

종합정보통신망 U-접속 선로부호의 성능에 관한 시뮬레이션

(A Simulation on the Performance of Line Codes for ISDN U-Interface)

姜 求 洪*, 金 大 榮**, 白 濟 寅***

(Koo Hong Kang, Dae Young Kim, and Je In Baek)

要 約

종합정보통신망 가입자 선로부호는 U-접속 전송시스템 성능에 결정적인 영향을 미침으로 시스템 설계시 중요한 선택적 요인이 된다.

본 논문에서는 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 AMI, MMS43, VMDB5 및 2B1Q 선로부호들의 성능을 비교 분석하였으며, 전력밀도스펙트럼, 최대눈폭크기 및 심벌 에러율이 관련 성능비교 파라미터로 사용되었다.

시뮬레이션 적용 U-접속 전송시스템은 부호기, 송신필터, 채널, 수신필터, 등화기, 샘플러 및 복호기로 구성되었으며 전송손실, 근단누화 및 가산성백색 가우시안 잡음이 전송채널상의 주요 전송제약 요소로 고려되었다.

Abstract

The line code for ISDN subscriber loops is a critical choice in designing U-interface transceiver, since it affects system performance in a crucial way.

This paper provides the performance analysis of U-interface transceiver systems employing four different line codes AMI, MMS43, VMDB5, and 2B1Q. The codes are compared using computer simulation studies, and three performance parameters of the four codes such as power spectrum, eye width, and error probability are used for the comparison.

The simulation model consists of the encoder, transmit filter (root-raised cosine filter), channel, receive filter, zero-forcing equalizer, sampler, and decoder. The near-end crosstalk and additive white gaussian noise are considered as the principal impediments.

*正會員, 韓國電子通信研究所
(Electronics and Telecommunications Research
Institute)

**正會員, 忠南大學校 電子工學科
(Dept. of Elec. Eng., Chungnam Nat'l Univ.)

***正會員, 韓南大學校 情報通信工學科
(Dept. of Information and Communication Eng.,
Hannam Univ.)

接受日字: 1990年 2月 24日

I. 서 론

사회 각 부분에서 빠른 속도로 변하는 정보화 문명은 우리의 생활을 새롭게 변형시키고 있으며, 이러한 고도의 정보화 사회를 맞이하여 전화에 이어 비음성(팩시밀리, 데이터, 화상 등) 서비스에 대한 수요가 일반 가입자들에게 까지 급증하고 있다. 이에 이미 선진 각국에서는 종합정보통신망(Integrated Services Digital Network; ISDN) 실현에 전력을 기울이고

고 있으며 상당한 수준에 도달해 있음이 발표되고 있다. 이를 위한 선행과제인 전체 통신망의 디지털화가 필수적이라 할 수 있다.

통신망의 구성 요소중 교환기 및 국간 전송로 분야는 디지털화가 상당히 추진된 반면, 가입자 선로 및 단말기의 디지털화는 미진한 실정에 있다.

가입자 선로의 디지털화는 이미 기존에 포설되어 있는 2선 동선(metallic) 케이블을 이용하는 방법과 대용량 전송매체에 적합한 광케이블을 새로이 설치하여 실현할 수 있으나, 광대역 서비스에 대한 수요가 아직 뚜렷하지 않은 현상에서는 경제적인 면을 고려해 초기에는 기존의 2선 동선 케이블을 이용하여 디지털 신호를 전송하는 방법이 타당하다.

국제전신전화자문위원회(International Telegraph and Telephone Consultative Committee)에서는 ISDN 관련 표준화 작업을 추진하여 왔으나, U-접속(U-interface)에 대해서는 표준안을 마련하지 못하고 있다.¹¹⁾ 이러한 표준화 작업이 늦어지고 있는 이유는 여러가지가 있으나, 각국의 선로환경의 차이로 인한 전송방식 및 선로부호 선정에 대한 각국의 이견을 좁히지 못하고 있기 때문이다. 그러나 전송방식은 일명 핑-퐁(ping-pong) 방식인 time compression multiplexing (TCM) 방식을 채택한 일본을 제외한 대부분의 선진 각국에서는 echo cancellation method (ECM) 방식의 채택으로 기울어지고 있으나, 선로부호에 대해서는 아직도 쉽사리 이견을 좁히지 못하고 있어 초기 단계에서는 자국에 적합한 선로부호 채택이 불가피하다.

디지털 통신이 등장하면서 부터 실로 수많은 선로 부호들이 발명되어 사용되어 왔으나 세계적으로 U-접속에 적용되고 있는 선로부호들의 종류는 극히 제한적이며, 북미지역의 2B1Q,^{12,14)} 서독의 MMS43,^{3,5,6)} 이탈리아 및 일본의 AMI^{15,6)} 등이 있다. 그러나 이러한 선로부호들은 자국의 ISDN 구축의 초기단계에 이미 채택되어 어느정도 실현이 이루어져 각국은 서로의 선로부호의 우수성을 발표하고 있으며 경제적인 면을 고려할 때 더욱더 자국이 채택한 선로 부호에 대한 강조가 심화될 것으로 보여진다. 그러나 이러한 선로부호들에 대한 객관성 있는 확실한 학문적인 근거를 제시하지 못하고 있을 뿐 아니라 자국이 채택한 선로부호에 대한 장점만을 강조한 나머지 선로부호에 대한 타당한 비교분석이 이루어지지 못하고 있는 실정이다.

이에 본 연구에서는 기본적인 기저대역 통신 시스템 모델을 설정하여 선로부호들의 성능비교를 위해 컴퓨터 시뮬레이션을 통한 보다 조직적이고 다각적

인 비교분석과 객관적인 측정자료를 제공함으로써 U-접속에 채택될 최적의 선로부호를 선정하는데 있다.

II. ISDN 기본액세스

ISDN 기본액세스의 실현은 시분할 다중화(time division multiplexing)된 160kbit/s 디지털 데이터를 2선식 기존가입자 선로를 이용해 가입자 맥내의 network termination과 전화국 측의 line termination 사이 2개의 전송 단말사이에 전이중(full-duplex) 전송할 수 있도록 규정하는 U-접속을 실현하는 것이다. 이러한 시분할 다중화된 160kbit/s 데이터에는 디지털화 된 음성, 회선교환 혹은 패킷교환 데이터 수용을 위한 2개의 64kbit/s 채널(B 채널)과 B 채널 스위칭을 위한 시그널링(signaling) 정보 또는 패킷정보 수용을 위한 하나의 16kbit/s 채널(D채널) 및 동기화와 운용 및 유지보수를 위한 16kbit/s로 구성된다.

기존 가입자 선로를 그대로 U-접속 전송시스템에 사용하는 것이므로 기존의 가입자 선로 특성을 파악하는 것은 매우 중요하며, 이러한 특성들은 선로부호 성능 비교를 위한 시뮬레이션에 관련 변수로서 사용된다.

1. 가입자 선로환경

4KHz 미만의 음성 서비스를 위주로 설계된 기존의 가입자 선로가 ISDN에 요구되는 고주파 대역을 감당해야 하므로 현재 사용하고 있는 가입자 선로의 특성을 파악하여 전송제약요소 및 전송 특성 저하요인을 규명하여야 한다. 먼저, 이러한 주파수 증가에 따른 신호감쇄 특성이 필수적으로 고려되어야 한다.

국내 기존 가입자 선로는 주로 종이절연으로 구성되어 있으며 이들의 심선경은 0.4, 0.5, 0.65, 0.9mm 등이 사용되고 있으나, 0.4와 0.65mm 종이 절연선로가 대부분을 차지하고 있다. 심선경 0.4, 0.65mm 가입자 선로 전송 손실 특성은 그림 1과 같다.¹⁷⁾

한편 장래의 재할당 또는 off-premise의 확장용도로 사용되는 bridged tap(BT)은 종단이 개방(open circuit) 되어, 회로의 공진으로 인한 bridging 손실을 발생시켜 일정한 주파수 간격에서 심한 감쇄 현상을 일으켜 고속 디지털 신호전송에 커다란 장애가 된다. BT종단에서 발생하는 반향신호(echo)는 수신측의 intersymbol interference(ISI)를 증가시키며, 송신측의 반향신호양의 변화를 초래한다. 또한 가입자선로가 이중심선(multi-gauge) 접속으로 구성된 복합배선인 경우, 임피던스 부정합 상태가 발생하며 이로 인한 반향신호가 발생되어 추가손실을 가져온다.

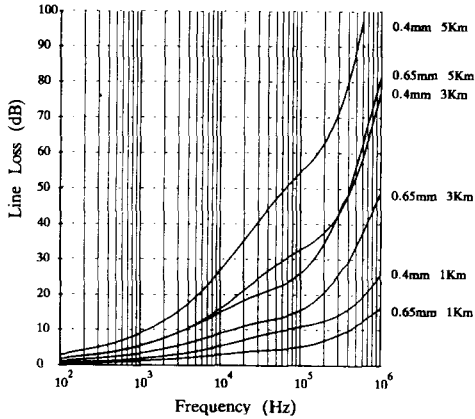


그림 1. 가입자 선로 전송 손실 특성
Fig. 1. Loss characteristics of subscriber loops.

가입자 선로의 많은 회선이 동일 케이블 유니트내에 수용되어 있어 회선상호간 정전적, 전자적 결합에 의해 하나의 회선 신호가 다른 회선들의 신호에 영향을 미치는 것을 누화라 한다. 누화는 근단누화(near-end crosstalk)와 원단누화(far-end crosstalk)로 나눌 수 있으며, 원단누화는 전송 선로손실에 의하여 감쇄가 되어 근단누화에 비해 상대적으로 끼치는 영향이 적다. 그러나 TCM 전송방식을 채택시에는 근단누화의 영향은 무시되고 원단누화의 영향만 고려된다. 본 논문에서는 ECM 전송방식 채택에 따라 근단누화의 영향만 고려한다.

가입자선 케이블은 다른 유니트로 부터의 영향은 거의 없으므로 근단누화의 최대누화전력합(power sum loss)을 계산할 때 한 유니트 내의 영향만 고려하여도 충분하다. 즉 전력전달 함수 $X(f)$ 는 다음과 같이 표현된다.^[10]

$$X(f) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M g_{nm}^2(f) \tag{1}$$

g_{nm} : pair n과 m 사이 NEXT 이득

N : 전체 pair 수

U-접속 전송시스템 설계시 고려되는 주파수대역에 서는 다음과 같다.^[10]

$$X(f) = c \cdot f^{1.5} \tag{2}$$

c : 상수 ($10^{-12} \sim 10^{-14}$)

그러나 근단누화손실은 케이블심선의 구경 및 길이 뿐만이 아니라 절연방식에 의해 변화되므로 각국의 선로환경에 따라 차이를 나타낸다. 국내 1% 근단누화손실은 그림 2와 같다.^[7]

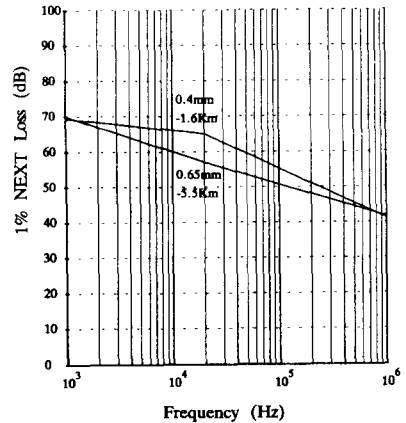


그림 2. 1% 근단누화 손실
Fig. 2. 1% Near-end crosstalk loss.

이 외에도 임의의 짧은 시간에 집중되어 나타나는 임펄스성분의 충격잡음 및 지역환경에 따라 무선방송, 전력선, 낙뢰, 전철등에 의해 통신선로에 유도되어 일어나는 유도잡음 등이 주요 장애요인으로 고려된다.

2. 선로부호 선정조건

U-접속에 적용될 선로부호는 일반적으로 다음과 같은 특징을 지녀야 한다. 첫째, 기존가입자 선로는 AC 결합(AC coupling)되어 있으며, DC 전력을 공급해야 하므로 무직류(DC-free) 성분이어야 한다. 비록 최근에 DC wander 제어방법들이^[11] 발표되고 있으나 하드웨어 실현의 복잡성을 가중시키고 있다. 둘째, 저주파 성분의 전력밀도 스펙트럼이 적어야 한다. 전송선로의 임피던스 부정합 상태는 저주파 영역에서 가장 심하며 따라서 하이브리드는 저주파 영역에서 우수한 성능을 갖지 못한다. 그러므로 저주파 성분 에너지를 많이 갖는 선호부호인 경우 echo canceler (EC)의 tap 수가 증가하게 되어 EC 설계를 어렵게 만든다. 셋째, 고주파 성분의 전력밀도 스펙트럼이 적어야 한다. 즉 대역폭이 좁아야 한다. 2.1절에서 이미 설명한 바와 같이 주파수가 증가함에 따라 전송 선로 손실은 \sqrt{f} 에 비례하여 증가하며 또한 근단누화량은 $f^{1.5}$ 에 비례하여 증가하여 신호의 전송거리에 절대적인 영향을 미치므로 가능한 한 선로부호는 좁은 주파수 대역폭을 가져야 한다. 그 이론적인 최소치는 나이퀴스트(Nyquist) 대역폭이며, 이 대역폭 내에 동작이 가능한 선로부호의 특성을 최소대역폭(minimum bandwidth; MB) 특성^[12,13,14]이라 한다. 넷째, 충분한 시각재생 정보(timing recovery information)를 가져야 한다. U-접속 전송시스템의 수신

단에서는 수신된 심벌로 부터 시각재생 (clock recovery) 시, absent 펄스 및 동극성 펄스의 연속으로 인한 펄스 변환 상실이 제한되어야 하며, 이것을 런 길이제한(run-length limited;RLL)^[14] 특성이라 한다. 다섯째, 전송상의 에러를 감지할 수 있어야 하며 마지막으로 신호대잡음비 (signal-to-noise ratio ; SNR)에 유리한 가능한 한 레벨수가 작아야 한다.

이상 6가지의 일반적인 U-접속 선로부호 선정조건을 동시에 만족하기에는 어려움이 따르나 가능한 한 이러한 조건들에 많이 부합되는 선로부호를 선택해야 한다.

Ⅲ. 선로부호

데이터 전송에 있어서 주어진 선로의 전달특성 혹은 제약조건에 맞추거나 수신측의 원활한 동기재생 및 에러검출을 위하여 원천데이터를 적절한 형태의 디지털 기호로 변환하여 전송해야 하는데 이때 사용되는 변환부호 또는 알고리즘을 선로부호라 한다. 표 1은 본 연구의 연구대상 선로부호들의 특성을 비교하였다.

표 1. 선로부호 특징
Table 1. Features of line codes.

특징 선로부호	레벨수	심벌전송율 (kbit/s)	redundancy	DC-free (DSV)	MB (ASV)	RLL (RL)
AMI	3	160	1/3	0 (1)	x (발산)	x (발산)
MMS43	3	120	11/27	0 (5)	x (발산)	0 (5)
VMDB5	3	160	1/3	0 (2)	0 (4)	0 (5)
2B1Q	4	80	0	x (발산)	x (발산)	x (발산)

표 1로 부터 digital sum variation (DSV)^[5,6,12,13,14]이 발산하는 2B1Q를 제외한 모든 선로부호들이 무직류 특성을 갖고, 저주파 영역에서의 전력밀도 스펙트럼 분포는 DSV가 작은 순서대로, 즉 AMI, VMDB5^[12,13,14] MMS43, 2B1Q 순으로 커진다. 한편, alternate sum-variation (ASV)^[12,13,14]이 4인 VMDB5는 MB 특성을 갖으며, MMS43 및 VMDB5는 런길이 (run-length; RL)가 5로써 RLL 특성을 지닌다.

심벌전송율 (symbol rate)에 있어서는, MMS43 및 2B1Q가 redundancy가 1/3인 AMI 및 VMDB5에 비해 심벌전송율이 낮으며, 특히 redundancy가 "0"인 2B1Q의 심벌전송율은 AMI의 1/2에 해당한다. 이러한 심벌전송율 감소의 장점은, 대역폭 축소로 인해

2장에서 고려한 전송선로상의 전송제약조건에 유리하다. 그러나, 이러한 대역폭 축소효과는 심벌전송율 감소에만 의존하는 것이 아니라, MB특성을 가진 선로부호인 경우 나이퀴스트 주파수까지 대역폭을 축소하므로써 가능하다. 그러나 2B1Q와 같이 심벌 레벨수의 증가를 이용한 대역폭 축소효과는 SNR 면에서 불리한 면을 감수해야한다. MB 선로부호로는 DB (duobinary), MDB (modified duobinary) 등이 있으나 이들 선로부호들은 RLL 성질을 갖지 못하며 이러한 단점을 보완하기 위해 최근에 MB 성질을 잃지 않으면서 RLL가 가능한 VMDBr (variation of the modified duobinary code with the maximum "0"run-length of r)부호가^[14] 등장하였다. VMDB5 선로부호는 DSV가 2이고, ASV가 2인 MDB 부호를 변형한 것으로써 전송전의 부호열에서 "0"가 6개 연속되면 이를 violation 펄스와 supplementary 펄스로 대체하므로써 연속되는 "0"의 갯수는 5개 이하가 되도록 "0"의 RL을 제한한 부호다.

Ⅳ. 시뮬레이션

1. 시뮬레이션 적용 전송시스템 및 신호 흐름도
시뮬레이션에 적용될 전송시스템은 그림 3과 같이 부호기, 송신필터, 채널, 수신필터, 등화기, 표본기 및 복호기로 구성되며, 채널상에 나타나는 잡음으로는 근단누화 및 백색가우시안 잡음 (additive white gaussian noise;AWGN)을 고려하였다.

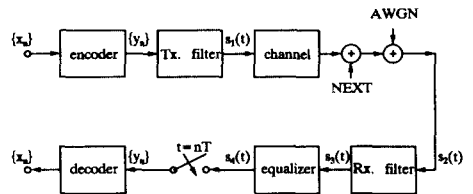


그림 3. 기저대역 전송시스템 모델
Fig. 3. Baseband transmission system model.

송신 및 수신필터는 각각 root raised cosine 함수 특성을 갖는다.^[16] 한편, 채널 및 근단누화는 각각 그림 1과 그림 2의 심선경 0.4mm-1km 및 0.65mm-5km 선로 특성을 적용하였으며, 등화기는 시뮬레이션 과정에서 채널특성이 고정 (time invariant) 되어 있으므로 zero-forcing (ZF) 등화기^[17]를 사용하였다. 시뮬레이션 신호흐름도는 그림 4와 같다.

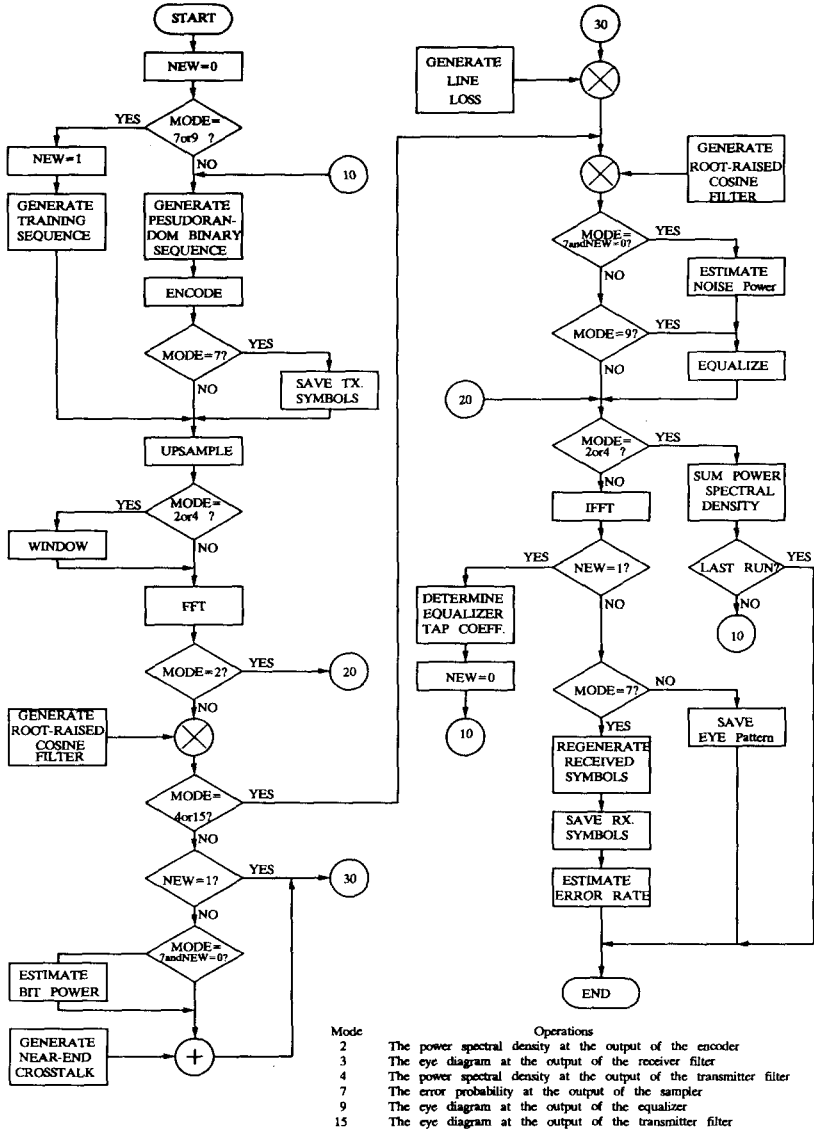


그림 4. 시뮬레이션 신호흐름도

Fig. 4. Simulation signal-flow chart.

2. 성능비교 파라미터

컴퓨터 시뮬레이션을 통한 신호부호 성능비교 파라미터로서 각 신호부호들의 전력밀도 스펙트럼 분포, 눈 모양(eye pattern) 및 심벌에러율(symbol error rate; SER)을 제시한다. 신호부호의 전력밀도 스펙트럼은 송신필터와는 무관하게 부호기 자체에 의해 결정되며 송신필터의 대역폭 제한으로 인한 전력밀도 스펙트럼이 변화된다. 이러한 각 신호부호들의

전력밀도 스펙트럼 분석은 U-접속 전송 선로특성을 고려해 볼 때, 중요한 성능비교 파라미터가 된다. 본 시뮬레이션에서는 펄스성형 전, 후에서 각각의 신호부호의 전력밀도 스펙트럼을 조사하였다.

한편, eye opening (height)은 심벌의 레벨 차이로 수신단의 신호 검출시 중요한 신호부호 성능비교 파라미터가 된다. 즉 eye opening은 신호부호들의 ISI, 누화 및 AWGN 등에 대한 허용도(susceptibility)에 의해 열림의 정도가 결정되어 noise margin을 결정하게

되, 그 결과는 SER로 나타난다. 한편 수신측에서는 $t=nT$ 시각에 수신된 파형을 표본화 하여 전송된 심벌을 판별한다. 이때 실질적인 수신측의 표본화 시각은 좌, 우로 흔들릴 수 있으며(jittering), 이 경우 $t=nT$ 에서 벗어난 위치에서 신호를 표본화하게 되는데, 그러더라도 눈 모양의 횡축 이내에서 표본화 되었다면 오차없이 검출이 가능하다.¹⁵⁾ 그러므로 눈 모양의 최대눈폭크기(peak eye width; PEW)는¹⁵⁾ 표본화 시각에 대한 민감도를 측정하는 파라미터 역할을 한다. 본 시뮬레이션에서는 각각의 선로부호들의 눈 모양을 펄스성형후, 채널 통과후 그리고 등화기 통과후 관찰하였다.

3. 시뮬레이션 방법

본 연구에서는 선로부호 자체가 U-접속 전송시스템에 미치는 영향을 알아보기 위함으로써 시스템 자체는 비교적 이상적이라고 가정하였으므로 모든 시뮬레이션 과정은 주파수 영역에서 처리하였다.

의사 무작위 2진 데이터(pseudo random binary sequence; PRBS) 발생은 16비트 시프터레지스터 및 exclusive OR 게이트를 이용해 구성되며, 이때 사용된 특성방정식(characteristic polynomial) $g(x)$ 는 다음과 같다.

$$g(x) = 1 + x^2 + x^3 + x^5 + x^{16} \quad (3)$$

전력밀도 스펙트럼 분석 알고리즘은 매우 다양하나, 본 시뮬레이션에서는 averaging periodograms 방법¹⁸⁾을 사용하여 직접 신호의 전력밀도 스펙트럼을 구했다. 본 시뮬레이션에서는 Hamming window로 weight한 sequence 길이 4096 데이터 값을 200번 averaging 취하여 구했다. 또한 펄스 성형후의 전력밀도 스펙트럼을 분석하기 위해 root-raised cosine 함수의 α 값을 0에서 1까지 0.2간격으로 변화시켰다.

다음으로 펄스성형후, 채널 통과후 그리고 등화기 통과후 눈 모양을 분석하며, 이때 펄스성형, 채널및 등화기의 전달함수를 구하여 이미 구해진 신호의 주파수 특성을 주파수 영역에서 각각 곱하여 결과를 구한다음, 푸리에역변환(inverse fast fourier transform) 하여 시간 영역에서 데이터열을 2T 구간에 걸쳐 중첩하여 눈 모양을 얻는다. 이때 심벌사이에는 16 point 샘플링 한다.

ZF 등화기의 tap 계수(coeffcient) C_n 과 하나의 임펄스 형태를 띠는 training 신호와의 관계를 다음과 같이 행렬(matrix)로 표현할 수 있다. 이때 S_n 은 수신단에서 NT 구간에 걸쳐 샘플링된 수신값이며 본 시뮬레이션에서는 43tap ZF 등화기를 이용하였다.

$$\begin{bmatrix} C_{-21} & C_{-20} & \dots & C_{-1} & C_0 & C_1 & \dots & C_{20} & C_{21} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_3(0) & S_3(-1) & \dots & S_3(-21) \\ S_3(1) & S_3(0) & \dots & S_3(-20) \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ S_3(21) & S_3(20) & \dots & S_3(0) \end{bmatrix} = [0 \ 0 \ \dots \ 0 \ 1 \ 0 \ \dots \ 0 \ 0 \ 0] \quad (4)$$

U-접속 전송시스템은 심벌에러율이 $10^{-7} \sim 10^{-8}$ 임으로 이것을 직접 송신과 수신된 심벌을 비교하여 심벌에러율을 구한다는 것은 거의 불가능하다. 전송선로상에 나타나는 잡음은 가우시안 확률 분포로 나타나며, 이때 3진 신호의 신호공간도 및 잡음의 영향을 그림 5와 같이 나타낼 수 있다.

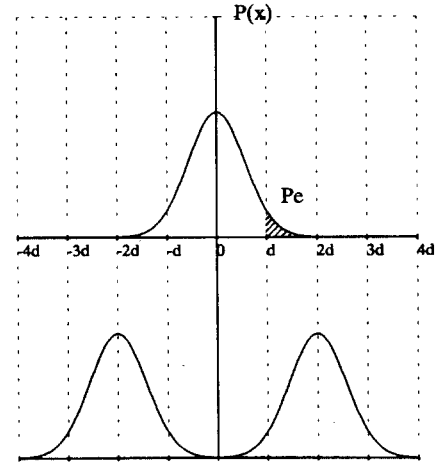


그림 5. 3진 신호의 신호공간도 및 AWGN 영향
Fig. 5. Signal space of ternary and effect of AWGN.

그림 5에서 보여지는 바와 같이 심벌0의 에러확률은 심벌1과 -1의 문턱값에 대한 가우시안 꼬리확률을 계산함으로써 구할 수 있다. 따라서, 심벌에러율 ϵ 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \epsilon &= P_r(v > d) = P_r(v < -d) \\ \int_d^\infty P(v) dv &= \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \int_d^\infty e^{-v^2/2\sigma^2} dv = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{d}{\sigma\sqrt{2}}\right) \end{aligned} \quad (5)$$

여기서,

$$\begin{aligned} \operatorname{erfc}(x) &= \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^\infty e^{-t^2} dt \\ \sigma^2 &= \frac{N_0}{2} \end{aligned}$$

수신단에서 수신된 각 심벌의 값으로부터 이들과 문턱치(threshold value)와의 거리차를 구해 이들로 부터 꼬리확률을 계산하여 심벌에러율을 구한다. 한편 수신단의 샘플링 시각은 처음 수신되는 48개의 심벌로 부터 각 심벌의 최대값을 비교하여 샘플링 시각을 정하여 고정시킨다.

V. 시뮬레이션 결과 분석

1. 전력밀도 스펙트럼

선로부호의 전력밀도 스펙트럼 분석은 DC, 나이퀴스트 주파수, 저주파 및 고주파 영역의 전력밀도 스펙트럼 분포를 비교 분석한다.

그림 6은 16단(stage) PRBS 발생기 데이터에 대한 각 선로부호 자체에 의한 전력밀도 스펙트럼을 구한것으로 송신필터와는 무관하며 최대 전력밀도 스펙트럼으로 정규화 하였다. 그림 6으로 부터, 2B1Q 선로부호를 제외한 모든 선로부호가 무직류 성분임을 알 수 있으며, 이것은 DSV가 유한한 것과 관련된 무직류 성분 특성을 재확인할 수 있다.

저주파 영역에서의 전력밀도 스펙트럼 분포는 AMI, VMDB5, MMS43, 2B1Q 순으로 커짐을 볼 수 있으며 이러한 결과는 각 선로부호의 DSV 값과 관련된다. 한편, ASV가 4인 VMDB5 선로부호는 나이퀴스트 주파수에서 전력밀도 스펙트럼 "0"를 갖는것을 확인할 수 있으며, 이로인한 $\alpha=0$ 로 펄스성형이 가능한 MB 특성이 있음을 알 수 있다. 한편 2B1Q를 제외한 각 선로부호들은 심벌속도 주파수에서 스펙트럼 "0"를 갖는 반면, 2B1Q는 전력밀도 스펙트럼이 거의 white(flat)함을 확인할 수 있다.

그림 7은 $\alpha=1$ 인 raised cosine 특성 펄스성형 후의 각 선로부호들의 전력밀도 스펙트럼을 구한 것으로, 각 선로부호들의 대역폭 효율 및 고주파 영역의

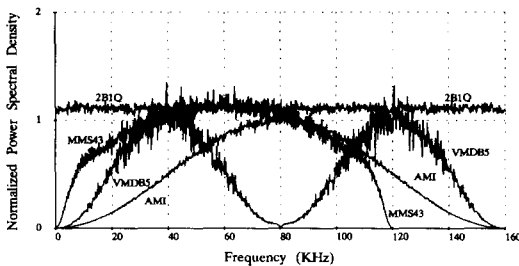


그림 6. 각 선로부호들의 정규화된 전력밀도 스펙트럼
Fig. 6. Normalized power spectral densities of line codes.

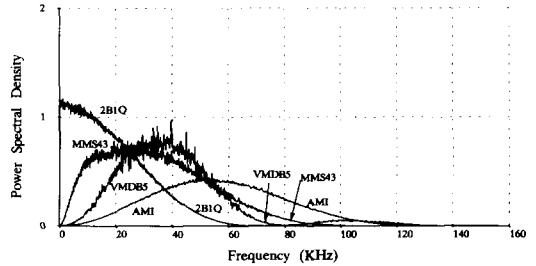


그림 7. 펄스성형 후 ($\alpha=1$) 각 선로부호들의 전력밀도 스펙트럼
Fig. 7. Power spectral densities of line codes after pulse shaping ($\alpha=1$).

전력밀도 스펙트럼 분석을 고려할 때 반드시 펄스성형으로 인한 대역제한 효과가 포함된 상기 전력밀도 스펙트럼을 고려해야 한다. 그림 7로 부터, 60KHz 이상 고주파 영역에서의 전력밀도 스펙트럼 분포는 AMI가 가장 많으며 다음으로 VMDB5, MMS43, 2B1Q 순이다. 따라서 고주파 영역에서의 심한 전송 손실 및 근단누화의 영향을 고려할 때 심벌속도가 낮은 선로부호가 유리하다. 그러나 궁극적으로 $\alpha=0$ 로 펄스성형이 가능한 VMDB5인 경우 AMI, MMS43 선로부호에 비해 대역폭 효율면이 우수하고 2B1Q 선로부호와 동일함을 알 수 있다.

2. 최대 눈폭 크기

Raised cosine 함수 α 값에 따른 펄스성형 후의 각 선로부호들의 PEW는 그림8과 같다. 여기서, 함수 α 는 선로부호의 심벌속도에 따라 각각 다른 의미의 대역폭 효율 측면을 나타냄으로 α 값에 따른 각 선로부호의 대역폭은 각기 다른 주파수 대역에 위치해있다. 그림 8로 부터 펄스 성형후의 PEW 크기는 심벌속도가 낮은 선로부호들이 유리함을 파악할 수 있으며 따라서 2B1Q가 가장 유리하다. 그러나 사실상 VMDB5를 제외한 MB 특성을 갖지 못하는 나머지 선로부호들은 $\alpha=0$ 일때 눈폭이 완전히 닫혀져야 하나, 본 시뮬레이션에서는 유한한 데이터의 갯수를 취하며, 따라서 이상적인 최악의 데이터 패턴이 발생되지 않아 눈폭이 열린 상태로 있다.

그림 9는 그림1의 가입자 전송 선로 손실중 0.4mm-1Km 선로 통과후 α 값의 변화에 따른 각 선로부호들의 PEW 비교 그림이다. DC 성분을 가진 2B1Q 및 DSV가 5로써 비교적 다른 선로부호에 비해 저주파 성분이 많은 MMS43인 경우 펄스 왜곡이 심하게 나타나 전반적으로 성능이 떨어지며, 특히 2B1Q는

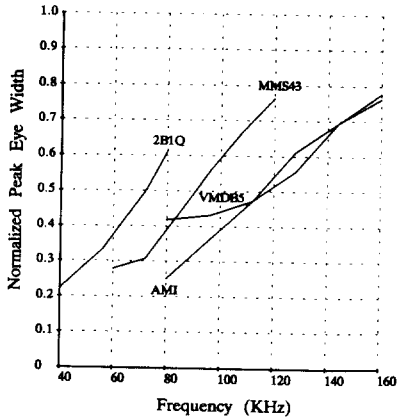


그림 8. 펄스성형 후 최대눈폭크기
Fig. 8. Peak eye widths at the pulse shaper.

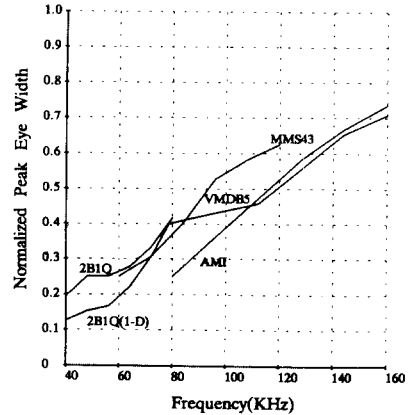


그림 10. 0.4mm-1Km 선로 및 등화기 통과 후 최대눈폭크기
Fig. 10. Peak eye widths at the equalizer, 0.4mm-1Km line.

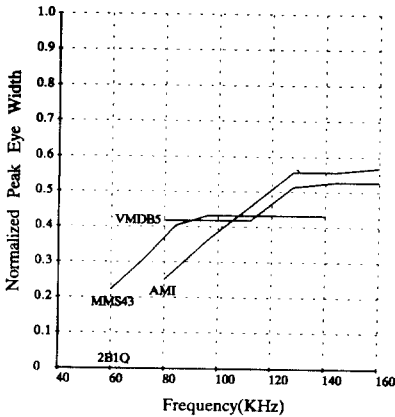


그림 9. 0.4mm-1Km 선로통과 후 최대눈폭크기
Fig. 9. Peak eye widths at the receiver filter, 0.4mm-1Km line.

baseline wander에 의해 완전히 눈폭이 닫혀버려 눈의 관찰이 불가능함을 볼 수 있다. 대역폭이 90KHz 내에서는 VMDB5가 우수하고, 90~107KHz 내에서는 MMS43, 그리고 108KHz 이상에서는 AMI가 우수하다.

그림10은 0.4mm-1Km 선로 및 등화기 통과후 α 값의 변화에 따른 각 선로부호들의 PEW 비교 그림이다. 2B1Q는 수신단에서 DC wander 제어를 위한 1-D 필터를¹¹⁾ 부가적으로 사용하게 되며, 이로인해 수신된 심벌의 레벨수가 4레벨에서 7레벨로 증가함에 따라 PEW 면에서 더욱 불리해 진다. 그림10은

로 부터 대역폭이 70KHz 내에서는 MMS43, 71~84 KHz 내에서는 2B1Q, 85~135KHz 내에서는 MMS43, 130KHz 이상에서는 AMI가 각각 유리하다. 그러나 이상의 PEW 비교는 비교적 신호 대 근단누화의 비가 크며, 신호의 손실 역시 13dB 이하로 비교적 작다.

이제부터 0.65mm-5Km 선로 전송을 고려하므로써 강한 전송 선로 손실 및 근단누화 효과를 알아본다. 0.65mm-5Km 선로 및 등화기 통과후 α 값의 변화에 따른 각 선로부호들의 PEW 비교는 그림11과 같고 $\alpha=0, 0.4, 1$ 일때 각 선로부호들의 눈 모양은 그림12와 같다. 그림11로부터 88KHz 내에서는 VMDB5가 우수하고 89~130KHz 에서는 MMS43, 131KHz 이상에서는 AMI가 우수하다.

이상의 PEW 비교로부터 U-접속 전송시스템 설계시 전송거리, 즉 가입자 선로 길이가 가장 문제시 됨으로, 전송 손실이 크고 근단누화의 영향이 강하게 고려된 그림11로부터 VMDB5가 가장 PEW 면에서 유리하다.

3. 심벌에러율

그림13은 0.4mm-1 Km 선로 및 등화기 통과후의 각 선로부호들의 SER로써, 비교적 전송손실이 적으며 신호 대 근단누화 비가 큰경우에 해당된다. 심벌 오류율 10^{-4} 을 기준으로 각 선로부호들의 SER을 비교해 보면 VMDB5, AMI 및 MMS43은 거의 비슷한 성능을 나타내며, 2B1Q(1-D에 비해 E_b/N_0 면에서 약 3dB 우수하다. 그림13은 펄스성형시 $\alpha=1$ 에 해당되며 $\alpha=0$ 로 펄스성형시에도 $\alpha=1$ 의 경우와 거의

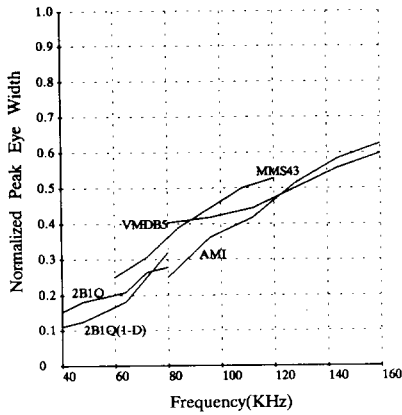


그림 11. 0.65mm-5Km 선로 및 등화기 통과 후 최대눈폭크기

Fig. 11. Peak eye widths at the equalizer, 0.65mm-5Km line.

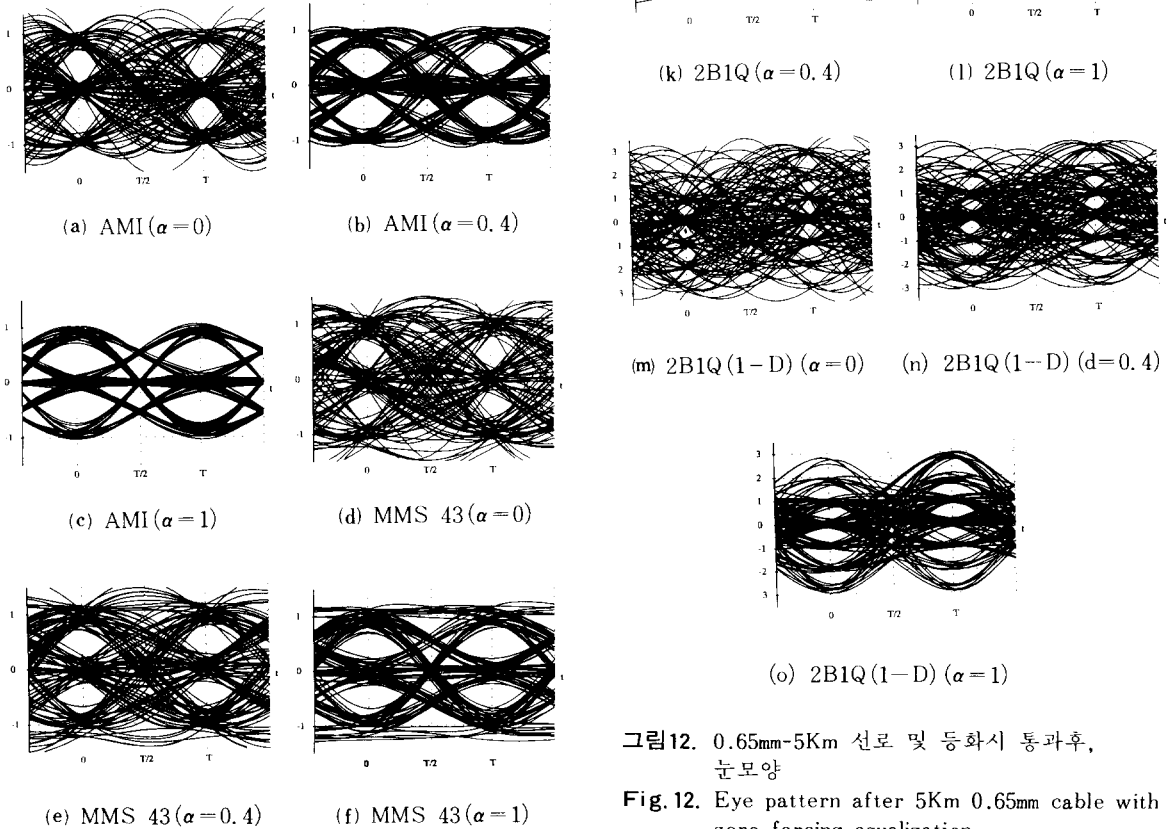


그림 12. 0.65mm-5Km 선로 및 등화기 통과후, 눈모양

Fig. 12. Eye pattern after 5Km 0.65mm cable with zero-forcing equalization

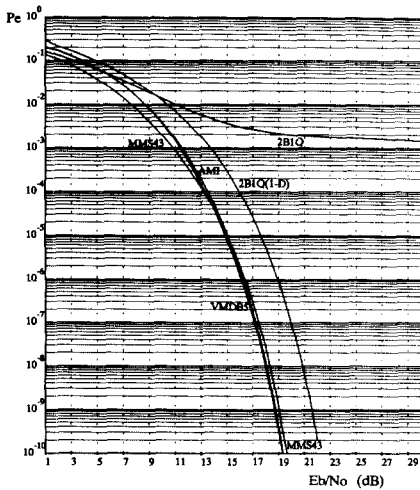


그림 13. 0.4mm-1Km 선로 및 등화기 통과후 심벌 에러율
 Fig. 13. Symbol error rate at the equalizer, 0.4mm-1Km line.

SER에 변화가 나타나지 않는다. 이것은 신호 대 근단누화 비가 큰것과 관련된 결과이다.

0.65mm-5Km 선로 및 등화기 통과후의 각 선로부호들의 SER는 그림14와 같으며 이들 SER는 전송 손실 및 근단누화의 영향이 강하게 반영된 결과다. 여기서 주목할 사항은 α 값 0,1에 대해 각 선로부호의 SER이 상당히변화됨을 볼 수 있으며, VMDB5인 경우 $\alpha=0$ 일 때 $\alpha=1$ 에 비해 대역폭 축소로 인한 근단누화의 감소로 인해 Eb/No 면에서 약 0.5dB 정도 성능이 향상된다. 그러나 VMDB5를 제외한 선로부호들은 α 가 1에서 0로 감소함에 따라 근단누화의 영향의 감소에도 불구하고 성능이 떨어진다. 이것은 α 의 감소에 따라 눈폭이 급격히 좁아져 샘플링 시각에서의 ISI의 증가로 인해 결국 성능이 떨어지게 된다. 그림14로 부터 심벌에러율이 10^{-8} 을 기준으로 VMDB5 선로부호가 Eb/No 면에서 AMI에 비해 약 2.5dB, MMS43에 비해 약 9.5dB, 2B1Q(1-D)에 비해 약 10.5dB 우수하다.

VI. 결 론

본 논문에서는 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 세계적으로 U-접속 전송시스템에 적용 대상이 되고있는 선로부호인 AMI, MMS43, 2B1Q 및 MB 특성을 지닌 VMDB5 선로부호들의 성능비교에 관하여 연구하였으며, 성능 비교 파라미터로는 전력밀도 스펙트럼,

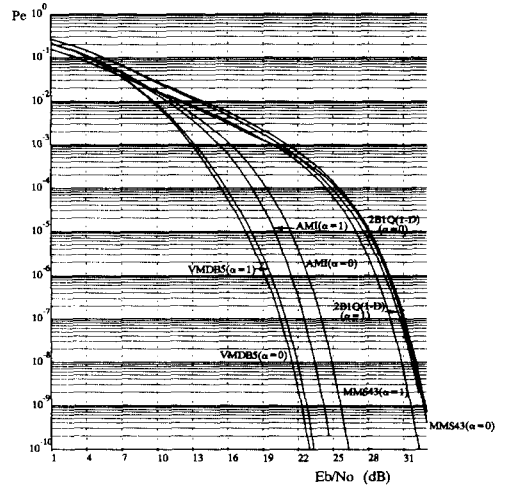


그림 14. 0.65mm-1Km 선로 및 등화기 통과후 심벌 에러율
 Fig. 14. Symbol error rate at the equalizer, 0.65mm-1Km line.

PEW 및 SER를 이용하였다. 또한 시뮬레이션에 앞서 기존 가입자 선로환경과 선로부호 관련 성질 및 변수를 파악해 U-접속 전송시스템에 적용될 선로부호 선정조건에 관해 논하였다.

선로부호들을 관련 성질 및 변수들을 통해 비교해 보면 무직류 성분, RLL 성질에 의한 시각 추출 정보 상실 제거, MB 특성 및 저주파 영역에서의 전력밀도 스펙트럼 분포에 의해 VMDB5 선로부호가 가장 유리함을 알았다.

시뮬레이션을 통해 얻어진 각 선로부호들의 전력 밀도 스펙트럼 분포로 부터 선로부호 관련변수 DSV, ASV의 영향을 직접 확인하고, 무직류 성분, 저주파 영역에서의 전력밀도 스펙트럼 분포 및 대역폭 효율 면에서 VMDB5 선로부호가 가장 유리함을 확인하였다. 한편, 전송손실 및 근단누화 효과가 강하게 나타난 0.65mm-5Km 선로 및 등화기 통과후의 PEW를 비교한 결과, 대역폭 효율과 전송손실 및 근단누화의 영향을 고려해 볼 때 VMDB5가 수신단에서의 시각 흔들림에 대해 가장 유리하다. 또한 U-접속 전송 시스템 심벌에러율 10^{-8} 을 기준으로 VMDB5가 Eb/No 면에서 타 연구대상 선로부호에 비해 유리하다.

이상의 시뮬레이션 결과로 부터 VMDB5 선로부호가 U-접속에 채택될 최적의 선로부호임을 확인하였다.

차후 과제로는, 반향신호에 대한 분석과 시스템 실현에 대한 난이도가 고려된 연구가 필요하다.

參 考 文 獻

- [1] CCITT SG XVIII, "Digital transmission system on metallic local lines for ISDN basic rate access," *COM XVIII-137*, April 1988.
- [2] Joseph W. Lechleider, "Line codes for digital subscriber lines," *IEEE Communications Magazine*, pp. 25-32, Sep. 1989.
- [3] Joseph W. Lechleider, etc., "A review of transmission technology issues for ISDN basic access," *IEEE Conf., ISDN'87*, pp. 79-100, 1987.
- [4] P. Adams, "A proposal for the line signal structure on the network side of the NT1.," *Contribution T1D1.3/86-082*.
- [5] N.Q. Duc and B.M. Smith, "Line coding for digital data transmission," *Australian Telecommun., Res.*, vol. 11, no. 2, pp. 14-27, 1977.
- [6] N.Q. Duc, "Line coding techniques for baseband digital transmission," *Australian Telecommun., Res.*, vol. 9, no. 1, pp. 3-17, 1975.
- [7] 한국전기통신공사 기술실특별연구반, "가입자선로 기술 발전대책" 연구보고서, 7, 1988.
- [8] David G. Messerschmitt, "Design issues in the ISDN U-Interface transceiver," *IEEE JSAC*, vol. SAC-4, no. 8, pp. 1281-1293, Nov., 1986.
- [9] 정길선 외 3명, "가입자선 디지털화를 위한 선로기술 분석 및 국내 ISDN 가입자망의 구성방안에 관한 고찰" ETRI 소내 TM, TM 85-234-04.
- [10] S.A. Cox and D.F. Adams, "An analysis of digital transmission techniques for the local network," *Br. Telecom. Technical J.*, vol. 3, no. 3, July 1985.
- [11] Satoru Sugimoto et al., "Design of 2B1Q transceiver for ISDN subscriber loops," *IEEE ICC'89*, pp. 8.11.1-8.1.5., 1989.
- [12] D.Y. Kim, "A study on the line codes of minimum bandwidth," *Ph.D. dissertation*, KAIST, Seoul, Korea, Dec. 1982.
- [13] Dae Young Kim and Jae Kyoon Kim, "A condition for stable minimum-bandwidth line codes," *IEEE Trans. on Communi.*, vol. COM-33, no. 2, Feb. 1985.
- [14] Dae Young Kim et al., "Run-Length-Limited variants of duobinary and modified duobinary," *IEEE Trans. on Communi.*, vol. COM-35, no. 2, pp. 142-150, Feb. 1987.
- [15] 백제인, "안정된 최소대역폭 전송을 위한 고리모양의 선로부호에 관한 연구" 박사학위 논문, KAIST, 서울, 한국, 1986.
- [16] R.W. Lucky and J. Salaz and E.J. Weldon, JR., *Principle of Data Communication*, McGraw-Hill, 1968.
- [17] Michael J. Miller and Syed V. Ahamed, *Digital Transmission Systems and Networks*, Computer Science Press, 1987.
- [18] Digital Signal Processing Committee, *Programs for Digital Signal Processing*, IEEE Press, pp. 20-1-2.3-1, 1979.

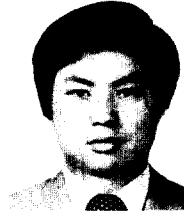
著 者 紹 介



姜 求 洪 (正會員)

1960年 5月 3日生. 1985年 8月 경북대학교 전자공학과 졸업. 1990년 충남대학교 대학원 전자공학과 졸업 공학석사 취득. 1985年 9月 ~ 현재 한국전자통신연구소 교환회로개발실 연구원. 주관심분

야는 교환기 스위칭네트워크 연구, 디지털 전송 및 선로부호 등임.



金 大 榮 (正會員)

1952年 5月 28日生. 1975年 2月 서울대학교 전자공학과 졸업. 1977年 2月 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업 공학석사 취득.

1983年 2月 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업 공학박사 취득. 1979年 4月~9月 서독 Aachen 공대 연구원. 1979年 10月~1981年 8月 서독 Hannover 공대 연구원. 1987年 8月~1988年 8月 미국 UC Davis 방문 연구원. 1983年 3月~1987年 충남대학교 전자공학과 조교수. 1987年~현재 충남대학교 전자공학과 부교수. 주관심 분야는 컴퓨터통신, 모뎀 및 선로부호 등임.



白 濟 寅 (正會員)

1956年 4月 1日生. 1978年 2月 서울대학교 전자공학과 졸업. 1980年 2月 한국과학기술원 산업전자공학과 졸업 공학석사 취득. 1986年 2月 한국과학기술원 산업 전자공학과 졸업 공학박사 취득.

1984年~1988年 한국전자통신연구소 선임연구원. 1988年~현재 한남대학교 정보통신공학과 조교수. 주관심 분야는 디지털 전송, 부호 및 변조의 복합방식, 선로 부호 및 전송 transceiver의 VLSI 실현 등임.