

論文99-36T-3-12

SPICE를 이용한 마이크로스트립 다중 전송선로에서 펄스 특성에 따른 선로의 누화특성 해석

(Crosstalk Analysis according to Characteristics of Pulse Signal on the Multi Microstriplines using the SPICE)

金紀來*, 李永哲**

(Gi Rae Kim and Young Chul Rhee)

요 약

마이크로 스트립 다중 전송 선로의 고속 디지털 펄스 신호에 대한 상호 결합 특성을 시간영역에서 등가 회로 모델을 사용하여 나타내었다. MMIC 설계시 펄스의 상승시간과 주파수 및 듀티 사이클에 따른 간섭과 누화 특성을 분석하기 위해 SPICE용 알고리즘을 개발하였고, 이 알고리즘에 의한 해석 결과를 Branin 법과 FDTD법에 의한 결과와 비교하여 일치함을 보였다. 해석은 결합 마이크로 스트립 선로의 기하학적 구조에서 펄스의 특성에 따른 전송 특성을 중심으로 나타내었다. 본 논문의 결과는 MIC 나 MMIC 회로 설계시 신호의 주파수와 결합선로의 구조적 문제를 CAD 프로그램에서 직접 해석하여 간섭 효과를 줄이는데 적용할 수 있다.

Abstract

The propagation properties of the high speed pulse signal in time domain using the equivalent circuits for the analysis by SPICE on the coupled microstrip lines are investigated. In this paper, the SPICE program is used for the crosstalk analysis on the coupled microstrip lines. The results of crosstalk of coupled microstrip lines compared to one by Branin and FDTD method. And the near-end and far-end crosstalk on coupled lines are analyzed for the square pulse and trapezoidal pulse. The results of this paper are apply to the determination for the geometric structure and the frequency of signal pulse in design of MIC and MMIC by the CAD program.

I. 서 론

최근 정보통신 기술이 급진전되면서 시스템의 소형 경량화 요구에 따라 MMIC 회로의 설계는 점차 그 중요성을 더하고 있다. 또한 집적회로 기술의 발달과

더불어 마이크로파 회로의 전송선로로서 도파관이나 동축케이블에서 마이크로스트립 선로와 CPW(coplanar waveguide) 선로와 같은 평면 전송선로의 사용이 증가되고, 정보 기기에서 디지털 신호의 전송속도가 높아짐에 따라 선로의 종류와 특성에 따라 발생하는 누화(Crosstalk)와 상호결합(Interconnection) 등의 문제로 인하여 데이터의 손실 및 왜곡이 발생하여 기기의 오동작 및 문제를 일으킨다. 최근 이런 배경으로 선로간의 혼신과 상호결합에 관한 연구가 시간영역과 주파수 영역에서 해석되고 있다^[1-2].

전송선로에서의 전자계 결합에 대한 해석은 오래 전부터 꾸준히 연구되어 왔으며, 과거에는 고전적 결합

* 正會員, 新羅大學校 컴퓨터情報工學部

(Dept. of Computer & Information Eng. Silla University)

** 正會員, 慶南大學校 情報通信工學部

(Dept. of Information & Comm. Eng., Kyungnam University)

接受日字: 1998年8月21日, 수정완료일: 1999年3월12일

이론에 근거한 전송 선로간의 전자계 결합 현상을 선로의 손실 유무 또는 유전체의 균일, 비균일에 따라 여러 가지 해석 방법이 발표되었으나^{[3][4]}, 최근에는 결합 전송선로의 전송 특성을 해석하기 위해 산란계수를 이용한 방법^[5], FDTD(Finite Difference Time Domain)법과 유한요소법(FEM)을 이용한 시간영역 해석법이 발표되고 있다^[6]. 설계된 회로의 시간영역 특성 해석을 SPICE 및 시뮬레이션 프로그램을 많이 이용하는데, 해석상의 특성을 설계된 회로에서 유지시키기 위해서는 고속 및 고주파 회로에서는 선로의 배치가 중요한 문제가 된다. 본 논문에서는 모멘트 법으로 전송 선로의 단위 길이당[L][C] 파라미터를 구하고, 전송선로의 시간영역 해석을 위해 전송선로의 등가 회로 모델을 구하여 SPICE에 의해 해석한다. 다중 마이크로스트립 선로에서 펄스의 상승시간(rise time)과 주파수 및 듀티 사이클(duty cycle)등의 특성에 따라 선로의 상호 간섭과 누화특성을 해석하였다. 이 해석의 정확성을 검증하기 위해 Branin 법^[7]에 의한 해석 결과와 FDTD법에 의한 결과와 비교하고자 한다. SPICE에 의한 전송선로의 시간영역 해석은 부하가 비선형일 때도 해석이 가능하다는 장점이 있으며, CAD를 이용한 PCB 설계시 펄스의 주파수와 선로의 구조에 의한 특성을 CAD 상에서 해석이 가능하므로 SPICE에 의한 시간 영역 전송선로의 해석은 MMIC 설계 및 고속 데이터용 PCB 설계에 응용될 수 있음을 보이고자한다.

II. 전송선로 방정식과 등가회로

MIC 나 MMIC 등에 적용되는 단일 마이크로스트립 선로에서 선로의 손실특성을 고려하지않고, 선로의 길이 방향을 x 축으로 놓으면, 임의의 점 x에서 전압과 전류의 관계식은 식(1)과 같이 주어진다.

$$\frac{d^2 V(x,s)}{dx^2} - s^2 LC V(x,s) = 0 \tag{1a}$$

$$\frac{d^2 I(x,s)}{dx^2} - s^2 CL I(x,s) = 0 \tag{1b}$$

여기서 C와 L은 선로의 단위 길이당 캐패시턴스와 인덕턴스를 나타낸다. 이 파라미터를 계산하는 방법으로는 그린 함수에 의한 모멘트법^{[8][9]}, 유한요소법^[10] 등이 있으나 본 논문에서는 참고문헌^[10,11]의 모멘트법

을 이용하여 구하였다. 식(1)의 전류와 전압의 해는 다음과 같이 된다.

$$V(x,s) = V^+(s) e^{-sx/v} + V^-(s) e^{+sx/v} \tag{2a}$$

$$I(x,s) = I^+(s) e^{-sx/v} + I^-(s) e^{+sx/v} \tag{2b}$$

$$= \frac{1}{Z_c} [V^+(s) e^{-sx/v} - V^-(s) e^{+sx/v}]$$

식(2)에서 V^+, V^- 는 초기조건과 경계조건에 의해 계산되며 시간(t)과 위치(x)의 함수이다. 여기서 Z_c 는 선로의 특성 임피던스이며, v 는 진행파(V^+)와 반사파(V^-)의 전송속도를 의미한다. 주파수 영역에서 무손실 전송 선로의 해석을 위해 선로의 길이를 1이라고 할 때, $x=0$ 에서 전압과 전류를 $V(0), I(0)$ 라고 하고 $x=1$ 에서 전압과 전류를 $V(1), I(1)$ 이라고 하면 그들의 관계식은 식(3)과 같다.

$$V(1,s) = \left(\frac{e^{sT} + e^{-sT}}{2}\right) V(0,s) - Z_c \left(\frac{e^{sT} - e^{-sT}}{2}\right) I(0,s) \tag{3a}$$

$$I(1,s) = -Y_c \left(\frac{e^{sT} - e^{-sT}}{2}\right) V(0,s) + \left(\frac{e^{sT} + e^{-sT}}{2}\right) I(0,s) \tag{3b}$$

여기서 $T (= l/v)$ 는 선로의 시작점에서 끝점까지 진행되는 데 걸리는 시간이다. 주파수영역에서 계산된 전압, 전류 관계식, 식(3)에서 역 라플라스 변환하여 시간 영역에서의 전압, 전류 관계식을 나타내면 식(4)와 같이 된다.

$$v(l,t) = \frac{1}{2} [v(0,t+T) - Z_c i(0,t+T)] + \frac{1}{2} [v(0,t-T) + Z_c i(0,t-T)] \tag{4a}$$

$$i(l,t) = -\frac{1}{2} [Y_c v(0,t+T) - i(0,t+T)] + \frac{1}{2} [Y_c v(0,t-T) + i(0,t-T)] \tag{4b}$$

식(4)에서 $x=l$ 에서의 전압($v(l,t)$)과 전류($i(l,t)$)는 $x=0$ 에서의 전압($v(0,t)$)과 전류($i(0,t)$)에 의해서 구해진다. 식(4b)에 특성임피던스 Z_c 를 곱하고 양변의 합과 차에 대한 방정식을 전개하면 다음과 같다.

$$v(l,t) + Z_c i(l,t) = v(0,t-T) + Z_c i(0,t-T) \tag{5a}$$

$$v(l, t) - Z_c i(l, t) = v(0, t+T) - Z_c i(0, t+T) \quad (5b)$$

식(5)로부터 시간영역에서의 $x=0$ 와 $x=l$ 에서 전압은 다음과 같이 표현된다.

$$v(0, t) = Z_c i(0, t) + \Phi_r(l, t-T) \quad (6a)$$

$$v(l, t) = -Z_c i(l, t) + \Psi_i(0, t-T) \quad (6b)$$

여기서

$$\Phi_r(l, t-T) = v(l, t-T) - Z_c i(l, t-T) = 2V^-(t)$$

$$\Psi_i(0, t-T) = v(0, t-T) + Z_c i(0, t-T) = 2V^+(t-T)$$

이다.

위의 식(6)으로부터 무손실 단일 전송선로의 시간영역 해석을 위한 등가 모델을 나타낼 수 있다. 식(6a)는 $x=0$ 에서 전압식이므로 전송선로의 입력에서의 등가 회로를 나타내고, 식(6b)는 $x=l$ 에서 전압식이므로 부하단에서 등가회로를 나타낸다. 전송 선로 및 등가 회로 모델은 그림1과 같이 표현할 수 있다. 그림 1은 선로의 전송 특성을 시간영역 시뮬레이션 프로그램인 SPICE 해석을 위한 등가 회로로 모델링한 것이다. 이 등가 모델을 다중 전송 선로의 경우에 적용하기 위한 관계식을 유도한다.

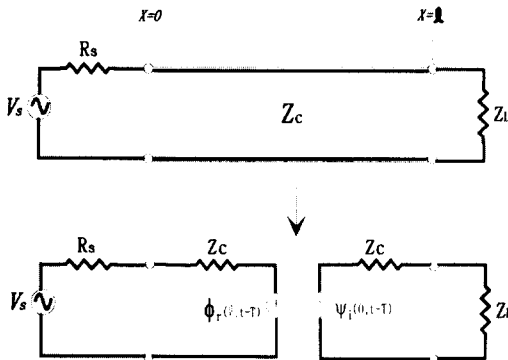


그림 1. 단일 전송 선로 및 등가 회로 모델
Fig. 1 Single Transmission Lines and equivalent circuit model.

앞에서 무손실 단일 선로의 일반적인 전송 방정식과 SPICE 해석을 위한 등가 회로 모델을 나타내었다. 여기서는 다중 전송선로에서 선로간의 결합에 의해 발생하는 여러 현상을 해석하기 위해 무손실 다중 전송 선

로의 전송방정식과 SPICE 등가모델을 나타낸다. 결합 선로의 전송방정식은 단일 전송 선로와 비슷한 형태가 되지만 인덕턴스와 캐패시턴스가 N개의 전송 선로의 결합에 의한 $N \times N$ 행렬이 되며, 함수 x 에 대한 2차 미분 방정식으로 나타내면 식(7)와 같이 된다.

$$\frac{\partial^2 V(x, t)}{\partial x^2} - [L][C] \frac{\partial^2 V(x, t)}{\partial t^2} = 0 \quad (7a)$$

$$\frac{\partial^2 I(x, t)}{\partial x^2} - [C][L] \frac{\partial^2 I(x, t)}{\partial t^2} = 0 \quad (7b)$$

다중 전송 선로에서는 선로간의 상호 결합에 의한 성분 때문에 한 선로의 해가 다른 선로의 해를 구하는데 필요한 변수가되고 그 역으로도 작용하는 순환방정식이 된다. 이와 같은 순환방정식의 해를 구하는데 일반적인 기법이 "Similarity Transformation"이다^[11,12]. 이 결합 성분을 변환 행렬을 이용하여 처리하므로 결합이 없는 다중 선로가되어 단일 전송선로의 해를 구하는 것과 같다. 선로의 길이 방향의 임의의 점 x 에서 전압과 전류는 각 모드에 대해 다음과 같이 정의하자.

$$V(x, t) = E_V V_m(z, t) \quad (8a)$$

$$I(z, t) = E_I I_m(z, t) \quad (8b)$$

여기서 V_m, I_m 은 각 모드의 전압과 전류, E_V, E_I 는 각각 전압과 전류의 변환 행렬로 정의한다. 식(7)에 식(8)과 같은 모드전압과 전류를 적용하면 다음과 같이된다.

$$\frac{\partial^2}{\partial x^2} V_m(x, t) + E_V^{-1}[L][C]E_I \frac{\partial^2}{\partial t^2} V_m(x, t) = 0 \quad (9a)$$

$$\frac{\partial^2}{\partial x^2} I_m(x, t) + E_V^{-1}[C][L]E_I \frac{\partial^2}{\partial t^2} I_m(x, t) = 0 \quad (9b)$$

식(10)과 같이 L_m 과 C_m 이 대각선 행렬(diagonal matrix)가 되도록 E_V 와 E_I 를 결정하면 식(9)에서 다중선로의 상호결합이 없도록하는 것이다.

$$E_V^{-1}[L]E_I = L_m \quad (10a)$$

$$E_I^{-1}[C]E_V = C_m \quad (10b)$$

식(10)의 관계식을 적용하면 각 모드의 전압과 전류에 대한 전송식은 상호 결합이 없으므로 단일 전송선

로의 경우와 같이 전개된다.

$$\frac{\partial}{\partial z} V_m(z, t) = -L_m \frac{\partial}{\partial t} I_m(z, t) \quad (11a)$$

$$\frac{\partial}{\partial z} I_m(z, t) = -C_m \frac{\partial}{\partial t} V_m(z, t) \quad (11b)$$

$$Z_{c_m} = \sqrt{\frac{L_m}{C_m}} \quad (11c)$$

$$v_{mi} = \frac{1}{\sqrt{L_m C_m}} \quad (11d)$$

Z_{c_m} 는 모드의 특성임피던스이고, v_{mi} 는 모드의 전송 속도를 나타낸다. 식(11)에서 모드 전압과 전류를 구하는 것은 단일 전송 선로의 해를 구하는 것과 동일하다. 구해진 모드 전압과 전류를 식(8)의 관계에서 실제 다중 선로의 해를 구한다. 다중 선로의 전송 특성을 해석하기 위한 과정 중에서 중요한 것은 선로의 구조와 유전체의 특성에 따라 식(10)의 대각선 행렬, L_m 과 C_m 이 되도록 E_V 와 E_I 를 구하는 것이다. 본 논문에서는 이것을 Fortran 프로그램으로 계산한다.

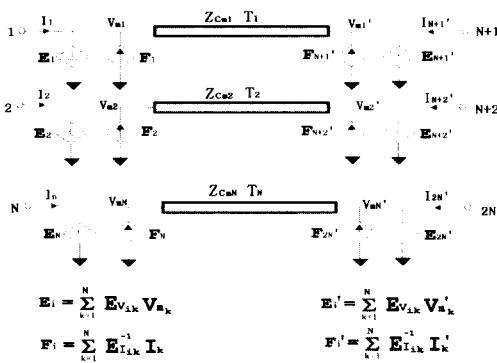


그림 2. 다중 전송선로의 등가 회로 모델
Fig. 2 Equivalent circuit model of multi transmission lines.

일반적으로 각 모드 전송식은 전압과 전류의 2개 미지수를 갖기 때문에 n 모드 전송식은 2n 개의 미지수를 갖는다. 이 미지수는 입력조건과 부하 조건에 의해 구할 수 있으며, 이것을 계산하는 방법은 여러 가지가 있는데, 본 논문에서는 그림 2와 같은 SPICE 등가 회로 모델에 의한 방법으로 해를 구한다. 모드 전압과 전류로부터 실제 전압과 전류를 구하기 위해 변환행렬을 구한다. 각 모드의 변환 행렬은 다음과 같이 정의된다.

$$\begin{bmatrix} V_1(z, t) \\ V_2(z, t) \\ \vdots \\ V_n(z, t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_{V11} & E_{V12} & \cdots & E_{V1n} \\ E_{V21} & E_{V22} & \cdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ E_{Vn1} & \cdots & \cdots & E_{Vnn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{m1}(z, t) \\ V_{m2}(z, t) \\ \vdots \\ V_{mn}(z, t) \end{bmatrix} \quad (12a)$$

$$\begin{bmatrix} I_1(z, t) \\ I_2(z, t) \\ \vdots \\ I_n(z, t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_{I11} & E_{I12} & \cdots & E_{I1n} \\ E_{I21} & E_{I22} & \cdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ E_{In1} & \cdots & \cdots & E_{Inn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{m1}(z, t) \\ I_{m2}(z, t) \\ \vdots \\ I_{mn}(z, t) \end{bmatrix} \quad (12b)$$

n개의 마이크로스트립 전송선로에 대한 SPICE 등가 회로 모델을 그림 2에 나타냈다. 위의 변환 행렬 (E_V, E_I)은 등가회로 모델에서 각 모드의 제어 전압원 (controlled voltage source)과 제어 전류원(controlled current)으로 나타내어진다.

III. 다중 전송 선로의 결합 특성 해석

결합 마이크로 스트립 전송 선로의 시간영역 해석을 위한 순서도는 그림 3과 같다.

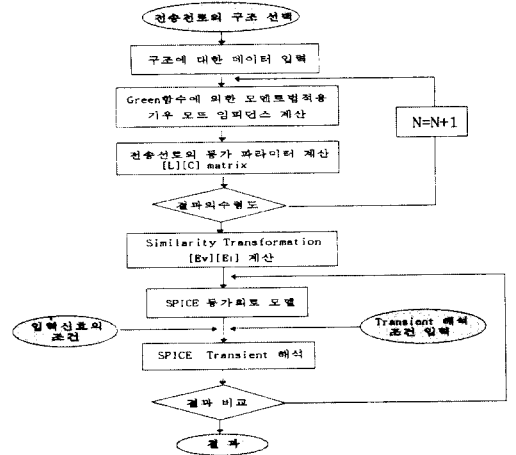


그림 3. 해석을 위한 순서도
Fig. 3 Flow chart of analysis.

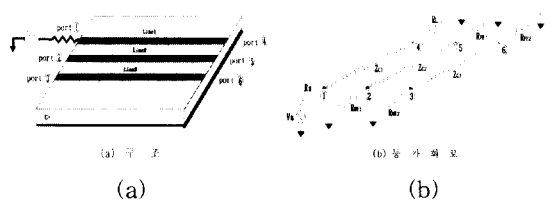


그림 4. 다중 전송 선로의 구성도
Fig. 4 Configuration of Multi transmission lines.

SPICE에 의한 해석 결과를 검증하기위해 그림 4와

같은 3개의 마이크로스트립 선로에서 기판을 비유전율 (ϵ_r)이 3.27, 기판의 높이(h)가 0.508mm(20 mil)인 Rogers사 TMM-3을 사용하였고, 선로의 길이(L)가 50mm, 선로간의 간격($s_1 = s_2$)이 각각 1.0 mm, 선로의 폭($w_1 = w_2$)이 각각 1.226 mm 에 대해 해석하였다. 이와 같은 구조에서 상승시간(rise time)과 하강 시간(fall time)이 70ps이고 펄스폭이 180ps인 단일 사다리꼴 펄스를 입력했을 때 선로의 위치 ②의 니어엔드 누화 전압(Near end crosstalk voltage)을 Branin법과 FDTD 법에 의한 결과를 그림 5에서 비교하여 나타냈다.

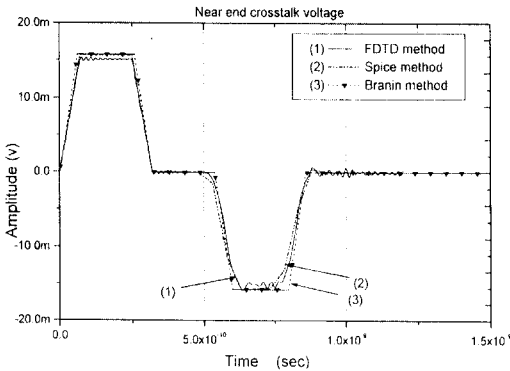


그림 5. 결합 전송 선로의 해석 결과의 비교
Fig. 5 Comparison of results(L=50mm, $\epsilon_r=3.27$, w/h=2.41, s/h=1.97).

그림 5와 같은 구조에서 선로의 길이가 0.254 m, 비유전율이 9.6, w/h비가 0.32, 그리고 s/h비가 0.21 일 때 상승시간이 6.25 ns이고 주기가 무한대인 계단형 펄스를 선로의 점①에서 입력하였을 때 부하전압 및 누화전압을 해석한 결과를 그림 6에 나타냈다. (a)는 입력 파형이고, (b)는 선로의 점④ 에서 부하 전압(Load voltage)을 나타낸다. 이것은 2.15 ns 전송 지연과 -6dB 의 감쇠특성을 갖는다. (c)는 선로2의 점⑤ 에서 파오펜드(Far end) 누화 전압을 나타내며 2.15ns 의 전송지연을 갖는다. (d)에는 선로2의 점② 에서 니어엔드(Near end) 누화 전압을 나타내며 -23.1dB의 결합 특성을 갖는다. 그림 7은 그림 6과 같은 조건에서 입력 파형을 주기가 20ns이고 진폭이 1V인 RZ (return zero) 구형 펄스파를 입력하였을 때의 결과이다. (a)는 선로1의 입력 파형과 부하전압을 나타낸다. (b)는 부하 전압을 나타낸다. 부하전압은 2.15ns 의 전송 지연을 갖고 사다리꼴 펄스의 경우와

같이 상호간섭에 의한 추가 전송 지연과 신호 왜곡이 발생한다. (c)와 (d)는 각각 니어엔드(Near End)누화 전압과 파오펜드(Far End) 전압을 나타낸다. 니어엔드 신호에서 -20.0 dB의 결합특성을 갖는다. 니어엔드 누화는 입력 신호의 high, low 상태가 변하는 가장자리 시간에서 심하게 일어난다. 파오펜드 누화는 부하 신호의 high, low 상태가 변하는 가장자리 시간에서 심하게 일어난다. 그림 6과 그림 7의 결과를 비교해 보면 구형 펄스일 때 누화량이 3.1 dB 증가함을 알 수 있다. 그림 8은 그림6과 같은 구조에 대해 펄스의 듀티 사이클(duty cycle)을 변화 시켰을 때의 결과이다. (a)는 듀티 사이클이 50%일 때 이고 (b)는 67%, (c)는 90.9%, (d)는 99%일 때의 누화량과 부하전압에 대한 결과이다. 펄스의 듀티사이클과 선로의 길이의 관계에 따라 신호의 왜곡에 영향을 받게 되며, 임의의

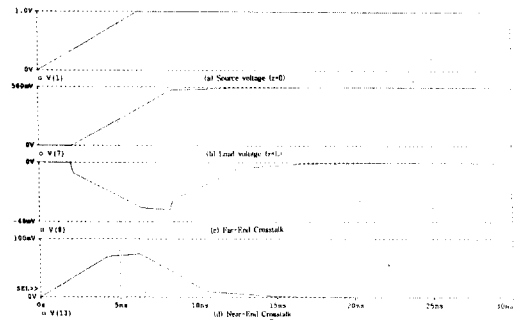


그림 6. 사다리꼴 펄스 ($t_r = t_f = 6.25ns$, $T=100ns$)일 때의 누화 전압

Fig. 6 Crosstalk voltage for input of the trapezoidal pulse.

(a) 입력 파형 (b) 부하 전압 (at x=L) (c) Far-End 누화 전압 (d) Near-End 누화 전압

점에서 신호는 입력신호와 부하에서 반사되어 돌아오는 신호의 합이된다. 즉, 앞 펄스의 누화는 바로 연속하는 뒤 펄스에 영향을 주게되며 펄스의 주파수가 높아지거나, 듀티사이클의 비가 높아지면 앞 펄스의 영향이 커져 왜곡 특성이 심해진다. 펄스의 왜곡과 누화 특성을 줄이기 위한 조건은 다음과 같이 결정된다. 선로1의 포트④에서의 부하 신호의 왜곡을 줄이기 위한 펄스의 조건은 다음과 같다.

$$\frac{L \times \sqrt{\epsilon_r}}{c} < T_L \tag{13}$$

선로2의 포트②에서의 근단 누화 신호를 최소화 하

기 위한 조건은 다음과 같다.

$$2 \times \frac{L \times \sqrt{\epsilon_r}}{c} < T_L \quad (14)$$

여기서 T_L 은 펄스의 low 상태의 지속 시간을, T_H 는 펄스의 high 상태의 지속 시간을 나타낸다. 따라서 신호가 왕복하는 시간은 펄스의 high, low 상태에 따라 많은 영향을 받는다. 또한 니어엔드와 파오펜드 누화 전압은 펄스의 high, low 상태 천이 시간에서 심하게 일어난다.

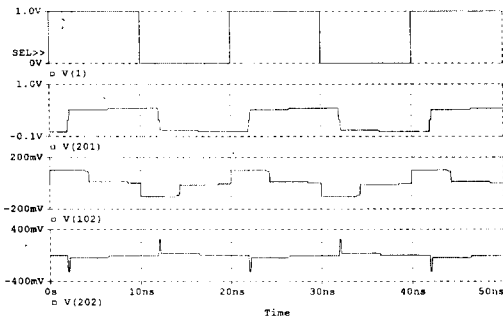
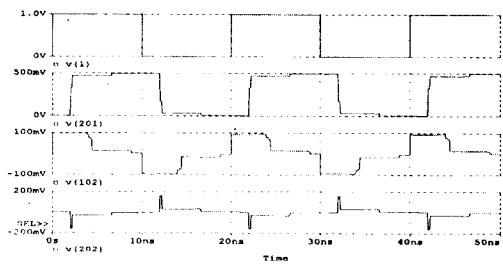


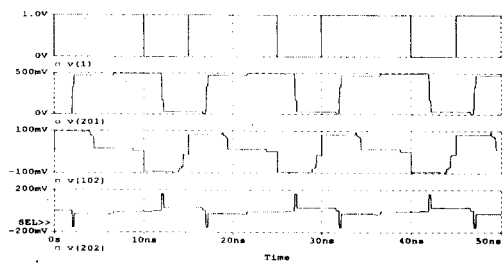
그림 7. 구형 펄스($t_r = t_f = 0$, $T = 20ns$)일 때의 누화 전압

Fig. 7 Crosstalk voltage for input of the square pulse.

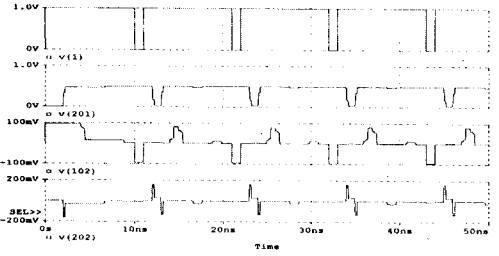
(a) 입력 신호 (b) 부하전압 (c) Near-End 누화 전압 (d) Far-End 누화 전압



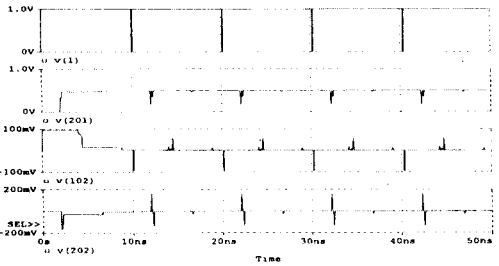
(a)



(b)



(c)



(d)

그림 8. 구형 펄스의 듀티사이클의 변화에 따른 결과
Fig. 8 The results according to Duty cycle of the square pulse.

(a) duty cycle 50% (b) duty cycle 67% (c) duty cycle 90.9% (d) duty cycle 99%

IV. 결론

디지털 신호의 사용 주파수가 높아지고 시스템의 소형화에 따라 선로의 밀집도가 높아지면서 선로간의 결합 특성에 의해 발생하는 누화(Crosstalk)등으로 디지털 신호의 데이터 손실 및 왜곡 현상이 최근 문제시되고 있다. 본 논문에서는 결합 마이크로 스트립 선로의 구조 및 펄스의 특성에 따른 누화 특성을 P-Spice를 이용하여 해석하였다. 펄스는 실제 고속 디지털 통신에서 많이 사용되는 구형 펄스 및 상승 시간과 하강시간을 갖는 사다리꼴 펄스를 적용하여 해석하였다. 펄스의 특성, 상승시간, 하강시간, 듀티사이클에 따른 누화 특성을 분석하였다. 같은 조건에서 구형 펄스가 사다리꼴 펄스보다 누화 전압이 많이 발생하며, 이것은 펄스의 상승시간이 짧을수록 누화량이 증가함을 알수 있다. 펄스의 듀티사이클과 선로의 길이의 관계에 따라 신호의 왜곡에 영향을 받는다. 임의의 점에서 신호는 입력신호와 부화에서 반사되어 돌아오는 신호의 합이되기 때문이다. 향후 과제는 마이크로 스트립 선로가 광대역 특성을 갖는 테이퍼형 선로(tapered line)

와 같은 비균일 선로의 경우와 부하가 트랜지스터, 다이오드와 같은 비선형 특성을 갖는 소자 및 집적회로의 경우에 대한 해석이 필요하다. 본 연구 결과는 N개의 마이크로 스트립 선로 구조로 확장할 수 있으며, 손실을 고려한 MMIC 전송 선로에도 적용할 수 있다.

참 고 문 헌

- [1] J.P.K. Gilb, C.A. Balanis, "Transient analysis of distortion and coupling in lossy coupled microstrip lines" *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. MTT-38, No. 12, pp1894-1898, Dec.1990.
- [2] T. Beyene, E. Schutt-Aine, "Accurate Frequency-Domain Modeling and Efficient Circuit Simulation of High-Speed Packaging Interconnects," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. MTT-45, No. 10, pp1941-1947, Oct. 1997.
- [3] Jonas Lundstedt, Sailing He, "Signal Restoration After Transmission Through a Nonuniform LCRG Line", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. MTT-42, No. 11, pp2087-2092, Nov. 1994.
- [4] N. Orhanovic, V. K. Tripathi, "Nonlinear Transient Analysis of Coupled RLGC Lines by the Method of Characteristics", *International Journal of Microwave and Millimeter-Wave Computer-Aided Engineering*, Vol.2, No. 2, pp 108-115, 1992.
- [5] Jose E. Schutt-Aine, RAJ Mittra, "Sacttering Parameter Transient analysis of Transmission Lines Loaded with Nonlinear Terminations", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. MTT-36, No. 3, pp529-536, Mar. 1988.
- [6] J. G. Yook, Nihad I. Dib and P. B. Katehi, "Characterization of High Frequency Interconnects using Finite Difference Time Domain and Finite Element Methods," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, Vol. MTT-42, No. 9, pp1727-1736, Sept. 1994.
- [7] F.H. Branin, Jr., "Transient analysis of lossless transmission lines," *Proc. IEEE*, 55, 2012-2013, 1967.
- [8] 김기래, 장익수, "모멘트법에 의한 평형 선로의 기우모드 임피던스해석", 파동 및 레이저 학술발표회 논문집, 대한 전자공학회, vol.3 No.1, pp172-175, 1988.
- [9] 김기래, 이영철, "유한 차분 시간영역 알고리즘을 이용한 다중 전송 선로 누화 특성 해석", 대한전자공학회, 제36권 D편 제1호, pp.1-8, 1999년, 1월.
- [10] K. H. Huebner, *The Finite Element Method for Engineers*, Wiley, NY. 1975.
- [11] A. Ralston, "A First course in Numerical Analysis", McGraw-Hill, NY, 1965.
- [12] F. Y. Chang, "Transient Analysis of Lossless Coupled Transmission Lines in Inhomogeneous Dielectric Media," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, Vol. MTT-18, pp616-626, 1970.

저 자 소 개

金 紀 來(正會員) 第 36 卷 D編 第 1 號 參照
電子工學會論文誌 1999.1

李 永 哲(正會員) 第 36 卷 D編 第 1 號 參照
電子工學會論文誌 1999.1