

# 전송선로 모델을 이용한 UTP 케이블의 NEXT 해석

## Near-end Cross-talk Analysis of Unshielded Twisted Pair Cable using the Transmission Line Model

이원희\*, 박위상\*

Won-Hui Lee, Wee-Sang Park

요 약 UTP 케이블은 광범위하게 사용되고 있고, 최근에는 UHF 주파수 밴드를 위한 제품도 개발되고 있다. UTP 케이블의 가장 중요한 성능 중 하나는 NEXT 특성이다. NEXT 특성을 만족하는 UTP 케이블을 제조하기 위해서 적당한 피치의 길이를 선택하는 기술을 연구하였다. 전산모사는 선로 사이의 뮤추얼 인덕턴스와 커패시턴스를 포함한 전송선로 모델을 이용하였고, 주파수는 1 MHz에서 600 MHz까지의 데이터로 나타내었다. Cat. 6 케이블 NEXT의 worst margin은 전산모사와 측정 결과가 잘 일치하였다.

**Abstract** The UTP cable has been widely used, recently it is being developed for use in the UHF frequency band. One important characteristic of the UTP cable is NEXT. This research is to develop a pitch selection technique for an UTP cable which leads to a satisfactory NEXT. The transmission line model involving mutual inductances and capacitances between line pairs is used, and the simulation was carried out for frequencies from 1 MHz to 600 MHz. With respect to the worst margin of the NEXT for a Cat. 6 cable the simulation and measurement results show a good agreement.

**Key Words** : Transmission line model, Crosstalk, UTP cable, NEXT characteristics

### I. 서 론

현대의 전송매체는 대용량 고속의 정보를 전송하도록 요구되고 있다. 현재 UTP(Unshielded Twisted Pairs) 케이블은 LAN 용으로 많이 사용되고 있으며, 전송 속도 및 용량에 따라 Cat. 5, Cat. 5E, Cat. 6 등으로 구분된다. 이 중 Cat. 6는 전송능력 1 Gps, 대역폭 350 MHz 이상을 요구하고 있으며 대역폭이 증가함에 따라 내부 누화(internal crosstalk) 특성을 만족하도록 요구하고 있다. 따라서 정보화의 가속으로 인터넷을 통한 트래픽(traffic)이 증가함에 따라 고속 및 대용량 전송을 위한 연구가 지속적으로 필요한 실정이다.

1960년대 후반 J. R. Moser[1]와 S. Shenfeld[2]에 의

해 helix를 slow-wave structure로 모델링하여 TP의 전송 모드에 대한 연구가 시작되었다. 1970년대 후반 A. Rashid[3]에 의해 small loop array를 이용한 유한한 TP에서 방사되는 필드에 대한 연구가 시작되었고, C. R. Paul[4~7]에 의해 전송선로 모델(transmission line model)을 이용한 방법이 소개되었다.

UTP 케이블에서의 crosstalk는 NEXT(Near-end Cross-talk)와 FEXT(Far-end Cross-talk)로 구분되지만, FEXT의 경우 종단면에서의 FEXT cancellation을 통하여 specification보다 좋은 결과를 얻을 수 있다. 그러나 NEXT의 경우 통신시스템을 이용한 NEXT의 cancellation이 불가능하므로 선로 자체의 특성을 대표적으로 나타내는 특성이라고 볼 수 있다.

본 논문에서는 전송선로 모델을 이용하여 전송선로를 충분히 작은 세그먼트(segment)로 나누어 각 세그먼트

\*정회원, 포항공과대학교 전자전기공학과  
접수일자 2009.03.06, 수정완료 2009.04.03

에서의 케이블은 평행하다고 가정하고 각 세그먼트에서의 전송선 파라미터인 L(inductance)과 C(capacitance), M(mutual inductance)을 구하여 crosstalk를 구하였다.

## II. 4pair 전송선로 해석

### 2-1. Twisted wire pair의 geometry

UTP 케이블의 해석을 위해 전송선로 모델을 이용한다. 케이블을 충분히 작은 구획으로 나누어 각 구획마다 생기는 2개의 wire를 평행 도선으로 근사화해 각 wire 사이 또는 wire와 ground 사이의 전송선로 파라미터 L, C, M을 구해 C. R. Paul[4]이 제시한 chain matrix를 구하고 각 chain matrix를 모두 곱하면 TP 케이블의 전체 chain matrix를 구할 수 있다. 이 chain matrix에 제안한 terminal condition을 적용하면 crosstalk 예측이 가능하다. 본 논문에서는 Paul에 의해 제시된 2차원적인 케이블의 모델링과는 달리 3차원적인 해석을 통해 좀 더 실제 케이블과 근접한 전산모사가 진행 되도록 하였다. 그림 1에는 TP 케이블의 geometry를 나타내었다.

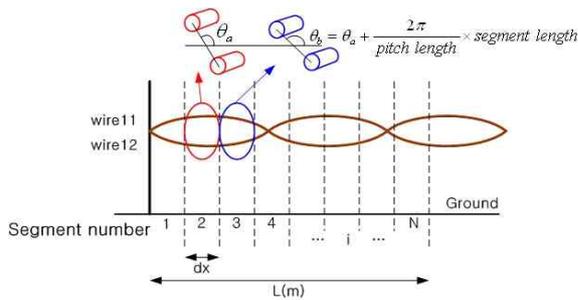


그림 1. Twisted Pair 케이블의 geometry.  
Fig. 1. Geometry of twisted pair cable.

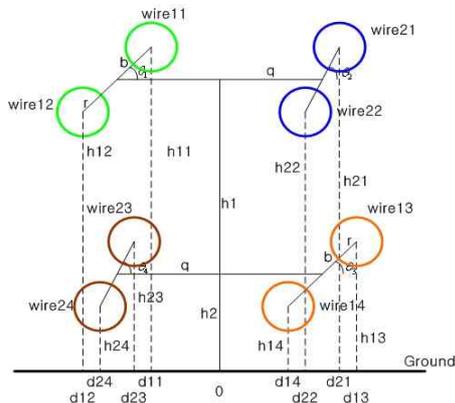


그림 2. Twisted Pair 케이블의 종단면.  
Fig. 2. Longitudinal view of twisted pair cable.

wire11과 wire12는 일정한 길이로 한 피치(pitch)를 이루어 꼬여있다. 여기서 피치는 wire가 한 바퀴 꼬인 길이를 나타낸다. 그림 2에는 케이블의 종단면을 나타내었다. 그림 2에서 볼 수 있듯이 4개의 pair에서의 wire들은 각  $\theta$ 를 이용하여 각 세그먼트에서의 전송선로 파라미터를 결정한다. 각 pair는 피치 길이에 따라 다른 각  $\theta_1, \theta_2, \theta_3, \theta_4$ 를 이루며, 네 개의  $\theta$ 를 이용해 h 또는 d와 같은 구조 파라미터가 결정된다. 네 개의 각  $\theta$ 는 한 피치를 형성할 경우 360도를 완성하게 된다. 각  $\theta$ 에 관련된 구조 파라미터 관계식은 식 (1)과 식 (2)와 같다.

$$h_{jk} = h_l + b \sin \theta_l \quad (1)$$

$$d_{jk} = d_l + b \cos \theta_l \quad (2)$$

위에서 구한 파라미터들은 twisted wire의 전송선로를 구하는 과정에서 전송선 element인 L과 C 그리고 M을 결정하게 된다. 또한 L과 C, M 값에는 구조 파라미터에 의한 위치 정보가 포함되어 있으므로 꼬이는 부분에 대한 메커니즘을 3차원적으로 좀 더 명확한 규명이 가능하다.

### 2-2. 전송선로 파라미터

그림 3과 같이 세그먼트가 충분히 작을 경우, 세그먼트의 전송선 파라미터는 단위길이 당 파라미터로 표현할 수 있다.

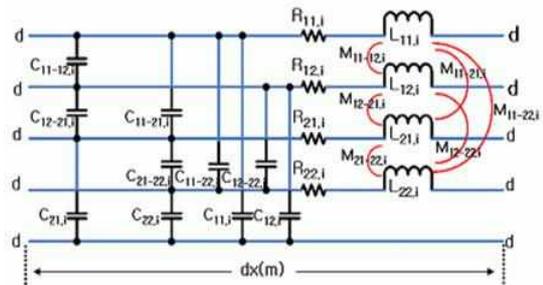


그림 3. i번째 세그먼트의 등가회로.  
Fig. 3. Equivalent circuit for the i-th segment.

전송선로 파라미터는 식 (3) ~ 식 (5)로 정의된다.

$$L_{jk,i} = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \frac{2h_{jk,i}}{r_{jk,i}} \quad (3)$$

$$M_{jk-lm,i} = \frac{\mu_0}{2\pi} \sqrt{\frac{(h_{jk,i} + h_{lm,i})^2 + (d_{jk,i} - d_{lm,i})^2}{(h_{jk,i} - h_{lm,i})^2 + (d_{jk,i} - d_{lm,i})^2}} \quad (4)$$

$$C_i = \mu_0 \epsilon_0 \epsilon_r L_i^{-1} \quad (5)$$

2-3. Chain matrix와 Terminal condition

Chain matrix는 앞에서 구한 각 세그먼트에서의 전송선로 파라미터들과 식 (6)을 이용해서 구할 수 있다.

$$\Phi_i = \begin{bmatrix} E_4 + 0.5ZY\left(\frac{L}{N}\right)^2 & -Z\frac{L}{N} \\ -Y\frac{L}{N} - 0.25YZY\left(\frac{L}{N}\right)^3 & E_4 + 0.5YZ\left(\frac{L}{N}\right)^2 \end{bmatrix} \quad (6)$$

여기서,

$$\begin{aligned} Z &= R + j\omega L \\ Y &= G + j\omega C \\ E_4 &= \begin{bmatrix} 1000 \\ 0100 \\ 0010 \\ 0001 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

를 나타낸다.

Chain matrix는 어떤 network에서의 입력과 출력 전압과 전류 사이의 관계를 나타내는 matrix이며, ABCD matrix와 유사해 cascade가 가능하다.

$$\begin{bmatrix} V(L) \\ I(L) \end{bmatrix} = \Phi(L) \begin{bmatrix} V(0) \\ I(0) \end{bmatrix} = \prod_{i=1}^n \Phi(l_i) \begin{bmatrix} V(0) \\ I(0) \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\prod_{i=1}^n \Phi(l_i) = \Phi(l_n) \times \Phi(l_{n-1}) \times \Phi(l_i) \cdots \times \Phi(l_1) \quad (8)$$

식 (8)에 의하면 전체 chain matrix는 각 세그먼트의 chain matrix를 모두 순서대로 곱해주면 구할 수 있다. 이는 chain matrix가 cascade가 되는 특성을 이용한 것이다.

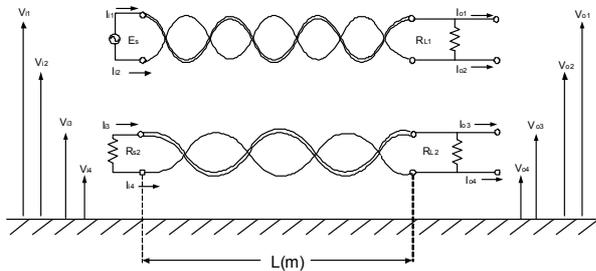


그림 4. Terminal condition의 적용.  
Fig. 4. Application of terminal condition.

그림 4에서 표현된 terminal condition은 식 (9)와 식 (10)과 같이 표현할 수 있다.

$$I(0) = Y_0(V - V(0)) \quad (9)$$

$$I(L) = Y_L V(L) \quad (10)$$

여기서,

$$V = \begin{bmatrix} V_s \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad Y_0 = \begin{bmatrix} \frac{1}{Z_{01}} & -\frac{1}{Z_{01}} & 0 & 0 \\ -\frac{1}{Z_{01}} & \frac{1}{Z_{01}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{Z_{02}} & -\frac{1}{Z_{02}} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{Z_{02}} & \frac{1}{Z_{02}} \end{bmatrix}$$

$$Y_L = \begin{bmatrix} \frac{1}{Z_{L1}} & -\frac{1}{Z_{L1}} & 0 & 0 \\ -\frac{1}{Z_{L1}} & \frac{1}{Z_{L1}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{Z_{L2}} & -\frac{1}{Z_{L2}} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{Z_{L2}} & \frac{1}{Z_{L2}} \end{bmatrix}$$

이다.

식 (9), 식 (10)의 terminal condition과 식 (7)의 chain matrix를 연립하면 다음과 같은 수식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} V(0)(\Phi_{21} - \Phi_{22}Y_0 - Y_L\Phi_{11} + Y_L\Phi_{12}Y_0) \\ = (Y_L\Phi_{12}Y_0 - \Phi_{22}Y_0)V \end{aligned} \quad (11)$$

$$V(L) = \Phi_{11}V(0) + \Phi_{12}(Y_0 \times (V - V(0))) \quad (12)$$

위 두 식을 이용하면 V(0)와 V(L)을 구할 수 있으므로, 이 두 값을 이용하면 다음과 같은 NEXT 결과를 얻을 수 있다.

$$NEXT = 20 \log \frac{V_{i3} - V_{i4}}{V_{i1} - V_{i2}} \quad (13)$$

III. 전산모사 결과 및 실험 결과 비교

선로 자체의 특성이므로 전산모사(simulation)를 통한 NEXT 예측은 무수히 많은 경우의 수에 맞춰가며 제작해 측정하는 것에 비해 매우 효율적이고, 필요한 작업이라고 할 수 있다. NEXT에 대한 crosstalk 예측을 중심으로 프로그램을 작성했으며, lossless conductor이며 lossless media라는 가정을 두었다.

그림 5는 UTP 케이블 Cat. 6 케이블의 NEXT 측정 결

과이다. 실험은 100 m UTP 케이블을 네트워크 분석기 (Network analyzer)에 연결하여 측정한다. 현재 Cat. 6는 350 MHz까지의 주파수 대역을 사용하고 있다.

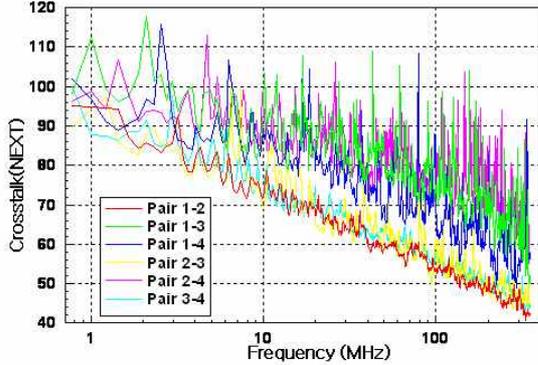


그림 5. Cat. 6의 NEXT 측정 결과.  
Fig. 5. The measurement results of NEXT for Cat. 6.

그림 5에서 볼 수 있듯이 각 pair간의 NEXT 값은 일정한 층을 이루고 있다. 먼저 pair 1-2와 pair 2-3간의 NEXT 값이 가장 좋지 못하다. 그 이유는 두 pair 간의 사이가 가깝고, 피치 길이도 비슷하기 때문이다.

그림 6에는 Matlab 7.0를 이용하여 전산모사 한 Cat. 6 케이블의 결과를 나타내었다. 그림 6의 전산모사 결과에서 보면 실험과 마찬가지로 주파수 별로 일정한 기울기를 갖고 있다. 실제 케이블의 측정 결과인 그림 5와 경향에 있어 유사하며, worst margin이 거의 비슷한 것을 볼 수 있었다.

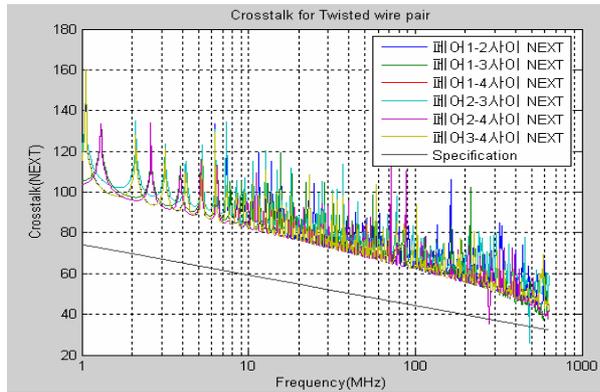


그림 6. Cat. 6의 NEXT 전산모사 결과.  
Fig. 6. The simulation results of NEXT for Cat. 6.

그러나 그림 5와 그림 6의 결과를 보면, 전산모사 결과는 실험에서와 같이 각 pair 별로 차이가 많이 발생하지

않는 것을 볼 수 있다. 전산모사 결과가 각 pair 별로 차이가 많이 발생하지 않았지만, NEXT 결과는 Spec. 대비 worst margin이 가장 중요하 결과이므로 본 전산모사 결과는 실험을 예측하기에 매우 적합하다고 판단된다.

#### IV. 결론

본 논문은 초고속 통신에 사용되는 전송 매체인 UTP 케이블의 NEXT 특성에 관한 것이다. UTP 케이블의 사용 원리에 대해서 이론적인 접근을 하였으며, 그 검증은 Matlab 7.0으로 작성된 프로그램으로 전산모사 하여 검증하였다. 해석 방법은 전송선로 모델을 이용하였으며, 전송선을 충분히 작은 세그먼트로 나누어 각 세그먼트에서의 전송선 파라미터를 구하고 이를 통해 chain matrix를 구해 terminal condition을 적용하여 crosstalk를 계산하였다. 이러한 이론을 근거로 케이블의 외형적인 조건 및 피치 길이를 입력하면 주파수에 따른 NEXT를 계산하고 규정된 specification과의 worst margin을 구할 수 있다. NEXT의 전산모사 결과, 실험에서와 비슷한 worst margin 결과를 얻을 수 있었고, 전송선로 모델을 이용한 해석 방법이 타당하다는 것을 알 수 있었다.

#### 참고 문헌

- [1] J. R. Moser, R. F. Spencer, "Predicting the Magnetic Fields from a Twisted-Pair Cable", IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility, Vol. EMC-10, No. 3, pp. 324-329, 1968.
- [2] S. Shenfeld, "Magnetic Fields of Twisted-Wire Pairs", IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility, Vol. EMC-11, No. 4, pp. 164-168, 1969.
- [3] A. Rashid, "A Mathematic Analysis of the Electromagnetic Compatibility of Twisted Wires", IEEE International Symposium on EMC, pp.31-35, 1978.
- [4] C. R. Paul, J. W. Mcknight, "Prediction of Crosstalk Involving Twisted Pairs of Wires-Part1: A Transmission Line Model for

Twisted Wire Pairs”, IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility, Vol. EMC-21, No. 2, pp. 92-104, 1979.

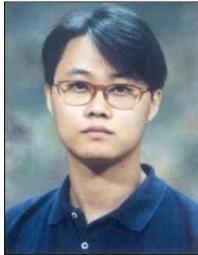
[5] C. R. Paul, "Literal Solutions for Time-Domain Crosstalk on Lossless Transmission Lines", IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility, Vol. EMC-34, No. 4, pp. 433-444, 1992.

[6] C. R. Paul, A. E. Feather, "Computation of the Transmission Line Inductance and Capacitance Matrices form the Generalized Capacitance Matrix", IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility, Vol. EMC-18, pp. 175-183, 1976.

[7] C. R. Paul, "Solution of the Transmission Line Equations for Tree-conductor lines in Homogeneous Media", IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility, Vol. EMC-20, pp. 216-222, 1978.

저자 소개

이 원 희(정회원)



- 2000년 건국대학교 전자정보통신공학과, 공학석사
- 2003년 건국대학교 전자정보통신공학과, 공학박사
- 1998년 건국대학교 전자정보통신공학과, 교육조교
- 1999년 전자부품연구원 고주파재료연구센터, 위촉연구원

- 2002년~2008년 LG전자 디지털어플라이언스연구소, 책임연구원
- 2008년~현재: 포항공과대학교 미래정보기술사업단, 책임연구원

<주관심분야 : dielectric loaded resonator, measurement of dielectric constant, design of microstrip antennas>

박 위 상(정회원)



- 1974년 서울대학교 공과대학 전자공학과, 공학사
- 1982년, 1986년 University of Wisconsin-Madison 전자공학과, 공학석사, 공학박사
- 1988년~현재: 포항공과대학교 전자전기공학과 조교수, 부교수, 정교수

<주관심분야 : small metamaterial antennas, antenna optimization, frequency selective surfaces, coupling of guided waves, wireless power transfer>