

Crosstalk를 방지한 100 MHz 고속 데이터 전송 Modular Jack의 설계 및 제작에 관한 연구

A Study on a Reduced Crosstalk for the Design of 100 MHz High Speed Data Transmission Modular Jack

이중근* · 안현수**

Joong-Geun Rhee* · Hyun-Soo Ahn**

요 약

본 논문에서는 100 Mb/s Unshielded Twisted Pairs(UTP) 케이블 Modular Jack의 평형 통신 시스템(Balanced Communication System)에서 시스템의 성능에 영향을 주지 않으면서, UTP 케이블의 꼬임이 풀림으로 인해 서로 근접하게 배치된 평형통신 선로(Balanced Communication Lines)간에 존재하는 불균일한 결합으로 인한 차등 누화 신호(Differential-Mode Crosstalk Signal)를 효과적으로 제거하거나 억제시킬 수 있는 접근 방법에 대하여 논하고 있으며, 실제 UTP 케이블의 Modular Jack에 이를 적용시켜 이에 대한 근단누화(近端漏話, Near-End Crosstalk(Next))를 측정함으로써 그 타당성을 입증하였다.

Abstract

In this paper, a method of canceling and suppressing differential-mode crosstalk-noise signals caused by non-uniform coupling between two transmission lines in UTP(Unshielded Twisted Pairs) modular jacks is discussed. Differential-mode crosstalk-noise signals in balanced transmission lines in UTP modular jacks were suppressed by inserting auxiliary capacitance between balanced transmission line pairs which are located closely enough to be effectively coupled each other. To verify the effectiveness of the inserted capacitances, precisely calculated auxiliary capacitances were applied to 10 pin modular jacks which are used in local area networks at 100 Mb/s with unshielded twisted pair-cables. The NEXT(Near-End Crosstalk) losses were measured to prove its applicability.

I. 연구배경

모든 불요 전자파 장애(Electromagnetic Interference, EMI)문제는 보통 방해 전자파원, 장애를 받는 시스템, 그리고 그 둘 사이의 결합경로에 의

해 논의될 수 있다. 장애를 받는 시스템이 방해 전자파원의 근거리 장애 존재할 정도로 가까운 거리에 있을 때, 이러한 결합 경로의 과정을 대개 누화라고 일컬어진다.

한 시스템에서 다른 시스템으로의 누화는 두 시

* 한양대학교 전자공학과(Dept. of Electronic Engineering, Hanyang University)

** LG 정보통신 단말연구소 연구원(LG Information & Communications, Ltd.)

· 논문 번호 : 980630-061

· 수정완료일자 : 1998년 11월 15일

시스템이 공통 임피던스(대개의 경우, 공유된 도체의 임피던스)를 가질 때 발생하며, 전계 성분을 통한 누화, 즉 용량성 누화와 유도성 누화의 혼합된 형태는 각각의 발생원인을 제거함으로써 종종 해결될 수 있다. 이를 위해서는 억제하고자 하는 소자의 실제 동작을 이해하여야 하는데, 이는 기존의 회로에 하나 이상의 기생 소자들을 추가해서 해석하여야 한다는 의미이다^[1].

여기서는 이 용량성 누화로 인해 평형 통신 선로에 발생하는 차등 누화 신호를 효과적으로 상쇄, 억압하는 방법에 대해 논하고, 그 타당성을 입증하기 위하여 UTP 케이블의 Modular Jack에 이를 적용시켜 Jack의 NEXT(Near-End Crosstalk)를 측정함으로써 그 타당성을 입증하였다.

II. 차등 모드 누화에 관한 고찰

2-1 용량성 누화의 특징

전자파 장애 문제가 발생하면 소자는 예기치 않는 동작을 하게 된다. 소자가 원치 않는 결과를 보여주는 것은 소자 자체의 역할 뿐만이 아니라, 실제로 고려하지 않았던 소자의 고유한 다른 성분이 존재하기 때문이다^[1].

즉, 회로를 설계할 때 나타나지 않는 특성-이른바 기생특성(Parasitic Properties)을 고려하여야 한다는 의미이다. 앞서서도 언급했듯이, 누화는 공통 임피던스를 통한 누화, 유도성 누화, 용량성 누화로 구별하는데, 실제로 높은 주파수 대역에서는 유도성 누화보다는 용량성 누화가 우세하다^[2]. 여기서 공통 임피던스를 통한 누화가 무시할 정도로 작다고 가정하면 용량성 누화는 간섭하는 두 도체 사이의 누화 커패시턴스에 비례한다. 즉 누화 커패시턴스를 조절하면 간섭을 일으키는 도체 사이의 용량성 누화를 억제 할 수 있게 된다. 이러한 두 도체 사이의 커패시턴스는 도체들의 면적을 작게 하고 그들 사이의 거리를 증가 시키면 줄일 수 있

다. 그러나 실제로 이러한 낮은 누화 커패시턴스 값을 얻기 위해서는 근접한 도체의 직경보다 10배 이상으로 두 도체를 분리하여야 하며 이러한 방식은 설계로서의 의미가 없다^[1].

2-2 UTP 케이블에서의 누화

평형회로에 연결되어 있는 Twisted Pair 케이블은 일반적으로 Untwisted Pair 케이블보다는 누화 성분이 적으며, 이론상으로는 용량성 누화 성분은 없다. 그러나 실제로 누화 신호의 크기는 Twisted Pair 케이블의 꼬임이 일정하지 않다던가, 또한 방해를 주는 선로와 방해를 받는 선로간의 거리등에 매우 민감하게 반응한다^[2]. 만일 이러한 여러 가지 원인을 등가회로로 구성하여 누화 성분을 예측할 수 있게 된다면, 이를 억제할 수 있게 된다^[2].

여기서 다루고자 하는 평형회로에 연결된 UTP 케이블에서 발생하는 누화 신호는 케이블의 꼬임이 풀림으로써 방해를 받는 선로와 주변의 방해를 주는 선로들과 용량적으로 불평형을 이루고 있기 때문에 발생한다고 가정한다. 만일 이러한 평형 신호 선로들 간에 불균형을 일으키는 용량성 결합 성분을 수치적으로 계산하여, 부족하거나 혹은 넘치는 용량성 결합 성분을 예측할 수 있다면, 누화 성분을 억제할 수 있게 된다. UTP 케이블에서 누화가 발생하는 부분은 꼬임이 풀리는 부분이고, 이 꼬임이 풀리는 부분은 케이블의 외피를 제거하고 플러그에 삽입하는 과정에서 발생한다. 이 때 꼬임이 풀리는 부분을 8가닥의 리본 케이블이라고 가정하고 Generalized Capacitance Matrix로부터 전송 선로의 커패시턴스의 결합 성분을 예측하였다.

III. 차등 모드 누화를 줄이기 위한 용량성 비평형 방법

3-1 용량성 결합 성분의 가감을 이용한 차등 모드 누화 성분의 제어

먼저 평형 시스템에 연결되어 있는 통신 선로는 차등 모드의 시리얼 데이터(Serial Data)를 전송하고 있으며, 한 쌍을 이루는 선로들은 서로 상보적인 쌍(Complementary Pair)을 이루고 있다고 가정한다(즉, 한 선로는 양전(陽電, positively-charged) 되어 있고, 다른 선로는 음전(陰電, negativevely-charged) 되어 있다). 서로 양전되어 있는 선로에 신호가 흐르게 되면, 그 신호 성분은 차등 모드 신호로서 나타나게 되며, 또한 이러한 신호는 수신부의 차등 모드 앰프를 통하여 증폭되어 나타나게 되므로 모든 공통 모드 성분들은 제거되며 오직 차등 모드 성분만이 남게 된다.

예를 들어 차등 모드 선로 쌍 A와 선로 쌍 B가 서로 간섭을 주도록 가깝게 배치되어 있다고 가정하자. 각 선로 쌍에 흐르는 차등 신호와 선로 A와 선로 B의 기생소자에 의해 발생되는 고유누화(Intrinsic Crosstalk)를 도식적으로 표현하면 그림 1과 같다. 선로 쌍 B에 인가된 신호는 차등 모드 신호 ± 2 Volts 이고, 각 용량성 결합 기생 성분들은 배치되어 있는 위치에 따라서 인가된 신호의 0.5배 혹은 0.25배의 누화를 전달한다고 가정하면 최종적으로 선로 쌍 A에 나타난 누화 성분 신호는 차등 모드 신호 ± 0.5 Volts로써 나타나게 된다. 이러한 상보적인 선로들의 누화 성분 신호가 희망 신호(Wanted Signal)의 크기에 비하여 무시 못할 정도로 크게 나타나게 되면 차등 통신 신호로서 잘못 인식될 수 있게 된다.

이러한 차등 모드 누화 신호를 억제하기 위하여 임의의 보도 결합 성분을 방해하는 커패시턴스를 선로들 사이의 적절한 위치에 삽입하면 차등 모드 신호가 그림 2와 같이 공통모드 신호로 전환되어 실제로 차등 모드 증폭기를 거친 출력단에서는 노이즈가 상쇄된다.

3-2 임의의 결합 상수를 가지는 전송 선로의 누화 성분의 유도

임의의 결합 상수를 가지는 전송 선로의 누화 성분을 구하기 위해서는 먼저 일반적인 두 전송 선로에 존재하는 미분 방정식에서부터 출발한다. 이때, 먼저 두가지의 전압과 전류만이 결합 절차에 쓰인다고 가정한다. 평형 전송 선로의 경우, 접지에 대하여 정확히 평형되어 있으면 다른 주변 선로의 전압이나 전류가 결합식에 거의 영향을 미치지 않으므로 이를 적용시킬 수 있다. 두 번째 가정은 전송 선로를 따라서 전달되는 전력은 TEM 모드로써 근사화 된다는 사실이다^[6].

결합한 두 전송 선로에 관한 미분 방정식을 식 (1.1)에 표시하였으며, 이 식으로부터 임의로 결합된 누화를 유도한다.

$$\frac{dE_1}{dx} = -(R + jwL)I_1 - jwL_c I_2 \quad (1.1a)$$

$$\frac{dI_1}{dx} = -(G + jwC)E_1 - jwC_c E_2 \quad (1.1b)$$

$$\frac{dE_2}{dx} = -(R + jwL)I_2 - jwL_c I_1 \quad (1.1c)$$

$$\frac{dI_2}{dx} = -(G + jwC)E_2 - jwC_c E_1 \quad (1.1d)$$

여기서

- E_i 전송선로 i 의 전압, $i=1, 2$
- I_i 전송선로 i 에 흐르는 전류, $i=1, 2$
- R 전송선로의 분포 저항
- L 전송선로의 분포 인덕턴스
- G 전송선로의 분포 컨덕턴스
- C 전송선로의 분포 커패시턴스
- w 주파수[radian/s]
- L_c "결합" 인덕턴스
- C_c "결합" 커패시턴스

그림 3의 조건에 대하여 식 1.1을 풀기 위하여 경계 조건을 구하면 식 1.2와 같이 되며, 식 2와 같은 형태의 답을 얻게 된다.

$$\begin{aligned}
 V_1 &= Z_1 I_1(0) + E_1(0) \\
 \rho V_1 &= Z_1 I_1(0) + E_2(0) \\
 0 &= Z_1 I_1(l) - E_1(l) \\
 0 &= Z_1 I_2(l) - E_2(l)
 \end{aligned} \tag{1.2}$$

여기서 ρ 는 복소수 스칼라 값이다.

$$\begin{aligned}
 \frac{E_1(x)}{V_1} &= \frac{1+\rho}{2} R_0^+(x) + \frac{1-\rho}{2} R_0^-(x) \\
 \frac{E_2(x)}{V_1} &= \frac{1+\rho}{2} R_0^+(x) - \frac{1-\rho}{2} R_0^-(x)
 \end{aligned} \tag{2}$$

여기서,

$$\begin{aligned}
 R_0^+(x) &= \frac{P_{00}e^{r^+(l-x)} - P_{10}e^{-r^+(l-x)}}{P_{200}e^{r^+l} - P_{210}e^{-r^+l}} \\
 R_0^-(x) &= \frac{P_{01}e^{r^-(l-x)} - P_{11}e^{-r^-(l-x)}}{P_{201}e^{r^-l} - P_{211}e^{-r^-l}} \\
 P_{00} &= 1 + \frac{Z_1}{\left[\frac{R + j\omega(L + L_C)}{G + j\omega(C + C_C)} \right]^{\frac{1}{2}}} \\
 P_{10} &= 1 - \frac{Z_1}{\left[\frac{R + j\omega(L + L_C)}{G + j\omega(C + C_C)} \right]^{\frac{1}{2}}} \\
 P_{01} &= 1 + \frac{Z_1}{\left[\frac{R + j\omega(L - L_C)}{G + j\omega(C - C_C)} \right]^{\frac{1}{2}}} \\
 P_{11} &= 1 - \frac{Z_1}{\left[\frac{R + j\omega(L - L_C)}{G + j\omega(C - C_C)} \right]^{\frac{1}{2}}}
 \end{aligned}$$

과 같다.

만일 $\rho=1$ 이라고 가정하여(even mode), 두 개의 선로가 크기가 같고 동위상의 삼각함수로 여기(Excite)된다면, 결과적으로 전압의 분포는 $R_0^+(x)$ 에만 의해 주어진다. 즉, 두 선로의 전압은 각 x 점에 따라 같다는 점을 알 수 있으며, 기준면에 대한 각 도체의 단위 길이당 커패시턴스는 C_g 로 표

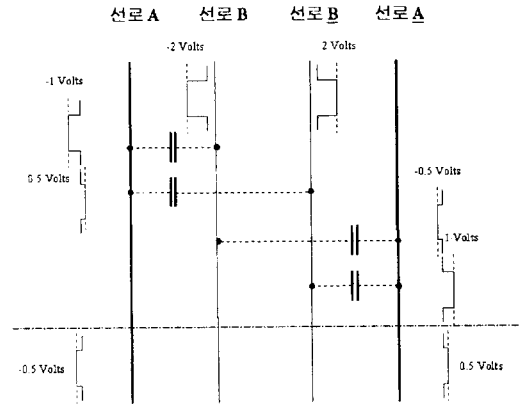


그림 1. 평형 통신 차등 모드 선로에서 발생하는 누설 신호의 한 예

Fig. 1. Example of crosstalk signals in differential mode balanced transmission signal lines.

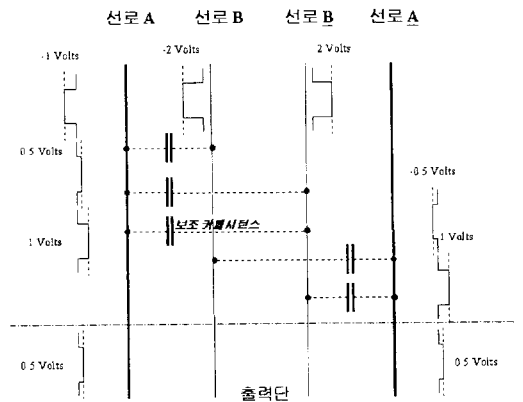


그림 2. 보조 커패시턴스를 삽입하여 서로 가깝게 위치한 선로에 발생되는 차등 모드 누화 신호를 공통 모드 누화 신호로 변환시켜 실제 출력단에서 상쇄 효과를 보여주는 모습

Fig. 2. Differential mode crosstalk noise signals in balanced transmission lines were suppressed, by inserting auxiliary capacitance between balanced transmission line pairs which are closely enough to be effectively coupled each other.

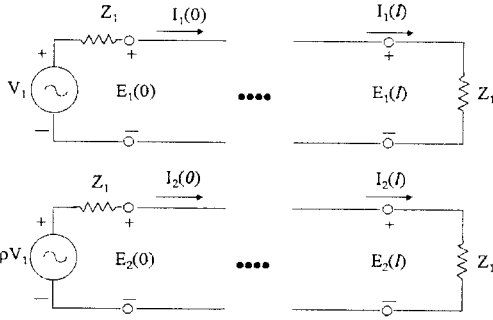


그림 3. 결합된 전송 선로에서의 경계조건
 Fig. 3. Boundary conditions in coupled transmission Lines.

시되며 도체 사이의 상호 커패시턴스는 C_{12} 로 표시된다. 이때, 도체 사이의 상호 커패시턴스 C_{12} 에는 전위차가 없기 때문에 두 전송 선로를 통해 흐르는 신호는 C_{12} 에 영향을 받지 않는다. 그러므로, 각 신호는 마치 두 선로가 결합되지 않고 분포 커패시턴스만이 존재하는 선로에 흐르는 것처럼 해석되기 때문에 분포 커패시턴스와 분포 인덕턴스는 다음과 같이 나타낼 수 있다.(그림 3-1 참조)^[9].

$$C + C_c = C_g \quad (3a)$$

$$(C + C_c)(L + L_c) = \mu\epsilon \quad (3b)$$

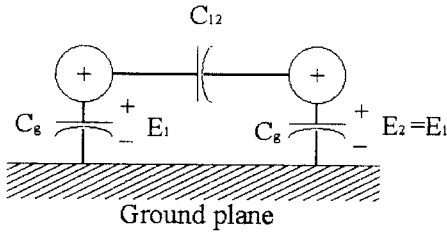


그림 3-1. 두 개의 결합된 전송 선로의 단면적 -Even mode
 Fig. 3-1. Cross section of two coupled transmission lines-symmetric excitations.

만일 $\rho = -1$ 이라고 가정한다면(odd mode), 마치 두 선로가 결합되지 않았으나, $R, G, C-C_c, L-L_c$ 의 기본적인 상수를 실제 가지고 있는 선로와 같이 동작하는 것처럼 볼 수 있다. 즉, 각 선로에 걸리는 전압은, 크기는 같으나 부호는 반대이며 두 도체 사이의 한 가운데에 있는 수직면은 반드시 기준 전위면을 구성해야 한다. 즉, 각 선로를 따라 전파되는 신호에 영향을 주는 접지와 총 커패시턴스는 다음과 같다(그림 3-2 참조)^[9].

$$C - C_c = C_g + 2C_{12} \quad (4a)$$

$$L - L_c = \frac{\mu\epsilon}{C_g + 2C_{12}} \quad (4b)$$

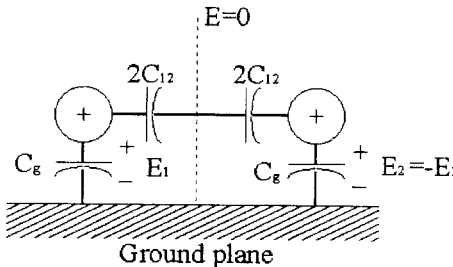


그림 3-2. 두 개의 결합된 전송 선로의 단면적 -Odd mode
 Fig. 3-2. Cross section of two coupled transmission lines -asymmetrical case.

앞서도 언급하였듯이, 케이블에서 누화가 발생하는 위치는 케이블의 꼬임이 풀리는 플러그에 삽입되는 부분이며, 이 때 풀린 각각의 선로에 대한 커패시턴스는 행렬의 형식을 가지게 된다.

만일 그림 4-1에서 보여지듯이 리본 케이블의 선로와 절연체가 이상적이며 선형적인 배열을 가지고 있다고 가정하였을 때, 절연체의 두께가 선로의 반지름보다 같거나 크다면, 선로의 반지름에 대한 전송 선로 분리 거리(separation-to-wire-radius)의 비율은 4보다 크거나 같다고 간주할 수 있다^[7]. 만일 선로의 반지름에 대한 전송 선로 분리 거리의

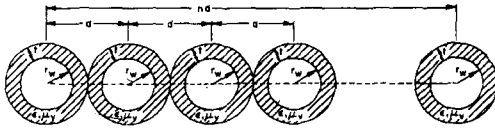


그림 4-1. (n+1)-선로 리본 케이블
Fig. 4-1. (n+1)-wire ribbon cable.

비율이 4보다 크거나 같다면, 선로 표면에 존재하는 전하 분포가 일정하다는 근사식을 사용하여 비교적 정확한 값의 커패시턴스를 구할 수 있으며, 각 선로의 자유전하는 식 5.2와 같이 표현되며, 선로 표면에 존재하는 단위 길이당 전체 전하 분포는 식 5.1과 같다^[8].

$$\rho_i(\theta_i) = a_{i0} + \sum_{m=1}^{A_i} a_{im} \cos(m\theta_i) + \sum_{m=1}^{B_i} b_{im} \sin(m\theta_i) \quad (5.1)$$

$$q_{fi} = 2\pi r_{wi} a_{i0} \quad (5.2)$$

여기서 q_{fi} 는 i 번째 선로의 도체에 존재하는 전체 자유 전하이며, r_{wi} 는 i 번째 선로의 반지름이며, a_{i0} 는 i 번째 선로의 Fourier Series Expansion $\rho(\theta_i)$ 에서의 상수 부분, 즉 식 5.2의 상수부분이다. 여기서 선로들은 충분히 떨어져 있다고 가정하였으므로, 각 선로의 전하 분포는 표면에 존재한다고 설정할 수 있으며, 즉 이것은 각 선로의 전위를 표면의 한 점이 아니라 중심의 한 점으로 표현할 수 있다^[8]. 이러한 전위에 대한 식은 다음 식 5.3과 같으며, 이를 식 5.2에서 보여준 관계식의 단위 길이당 전체 자유 전하에 대한 수식으로 전개하면 식 5.4와 같다.

$$\phi_i = a_{i0} \left(\frac{-r_{w0} \ln(d_{i0})}{\epsilon_v} \right) + \dots + a_{i0} \left(\frac{-r_{wi} \ln(r_{wj})}{\epsilon_v} \right) + \dots + a_{i0} \left(\frac{-r_{wj} \ln(d_{ij})}{\epsilon_v} \right) + \dots \quad (5.3)$$

$$\begin{bmatrix} \phi_0 \\ \phi_1 \\ \vdots \\ \phi_n \end{bmatrix} = -\frac{1}{2\pi\epsilon_v}$$

$$\begin{bmatrix} \ln(r_{w0}) & \ln(d_{10}) & \dots & \ln(d_{n0}) \\ \ln(d_{10}) & \ln(r_{w0}) & \ln(d_{12}) & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \ln(d_{n0}) & \dots & \dots & \ln(r_{wn}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} q_{f0} \\ q_{f1} \\ \vdots \\ q_{fn} \end{bmatrix} \quad (5.4)$$

여기서 d_{ij} 는 선로 i 번째와 선로 j 번째의 중심에서부터 떨어진 거리이며, 다중 도체의 전송선로가 전기적으로 중성이라고 가정하면, 단위 길이당 자유 전하량 q_{fi} 는 다음과 같은 식 6을 만족한다.

$$q_{f0} = -\sum_{i=1}^n q_{fi} \quad (6)$$

식 6을 사용하여 단위 길이당 전송 선로의 커패시턴스 행렬을 구해보면 식 7과 같은 식이 유도된다.

$$[C_0^{-1}]_{ij} = \frac{1}{2\pi\epsilon_v} \ln\left(\frac{d_{i0}^2}{r_{wi} r_{w0}}\right) \quad (7a)$$

$$[C_0^{-1}]_{ij} = \frac{1}{2\pi\epsilon_v} \ln\left(\frac{d_{j0} d_{i0}}{d_{ij} r_{w0}}\right) \quad (7b)$$

여기서,

r_{wi} i 번째 선로의 반지름

d_{ij} 선로 i 와 선로 j 의 중심에서 부터의 거리

ϵ_v 자유공간에서의 ϵ , 8.854×10^{-12} F/m

i, j 1, 2, ..., n

즉, 식 7로부터 케이블의 커패시턴스 행렬을 구할 수 있으며, 계산된 값으로부터 근사화된 리본 케이블에서 발생하는 차등 모드 누화 성분의 커패시턴스 성분을 유추할 수 있으며, 이에 대한 실험으로서 UTP케이블에 적용하여 측정하였으며, 그 결과는 다음절에 도시하였다.

IV. 실험 제작 및 측정 결과

4-1 실험 제작

서로 원치 않는 차등 모드 누화 신호의 영향을 줄 수 있도록 가깝게 배치된 선로들 사이에 의도적인 신호의 누설을 시키기 위하여 보조 커패시턴스를 삽입하며 그 위치의 값은 그림 4-2와 같다.

4-2 실험 셋업과 기기들

Category 5를 만족시켜주는 100 Ω UTP 케이블

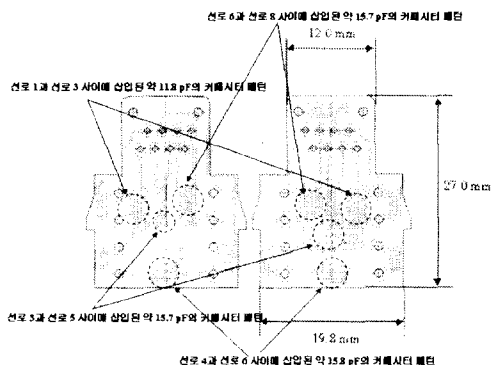


그림 4-2. 의도적 신호를 누설 시키기 위한 보조 커패시터의 삽입 위치와 값

Fig. 4-2. Inserting auxiliary capacitors between line pairs which are coupled each other.

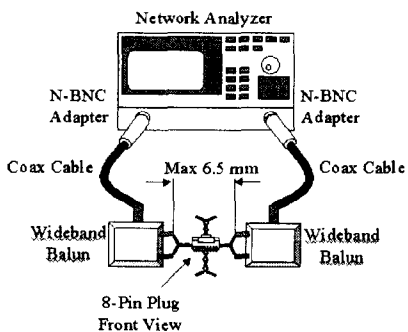


그림 5. NEXT를 측정하기 위한 장비의 구성도

Fig. 5. Equipment setup to measure NEXT.

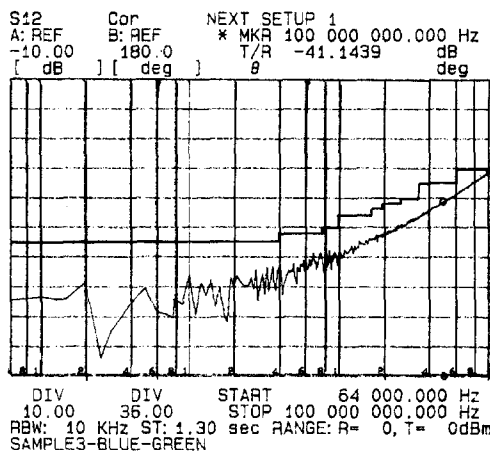


그림 6-1. 설계된 Modular Jack의 NEXT Loss(4&5 3&6 조합)

Fig. 6-1. NEXT Loss of designed Modular Jack (4&5 3&6 pairs).

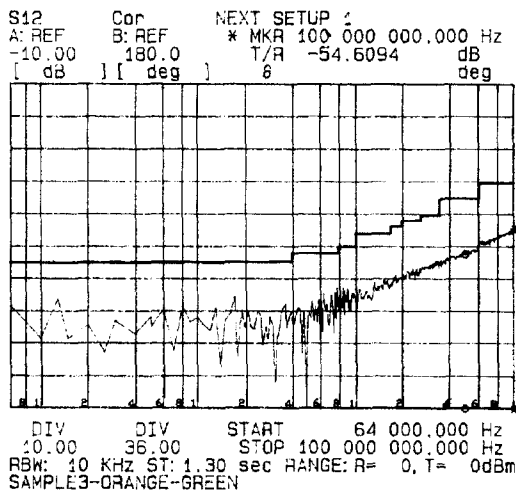


그림 6-2. 설계된 Modular Jack의 NEXT Loss(3&6 1&2 조합)

Fig. 6-2. NEXT Loss of designed Modular Jack (3&6 1&2 pairs).

(참고문헌 [3], [4] 참조)의 하드웨어 전송 실험을 실행하기 위해서는 네트워크 분석기나 그 동급의 장비, 동축 케이블, 발룬(Balun), UTP 실험선, 그리고 임피던스를 매칭시키기 위한 종단 등이 필요하며, 각각의 구성 요소들은 적어도 1 MHz에서

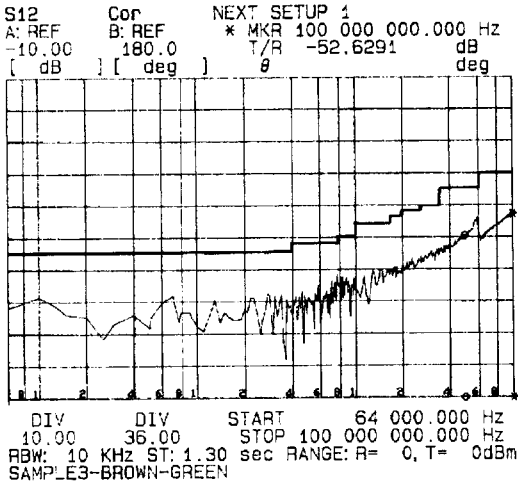


그림 6-3. 설계된 Modular Jack의 NEXT Loss(7&8 3&6 조합)

Fig. 6-3. NEXT Loss of designed Modular Jack (7&8 3&6 pairs).

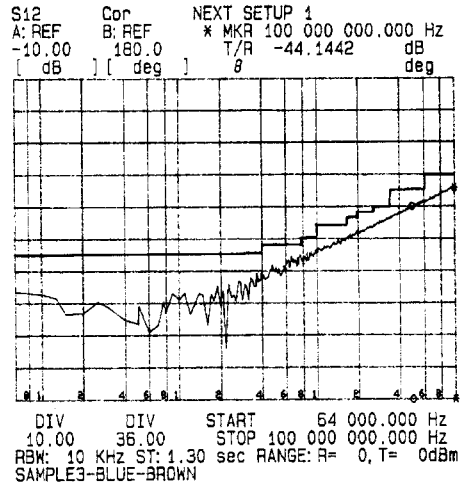


그림 6-5. 설계된 Modular Jack의 NEXT Loss(4&5 7&8 조합)

Fig 6-5. NEXT Loss of designed Modular Jack (4&5 7&8 pairs).

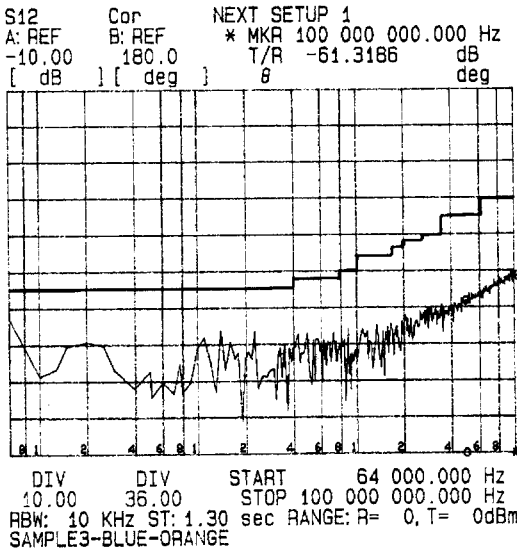


그림 6-4. 설계된 Modular Jack의 NEXT Loss(4&5 1&2 조합)

Fig. 6-4. NEXT Loss of designed Modular Jack (4&5 1&2 pairs).

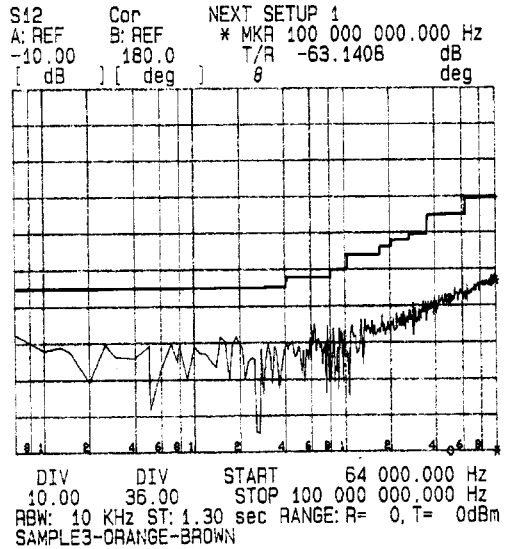


그림 6-6. 설계된 Modular Jack의 NEXT Loss(1&2 7&8 조합)

Fig. 6-6. NEXT Loss of designed Modular Jack (1&2 7&8 pairs).

100 MHz의 측정 주파수 대역을 만족시켜야 한다. 그림 5는 NEXT를 측정하기 위한 장비의 구성도

를 보여주고 있다.

않아도 충분히 규제치를 만족함을 보여주었다.

4-3. Modular Jack의 NEXT 측정결과

그림 6-1에서부터 그림 6-6까지는 케이블의 누화 성분을 고려하여 설계된 Modular Jack의 NEXT Loss를 UTP케이블의 선로쌍 각각의 대하여 측정 한 데이터이다. 그림에서 보듯이 EIA/TIA 568 전송 규격서에 명시된 제한치를 만족하여 주고 있음을 알 수 있다. 그림 6-1은 Modular Jack의 핀의 조합중에서 4&5와 3&6의 NEXT인데 Commercial Building Telecommunication Cabling Standard에서 규정한 Spec인 40 dB보다 큼을 알 수 있다.

측정된 데이터중의 굵은 실선은 앞서 언급된 규제치를 도식적으로 표현한 것이며 이 Spec에 1 MHz에서부터 100 MHz까지 만족하고 있음을 알 수 있다. Modular Jack의 다른 핀의 조합과는 달리 4&5와 3&6번 조합은 100 MHz 에 근접할수록 제한치에 다가가게 되는데, 이는 다른 선로들과는 다르게 주변의 선로들에 대한 영향이 무시하지 못할 정도로 미친다는 결론을 얻을 수 있다.

그림 6-2는 핀 조합 3&6과 1&2에 대한 NEXT 값을 측정한 결과인데, 규제치에 대하여 만족할 만한 값을 제시하고 있음을 알 수 있다.

그림 6-3은 핀 조합 3&6과 7&8의 NEXT의 데이터 값이며, 역시 규제치에 만족할 만큼 NEXT가 안정되어 있음을 보여준다. 그림 6-4는 핀 조합 4&5와 1&2의 NEXT의 측정값인데 앞서 측정한 다른 핀의 조합들과 마찬가지로 100 MHz에서 약 -60 dB로 만족하고 있음을 알 수 있다.

그림 6-5는 핀 조합 4&5와 7&8의 경우며, 실제 Modular Jack에서 보았을 때, 간섭을 일으키지 않을 정도로 떨어져 있음에도 다른 조합들 보다 더 NEXT가 높게 나온 것은 패턴을 삽입함으로써 오히려 주변의 영향을 더 받게 되었음을 알 수 있다. 이는 설계상의 문제로서 앞으로 개선해야 할 점이다. 그림 6-6은 핀 조합 1&2와 7&8의 경우며, 이 조합의 경우 추가의 보조 커패시턴스를 삽입하지

V. 결 론

가깝게 배치된 평형 통신 선로들에서 효과적으로 NEXT를 억제하기 위해서 보조 커패시턴스를 삽입하여 인위적인 누설을 시킴으로써 차등 모드 노이즈를 공통 모드 노이즈로 변환시켜 이를 효과적으로 억제하였다.

측정 결과에서 보여주듯이 핀 조합 4&5와 3&6의 경우, 아직 개선할 여지가 있음을 알 수 있다. 또한 패턴을 강제로 삽입함으로써 안정적으로 동작하던 다른 핀 조합들도 복사성 노이즈 등의 영향으로 오히려 NEXT의 측정치가 나쁘게 나오는 결과도 보였다.

앞으로 더 빠른 고속 데이터 전송을 하기 위하여 더 높은 주파수 대역에서 UTP케이블을 사용하기 위해서는 이와 같은 문제점을 무시하지 못할 것이며, 실제로 이에 대한 연구와 노력들이 국외에서는 활발하게 이루어지고 있는 실정임에 반해 국내에는 이를 대비한 연구가 미흡하므로 이에 대해 많은 연구가 절실히 요구되어지는 바이다.

참 고 문 헌

- [1] Jasper Goedbloed, *Electromagnetic Compatibility*, Prentice Hall, p. 79~116, 1992.
- [2] David A. Weston, *Electromagnetic Compatibility Principles and Applications*, Marcel Dekker, Inc., p. 141~205, 1991.
- [3] Commercial Building Telecommunications Cabling Standard, TIA/EIA Standard ANSI/TIA/EIA 568-A-1995, Approved: 10/6/1995.
- [4] Information Technology-Genetic Cabling for Customer Premises Interational Standad ISO/IEC 11801, 1995-07-15.
- [5] Evi Nemeth, Garth Snyder, Scott Seebass,

Trent R. Hein, *Unix System Administration Handbook*. Prentice Hall, p. 295~302, 1995.

[6] J. C. Issacs, N. A. Strakhov, "Crosstalk in Uniformly Coupled Lossy Transmission Lines", *Bell System Tech. Journal*, vol. 52, pp. 101~115, 1973.

[7] Clayton R. Paul, Arthur E. Feather, "Computation of the Transmission Line Inductance and Capacitance Matrices from the Generalized Capacitance Matrix", *IEEE Trans. Electromag. Compat.*, vol. EMC-18, pp. 175~182, Nov. 1976.

[8] J. C. Clements, C. R. Paul, A. T. Adams, "Computation of the Capacitance Matrix for Systems of Dielectric-Coated Cylindrical Conductors", *IEEE Trans. Electromag. Compat.*, vol. EMC-17, pp. 238~248, Nov. 1975

[9] King, R. W. P., *Transmission Line Theory*, New York: Dover Publications Inc., 1965.

이 중 근



1967년: 서울대학교 전기공학과(공학사)
 1973년: 미국 플로리다 주립대학(공학석사)
 1979년: 미국 플로리다 주립대학(공학박사)
 1979년~1988년: 국방과학연구소 책

임연구원

1989년~1991년: 한국전자과학기술학회 회장
 1988년~현재: 한양대학교 전자공학과 교수

안 현 수



1996년 2월: 한양대학교 전자공학과 (공학사)
 1998년 2월: 한양대학교 전자공학과 (공학석사)
 1998년 4월~현재: LG정보통신 단말연구소 연구원
 [주 관심분야] 초고주파 회로 및 EMI/EMC