

xDSL 선로 특성, 전송용량 및 비트 배정 알고리즘

이종훈*, 송상섭**

*전북대학교 전자공학과, **전북대학교 전자정보공학부

I. 서론

초기의 DSL(Digital Subscriber Line, 디지털 가입자회선=디지털 모뎀)인 ISDN(Integrated Services Digital Network), 국내에서 많이 보급된 인터넷용 ADSL(Asymmetric DSL), 최근 출시되고 있는 상업용 SHDSL(Symmetric High-bit-rate DSL) 계열, 차세대 VDSL(Very high-bit-rate DSL) 등 다양한 DSL 모뎀은 대체적으로 음성 신호 전송을 목적으로 만들어진 가입자(Subscriber)와 CO(Central Office)간의 TP(Twisted-Pair) 동선(copper wire) 전화선로를 전송 매체로 사용하여 V.90 등의 voice-band 모뎀이 제공할 수 있는 56 kbit/s보다 수백~수천 배 빠른 수~수십 Mbits/s의 초고속 전송을 서비스한다.

전화 선로는 음성신호의 대역폭인 약 4kHz 범위까지 평탄(flat)한 전송 특성을 갖도록 설계되어 있고 ITU-T의 V-계열 음성대역 모뎀들은 4kHz 이내의 대역폭을 사용한다. 그러나 DSL 모뎀들은 이러한 수십 Mbit/s의 고속 전송을 제공하기 위하여 최대 1.1MHz(ADSL), 12MHz(VDSL), 4~10MHz(HomePNA)까지의 광대역의 대역폭을 사용한다. 이러한 넓은 주파수 범위에서는 초기 전화선로를 설계 시에 고려할 필요가 없었던 몇 가지 새로운 문제들이 발생한다. 첫째, 선로의 전송 손실 특성이 더 이상 평탄하지 않고, 주파수에 따라서 매우 다양한 형태로 나뉘인다. 후술할 BT(bridged taps)에

의한 spectral null이 발생하고 주파수가 높아지면 전송 손실이 큰 폭으로 증가한다. 두 번째는 AM 라디오, amateur radio 대역이 DSL이 사용하는 주파수 대역과 겹치기 때문에 DSL에 잡음으로 작용한다. 또한 cable unbundling 정책에 따라 이중 DSL 서비스가 TP 케이블을 공유할 수 있기 때문에 이들 DSL 서비스 간에 NEXT(near-end cross-talk) 및 FEXT(far-end cross-talk) 등의 누화(cross-talk)가 발생한다.

본 고에서는 DSL 모뎀의 광대역 화에 수반되는 이러한 TP 선로의 고유한 특성을 이해하고 소위 “채널 용량”에 미치는 영향을 분석한다. 또한 frequency-dependent한 TP 전송 특성에 적합한 것으로 알려진 다중 반송파(multi-carrier) 변조방식의 일종인 ADSL 등에 사용되는 DMT(discrete multi-tone)의 초기화 과정에 포함되는 “bit-loading 또는 bit-allocation”의 기본 아이디어를 소개한다. 본 고의 구성은 II장에서 TP의 전기적 특성과 전송 손실, NEXT, FEXT 등의 누화 잡음과 SNR의 관계를 기술하고, III장에서는 BER(bit-error rate)과 SNR-gap, 그리고 단일 및 다중 반송파 방식의 전송율과의 관계를 설명한다. 그리고 IV장에서는 주어진 에너지(또는 power) 범위에서 전송율을 최대화 하기 위한 bit loading algorithm을 살펴본 후, V장에 결론을 요약한다.

II. TP 선로의 전송 특성

TP 선로의 종류, 잡음 환경, 전기적 특성과 전달함수 및 전송손실과의 관계, 그리고 각종 누화 잡음과 백색 잡음이 존재할 때 수신 단에서의 SNR(signal to noise ratio)을 구하는 방법을 알아보자.

1. TP 선로의 종류

가입자망에 사용되는 전화 케이블에는 한 묶음(bundle)에 25~50쌍의 UTP(unshielded TP) 선들을 최소 단위로 하여 함께 들어 있다. 외부 케이스는 전자기적으로 차폐(shielded)되어 있지만 개별적인 묶음 내의 TP들은 차폐되어 있지 않다. 대신에 한 쌍의 선로에 꼬아진 간격(twisted pitch)은 일정하나 각 쌍별로 꼬아진 길이가 서로 다르며 이웃한 쌍간의 꼬아진 길이를 다르게 함으로서 이들 선로 사이의 누화를 감소시킨다. TP의 분류는 구성된 선의 직경을 나타내는 AWG(American Wire Gauge)에 의해서 구분될 수 있고, 가입자 망에 주로 사용되는 것은 #19, #22, #24, #26이며 각 특성은 <표 1>과 같다. 또한 <표 2>에 보인 것과 같이 TP는

<표 1> AWG에 의한 TP의 특성

AWG	직경(mm)	DC 저항 20°(Ω/kft)
19	0.912	16.9
22	0.644	33.8
24	0.511	53.4
26	0.404	85.8

<표 2> 카테고리에 따른 분류

카테고리	Bit rates
1	unspecified
2	1Mbps
3	16Mbps
4	20Mbps
5	100Mbps

각 선의 전기적 여유도(tolerance)를 표시하는 카테고리에 의해서 구분되기도 한다. DSL 서비스에는 카테고리 3(Category 3 UTP 또는 UTP-3로 부름) 이상의 케이블이 사용된다. 또한 DW10, FP 등 다양한 규격이 있다.^[1]

2. DSL 시스템의 잡음 환경

DSL 모뎀은 최대 12MHz까지의 대역폭을 사용하기 때문에 같은 대역을 공유하는 AM 라디오, amateur radio(HAM) 등의 대역 RF(radio frequency) 잡음이 존재한다. 그리고 같은 케이블 묶음에 들어 있는 이중 DSL 서비스 간에 NEXT(near-end cross-talk) 및 FEXT(far-end cross-talk) 등의 누화(cross-talk)가 발생한다. 또한 SCR(silicon controlled rectifier)를 이용하는 각종 조광기(dimmer)로부터의 충격(impulsive)잡음과 원인을 알 수 없는 소위 배경잡음(back-ground noises)과 백색 열잡음(white thermal noises) 등의 다양한 잡음에 노출되어 있다.

1) RF 및 충격 잡음

DSL 시스템은 AM 방송이나 HAM의 일부 대역과 주파수 대역을 공유한다. TP가 지중(under-ground)에 매설되어 있다가 가입자 인근(premise wiring)에서 지상으로 노출되기 때문에 전화선이 안테나 역할을 하여 이들 무선 RF 신호가 DSL 모뎀의 수신단에 유입(ingress)되거나 또는 DSL 신호가 이들 RF 대역으로 유출(egress)될 수도 있다. 이에 대비하여 RF 신호가 존재하는 대역에 신호를 할당하지 않거나 유입된 RF noise를 제거하기 위해 대역 차단(notch) 필터를 사용하는 방법을 비롯한 다양한 방식들이 사용되고 있다.^[3]

DSL 모뎀에 유입되는 충격잡음은 맥내의 가전제품, 특히 조광기(dimmer)에 의해 대부분 발생하는 데, SCR 등의 스위치 소자를 이용하여 60 Hz의 교류 전원을 on-off함으로써 발생하기 때문에 그 크기는 14mVp-p/60 Hz, 2mVp-p/120 Hz 정도에 달하며 약 3s 동안 지속되는 특

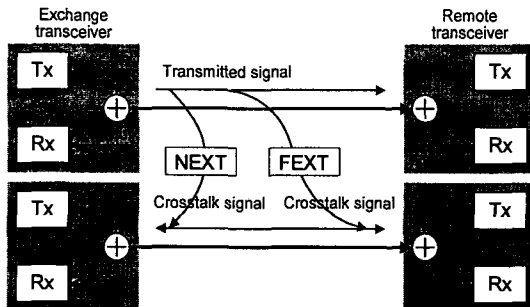
성을 갖는다. 이 때문에 전송율이 10 Mbps의 경우 약 30비트 내외의 연집(burst) 오류가 발생할 수 있다. 통상적인 대책으로는 인터리버를 이용하여 충격잡음에 의해 발생한 연집 오류를 랜덤 오류 형태로 변화시킨 후 Reed-Solomon 코드와 같은 오류 수정 부호를 사용하여 이를 제거한다.

2) 누화 잡음

TP 케이블을 공유하는 25~50쌍의 UTP 선로들 간에 전자적 결합(coupling)에 의해 생기는 잡음을 누화라 하며, 근단누화(NEXT: Near-End Crosstalk)와 원단누화(FEXT: Far-End Crosstalk)로 구분된다. Disturber와 disturbed가 같은 형태의 DSL 신호이면 자기-누화(self-crosstalk)라 하고 다른 형태의 이중(different) 신호이면 외부-누화(foreign crosstalk)라 한다.

<그림 1>에 도시한 바와 같이 NEXT는 반대 방향으로 전송되는 다른 전송선로의 신호로부터 유입되는 누화이고, FEXT는 같은 방향으로 전송되는 다른 전송선로의 신호로부터 유입되는 누화를 말한다. 이러한 누화를 산출하는 모델은 매우 복잡하고 다양하다. 누화의 크기는 PSD(power spectral density, dBm/Hz)로 나타내며 50쌍의 UTP-3 케이블의 경우 DSL에서는 다음과 같은 누화 모델을 사용한다.

$$PSD_{NEXT} = PSD_{Disturber}(f) \cdot K_{NEXT} \cdot (N/49)^{0.6} \cdot f^{1.5}$$



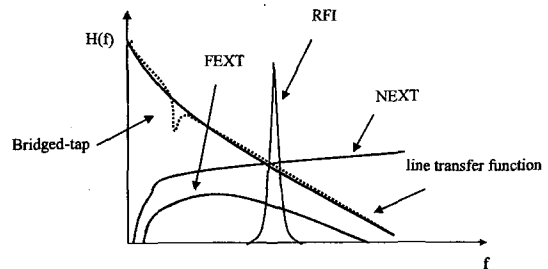
<그림 1> 근단누화와 원단누화.

$$PSD_{FEXT} = PSD_{Disturber}(f) \cdot K_{FEXT} \cdot (N/49)^{0.6} \cdot f^2 \cdot d \cdot |H(f)|^2$$

여기서, $K_{NEXT} = 8.818 \times 10^{-14}$, $K_{FEXT} = 7.999 \times 10^{-20}$ 이다. N 은 dsiturber의 개수로서 최대 49이다. 주파수 f 는 Hz, 거리 d 는 feet의 경우이다. FEXT의 경우 $|H(f)|^2$ 는 TP의 전달함수의 크기(magnitude)를 제공한 것으로서 3절에 이를 구하는 방법을 설명한다. 그리고, 잡음원(cross-talk sources)에는 PSTN, ISDN, HDSL, ADSL, VDSL 등의 다양한 DSL 신호가 있고, 이들의 PSD 크기는 해당 DSL의 기술 규격에 나와 있다. VDSL의 경우에는 참고 문헌 [4]를 참조한다.

이들 누화잡음이 실제로 원하는 DSL에 어떤 영향을 주는지는 (1) 상향(가입자 → CO)과 하향(CO → 가입자) 데이터, 즉, 양방향성(full duplex)를 제공하는 방법이 FDX(frequency division duplex)인지, EC(echo cancelling) 방법인지에 따라 다르다. 어떤 경우이던지 수신 신호와 같은 대역에 있는 신호의 PSD(dBm/Hz) 부분을 그 대역에 걸쳐 적분(integral over those bands, Hz)하여 누화잡음의 power(dBm)를 계산한다. 한편, NEXT는 주파수의 1.5 승에 비례하여 증가하는 15-dB/decade 모델이며, FEXT는 주파수의 자승에 비례하는 항이 있지만, TP loop(기술 문서에서는 주로 이것을 사용한다)의 전달함수와 길이와도 관계가 있으므로 꼭 주파수의 제곱에 비례하여 FEXT가 증가하지는 않는다.

<그림 2>에 보인 것은 이상에서 언급한 DSL



<그림 2> DSL 모델의 선로 특성과 잡음.

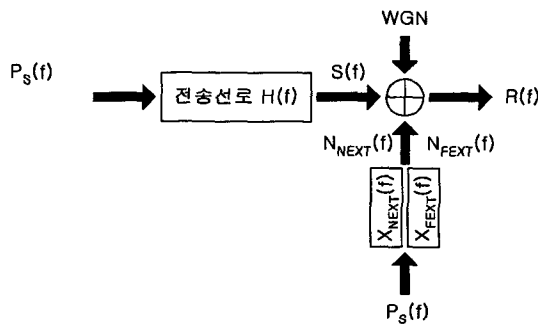
모델의 잡음영향과 전송손실 특성을 정리한 것이다.

후술할 BT의 영향으로 “spectral null”이 발생하기 때문에 고주파수에서 손실 특성은 더욱 악화된다. NEXT는 주파수와 함께 증가하는 경향을 보이는 반면, 전술한 바와 같이 FEXT는 주파수뿐만 아니라 전달함수와 거리의 함수이므로 NEXT와는 달리 고주파수에서 그 영향이 줄어든다.

3) SNR

SNR은 신호와 잡음의 전력비(ratio)로서 수신 단에서의 SNR이 모델의 품질을 결정한다. <그림 3>에 보인 바와 같이 원하는 신호는 송신 측에서 $P_s(f)$ 의 PSD를 갖지만 전달함수가 $H(f)$ 인 TP 선로를 지나면 그 크기가 $|H(f)|^2$ 만큼 손실된다. 이 값을 dB로 표시한 것을 전송손실(propagation loss) P_L 이라고 한다. 즉, $P_L = -10 \log_{10} |H(f)|^2$ dB로 정의된다. 한편, <그림 3>에는 self-NEXT과 self-FEXT 및 WGN(white Gaussian noise)의 영향을 보여주고 있다. <표 3>에 보인 것은 이들 각각이 통계적으로 서로 독립적이라는 가정 하에 여러 가지 상황에서의 전체 잡음의 PSD를 정리한 것이다. 잡음의 PSD $N(f)$ 가 결정되면 SNR은 다음과 같이 구해진다.

$$SNR = \frac{S(f)}{N(f)} = \frac{P_s(f) \cdot |H(f)|^2}{N(f)}$$



<그림 3> 수신된 신호와 잡음 모델.

<표 3> NEXT, FEXT 등의 잡음 성분

Noise	$N(f)$
WGN	$N_0 = NB$
Self-NEXT	$P_s(f) \cdot X_{NEXT}(f)$
NEXT+WGN	$P_s(f) \cdot X_{NEXT}(f) + N_0$
Self-FEXT	$P_s(f) \cdot X_{FEXT}(f)$
FEXT+WGN	$P_s(f) \cdot X_{FEXT}(f) + N_0$

주의할 점은 이 값은 엄밀히 말하면 PSD의 비율이기 때문에 주파수의 함수이고, 수신된 신호에 배정된 주파수 대역에 대해서 적분해야만 “true” SNR을 구할 수 있다.

3. DSL 선로의 전송 특성

1) TP의 전기적 파라미터

TP의 일차적인 정수는 단위 길이 당의 RLCG 파라미터 값으로서, 저항(R ohms/m), 인덕턴스(L H/m), 캐패시턴스(C F/m), 컨덕턴스(G mhos/m)의 단위를 갖는다. 24-, 26-AWG TP의 경우 음성대역에서는 RLCG 파라미터는 거의 상수이지만, 주파수가 더 높아지면 C를 제외한 나머지 RLG 파라미터는 주파수에 따라 큰 폭으로 변화하는 특성을 갖는다. 반면에 C 값은 주파수와 게이지에 무관하게 거의 상수값을 유지한다.^[1]

주파수의 함수 형태의 RLCG 값의 표현식은 다음과 같은 것이 이용되는데, <표 4>에 보인 것과 같은 각 식에서의 상수들은 선로에서 측정된 값을 토대로 “curve fitting”하여 결정된 것이다.^{[4][5]}

$$R(f) = (r_{oc}^4 + a_c f^2)^{1/4}$$

$$L(f) = \frac{l_0 + l_{\infty} (f/f_m)^b}{1 + (f/f_m)^b}$$

$$G(f) = g_0 f^{g_e}$$

$$C(f) = c_{\infty} + c_0 \cdot f^{-c_e}$$

한편, TP의 이차적인 파라미터로서는 특성

〈표 4〉 수치적 RLCG 파라미터 상수.

상 수	AWG #24	AWG #26
r_{oc} (ohms/km)	174.55888	286.17578
a_c (ohms ⁴ /km ⁴ Hz ²)	0.053073481	0.14769620
l_0 (H/km)	617.29593×10^{-6}	675.36888×10^{-6}
l_∞ (H/km)	478.97099×10^{-6}	488.95186×10^{-6}
f_m (Hz)	553760.63	806338.63
b	1.1529766	0.92930728
g_0 (Siemen/Hzkm)	$0.23487476 \times 10^{-12}$	4.3×10^{-8}
g_e	1.38	0.70
c_∞ (nF/km)	50	49
c_0 (nF/km)	0.0	0.0
c_e	0.0	0.0

임피던스 Z_0 [ohms]와 전파상수(propagation constant) γ 가 있다. 이들과 일차 정수인 RLCG와의 관계는 다음과 같이 정의된다.

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}},$$

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = \alpha + j\beta$$

여기에서 전파상수의 실수부 α 는 감쇄상수(attenuation constant)라 하고, 허수부 β 는 위상상수(phase constant)라고 한다. 정의를 살펴보면 Z_0 와 γ 가 주어지면 이들로부터 다음과 같이 RLCG 파라미터를 구할 수 있음을 알 수 있다.

$$R = \text{Re}[\gamma Z_0], \quad L = \frac{1}{\omega} \text{Im}[\gamma Z_0],$$

$$C = \frac{1}{\omega} \text{Im}\left[\frac{\gamma}{Z_0}\right], \quad G = \text{Re}\left[\frac{\gamma}{Z_0}\right]$$

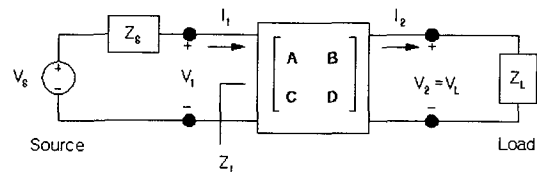
고주파 대역을 사용하는 DSL 모델의 경우에는 $\omega \rightarrow \infty$ 로 놓으면 $Z_0 \approx \sqrt{L/C}$, $\beta \approx \sqrt{LC}$ 와 같이 실수(real value) 값으로 계산되고, UTP-3의 경우 특성 임피던스는 $Z_0 = 100\Omega$ 이 된다. 그리고, 전송지연시간(propagation delay)를 $\tau_a = d\beta(\omega) d\omega = \sqrt{LC}$ 로 정의하는데 이것은 신호가 단위 거리를 진행하는데 걸리는 시간을 나타낸다. 이 값은 UTP-3의 경우 약 $5 \mu\text{sec}/\text{km}$

로서, 10 Mbit/s DSL 모델의 경우 50비트가 $5 \mu\text{sec}$ 를 차지하므로 1,000m 선로에는 50비트가 놓여 있는 상태임을 알 수 있다.

2) TP 선로의 ABCD 모델과 전달함수

실제 선로는 여러 종류의 케이블을 연결한 형태(gauge transition)로 되어 있고, 선로의 종단이 개방되어 있는 소위 말하는 “bridged taps”이 여러 곳에 존재할 수 있다. DSL 모델의 송신 단이 위치하는 종단점에는 모델의 종류에 따라 100~135 ohms의 임피던스가 연결되어 있다. 이와 같은 “topology”를 갖는 전화선로의 전달함수나 삽입손실(insertion loss)를 구하는 데 ABCD “two-port” 모델이 편리하다.^[4]

DSL 모델의 송신측을 출력 임피던스 Z_s 와 직렬로 연결된 전압 전원 V_s 라 하고 모델의 수신측에서 본 입력임피던스를 Z_L 이라 표현한다면, TP 전송선로를 이용하는 DSL 모델선로는 〈그림 4〉



〈그림 4〉 DSL 모델선로의 ABCD 모델.

에 보인 것과 같은 [ABCD] 모델로 표현될 수 있다. ABCD 모델은 입력 측의 전압전류 (V_1, I_1)를 출력 측의 전압전류 (V_2, I_2)의 함수로 표현하는 “two-port” 모델이다.

즉, $V_1 = A V_2 + B I_2$, $I_1 = C V_2 + D I_2$, 또는 행렬 형태로 아래와 같이 간단하게 표시한다.

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

이와 같은 ABCD의 정의로부터 선로 해석 시에 필요한 두 가지의 중요한 양인 (1) 입력임피던스 $Z_I(f)$ 과 (2) 전달함수 $H(f)$ 를 아래와 같이 구할 수 있다.^[4]

(1) 입력 임피던스

$$Z_I(f) = \frac{V_1}{I_1} = \frac{A \cdot V_2 + B \cdot I_2}{C \cdot V_2 + D \cdot I_2} = \frac{A \cdot Z_L + B}{C \cdot Z_L + D},$$

($V_2 = I_2 Z_L$ 임을 이용)

(2) 전달함수

$$H(f) = \frac{V_L(f)}{V_s(f)} = \frac{V_1(f)}{V_s(f)} = \frac{V_L(f)}{V_1(f)} = \frac{Z_L}{Z_s \cdot (C \cdot Z_L + D) + (A \cdot Z_L + B)}$$

이차정수가 (Z_0, γ)이고 길이가 $d[m]$ 인 TP 선로의 ABCD는 다음과 같이 얻어진다.

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh \gamma d & Z_0 \sinh \gamma d \\ 1/Z_0 \sinh \gamma d & \cosh \gamma d \end{bmatrix}$$

이를 위 식 (1)에 대입하여 입력 임피던스를 구해보면

$$Z_I(f) = Z_0 \cdot \frac{Z_L + Z_0 \tanh(\gamma d)}{Z_0 + Z_L \tanh(\gamma d)} \approx Z_0, \quad (\tanh(\gamma d) \approx 1 \text{ when } d \gg 1)$$

를 얻는다. TP가 갖고 있는 이러한 성질은 매우 흥미 있는 사실을 보여준다. 즉, 길이가 충분히 길기만 하면, 길이가 길든 짧든, 그리고 중단점이 개방되어 있든 임의의 부하로 중단되어 있든지 관계없이 항상 그 선로는 임피던스가 Z_0 ($\approx 100\Omega$)인 단순 “load”로 보인다.

다는 점이다.

한편 식 (2)로부터 얻어진 전달함수는 다음과 같은 복잡한 형태를 갖는다.

$$H(f) = \frac{Z_0 \operatorname{sech}(\gamma d)}{Z_s [Z_0 + Z_L + \tanh(\gamma d)] + Z_0 [1 + Z_0/Z_L \tanh(\gamma d)]}$$

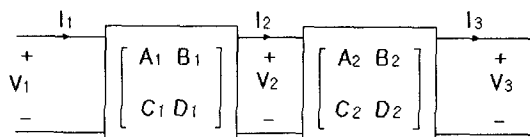
이 경우에도 $Z_L = Z_s = Z_0$ (“matched source and load impedance”) 조건을 만족하면 길이가 충분히 긴 ($d \gg 1$) 선로의 전달함수는 $H(f) \approx 0.5e^{-\alpha d}$ 임을 보일 수 있다. 따라서 크기(magnitude)는 $|H(f)| \approx e^{-\alpha d}$ 가 되고, 단위 길이 ($d = 1\text{m}$)당의 전송 손실은 $P_L = -10 \log_{10} |H(f)|^2 \approx a\sqrt{f} + bf \text{ dB/m}$ (a, b 는 guage에 따른 상수)로 간략하게 표현될 수 있다.

3) Cascaded loop의 ABCD 모델

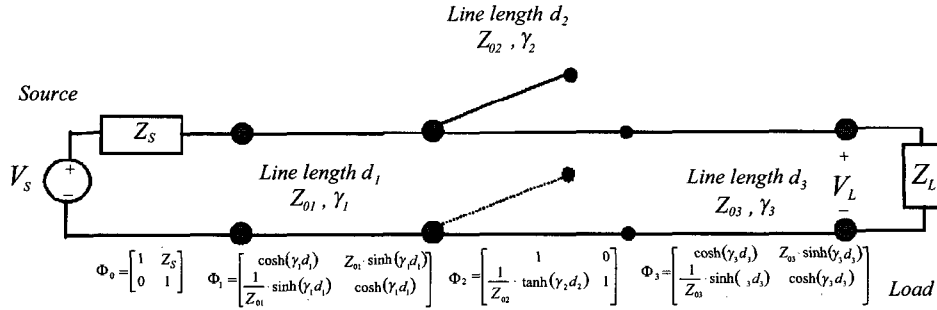
서로 다른 RLCG(또는 Z_0, γ pair) 값을 갖는 TP들이 <그림 5>와 같이 서로 직렬 연결되어 있는 경우에 각각의 ABCD를 구한 후에 이들의 행렬을 순서대로 곱하면 전체에 대한 ABCD 행렬을 구할 수 있다. 이러한 편리한 점이 선로 해석 시에 ABCD 모델을 선호하는 주요 이유이다.

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_3 \\ I_3 \end{bmatrix}$$

<그림 6>에는 BT를 포함한 서로 다른 3개의 TP가 연결된 보통의 DSL 선로로서, 이 경우에도 각각의 ABCD를 구하여 곱하면 된다. 이 후에 전달함수나 입력 임피던스는 위에서 언급한 식(1) 및 (2)를 이용하여 구하면 된다. 이를 프로그램으로 구하기 위한 “matlab script”은 저자에게 연락하면 구할 수 있다.^[8]



<그림 5> Cascaded 연결된 선로의 ABCD.

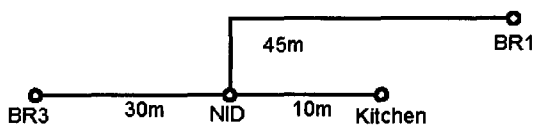


〈그림 6〉 BT를 포함하는 복잡한 선로.

4) Bridged taps

DSL 루프에는 여러 종류의 BT가 존재할 수 있다. BT란 〈그림 7〉에 예시한 것과 같이 적절한 임피던스로 종단되지 않고 개방되어 있는 선로를 말하며, DSL 선로에서는 CO와 가입자간의 망에 연결은 되어 있지만 사용되지 않고 남아(물혀) 있는 선로 부분을 말한다.

BT는 위 식 (1)에서 $Z_L = \infty$ 로 놓고 구한 크기가 $Z_{BT} = Z_0 / \tanh(\gamma d)$ 인 임피던스의 병렬회로로 모델링하면 편리하다. 이 때 ABCD는 〈그림 6〉의 Φ_2 에 보인 바와 같이 $A=1, B=0, C=1/Z_{BT}, D=1$ 로 계산된다. 이들의 영향을 물리적인 관점에서 살펴보자. BT의 종단이 개방되어 있으므로 이로 인한 임피던스 부정합(unmatched) 때문에 BT의 끝에 도달한 신호가 반사되고 이것이 다시 BT의 시작점에 이르렀을 때 원래의 신호와 역위상(180도)이 되어 원래의 신호를 감소시키므로 전송손실 특성에 “spectral nulls”이 생긴다. 신호의 파장 $\lambda (= c/f = \text{광속} / \text{주파수})$ 가 BT의 길이 $b_{BT}[\text{m}]$ 의 1/4이거나 이것의 홀수 배일 때 이러한 현상이 생긴다. 이를 환산하면 신호의 주파수가 $f_{BT} = 50 / b_{BT}[\text{MHz}]$ 및 이것의 1, 3, 5...배인 주파수일 때 “spectral null”이 생김을 보일 수 있다. 〈그림 7〉에서 길

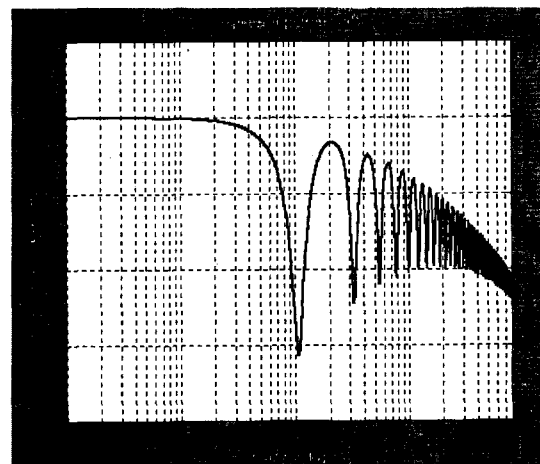


〈그림 7〉 Bridged taps.

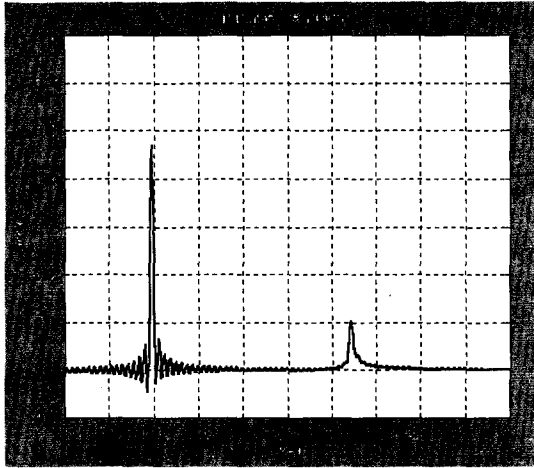
이가 $d_{BT} = 45\text{m}$ 인 NID와 BR1 사이의 선로를 BT라 하면 〈그림 8〉에 보인 바와 같이 $f_{BT} = 50/45 = 1.1\text{MHz}$ 및 이의 홀수 배의 주파수에서 “null”이 생김을 관찰할 수 있다.

한편 〈그림 9〉에 예시한 BT의 임펄스 응답을 살펴보면 BT의 종단에서 반사되어 돌아온 2번째 펄스를 관찰할 수 있다.

전송한 바와 같이 전송지연시간은 $\tau_d = 5\text{nsec}/\text{m}$ 정도이므로 첫 번째 펄스는 BR1과 Kitchen 간의 40m를 진행하는데 200nsec, 즉 $0.2\mu\text{sec}$ 지연되어 Kitchen에 도착한다. 추가로 BT를 왕복(90m)하는데 450nsec가 걸리므로, 첫 번째 펄스보다 $0.45\mu\text{sec}$ 후인 $0.65\mu\text{sec}$ 에 두 번째 펄스가 나타난다. 그 크기는 BT를 왕복하는 과정에서 크게 감소되었지만 경우에 따라서는 이러한



〈그림 8〉 BT에 의한 “spectral null”을 갖는 전송손실 특성.

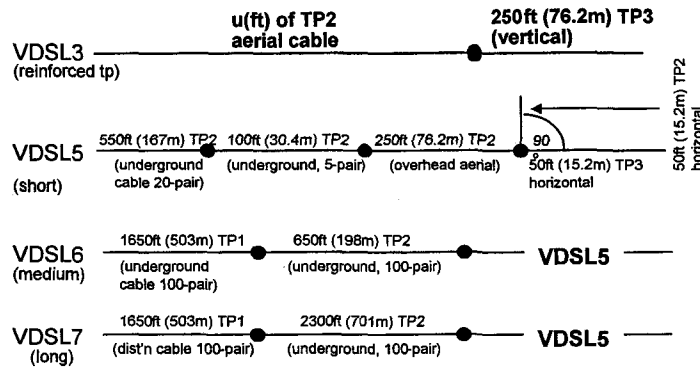


〈그림 9〉 BT으로 인한 임펄스 응답.

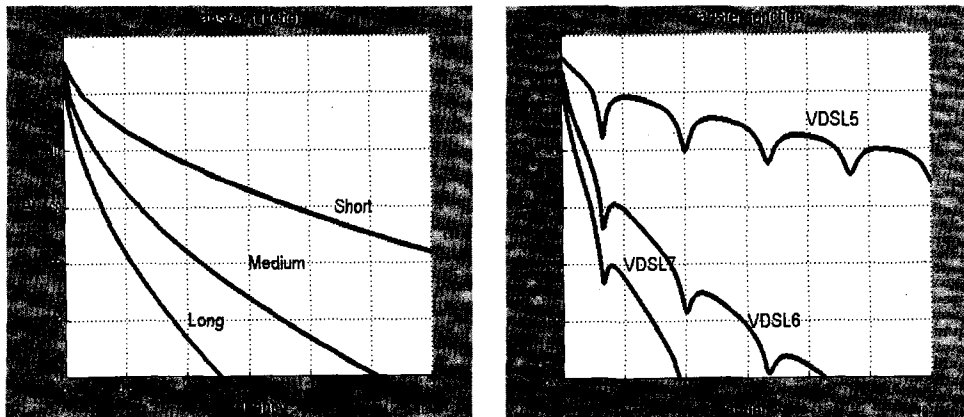
“multi-path” 현상으로 인한 “late pulse”들 때문에 ISI(inter-symbol interference)가 생길 수 있다. BT가 2개 이상 있을 때는 제2, 제3의 “late pulses”에 의한 심각한 ISI 때문에 전송 속도가 크게 제한 받을 수 있다.

5) VDSL 선로

〈그림 10〉은 VDSL 루프를 몇 가지 예시한 것이다. 여기서 TP1, TP2는 각각 26-, 24-AWG이며, TP3는 DW10 선로이다. 〈그림 11〉에 보인 이들 선로의 전송 손실특성은 지금까지 서술한 ABCD 모델을 이용하여 계산한 것이다. 왼쪽 그림에서 “short, medium, long”은 각각 1500, 3000, 4500 ft를 표시한다. 오른쪽 그림에서는 VDSL 5의 끝에 있는 50 ft의 BT에 의한 “null”을 볼 수 있다.



〈그림 10〉 VDSL reference loops.



〈그림 11〉 VDSL loop의 전송 손실 특성.

III. DSL 시스템의 전송용량 및 전송속도

TP 선로의 주파수 종속적인 전송 손실특성과 누화 등의 잡음 환경에서 얻을 수 있는 최대 전송율인 소위 “channel capacity”를 구해보자. DSL 모델에서 얻을 수 있는 실제 전송속도는 이론적인 전송용량보다 훨씬 낮은 값이며 이것은 신호 전송에 배정된 주파수 대역, 성상도(constellation), BER(Bit Error Rate), 잡음에 대한 여유도(noise margin), 오류에 대응한 채널부호의 부호이득(coding gain)과 같은 여러 요인에 의해 결정된다.

1. 채널 전송용량

디지털 시스템에서의 전송용량(channel capacity)은 잡음이 있는 채널(유한 크기의 SNR)을 통해서 임의의 낮은 오류(BER)로 전송할 수 있는 최대전송율을 나타내며, 단위 Hz당 $C = \log_2(1 + SNR)$ bit/s로 표현된다. 이 속도를 달성하기 위해서는 수신 측에서 무한대의 계산이 필요하다. SNR이 1보다 훨씬 크다고 하면 <표 5>에 예시한 바와 같이 전송용량은 SNR을 단순히 2진 비트(bit)로 환산한 것이다. 예시한 것은 대역폭 $W = 4\text{kHz}$ 의 범위에서 SNR이 변하지 않는다는 가정 하에 작성된 것으로서, 위 식에 W 를 곱한 것을 구한 것이다. 한편, 전송용량을 1 bps/Hz만큼 늘리는 데에는 SNR이 2배(3dB)

<표 5> SNR과 전송용량

SNR	1+SNR	$\log_2(1+SNR)$	전송용량(C)
1	2	1 bps/Hz	4 Kbps
3	4	2 bps/Hz	8 Kbps
7	8	3 bps/Hz	12 Kbps
15	16	4 bps/Hz	16 Kbps
31	32	5 bps/Hz	20 Kbps
63	64	6 bps/Hz	24 Kbps
...
1023	1024	10 bps/Hz	40 Kbps

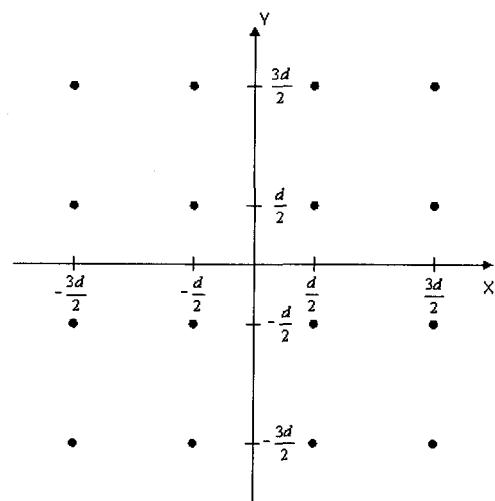
만큼 증가해야 함을 알 수 있다.

DSL이 사용하는 1.1MHz(ADSL)에서 12MHz(VDSL)까지의 넓은 주파수 대역에 걸쳐서는 전술한 바와 같이 SNR이 주파수의 함수로서 매우 큰 폭으로 변한다. 따라서 이 경우의 전송 용량은 배정된 대역 전반에 걸치는 적분을 통해서 구해진다.

2. SNR gap과 전송속도

많은 DSL 모델에서는 <그림 12>에서 예시한 것과 같은 QAM을 변조 방식으로 사용한다. 이러한 QAM을 사용하여 원하는 낮은 크기의 BER을 제공하는 데에는 SNR이 손실되기 때문에 BER이 낮아질수록 전술한 채널 용량보다는 훨씬 낮은 전송속도를 얻는데 만족해야 한다. 본 절에서는 소위 “SNR gap”이라는 새로운 파라미터를 통해서 이러한 관계를 정량적으로 살펴본다.

QAM 성상도의 신호 점의 수 M 이 충분히 크고, 신호 점간의 최소거리가 d 라고 할 때 송신신호의 평균 에너지 E 와 전달함수가 $H(f)$ 인 채널을 경유한 수신신호의 SNR은 분산 값이 σ^2 인 AWGN 환경에서 다음과 같이 얻어짐을 보일 수 있다.^[2]



<그림 12> 16-QAM 성상도.

$$E = \frac{M-1}{6} d^2, \text{ SNR} = \frac{E|H|^2}{2\sigma^2}$$

한편, 수신 신호 점간의 최소거리는 $d_{\min}^2 = d^2|H|^2$ 으로 줄어드는데, 이것과 BER(= $P_e/2$)의 관계는 $P_e \leq 4Q\left[\frac{d_{\min}}{2\sigma}\right]$ 과 같이 Q-함수에 의해 결정된다. 이 관계로부터 10^{-7} 이하의 BER을 얻기 위해서는 $\left(\frac{d_{\min}}{2\sigma}\right)^2 = 14.5 + \gamma_m - \gamma_c$ dB(약 28배)가 필요함을 보일 수 있다. 그런데 이 식에는 잡음에 대한 여유를 γ_m (DSL에서는 6dB) 만큼 두고, 또 FEC(forward error correction)을 통한 부호이득을 γ_c 만큼 제공하는 것을 반영하고 있다.

이제 채널 용량과 주어진 BER을 보장하면서 얻을 수 있는 실제 전송율의 관계를 알아보자. 먼저 “SNR gap”이라는 새로운 양을 $\Gamma = \frac{1}{3}\left(\frac{d_{\min}}{2\sigma}\right)^2$ 으로 정의하면 $\Gamma = 9.8 + \gamma_m - \gamma_c$ dB가 됨을 알 수 있다. 이를 매개로 하여 $M = 2^b$ 인 QAM 신호로 전송할 수 있는 정보 비트수 b 를 아래와 같이 구할 수 있다.

$$b = \log_2\left(1 + \frac{\text{SNR}}{\Gamma}\right), \text{ SNR} = \frac{E|H|^2}{2\sigma^2}$$

$$C = \log_2(1 + \text{SNR})$$

위 두 식을 비교해 보면 Γ 를 SNR gap이라고 부르는 이유를 여기에서 알 수 있다. 즉 비트 배정 시에 사용되는 신호대 잡음비는 채널의 SNR dB에서 Γ dB 만큼 줄어들기 때문이다. 한편, 신호율이 $1/T$ [bauds]라면, 주어진 BER 품질을 제공하는 최대전송율 R [bps]는

$$E = \frac{1}{T} \log_2\left(1 + \frac{\text{SNR}}{\Gamma}\right) \text{로 결정된다.}$$

식에서 계산된 정보비트수 b 의 값은 일반적으로 정수가 아니므로 이 값을 반올림하여 정수로 만든다. 정수 값 \hat{b} 가 b 보다 크면 BER이 다소 나빠지고, \hat{b} 이 b 보다 작으면 BER이 다소 좋아지므로, 송신측에서 이에 따른 에너지 크기 E 를 조정하여 $BER \leq 10^{-7}$ 이 되도록 맞출 필요가 있다.

〈예제 1〉 SNR과 정보비트수

어떤 QAM 시스템을 이용하는 채널에서 $E=1, |H|^2=8, \sigma^2=0.025$ 라 하면,
 $\text{SNR} = \frac{1 \times 8}{2 \times 0.025} = 22$ dB가 된다.

(1) $\gamma_m=0$ dB, $\gamma_c=0$ dB이다. 즉, 잡음에 대한 여유량이 전혀 없고 채널 부호를 채용하지 않은 경우이다. 신호율이 $1/T=400$ kHz일 때 최대 전송율을 구하시오.

〈해〉 먼저 SNR gap을 구하자. $\Gamma = 9.8 + \gamma_m - \gamma_c = 9.8$ dB. 따라서,

$$b = \log_2\left(1 + \frac{10^{2.2}}{10^{0.98}}\right) \cong 4.15 \text{ bits/symbol. 그리고,}$$

$$\text{전송율 } R = \frac{b}{T} = 4.15 \times 0.4 M = 1.6 \text{ Mbps.}$$

(2) 잡음에 대한 여유량을 6 dB로 하고 $\gamma_c=0$ 인 경우의 전송율을 구하시오.

〈해〉 SNR gap은 $\Gamma = 15.8$ dB로 4배 늘어나고 이에 따라 $b=2$ bits/symbol로 낮아진다. 따라서, 전송율 $R \cong 2 \times 0.4 M = 0.8$ Mbps로서 (1)의 경우의 절반으로 줄어든다.

(3) 희망하는 전송율은 $R=1.8$ Mbps이고 부호이득이 $\gamma_c=5$ dB(강력한 채널부호)라 할 때 잡음에 대한 여유량 γ_m 을 구하시오.

〈해〉 $b = R \times T = 1.8 M \times \frac{1}{400 K} = 4.5$ bits/symbol. Γ 에 관한 식을 γ_m 에 관하여 정리하면,
 $\gamma_m = 10 \log_{10}\left(\frac{10^{2.2}}{2^{4.5} - 1}\right) + 5.0 - 9.8 = 3.9$ dB로서,
 (2)의 경우보다 잡음 여유량이 약간 줄어든다.

3. 다중반송파 변조방식의 경우

전송특성이 주파수에 따라 큰 폭으로 다르고, 누화 잡음 또한 주파수의 함수이다. 이 때문에 가용 가능한 대역에서 SNR 특성이 주파수에 따라 변화하게 된다. 따라서 DSL에 배정된 광대역을 여러 개(256/ADSL, 2048/VDSL)의 협대역으로 나누고 나누어진 개개의 협대역은 평탄한 특

성을 갖도록 한다. 개개의 협대역 채널(부채널, subchannel)들은 SNR이 서로 다르고 따라서 서로 다른 수의 비트들을 배정하는데 이러한 방법을 다중 반송파 변조(MCM, multi-carrier modulation) 방식이라고 한다. ADSL의 DMT (N=256) 및 IEEE 802.11a 무선 LAN (N=64)의 OFDM(orthogonal frequency division multiplexing)은 MCM을 사용한 대표적인 예이다.

다중반송파 변조방식은 N개의 단일 반송파 변조방식의 집합으로 간주할 수 있다. 따라서 전술한 결과들을 각각의 부채널에 적용할 수 있다. 이때 희망사항으로는 사용된 개개의 부채널로 전달된 심볼들의 오류가 모두 동일하게 유지되어야 한다. 즉, 부채널에 관계없이 SNR gap은 모두 같은 값이 사용된다. 그러나, 부채널별로 성상도의 신호점간의 최소거리($d_{min,i}$), 전달함수(전송 손실) ($|H_i|$), 그리고 잡음크기(σ_i)가 모두 다르므로, 배정될 수 있는 정보비트 수(b_i)가 다르다. 즉, 다중반송파 시스템에서는 부채널별로 다른 크기의 QAM을 사용한다. 이를 정리하면 아래와 같다.

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

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

$$\Gamma = \frac{1}{3} \left(\frac{d_{min,i}}{2\sigma_i} \right)^2$$

여기서, i 는 부채널 번호이고 E_i 는 부채널 i 에 배정된 에너지이다. 사용된 부채널의 개수가 N이라 하면, 전체 부채널에 배정된 정보비트수는 $b = \sum_{i=1}^N b_i = \sum_{i=1}^N \log_2 \left(1 + \frac{SNR_i}{\Gamma} \right)$ 이 된다. 그리고, 신호율이 1/T일 때 최대전송율은 $R = \frac{b}{T}$ 로 구해진다.

<예제 2>

4개의 부채널이 있는 다중반송파 시스템에서 대역폭이 500 kHz인 어떤 가상적인 채널의 전달

함수가 다음과 같다. $|H_0|^2=0$, $|H_1|^2=0.073$, $|H_2|^2=0.016$, $|H_3|^2=0.0029$. 그리고, 각 부채널의 반송파 주파수는 다음과 같다. $f_0=0$, $f_1=125$ kHz, $f_3=250$ kHz, $f_4=375$ kHz. 첫 번째 부채널에는 $|H_0|^2=0$ 이므로 비트를 배정할 수 없다. $\Gamma=9.8+\gamma_m-\gamma_c=9.8$ dB, $E_i=1$, $1/T=4$ kHz일 때 다른 부채널에 배정할 수 있는 비트수와 이 채널을 이용하는 최대 전송율을 구하시오. 여기서 잡음은 NEXT 형태로서 $f^{1.5}$ 에 비례하고, $\sigma_1^2=10^{-5}/2$ 로 가정한다.

$$\langle \text{해} \rangle \quad \sigma_1^2=10^{-5}/2, \quad \sigma_2^2=\sigma_1^2 \times (2)^{1.5}=2.82 \times 10^{-5}/2, \quad \sigma_3^2=\sigma_1^2 \times (3)^{1.5}=5.2 \times 10^{-5}/2$$

$$SNR_1 = \frac{1 \times 0.073}{10^{-5}} = 7300 (38.6 \text{ dB}) \rightarrow b_1$$

$$= \log_2 \left(1 + \frac{7300}{10^{0.98}} \right) = 9.58 \text{ bits}$$

$$SNR_2 = \frac{1 \times 0.016}{2.82 \times 10^{-5}} = 567 (27.5 \text{ dB}) \rightarrow b_2$$

$$= \log_2 \left(1 + \frac{567}{10^{0.98}} \right) = 5.92 \text{ bits}$$

$$SNR_3 = \frac{1 \times 0.0029}{5.2 \times 10^{-5}} = 56 (17.4 \text{ dB}) \rightarrow b_3$$

$$= \log_2 \left(1 + \frac{56}{10^{0.98}} \right) = 2.78 \text{ bits}$$

따라서, $b=9.58+5.92+2.78=18.28$ bits이고, 전송율은 $R=18.28 \text{ bits} \times 4 \text{ kHz}=73.12$ kbps가 된다.

IV. Bit Loading Algorithm

다중반송파시스템에서는 계산된 b_i 의 크기가 0.5 비트 미만이면 반올림과정에서 그 값이 0이 되기 때문에 그 부채널은 사용하지 않는다. 즉, 그 부채널에는 에너지가 배정되지 않는다. 따라서, SNR에 따라 에너지가 배정되지 않는 부채널이 다수 존재할 수 있으므로, 비트 배정에 사용되지 않는 부채널들에 배정된 에너지를 사용되는 채널에게로 재분배할 필요가 있다. 이 과정에서

비트배정이 다시 이루어지고, 이에 따라 에너지를 또다시 조정하는 등의 과정이 계속되어야 한다. 이러한 과정을 다중반송파시스템에서의 “bit-loading” 또는 “bit-allocation”이라고 하는데 다음과 같은 2가지의 형태의 목적이 존재한다.

■ 속도 적응형 비트 배정

- $\max_E b = \sum_{i=1}^N b_i$
- subject to $\sum_{i=1}^N E_i = E$
- 송신 측에서 사용 가능한 에너지 총량의 범위 안에서 전송율을 최대화 하는 비트 배정을 목적으로 한다.

■ 여유량 적응형 비트 배정

- $\min_b E = \sum_{i=1}^N E_i$
- subject to $\sum_{i=1}^N b_i = b$
- 희망하는 전송율을 제공하는 범위에서 에너지 사용량을 최소화 하는 비트 배정이 목적이다.

첫 번째의 것에 대한 비트 배정으로는 “Water Filling(WF)” algorithm이 잘 알려져 있다. 아래는 이것의 간단한 스케치이다. 먼저 주어진 에너지 제한 조건과 채널의 전송율을 아래와 같이 정리한다.

$$E = \sum_{i=1}^N E_i = N \cdot \overline{E_N}$$

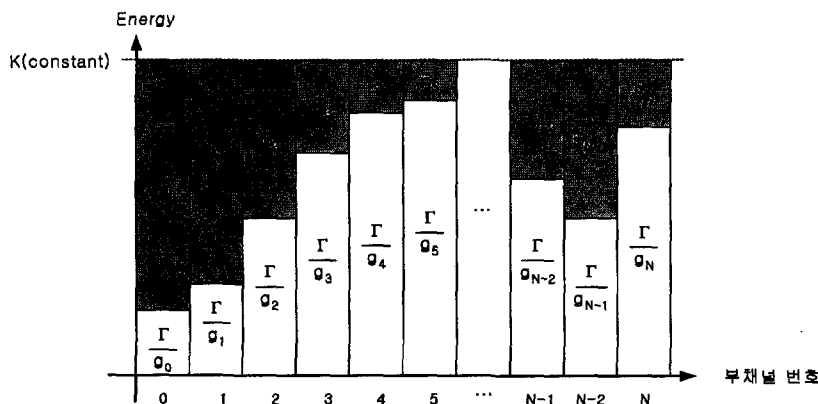
$$b = \sum_{i=1}^N b_i = \sum_{i=1}^N \log_2 \left(1 + \frac{E_i \cdot g_i}{\Gamma} \right), \quad g_i = \frac{|H_i|^2}{2\sigma_i^2}$$

여기서 부채널의 개수는 N 이며 E_i 는 i 번째 부채널의 에너지를 나타내고 $\overline{E_N}$ 은 N 개의 부채널에 대한 평균 에너지를 의미한다. 주어진 에너지 E 를 이용해서 정보비트 수 b 를 최대로 할 수 있는 에너지 분포 E_i 를 구하는 문제는 잘 알려진 최적화 문제로서 “Lagrange multiplier”를 도입하여 결정할 수 있다. 먼저 다음과 같이 Lagrange multiplier λ 를 이용한 비용함수(cost functional) J 를 정의한다.

$$J = - \sum_{i=1}^N \log_2 \left(1 + \frac{E_i \cdot g_i}{\Gamma} \right) + \lambda \left(\sum_{i=1}^N E_i - N \cdot \overline{E_N} \right)$$

위 식의 최소값을 구하기 위해서 양변을 E_i 로 미분하여 0으로 놓으면 $E_i + \Gamma/g_i = K$ (상수)의 해를 얻을 수 있다. 즉 부채널에 할당되는 에너지(E_i)와 Γ/g_i 의 합은 모든 부채널에서 일정해야 한다는 조건을 구할 수 있다. 이러한 해를 “water filling”이라고 하고 <그림 13>에 이의 개념을 보여주고 있다.

여기서 Γ/g_i 은 SNR의 역(inverse)인 NSR 개념으로 생각할 수 있다 이 값이 낮을수록 “water”를 더 많이 채울 수 있다. 따라서 할당된 에너지 E_i 를 물의 양으로 간주할 때 수면 높이가



<그림 13> “Water filling” algorithm.

K 로 일정하게 되도록 E_i 가 결정되는 것을 의미한다.

$$\begin{aligned} E_1 + \frac{\Gamma}{g_1} &= K \\ E_2 + \frac{\Gamma}{g_2} &= K \\ &\vdots \\ E_N + \frac{\Gamma}{g_N} &= K \end{aligned}$$

위 식을 모두 합하고 $E_1 + E_2 + \dots + E_N = n \cdot \overline{E_N}$ 의 조건을 이용하여 K 에 대하여 정리하면 다음과 같은 결과를 얻을 수 있으며 전체 에너지 E 와 g_i 가 주어지면 K 를 구할 수 있다.

$$K = \frac{1}{N} \left(N \cdot \overline{E_N} + \Gamma \sum_{i=1}^N \frac{1}{g_i} \right)$$

위에서 구한 K 를 이용하여 $E_i = K - \Gamma/g_i$ 와 같이 부채널 에너지를 구하고 $b = \sum_{i=1}^N \log_2(1 + E_i \cdot g_i/\Gamma)$ 에 대입하여 각 부채널에 배정된 정보비트의 수를 구할 수 있다.

이러한 WF 방식은 두 가지 단점이 있다. 하나는 배정된 비트가 정수가 아니라는 점이다. 그리고 WF는 주어진 에너지 한도 내에서 전송율을 최대로 하는 것을 목적으로 하는데, 실제 시스템에서는 전송율이 주어지고 대신 품질을 최고로 하는 것이 중요한 경우가 많다. 이와 관련해서 Chow's, greedy algorithm, Campello's EF, ET 등의 다양한 알고리즘이 있다.^[7] 이 중에서 WF의 과다한 계산량을 개선한 Chow's 방법은 일부 ADSL 시스템의 초기화 과정에 채용되어 있다.

V. 결 론

상황: "길은 옛날 그대로 시골 촌길이다." 보행자나 우마차가 다니고 어쩌다 자전거나 경운기가

지나간다. "이 길에 오토바이가 다니기 시작하고, 승용차도 많아진다." 직선 길에서는 가끔 "휠라리"도 보인다.

ISDN, ADSL, SHDSL, VDSL 등의 다양한 DSL 모뎀은 음성 신호 전송을 목적으로 설계된 UTP 전화선로를 전송 매체로 사용하여 재래식 V.90 모뎀보다 수천 배에 이르는 수~수십 Mbits/s의 초고속 전송을 서비스한다. 이를 위해 DSL 모뎀들은 최대 1.1MHz(ADSL), 12MHz(VDSL), 4~10MHz(HomePNA)까지의 광대역의 대역폭을 사용하게 되는데, 이러한 넓은 주파수 범위에서는 초기 전화선로를 설계 시에 고려할 필요가 없었던 새로운 문제들을 극복해야 한다.

첫째, 선로의 전송 손실 특성이 더 이상 평탄(flat)하지 않고 주파수가 높아지면 손실이 크게 증가하고 각종 BT에 의한 spectral null이 발생한다. 두 번째는 AM 라디오, amateur 무선 신호와 관련된 egress 및 ingress 대책이 필요하다. 그리고 TP 케이블 묶음(bundle)을 공유하는 이중 DSL 신호간에 NEXT 및 FEXT 등의 누화가 발생한다. 또한, 충격 잡음은 지속 시간이 3μsec 정도인데, 56kbit/s급의 음성 대역 모뎀에게는 너무 짧아서 말 그대로 "충격" 정도에 그친다. 그러나 10Mbit/s의 고속 데이터에게는 이 지속 시간이 매우 긴 시간으로서 최대 30비트까지의 연접(burst) 오류를 발생시킬 수 있다. 본 고에서는 DSL 모뎀의 광대역 화에 수반되는 이러한 TP 선로의 고유한 특성을 이해하고 소위 "채널 용량"에 미치는 영향을 살펴보고, DMT 시스템에 필수적인 "bit-loading" 방법을 소개하였다.

결론:

1. 비대칭서비스(하향:상향=8:1 정도)가 왜 필요했을까?
2. 속도 적응(rate adaptive)은 왜 필요한가?

답: 둘 다 정답은 "별 수 없어서"이다. 각종 "fancy looking techniques"은 문제들

“극복”하려고 “하다가 하다가” 안되어 대안
으로 내놓은 것이다.

우문 : 광 fiber를 쓰면 되는데...

참 고 문 헌

- [1] C. Valenti, “Cable Crosstalk Parameters and Models,” ANSI Contribution T1E1.4/97-302, Bellcore, Minneapolis, MN, Sept. 1997.
- [2] 송상섭, 박동선, 임명섭 외, 고속 DSL 모뎀 설계, 반도체설계교육센터, 2002 예정.
- [3] J. M. Cioffi, “Very high speed digital subscriber lines,” IEEE Communication Magazine, pp.72-79, April 1999.
- [4] J. M. Coiffi, “VDSL System Requirements Document,” ANSI Contribution T1E1.4/98-043R3, June 1998.
- [5] J. Cook, “Telephony transmission and splitters, passive and active,” T1E1.4/94-043, Feb. 1994.
- [6] J. H. Unger, “Near-End Crosstalk model for line code studies” Bell core T1D1.3/85-244 Nov. 1985.
- [7] T. Starr and J. M. Cioffi, “Understanding Digital Subscriber Line Technology,” Prentice Hall, 1999.
- [8] ssong@moak.chonbuk.ac.kr

저 자 소 개

李 鍾 訓

1996년 2월 전북대학교 전자공학과 공학사, 1998년 2월 전북대학교 전자공학과 공학석사, 1999년 3월~현재 : 전북대학교 전자공학과 박사과정, <주관심 분야 : DSL, 초고속 무선 LAN>



宋 祥 燮

1978년 2월 전북대학교 전기공학과 공학사, 1980년 2월 KAIST 전기 및 전자공학과 공학석사, 1990년 2월 University of Manitoba, Electrical & Computer Engineering 공학박사, 1994년 11월~1996년 11월 : 전북대학교 공과대학 부학장, 1981년 3월~현재 : 전북대학교 전자정보공학부 교수, <주관심 분야 : 홈 네트워크, DSL, Gigabit Ethernet, IEEE802.3 전송기술>