

고속 디지털 신호 전송선로에서의 Crosstalk 에 관한 연구

(A Study on Crosstalk in High Speed Digital Signal Transmission Line)

金世映***, 張相建*, 南相植**, 朴恒九**, 陳年鋼*

(Se Young Kim, Sang Gun Jang, Sang Sig Nam, Hang Gu Bahg and Youn Kang Chin)

要約

고속 디지털 신호를 전송하기 위한 시스템의 전자기적 양립성을 평가하는 경우에 누화에 대한 예측은 중요한 문제이다. 결합 전송 선로 방정식과 harmonic balance 기법을 사용하여 도선의 특성 임피던스, 도선의 간격, 펄스의 신호 상승 시간에 따른 누화 곡선을 구하였다. 비유전율이 $\epsilon_r = 4.5$ 인 epoxy - glass FR 4 기판에 대칭 2 선 결합 선로를 제작하여 수동선의 near end 와 far end 에서 발생하는 누화를 측정하였다. 누화를 줄이기 위하여 선로 사이에 간선을 삽입하였으며, 그 결과를 제시하였다. 시뮬레이션 결과와 측정 결과를 비교 분석한 결과 매우 유사한 특성을 얻었다.

Abstract

The prediction of crosstalk is one of important problems in estimating the EMC of a system for high speed digital signal transmission. Crosstalk curves are shown in terms of characteristic impedance of lines, spacing between lines, and rise time of pulse by using general multiple coupled transmission line equation and harmonic-balance method. The coupled symmetrical two-line on dielectric material, epoxy - glass FR 4 ($\epsilon_r = 4.5$), is fabricated to measure crosstalk occurring at the near end and far end of the passive line. The inter-line is inserted to reduce crosstalk between two microstrip lines. The simulation results and the measurement results are shown and found to be very close.

1. 서론

인쇄 회로 기판의 부품들이 고밀도화 되고 데이터

전송 속도가 고속화 되면 필연적으로 EMI(electromagnetic interference) 현상이 나타나게 되어 신뢰성이 저하된다. 특히 신호 상승 시간이 전파 지연 시간보다 빠른 데이터를 고속으로 전송하면 부품과 부품을 연결하는 접속 선로가 분포 정수 선로로 작용하므로 인접한 선로 사이에서 누화(crosstalk) 라고 하는 전자기적인 결합이 발생한다. 이는 EMI 의 가장 기본적인 원인이 된다.^[1,2,3] 선진 각국에서는 고속으로 데이터를 전송하는 고밀도 회로 배선에서 발생하는 누화 및 패키지(package) 에 관한 많은 연구를 진행하고 있으며 그 결과를 제작 회사에서 널리 사용

*正會員, 檀國大學校 電子工學科

(Dept. of Elec. Eng., Dankook Univ.)

**正會員, 韓國電子通信研究所

(Elec. and Telecomm. Research Institute)

***正會員, 國防科學研究所

(Agency for Defence Development)

接受日字 : 1993年 10月 18日

하고 있는 반면 한국에서는 이에 관한 연구가 별로 없는 상황이다.

본 논문에서는 여러 가지 전송 선로 중에서 마이크로 스트립 선로를 통해 디지털 신호를 고속으로 전송하는 경우에 대한 논의를 정량적으로 해석하였다. 도선의 특성 임피던스, 도선 사이의 간격, 펄스의 신호 상승 시간을 변화시켰을 때, 결합 전송 선로의 near end 와 far end 에서 발생하는 누화 현상을 결합 전송 선로 방정식과 harmonic balance 기법을 이용한 컴퓨터 시뮬레이션으로 보였다.

선로가 결합하는 경우에 정합 임피던스가 달라지므로 정합이 되는 선로의 폭을 구하고, 이렇게 입 출력 포트를 정합하였을 때 수동선의 near end 와 far end 에서 발생하는 누화를 고찰하여 그 데이터를 도표로 제시하였다.

선로에서 발생하는 누화를 방지하기 위한 대책으로 간선을 삽입하였으며 Harmonic Balance 기법을 사용하는 EEsof 사의 LIBRA 를 이용하여 시뮬레이션 한 결과를 도표로 제시하였다.

이를 실험적으로 확인하기 위하여 비유전율 $\epsilon_r = 4.5$ 인 epoxy - glass FR 4 기판에 2 선 배선 결합 선로를 제작하였으며, 이 때 선로에서 발생하는 누화를 Network Analyzer 로 측정하였다.

II. 결합 전송선의 누화 해석

통신시스템을 구성하는 부품과 부품 사이를 연결하는 선로를 통해 고속의 디지털 신호를 전송하면 선로가 전송선으로 작용하여 인접한 선로와 결합 현상이 발생하게 된다. 이와 같은 인접된 선로의 양 끝에서 발생하는 전자기적 간섭 현상인 누화를 정량적으로 해석하기 위하여, 본포 정수 선로를 무손실 집중 정수 소자로 등가화 하면 그림 1 에서 보는 바와 같다.

결합 전송 선로에서 발생하는 누화에 관한 방정식을 보다 쉽게 유도하기 위하여 결합 전송선을 무손실이라고 가정한다. 이와 같은 경우에 결합 거리 x 와 시간 t 에 대한 2 선 결합 선로의 전송선 방정식을 구하면 다음과 같다.^[4]

$$-\frac{\partial V_1}{\partial X} = L_1 \frac{\partial I_1}{\partial t} + L_M \frac{\partial I_2}{\partial t} \tag{1}$$

$$-\frac{\partial I_1}{\partial X} = (C_1 + C_M) \frac{\partial V_1}{\partial t} - C_M \frac{\partial V_2}{\partial t} \tag{2}$$

$$-\frac{\partial V_2}{\partial X} = L_M \frac{\partial I_1}{\partial t} + L_2 \frac{\partial I_2}{\partial t} \tag{3}$$

$$-\frac{\partial I_2}{\partial X} = -C_M \frac{\partial V_1}{\partial t} + (C_2 + C_M) \frac{\partial V_2}{\partial t} \tag{4}$$

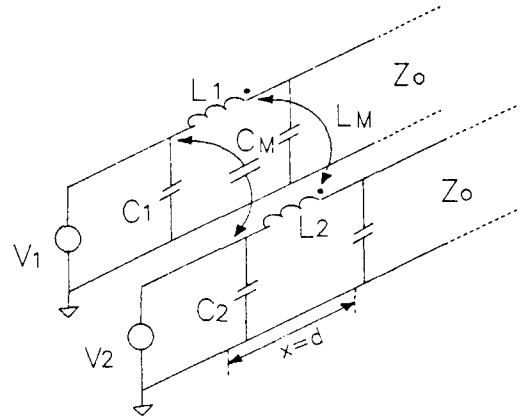


그림 1. 집중 정수 소자로 나타낸 결합 전송선의 등가 회로

Fig. 1. Equivalent circuit for coupled transmission line by lumped constant elements.

여기서 전원을 인가한 선로를 능동선이라 하고 그렇지 않은 선로를 수동선이라 하면, V_1 과 V_2 는 각각 능동선과 수동선의 전압, I_1 과 I_2 는 각각 능동선과 수동선의 전류이며, C_M 과 L_M 은 각각 능동선과 수동선 사이의 상호 커패시턴스와 상호 인덕턴스이다.

식 (1)~(4) 를 사용하여 누화에 대한 근사적인 해를 구하고자 한다. 이를 위해 전송선 사이의 누화는 결합이 매우 약하고 한쪽 방향으로만 일어난다고 가정한다. 즉, 능동선으로부터 수동선으로 1 차적인 결합에 의해 발생한 누화가 그 역 과정인 2 차적인 결합 현상으로 능동선의 입력 신호에 영향을 미치지 않는다는 것이다. 이와 같은 가정으로부터 결합 선로에서 발생된 누화의 양을 해석하기 위하여, 식 (1)~(4) 의 미분 방정식을 변수 분리하고, 이를 라플라스 변환한 후, 전압에 대한 경계 조건을 적용하여 결합 선로의 종단을 선로의 특성 임피던스로 정합시켜서 역 변환하면 수동선의 near end 와 far end 에서 발생하는 누화는 다음과 같은 시간 영역의 식으로 나타낼 수 있다.^[5]

$$V_2(t) = V_{2ne}(t) = b_{21}[V_o(t) - V_o(t - 2\tau)] \tag{5}$$

$$V_2(t - \tau) = V_{2fe}(t) = a_{21} \frac{d}{dt} V_o(t - \tau) \tag{6}$$

여기서 τ 는 지연 시간이고, 역방향 결합 계수 b_{21} 은 유도성 결합과 용량성 결합의 합이고, 순방향 결합 계수 a_{21} 은 두 결합 성분의 차이이다. 이와 같은 두 결합 계수를 N 선 결합 선로에 대한 일반화된 형태

로 표시하면 다음과 같다.

$$a_{jk} = \frac{\tau}{2} \left(\frac{C_{jk}}{C_{jj}} - \frac{L_{jk}}{L_{kk}} \right), \quad j \neq k \quad (7)$$

$$b_{jk} = \frac{1}{4} \left(\frac{C_{jk}}{C_{jj}} + \frac{L_{jk}}{L_{kk}} \right), \quad j \neq k \quad (8)$$

식 (5) 와 (6)를 사용하면 누화를 예측할 수 있다. 길이가 d 이고 도선의 종단이 모두 정합된 2 선 결합 선로에 대한 누화 파형은 그림 2 에 보인 바와 같다.

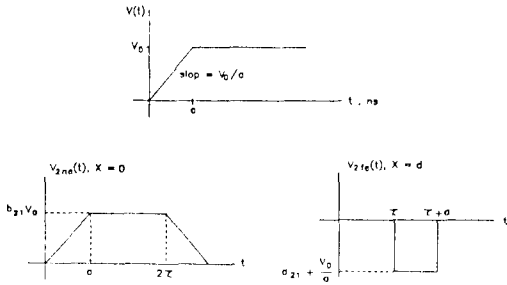


그림 2. 수동선에서 발생하는 누화 파형
 (a) 입력 신호, (b) near end 누화, (c) far end 누화
 Fig. 2. Crosstalk waveforms of the passive line. (a) input signal, (b) near end cross-talk, (c) far end crosstalk.

III. 결합 선로의 시간 영역 해석

디지털 신호를 고속으로 전송하면 전송선에서 누화, 지연, 펄스 왜곡 등과 같은 잡음 현상이 발생하게 된다. 이와 같은 현상을 해석하기 위하여 전송 선로 방정식과 Harmonic Balance 방법을 이용한 두 가지 방법으로 시뮬레이션하였다. 전송 선로 방정식을 이용하면 선로의 수를 N 개까지 확장하여 누화를 해석할 수 있지만, 결합선로 사이의 인덕턴스 행렬과 커패시턴스 행렬을 개별적으로 계산하여 시뮬레이션에 적용해야 하는 단점이 있다. 반면 Harmonic Balance 기법을 사용한 누화의 시뮬레이션 파형은 Network Analyzer 를 사용하여 실제로 누화를 측정한 파형과 거의 유사할 뿐만 아니라, 전송 선로 방정식을 사용하는 경우와 달리 L 과 C 를 개별적으로 계산하지 않아도 된다는 이점이 있다. 또한 전송 선로 방정식을 사용하는 경우는 선형 미분 방정식을 푸는 것이므로 주파수가 높아지거나 유전체 기판의 두께가 두꺼워지는 경우에 마이크로스트립

선로에서 발생하는 분산(dispersion) 을 고려할 수 없다는 단점이 있다. 반면에 Harmonic Balanced 기법은 원하는 모든 주파수의 각각의 성분에 대하여 해석하는 것이므로 Quasi-TEM 이라는 제한이 없어진다. 그러므로 이 두가지 방법을 동시에 사용하면 상호 보완한다는 면에서 유익하다.

1. 결합 전송 선로 방정식을 이용한 누화의 해석

N 선 결합 선로의 특성 방정식을 행렬로 표현하면 다음과 같다.

$$-\frac{\partial}{\partial X}[V] = [L] \frac{\partial}{\partial t}[I] \quad (9)$$

$$-\frac{\partial}{\partial X}[I] = [C] \frac{\partial}{\partial t}[V] \quad (10)$$

여기서 [V]와 [I]는 N선 결합 선로의 전압·전류 벡터이며 [L]과 [C]는 각 선로에 대한 인덕턴스와 커패시턴스 행렬이다.

균일하게 결합된 N개의 전송 선로에 정규 모드(normal mode) 해석 방법을 사용하면 N 개(N=1, 2, ...)의 모드를 얻을 수 있으며 2 선 결합 선로의 경우에는 N = 1, 2 이다. N 선 결합 선로의 전송 선로 방정식 (9), (10)을 전압과 전류에 대한 고유 값(eigen value)과 고유 벡터(eigen vector) 방정식으로 나타내면 다음과 같다.

$$[[L][C] - \lambda [U]] [V] = 0 \quad (11)$$

$$[[C][L] - \lambda [U]] [I] = 0 \quad (12)$$

여기서 $\lambda \cong \beta^2 / \omega^2$, [U]는 단위 행렬이다. [L]과 [C]는 대칭 행렬이므로 [L][C] = [C][L]이 성립하고, 전압·전류의 고유 값과 고유 벡터는 서로 같은 값을 가지며 직교한다. 즉, 전압의 고유 벡터 행렬을 [M_v]라고 하면 전류의 고유 벡터 행렬 [M_i]는 다음과 같은 관계를 갖는다.

$$[M_i] = [[M_v]^T]^{-1} \quad (13)$$

여기서 첨자 T로 표시한 행렬은 전치(transpose) 행렬을 나타낸다. 또한 식 (9)와 (10)을 각각 대각(diagonal) 행렬 diag [L_N]와 diag [C_N]으로 나타내기 위해 전압과 전류를 진폭 벡터 [e]와 [J]로 나타내면 다음과 같다.¹⁶⁾

$$[V] = [M_v][e] \quad (14a)$$

$$[I] = [M, I]J \quad (14b)$$

비결합 선로(decoupled lines)로 등가화된 식 (14)를 식 (9)와 (10)에 대입하여 정리하면 다음과 같다.

$$-\frac{\partial}{\partial X} [e] = \text{diag}[L_N] \frac{\partial}{\partial t} [J] \quad (15a)$$

$$-\frac{\partial}{\partial X} [J] = \text{diag}[C_N] \frac{\partial}{\partial t} [e] \quad (15b)$$

그리고 각각의 모드에 대한 특성 임피던스는 다음과 같이 정의한다.

$$Z_N = \sqrt{\frac{L_N}{C_N}} \quad (16)$$

식 (13)과 식 (14)를 이용하면 다음과 같은 결과식을 얻는다.

$$\begin{bmatrix} [V] \\ [J] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [M_V] & 0 \\ 0 & [M_V]^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [e] \\ [I] \end{bmatrix} \quad (17)$$

식 (17)에 대한 도식적인 등가 모델을 2선 결합 선로에 적용하면 그림 3에 보인 바와 같다.

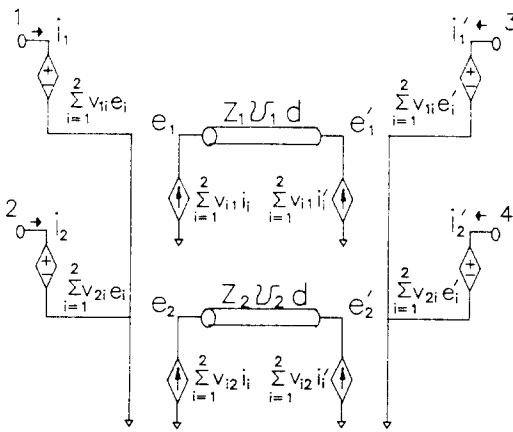


그림 3. 결합 선로를 비결합 선로로 등가화한 모델
Fig. 3. Equivalent decoupled lines model for coupled lines.

전송선 사이에서 발생하는 누화의 양은 그림 3에서 보는 바와 같이 입력단과 출력단에 있는 종속 전원(dependent source)으로 표현된다. 그림 3에서 v_{ij} ($i, j=1, 2$)는 전압 고유 벡터 행렬의 요소(element)이며, d 는 도선의 길이이다. 또한 v_k 는 N 개의 모드 중에서 K 번째 모드의 위상 속도이며 $v_k = 1/\sqrt{\lambda_k}$

($K=1, 2$)로 정의된다. 여기서 λ_k 는 $[[L] [C]]$ 행렬의 고유치이다.

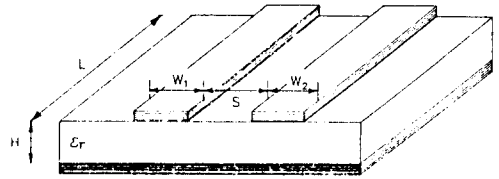


그림 4. 2선 마이크로스트립 결합 선로
Fig. 4. Coupled microstrip line.

이와 같은 등가 회로^[7]를 SPICE에 적용하기 위하여 사용한 대칭 2선 마이크로스트립 배선 결합 선로의 구조는 그림 4에 보인 바와 같다($\epsilon_r = 4.5$, $S/H = 1.88$, $W_1/H = W_2/H = 1.88$). 이와 같은 구조일 때 Quasi-TEM 조건에서 Galerkin 방법을 이용하여 프로그램을 작성하였으며, 이로부터 구한 $[L]$, $[C]$ 행렬은 각각 다음과 같다.^[8]

$$[L] = \begin{bmatrix} 0.30786 & 0.05095 \\ 0.05095 & 0.30786 \end{bmatrix} \mu\text{H/m},$$

$$[C] = \begin{bmatrix} 122.8688 & -10.1770 \\ -10.1770 & 122.8688 \end{bmatrix} \text{pF/m}$$

위에서 구한 $[L]$, $[C]$ 행렬을 이용하여 구한 등가 회로를 SPICE에 적용하면 그림 5에 보인 바와 같은 누화 현상을 얻을 수 있다.

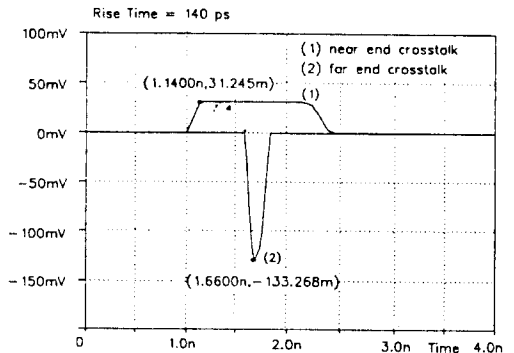


그림 5. SPICE로 시뮬레이션한 누화 파형
Fig. 5. Simulated crosstalk waveforms by SPICE.

2. Harmonic Balance 기법을 이용한 누화의 해석
비선형 회로 해석 방법 중의 하나인 Harmonic

Balance 기법은 전력 증폭기, 주파수 체배기, 주파수 혼합기를 갖는 국부 발진기(LO : local oscillator) 등과 같은 많은 비선형 마이크로파 회로의 해석은 물론 마이크로스트립 선로를 통해 고속 디지털 신호를 전송할 때 발생하는 누화를 시간 영역에서 해석할 수 있다. 또한 이 기법을 이용하면 비선형 회로망은 시간 영역에서, 선형 회로망은 주파수 영역에서 해석하며, 이 개념에 대한 설명은 그림 6 에 보인 바와 같다.⁹⁾

그림 6 은 일반적인 2 - 포트 비선형 회로를 선형 부회로(subcircuit) 와 비선형 부회로로 분리하여 해석하는 것으로 두개의 부회로 사이를 연결하는 접의 전압 V_n 과 전류 I_n ($n = 1, 2, \dots, N$) 은 입력 신호의 각각의 고조파 성분들에 의하여 시간 영역 혹은 주파수 영역으로 표현할 수 있는 변수들이다.

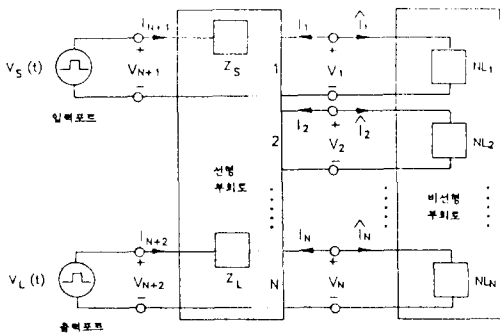


그림 6. Harmonic Balance 개념에 대한 구성도
Fig. 6. Diagram of Harmonic Balance concept.

Harmonic Balance 기법의 개념은 선형 회로망 방정식과 비선형 회로망 방정식에서 동일한 전류를 갖도록 하는 포트의 전압(혹은 고조파의 전압 성분) 들을 찾는 것이다. 이 기법을 이용하여 회로를 해석할 때, 가장 문제가 되는 것은 디지털 펄스 신호의 기본 주파수와 고조파의 수를 몇 개로 결정할 것인가 하는 점이다. 왜냐하면 고조파의 갯수가 시뮬레이션의 수렴 속도 및 누화의 피크 값에 대한 정확도에 가장 큰 변수로 작용하기 때문이다.

Harmonic-balance 기법을 토대로 하는 CAE 프로그램인 EEsof 사의 LIBRA 를 이용하여 선로에서 발생하는 누화를 시뮬레이션할 수 있다. LIBRA 를 이용하면 SPICE 를 이용하여 누화를 해석할 때 필요한 두 도선 사이의 L 과 C 를 독립적으로 계산하지 않아도 될 뿐만 아니라 도선 사이의 결합 거리에 따라 쉽게 누화를 계산할 수 있다.

수동선에서 발생하는 누화를 LIBRA 로 시뮬레이

션한 결과는 그림 7 에 보인 바와 같다.

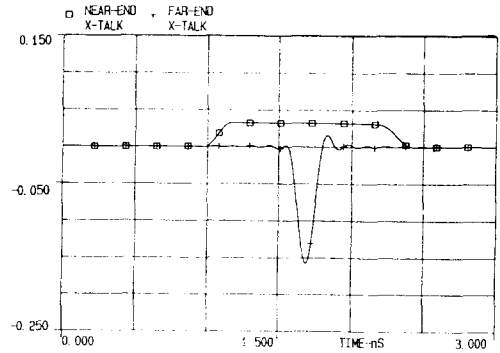


그림 7. LIBRA 로 시뮬레이션한 누화 파형
Fig. 7. Crosstalk waveforms simulated by LIBRA.

그림 8 은 디지털 펄스 신호의 상승 시간을 140 ps 로 하고, 도선의 특성 임피던스를 50, 75, 100 Ω 의 세가지 경우로 했을 때 각각의 수동선에서 발생하는 누화의 절대 값을 입력 신호에 대해 정규화한 값이다.

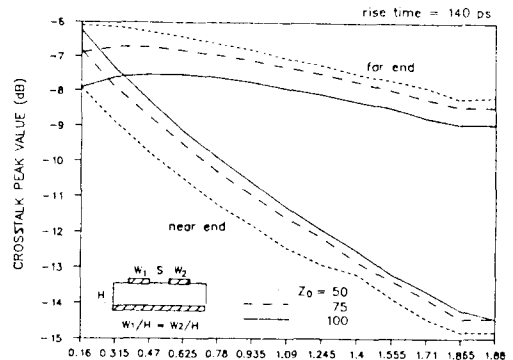


그림 8. 특성 임피던스의 변화에 따른 누화 곡선
(rise time = 140 ps, $W_1/H = W_2/H = 1.88$)
Fig. 8. Crosstalks vs. characteristic impedance. (rise time = 140 ps, $W_1/H = W_2/H = 1.88$).

그림 9 는 신호 상승 시간이 500 ps 인 경우이다. 두 그림을 비교하면 S/H 의 값이 작아지면 near end 와 far end 에서 누화 량은 점점 증가하며, 특성 임피던스가 커질수록 near end 누화 량이 증가함을 알 수 있다. 그리고 신호 상승 시간이 짧으면 far end 누화가 증가함을 알 수 있다. 그 이유는 도선의 특성 임피던스가 증가하면 상호 커패시턴스가 증가하여 용량성 결합

비가 커지며, 신호 상승 시간이 짧아지면 도선의 전기적인 길이가 증가하여 유도성 결합비가 증가하기 때문이다. 또한 그림 8 에 비하여 그림 9 의 누화 량이 훨씬 작음을 알 수 있는데, 이는 신호의 상승 시간이 짧을수록 전체적인 누화 량이 증가한다는 것을 나타낸다.

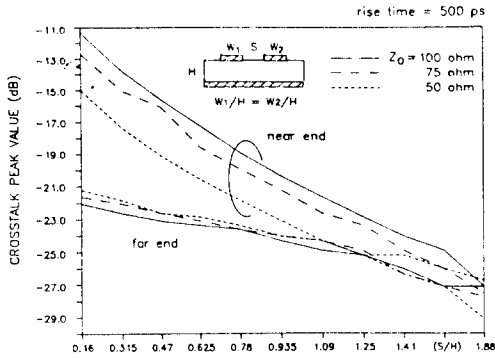


그림 9. 특성 임피던스의 변화에 따른 누화 곡선 (rise time = 500 ps, $W_1/H = W_2/H = 1.88$)
 Fig. 9. Crosstalks vs. characteristic impedance. (rise time = 500 ps, $W_1/H = W_2/H = 1.88$).

신호 상승 시간과 주파수의 관계는 다음과 같다.

$$t_r = \frac{1}{2f_m} \tag{18}$$

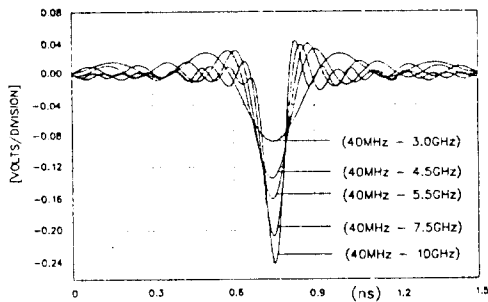


그림 10. 주파수 증가에 따른 far end 누화 곡선
 Fig. 10. Far end crosstalk vs. frequency.

여기서 f_m 은 디지털 신호인 입력 펄스를 주파수 영역에서 보았을 때 첫번째 0 교차점(null point)의 주파수이며 t_r 은 신호 상승 시간이다. 식 (18) 에서 알 수 있듯이 주파수가 높아지면 펄스의 상승 시간이 짧아진다. 따라서 신호 상승 시간이 짧아지면 선로의 물리적인 길이가 짧을지라도 주파수에 의한 전기적인 길이는

길어진다. 전송 속도가 빠른 경우에는 같은 특성 임피던스에 대한 near end 누화량은 별로 커지지 않지만 far end 누화량은 비례적으로 커진다는 것을 알 수 있다. 이 결과는 그림 10 에 보인 바와 같다.

IV. 누화의 대책

누화의 대책으로는 배선의 길이를 짧게 하고 선로 사이를 띄거나, 선로의 임피던스를 부하 임피던스와 정합하거나, 선로 사이에 간선을 삽입하는 방법이 있다.

결합이 일어나지 않을 때 각각의 선로의 특성 임피던스는 변화하지 않는다. 그러나 고밀도 기판에 고속의 신호를 전송하면 인접한 선로 사이에서 결합이 발생한다. 이 때 각각의 near end 와 far end 에 접속된 부하 임피던스와 정합을 이루는 선로의 특성 임피던스는 개별적인 선로의 특성 임피던스와 다른 값으로 변화한다.

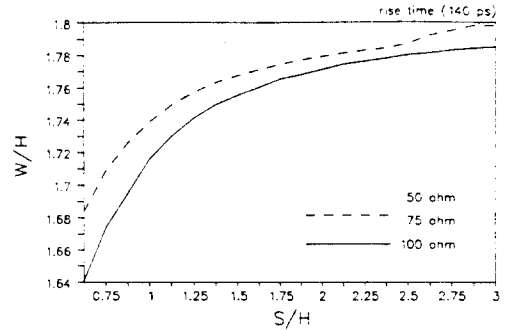


그림 11. 대칭 결합 선로의 정합 파라미터
 Fig. 11. Matching parameters for symmetric coupled line.

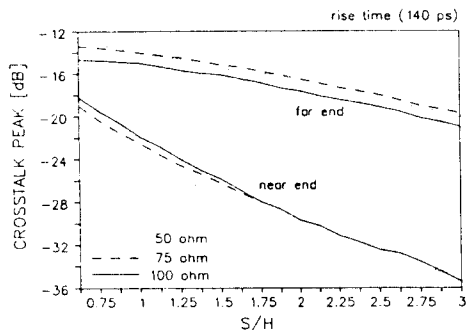
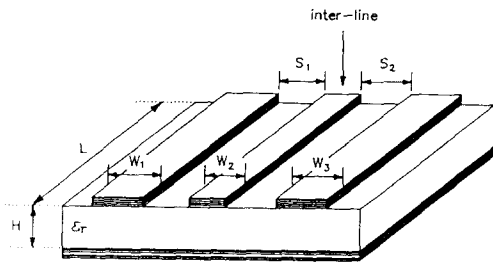


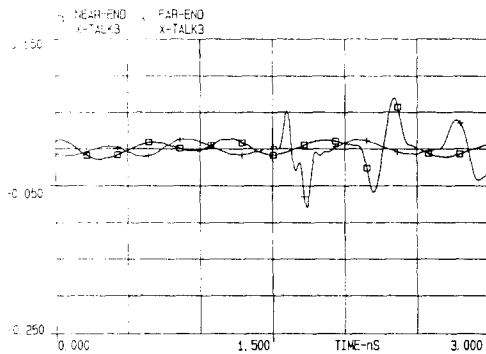
그림 12. 임피던스 변화에 따른 정합된 대칭 결합 선로의 누화량
 Fig. 12. Crosstalk vs. impedance for matched symmetric coupled line.

특성 임피던스가 50, 75, 100Ω인 대칭 결합 선로에서 정합을 이루기 위한 선로의 파라미터(W/H, S/H)는 그림 11에 보인 바와 같다.

그림 11에 보인 데이터는 비유전율이 4.5이고 유전체의 높이가 1.6 mm인 마이크로스트립 기판 위에 있는 2선 구조가 $W_1/H = W_2/H = 1.88$, $S_1/H = 1.88$ 일 때의 데이터를 초기치로 하여 LIBRA로 최적화하여 구한 것이다. 각각의 임피던스에 대하여 정합된 대칭 결합 선로에서 발생하는 누화량은 그림 12에 보인 바와 같다. 이 경우에도 임피던스가 증가하면 누화량이 증가하지만, 정합을 고려하지 않았을 때의 데이터인 그림 8, 9의 경우와 비교하였을 때 누화량이 줄어들음을 알 수 있다.



(a)



(b)

그림 13. 간선을 삽입한 2선 배선 선로 (a) 선로의 구조, (b) LIBRA 시뮬레이션 결과

Fig. 13. 2 microstrip lines with inter-line. (a) Schematic diagram, (b) Simulation result by LIBRA.

누화량을 줄이기 위하여 대칭 2선 배선 선로 사이에 종단을 단락한 간선 (shorted inter-line)을 삽입하였다. 간선을 삽입한 선로의 구조는 그림 13(a)에 보인 바와 같으며 $W_1 = W_3 = 3.008$ mm,

$W_2 = 1$ mm, $S_1 = S_2 = 1.004$ mm이다. 종단을 단락한 간선은 인접한 두 도선 사이에서 접지와 같은 역할을 하므로 도선에서 발생하는 누화를 차폐 (shield) 시키는 효과를 갖는다. 이 경우에 대하여 LIBRA로 시뮬레이션한 결과는 그림 13(b)에 보인 바와 같다. 시뮬레이션 결과에서 near end와 far end 누화의 피크값은 각각 0.013 mV와 -0.08 mV이므로 간선이 없을 때와 비교했을 때 누화가 거의 발생하지 않음을 알 수 있다. 여기서 2 ns 이후에 발생한 비교적 큰 2개의 리플은 누화에 의한 것이 아니라 선로의 특성 임피던스와 부하 임피던스의 부정합으로 인하여 발생한 반사 성분이다.

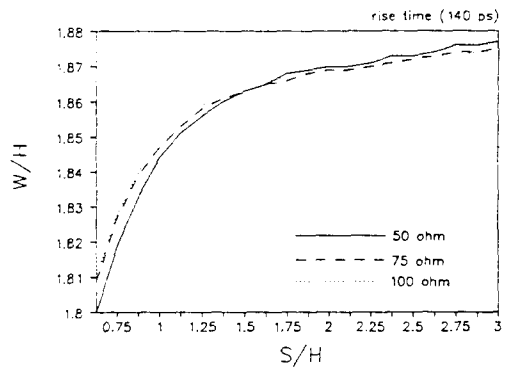


그림 14. 간선을 사용한 대칭 선로의 정합 선로 파라미터

Fig. 14. Matching parameters for symmetric coupled line with inter-line.

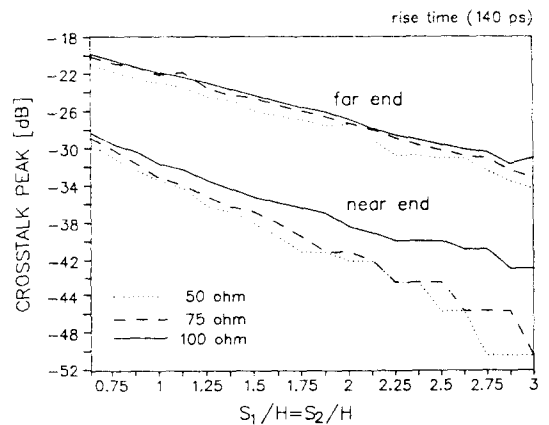


그림 15. 간선을 삽입한 정합된 대칭 선로의 임피던스 변화에 따른 누화량

Fig. 15. Crosstalk vs. impedance for matched symmetric coupled line with inter-line.

그러므로 이러한 부정합으로 인하여 발생하는 반사 성분을 제거하려면 간선이 없는 구조인 경우와 마찬가지로 특성 임피던스와 부하 임피던스를 정합하여야만 한다. 특성 임피던스가 50, 75, 100Ω일 때, 정합을 위한 선로의 파라미터는 그림 14에 보인 바와 같다.

또한 각각의 대칭 결합 선로에 50, 75, 100Ω의 임피던스를 갖는 간선을 삽입했을 때 수동선에서 발생하는 누화량을 그림 15에 보였다.

그림 12와 그림 15를 비교하면 임피던스가 증가할수록 누화량은 증가하지만 정합된 결합 선로를 사용하는 경우보다 간선을 삽입하는 경우에 누화량이 더욱 감소한다는 사실을 알 수 있다.

V. 마이크로스트립 배선 선로의 누화 측정 및 고찰

선로에서 발생하는 누화를 구한 이론적인 값을 확인하기 위하여 시뮬레이션에 사용한 결합 선로와 동일하게 비유전율(ϵ_r)이 4.5이고 높이(H)가 1.6 mm인 epoxy-glass FR4 유전체 기판에 S/H = 1.88, $W_1/H = W_2/H = 1.88$, d = 10 cm인 마이크로스트립 배선 결합 선로를 제작하였다.

또한 제작한 마이크로스트립 배선 결합 선로에서 누화의 측정을 편리하게 하기 위해 한쪽의 전송선을 90°로 벤딩(bending)하였다. 이와 같은 벤딩으로 인한 오차를 최소화하기 위하여 벤딩의 바깥 부분을 45°로 잘랐다.¹⁰ 그림 16은 측정에 사용하기 위하여 제작한 실물의 사진이다.

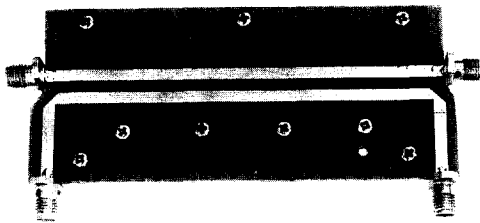


그림 16. 대칭 2선 마이크로스트립 배선 선로의 사진

Fig. 16. Photograph of symmetric coupled microstrip line.

제작한 두 도선 사이에서 발생하는 누화는 Network Analyzer(Wiltron 360)의 time domain을 사용하여 측정하였다. 입력 신호는 크기가 1이고 상승 시간이 140 ps인 단위 계단파를 사용하였으며

그림 17에 보인 바와 같다. 이는 주파수를 40 MHz에서 3.64 GHz까지 스위프(sweep)하였을 때 시간 영역에서 본 파형이다.

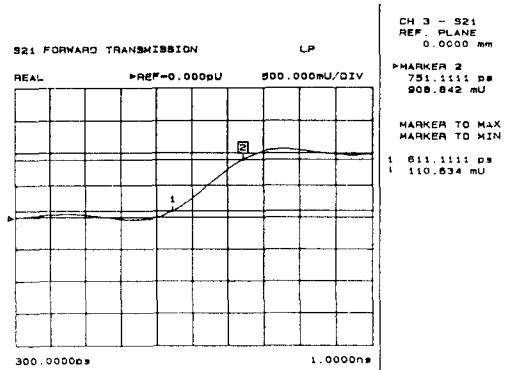


그림 17. 실험에 사용한 입력 신호

Fig. 17. Input signal for measurement.

선로에서 수동선의 종단이 특성 임피던스로 정합된 경우 수동선의 near end와 far end에서 측정된 누화는 그림 18에서 보는 바와 같다.

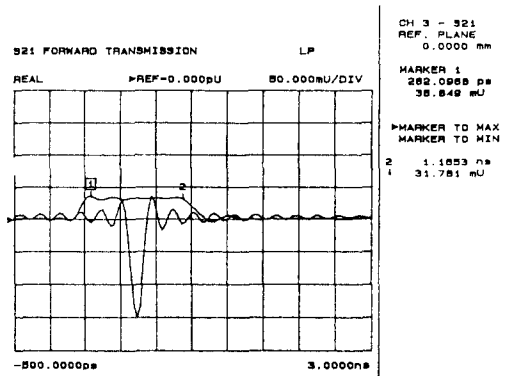


그림 18. 2선인 경우에 측정된 누화 파형

Fig. 18. Measured Crosstalk waveforms of 2 lines.

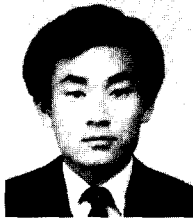
이와 같은 측정 파형을 그림 7의 시뮬레이션 결과와 비교하면, 측정된 near end 누화의 피크 값은 36.8 mU이었으며(여기서 U는 unit의 약자로서 특정 단위를 뜻하는 것이 아님) 시뮬레이션 결과는 33 mV이었다. 또한 측정된 far end 누화의 피크 값은 -150 mU이었으며 시뮬레이션 결과는 -153 mV이었다. 이상의 결과로부터 실험 결과와 시뮬레이션

Circuits, Artech House, Inc., Dedhame Mass., 1988.

[10] K. C. Gupta, R. Grag, and I. J.

Bahl, *Microstrip Lines and Slotlines*, Artech House, Inc., Deadham Mass. 1979.

著者紹介



張相建(正會員)

1961年 6月 1日生. 1988年 檀國大學校 電子工學科(工學士). 1991年 檀國大學校 電子工學科(工學碩士). 1991年 9月 ~ 現在 檀國大學校 電子工學科 博士課程 在學中. 主關心 分野는 디지털 移動通信技術, 마이크로파 回路 등임.

通信技術, 마이크로파 回路 등임.



南相植(正會員)

1958年 8月 26日生. 1981年 檀國大學校 電子工學科(工學士). 1983年 檀國大學校 電子工學科(工學碩士). 1985年 10月 ~ 現在 韓國電子通信研究所 前任研究員. 1992年 3月 ~ 現在 檀國大學校 電子工學科 博士課程 在學中. 主關心 分野는 ATM, System packaging & High-speed digital electronics 등임.

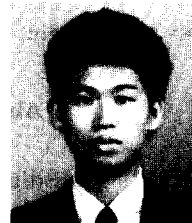
System packaging & High-speed digital electronics 등임.



朴恒九(正會員)

1946年 8月 5日生. 1970年 2月 漢陽大學校 電子工學科(工學士). 1979年 2月 高麗大學校 電子工學科(工學碩士). 1985年 8月 高麗大學校 電子工學科(工學博士). 1970年 3月 ~ 1972年 6月 금산전자(주). 1972年 6月 ~ 1977年 12月 韓國科學技術研究所 研究員. 1977年 12月 ~ 1982年 12月 韓國通信技術研究所 前任研究員. 1983年 1月 ~ 1985年 5月 韓國電氣通信研究所 責任研究員. 1985年 5月 ~ 1986年 6月 韓國電子通信研究所 責任研究員. TDX開發團 研究部長. 1986年 7月 ~ 1993年 12月 韓國電子通信研究所 TDX開發團長. 通信情報技術研究團長. 交換技術研究團長 歷任. 1994年 1月 ~ 現在 韓國電子通信研究所 責任研究員. 移動通信研究團 團長. 主關心 分野는 交換技術, 移動通信技術 등임.

韓國電子通信研究所 責任研究員. 移動通信研究團 團長. 主關心 分野는 交換技術, 移動通信技術 등임.



金世映(正會員)

1968年 7月 30日生. 1991年 檀國大學校 電子工學科(工學士). 1993年 檀國大學校 電子工學科(工學碩士). 1993年 3月 ~ 現在 國防科學研究所 研究室. 主關心 分野는 EMI, EMC, 마이크로파 回路 등임.

EMI, EMC, 마이크로파 回路 등임.

陣年鋼(正會員) 第31卷 A編 第2號 參照

1934年 3月 11日生. 1957年 3月 國立航空大學 通信工學科(工學士). 1979年 6月 미국 오레곤 주립대학교 대학원(工學碩士). 1982年 6月 미국 오레곤 주립대학교 대학원(工學博士). 1963年 3月~1977年 4月 韓國航空大學 電子工學科 教授. 1982年 8月~1983年 9月 미국 CUBIC 전자통신회사 책임연구원. 1985年 1月 ~ 1986年 12月 韓國通信學會 會長. 1983年 9月 ~ 현재 檀國大學校 電子工學科 教授. 主關心 分野는 디지털 移動通信技術, 마이크로파 回路 등임.