base HDSL 연구.

현 재 : 한국전자통신연구원 광통신연구부 광루프전
송팀 선임연구원

<주관심 분야> xDSL, 신호처리 및 제어