

결합 마이크로스트립 선로상의 펄스형태 신호의 전파 및 누화 특성 해석

Propagation and Crosstalk Characteristic Analysis of Pulse Shaped Signals on the Coupled Microstrip Lines

박순근* · 김 남* · 이승엽** · 장우현***

Sun-Kuen Park* · Nam Kim* · Sung-Yup Rhee** · Woo-Hyun Jang***

요 약

결합마이크로스트립 선로에서 여러형태의 펄스신호(가우시안 펄스, 구형 펄스, 사다리꼴 펄스, RF펄스)의 전파특성을 해석하였다. 펄스신호의 시간영역의 응답을 구하기 위하여 비교적 정확성을 갖고 시뮬레이션하기에 편리한 수치적분법을 이용하였으며, 주파수에 따른 결합선로에서의 분산특성은 Kirschning과 Jansen의 closed-form 근사식을 사용하였다. 결합마이크로스트립 선로의 기하학적 구조(비유전율 ϵ_r , 기판두께 h , 스트립폭 w , 선로간의 간격 s)와 펄스폭 τ 등이 분산에 미치는 영향을 분석하였다. 그 결과 다른 파라미터에 비해 선로간의 거리가 펄스의 왜곡에 큰 영향을 주는 파라미터임을 알 수 있었다. 본 논문의 결과는 MIC 및 MMIC 회로의 설계시 마이크로스트립 선로의 비유전율, 기판두께, 스트립폭 그리고 신호 펄스의 펄스폭 등의 trade-off 결정에 적합하다.

Abstract

The propagation properties of various pulse signal types(square pulse, Gaussian pulse, trapezoid pulse, RF pulse) on coupled microstrip lines are investigated. Numerical integration technique which has its accuracy and is easily simulated, is used to obtain the time domain response of pulse signals. Frequency-dependent characteristics of coupled microstrip line is obtained using Jansen's approximate equation. The propagation properties of pulse signal on coupled microstrip lines is analyzed regarding to its geometric structure (relative permittivity ϵ_r , substrate height h , strip width w of the microstrip line) and pulse width τ of signal pulse. The simulation results show that space between two lines is very significant parameter in pulse distortion in comparison of any other parameters. The results of this paper are compatible to the trade-off determination of relative permittivity, substrate height, strip width and pulse width of signal pulse when a design of MIC and MMIC is necessary.

* 충북대학교 정보통신공학과(Dept. of Computer and Communication Engineering, Chungbuk Nat'l Univ.)

** 여수수산대학교 전자통신공학과(Dept. of Electronics Communication Engineering, Yosu Nat'l Fisheries Univ.)

*** 한국전자통신연구원 정보통신표준연구센터(Protocol Engineering Center, ETRI)

· 논 문 번 호 : 970624-042

· 수정완료일자 : 1997년 8월 11일

I. 서 론

최근 회로의 소형화와 경량화의 필요성에 따른 집적회로 기술의 발달과 사용주파수 대역이 점차 높아짐에 따라 회로에 사용되는 전송선로서 마이크로스트립 선로, CPW, 슬롯 선로 등과 같은 평면 전송선로의 응용이 증가되고 있다.^[1] 이와같은 평면 전송선로중 가장 일반적인 선로는 한쪽면은 접지이고 다른 한쪽면은 전송선로로 이루어진 단면구조를 갖는 마이크로스트립 선로이다. 마이크로스트립 선로에서의 전자계는 일반 전송선로, 도파관, 동축선로의 전자계가 하나의 매질에 한정되는 반면, 이 선로의 전자계는 부분적으로는 공기중에 있고 부분적으로는 유전체에 존재하도록 되어있다. 이 때문에 마이크로스트립 선로상에 펄스 신호가 진행해 갈 때 공기-유전체의 경계면에서는 순수한 TEM 모드 외에 고차모드가 발생하게 되며, 각 모드에 대한 위상상수는 주파수에 대한 함수가 된다.^[2] 즉, 펄스 신호가 갖는 낮은 주파수 성분들은 TEM으로 근사화되고 분산은 실제적으로 거의 무시할 수 있지만 높은 주파수 성분들은 낮은 주파수 성분보다 느린 속도로 진행하기 때문에 분산이 발생하게 된다.

또한, (M)MIC와 같이 회로의 집적밀도가 높아지고 선간 간격이 좁아지면 좁아질수록 마이크로스트립 선로상의 신호의 분산왜곡뿐만 아니라 인접 선로사이의 신호 결합은 회로 설계에 중요한 영향을 미치게 된다. 아주 작은 펄스폭을 갖는 펄스 신호에 대해 밀집되게 위치한 스트립 도체는 고유 주파수 분산과 전파 감쇄에 더하여 신호 펄스의 결합 왜곡을 일으키며, 이웃하는 선로에 예기치 않는 누화(crosstalk)를 발생시킨다.^[3] 이에따라 마이크로스트립 선로로 이루어진 회로인 (M)MIC설계에 있어서 분산 및 누화에 의한 신호의 왜곡현상을 포함한 전송특성은 고속 집적회로 설계시 필수적으로 고려해야 한다.

결합(또는 인접) 마이크로스트립 선로상의 신호 왜곡에 대한 연구는 J.P.K. Gilb와 C.A. Balanis가

Gaussian 펄스에 대해 SDA방법을 이용하여 연구하였다.^{[4],[5]} 이 방법은 SDA방법을 직접이용하기 때문에 펄스의 전송 특성을 계산하기 위해서 많은 계산시간이 필요로 하는 단점이 있다. Y. Qian과 E. Yamashita는 결합 마이크로스트립 선로에서 SDA방법과 SDA에 의한 파라미터 계산을 줄이기 위해 Curve-fitting방법을 이용하여 Gaussian펄스에 대한 분산 및 누화 특성을 구하였다.^[6] P.Pramanick와 R.R. Mansour는 유한상승시간을 갖는 펄스신호(사다리꼴)에 대한 전송특성을 얻기 위해 Jansen의 closed-form근사식을 이용하여 계산시간을 줄였다.^[7]

본 논문에서는 마이크로스트립 선로상의 분산 및 인접 선로간의 누화에 의한 신호의 왜곡을 분석하기 위해 결합 마이크로스트립 선로에서의 여러 형태의 펄스신호에 대한 전송특성을 해석하였다. 주파수에 의한 결합 마이크로스트립 선로의 우수 및 기수 모드 유효유전상수는 빠른 계산시간과 정확성을 위해 Kirschning과 Jansen의 closed-form 근사식^{[8],[9]}을 이용하였으며, 마이크로스트립 선로에서 가우시안(Gaussian) 펄스, 구형(square) 펄스, 사다리꼴 펄스, RF 펄스와 같은 신호가 진행해 갈 때 비유전율 ϵ_r , 스트립폭 w , 기판높이 h , 선간 간격 s 등에 따른 신호 펄스의 전파 및 누화 특성을 분석하였다.

II. 결합 마이크로스트립 선로의 우수 및 기수 모드 유효유전상수

마이크로스트립 선로는 현재 마이크로파 시스템의 기본소자로 매우 중요하고도 필수적인 역할을 하고 있다. 이러한 마이크로스트립 선로의 저주파수대 준정적(quasi-static)해석은 마이크로스트립 모드의 non-TEM 특성을 고려하지 않는다. 마이크로스트립 선로상에 펄스신호가 전송될 때 그 펄스 신호의 주파수 성분들은 수십~수백 GHz까지 광대역으로 존재하게 된다. 시간영역에서 펄스신호는 마이크로스트립 선로에 대해 주파수 영역에서 서로

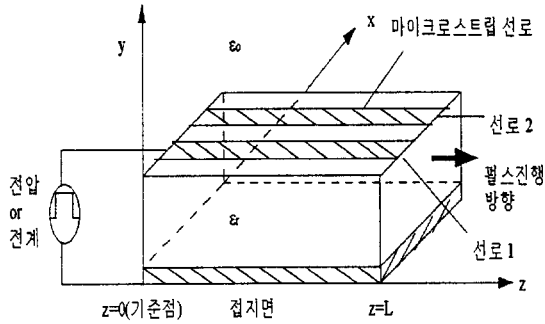


그림 1. 펄스 신호가 여기되는 결합마이크로스트립 선로 구조

Fig. 1. Geometry of coupled microstrip line excited by pulse signal.

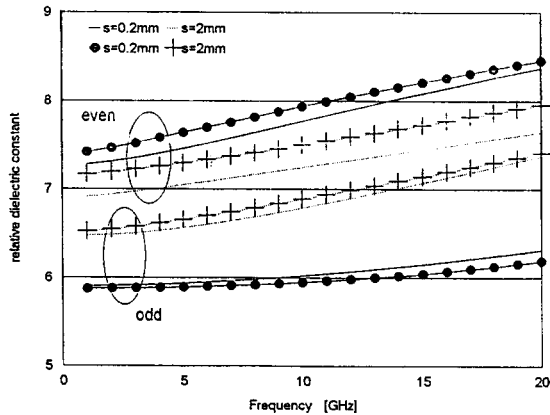


그림 2. Full wave와 Jansen의 근사식을 이용해 구한 결합마이크로스트립 선로의 상대유효유전율 값 비교

Fig. 2. Comparison of full wave solution and Jansen's approximation for relative dielectric constant of the coupled microstrip line. ($\epsilon_r=10.2$, $w=h=0.635$)

다른 주파수 성분들의 위상속도가 다르면 분산을 가져오게 된다. 또한 그림 1과 같이 결합 마이크로스트립 선로는 신호가 여기 되는 신호선과 신호선과 인접한 센서선(sense line)으로 구성된다. 이로 인해 결합 마이크로스트립 선로에 있어서 선간 간

격에 따라 결합 왜곡이 심하게 발생한다. 결합 마이크로스트립 선로의 분산 및 누화 특성은 기판 및 마이크로스트립 선로의 크기뿐만 아니라 주파수 의존성을 고려하여 우수 및 기수 모드 유효유전상수를 계산함으로써 정확히 해석될 수 있다.

본 논문에서 우수 및 기수 모드 유효유전상수는 Kirschning과 Jansen의 closed-form 근사식^{[8]-[10]}을 이용하여 계산되었으며, 이 모델의 유효성의 범위는 식 (1)과 같다.

$$0.1 \leq u \leq 10 \quad 0.1 \leq g \leq 10 \quad 1 \leq \epsilon_r \leq 18 \quad (1)$$

여기서, $u=w/h$ 는 정규화 스트립폭이고 $g=s/h$ 는 정규화 선간 간격이다.

그림 2에서는 $\epsilon_r=10.2$, $w/h=1$ ($w=0.635$ mm, $h=0.635$ mm)일 때 $s=0.2, 2$ mm에 대한 주파수에 따른 결합 마이크로스트립 선로의 우수 및 기수 모드 유효유전상수 변화를 비교하고 있다. 마크된 결과는 Kirschning과 Jansen의 closed-form 근사식을 이용하여 계산된 결과이며, 마크가 되지 않는 결과는 Spectral Domain 방법을 이용하여 구한 결과이다. 그림 2에서 두 결과의 차이는 최대 약 0.25로 두 결과는 거의 일치함을 알 수 있다.

Ⅲ. EMP 신호에 의한 결합 마이크로스트립 선로의 분산 및 누화 특성

전자기 펄스파형은 높은 주파수로 증가함에 따라 진폭은 감소하는 무한개의 정현파로 이루어져 있다. 마이크로스트립 선로상에서 위상속도는 주파수에 의존하기 때문에 펄스파형의 다른 주파수 성분들은 다른 위상속도로 전파하게 되며, 결국 마이크로스트립 선로의 종단점에서 펄스파형의 왜곡을 야기시킨다. 기하학적 구조상으로 볼 때 전자계가 도파로, 동축선로, 스트립선로에서는 하나의 매질에 한정되는 반면, 마이크로스트립 선로는 필드가 부분적으로는 공기중에 있고, 부분적으로 유전체에 존재하도록 되어 있다. 이러한 선로 구조에서 공기

와 유전체의 경계면에서는 순수한 TEM 모드외에 고차모드가 발생하게 된다. 그러므로 위상상수는 주파수의 선형함수가 아니며 선로의 분산특성으로 인해 파형의 분산을 야기시킨다. 또한 아주 작은 펄스폭을 갖는 EMP 신호에 대해 결합 마이크로스트립 선로와 같이 밀집되게 위치한 스트립 도체는 고유 주파수 분산과 전파 감쇄에 더하여 신호 펄스의 결합 왜곡을 일으키며, 이웃하는 선로에 예기치 않은 누화(crosstalk)를 발생시킨다.

본 논문에서는 결합 마이크로스트립 선로에서 가우시안(Gaussian) 펄스, 구형(square) 펄스, 사다리꼴 펄스, RF 펄스와 같은 EMP 신호의 분산 및 누화 특성을 고찰하기 위해서 앞에서 언급한 우수 및 기수 모드 유효유전상수에 대한 Kirschning과 Jansen의 closed-form 근사식과 해석적 방법을 결합하였다.

그림 2와 같은 결합 마이크로스트립 선로의 응답을 분석하기위해 입력 신호를 우수 모드와 기수 모드로 나누어 생각한다. 우수 모드에서는 원신호의 진폭이 절반이고 동상인 두 신호를 각각의 마이크로스트립 선로에 급전시키는 반면에 기수 모드에서는 같은 두 신호를 180°의 위상 차이로 급전시켜준다. 이 때 선로 1의 입력 신호에 대해 선로 1과 2의 응답은 식 (2)와 같이 나타낼 수 있다.^[3]

$$v_1(t, L) = \frac{1}{2} [v_e(t, L) + v_o(t, L)] \quad (2a)$$

$$v_2(t, L) = \frac{1}{2} [v_e(t, L) - v_o(t, L)] \quad (2b)$$

여기서 $v_e(t, L)$ 와 $v_o(t, L)$ 는 각각 입력 신호에 대한 선로 1의 우수 및 기수 모드 응답이며, 식 (3)과 같이 나타낸다.

$$v_e(t, L) = \int_{-\infty}^{\infty} V(f, z=0) e^{+j[2\pi ft - \beta_e(f)L]} df \quad (3a)$$

$$v_o(t, L) = \int_{-\infty}^{\infty} V(f, z=0) e^{+j[2\pi ft - \beta_o(f)L]} df \quad (3b)$$

본 논문에서 주파수에 의존하는 감쇄상수 $\alpha(f)$ 는 무시된다고 가정하였으며, 위상상수 β_e 와 β_o 는 앞에서 구한 유효유전율에 의해 구할 수 있다.

식 (3)에서 적분구간은 $-\infty < f < \infty$ 이지만 어떤 주파수 f_L 이상에서 적분값은 무시될 수 있다. 그래서 펄스폭이 넓은 신호는 낮은 f_L 을 갖게 되며, 아주 폭이 좁은 펄스는 높은 주파수 성분을 갖으며 더 높은 f_L 을 필요로 한다. 만일 τ 가 펄스폭이라면 그때, f_L 은 식 (4)와 같이 표현된다.

$$f_L = \zeta / \tau \quad (4)$$

여기서, ζ 는 파형에 따른 상수이며 적분의 수렴

표 1. 여러 펄스신호 식과 이들의 Fourier 변환식

Table 1. Equations of various pulses and their Fourier Transformed equations.

펄스 형태	시간 영역 수식	Fourier 변환 수식
Gaussian 펄스	$f(t) = A \exp(-a^2 t^2)$	$F(f) = \frac{A\sqrt{\pi}}{a} \exp(-(2\pi f)^2 / 4a^2)$
구형 펄스	$f(t) = \begin{cases} A, & -L \leq t \leq L \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases}$	$F(f) = 2A \frac{\sin(2\pi fL)}{2\pi f}$
사다리꼴 펄스	참고문헌 [7]의 식 (5) 참조	참고문헌 [7]의 식 (6) 참조
RF 펄스	$f(t) = \begin{cases} A \cos \omega_0 t, & -L \leq t \leq L \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases}$	$F(f) = A \left[\frac{\sin[L(\omega - \omega_0)]}{(\omega - \omega_0)} + \frac{\sin[L(\omega + \omega_0)]}{(\omega + \omega_0)} \right]$

도를 고려하여 선택해야만 한다.

식 (3)의 변환식 $V(f, z=0)$ 는 가우시안, 구형, 사다리꼴 펄스, 그리고 이러한 펄스에 의해 변조된 임의의 RF 펄스와 같은 많은 일반 파형에 대해 쉽게 얻어진다. 또한 좀 더 복잡한 파형의 변환은 이러한 기본 파형을 이용하여 만들어질 수 있다.

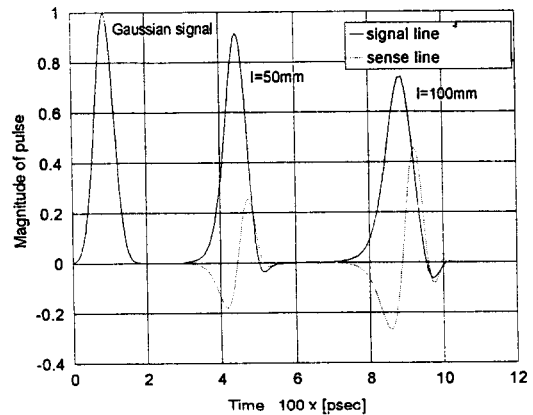
주파수 의존 위상상수 $\beta_s(f)$ 과 $\beta_o(f)$ 의 복잡성이 closed-form의 적분계산을 어렵게 한다. 이러한 적분 계산을 하는데는 크게 3가지로 분류할 수 있다. 첫째는 가장 직접적인 방법인 수치적분법이고, 둘째는 적분식의 전체 적분구간에 대해 근사화하는 테일러 급수 전개(Taylor series expansion) 방법이다.^[3] 이 방법은 수치적분법에 비해 계산시간이 덜 걸리는 장점은 있지만 정확도면에서는 떨어진다. 셋째는 식 (4)의 적분구간에 대해 어떤 정지위상점을 갖는 f_s 를 찾아 수식을 재배열함으로써 적분을 수행하는 정지위상법(The method of stationary phase)이다.^[3] 이는 펄스가 선로를 따라 진행해 갈 때 거리 L에 대한 정지위상점은 어떤 시간창에 대해서만 알 수 있으며, 시간창은 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 이용하였다.

IV. 수치계산 결과 및 고찰

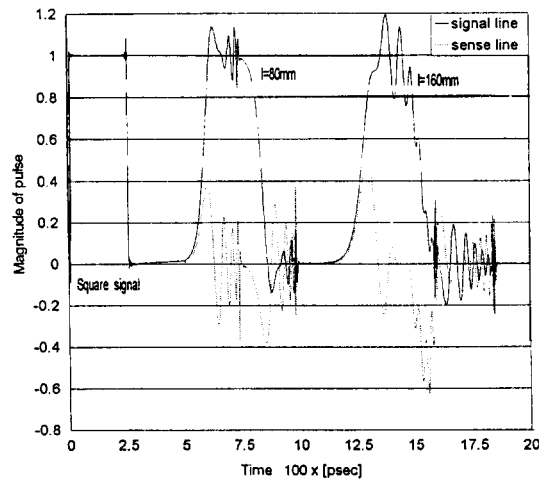
분산된 펄스신호를 정확히 계산하기 위해서는 식 (3)의 적분 구간을 결정하는 ξ 를 펄스 형태에 따라 다르게 정해야 한다. 적분 구간은 계산 결과의 정확성과 계산시간에 큰 영향을 미치기 때문에 펄스 신호의 주파수 성분에 따라 결정하여야 한다. 즉 고주파 성분이 많은 구형 펄스인 경우 적분구간은 크게 해야되며 구형 펄스에 비해 상대적으로 고주파 성분이 적은 가우시안 펄스에 대해서는 적분 구간을 작게해야 한다. 본 논문에서는 펄스폭 τ 이 30 psec 인 가우시안 펄스인 경우 ξ 를 30으로 정하여 적분

구간은 $-10^{12} \sim 10^{12}$ [Hz]되도록 했으며, 구형 펄스, RF펄스는 ξ 를 500 그리고 사다리꼴 펄스에 대해서는 $\xi=300$ 으로 하였다.

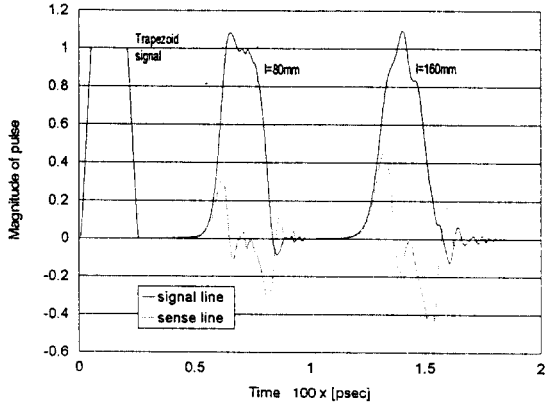
그림 3은 결합 마이크로스트립 선로의 거리에 따른 여러 형태 펄스에 대한 전송특성을 구한 결과이다. 시간축상에서 분산이 커지고, 이에 따른 진폭도 낮아짐을 알 수 있다. 또한 그림 3(b)의 구형 펄스 신호의 앞쪽과 뒤쪽의 가장자리에서 스파크를 볼 수 있는데, 이러한 스파크는 기생적이며 Fourier 변환과 관련되는 Gibbs 현상의 결과이다. 이러한 현상은 구형펄스와 유사한 RF와 사다리꼴 펄스에도 나타남을 알 수 있다. 그림 3(a)의 가우시안 펄스신호와 비교할 때 더 높은 주파수 성분을 갖는 구



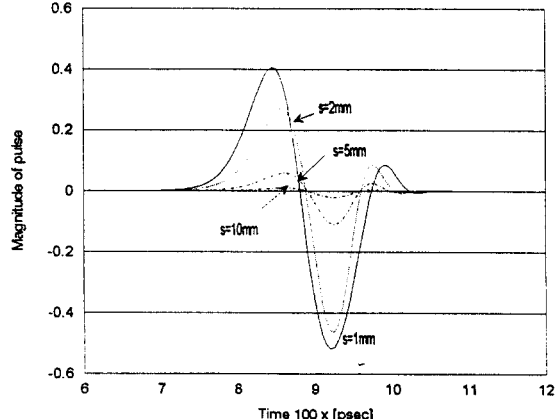
a. 가우시안 펄스 ($\tau=30$ psec)



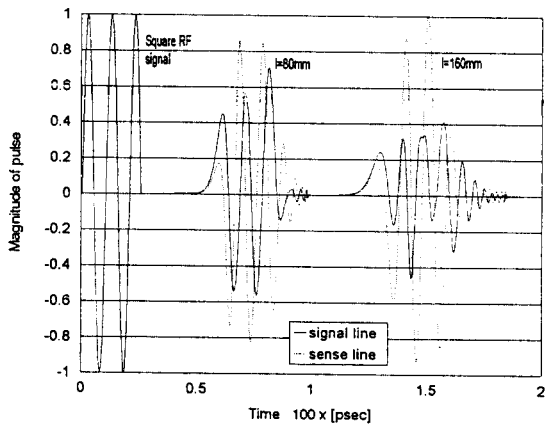
b. 구형 펄스 ($\tau=250$ psec)



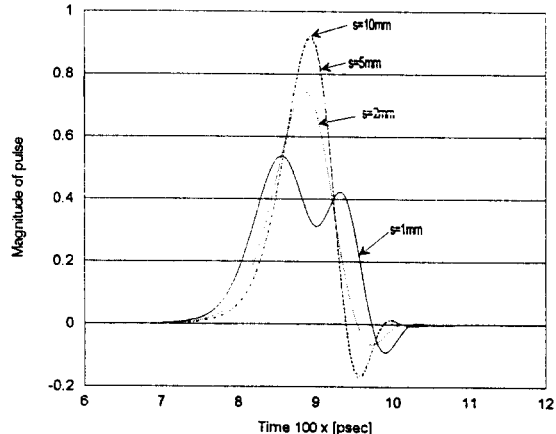
c. 사다리꼴 펄스 ($\tau=250\text{psec}$)



(a) signal line



d. RF 펄스 ($\tau=250\text{psec}$)



(b) sense line

그림 3. 거리에 따른 여러 형태 펄스에 대한 전송특성
 Fig. 3. Propagation characteristics versus distance for various shaped pulses.
 ($\epsilon_r=10.2$, $w=h=0.635$ mm)

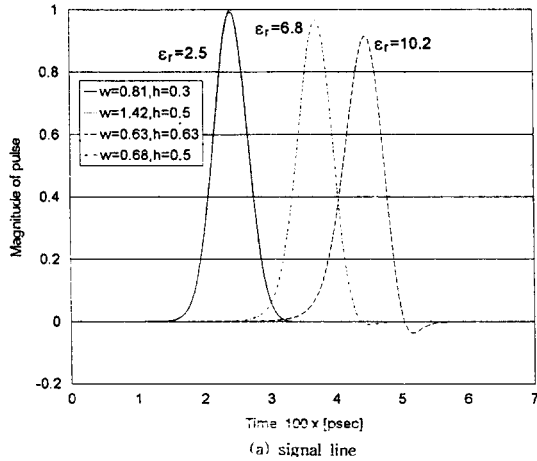
형 형태 펄스의 대표적 현상이다. 구형 펄스신호는 광대역의 주파수 성분을 갖기 때문에 가우시안 펄스에 비해 분산이 더 일어남을 알 수 있다.

그림 4에서는 펄스폭 $\tau=30$ ps, 거리 $L=10$ cm 일 때 선로간의 간격 s 에 대한 가우시안 펄스신호의 분산을 비교하였다. 사용 기판은 $\epsilon_r=10.2$ 이고 선로는 50Ω ($w=h=0.635$ mm)이 되도록 하였다. s 가 5 mm 이상 인 경우에는 선로간의 결합이 거의

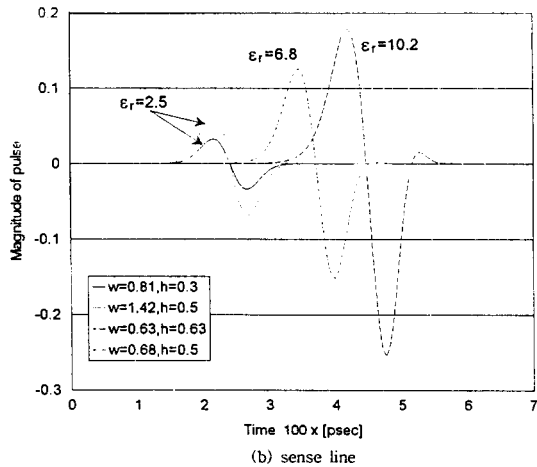
그림 4. 거리 10 cm에서 s에 따른 분산된 펄스 비교
 Fig. 4. Comparison of dispersed pulse for different s at $L=10$ cm.

없어지기 때문에 누화 현상이 없어짐을 알 수 있다. s 가 1 mm인 경우 선로간의 결합이 커 원래의 신호 모양이 심하게 왜곡됨을 알 수 있다.

그림 5는 기판의 유전율에 따른 가우시안 펄스의 분산 특성을 구한 것이다. 기판의 비유전율이 2.5, 6.8 및 10.2는 각각 duroid형 매질, beryllium oxide, alumina매질로 일반적으로 많이 사용되고 있는 기판이다. 각 기판에 대해 50Ω 선로가 되도록 기판의 폭을 결정하였다. 비유전율이 크면 클수록



(a) signal line

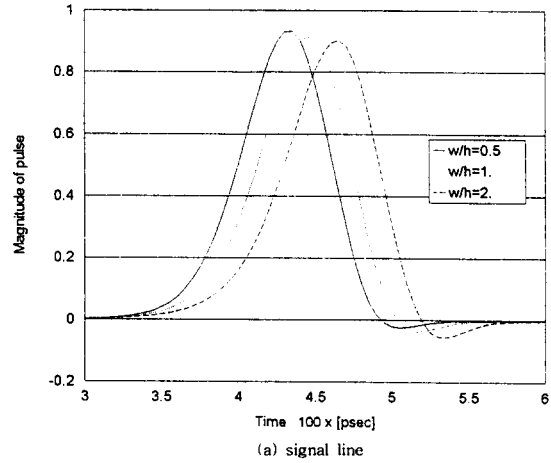


(b) sense line

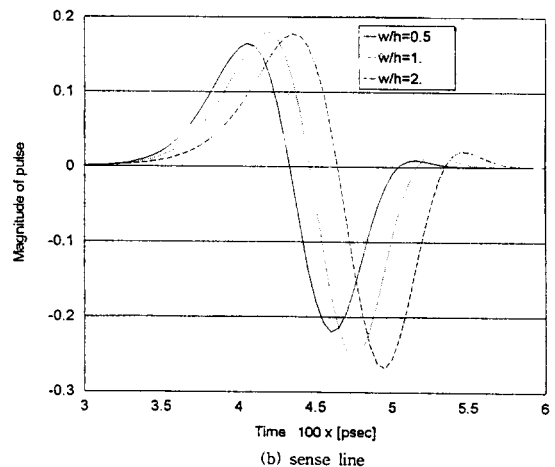
그림 5. 거리 10 cm에서 기판의 비유전율(ϵ_r)에 따른 분산된 펄스 비교.
 Fig. 5. Comparison of dispersed pulse for different relative dielectric constant of substrate at $L=10$ cm.

분산이 커짐을 알 수 있으며, 위상속도가 낮아져 같은 거리를 전송하는 시간이 비유전율이 낮은 것에 비해 많이 걸림을 알 수 있다. 또한 유전율이 2.5인 경우 기판의 두께를 달리하여 구한 결과 두께에 대한 분산은 거의 일어나지 않음을 알 수 있었다.

그림 6는 비유전율이 10.2이고 두께가 0.635 mm 인 선로상에서 w/h 비에 대한 가우시안 펄스 신호



(a) signal line



(b) sense line

그림 6. 거리 10 cm에서 w/h 에 따른 분산된 펄스 비교.
 Fig. 6. Comparison of dispersed pulse for different w/h at $L=10$ cm.

의 분산을 비교한 결과이다. w/h 비에 따른 분산 특성은 전반적으로 큰 차이가 없으나 유효유전율의 변화와 위상속도차로 인한 시간 축상의 차이를 보이고 있다.

그림 1에서 결합 마이크로스트립 선로의 주파수에 따른 유효유전상수의 변화는 분산왜곡을 야기시키며, 어떤 주어진 주파수 대역에서 ϵ_{eff} 와 ϵ_{eff} 의 차이는 결합왜곡을 야기시킨다. 아주 높은 주파수에

서 ϵ_{eff_c} 와 ϵ_{eff_o} 는 같은 한계값인 ϵ_r 에 근접하므로 아주 높은 주파수에서 결합왜곡은 덜 중요하게 된다. 선로들 사이의 전기적 거리는 주파수가 증가함에 따라 더욱 멀어지며 아주 높은 주파수에서는 크게 멀리 격리되어 있는 것처럼 보인다. 이러한 구조에 대한 ϵ_{eff_c} 와 ϵ_{eff_o} 의 아주 큰 차이는 낮은 주파수에서 나타난다. 그래서 낮은 주파수 성분을 갖는 펄스(펄스폭이 큰 경우, 상승시간이 긴 경우)는 낮은 주파수에서 유효유전상수 ϵ_{eff} 에 기인한 분산왜곡은 작지만, 낮은 주파수에서 ϵ_{eff_c} 와 ϵ_{eff_o} 의 큰 차이에 기인한 결합왜곡에는 매우 민감하다.

V. 결 론

결합마이크로스트립 선로에서 여러형태의 펄스 신호(가우시안 펄스, 구형 펄스, 사다리꼴 펄스, RF펄스)의 전파특성을 해석하였다. 또한 결합마이크로스트립 선로의 기하학적 구조(비유전율 ϵ_r , 기판두께 h , 스트립폭 w , 선로간의 간격 s)와 펄스폭 τ 등이 분산에 미치는 영향도 분석하였다.

여러 형태의 펄스에 대한 누화 및 왜곡을 계산한 결과, 아주 높은 주파수에서 결합 마이크로스트립 선로의 ϵ_{eff_c} 와 ϵ_{eff_o} 는 같은 한계값인 ϵ_r 에 근접하므로 아주 높은 주파수에서 결합왜곡은 덜 중요하게 된다. 펄스폭이 큰 경우나 상승 또는 하강시간이 긴 경우의 펄스오 같이 낮은 주파수 성분을 갖는 펄스는 낮은 주파수에서 유효유전상수에 기인한 분산왜곡은 적지만, 낮은 주파수에서는 ϵ_{eff_c} 와 ϵ_{eff_o} 의 차이가 높은 주파수에 비해 크기 때문에 이로 인한 왜곡은 상대적으로 크게 일어난다. 선로간 간격은 다른 파라미터에 비해 결합 마이크로스트립 선로에서의 펄스왜곡에 큰 영향을 주는 것을 확인하였다. 즉 결합 마이크로스트립 선로에서는 우수 및 기수 모드의 왜곡 영향을 줄이기 위해서 스트립 간격이 넓어야 한다. 그러나 회로의 크기를 작게하기 위해서는 그 간격은 가능한한 좁아야 한다. 그래서 회로 설계시 가능한한 좁고 우수 및 기수 모드 왜곡(신호선상의 펄스의 진폭 감쇄, 감지선상의 원하지 않는 응

답의 진폭, 시간축상의 펄스 분산량) 영향을 고려한 적당한 선간간격을 선택해야만 한다.

참 고 문 헌

- [1] T. Itoh, "Overview of quasi-planar transmission lines," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-37, no. 2, pp. 275-280, Feb. 1989.
- [2] K. C. Gupta, et al., *Microstrip Lines and Slotlines(2nd ed.)*, Artech House, Boston London, 1996.
- [3] R. L. Veghte and C. A. Balanis, "Dispersion of transient signals in microstrip transmission lines", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-34, no. 12, pp. 1427-1436, Dec. 1986.
- [4] J. P. K. Gilb and C. A. Balanis, "Transient analysis of distortion and coupling in lossy coupled microstrips", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-38, no. 12, pp. 1894-1898, Dec. 1990.
- [5] J. P. K. Gilb and C. A. Balanis, "Asymmetric, multi-conductor low-coupling structures for high-density digital interconnects", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-39, no. 12, pp. 2100-2106, Dec. 1991.
- [6] Yongxi Qian and Eikichi Yamashita, "Characterization of Picosecond Pulse Crosstalk Between Coupled Microstrip Lines with Arbitrary Conductor Width," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* vol. MTT-41, no. 6/7, pp. 1011-1016, June / July. 1993.
- [7] P. Pramanick and R. R. Mansour, "Dispersion Characteristics of Square Pulse with Finite Rise Time in Single, Tapered,

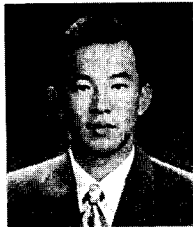
and Coupled Microstrip Lines," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-39, no. 12, pp. 2117-2122, Dec. 1991.

[8] M. Kirschning and R. H. Jansen, "Accurate Wide-Range Design Equations for the Frequency-Dependent Characteristic of Parallel Coupled Microstrip Lines," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-32, no. 1, pp.83-90. Jan. 1984.

[9] M. Kirschning and R. H. Jansen, "Accurate model for effective dielectric constant of microstrip with validity up to millimeterwave frequencies," *Electron Lett.*, vol. 18, no. 6, pp. 272-273, Mar. 1982.

[10] H. A. Atwater, "Tests of microstrip dispersion formulas," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-36, no. 3, pp. 619-621, Mar. 1988.

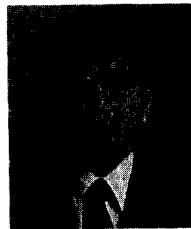
박 순 근



1995년 2월 : 충북대학교 정보통신공학과(공학사)
 1995년 2월~현재 : 충북대학교 정보통신공학과 대학원 석사과정
 1996년 12월~현재 : MBC 중앙방송국

[주 관심분야] 전자파 해석, 전파전파, EMI/EMC

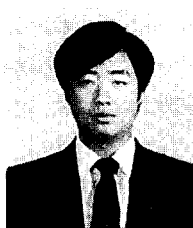
김 남



1981년 2월 : 연세대학교 전자공학과(공학사)
 1983년 2월 : 연세대학교 대학원 전자공학과(공학석사)
 1988년 8월 : 연세대학교 대학원 전자공학과(공학박사)

1992년 8월~1993년 8월 : 미 Stanford대학 방문교수
 1989년 2월~현재 : 충북대학교 정보통신공학과 부교수
 [주 관심분야] 전자파 해석, 전파전파, 적응배열 안테나, EMI/EMC

이 승 업



1986년 2월 : 연세대학교 전자공학과(공학사)
 1988년 2월 : 연세대학교 전자공학과 본대학원(공학석사)
 1993년 8월 : 연세대학교 전자공학과 본대학원(공학박사)

1993년 9월~현재 : 여수수산대학교 전자통신공학과(조교수)
 [주 관심분야] 안테나 및 마이크로파 소자, 특히 광을 이용한 마이크로파 소자제어

장 우 현



1959년 8월 8일생
 1982년 2월 : 중앙대학교 컴퓨터공학과(공학사)
 1991년 2월 : 중앙대학교 컴퓨터공학과(공학석사)
 1991년 8월 : 정보관리기술사

1996년 8월~현재 : 대전대학교 컴퓨터공학과 박사과정 재학중
 1982년~현재 : 한국전자통신연구원(정보통신표준연구센터 근무)
 [주관심분야] SW 공학, 분산시스템