

동선에 의한 고속 멀티미디어 서비스를 위한 ADSL 전송성능

김진태[†] · 양성모[†] · 소운섭[†] · 광경섭^{††} · 최병하^{††}

요 약

정보화 사회로 발달되면서 통신량은 크게 증가되고 있으며 정보통신 서비스는 점차 고속화 및 대중화되고 있다. 이에 따라 PSTN 망의 기존 가입자 선로의 활용성을 증대하며, 일반 전화 가입자에게도 고속 데이터 서비스를 제공해 나아갈 필요가 있다. 이에 본 논문에서는 기존의 2 선식 가입자선로를 사용하여 고속 멀티미디어 서비스를 제공할 수 있는 다중캐리아 변조방식에 의한 ADSL(Asymmetric Digital Subscriber Lines) 시스템의 구성과 컴퓨터 시뮬레이션을 통한 전송성능을 분석하였다.

Transmission Performance of ADSL for High Speed Multimedia Service Using Unshield Twisted Pair

Jin Tae Kim[†] · Sung Mo Yang[†] · Woon Sup So[†] · Kyung Sup Kwak^{††} · Byung Ha Choi^{††}

ABSTRACT

Since the advent of an information era, the traffic of communication has been remarkably increasing and the information service has gradually become speedy and popular. With these trends, it is necessary to extend the utilization of existing twist pair cables for PSTN(Public Switched Telephone Network) to provide high speed data services for telephone subscribers. In this paper, we have studied on a structure of discrete multi-tone ADSL(Asymmetric Digital Subscriber Lines) system which can support high speed multimedia service using a twist pair cable, and analyzed the transmission performance by computer simulations.

1. 서 론

정보의 활용성이 높아지면서 정보통신기술은 급속히 발전되고 있고 대규모 사업체뿐만 아니라 일반 가정에게도 기존 음성 서비스를 포함한 다양한 영상 정보의 멀티미디어 서비스는 점차 보편, 대중화 되고 또한 새로운 서비스에 대한 욕구로 더 한층 고속, 다

양화 되어 가고 있다. 이에 따라 광대역 종합 정보통신망으로의 발전을 위해 ATM(Asynchronous Transfer mode)교환기 및 단말기들이 본격적으로 개발되고 있고, 가입자 선로도 단계적으로 광 케이블의 설치를 계획하고 있다. 그러나 가입자 선로의 광케이블화는 막대한 비용과 기간이 소요되므로 기존 전화 서비스를 위해 설치된 동선의 효율성을 증대시켜 광대역 서비스를 제공할 수 있는 ADSL(Asymmetric Digital Subscriber Line)기술이 개발되었다[1-5].

ADSL은 90년대 초 Lechleider과 Vandenti에 의해

[†] 정 회 원: 한국전자통신연구원 신호서비스연구실

^{††} 정 회 원: 인하대학교 전자공학과

논문접수: 1997년 8월 5일, 심사완료: 1997년 10월 18일

제안되었으며[1], 기존 동선을 통해 가입자에게 전화 서비스는 그대로 제공하면서 가입자 선로 양단에 간단히 설치하여 추가로 고속 데이터 전송 채널을 제공할 수 있다. 이같은 ADSL은 디지털 신호처리 기술, 변복조 기술의 개선, 반도체 고집적 기술 및 디지털 비디오 압축 기술이 결합하여 실현 가능하게 되었으며 고화질의 비디오 영상과 스트레오 음악이 기존 전화 회선을 통해서 전화 서비스에 영향을 미치지 않으면서 제공될 수 있게 되었다. 그리고 ADSL은 비대칭 전송 방식으로 교환국에서 가입자측으로 전달되는 하향 데이터는 고속이며, 반대의 상향 데이터는 저속으로 이를 사용하여 가입자는 하향 정보 채널을 제어한다. 이같이 상향 데이터 속도가 하향 데이터의 전송속도에 비해 상당히 낮기 때문에 가입자 단에서 누화에 의한 신호의 손상은 대칭적인 데이터 전송 시스템에 비해 상당히 적고, 이로 인해 보다 장거리 전송이 가능하게 된다[6, 7].

이와 같이 ADSL은 일반 가입자를 대상으로 DS1 및 DS1E의 데이터 속도로 전송되며, 전송 거리가 짧아질 경우 최대 8Mbps의 데이터 전송속도로 다양한 멀티미디어 서비스를 제공할 수 있어 주문형 비디오 서비스, 원격 교육, 원격 진료, 영상 회의 및 게임 등의 다양한 서비스가 가능하게 되고, 이는 궁극적으로 이용자가 서비스에 대한 인식과 새로운 서비스 창출로 이어질 수 있으며 향후 보다 높은 고속 데이터 서비스를 위해 가입자 망이 FTTC 및 FTTH등과 같이 광케이블에 의한 광대역 통신망으로 발전해 나가는 중요한 교량 역할을 하게 될 것이다.

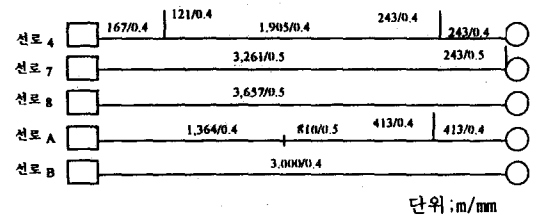
본 논문의 구성은 제1장의 서론에 이어 제2장에서는 ADSL서비스를 위해 국내 일반 전화가입자 선로 상황을 살펴봄에 이를 고려한 가입자 선로모델을 선정하고 선로에 대한 전송 특성을 분석하며 제3장에서는 다중 캐리아 전송방식에 의한 ADSL 개념과 전송 성능에 관해 기술한다. 제4장에서는 컴퓨터 시뮬레이션을 수행하기 위한 시스템 구조 설계와 이를 통한 시뮬레이션 결과를 분석하며 끝으로 제5장에서는 결론을 맺도록 한다.

2. 가입자 선로 모델 및 특성

ADSL은 양방향 비대칭으로 교환국에서 가입자에

게 전달되는 하향 데이터는 고속으로 전송하며 상향으로는 저속의 제어 채널을 제공한다. ADSL에 의한 고속 데이터 서비스를 위해 가입자 선로의 심선경 및 거리 분포, 기존 가입자 선로의 전송 특성 파악은 중요하며 국내 가입자 선로 상황을 살펴보면 국내 가입자 선로는 ADSL서비스가 가능한 무장하 선로로 구성되어 있고 전체 가입자 선로의 67%가 0.4mm의 단일 심선으로 이루어져 있으며 이중 심선의 사용률은 27%이다. 그리고 브릿지 탭을 갖는 회선은 전체의 2%로 이중 74%가 단 한개의 브릿지 탭만을 갖고 있다. 브릿지 탭의 평균 길이도 413m로서 손실 3dB의 영향을 미치는 500m 보다도 짧다. 가입자 선로의 거리별 분포는 74%가 3km이내에 있으며 86.3%가 4km이내이며 선로의 평균 길이는 약 2.2km이다. 이상의 국내 선로 조건은 전체 선로의 22%가 장하 선로이며 선로의 평균 거리가 약 3.2km이고 가입자선로의 75%가 브릿지 탭을 갖는 미국에 비해 ADSL 서비스를 제공하기에는 좋은 환경이라고 하겠다[10].

벨코아에서는 미국내 가입자 선로를 기준으로 DSL 서비스를 제공하기 위한 가입자 서비스 영역으로 8종의 선로 모델을 제시하고 있으며, 본 논문에서는 (그림 1)과 같이 이들 선로 모델중 3종의 선로 모델과 국내 가입자 선로의 거리 및 심선경 분포를 고려한 추가 2종의 선로 모델을 선정하여 전송성능을 분석한다.



(그림 1) ADSL 가입자 선로 모델.
(Fig. 1) Channel models for ADSL subscribers.

가입자 선로의 수학적 모델링은 2단자 회로망의 ABCD 함수에 의한 방법을 사용하여 나타낼 수 있으며 전송 선로만을 고려할 때 다음과 같은 관계식을 갖는다.

$$\begin{bmatrix} V_{in} \\ I_{in} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{out} \\ I_{out} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} AV_{out} + BI_{out} \\ CV_{out} + DI_{out} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

$$\begin{aligned}
 A &= \cosh(\gamma x), & B &= Z_0 \sinh(\gamma x) \\
 C &= \frac{1}{Z_0} \sinh(\gamma x), & D &= \cosh(\gamma x)
 \end{aligned}
 \tag{2.2}$$

여기서 x 는 선로의 길이를 나타내고 γ 와 Z_0 는 선로의 전파정수와 특성 임피던스로서 R, L, G, C 값으로 표현되는 주파수 ω 의 함수이다. 그리고 전송 선로는 주파수에 따라 다른 R, L, G, C 값을 갖는다.

전송선로의 전달함수 $H(f)$ 는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$H(f) = \frac{V_{out}}{V_s} = \frac{Z_L}{AZ_L + B + CZ_s Z_L + DZ_s}
 \tag{2.3}$$

한편 가입자 선로의 포설시 선로상에서 분기가 되는 브릿지 탭이 있는 경우 ABCD 함수에 의한 입출력 관계식은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} V_s \\ I_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & Z_s \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A1 & B1 \\ C1 & D1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Z_{bt}^{-1} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A3 & B3 \\ C3 & D3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{out} \\ I_{out} \end{bmatrix}
 \tag{2.4}$$

여기서 V_s 와 Z_s 는 신호원 전압 및 종단 임피던스이며 Z_{bt} 의 값은 다음과 같다.

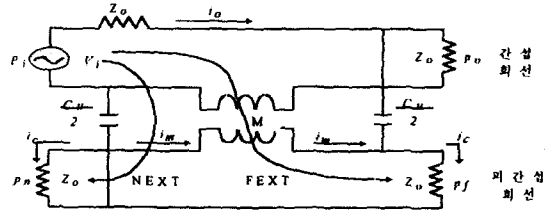
$$Z_{bt} = Z_0 \frac{\cosh(\gamma x)}{\sinh(\gamma x)}
 \tag{2.5}$$

2.1 채널 누화(crosstalk) 특성

전송 신호에 대한 손상 요소로서 누화 잡음은 선로상의 신호 감쇄를 제외하고 가장 큰 잡음원으로 이는 동일 케이블 유니트내에서 인접하여 존재하는 회선 상호간의 정전 용량 불균형으로 인해, 한 회선의 전송 신호가 다른 회선에 유입되어 통신을 방해하는 현상을 말한다. 이는 기존 음성 전화에서도 문제가 되지만 ADSL 서비스와 같은 높은 주파수의 전송에서는 더욱 문제가 된다. 누화 잡음은 (그림 2)와 같이 근단누화(NEXT: Near-End Crosstalk)와 원단누화(FEXT: Far-End Crosstalk)로 나눌수 있으며, 간섭 회선의 송신측에서 나타나는 피간섭 회선의 누화를 근단누화라 하고, 수신측에서 나타나는 누화를 원단누화라 한다. 원단누화는 채널의 전송 손실의해 감쇠가 되므로 근단누화에 비해 상대적으로 영향이 적다.

하나의 피간섭 선로가 동일 케이블 유니트내에 속

한 다수의 간섭 선로들로부터 전기, 전자적으로 결합된 근단누화의 전력 합은 등가적으로 단일 간섭 선로에 의한 결합손실로 나타낼 수 있다.



(그림 2) 선로의 유도 및 정전 결합.
(Fig. 2) Inductive and capacitive coupling between two circuits.

여기서 근단누화는 식(2.6)과 같이 간섭 선로의 입력 전력(P_i)대 피간섭 선로의 입력 전력(P_n)의 비로 표시되며 원단누화는 식(2.7)과 같이 간섭 선로의 출력 전력(P_o)대 피간섭 선로의 출력 전력(P_f)의 비로 표시된다.

$$NEXT = \frac{P_n}{P_i}
 \tag{2.6}$$

$$FEXT = \frac{P_f}{P_o}
 \tag{2.7}$$

(그림 2)에서 두 선로 회로 사이의 정전 용량의 차이는 $C_u/2$ 이고 간섭 회로의 전류가 i_o 이면 회로에 걸리는 전압은 $v_o = i_o Z_0$ 이다며 Z_0 는 특성임피던스로 두 회로가 같은 특성임피던스를 갖는다고 가정한다. C_u 에 의해 표시되는 임피던스가 Z_0 보다 크다면 전압 v_o 는 피간섭 회로에 전류 i_c 를 생성한다.

$$i_c = j\omega \frac{i_o Z_0 C_u}{8}
 \tag{2.8}$$

상호 인덕턴스 M 은 간섭 회로의 전류 i_o 가 피간섭 회로에서 전압 $v_m = i_o(j\omega M)$ 을 발생시키게 되며 v_m 에 의해 i_m 이 다음과 같이 발생한다.

$$i_m = -j\omega \frac{i_o M}{2Z_0}
 \tag{2.9}$$

여기서 근단누화와 원단누화는 다음과 같다.

$$NEXT = \left[\frac{i_c - i_m}{i_o} \right]^2 = w^2 \left[\frac{Z_o C_u}{8} + \frac{M}{2Z_o} \right]^2 \quad (2.10)$$

$$FEXT = \left[\frac{i_c + i_m}{i_o} \right]^2 = w^2 \left[\frac{Z_o C_u}{8} - \frac{M}{2Z_o} \right]^2 \quad (2.11)$$

(그림 3)과 같이 식(2.10)에서 C_u 와 M 이 미소 단위 길이 dx 로 표시된다면 미소 단위길이에 따른 누화 전류는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$di_n(x) = i_o(x) j\omega \left[\frac{Z_o C_u}{8} + \frac{M}{2Z_o} \right] dx \quad (2.12)$$

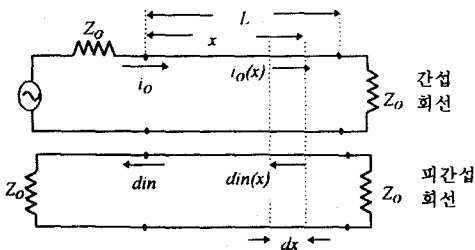
두 전송 선로의 전파정수 $\gamma = \alpha + j\beta$ 가 동일하다면 다음과 같다

$$i_o(x) = i_o e^{-\gamma x}, \quad di_n(x) = di_n e^{-\gamma x} \quad (2.13)$$

$$\frac{di_n}{i_o} = j\omega \left[\frac{C_u Z_o}{8} + \frac{M}{2Z_o} \right] e^{-2\gamma x} dx \quad (2.14)$$

여기서 $C_n = \frac{C_u Z_o}{8} + \frac{M}{2Z_o}$ 라 놓으면 식(2.14)는 다음과 같다.

$$\frac{di_n}{i_o} = j\omega C_n e^{-2\gamma x} dx \quad (2.15)$$



(그림 3) 선로의 미소 단위 길이에 의한 누화 결합.
(Fig. 3) Differential crosstalk coupling between two circuits.

그리고 누화는 길이에 따른 적분 값으로 나타나므로 다음과 같다.

$$\left[\frac{i_n}{i_o} \right]^2 = \omega^2 C_n^2 \int_0^L e^{-2\gamma x} e^{-2\gamma^* x} dx$$

$$= \omega^2 C_n^2 \int_0^L e^{-4\alpha x} dx = \frac{\omega^2 C_n^2}{4\alpha} [1 - e^{-4\alpha L}] \quad (2.16)$$

여기서 선로의 감쇠 특성은 10kHz 이하와 150kHz 이상의 대역에서 주파수의 자승근에 비례한다($\alpha = k\sqrt{f}$) [14]. 따라서

$$\left[\frac{i_n}{i_o} \right]^2 = \frac{\pi^2 C_n^2}{k} f^{3/2} [1 - e^{-4\alpha L}] \quad (2.17)$$

식(2.17)에서 L 은 선로의 길이이며 $e^{-4\alpha L}$ 항은 선로의 감쇠가 10dB 이상일 때 무시할 수 있으므로 근단 누화는 다음과 같이 근사화된다.

$$NEXT \cong \left[\frac{i_n}{i_o} \right]^2 = K_{NEXT} f^{3/2} \quad (2.18)$$

여기서 $K_{NEXT} = \frac{\pi^2}{k} \left[\frac{C_u Z_o}{8} + \frac{M}{2Z_o} \right]^2$ 이다. Z_o 는 특성 임피던스이며 C_u 는 용량 불평형 상수이고 실측 통계에 의해 구해진다. 따라서 피간섭 선로의 근단누화에 의한 결합함수(coupling function)는 다음과 같다[9].

$$|H(f)|^2_{NEXT} = K_{NEXT} f^{3/2} PSD_{Dist} \quad (2.19)$$

한편 전송 선로에 의해 감쇠가 되는 원단누화의 결합함수는 다음과 같다[14].

$$|H(f)|^2_{FEXT} = K_{FEXT} d f^2 |H(f)|^2 \quad (2.20)$$

50페어 케이블 유니트에서 실험적인 결과에 의해 K_{NEXT} 는 10^{-13} 의 값을 갖고 K_{FEXT} 는 8×10^{-20} 의 값을 갖는다. 그리고 근단누화 잡음원으로 동일 케이블 유니트내의 기본 접속 ISDN 가입자 및 HDSL 가입자에 의한 영향이 있고 2B1Q 신호에 의한 80 kbaud 기본접속 ISDN과 392 kbaud HDSL의 전력 스펙트럼 밀도는 다음과 같이 나타낼 수 있다[16].

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

$$f_0 = 80 \text{ kHz}, K_{ISDN} = \frac{5 V_p^2}{9 R}, V_p = 2.50 \text{ V}, R = 135 \text{ Ohms} \quad (2.21)$$

$$PSD_{HDSL - Dist} = \left[K_{HDSL} \times \frac{2}{f_0} \times \frac{\sin^2 \left[\frac{\pi f}{f_0} \right]}{\left[\frac{\pi f}{f_0} \right]^2} \right] \times \frac{1}{1 + \left(\frac{f}{f_{3dB}} \right)^8}$$

$$f_0 = 392 \text{ kHz}, K_{HDSL} = \frac{5 V_p^2}{9 R}, V_p = 2.70 \text{ V}, R = 135 \text{ Ohms} \quad (2.22)$$

3. ADSL 전송성능

다중캐리아 전송방식의 특징은 선형 왜곡을 갖고 있는 채널에서 데이터를 전송하기 위해 주어진 채널을 N개의 서브채널로 분할하여 각 서브채널로 QAM 방식에 의해 전송하는데 기존의 FDM과는 달리 각각의 채널 특성에 맞게 서로 다른 데이터 속도의 비트 스트림이 전송된다는 점이다. 즉 감쇠, 왜곡, 각종 간섭이 적은 채널에 가능한 한 많은 정보를 전송하고, 그렇지 않은 채널에 적게 전송함으로써 전송률을 최대화시킨다.

각 서브채널에서 생성되는 신호는 QAM방식이며 주어진 전송전력을 각 서브채널에 분할하여 모든 서브채널이 동일한 에러확률을 갖고 전송될 수 있도록 한다. 각 서브채널은 채널 특성에 따라 심볼 당 다른 비트수를 갖는 M-ary QAM 신호로 전송된다. N개의 서브채널로 분할할 때 각 서브채널의 QAM 신호 전송전력이 P_i 이면 전 채널의 전력은 $P = \sum_{i=1}^N P_i$ watt이며 전체 비트 전송률은 $R_b = \sum_{i=1}^N n_i W_i$ bits/s이다. 여기서 n_i 와 W_i 는 i번째 서브채널에 해당하는 비트수와 심볼 주기를 나타낸다.

QAM 신호는 2개의 PAM 신호가 in-phase와 quadrature 캐리아에 의해 2차원으로 결합된 것과 같으므로 M-ary QAM 신호에 대한 심볼 에러 확률은 M-ary PAM 신호의 심볼 에러확률에서 구할 수 있으며 다음과 같다[13].

$$P_{PAM}(e) = \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{3}{(M-1) 2N_0} E} \right) \quad (3.1)$$

여기서 $\text{erfc}(x) = 2Q(x\sqrt{2})$ 이며 M-ary QAM 신호의 심볼 에러확률은 PAM 신호의 심볼 에러확률과의 관계식 $P_{QAM}(e) = 1(1 - P_{PAM}(e))^2$ 에서 SNR이 높을 때 다음과 같다.

$$P(e) = 2 \left(1 - \frac{1}{M} \right) Q \left(\sqrt{\frac{3}{M^2 - 1} \eta \frac{2E_s}{N_0}} \right) \quad (3.2)$$

Q 함수의 정의 $Q(x) \equiv \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-u^2/2} du$ 에서 식(3.2)에서 a를 다음과 같이 정의한다.

$$a^2 = \frac{3E}{2} / (2^n - 1) \quad (3.3)$$

값 a는 $M = 2^n$ 에서 n이 짝수인 경우 에러확률과 평균 심볼 에너지 E는 비례관계가 있다. 식(3.2)의 M-ary QAM 신호 심볼 에러확률에서 Q 함수의 앞부분을 K_n 로 정의하고

$$K_n = 4 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{2^n}} \right) \quad (3.4)$$

식(3.38)에서 $P_{QAM}(e)$ 를 간단히 $P(e)$ 로 나타내면 다음과 같다.

$$P(e) = K_n Q \left(a \sqrt{\frac{2}{N_0}} \right) \quad (3.5)$$

n이 홀수인 경우 에러확률과 평균 심볼당 에너지는 식(3.2), 식(3.3)에 의해서 근사값을 얻을 수 있다. QAM 신호점의 구성은 다양한 형태를 가질 수 있으며 가장 대표적인 신호점의 구성은 M-ary QAM 신호의 격자형 신호점으로 2차원 평면상에서 4배수의 신호점이 사각형의 모양을 갖는다. QAM 신호점의 모든 신호들이 모두 동일한 확률로 전송되어질 때 평균 입력 에너지 E는 다음과 같다.

$$E = \frac{(L-1)d^2}{6} \quad (3.6)$$

여기서 d는 신호점 간의 거리이며 L은 QAM 신호점의 수를 나타낸다. 단일캐리아 QAM 시스템의 전

송 성능을 분석하기 위해 신호간 간섭이 없는 AWGN 전송 채널의 전력 스펙트럼 밀도가 $|H|^2$ 이고, 신호 심볼의 입력 에너지가 E 이며 각 차원당 잡음 편차가 σ^2 이라고 할 때 채널 출력의 신호 대 잡음비(SNR)는 다음과 같다[8].

$$SNR = \frac{E|H|^2}{2\sigma^2} \quad (3.7)$$

전송 채널을 통과한 출력에서 QAM신호점 간의 최소거리 d_{min} 은 아래와 같고

$$d_{min}^2 = |H|^2 d^2 \quad (3.8)$$

이를 식(3.6)에 대입하여 다시 정리하면 다음과 같다.

$$L = 1 + \frac{6E|H|^2}{d_{min}^2} \quad (3.9)$$

단일캐리아 QAM시스템에서 심볼의 에러 확률 P_e 는 전송 신호가 부호화되지 않은 상태에서 근사적으로 다음과 같다.

$$P_e = N_e Q\left[\frac{d_{min}}{2\sigma}\right] \leq 4Q\left[\frac{d_{min}}{2\sigma}\right] \quad (3.10)$$

여기서 N_e 는 전송 신호 주변의 가장 근접한 신호 점의 수로서 $N_e \leq 4$ 이며 Q 함수는 다음과 같이 정의 된다.

$$Q(x) \equiv \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-u^2/2} du \quad (3.11)$$

여기서 $x \geq 3$ 인 경우 $Q(x)$ 는 다음과 같이 근사화 된다.

$$Q(x) \equiv \frac{1}{\sqrt{2\pi x}} e^{-x^2/2} \quad (3.12)$$

QAM 시스템의 2차원 각각에서 비트 에러확률 $P_c/2 = 10^{-7}$ 일 때 식(3.10)에 의해 다음과 같다.

$$\left(\frac{d_{min}}{2\sigma}\right)^2 = 14.5 \text{ dB} + r_{margin} \text{ dB} - r_{coding} \text{ dB} \quad (3.13)$$

여기서 r_{margin} 은 예상치 못한 채널 잡음이 존재하는 경우에도 시스템성능을 만족하기 위해 요구되는 추가분이며 r_{coding} 은 시스템에 적용된 부호화 방식에 따

른 이득을 나타낸다. 따라서 $r_{margin} = r_{coding} = 0$ 일 때 QAM 시스템의 비트 에러 확률이 10^{-7} 이 되도록 하기 위해 14.5 dB의 SNR이 요구된다.

여기에서 SNR gap Γ 를 다음과 같이 정의하고

$$\Gamma \equiv \frac{d_{min}^2}{12\sigma^2}, \quad 3\Gamma = \left(\frac{d_{min}}{2\sigma}\right)^2 \quad (3.14)$$

식(3.7)과 식(3.14)를 식(3.9)에 대입하여 정리하면 다음과 같으며

$$L = 1 + \frac{SNR}{\Gamma} \quad (3.15)$$

전송되는 비트의 수 b 는 다음과 같다.

$$b = \log_2 L = \log_2 \left(1 + \frac{SNR}{\Gamma}\right) \quad (3.16)$$

이를 채널을 통해 전송될 수 있는 이론적 최대 용량 $C = \log_2(1 + SNR)$ 과 비교하면 SNR gap Γ 는 이론적인 최대 용량에 대한 손실분을 나타내며, Γ 가 1(0 dB)이 될 때 QAM 시스템의 데이터 전송률은 최대치가 될 수 있다. 따라서 SNR gap Γ 는 3개의 요소로 구성되어진다. 시스템의 비트 에러율(P_b)의 역함수 $[Q^{-1}(P_b)]^2$, 요구되는 성능을 만족하기 위해 추가 성능 여유도 r_{margin} , 부호화 이득 r_{coding} 으로 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\Gamma = \frac{r_{margin}[Q^{-1}(P_b)]^2}{3r_{coding}} \quad (3.17)$$

상기식을 dB를 단위로 나타내면 다음과 같다.

$$\Gamma(\text{dB}) = [Q^{-1}(P_b)]^2 + r_{margin} - r_{coding} - 4.7 \text{ (dB)} = 9.8 + r_{margin} - r_{coding} \text{ (dB)} \quad (3.18)$$

실제 BER은 디지털 통신시스템의 성능 요구사항이며 BER의 역함수로 SNR gap Γ 가 결정된다.

3.1 다중캐리아 변조방식

다중캐리아 변조방식은 채널의 주파수 대역을 분할하여 다수의 QAM서브채널로 구성하여 전송하는 것이므로 단일캐리아 QAM 전송 성능 분석을 다중캐리아 변조방식의 전송 성능 분석에 그대로 사용한다. 다중캐리아 변조방식의 비트 에러확률은 각 서브채널의 비트 에러확률의 평균으로 나타나며 에러가 높

은 서브채널이 전체 시스템의 비트 에러확률에 크게 영향을 미친다. 따라서 다중캐리아 변조시스템의 성능을 최적화 하기 위해 각 서브채널의 비트 에러확률이 동일한 상태를 유지하도록 설계하여야 한다.

앞 절에서 정의한 SNR gap에 따라 각 서브채널에 대해서도 다음과 같이 나타낸다.

$$3\Gamma_i = \frac{d_{min,i}^2}{4\sigma_i^2} = \frac{|H_i|^2 d_i^2}{4\sigma_i^2} \quad (3.19)$$

여기서 i 는 각 서브채널을 나타내며 서브채널에 따라 각각 다른 값을 갖는다. 각 서브채널에서 신호 심볼당 전송되는 비트수와 SNR_i 는 단일캐리아 QAM 방식에서 구해진 것과 같으며 다음과 같다.

$$b_i = \log_2 \left(1 + \frac{SNR_i}{\Gamma} \right) \quad (3.20)$$

$$SNR_i = \frac{|H_i|^2 E_i}{2\sigma_i^2} \quad (3.21)$$

여기서 각 서브채널의 평균 입력 에너지 E_i 는 아래와 같다.

$$E_i = \frac{d_i^2}{6} \left(2^{b_i} - 1 \right) \quad (3.22)$$

각 서브채널에 에너지의 최적 분배 방식은 water pouring 방식이지만 실제 시스템에 적용하기는 계산량이 많아 비현실적이며 이론적인 계산 시에만 주로 사용된다. 또한 단순히 사용되는 서브채널에만 에너지를 분배하고 사용되지 않는 서브채널에는 에너지를 분배하지 않는 방식으로도 최적에 근접한 데이터율을 유지할 수 있다. N개의 서브채널로 구성 시 단위 심볼 블럭으로 전송하는 전체 비트 수는 각 서브채널 비트수의 합으로 다음과 같다.

$$b = \sum_{i=1}^N b_i = \sum_{i=1}^N \log_2 \left(1 + \frac{SNR_i}{\Gamma} \right) \quad (3.23)$$

심볼 블럭의 주기 T에서 전체 데이터 전송률은 $R = b/T$ 이 되며 상기식을 다른 형태로 표현하면 아래와 같다

$$b = \log_2 \left[\prod_{i=1}^N \left(1 + \frac{SNR_i}{\Gamma} \right) \right] \quad (3.24)$$

'평균 SNR'를 \overline{SNR} 로 정의하면 다음과 같다.

$$1 + \frac{\overline{SNR}}{\Gamma} = \left[\prod_{i=1}^N \left(1 + \frac{SNR_i}{\Gamma} \right) \right]^{1/N} \quad (3.25)$$

$$\begin{aligned} \overline{SNR} &= \Gamma \left[\left(\prod_{i=1}^N \left(1 + \frac{SNR_i}{\Gamma} \right) \right)^{1/N} - 1 \right] \\ &= \Gamma \left[\left(1 + \frac{\overline{SNR}}{\Gamma} \right)^N - 1 \right] \end{aligned} \quad (3.26)$$

이를 식(3.17)에 대입하여 정리하면 다음과 같다.

$$b = \log_2 \left(1 + \frac{\overline{SNR}}{\Gamma} \right)^N = N \log_2 \left(1 + \frac{\overline{SNR}}{\Gamma} \right) \quad (3.27)$$

상기식에서 일정한 데이터율과 10^{-7} 의 비트 에러확률을 갖는 다중캐리아 시스템의 여유도는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$r_{margin} = 10 \log_{10} \left(\frac{\overline{SNR}}{2^{b/N} - 1} \right) + r_{coding} - 9.8 \text{ (dB)} \quad (3.28)$$

4. 구조 및 시뮬레이션

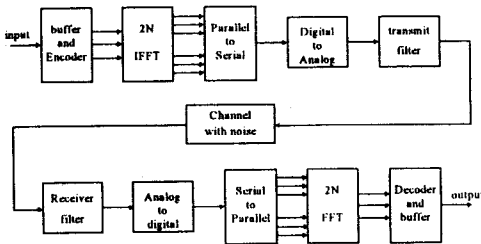
4.1 ADSL 시스템 구조

다중캐리아 변조방식에 의한 ADSL 시스템 구성에서 전송 채널의 주파수 대역을 무한히 분할하여 심볼간 간섭이 없는 다수의 서브채널로 구성함으로써 채널의 최대 전송률에 가까운 데이터 전송률을 얻고자 하는 다중캐리아 변조시스템은 하드웨어 구현상의 복잡성과 경제성을 고려하여 서브채널의 수가 유한개로 제한된 시스템 구조를 갖는다. 다중캐리아 변조시스템의 전체적인 구성도는 (그림 4)와 같다. 시스템의 설계 변수로는 원하는 데이터 전송 속도, 서브채널의 수, FFT 및 IFFT의 크기, 샘플링률 및 사용 주파수 대역폭, 전송전력, 입력데이터의 심볼 블럭간의 간섭을 줄이기 위한 cyclic prefix의 수, 잡음 여유도 및 부호화 이득을 얻기 위한 트렐리스 코드의 사용 여부 등이 있다.

가. 데이터 전송속도

일반 전화가입자용인 2선식 동선을 사용하여 가입자에게 ADSL 서비스를 제공하기 위한 하향 데이터 전송속도는 디지털 신호 계위에 따라 일차 다중화 전

송속도인 2,048Mbps의 DS1E를 목표로 하고, 가입자로부터 ADSL 서비스의 제어를 위해 교환국으로 전송되는 상향 데이터 속도는 64kbps로 한다.



(그림 4) 다중캐리어 시스템 구성도.
(Fig. 4) General structure of the multi-carrier system.

나. 서브채널 수(N)

서브채널 수는 ADSL 송수신부의 하드웨어 구현시 시스템의 복잡도와 직접 관련되는 설계 변수로서 시스템 데이터 전송률에 따라 적절한 크기가 요구된다. 본 연구에서는 DFT에 의한 번복조 수행시 계산의 효율성을 고려해 2의 정수배로 32, 64, 128 및 256 서브채널인 경우에 대해 최적의 서브채널 수를 결정한다.

다. FFT/IFFT 크기

서브채널 수에 따라 발생되는 QAM 신호는 번복조 과정에서 DFT계산의 효율성을 위해 FFT 방식을 사용하며 실수 데이터 전송을 위해 IFFT 입력단은 허미션 대칭으로 구성한다. 이에 따라 FFT 입력단의 크기는 서브채널 수의 2배인 64, 128, 256 및 512로 구성된다.

라. 전송 데이터 샘플링율

다중캐리어 변조시스템에서 샘플링율은 단위 심볼 블럭의 주기, 서브채널의 수, 신호 심볼간의 간섭을 줄이기 위한 cyclic prefix의 갯수에 의해 결정된다. 본 연구에서는 서브채널간의 간섭 현상을 줄이기 위해 각 서브채널간 주파수 간격을 4kHz로 하였다. 이에 따라 심볼 블럭주기 T, 서브채널 수 N 및 cyclic prefix 수 v일 때 데이터 전송 샘플링율은 $(2N + v)T$ 이 된다.

마. 전송 전력과 cyclic prefix

DS1E의 데이터 전송률을 얻기 위한 전송전력은 10mW~50mW의 범위로 하고, 데이터 전송시 심볼 블럭간의 간섭을 줄이기 위한 cyclic prefix는 송신시 추가되는 비트로서 cyclic prefix의 비트수 증가는 시스템에서 전송 손실을 가져오므로 서브채널의 수에 따라 시뮬레이션을 통해 데이터 전송률을 분석함으로써 최적의 길이를 구한다. 그리고 송신부에서 추가되는 cyclic prefix와 연관되어 수신부에서 동작되는 시간영역 등화기의 탭 수는 클수록 cyclic prefix의 길이를 줄일 수 있으나 수신부의 효율적인 계산과 하드웨어 구현을 고려해 16개 탭으로 고정하였으며 데이터 전송의 비트 에러율은 10^{-7} 으로 한다.

바. 잡음 및 부호화 이득

전송 채널상에서 예상치 못한 잡음과 가입자 대내 설비에 따른 손실을 고려하여 최소 6dB의 잡음 마진을 두도록 하고, 트랜리스 코드를 사용 시 부호화에 따른 이득은 이론적인 계산치를 적용한다.

4.2 시뮬레이션 및 결과분석

4.1.1 잡음환경

3종의 ADSL 채널 모델에 대해 컴퓨터 시뮬레이션에 의한 전송성능을 분석하기 위해 50페어로 구성된 가입자 케이블 유니트에서 다음과 같이 4가지 형태로 구분된 잡음환경 시나리오를 설정하였다.

- 시나리오 1: 49 채널 ADSL + AWGN
- 시나리오 2: 49 채널 IDSL + AWGN
- 시나리오 3: 49 채널 HDSL + AWGN
- 시나리오 4: 49 채널 ADSL, ISDN 및 HDSL + AWGN

각 시나리오에서 누화에 의한 영향으로 시나리오 1에서는 50페어의 케이블 유니트에서 시험대상 채널 하나를 제외한 49 채널 모두가 ADSL 서비스가 제공되는 경우로 이들로부터 ADSL의 FEXT에 의한 간섭 현상을 일으키는 환경이며, 시나리오 2에서는 49 채널 모두가 2B1Q 방식에 의해 80kbaud로 전송되는 ISDN 기본 접속 서비스가 제공되어 ISDN의 NEXT에 의한 간섭 현상을 일으키는 환경이고, 시나리오 3에서는 2B1Q방식에 의해 392kbaud로 전송되는 HDSL 서비스에 의한 NEXT 간섭 환경이다. 그리고 시나리오 4에서는 이론적으로 불가능한 상황이지만 상기의 모든 경우를 합한 최악의 잡음 환경을 나타낸다.

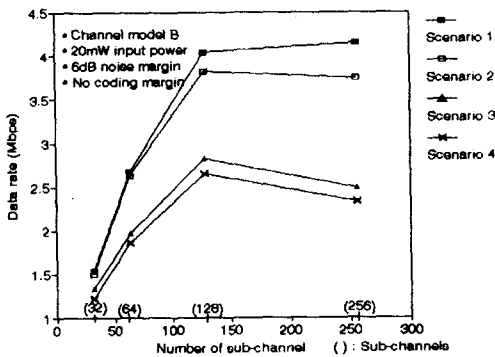
그 외의 잡음으로 전자적 잡음, A/D 및 D/A 변환 과정에 양자화 잡음, 에코 제거 후 잔여 잡음 및 열잡음 등의 기타 잡음을 AWGN(Additive White Gaussian Noise)으로 가정하여 -140dBm/Hz 로 하였다.

4.1.2 모델링 및 결과분석

다중캐리아 변조방식에 의한 ADSL 시스템의 전송용량을 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 분석하기 위해 전체 시스템 구성과 시뮬레이션 환경은 앞서 기술한 ADSL 시스템 구조에 따라 MATLAB 언어를 사용하여 ADSL 송수신부와 선로 잡음환경을 모델링하였다. 송신부에서는 PRBS에 의해 발생하는 2진 데이터를 신호입력으로 하며, 선로 잡음에서 NEXT와 FEXT는 식(2.19)와 식(2.20)에 의해 잡음환경을 구성하고 수신부에서는 각 서브채널의 전송성능을 분석하였다. 다중캐리아 변조방식에 의해 시스템의 전체 전송률은 식(3.24)에 의해 구하며 다음과 같은 시스템 설계변수에 관해 평가하였다.

가. 서브채널 수에 따른 전송률 평가

다중 채널 변조시스템에서 서브채널 수는 하드웨어 구성과 밀접한 관계가 있다. (그림 5)에서는 식(3.23)의 서브채널 N이 변함에 따라 잡음환경이 다른 각 시나리오에서 N개의 서브채널에 의한 합으로 최대 데이터 전송률을 나타낸다. ADSL에 의한 FEXT가 주잡음원인 잡음환경 시나리오 1에서 가장 높은 전송률을 얻을 수 있었고 NEXT가 주잡음원인 잡음환경 시나리오 2와 3에서는 데이터 전송률 80kbaud에 의한

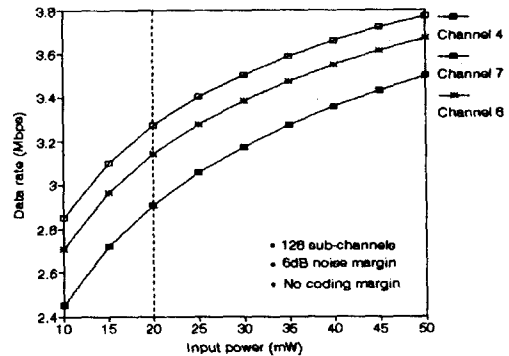


(그림 5) 서브채널 수에 따른 전송률. (Fig. 5) Data rates for the number of subchannels.

협대역 ISDN의 NEXT 잡음보다 392kbaud인 HDSL의 NEXT 잡음의 영향이 상당히 커짐을 알 수 있다. 그리고 각 서브채널의 주파수 대역폭이 4kHz인 상태에서 서브채널 수가 커짐으로 인해 높은 주파수대역을 사용하게 되고 이에 따른 잡음 영향으로 데이터 전송률은 오히려 감소한다. 따라서 DS1E급 ADSL 서비스를 위해서는 서브채널 수가 128이 적절하다고 할 수 있다.

나. 전송전력 변화에 따른 전송률 평가

(그림 6)에서는 앞서 수행한 서브채널 수에 따른 평가에 의해 128개의 서브채널을 갖는 상태에서 식(3.7)에 의한 신호의 전송전력을 10mW에서 50mW까지 변환시키면서 앞서 선정한 3개의 선로 모델에 대한 최대 전송률을 구하였다. 전송전력이 커짐으로 높은 데이터 전송률을 얻을 수 있으나 동시에 동일한 가입자 케이블 유니트내의 타 선로에 의한 누화 잡음의 영향도 비례하여 커지게 되어 사실상 전송률에 대한 이득에 한계가 있다. (그림 6)에서 ADSL 서비스를 위해 시스템 구현시 전송손실에 대한 여유도를 10% 고려하여 전송전력을 20mW로 할 때 적절한 시스템이 구성될 수 있다.

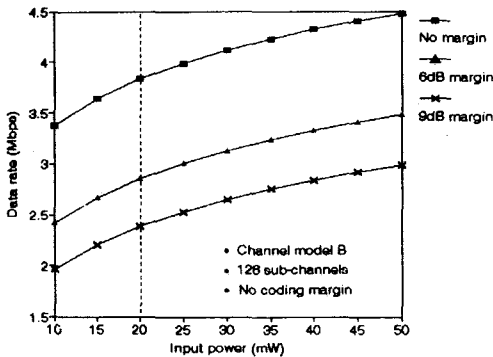


(그림 6) 전송전력에 따른 3개 선로 모델의 전송률. (Fig. 6) Data rates of 3 channel models for transmission power.

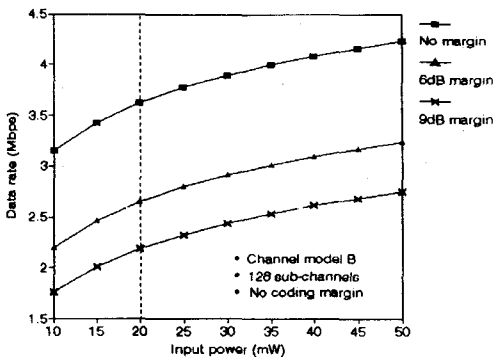
다. 잡음 여유도 및 부호화 이득 평가

시스템 모델 구성에서 가입자 선로 손상요소를 고려하였으며 앞서 시스템 설계목표에서 가입자 대내 설비에 따른 손실을 고려하여 6dB의 잡음 여유도를

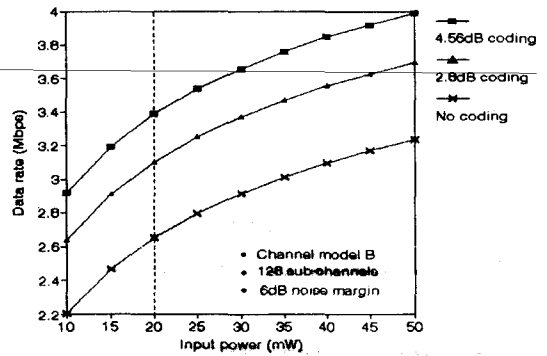
두었다. 그러나 비선형 잡음으로 임펄스 잡음 등 추가적인 잡음의 영향을 고려하여 (그림 7)과 (그림 8)에서는 식(3.13)의 잡음 여유도 r_{margin} 의 변화에 따라 채널 모델 B에 대해 전송전력을 변화시키면서 최대 전송률을 구하였다. 시스템 구현시 손실을 고려해 20mW의 전송전력에서 (그림 7)의 잡음 환경 시나리오 3에서는 약 7dB정도의 잡음 여유도를 갖고 (그림 8)의 잡음환경 시나리오 4에서는 약 6dB의 잡음 여유도를 갖게 됨을 알 수 있다. 한편 채널 엔코더시 부호화 이득을 갖는 트렐리스 코드를 적용할 경우 식(3.13)의 r_{coding} 에 의해 전송률의 증가분을 평가하였으며 (그림 9)와 같다. 따라서 추가의 잡음 여유도가 요구되는 경우 트렐리스 코드에 의해 보상할 수 있다.



(그림 7) 잡음 여유도에 따른 전송률.
(Fig. 7) Data rates for various noise margins.



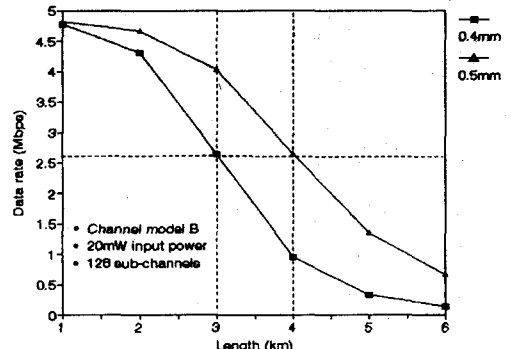
(그림 8) 잡음 여유도에 따른 전송률.
(Fig. 8) Data rates for various noise margins.



(그림 9) 부호화 이득에 따른 전송률.
(Fig. 9) Data rates for various coding margins.

라. 최대 전송거리

(그림 10)에서는 일반적인 가입자선로의 심선경인 0.4mm와 0.5mm에 대해 전송거리를 변화시키면서 식(2.3)에 의해 채널의 전달합수를 구하고 식(3.21)과 식(3.24)에 의해 잡음환경 시나리오 4에서 20mW의 전송전력으로 최대 전송거리를 평가하였다. 설계목표에 따라 DS1E급 ADSL 시스템 구현시 20mW로 제한된 전송전력으로 0.4mm 심선경의 경우 3km, 0.5mm 심선경의 경우 4km까지가 한계치로서 전송거리를 확대하기 위해서는 전송전력의 증대 및 부호화 이득의 적용이 요구됨을 알 수 있다.



(그림 10) 선로심선경 변화에 따른 전송률.
(Fig. 10) Maximum transmission lengths for wire gauges.

5. 결 론

정보화 사회로 발전되면서 통신량이 급속히 증가

되고 있으며 정보통신 서비스도 점차 고속화 및 대중화되고 있다. 이러한 통신 서비스에 대한 수요를 효과적으로 대처하기 위해 본 논문에서는 기존 전화망의 2선식 가입자 선로를 사용하여 DS1E속도의 데이터 서비스를 제공할 수 있는 ADSL 시스템의 구조와 전송성능에 관해 분석하였다. 가입자 선로거리 및 심선경 분포를 고려하여 ADSL 서비스를 제공하기 위한 대표적인 가입자 선로 모델을 선정하고 기존 2선식 가입자 선로의 채널 특성과 채널의 신호 손상요소를 분석하였다. 그리고 N개의 서브채널로 이루어지는 다중캐리아 변조방식에 의한 ADSL 시스템을 구성하고 시스템 성능분석을 위한 잡음환경을 모델링하여 채널의 신호 손상요소를 고려한 4가지 잡음환경 시나리오를 정의하였다. 그리고 이에 따라 ADSL 시스템의 서브채널 수, 데이터 샘플링율, 전송전력, 잡음여유도 등의 시스템 구성을 위한 변수를 변화시키면서 전송성능을 분석하였다. 각 서브채널의 주파수 대역폭을 4kHz로 해서 서브채널 수를 변화시켜 전송률을 평가한 결과 20mW의 전송전력에서 128 개의 서브채널로 구성될 때 DS1E속도의 서비스를 제공할 수 있는 ADSL 시스템이 구성될 수 있음을 보여 주었다.

앞으로 실제 구현될 회로가 유한의 비트로 연산처리됨으로 인한 성능 감쇠, ADSL 신호의 전송에서 송수신부 간의 타이밍 동기 방법, 시뮬레이션에서 적절한 모델이 제공되기 어려운 비선형 임펄스성 잡음에 대한 대처 방안 및 전송 채널상의 방향 신호제거를 위한 연구가 계속되어야 할 것이다.

참 고 문 헌

- [1] T. Russell Hsing, Cheng-Tie Chen, Jules A. Bellisio, "Video communications and service in the copper Loop," IEEE Communications Magazine, pp. 62-68, Jan. 1993.
- [2] B. R. Saltzberg, T. R. Hsing, J. M. Cioffi, D. W. Lin, "High speed digital subscriber lines-guest Editorial," IEEE journal on selected areas in communications, vol. 9, no. 6, pp. 761-764, Aug. 1991.
- [3] D. L. Waring, "Fiber upgrade strategies using high bit rate copper technologies for video delivery," Journal of lightwave technology, vol. 10, no. 11, pp. 1743-1750, Nov. 1992.
- [4] L. Van Hauwermeiren, P. Spruyt, D. mestdagh, "Offering video services over twisted pair cables to the residential subscriber by means of an ATM based ADSL transmission system," ISS '95, pp. 447-451, April 1995.
- [5] D. L. Waring, J. W. lechleider, "Digital subscriber line technology facilitates a graceful transition from copper to fiber," IEEE Communications Magazine, pp. 96-104, Mar. 1991.
- [6] K. Sistanizadeh, P. S. Chow, J. M. Cioffi, "Multitone transmission for ADSL(Asymmetric Digital Subscriber Lines)," ICC 93, pp. 756-760, 1993.
- [7] Kamran Sistanizadeh, "Spectral compatibility of ADSL," Globecom 91, pp. 1969-1973, 1991.
- [8] J. M. Cioffi, "A multicarrier primer," Amati Communications Corporation and Standford University, T1E1.4/91-157, Nov. 1991.
- [9] D. G. Messerschmit, "Design Issues in the ISDN Uinterface transceiver," IEEE Journal on selected areas in communications vol. 4, no. 8, pp. 1281-1293, Nov. 1986.
- [10] 한국전기통신공사 기술실 특별연구반, "가입자 선로기술 발전대책," 한국전기통신공사, 1988.
- [11] A. Ruiz, J. M. Cioffi, S. Kasturia, "Discrete multiple tone modulation with coset coding for the spectrally shaped channel," IEEE transactions on communications, vol. 40, no. 6, pp. 1012-1029, June 1992.
- [12] J. S. Chow, J. C. Tu, J. M. Cioffi, "A discrete multitone transceiver system for HDSL applications," IEEE journal selected areas in communications, vol. 9, no. 6, pp. 895-908, Aug. 1991.
- [13] J. M. Proakis, "Digital communications," 2nd edition, Mcgraw-Hill book company.
- [14] S. V. Ahamed, P. P. Bohn, and N. L. Gottfried, "A tutorial on two wired digital transmission in the loop plant," IEEE transactions on communications vol. 29, no. 11, pp. 1554-1564, Nov. 1981.
- [15] I. Kalet, "The multitone channel," IEEE trans-

actions on communications, vol. 37, no. 2, pp. 119-124, Feb. 1989.

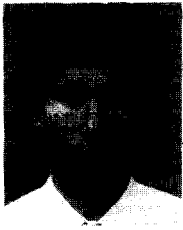
[16] ANSI, "ISDN basic access interface for use on metallic loops for application on the network side of the network side of the NT(layer 1 specification," T1.601 1992



김진태

- 1980년 인하대학교 전자공학과 (학사)
- 1982년 인하대학교 전자공학과 (석사)
- 1996년 인하대학교 전자공학과 (박사)
- 1979년 12월~현재 한국전자통신 연구원 신호서비스 연구실 실장

관심분야: ATM 교환시스템, 멀티미디어 서비스



소운섭

- 1988년 대전공업대학교 전자공학과(학사)
- 1994년 충남대학교 전자공학과 (석사)
- 1982년~현재 한국전자통신연구원 신호서비스연구실 선임기술원

관심분야: 디지털통신, B-ISDN



양성모

- 1991년 인하대학교 전자공학과 (학사)
- 1994년 인하대학교 전자공학과 (석사)
- 1994년 2월~현재 한국전자통신 연구원 신호서비스 연구실 연구원

관심분야: ATM 트래픽 관리

과 경 섭

- 1977년 인하대학교 전자공학과(학사)
- 1981년 Univ. of So. California 대학원, EE(석사)
- 1988년 Univ. of California 대학원, 통신이론 및 시스템(박사)
- 1983년~1988년 Univ. of California, San Diego, 연구교수
- 1988년~1989년 미국 Hughes Networks Systems, 연구원
- 1989년~1990년 미국 IBM, Networks Analysis Center, 연구원
- 1990년 3월~현재 인하대학교 전자공학과 부교수
- 1995년~현재 한국통신학회, 상임이사
- 관심분야: 위성 및 이동통신, 데이터 통신 네트워크, 무선 ATM 접속기술 등.

최병하

- 1960년 인하대학교 전기공학과(학사)
- 1962년 인하대학교 전기공학과(석사)
- 1975년 인하대학교 전기공학과(박사)
- 1975년~현재 인하대학교 전자공학과 교수
- 관심분야: 전자파 다중 산란, 광섬유의 전파특성 등