

## 인쇄회로기판의 누화해석

## (Crosstalk Analysis on Printed Circuit Board)

朴 璟 禧\*, 金 彩 英\*, 金 秀 重\*

(Kyung Hee Park, Che Young Kim, and Soo Jung Kim)

## 要 約

전송선의 종단이 선형저항 또는 비선형 회로로 종단된 인쇄회로기판의 누화특성을 해석하였다. 준 TEM파로 근사화한 전송선에 주파수영역에서 모드(Mode) 이론을 적용하여 누화량을 계산하였다. 제시된 누화 등가모델을 사용하여 비선형회로인 디지털 게이트로 종단된 전송선의 최대 누화전압의 산출법을 제안하였다. 또한 마이크로스트립 및 스트립선로에 대한 누화량을 측정후 수치해와 실험치를 비교 분석함으로써 본 방법의 타당성을 검토하였다.

## Abstract

Transmission line crosstalk of a printed circuit board terminated with the linear resistive and nonlinear terminal network is analyzed. Based on a quasi-static approximation, crosstalk voltage is computed in frequency domain by applying the modal analysis. A scheme to calculate the maximum crosstalk voltage for a line terminated with the nonlinear digital gate is proposed. And also, crosstalk quantities are numerically obtained for the microstrip and strip line, and compared with the experimental data to validate relevance of this method.

## I. 서 론

디지털 시스템의 고속화 및 고밀도화 추세에 따라 신호선 사이의 내부잡음 즉, 누화(crosstalk)는 시스템의 성능을 결정짓는데 중요한 요소가 되고 있다. 이는 전송선로의 상호용량 및 상호인덕턴스로 인한 근접선로에 유도되는 에너지 전달로서 특히 신호선의 주파수가 높아지면 누화량은 증가하여 고속 논리 회로 오동작의 원인이 되기 때문이다. 이러한 누화 해석시에 전송계내에 TEM(transverse electromagnetic wave)파만 존재하면 해석이 용이해지지만, 전송 매질의 비균질성 및 도체와 유전체의 손실때문에 완

전한 TEM파가 전파되지 않는다. 그러나 선로단면적의 짧은변이 신호의 최대주파수 성분의 파장보다 매우 작을 경우에는 전파모드를 TEM파로 근사화(Quasi-TEM)하여 해석할 수 있다. 본 해석에서는 Quasi-TEM 해석에 의한 전송선로의 누화량을 계산하였다.

I. Catt는 실험적인 방법으로 디지털 시스템의 누화량을 조사하였고<sup>1)</sup> K. D. Marx는 매트릭스 방법으로 전송선로의 전파정수 및 회로정수와의 관계와 등가회로를 제안하였다.<sup>2)</sup> F. Y. Chang 등<sup>3,4)</sup>은 전송선의 누화반응 계산을 위한 수치해석 알고리즘을 제안하였으며 A. R. Djordjevic<sup>5)</sup>등은 전송선로의 시간영역 반응을 여러가지 방법으로 구하여 그 장단점을 비교하였고 비선형 종단선로에 대한 누화량 해석을 다루었다. 위에서 언급한 기존의 방법들은 전송선이 선형 종단되거나 수동소자로서 비선형 종단된 경우에

\*正會員, 慶北大學校 電子工學科  
(Dept. of Elec. Eng., Kyungpook Nat'l Univ.)  
接受日字: 1991年 6月 10日

대해 적용가능하다. 그러나 실제 디지털회로에서는 능동소자로 비선형 종단된 경우가 대부분인데 이 경우 기존의 방법들은 시간영역에서의 누화해석이 어려워진다.

본 논문에서는 전파모드를 TEM파로 근사화한 스트립 전송선의 도체간 간격에 따른 누화영향을 해석하였다. 선형종단의 누화해석은 주파수영역에서 전송선의 전압전류 파동방정식에 모드(Mode) 해석이론을 적용하여 전송선의 고유모드의 향으로 표현하여 해를 구하고, 종단에서의 경계조건을 이용하여 각각의 주파수에서 응답을 구한 후 역푸리에 변환을 취하여 시간영역에서 누화를 구하는 방법을 사용하였다. 선로종단이 일반 디지털회로로서 비선형특성을 가질 때는 누화가 일어날 수 있는 조건 및 시점을 고려하고 등가누화모델을 이용함으로써 최대 누화전압을 근사 계산하는 방법을 제안하였다. 또한 무손실 전송선로로 가정한 실제 마이크로스트립 및 스트립구조의 전송선로에 본 방법을 적용하여 각 경우의 누화영향을 실험으로 확인 검토하였으며, 선로종단이 디지털 게이트 일 때도 실험하여 제안된 방법의 타당성을 확인하였다.

II. 전송선의 누화모델

그림1은 길이가 L인 평형도체로 구성된 무손실 전송선로의 단위길이 (ΔX)당 분포 회로정수 등가 회로 모델이다.

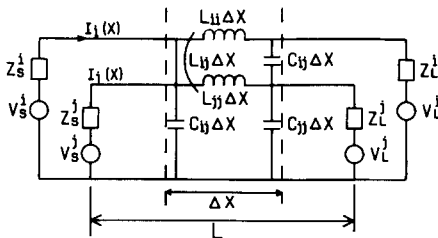


그림 1. 분포 회로정수 전송선로 모델  
Fig. 1. Distributed parameter transmission line model.

단

- $V_s$  : 송전단 인가전압
  - $V_t$  : 수전단 인가전압
  - $Z_s$  : 송전단 임피던스
  - $Z_t$  : 수전단 임피던스
  - $C_{ii}$  : 자기용량
  - $L_{ii}$  : 자기인덕턴스
  - $C_{ij}$  : 상호용량
  - $L_{ij}$  : 상호인덕턴스
- 이다. 그림1에 보인 전송계에 대한 전송선 방정식은 다음과 같다.<sup>6)</sup>

$$\frac{\partial V(x, t)}{\partial x} = -[L] \frac{\partial I(x, t)}{\partial t} \tag{1a}$$

$$\frac{\partial I(x, t)}{\partial x} = -[C] \frac{\partial V(x, t)}{\partial t} \tag{1b}$$

단 x는 선로길이, t는 시간, 그리고 [L]과 [C]는 단위길이당 인덕턴스행렬 및 용량행렬이며 전송선로가 N+1개의 도체를 가질 때 N×N 정방행렬이 된다. 식(1)을 주파수영역에서 기술하면 식(2)와 같은 파동방정식이 됨을 볼 수 있다.

$$\frac{\partial^2 I(x)}{\partial x^2} = -\omega^2 [L] [C] I(x) \tag{2a}$$

$$\frac{\partial^2 V(x)}{\partial x^2} = -\omega^2 [C] [L] V(x) \tag{2b}$$

전송선로의 모드를 구하기 위하여 전압 및 전류를 각각  $I(x) = [T_i] I^m(x)$  및  $V(x) = [T_v] V^m(x)$ 로 둔 후 이를 식(2)에 대입하여 해를 구하면

$$V^m(x) = [T_v] \exp(\mp \gamma_m x) \tag{3a}$$

$$I^m(x) = \pm [T_i] \exp(\mp \gamma_m x) \tag{3b}$$

이 된다. 여기서  $\gamma_m$ 은 m번째 고유모드의 전파정수이며 [T<sub>v</sub>]와 [T<sub>i</sub>]는 도체의 전압 및 전류의 상대적인 진폭이고 지수항의 +부호는 +X축으로 진행하는 진행파를 나타내며 -부호는 -X축 방향의 진행파를 뜻한다. 식(3)을 식(2)에 대입하면

$$[\gamma_m^2 [U] - [C][L]] [T_v] \exp(\mp \gamma_m x) = 0 \tag{4a}$$

$$[\gamma_m^2 [U] - [L][C]] [T_i] \exp(\mp \gamma_m x) = 0 \tag{4b}$$

가 된다. 여기서 [U]는 대각선 요소의 값이 1인 단위행렬이며 |A|의 | |는 A행렬의 행렬식으로 이 값을 영으로 두면  $\gamma_m^2$ 은 행렬 [C][L] 및 [L][C]의 고유치가 된다. 따라서 [T<sub>v</sub>] 및 [T<sub>i</sub>]는 각각의 고유치에 대응하는 고유벡터임을 알 수 있다. 만약 전송선로가 접지면을 제외한 N개의 도체로서 구성된다면 N개의 고유모드가 있게되며 각 고유모드는 고유의 전파속도를 가지게 된다. 여기서 전압 및 전류의 고유벡터들로 구성된 행렬벡터를 각각 [M<sub>v</sub>] 및 [M<sub>i</sub>]로 정의하면 이들 두 식은 식(5)와 같은 상관관계에 있음을 알 수 있다.

$$[M_v] = [L][M_i][\Gamma] \tag{5a}$$

$$[M_i] = [C][M_v][\Gamma] \tag{5b}$$

단 [Γ]는 각 요소의 값이 각각의 전파속도로 구성된 대각선 행렬이다. 특성임피던스 행렬 [Z<sub>0</sub>]는 [M<sub>v</sub>][M<sub>i</sub>]<sup>-1</sup>로 정의할 수 있다.

누화량해석에서 전압의 크기가 중요한데 이를 제

산하고자 송수전단에서의 전압관계식을 유도하고자 한다. 선로의 종단 즉,  $X=0, X=L$ 에 임의 회로가 연결된다면 Telegraphic 방정식(1)은 선로 종단에서의 경계조건인 식(6)을 만족하여야 한다.

$$[V(0)] = [V_s] - [Z_s] [I(0)] \quad (6a)$$

$$[V(L)] = [V_L] + [Z_L] [I(L)] \quad (6b)$$

여기서  $[Z_s]$ 와  $[Z_L]$ 은 각각 전원측 회로 및 부하측 회로의 임피던스 행렬이며  $[V_s]$ 와  $[V_L]$ 은 전원측 및 부하측의 개방 전압벡터이다. 여기서 전송선의 선간 전압은 입사파 및 반사파의 합이므로 식(7)과 같이 쓸 수 있다.

$$[V(X)] = [V_i(X)] + [V_r(X)] \\ = [M_v] \{ [G_i(X)] + [G_r(X)] \} \quad (7)$$

단 행렬  $[M_v]$ 는 각 모드의 고유벡터들로 구성된 정방행렬이므로  $G_i(X)$ 와  $G_r(X)$ 는 각각 입사파와 반사파의 모드밀도이며 선로종단에서 식(8)을 얻을 수 있다.<sup>5)</sup>

$$[G_i(0)] = [T_g^m] [V_s] + [P_g^m] [G_r(0)] \quad (8a)$$

$$[G_r(L)] = [T_L^m] [V_L] + [P_L^m] [G_i(L)] \quad (8b)$$

단

$$[T_g^m] = [M_v]^{-1} [T_g], \quad [T_g] = [Z_c] \{ [Z_s] + [Z_c] \}^{-1} \\ [P_g^m] = [M_v]^{-1} [P_g] [M_v], \quad [P_g] = ([Z_s] - [Z_c]) \{ [Z_s] + [Z_c] \}^{-1} \\ [T_L^m] = [M_v]^{-1} [T_L], \quad [T_L] = [Z_c] \{ [Z_L] + [Z_c] \}^{-1} \\ [P_L^m] = [M_v]^{-1} [P_L] [M_v], \quad [P_L] = ([Z_L] - [Z_c]) \{ [Z_L] + [Z_c] \}^{-1}$$

이다. 여기서  $T_g^m$  및  $T_L^m$ 는 송수전단에서의 모드 전송계수이고  $P_g^m$  및  $P_L^m$ 은 모드 반사계수이며,  $T_g$  및  $T_L$ 는 전압 전달계수이고  $P_g$  및  $P_L$ 은 전압 반사계수이다.  $X=0$  및  $X=L$ 에서의 이들의 관계는 전송선로의 고유치를 이용하여 식(9)와 같이 쓸 수 있다.

$$[G_i(L)] = [\Lambda] [G_i(0)] \quad (9a)$$

$$[G_r(0)] = [\Lambda] [G_r(L)] \quad (9b)$$

단

$$[\Lambda] = \text{Diag} \left\{ \exp(-\gamma L) \right\}_m \quad m=1, 2, \dots, N$$

이다. 식(7)에 식(8) 및 식(9)를 대입하면 송수전단에서의 전압식(10)이 얻어진다.

$$[V(0)] = [M_v] \{ [G_i(0)] + [\Lambda] [G_r(L)] \} \quad (10a)$$

$$[V(L)] = [M_v] \{ [\Lambda] [G_i(0)] + [G_r(L)] \} \quad (10b)$$

단

$$[G_i(0)] = [T_g^m] [V_s] + [P_g^m] [\Lambda] [P_L^m] [\Lambda] G_r(0) + [P_g^m] [\Lambda] [T_L^m] [V_L] \quad (10c)$$

$$[G_r(L)] = [T_L^m] [V_L] + [P_L^m] [\Lambda] [G_i(0)] + [P_g^m] [\Lambda] [T_L^m] [V_L] \quad (10d)$$

이다. 식(10)으로부터 주파수 영역에서 전송선의 송수전단 전압이 계산될 수 있으며 이때 입력신호  $V_s$ 는 푸리에(Fourier) 변환을 하여 식(10c)에 대입하여 송수전단 전압을 계산한 후 다시 역푸리에 변환을 취하여 시간영역에서의 누화량을 계산한다.

### III. 게이트회로로 종단된 전송선로

일반적으로 비선형 종단은 시간영역 해석으로 가능하며 종단 부하회로의 전류 및 전압 관계식이 필요하다. 그러나 전송선의 송수전단이 능동소자인 게이트로 종단되어 있는 일반 논리회로에 기존의 해석 방법을 적용할 수 없다. 따라서 본 논문에서는 누화가 일어날 수 있는 게이트 조건과 시점을 분석해보고 등가 누화회로를 이용함으로써 최대 누화전압을 산출하는 방법을 제안하고자 한다. 그림 2는 해석에 사용된 논리회로의 입출력 특성인데 비선형성과 상태 천이시에 불연속 특성을 보이고 있다.

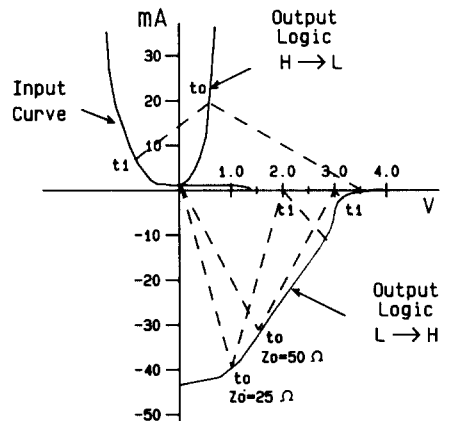


그림 2. 디지털 게이트 출력특성곡선  
Fig. 2. Output switching characteristics of digital gate.

단,  $Z_0$ 는 전송선의 특성 임피던스로서 이는 그림 2에서 천이영역에서 점선으로 표시된 전송선로의 부하직선으로 동작하게 되며 기술기에 따라 선로 반사에 의한 반복 회수에 따라 천이시간이 결정됨을 볼 수 있다. 즉 논리상태 'L'에서 'H'로 천이시  $Z_0=25\Omega$ 인 경우는 선로전파시간  $T_0$ 에  $1V, 2T_0=T_1$ 에서

2V 그리고 계속 반복과정을 통해 3.5V까지 도달됨을 볼 수 있다. 그림3(a)의 게이트 G3에 펄스가 인가될 때 누화 발생 조건은  $Z_c$ 를 통한 전류의 흐름과 게이트 G1의 출력은 'L' 상태이어야 한다. 따라서 누화조건은 그림3(a)와 같이 표현되고 게이트는 입력 임피던스가 매우 크므로 등가 누화회로를 그리면 그림3(b)와 같이 된다. 단 게이트 출력 임피던스는 LS-TTL의 경우는 논리 'L' 상태는  $20\Omega$  정도, 'H' 상태는 부하갯수 (fan out)에 따라 다르며, 1개는  $10K\Omega$ , 10개 이상은  $150\Omega$  정도이다.

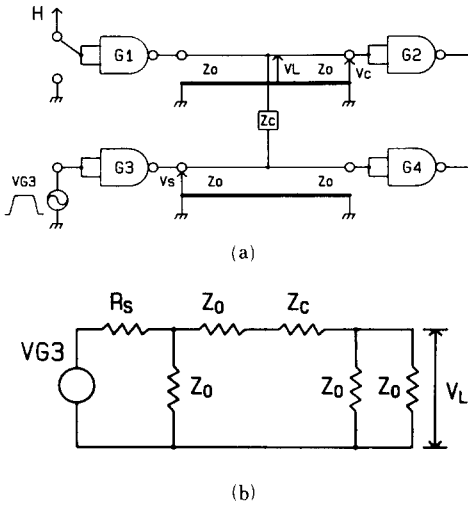


그림 3. TTL구동 전송선의 등가누화 모델  
(a) 커플링 임피던스가 고려된 선로표현  
(b) 등가 누화 회로

Fig. 3. Equivalent crosstalk model of TTL driving transmission line.  
(a) representation of coupling impedance involved,  
(b) equivalent crosstalk network.

여기서  $V_s$  및  $V_c$ 는 전원전압 및 누화전압이고  $Z_c$ 는 커플링 임피던스,  $R_s$ 는 게이트 출력임피던스 그리고  $Z_0$ 는  $\sqrt{L/C}$ 로써 계산될 수 있다. 보통 게이트 입력은 개방 (open) 회로로 간주될 수 있으며 전반사로 인해  $V_c$ 전압은  $V_L$ 전압에 비해 2배의 진폭을 갖게된다. 따라서 누화전압  $V_c$ 를 고려하면 그림3(b)로부터 식(11)이 얻어진다.

$$V_c = 2V_L = VG3 \left( \frac{Z_0}{R_s + Z_0} \right) \left( \frac{1}{1.5 + Z_c/Z_0} \right) \quad (11)$$

여기서 누화전압의 크기에 영향을 주는 전송선로

의 최대 동작주파수는  $Z_c$ 의 값에 의존하는데 이는 실험적인 방법으로 구할 수 있다. 일반적으로 스트립구조의 전송선로는 저역통과여파기이며 이 여파기의 차단주파수를 최대 동작주파수로 둔다. 식(11)에서  $VG3=4V$ ,  $Z_0=80\Omega$ , 상호용량이  $10pF$  그리고 최대 동작주파수가  $100MHz$ 일 경우의 최대누화전압  $V_c$ 는  $1.146V$ 가 된다. 단 게이트 출력저항  $R_s$ 는 로직 스위치에 수  $\Omega$  정도의 낮은 값을 가지므로  $R_s \ll Z_0$  라는 조건을 이용하였다. 이때 G3의 출력상태가 스위칭하는 순간 게이트 G2에 양의 첨두형 누화파형이 예상된다.

IV. 수치 예 및 결과검토

그림4와 같은 마이크로스트립 및 스트립구조의 다층 인쇄회로기판에 대한 도체간격 및 유전매질의 절연두께에 따른 회로정수값을 산출하였다. 또한 선형 임피던스로 중단된 무손실 전송선의 시간영역에서의 누화응답과 신호원의 천이시간에 따른 영향을 조사하여 보았다.

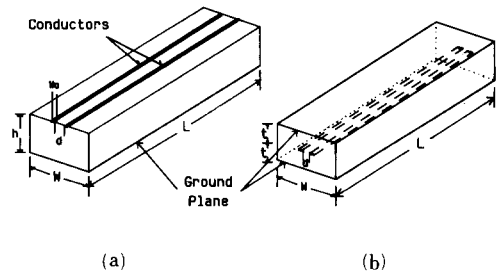


그림 4. 다층 인쇄회로기판  
(a) 마이크로스트립 선로  
(b) 스트립 선로

Fig. 4. Multi-layer printed circuit board.  
(a) microstripline,  
(b) stripline.

그림4에서 도선길이  $L$ 은  $280mm$ , 도선 폭  $w_0$ 는  $1mm$  그리고 유전매질의 유전상수를  $4.75$ 로 하였다. 도선간 간격은  $d$ , 유전매질의 두께는  $h$  및  $t$ 로 정의하였고 또한 유전매질의 폭  $W$ 는 회로정수값이 수렴하는 곳을 택하여<sup>[7]</sup>  $30mm$ 로 하였다. 그림4에서 도선간 간격 및 절연두께에 따른 회로정수값을 표1에 나타내었다.<sup>[7]</sup>

표1에서 본 바와 같이 도체는 접지면과 근접할 수록 도체간 간격은 멀수록 상호 결합계수는 감소됨을

표 1. 도선간 간격 및 절연두께에 따른 회로정수값 비교표

Table 1. The table of circuit parameters w. r. t spacing of conductors and thickness of dielectric.

구 분	도선간 간격 (mm)	절연 두께 (mm)	용량행렬 (pF/m)		인덕턴스 행렬 (0.01*μH/m)	
			C1=C2	Cm	L1=L2	Lm
그림4(a)	0.5	1.2	82.59	-10.55	42.11	9.31
		2.0	68.07	-15.90	45.60	15.20
마이크로 스트립	1.0	1.2	81.20	-3.997	45.11	5.60
		2.0	65.09	-7.91	52.76	11.18
	1.5	1.2	81.05	-1.887	45.89	3.667
		2.0	64.44	-4.420	55.09	9.743
그림4(b) 스트립	0.5	1.0	155.76	-2.149	33.88	0.467
	1.0	1.0	156.76	-10.49	33.52	2.240
	1.0	1.5	239.17	-2.075	22.06	0.191

알 수 있으며 따라서 누화량의 감소가 예상된다. 그림4의 각각의 선로에 대해 선로 양쪽단을 선형저항으로 종단한 전송선이 그림5(b)이며 그림5(a)는 인가한 펄스파형이다. 그림6은 그림4(a) 구조에 대한 누화 응답파형으로서 그림6(a)는  $h=1.2\text{mm}$ ,  $d=0.5\text{mm}$ 의 경우에 송수전단 전압파형이다.

수전단 전압파형 V1L과 송전단 V1S는 진폭은 동일하나 수전단 전압이 송전단 전압보다 약 1.7ns 만큼 지연되어서 나타남을 알 수 있다. 그림6(b)는  $h=1.2\text{mm}$ 이고 도체간 간격  $d$ 가 0.5mm 및 1.5mm인 경우 전원선로와 상대 근접선로간의 누화량을 표시한 것이다. 근단 누화파형 V2S는 양의 극성을 가지며 최대 누화전압은 180mV 및 50mV로서 누화전압 포화시간은 선로의 왕복 전파지연시간에서 신호원의

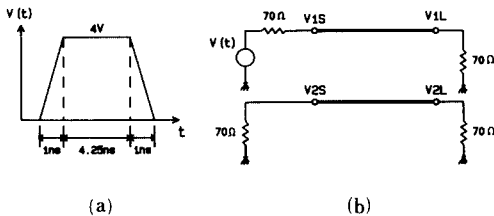
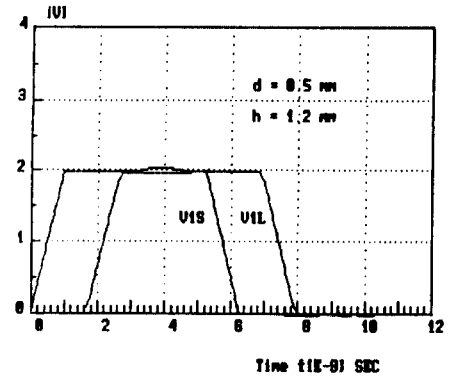
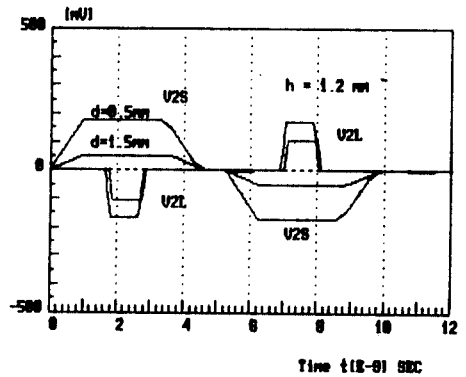


그림 5. 선형저항으로 종단된 두 도선  
(a) 여기 파형  
(b) 전송회로  
Fig. 5. Transmission line of two conductors with linear resistive termination.  
(a) excitation waveform,  
(b) transmission line circuit.



(a)



(b)

그림 6. 그림5의 전송선 종단에서의 누화 파형 (마이크로스트립)  
(a) 전원선로  
(b) 도체간 간격에 따른 누화  
Fig. 6. Crosstalk waveform of at terminals of transmission line for Fig.5(microstrip).  
(a) source line,  
(b) crosstalk w. r. t. spacing d.

천이시간을 뺀 만큼이 될 것이다. 부하측의 원단누화량은 경계조건으로 인해 근단파형의 역상으로 선로 전파시간 이후에 나타나고 진폭의 크기는 -160mV 및 -100mV로서 도선간 간격폭에 크게 영향을 받음을 알 수 있다. 표2는  $d=0.5\text{mm}$ ,  $h=2.0\text{mm}$ 의 경우 신호원의 천이시간에 따른 영향을 알아보기 위하여 천이시간을 4.0ns에서 0.5ns로 감소시켜 최대 누화전압을 조사한 결과로서 근단은 천이시간이 선로 왕복 전파시간 3.4ns이하일 때는 거의 동일하며 그 이상일 때는 감소되고 원단은 천이시간의 감소에 따라 거의 선형적으로 증가함을 볼 수 있다. 그림7은 그림4(b) 구조에 대한 누화파형으로서 도체간 간

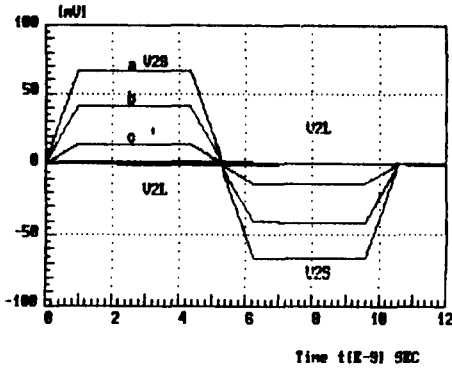


그림 7. 스트립라인 종단에서의 누화  
 (a)  $d=1.0\text{mm}, h=0$  (b)  $d=0.5\text{mm}, h=1.0$   
 (c)  $d=1.0\text{mm}, h=0.5$

Fig. 7. Crosstalk waveform of at terminals of strip line.  
 (a)  $d=1.0\text{mm}, h=1.0\text{mm}$ ,  
 (b)  $d=0.5\text{mm}, h=1.0\text{mm}$ ,  
 (c)  $d=1.0\text{mm}, h=0.5\text{mm}$ .

표 2. 천이시간에 따른 최대 누화 전압 (마이크로스트립)

Table 2. Maximum crosstalk voltage w. r. t transition time (microstrip).

천이시간[nanosec]		0.5	1.0	2.0	3.0	3.5	4.0
최대누화 전압[mV]	근단 V2S	290	290	290	290	265	233
	원단 V2L	340	170	80	50	50	40

격 및 절연두께에 따른 누화효과를 보이고 있다. 근단 누화량은 a, b 및 c의 경우 70mV, 40mV 그리고 14mV로서 도체간 간격보다 절연두께를 줄이는 것이 누화량 감소에 효과적인 것을 알 수 있다. 원단 누화량은 영에 근접한 값을 가짐을 볼 수 있다. 따라서 천이시간에 크게 영향을 받는 원단누화크기는 스트립 대칭구조의 전송선에서는 그 영향이 둔감함을 예상할 수 있다. 또한 전파지연시간  $\tau$ 는 마이크로스트립의 경우 1.7ns에 비해 스트립구조는 2.03ns로서 0.33ns 지연이 큼을 볼 수 있다.

V. 실험 및 결과고찰

그림4와 같은 다층 인쇄회로기판을 제작하여 전송 선로를 선형저항 및 TTL게이트로 종단한 각각의 경우에 대해 실험하였다. 펄스발생기 HP-8082를 사용하여 입력전원의 진폭은 0~4V로 하고, 천이시간은 4ns로 하였다. 누화파형 측정은 디지털 오실로스 코우프인 HP-16510을 이용하였다.

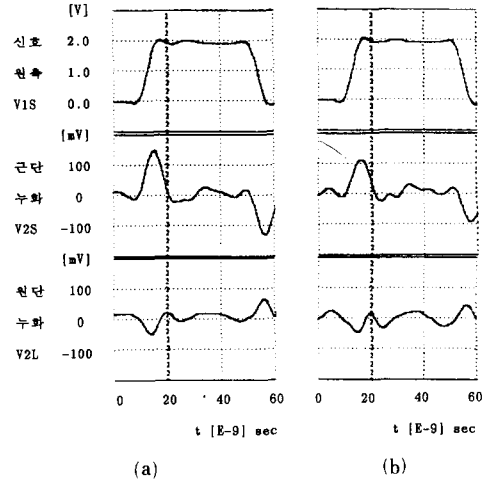


그림 8. 마이크로스트립의 경우 도체간 간격에 따른 누화 실험 결과  
 (a)  $h=1.2\text{mm}, d=0.5\text{mm}$ 일 때 누화파형  
 (b)  $h=1.2\text{mm}, d=1.0\text{mm}$ 일 때 누화파형  
 Fig. 8. Experimental result of crosstalk w. r. t spacing  $d$  in microstrip line.  
 (a) crosstalk waveform,  $h=1.2\text{mm}$  &  $0.5\text{mm}$ ,  
 (b) crosstalk waveform,  $h=1.2\text{mm}$  &  $1.0\text{mm}$ .

1. 선형저항 종단의 경우

전송선로를 선형저항으로 종단한 경우 실험 결과치를 표3에 보였으며 도체간의 간격에 따른 마이크로스트립선로의 누화 파형을 그림8에 보였다. 표3의 마이크로스트립의 경우 수치해석과 실험결과치와의 오차가  $\pm 10\text{mV}$ 이하 었으나 스트립 선로는 최대 원단누화전압이 도체 및 유전체 손실로 인하여 20mV 정도의 전압차이를 보였다.

2. 게이트 종단의 경우

TTL게이트는 LS (low power schottky) 형을 사용하였고 15MHz 펄스파형을 인가하여 실험하였다. 그

표 3. 천이시간이 4ns일 때 누화 실험결과  
 Table 3. Experimental result : Transition time=4 ns.

구분	도체간 간격 (mm)	절연 두께 (mm)	수치해석결과[mV]		실험결과[mV]	
			V2S	V2L	V2S	V2L
마이크로 스트립	0.5	$h=1.2$	150.0	-50.0	150.0	-58.0
	1.0		80.0	-40.0	100.0	-45.0
스트립	0.5	$t=1.0$	65.0	-2.0	55.0	-20.0
	1.0		40.0	-1.0	40.0	-15.0

림9(b) 및 (c)에 보인바와 같이 누화파형의 발생시점은 게이트 출력저항이 작은 천이시점에 나타남을 볼 수 있다. 최대누화의 크기는 신호원측 게이트 출력  $V_s$ 가 3.8V일 때, 도체간 간격  $d=0.5\text{mm}$ 인 경우 1.94V,  $d=1.0\text{mm}$ 일 때 2.03V로 나타났다. 여기서 선로의 최대 동작주파수인 마이크로스트립의 차단주파수를 측정해본 결과 약 900MHz로서 커플링 임피던스  $Z_c$ 를 표1의 선로 상호용량 15.9pF 및 7.9pF를 적용하여 구하고 이를 누화전압 관계식 식(1)에 대입하면 누화전압  $V_c$ 는 각각 2.15V 및 2.30V가 계산된다. 이 값은 실제 실험치의 최대 10%정도의 오차를 보였다. 그리고 그림9(a)는 선로반사로 인해 상승 천이시간의 지연을 보이고 있으며 그림2에서 언급한 게이트 임출력 특성곡선을 참조하고 선로 왕복 전파시간 3.4ns를 고려하면 4~5번 반사왕복 후에 정상상태로 도달함을 알 수 있다. 이에 반해 하강 천이영역은 1번 반사로 'L' 상태로 도달하게되고 음의 전압으로 갔다가 다시 정상상태로 복귀한다.

VI. 결 론

고속 논리회로 시스템의 성능에 중요한 요소가 되는 누화를 펄스와 입력에 대한 시간영역 응답으로 조사하였다. 일반적으로 전송선로의 누화량은 유전 매질의 두께가 클 수록 전송선간 간격이 좁을 수록 커지며, 신호원의 천이시간이 감소할 수록 근단 누화 크기는 일정해지며 원단은 선형적으로 증가함을 알 수 있었다. 특히 이러한 원단누화는 마이크로스트립보다 스트립선로 구조에서 감소함을 알 수 있었다.

선로종단이 TTL게이트 구동의 경우 제안된 방법으로 최대 누화전압을 계산하고 실험으로 확인, 비교한 결과 10%정도의 오차를 보였다. 이와 같은 전반적인 누화분석 기법을 적용하면 고속 논리회로의 인쇄 회로기판 설계 및 누화에 의한 시스템의 오동작 원인 규명에 본 방법의 활용이 가능하리라고 본다.

參 考 文 獻

- [1] Ivor Catt, "Crosstalk(Noise) in digital systems," *IEEE Electronic Computers*, vol. EC-16, no. 6, Dec. 1967.
- [2] K.D. Marx, "Propagation modes, equivalent circuits, and characteristic terminations for multiconductor transmission lines with inhomogeneous dielectrics," *IEEE Trans.* vol. MTT-21, pp. 450-457, July 1973.
- [3] E.Y. Chang, "Transient analysis of lossless coupled transmission lines in a non-homogeneous dielectric medium," *IEEE Trans.* vol. MTT-18, pp. 616-626, Sept. 1970.
- [4] M.K. Krage and G.I. Haddad, "Characteristics of coupled microstrip lines with inhomogeneous dielectrics," *IEEE Trans.*, vol. MTT-20, pp. 678-188, Oct. 1972.
- [5] A. R. Djordjevic, T.K. Sarkar and R.F. Harrington, "Time-Domain respons of multiconductor transmission lines," *Proc. of the IEEE*, vol. 75, no. 6, June 1987.
- [6] Simon Ramo, J.R. Whinnery and T.V. Duzer, *Fields and Waves in Communication Electronics*, John Wiley & Sons, pp. 210-213, 1984.
- [7] 박경희, 김재영, 김수중, "임의 단면을 가진 전송선의 회로정수 산출" 대한전자공학회논문지, 제26권, 제12호, pp. 23-30, 1989. 12.

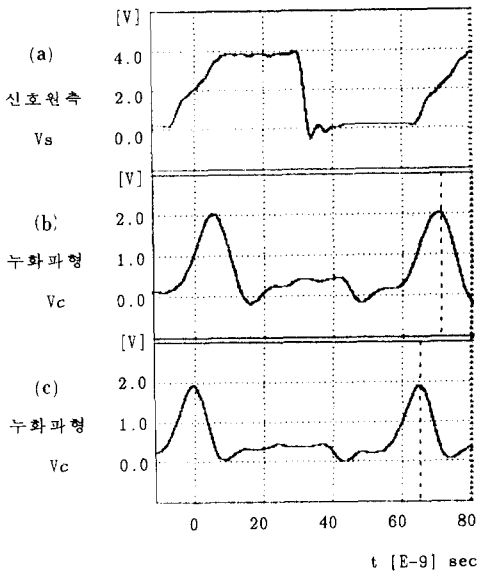


그림 9. TTL 구동 전송선의 도체간 간격에 따른 누화파형

- (a) 신호원측 게이트 출력파형
- (b)  $h=2.0\text{mm}$ ,  $d=0.5\text{mm}$ 의 경우
- (c)  $h=2.0\text{mm}$ ,  $d=1.0$ 의 경우

Fig. 9. Crosstalk waveform w. r. t spacing  $d$  of TTL driving transmission line.

- (a) gate output voltage on source line,
- (b) in case of  $h=2.0\text{mm}$ ,  $d=0.5\text{mm}$ ,
- (c) in case of  $h=2.0\text{mm}$ ,  $d=1.0\text{mm}$ .

---

 著 者 紹 介
 

---



朴 環 禧 (正會員)

1957年 9月 28日生. 1980年 2月 경북대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1982年 경북대학교 대학원 전자공학과 공학석사학위 취득. 1985年 3月~1988年 2月 경북대학교 대학원 전자공학과 박사과정. 현재 금성정밀 주식회사 근무, 주관심분야는 전자파 수치해석, 신호처리 등임.



金 秀 重 (正會員) 第25卷 第7號 參照  
현재 경북대학교 전자공학과 교수



金 彩 英 (正會員)

1953年 3月 10日生. 1976年 2月 경북대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1978年 2月 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(공학석사). 1990年 2月 한국 과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(공학박사). 1985年 9月~1986年 8月 미국 Syracuse 대학교 연구교수. 1991年 9月~1992年 8月 미국 MIT공대 초청과학자. 1978年 3月~현재 경북대학교 전자공학과 부교수. 주관심분야는 마이크로파대 부품 및 시스템, 전자파 수치해석 등임.