

# 고속통신시스템의 기가비트 연결설계 고려사항

박 종 대<sup>†</sup> · 박 영 호<sup>†</sup> · 남 상 식<sup>††</sup> · 김 수 형<sup>†††</sup>

## 요 약

VLSI 기술의 빠른 발전으로 디지털 시스템의 동작주파수가 높아짐에 따라 고속 통신시스템의 하드웨어 설계 시 신호 무결성을 고려한 설계가 필수적이다. 디지털시스템에서의 잡음원은 전송선에서의 전원장차, 접지 바운스, 실장 재료 등에 관련된다. 본 연구에서는 고속네트워크/통신시스템의 기가비트 연결 설계기술에 필요한 요소들을 언급하였고, 실제 설계 신호 불연속에 영향을 미치는 커넥터의 누화 및 전송선의 표피효과, 유전손실 등을 고려한 백플레인보드를 시뮬레이션 하였다.

## Design Considerations of Gigabit Interconnection for High-speed Communication Systems

Jong-Dae Park<sup>†</sup> · Young-Ho Park<sup>†</sup> · Sang-Sik Nam<sup>††</sup> · Soo-Hyung Kim<sup>†††</sup>

## ABSTRACT

As digital systems continue to use components with faster edge rates and clock speeds, transmission of the digital information in these systems approaches the microwave realm. At these speeds digital signal fidelity becomes both a critical success factor and design challenge. The noise sources in digital systems include the noise in power supply, ground and packaging media due to simultaneous switching of drivers, signal reflections and distortions on single and multiple transmission lines. This paper presents theory, case studies and design considerations of gigabit interconnection for network and communication systems. The case studies show HSPICE and Ampredictor simulations of alternate approaches. Various subjects including skin effect and dielectric losses, interconnect simulations and crosstalks of connector, affected signal discontinuity, are addressed.

**키워드:** 기가비트 연결 설계기술(design considerations of gigabit interconnection), 누화(crosstalk), 표피효과(skin effect), 백플레인 보드(Backplane board)

### 1. 서 론

디지털시스템이 더 빠른 천이 시간과 더 높은 클럭 속도를 갖는 소자들로 구현됨으로 인해 현재 사용되고 있는 고속통신시스템과 네트워크 장비들에 대한 전송은 이제 마이크로파 영역으로 진입하고 있다. 이러한 속도에서 신호의 충실성(Fidelity)에 대한 문제는 시스템성능에 가장 중요한 변수가 되고 있다.

고속 통신시스템에서 신호의 충실성을 저해하는 잡음 요인들은 여러가지가 있는데, 먼저 PCB(Printed Circuit Board) 라우팅 및 PCB 물질, 시스템 토폴로지, 전송 신호 종류, 신호 불연속을 야기시키는 커넥터 및 케이블 등을 들 수 있다. 현재 구현되고 있는 통신시스템 동작주파수는 수 GHz범위의 고주파이므로 PCB 라우팅시 신호선로를 전송선으로 간주함

에 따라 시스템 해석 시 신호의 비행시간(Time of Flight), 종단망(Far-end) 조건에 따른 파형반사(Reflection) 및 이웃한 선로간의 전자기적 결합으로 인한 누화(Crosstalk) 등이 고려되어야 되고[1] 또한 주파수에 의존하는 표피효과(Skin effect) 및 근접효과(Proximity effect) 등의 이차적인 신호감쇄 요인도 해석상의 정확성을 요구하는 경우 고려해야 한다[2,3].

신호속도가 높아짐에 따라 시스템성능은 PCB 길이와 임피던스 불일치 등에 영향을 받는다. 특히 사용된 PCB 재료의 손실과 직접적인 연관이 있다. 일반적으로 많이 사용되는 FR-4경우와 비교해 성능이 우수한 재료인 저유전율의 물질을 사용하여 시스템성능을 높일 수 있지만 시스템 제조자들은 가격 대 성능 비를 고려해야 한다. 또한 시스템의 신호 불일치에 가장 큰 영향을 미치는 커넥터는 적절한 신호 대 접지비(Signal to GND ratio)를 결정하여 누화 현상을 줄여 최상의 신호를 수신단에 전송할 수 있도록 설계되어야 한다. 이상에서 언급한 신호의 충실성을 저해하는 요소들로 인해 디지털신호의 비트오

<sup>†</sup> 정 회 원 : 한국전자통신연구원 네트워크기술연구소 선임연구원

<sup>††</sup> 정 회 원 : 한국전자통신연구원 네트워크기술연구소 책임연구원

<sup>†††</sup> 정 회 원 : 한국전자통신연구원 통신망시설단장

논문접수 : 2000년 10월 9일, 심사완료 : 2001년 6월 30일

을 증가를 초래하여 고속디지털시스템의 오동작 문제로 부상하고 있다[4-6]. 본 연구에서는 현재 연구되고 있는 ATM(Asynchronous Transfer Mode)교환시스템을 비롯한 고속통신시스템의 연결(Interconnection)에 있어 기가비트 설계 시 고려되어야 할 PCB라우팅과 물질, 시스템 신호의 불연속에 큰 영향을 미치는 커넥터의 누화를 Ampredictor를 이용하여 시뮬레이션 하였고, 전송선 신호의 충실성을 해치는 요소들에 대한 이론과 유전손실(dielectric loss), 전도손실(conductive loss)을 고려하고 다양한 전송 속도, 거리에 따라 HSPICE 시뮬레이션을 통해 그 결과를 비교 분석하였다.

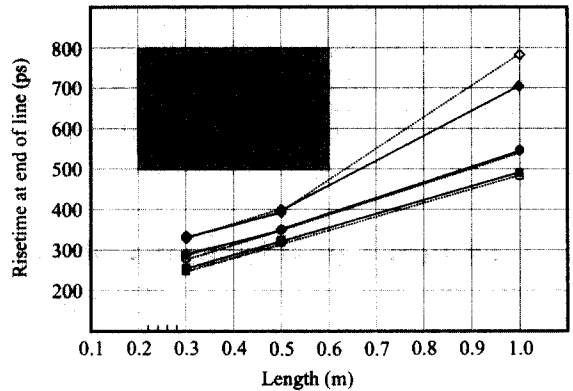
## 2. 기가비트 연결기술을 위한 고려사항 및 시뮬레이션

기가비트 연결기술을 위한 고려사항 중 가장 근본적인 PCB라우팅과 물질들에 대해 살펴보면 고속신호 전송을 위해 신호 감쇄를 최소화 하기 위해 전송선의 물리적 구조로 차동선(Differential signaling)을 사용하고 있다. 이 차동신호는 신호와 그 신호의 보수신호를 전송하여 노이즈를 감소시키고, 서로 반대방향의 신호선으로 인접 라인 상호 필드로 노이즈 감쇄효과가 발생된다. 평면 보드회로(planar circuit board)기술을 사용할 경우 아래 (그림 1)과 같이 두 가지 차동신호의 라우팅 가능하나 브로드사이드 라우팅은 강한 밀결합을 제공하지만 추가 레이어로 인한 가격 상승, 두께 제어문제 및 차동임피던스가 스택업 형상에 의해 변화하는 단점들이 있다[7]. (그림 2)는 폭 8mil PCB라인을 길이에 따라 서로 다른 PCB물질인 FR-4, Rogers4000시리즈 및 Arlon25N를 사용하여 옛지커플드와 브로드사이드 스택업으로 구성했을 때 PCB라인 끝에서 상승시간을 나타내고 있다. 저 유전손실인 경우(Rogers4000시리즈 및 Arlon 25N) 두 토폴로지 사이 큰 변화는 없으나, 유전손실이 큰 FR-4인 경우 브로드사이드 스택업으로 구성했을 때가 옛지커플드에 비해 지연이 많음을 알 수 있다.

고속신호 감쇄의 두번째는 신호의 불연속과 노이즈를 야기시키는 커넥터에 관련된 사항이다. 본 연구에서는 현재



(a) 옛지커플드 (b) 브로드사이드  
(그림 1) 2가지 차동신호 스택업 기술



(그림 2) 서로 다른 길이, 물질에 따른 옛지커플드와 브로드사이드 스택업의 상승시간 비교

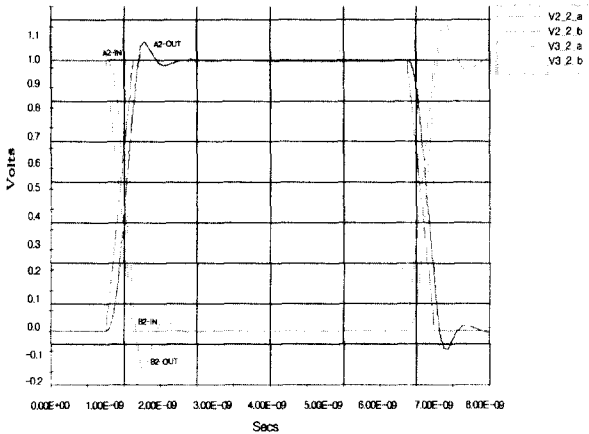
HANbit ACE ATM교환기에 사용되고 있는 AMP사의 HM (Hard Metric)을 사용하였다. 시뮬레이션 시 사용된 모델은 두 가지로 SLM(Single Line Model)과 MLM(Multi Line Model)로 나누어 진다. SLM은 R, L, C의 1차원 모델로 전송 지연, 감쇄, 반사, 구동능력, 타이밍을 나타낼 수 있다. MLM은 R, L, C를 3차원으로 모델링하여 각종 커플링, 누화현상 등을 추가해서 시뮬레이션 할 수 있다. 따라서 신호의 배치에 따른 누화 현상을 파악하기 위해 AMP사의 2mm HM8+2 Row Shielded MLM 커넥터모델을 사용하였고, 시뮬레이터로 Ampredictor를 이용하여 근단, 원단누화(Near end, Far end crosstalk, 이하 N-XTK, F-XTK로 표시) 등을 시뮬레이션 하였다.

<표 1>과 같은 신호 대 GND비(2:1)를 사용하여 차동신호원인 A2(Active+)신호와 그 보수신호인 B2(Active-)는 500ps 상승/하강시간을 갖는 8nsec주기 펄스파를 입력으로 사용하고 PTH(Plated-through hole)의 값은 1.5pF로 했을 때 주위의 핀에 미치는 누화의 영향을 조사하였다.

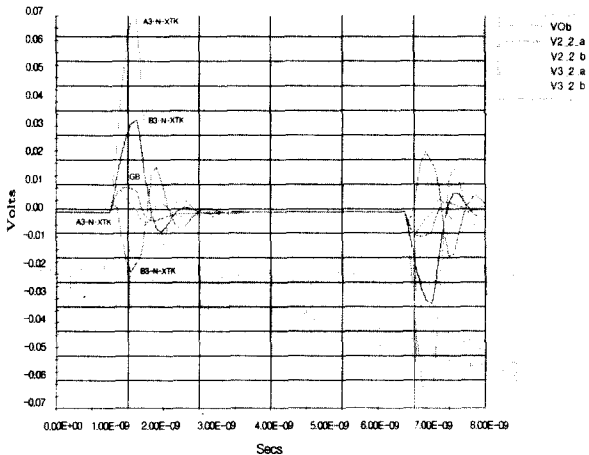
<표 1> 시뮬레이션에 사용된 커넥터의 신호와 GND할당표

	Z	A	B	C	D	E	F	G	H	F
1	GND	GND	GND	GND	GND	GND	GND	GND	GND	GND
2	GND	Act(R)+	Act(R)-	Victim(R)+	Victim(R)-	Act(R)+	Act(R)-	Act(T)+	Act(T)-	GND
3	GND	Victim(R)+	Victim(R)-	Victim(R)+	Victim(R)-	Act(R)+	Act(R)-	Act(T)+	Act(T)-	GND
4	GND	GND	GND	GND	GND	GND	GND	GND	GND	GND
5	GND	Victim(R)+	Victim(R)-	Act(T)+	Act(T)-	Act(R)+	Act(R)-	Act(T)+	Act(T)-	GND
6	GND	Act(R)+	Act(R)-	Act(T)+	Act(T)-	Act(R)+	Act(R)-	Act(T)+	Act(T)-	GND
7	GND	GND	GND	GND	GND	GND	GND	GND	GND	GND
8	GND	Act(R)+	Act(R)-	Act(T)+	Act(T)-	Act(R)+	Act(R)-	Act(T)+	Act(T)-	GND
9	GND	Act(R)+	Act(R)-	Act(T)+	Act(T)-	Act(R)+	Act(R)-	Act(T)+	Act(T)-	GND

그 결과가 (그림 3)에 나타나 있다. (그림 3)에서와 같이 A3, B3를 Victim으로 했을 때 A2 및 B2 출력핀의 오버슈트, 언더슈트는 각각 50mV 및 130mV, 전달지연은 0.1ns 정도로 나타났다. 이 경우는 시스템의 성능에 영향을 미치지 않지만 만약 신호 대 GND비를 작게하면 심각한 문제가 발생될 소지가 있다. 또한 A3, B3핀의 최대 N-XTK는 (그림 3)의 (b)와 같이 A3는 70mV로 소스의 7%정도가 발생됨을 볼 수 있다.



(a) A3, B3 핀 입출력 파형



(b) A3, B3핀 최대 N-XTK

(그림 3) A3, B3 출력 파형과 최대 근단누화

마지막으로 전송선의 기가비트 연결기술 해석을 위해 본 연구에서는 이론적 조건들을 해석하고 사례연구를 수행하였다. 먼저 전송선은 두개의 손실 요소인 직렬 저항손실과 병렬 유전손실을 가지고 있다. 이러한 손실은 DC손실항과 주파수에 관계된AC손실항을 가지고 있다.

표피 효과 손실은  $R_{skin} \propto \sqrt{f}$  와 같이 주파수에 비례하는 특성이 있다[3]. 고주파 영역에서는 AC 유전손실이 중요한 요소가 되고 DC 유전손실은 일반적으로 무시할 수 있다. 병렬 컨덕턴스  $G_c$ 로 표현되는 유전손실을 갖는 병렬 커패

시터C를 고려하면 어드미턴스는 다음과 같다.

$$Y(j\omega) = j\omega C + G_c = j\omega \left[ C - j \frac{G_c}{\omega} \right] \quad (1)$$

식 (2)로 치환함으로 해서 무손실(lossless)주파수 분석에 의한 손실(lossy) C를 구할 수 있다.

$$C \rightarrow C - j \frac{G_c}{\omega} \quad (2)$$

유전체의 특성은 유전율과 유전손실 계수로 표현된다. 동일 물질인 경우  $G_c$ 는 다음과 같다.

$$G_c = \frac{\epsilon''}{\epsilon_r} \cdot \omega C \quad (3)$$

여기서  $\omega$ 는 각속도이고, 손실 탄젠트(loss tangent)는 다음과 같이 주어진다.

$$\tan \delta \approx \delta = \frac{\epsilon''}{\epsilon_r} \quad (4)$$

대부분의 물질인 경우 손실 탄젠트는 매우 작으며 라디안 각(radian angle)으로 근사화 할 수 있다. 식 (3), (4)를 이용하여 손실, 커패시턴스, 컨덕턴스의 관계를 식 (5)와 같이 표현할 수 있다.

$$G_c = \delta \omega C \quad (5)$$

대부분의 PCB유전체인 경우  $\delta$ 는 특정 주파수에서 주어지는 값이다. 만약  $\delta$ 를 상수로 가정한다면 병렬 컨덕턴스  $G_c$ 는 아래 식과 같이 주어진다.

$$G_c = G_0 + G_d f \quad (6)$$

여기서  $G_0$ 는 DC 병렬 커패시턴스이고,  $G_d$ 는 단위 주파수당 유전손실이다. PCB수지의 폴리머 특성에 근거하여 일반적인 동작온도에서  $G_0$ 는 0로 가정할 수 있다.

$$G_d = 2\pi\delta C \quad (7)$$

손실 커패시터 모델이 PCB 전송선으로 확장된다면 식 (7)의 커패시턴스는 단위 길이당 값으로 표현된다. 그래서 컨덕턴스값은 벤더에서 주어진 값  $\delta$ , 전자기 해석 툴로 계산된 C에 의해 알 수 있다.

**전송선 감쇄(Transmission Line Attenuation)**

전송선 감쇄는 미소한 손실을 갖는 전송선의 이론으로부터 다음과 같이 주어진다.

$$\frac{Attenuation}{PerUnitLength} (dB) = 4.35 \left[ GZ_0 + \frac{R}{Z_0} \right] \quad (8)$$

여기서  $Z_0$ 는 전송선의 특성 임피던스, R은 표피 효과를 포

합하는 전송선 저항이다. 이 저항은 주파수에 비례하는 직렬저항 손실로 아래식과 같이 주어진다.

$$R = R_0 + R_s \sqrt{f} \tag{9}$$

여기서  $R_0$ 는 전송선의 DC 손실,  $R_s$ 는 전송선 표피효과 손실에 관련된 변수이다. 일반 고주파 동작 범위 내에서는 표피효과가 DC 손실에 비해 훨씬 크다.

**전송선 중단점(Break Point) 주파수( $f_e$ )**

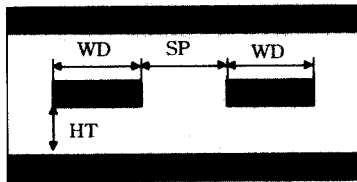
전송선 중단점(Break Point) 주파수( $f_e$ )는 표피효과로 인한 감쇄가 유전손실 감쇄와 같은 주파수로 식 (10)과 같이 주어진다.

$$f_e \equiv \left[ \frac{R_s}{G_d} \cdot \frac{1}{Z_o} \right]^2 \tag{10}$$

이때  $f < f_e$ 이면 표피효과 손실이 유전손실보다 우세하고,  $f > f_e$ 이면 유전손실이 표피효과 손실보다 우세하다.

**기가비트 상호연결 시뮬레이션 사례 연구**

사례 연구는 표피효과 손실만을 고려한 경우와 표피효과 손실과 유전손실을 고려한 경우에 대하여 시뮬레이션을 실시하였다. 시뮬레이션은 40" 길이로 2.0Gbps 데이터의 차동 전송선 신호를 조사하였다. 사용된 유전체는 유전상수 4.5, 손실 탄젠트 0.021인 FR-4를 사용하였다. 이 경우 차동 신호의  $f_e = 216\text{MHz}$ 이다.



WD=8mil, SP=8mil, HT=13mil, Thickness=1oz  
FR-4 Material,  $\epsilon_r=4.5$ ,  $\delta=0.021$

(그림 4) 시뮬레이션에 사용된 FR-4 PCB 스택업

식 (8)에서 10로부터  $f_e$ 의 함수로서 단위길이(m)당 특정 손실을 계산하면 다음과 같다.

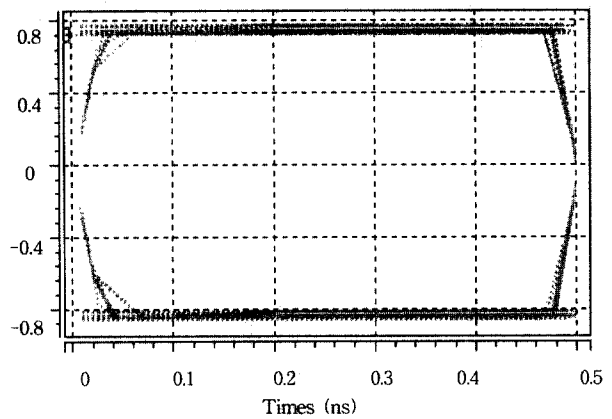
<표 2> 단위 길이당 손실

Freq. in terms of $f_e$	Total Signal loss(%)	DC Loss (dB)	Skin Effect Loss (dB)	Dielectric Loss (dB)
1	13.4	0.17	0.54	0.54
2	20.7	0.17	0.77	1.09
3	27.0	0.17	0.94	1.63
4	32.6	0.17	1.09	2.17
8	50.2	0.17	1.54	4.35

주파수가 800MHz 이상이면 전체 손실은 무손실에 비해 32% 정도이고 GHz대인 경우( $8 \cdot f_e$ ) 전체 손실은 50% 정

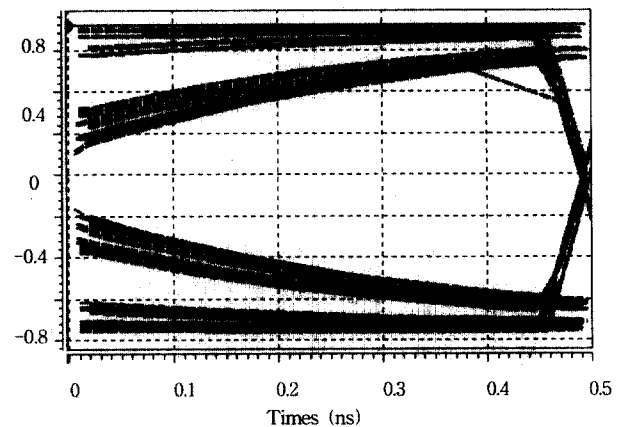
도이다. 다음에 나타나는 시뮬레이션 결과는 구동신호로  $\pm 800\text{mV}$ 의 차동 소자출력을 사용하여 데이터 전송 특성을 표현하는 아이패턴(eye pattern)을 HSPICE시뮬레이션을 통하여 비교 분석하였다.

사례 연구 1-a : 2.0Gbps의 차동 전송선로에 표피효과 손실만 고려한 경우는 아이 열림(eye opening) 특성이 우수하고 지터도 없는 이상적인 아이 다이어그램 특성을 나타내고 있다.



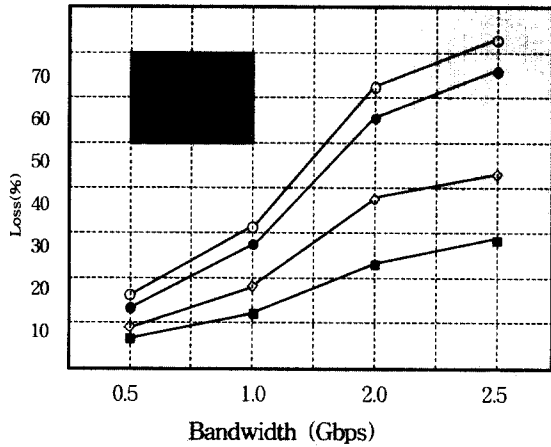
(그림 5) DC손실, 표피효과손실만을 고려한 아이 패턴

사례 연구 1-b : 2.0Gbps 차동 전송선로에 표피효과 손실과 유전손실을 고려한 경우는 유전체 인자  $G_d$ 가 포함되고  $G_o$ 는 0이 된다. 또한 손실 탄젠트는 0.021의 FR-4를 그대로 적용한다. (그림 6)은 (그림 5)와 비교할 때 아이 열림과 지터 특성도 감쇄가 심함을 확인할 수 있다.



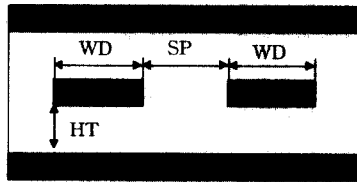
(그림 6) DC 손실, 표피효과 손실 및 유전손실을 고려한 아이 패턴

(그림 7)은 신호 전송대역폭과 전송선 길이에 따른 전체 신호 손실율을 나타내었다. FR-4 유전체를 사용하여 전송선을 설계할 경우, 전송선 길이가 20" 이상일 때 전체 손실이 매우 커짐을 알 수 있다.



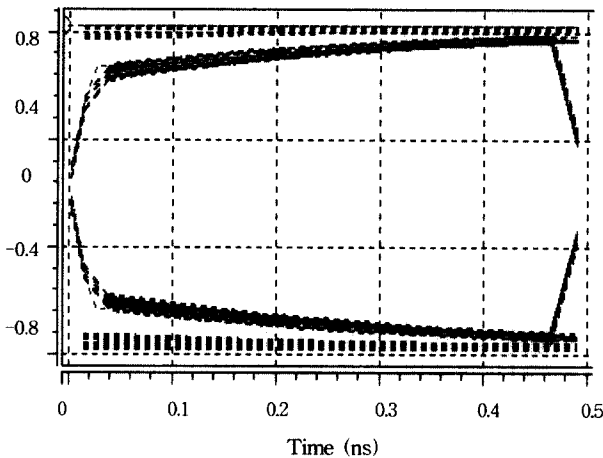
(그림 7) 전송대역폭과 전송선 길이에 따른 신호 손실률 (사용 유전체 : FR-4)

사례 연구 2 : 저 손실 2.0Gbps의 차동 전송선로에 표피 효과 손실, 유전손실, 도체를 고려한 차동 백플레인 시물레이션은 저 손실 물질인 Rogers RO3203을 사용하여 아래의 구조로 시물레이션을 실시하였다.



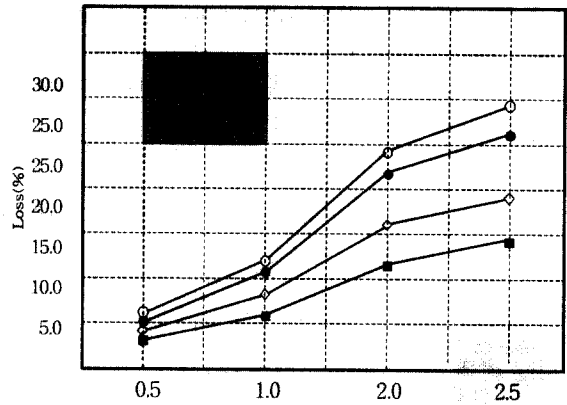
WD=8mil, SP=8mil, HT=13mil, Thickness=1oz  
Rogers Material,  $\epsilon_r = 4.5$ ,  $\delta = 0.0016$

(그림 8) 시물레이션에 사용된 Rogers 물질을 이용한 PCB 스택업



(그림 9) 저 손실 물질을 사용한 아이 패턴

(그림 9)는 (그림 6)에 비해서 우수한 눈 열림 특성을 나타내고 있다. 이 구조는 수신기에 대한 충분한 잡음 마진을 갖고 있는 우수한 특성을 갖고 있다. (그림 10)은 개선된 유전체를 사용하였을 때, 전송대역폭과 전송선 길이에 따른 전체 신호 손실률을 보여준다.



(그림 10) 전송대역폭과 전송선 길이에 따른 신호 손실률 (사용 유전체 : Rogers RO3203)

### 3. 결 론

본 연구에서는 현재 활발히 연구가 진행되고 있는 ATM 교환시스템을 비롯한 고속통신시스템의 하드웨어 연결에 있어 기가비트 설계 시 PCB라우팅과 물질, 시스템 신호 불연속에 큰 영향을 미치는 커넥터의 누화를 Ampredictor를 이용하여 시물레이션 하였다. 또한 전송선 신호의 충실성을 해치는 요소들에 대한 이론과 유전손실, 전도손실을 고려하여 다양한 전송속도, 거리에 따라 HSPICE 시물레이션을 통해 그 결과를 비교 분석하였다. 분석결과 기가비트 연결 시스템에서 유전손실이 더 큰 영향을 미침을 확인할 수 있었다. 즉 2.0Gbps이상 시스템에서는 전송비트 오류를 최소화 하기 위해서는 PCB길이는 20" 보다 짧게 설계하고, 낮은 손실을 갖는 유전물질을 사용하는 것이 바람직하다. 그리고 차동신호 설계시 임피던스는 결합되지 않는 일반 라인의 2 배보다 큰 값의 차동 임피던스를 얻을 수 없으므로 차동 임피던스를 100ohms로 한다면 라인의 특성임피던스는 5~10ohms 높은 값인 55~60ohms으로 설계하여야 한다. 또한 신호의 불연속에 영향을 미치는 커넥터와 케이블은 적절한 신호대 GND비를 사용하여 신호선을 배치하여 최소의 노이즈를 얻을 수 있도록 하여야 하며, 본 논문에서 언급 하진 않았지만 더 고속의 신호를 케이블로 전송할 때는 내부에 이퀄라이저를 내장한 케이블을 사용하는 것이 바람직하다.

### 참 고 문 헌

- [1] 신호의 충실성을 위한 시스템 수준 신호경로 설계방법론에 관한 연구, 한국전자통신연구원 최종연구보고서, 1999.
- [2] F. Y. Chang, "Transient Analysis of Lossless Coupled Transmission Lines in Nonhomogeneous Dielectric Medium," IEEE Trans. Microwave Tech, Sep., pp.616-626, 1970.
- [3] Howard W. Johnson and Martin Graham, High-speed Digital Design : A Handbook of Black Magic, PRT Prentice Hall, pp.151-161, 1993.

- [4] Mark I. Montrose, : EMC and the printed circuit board IEEE Inc., pp.175-182, 1996.
- [5] H. B Bakoglu, : Circuits, Interconnections, and Packaging for VLSI, Addison-Wesley Pub. Co., 1990.
- [6] M. S. Ghausi and J. J. Kelly, : Introduction to Distributed Parameter networks, R. E. Krieger Pub. Co., 1997.
- [7] Greg Aldrich et.al, "Differential Design for High-speed Applications," Mentor Graphics, 1999.



### 박 종 대

e-mail : parkjd@etri.re.kr  
 1987년 영남대학교 전자공학과 졸업(학사)  
 1989년 영남대학교 대학원 전자공학과 졸업(석사)  
 1994년 영남대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학박사)

1995년~1996년 Toyohashi Univ. of Technology Post Doctor  
 1997년~현재 한국전자통신연구원 네트워크기술연구소 선임연구원

관심분야 : VLSI Design, Signal Integrity, Optical Interconnection



### 박 영 호

e-mail : yhpark@etri.re.kr  
 1985년 대전산업대학교 전자계산학과 졸업(학사)  
 1983년~현재 한국전자통신연구원 네트워크기술연구소 선임연구원  
 관심분야 : CAD, 컴퓨터네트워크



### 남 상 식

e-mail : ssnam@etri.re.kr  
 1981년 단국대학교 전자공학과 졸업(학사)  
 1983년 단국대학교 전자공학과 졸업(석사)  
 1999년 단국대학교 전자공학과 졸업(공학박사)  
 1985년~현재 한국전자통신연구원 네트워크기술 연구소 시스템종합팀장, 책임연구원

관심분야 : ATM Technology, NGN, Signal Integrity



### 김 수 형

e-mail : shkim@kt.co.kr  
 1977년 연세대학교 전자공학과 졸업(학사)  
 1981년 연세대학교 대학원 전자공학과 졸업(석사)  
 2000년 충북대학교 대학원 정보통신공학과 졸업(박사)

1977~1984 ETRI TDX 개발  
 1984~1987 한국통신 TDX사업개발단  
 1987~1993 한국통신 품질보증단 기술개발국장  
 1993~1999 B-ISDN개발관리국장, 인터넷통신팀장  
 2000~2001 인터넷시설단장  
 2001~현재 통신망시설단장  
 관심분야 : 인터넷, ATM, MPLS, NGN