

## 단일 및 결합형 구조의 마이크로 스트립 전송선로에서 고속 펄스 신호의 왜곡 특성 분석

### An Analysis of the Distortions of High Speed Pulse Signal on the Microstrip Lines of the Single and Coupled Structures

김기래  
(Girae Kim)

#### Abstract

Recently, As the higher frequency in clock of digital system being demanded and the density of circuits gets high for purpose of making light and minimizing system, the study for solution of digital signal distortion being interested. In this paper, the distortion of square pulse caused by dispersion as it propagates along a single microstrip line and crosstalk between lines on the Multi-Transmission Lines (MTL) is investigated. The dispersion and crosstalk of pulse signals is analyzed regarding to the structure of transmission line such as relative permittivity, substrate height, strip width of the microstrip line and pulse width of signal pulse.

**Key Words** : Digital distortion, Crosstalk, Dispertion

#### 1. 서 론

최근 고속 디지털 시스템에서 사용 주파수가 높아짐에 따라 많이 사용되는 마이크로스트립 선로를 따라 펄스가 전송될 때 나타나는 분산 및 누화 특성의 시간 영역 해석은 펄스의 왜곡을 이해하는데 도움이 된다. 본 논문에서는 단일과 결합형 구조의 전송선로에 대해 펄스의 전송 특성을 해석하여 펄스의 왜곡 원인을 분석한다. 첫째, 단일 마이크로스트립 선로에 펄스신호가 전송될 때 시간영역에서 펄스 신호는 서로 다른 주파수 성분들의 위상속도가 다르므로 분산특성이 나타나는데, 분산 특성은 마이크로스트립 선로의 크기뿐만 아니라

주파수 의존성을 고려하여 유효유전상수를 계산함으로써 정확히 해석될 수 있다[1-3]. 둘째, 결합 전송선로 상에 펄스신호가 전송될 때 나타나는 왜곡 특성의 주요 원인은 선로 상호간의 간섭에 의한 누화(Crosstalk)이다. 시스템의 디지털화, 고속화, 소형 경량화 요구와 디지털 신호의 전송속도가 높아짐에 따라 선로의 종류와 특성에 따라 발생하는 누화와 상호 결합 등의 문제로 인하여 데이터의 손실 및 왜곡이 발생한다. 이와 같은 선로간의 혼신과 상호결합에 관한 연구가 시간영역과 주파수 영역에서 해석되고 있다. 전송선로의 주파수 영역 해석은 이론적으로 잘 확립되어 있으나[4], 시간영역 해석은 이론적으로 어려워 정확한 일반적인 해석 방법을 확립하기 위한 연구가 진행되고 있다[5-6]. 전송선로의 시간영역에서 해석할 때 중요한 것은 빠르고 정확한 해석과 함께 단일 전송선로에 대한 이론이 다중 전송선로에 적용이 용이해야 한다. 본 논문에서는 FDTD법을 이용하여 다중 전송

신라대학교 공과대학 컴퓨터공학과  
(부산광역시 사상구 패법동 산 1-1)  
Fax : 051-309-5652

E-mail : grkim@silla.ac.kr

2002년 4월 13일 접수, 2002년 5월 14일 1차 심사 완료  
2002년 5월 25일 최종 심사 완료

선로의 디지털 전송 특성을 무손실 전송 선로의 경우와 손실을 고려한 경우에 대해 해석하고 결과를 비교한다.

## 2. 선로의 전송 특성 해석

낮은 주파수에서 신호의 전파는 TEM 모드로 근사화되고 분산은 실제적으로 거의 무시할 수 있으나, 높은 주파수 성분을 갖는 펄스 파형은 펄스의 고차 고조파 성분이 저차 고조파 성분보다 더 느린 속도로 진행하기 때문에 분산이 일어난다. 마이크로스트립 선로의 기준점에서 시간 영역과 주파수 영역의 전압은 식(1)과 같이 표현된다.

$$v(t, x=0) = \begin{cases} v(t) & ; -T/2 \leq t \leq T/2 \\ 0 & ; \text{elsewhere} \end{cases} \quad (1a)$$

$$V(f, x=0) = \int_{-T/2}^{T/2} v(t, x=0) e^{-j2\pi ft} dt \quad (1b)$$

여기서,  $V(f)$ 는  $v(t)$ 의 푸리에 변환된 식이다. 구형펄스와 같은 어떤 파도신호에 대해서는 구간  $-T/2 \leq t \leq T/2$  에서 펄스 폭을 정의하고 신호는 짧은 시간 간격 내로 제한한다. 가우시안 펄스의 경우에 그 응답을 완전히 특성 짓기 위해서는  $-\infty < t < \infty$  의 시간 간격이 요구된다. 거리 L에서 주파수 영역의 펄스 신호는 식(2a)와 같이 되며, 주파수에 의존하는 전파상수는 식(2b)와 같다.

$$V(f, x=L) = V(f, x=0)e^{-\gamma(f)L} \quad (2a)$$

$$\gamma(f) = \alpha(f) + j\beta(f) \quad (2b)$$

여기서  $\alpha(f)$ 와  $\beta(f)$ 는 각각 감쇄상수와 위상상수이다. 마이크로스트립 선로의 길이가 짧고, 선로의 금속 전도도가 높을 경우 감쇄량은 매우 적기 때문에 주파수에 의존하는 감쇄상수는 무시할 수 있으므로, 식(2)는 식(3)으로 다시 표현된다.

$$V(f, x=L) = V(f, x=0)e^{-j\beta(f)L} \quad (3)$$

식(3)에 역 푸리에 변환을 하면  $x=L$ 에서 펄스의

시간영역 응답을 알 수 있으며 식(4)와 같이 된다.

$$\begin{aligned} v(t, L) &= \int_{-\infty}^{\infty} V(f, x=L) e^{+j2\pi ft} df \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} V(f, x=0) e^{+j[2\pi ft - \beta(f)L]} df \end{aligned} \quad (4)$$

손실이 없는 선로에 대해 위상상수는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\beta(f) = 2\pi f \sqrt{\mu\epsilon(f)} = \frac{2\pi f}{c} \sqrt{\epsilon_{eff}(f)} \quad (5)$$

$v(t, 0)$ 의 푸리에 변환 식  $V(f, x=0)$ 는 구형, 가우시안, 삼각 dc 펄스, 그리고 이러한 펄스에 의해 변조된 임의의 RF파와 같은 많은 일반 파형에 대해 쉽게 얻어진다[7-9]. 또한 좀 더 복잡한 파형의 변환은 이러한 기본 파형을 이용하여 만들어질 수 있으며, 구형 펄스에 대한 시간영역 수식은 식(6)과 같으며, 이 식의 Fourier 변환은 식(7)과 같다.

$$f(t) = \begin{cases} A & ; -L \leq t \leq L \\ 0 & ; \text{otherwise} \end{cases} \quad (6)$$

$$F(f) = 2A \frac{\sin(2\pi fL)}{2\pi f} \quad (7)$$

여기서  $2L$ 은 펄스폭이고  $A$ 는 펄스의 진폭이다. 주파수에존 위상상수의 복잡성이 closed-form의 적분계산을 어렵게 한다. 이러한 적분계산을 하는데는 크게 3가지로 분류할 수 있다. 첫째는 가장 직접적인 방법인 수치적분법이고[10], 둘째는 적분식이 전체 적분구간에 대해 근사화하는 테일러 급수 전개 방법이다[11]. 이 방법은 수치적분법에 비해 계산시간이 덜 걸리는 장점은 있지만 정확도는 떨어진다. 셋째는 식(4)의 적분구간에 대해 어떤 정지 위상점을 갖는  $f_s$ 를 찾아 수식을 재배열함으로써 적분을 수행하는 정지위상법(stationary phase method)이다[12]. 이는 펄스가 선로를 따라 진행해 갈 때 거리 L에 대한 정지위상점은 어떤 시간 영역에 대해서만 알 수 있으며, 시간영역은 펄스의 위치와 일치한다. 그러나 시간 간격이 너무 짧아서

대부분의 경우에 전체 펄스를 포함할 수 없으므로 이 방법은 한정된 범위에서만 유효하다. 본 논문에서는 비교적 정확성을 가지며 시뮬레이션하기에 편리한 수치적분법을 이용하였으며, 식(4)에서 적분구간은  $-\infty < f < \infty$  이지만 어떤 주파수  $f_L$  이상에서 적분값은 무시될 수 있다. 아주 폭이 좁은 펄스는 높은 주파수 성분을 갖기 때문에 더 높은을 필요로 하며, 만일  $\tau$  이 펄스폭이라면  $f_L$  은 다음과 같다.

$$f_L = \zeta / \tau \tag{8}$$

여기서,  $\zeta$  는 파형에 따른 상수이며 따라서 식(4)는 식(9)와 같이 다시 표현될 수 있고, 적분의 수렴도를 고려하여 적당한  $\zeta$  을 선택해야만 한다.

$$v(t, L) = \int_{-\xi/\tau}^{\xi/\tau} V(f, x=0) e^{j[2\pi ft - \beta(f)L]} df \tag{9}$$

가우시안 펄스신호의 경우 식(8)에 대해  $\tau = 10$  ps 이고  $\xi = 20$  일 때 충분히 수렴하게 된다. 빠른 상승시간을 갖는 구형펄스 신호에 대해  $\zeta$  를 약 500정도로 하면 적당하다. 식(9)의 적분식을 계산함으로써 균일 마이크로스트립 선로에서 시간 응답 특성을 계산할 수 있다.

### 3. 해석 및 측정 결과

#### 3.1 분산특성 해석

그림 1과 같은 단일 전송 선로 구조에서 분산특성을 해석하기 위해, 펄스폭, 선로길이  $L = 0.01$ m 일 때 마이크로스트립 선로상의 비유전율에 대한 펄스신호의 분산 특성을 그림 2 에 나타내었

으며, 비유전율에 따라 펄스의 전송 지연이 다르게 나타나므로 생기는 왜곡 특성이다. 그림 2에서 구형 펄스신호는 마이크로스트립 선로의 비유전율이 커짐에 따라 전송속도가 늦어져 위상지연이 커지

그림 2. 비유전율에 따른 펄스신호의 분산특성.

Fig. 2. Dispersions vs dielectric constant.

그림 3. w/h 비에 따른 펄스신호의 분산 특성.

Fig. 3. Dispersions vs w/h ratio.

그림 1. 단일 마이크로 스트립 선로의 구조.

Fig. 1. Single microstripline.

그림 4. 펄스폭에 따른 펄스신호의 분산 특성.

Fig. 4. Dispersions vs pulse widths.

며, 유전체 손실이 커짐으로 진폭이 낮아짐을 알 수 있다. 구형 펄스신호의 앞쪽과 뒤쪽의 가장자리에서 스파크가 나타나는데, 이러한 스파크는 기생적이며 Fouier 변환과 관련되는 Gibbs 현상의 결과이다. 그림 3에는, 펄스폭, 선로 길이 일 때 마이크로스트립 선로상의 w/h비에 대한 구형 펄스신호의 분산을 나타내었다. w/h비는 각각 w/h= 0.8 인 경우, w/h=1인 경우, w/h=2.5 인 경우를 선택하였다. 해석 결과를 살펴보면 w/h 비가 크질 수록 분산이 크게 일어난다. 그림 4에는 선로 길이 L=0.05 일 때 펄스폭이 각각 10ps, 100ps, 250ps 인 경우의 구형 펄스신호의 분산을 나타내었다. 펄스폭이 좁을수록 광대역 특성 때문에 왜곡이 더욱 현저함을 알 수 있다.

**3.2 누화특성 해석**

그림 5와 같은 3개의 마이크로스트립 선로에서 다중 전송 선로의 선로의 간격에 따른 누화량을 분석하기 위하여 펄스의 상승과 하강 시간이 50ps 인 사다리꼴 펄스를 입력하고, 선로의 간격을 변화

그림 5. 다중전송선로의 일반적인 구조.  
Fig. 5. Structure of transmission lines.

그림 6. 선로의 간격(s)에 대한 누화량의 변화  
(L=50mm,  $\epsilon=3.27$ , w/h=2.41, s/h=1.97).  
Fig. 6. Crosstalk depending upon lines separation.

시켰을 때, 근단 누화 전압의 변화를 그림 6에 나타내었다. 이 때의 누화 전압의 결합량을 데시벨로 계산하여 표 1에 나타냈으며, 선로의 간격이 가까울수록 누화 전압이 증가함을 알 수 있다.

다중 전송 선로에서 선로의 손실에 따른 누화 특성을 해석하기 위해 펄스의 상승과 하강 시간이 50ps인 사다리꼴 펄스를 입력하고, 접지면이 없는 PCB구조에서 선로의 단위 길이당 도체저항을 변화시키면서 근단과 원단 누화전압을 해석하여 그림 7에 나타내었다. 선로의 도체저항이 무손실일 때, 그리고 각각 Rdc=8.6/m, Rdc=86/m 일 때의 누화량을 비교하였다. 선로의 저항이 증가하면 부하 전압의 크기는 줄어들고, 누화전압의 경우는 누화의 피크 레벨은 감소하고, 잔류 파형이 오래 지속된다. 무손실의 경우는 시간이 30ns에서 누화전압이 0V가 되지만, Rdc=86/m 인 경우는 65mV이다. 따라서 연속 펄스가 입력되면 선로의 도체저항이 클수록 누화량은 잔류 누화 전압에 의해 증가됨을 알 수 있다.

선로의 길이가 그림 6과 같은 조건에서 유전체의 비유전율을 각각 3.27, 6.0, 9.8 로 변화시키면서 근단 누화 전압의 변화를 해석하여 그림 8에 나타내었다. 그림 8에서 첫 째 펄스와 둘째 펄스의 시

표 1. 선로간격에 따른 누화량.

Table 1. Crosstalk depending upon separation of lines.

S(mm)	0.2	0.5	1.0	1.5	2.0
dB	-25.2	-29.8	-34.8	-38.2	-42.3

그림 7. 선로의 도체저항에 대한 누화량의 변화  
(L = 250mm,  $\epsilon=4.7$ , w=15mil, h=47mil, s=45mil).

Fig. 7. Crosstalk depending upon resistivity of lines.

간 간격은 1회 왕복 전송하는데 걸리는 전송지연 시간( $t_d$ )을 나타낸다. 처음에 나타나는 펄스는 그림 5에서 선로1의 점① 신호에서 선로2의 점②로 결합으로 누화된 신호이고, 두 번째 반전되어 나타나는 펄스는 점②에서 첫 번째 펄스가 점⑤에서 반사되어 되돌아와서 첫 번째 나타난 펄스와 합성된

표 2. 유전상수에 대한 누화량과 전송지연.

Table 2. Crosstalk and delay time for  $\epsilon_r$ .

유전율		3.27	6.0	9.8
누화량		-32.81	-33.16	-33.98
$t_d$	이른값(ns)	0.60	0.816	1.043
	해석값(ns)	0.62	0.818	1.048

그림 8. 유전체의 비유전율에 대한 누화량의 변화 (L=50mm,  $\epsilon_r=3.27$ , w/h=2.41, s/h=1.97).

Fig. 8. Crosstalk depending upon dielectric constant.

그림 9. 펄스 신호의 상승 시간에 따른 누화 특성 (L=50mm,  $\epsilon_r=3.27$ , w/h=2.41, s/h=1.97).

Fig. 9. Crosstalk vs rising time of pulse.

신호이다. 첫 번째 신호에서 비유전율에 따른 유전체 손실 특성을 알 수 있으며, 표 2는 유전 상수에 따른 누화 신호의 결합량과 전송 지연시간을 나타냈다. 펄스 신호의 상승 시간에 따른 누화 특성을 해석하기 위해 선로의 길이가 그림 6과와 같은 조건에서 유전율을 3.27로하고, 펄스폭을 150ns, 상승시간과 하강시간을 같게 하고 각각 0ps, 1.0ns, 6.25ns로 변화시키면서 근단 누화 전압의 변화를 해석하여 그림 9에 나타내었다. 상승시간과 하강시간이 짧을수록 오버슈트(overshoot)가 많이 일어나고 누화량이 많음을 알 수 있다.

#### 4. 결론

단일 마이크로 스트립 선로에서 펄스가 전송될 때, 구형 펄스가 가우시안 펄스보다 전송시 분산과 고주파 성분의 임펄스 왜곡이 심하게 일어난다. 펄스폭이 좁을수록 고주파 성분에 의한 왜곡이 심하며, 구형펄스가 광대역의 주파수 성분을 갖기 때문에 가우시안 펄스에 비해 왜율이 크게 나타났다. 구형 펄스의 경우 가우시안 펄스 보다 더욱 더 높은 고차 고조파 성분을 가지고 있기 때문에 저차 고조파 성분과의 위상 속도 차가 선로를 따라 진행함에 따라 급격히 나타나서 분산이 심해지게 되었다. 결합 마이크로 스트립 선로의 구조 및 펄스의 특성에 따른 누화 특성을 해석한 결과, 선로의 간격이 좁을수록 누화량이 증가되고, 유전율이 높을수록 전송 지연 시간이 커지고 누화량은 유전체 손실로 인하여 줄어들었다. 본 연구 결과는 N개의 마이크로 스트립 선로 구조로 확장할 수 있으며, 손실을 고려한 MMIC전송 선로에도 적용할 수 있다.

#### 참고 문헌

- [1] T. C. Edwards, "Fundations for Microstrip Circuit Design", John Wiley & Sons, N. Y., 1987.
- [2] R. L. Veghte and C. A. Balanis, "Dispersion transient signals in microstrip transmission lines," IEEE Trans, Microwave Theory Tech., Vol. MTT-34. No. 12 p. 1427, 1986.
- [3] T. Itoh and R. Mittra, "Spectral-domain approach for calculating the dispersion characteristics of microstrip lines," IEEE

- Trans, Microwave Theory Tech., Vol. MTT-21, No. 7, p. 496, 1973.
- [4] N. Orhanovic and V. K. Tripathi, "Nonlinear transient analysis of coupled RLGC lines by the method of characteristics", International Journal of Microwave and millimeter-Wave Computer Aided Eng., Vol. 2, No. 2, p. 108, 1992.
  - [5] P. Pramanick and R. R. Mansour, "Dispersion characteristics of square pulse with finite rise time in single, tapered and coupled microstriplines," IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., Vol. MTT-39, No. 12, p. 2117, 1991.
  - [6] Fabio Romeo and M. santomauro, "Time-domain simulation of n coupled transmission lines," IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., Vol. MTT-35, No. 2, p. 131, 1987.
  - [7] 김기홍, 박종도, 배인호, 손정식, 문병연, 이주인, "InAs/GaAs self-organized quantum dots의 전기 광학적 특성 연구", 전기전자재료학회논문지, 14권, 2호, p. 99, 2001.
  - [8] 배상혁, 윤일구, 서대식, 명재민, 이상렬, "PLD 증착 변수에 따른 II-VI족 화합물 ZnO 반도체 박막의 발광 특성 연구", 전기전자재료학회논문지, Vol. 14, No. 3, p. 246, 2001.
  - [9] 박용규, 성현호, 조황신, 양해석, 이종찬, 박대회, "ZnS 형광체 분말의 결정결합에 따른 발광 특성 연구", 전기전자재료학회논문지, Vol. 13, No. 10, p. 876, 2000.
  - [10] M. P. Forrer, "Analysis of millimicrosecond RF pulse transmission", Proc, IRE, Vol. 46, p. 1830, 1958.
  - [11] R. S. Elliott, "Pulse waveform degradation due to dispersion in waveguide", IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., Vol. MTT-5, No. 10, p. 254, 1957.
  - [12] A. Papoulis, "The Fourier Integral and its Applications", New York, MacGraw-Hill, p. 120, 1962.