

구형 및 가우시안 펄스신호의 마이크로스트립 선로상 전파특성 해석

Propagation Characteristic Analysis of Square and Gaussian Pulse Signals on the Microstrip Line

박순근* · 김 남* · 이승엽** · 최중현***

Sun Kuen Park* · Nam Kim* · Sung Yup Rhee** · Jung Hyun Choi***

요 약

펄스가 갖는 주파수 범위, 정확도 및 마이크로스트립 선로의 기하구조 등을 고려한 가장 믿음만한 기존의 모델을 이용하여 마이크로스트립 선로상의 가우시안 및 구형 펄스신호의 전파특성을 해석하였다. 펄스신호의 시간영역의 응답을 보기위하여 비교적 정확성을 갖고 시뮬레이션하기에 편리한 수치적분법을 이용하였으며, 마이크로스트립 선로의 비유전율 ϵ_r , 기판두께 h , 스트립폭 w 그리고 신호 펄스의 펄스폭 τ 등이 분산에 미치는 영향을 분석하였다. 그 결과 비유전율과 w/h 비가 작을수록 펄스신호의 분산에 유리하며, 작은 대역폭을 갖는 펄스신호가 분산이 적게 일어난다. 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 square and Gaussian pulse signals on the microstrip line are investigated by using proper conventional models to meet the frequency range of a pulse, accuracy, and geometrical requirements of the microstrip line. Numerical integration technique which has its accuracy and is easily simulated, is used to obtain the time domain response of pulse signals. The dispersion of pulse signals is analyzed regarding to the 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 small relative permittivity and small rationale of w/h are advantageous for the dispersion of the pulse signals, and that pulse signals with small bandwidth cause smaller dispersion. 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.)

***전파연구소(Radio Research Lab.)

「본 논문은 '96년 전파연구소의 연구비 지원에 의한 것임.」

· 논문번호 : 96-4-045

· 접수일자 : 1996년 9월 7일

I. 서 론

최근에 이동통신과 위성통신 등 무선통신기술의 발전으로 사용 주파수 대역이 마이크로파 이상으로 높아짐에 따라, 밀리미터파(millimeterwave)와 서브밀리미터파(submillimeterwave)의 주파수 대역에서 사용되는 무선통신회로에 대한 연구는 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 증가되면서 MIC(Microwave Integrated Circuit) 및 MMIC(Monolithic Microwave Integrated Circuit)의 응용이 증가하고 있다[1],[2].

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 공기와 유전체의 경계면에서는 순수한 TEM 모드 외에 고차모드가 발생하게 된다. 그러므로 위상상수는 주파수의 선형함수가 아니며 선로의 분산특성으로 인해 파형의 분산을 야기시킨다[3],[4].

낮은 주파수에서 파의 전파는 TEM으로 근사화되고 분산은 실제적으로 거의 무시할 수 있다. 그러나 높은 주파수 성분을 갖는 펄스형태의 신호는 펄스의 고차 고조파 성분이 저차 고조파 성분보다 더 느린 속도로 진행하기 때문에 분산될 수 있다. 이러한 분산특성에 있어서 유효유전상수 ϵ_{eff} 는 주파수 f , 스트립폭 w , 기판두께 h , 비유전율 ϵ_r 의 함수이

다[3],[4].

Veghte와 Balanis[5]는 마이크로스트립 모드의 non-TEM(TE와 TM 모드) 특성을 고려하여 구해진 기존의 closed-form 유효유전상수 근사 모델 중 Pramanick와 Bhartia[6]의 모델을 이용하여 마이크로스트립 선로의 고정된 기하구조에 대해 펄스신호의 분산 현상만을 보여주었으며, 본 논문에서는 Atwater[7]에 의해 이들 모델들 중 가장 정확함이 확인된 Kirschning와 Jansen[8]의 모델을 이용하여 마이크로스트립 선로상에서 구형(square)과 가우시안(Gaussian) 펄스신호가 진행해 갈 때 스트립폭, 기판높이 및 비유전율 그리고 특히, 펄스폭 변화에 따른 신호 펄스의 전파특성을 분석하였다.

II. 주파수에 따른 유효유전상수 변화

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[9]. 마이크로스트립 선로상에 펄스신호가 전송될 때 그 펄스신호의 주파수 성분들은 수십~수백 GHz까지 광대역으로 존재하게 된다. 시간영역에서 펄스신호는 어떤 전송선로에 대해 주파수 영역에서 서로 다른 주파수 성분들의 위상속도가 다르면 분산을 가져오게 되는데, 마이크로스트립 선로의 분산효과는 기판 및 마이크로스트립 선로의 크기 뿐만 아니라 주파수 의존성을 고려하여 유효유전상수 $\epsilon_{eff}(f)$ 를 계산함으로써 정확히 해석될 수 있다[5].

마이크로스트립 선로의 $\epsilon_{eff}(f)$ 를 결정하는데는 많은 방법들이 이용되어져 왔으며, 이들 중 대부분이 이미 그 정확함이 알려져 있는 스펙트럴 영역법[10] 혹은 횡전류분포법[11]과 같은 full-wave 해를 이용한다. 그러나 이러한 방법들은 복잡한 프로그램을 요구하고 또한 계산하는데 시간이 많이 걸리고 CAD(Computer-Aided Design)에 유용한 closed-form 해를 제공하지 않는다. $\epsilon_{eff}(f)$ 를 계산

함에 있어서 비록 full-wave 해석처럼 정확하지는 않지만 물리적 이해와 아주 간단한 closed-form 수식을 제공하는 방법이 2가지 있다. 첫째는 결합모드(TEM, TE, TM 모드) 모델이고, 둘째는 LSE (Longitudinal Section Electric) 모델이다[5].

결합모드에 의한 $\epsilon_{eff}(f)$ 결과는 Schneider[12] (TEM/TE), Carlin[13](TE/TM), Kobayashi [14](TEM/TM), Pramanick과 Bhartia[6](TEM/TE), 그리고 Yamashita[15](TE모드를 이용한 curve-fitting)에 의해 연구되어 졌다. LSE 모델을 이용하여 Getsinger[16]는 주파수 의존 유효유전상수를 산출하였고, LSE 모델의 정확도를 높이기 위해 Kirschning와 Jansen[8]은 full-wa-

ve와 curve-fitting을 이용하였다.

〈표 1〉에서는 유효유전상수 $\epsilon_{eff}(f)$ 에 대한 본 논문에서 선택한 closed-form 수식들을 보여주고 있으며, 이들 수식의 대수적 형태는 비교를 위해 원래의 형태에서 조금 수정되었다. 그리고 $\epsilon_{eff}(0)$ 는 영주파수 혹은 quasi-TEM의 유효유전상수이며, ϵ_r 은 기판의 비유전율, h는 기판두께, w는 스트립폭, Z_0 는 선로의 특성임피던스, f는 주파수, c는 빛의 속도를 나타낸다.

Atwater는 〈표 1〉의 근사 모델들과 실험치를 비교 분석하였으며, Kirschning와 Jansen의 모델의 오차가 2.3%로 Veghte와 Balanis가 이용한 모델의 오차 2.5%보다 0.2% 낮은 값으로 가장 정확한

〈표 1〉 유효유전상수 $\epsilon_{eff}(f)$ 에 대한 closed-form 수식 비교

	closed-form 수식	비 고
1. M. V. Schneider	$\epsilon_{eff}(f) = \epsilon_{eff}(0) \left(\frac{1 + f_{n1}^2}{1 + K_1 f_{n1}^2} \right)^2$	$K_1 = \sqrt{\epsilon_{eff}(0) / \epsilon_r}$ $f_{n1} = (4hf/c) \sqrt{\epsilon_r - 1}$
2. M. Kobayashi	$\epsilon_{eff}(f) = \epsilon_{eff}(0) \left(\frac{1 + f_{n2}^2}{1 + K_2 f_{n2}^2} \right)^2$	$K_2 = \sqrt{\epsilon_{eff}(0) / \epsilon_r}$ $f_{n2} = (2\pi hf/c) \left(1 + \frac{w}{h} \right) \cdot \sqrt{\epsilon_r - \epsilon_{eff}(0)} / D$ $D = \tan^{-1} \left(\epsilon_r \sqrt{\frac{\epsilon_{eff}(0) - 1}{\epsilon_r - \epsilon_{eff}(0)}} \right)$
3. Kirschning-Jansen	$\epsilon_{eff}(f) = \epsilon_{eff}(0) \frac{1 + K_3 P}{1 + P}$	$K_3 = \epsilon_r / \epsilon_{eff}(0)$ $P = P_1 P_2 [(0.1844 + P_3 P_4) 10 \cdot F]^{1.5763}$ $P_1 = 0.27488 + [0.6315 + 0.525 / (1 + 0.157F)^{20}] (w/h) - 0.065683 \exp(-8.7513(w/h))$ $P_2 = 0.93622 [1 - \exp(-0.0344 \epsilon_r)]$ $P_3 = 0.0963 \exp(-4.6(w/h)) \times [1 - \exp(-(F/3.87)^{4.97})]$ $P_4 = 1 + 2.751 [1 - \exp(-(\epsilon_r / 15.916)^8)]$ $F = fh \text{ (GHz-cm)}$
4. Pramanick-Bhartia	$\epsilon_{eff}(f) = \epsilon_{eff}(0) \frac{1 + f_{n4}^2}{1 + K_4 f_{n4}^2}$	$K_4 = \epsilon_{eff}(0) / \epsilon_r$ $f_{n4} = 2\mu_0 hf / Z_0$

모델임을 보여주었다.[7]

III. 펄스신호에 의한 마이크로스트립 선로의 분산특성

낮은 주파수에서 파의 전파는 TEM으로 근사화 되고 분산은 실제적으로 거의 무시할 수 있다. 그러나 높은 주파수 성분을 갖는 펄스파형은 펄스의 고차 고조파 성분이 저차 고조파 성분보다 더 느린 속도로 진행하기 때문에 분산될 수 있다. 본 논문에서는 마이크로스트립 선로에서 구형(square)과 가우시안(Gaussian) 펄스파형의 분산 효과를 고찰하기 위해서 앞에서 가장 정확함이 확인된 유효유전상수 $\epsilon_{eff}(f)$ 에 대한 Kirschning-Jansen의 closed-form 수식과 해석적 방법을 결합하였다.

[그림 1]에서 마이크로스트립 선로의 기준점 $z=0$ 에서 전압 혹은 전계는 다음과 같이 표현된다.

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

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

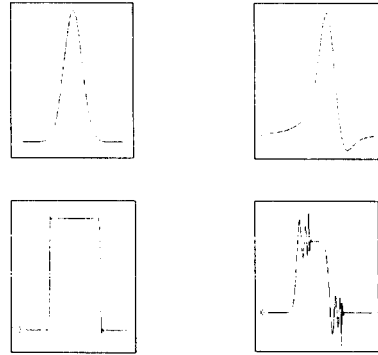
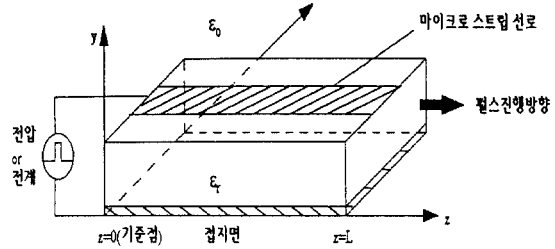
여기서, $v(t)$ 와 $V(f)$ 는 Fourier 변환쌍을 이룬다. 구형펄스와 같은 어떤 과도신호에 대해서는 구간 $-T/2 \leq t \leq T/2$ 에서 펄스폭을 정의하고 신호는 짧은 시간 간격내로 제한한다. 가우시안 펄스의 경우에 그 응답을 완전히 특성짓기 위해서는 $-\infty < t < \infty$ 의 시간 간격이 요구된다.

거리 L 에서 주파수 영역의 펄스신호는 식(3)과 같이 되며, 주파수에 의존하는 전파상수는 식(4)와 같다.

$$V(f, z=L) = V(f, z=0) e^{-r(f)L} \quad (3)$$

$$r(f) = \alpha(f) + j\beta(f) \quad (4)$$

여기서 $\alpha(f)$ 와 $\beta(f)$ 는 각각 감쇄상수와 위상상수가



(a) $z=0$ 에서 펄스신호

(b) $z=L$ 에서 펄스신호

[그림 1] 마이크로스트립 선로상의 전압 또는 전계 분포.

다. 본 논문에서 주파수에 의존하는 감쇄상수 $\alpha(f)$ 는 무시된다고 가정하면, 식(3)은 식(5)로 다시 표현된다.

$$V(f, z=L) = V(f, z=0) e^{-j\beta(f)L} \quad (5)$$

식(5)에 Fourier 역변환을 취하면 $z=L$ 에서 펄스의 시간영역 응답을 알 수 있으며 식(6)과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} v(t, L) &= \int_{-\infty}^{\infty} V(f, z=L) e^{+j2\pi ft} df \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} V(f, z=0) e^{+j[2\pi ft - \beta(f)L]} df \end{aligned} \quad (6)$$

손실이 없는 선로에 대해 위상상수 $\beta(f)$ 는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\beta(f) = 2\pi f \sqrt{\mu \epsilon(f)} = \frac{2\pi f}{c} \sqrt{\epsilon_{eff}(f)} \quad (7)$$

$v(t, 0)$ 의 변환 식 $V(f, z=0)$ 는 구형, 가우시안, 삼각 dc 펄스, 그리고 이러한 펄스에 의해 변조된 임의의 RF파와 같은 많은 일반 파형에 대해 쉽게 얻어진다[17]. 또한 좀 더 복잡한 파형의 변환은 이러한 기본 파형을 이용하여 만들어질 수 있다.

시간영역 표기인 식(8)의 가우시안 펄스의 Fourier 변환은 식(9)로 주어진다.

$$f(t) = A \exp(-a^2 t^2) \quad (8)$$

$$F(f) = \frac{A\sqrt{\pi}}{a} \exp(-(2\pi f)^2 / 4a^2) \quad (9)$$

여기서 $2/a$ 는 3-dB 펄스폭이고 A 는 시간영역에서 펄스의 진폭이다.

구형 펄스에 대한 시간영역 수식은 식(10)과 같으며, 이 식의 Fourier 변환은 식(11)과 같다.

$$f(t) = \begin{cases} A, & -L \leq t \leq L \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (10)$$

$$F(f) = 2A \frac{\sin(2\pi fL)}{2\pi f} \quad (11)$$

여기서 $2L$ 은 펄스폭이고 A 는 펄스의 진폭이다.

주파수 의존 위상상수 $\beta(f)$ 의 복잡성이 closed-form의 적분계산을 어렵게 한다. 이러한 적분 계산을 하는 데는 크게 3가지로 분류할 수 있다. 첫째는 가장 직접적인 방법인 수치적분법이고, 둘째는 적분식의 전체 적분구간에 대해 근사화하는 테일러 급수 전개(Taylor series expansion) 방법이다 [18],[19]. 이 방법은 수치적분법에 비해 계산시간이 덜 걸리는 장점이 있지만 정확도면에서는 떨어

진다. 세제는 식(6)의 적분구간에 대해 어떤 정지 위상점을 갖는 f_s 를 찾아 수식을 재배열함으로써 적분을 수행하는 정지위상법(The method of stationary phase)이다[20]. 이는 펄스가 선로를 따라 진행해 갈 때 거리 L 에 대한 정지위상점은 어떤 시간차에 대해서만 알 수 있으며, 시간차는 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.

식(6)에서 적분구간은 $-\infty < f < \infty$ 이지만 어떤 주파수 f_L 이상에서 적분값은 무시될 수 있다. 아주 폭이 좁은 펄스는 높은 주파수 성분을 갖으며 더 높은 f_L 을 필요로 하며, 만일 τ 이 펄스폭이라면 그 때,

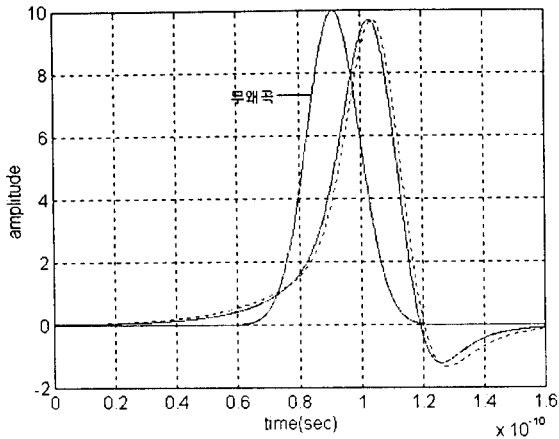
$$f_L = \xi / \tau \quad (12)$$

이다. 여기서, ξ 는 파형에 따른 상수이며 따라서 식(6)은 식(13)과 같이 다시 표현될 수 있고, 적분의 수렴도를 고려하여 적당한 ξ 를 선택해야만 한다. 그래서 가우시안 펄스신호의 경우 식(12)에 대한 $\tau = 10$ ps이고 $\xi = 20$ 일 때, $f_L = 20 / (10 \cdot 10^{-12}) = 2 \cdot 10^{12}$ 이며, 적분구간이 $-2 \cdot 10^{12} \sim 2 \cdot 10^{12}$ 이 되므로 충분히 수렴하게 되며, 펄스폭에 무관하게 $\xi = 20$ 이면 적당하다. 또한 빠른 상승시간(높은 주파수 성분)을 갖는 구형 펄스신호에 대해 ξ 를 약 500정도로 하면 적당하다.

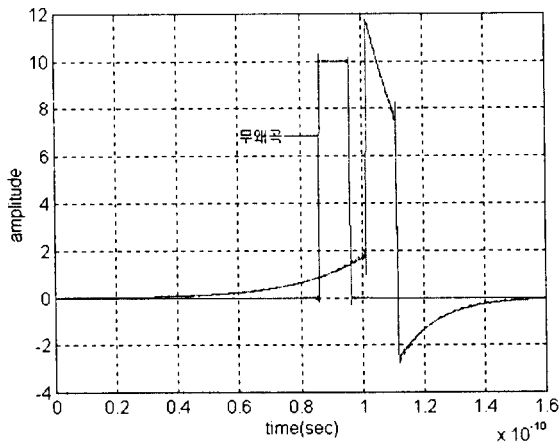
$$v(t, L) = \int_{-\xi/\tau}^{\xi/\tau} V(f, z=0) e^{i[2\pi f t - \beta(f)L]} df \quad (13)$$

IV. 수치계산 결과 및 고찰

마이크로스트립 선로에 대한 선택될만한 가능한 분산모델이 많이 존재하지만 높은 주파수(20 GHz 이상)에서 마이크로스트립 선로에 대한 주파수에



(a) 가우시안 펄스신호



(b) 구형 펄스신호

[그림 2] Kirschning-Jansen과 Pramanick-Bhartia 모델의 분산 비교

($\epsilon_r=10.2$, $w/h=2.5$, $\tau=10ps$, 실선-Kirschning 모델, 점선 Pramanick 모델)

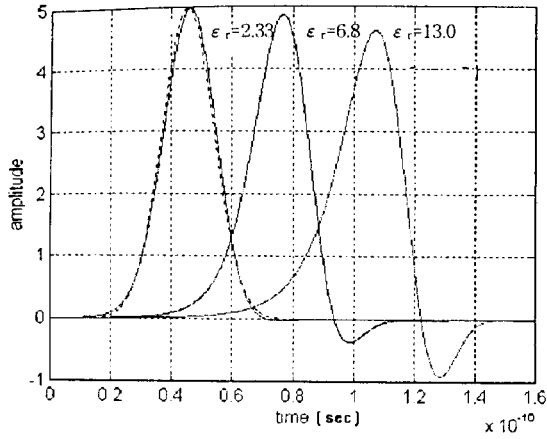
다른 유효유전상수의 결정적인 실험데이터가 없으므로 선택과정이 훨씬 더 어렵다. 그래서 수용할 수 있는 정확한 방법을 확인하기 위해서는 기존의 방법들을 서로 비교할 필요가 있다.

식(7)에서 주파수에 따른 위상상수 $\beta(f)$ 를 조사할 때 대부분의 경우에 주파수에 따른 유효유전상

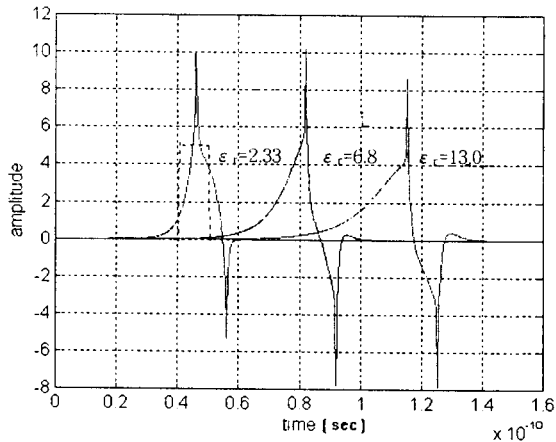
수 $\epsilon_{eff}(f)$ 의 변화를 고려하게 되며, <표 1>에서 $\epsilon_{eff}(f)$ 의 closed-form 근사식들 중 4개를 선택하여 보여주고 있다. 위의 선택된 근사식들은 가장 믿을만한 등식들이며, 높은 주파수에서 유용하고 광대역의 비유전율과 마이크로스트립 선로의 기하구조를 포괄한다. 또한 마이크로스트립 선로의 물리적 현상에 깊이 관련하여 짧은 펄스와 높은 주파수 성분(빠른 상승시간)을 갖는 펄스의 해석을 가능하게 한다. 본 논문에서는 가우시안 및 구형 펄스신호의 전파특성을 고찰하기 위해 Atwater에 의해 그 정확함이 확인된 Kirschning와 Jansen의 모델을 이용하였으며, [그림 2]에서 Veghte와 Balanis가 이용한 Pramanick와 Bhartia 모델과 본 논문에서 선택한 모델의 분산차이를 비교하고 있다. 그림에서 두 모델에 대한 $\epsilon_{eff}(f)$ 의 0.2% 차이는 분산된 파형의 작은 차이로 나타났음을 알 수 있다. 이러한 차이(진폭, 펄스폭, 그리고 ringing)는 협대역 스펙트럼을 갖는 가우시안 펄스신호에 있어서는 아주 작게 나타났고, 광대역의 주파수 성분을 갖는 구형 펄스신호에 대해서는 두 모델의 분산된 펄스 파형이 아주 비슷하였다.

펄스신호의 전파특성 해석에 있어서 마이크로스트립 선로의 전체 분산영역을 포괄하도록 광대역의 주파수 범위가 이용되었고, 마이크로스트립 선로의 비유전율의 변화, w/h 비의 변화 그리고 신호 펄스폭의 변화에 대한 결과가 검토되었다. 2.33, 6.80, 10.2, 13.0의 비유전율은 각각 duroid형 매질, beryllium oxide, alumina, gallium arsenide 매질을 나타내며, w/h 비가 각각 1보다 작은 경우, 같은 경우, 큰 경우에 대해 스트립폭과 기판두께를 결정하였다. 또한 스트립폭은 선로의 임피던스가 10~100Ω으로 현재 제조 기술에 맞도록 선택되었다.

[그림 3]에서 $w/h=1$ ($w=0.635$, $h=0.635$), 펄스폭 $\tau=10ps$, 거리 $L=0.01m$ 일 때 마이크로스트립 선로상의 비유전율에 대한 가우시안 및 구형 펄스신호의 분산을 비교하였다. 비교를 위해 분산되지 않은 펄스신호를 함께 나타내었으며, 이 펄스의



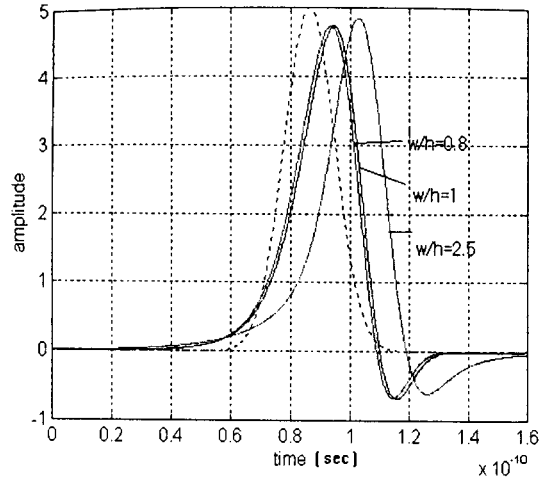
(a) 가우시안 펄스신호



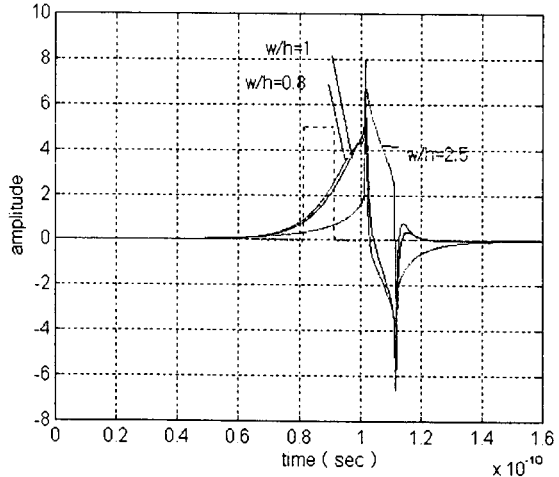
(b) 구형 펄스신호

[그림 3] 마이크로스트립 선로상의 비유전율 변화에 대한 펄스 분산 비교($w/h=1$, $\tau=10ps$, $L=0.01m$).

위치는 위상속도가 영주파수에서 마이크로스트립 선로의 위상상수 $\beta(f)$ 에 기초할 때 결정되어진다. 분산된 펄스신호는 앞에서 강조했듯이 식(6)의 평가를 위해 비교적 정확하고 시뮬레이션하기에 편리한 수치적분을 이용하여 계산하였다. 또한 식(12)의 Veghte와 Balanis가 선택한 $\zeta=20$ (가우시안 펄스신호), $\zeta=500$ (구형 펄스신호) 보다 더 넓게 ζ



(a) 가우시안 펄스신호



(b) 구형 펄스신호

[그림 4] 마이크로스트립 선로상의 w/h 비에 따른 펄스 분산 비교($\epsilon_r=10.2$, $\tau=10ps$, $L=0.01m$).

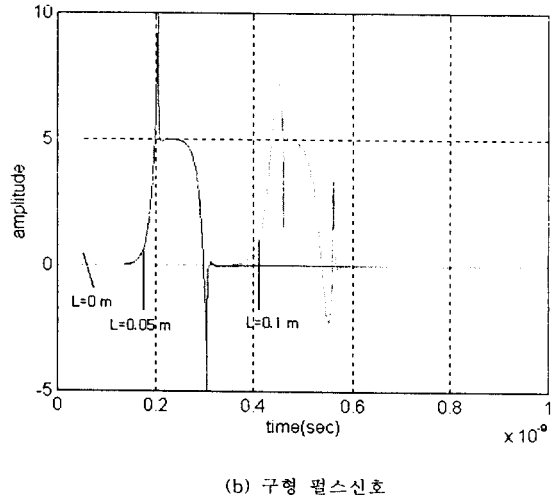
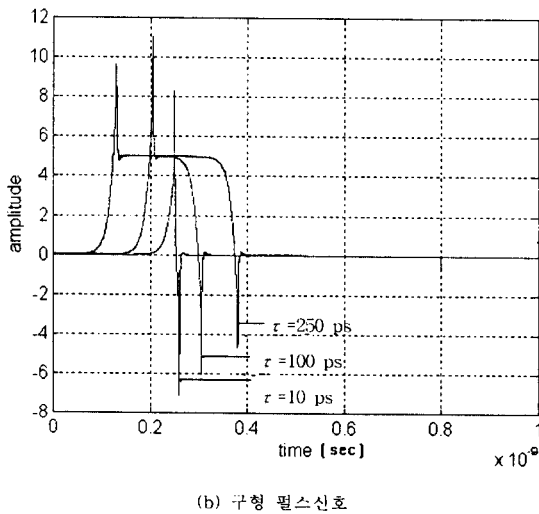
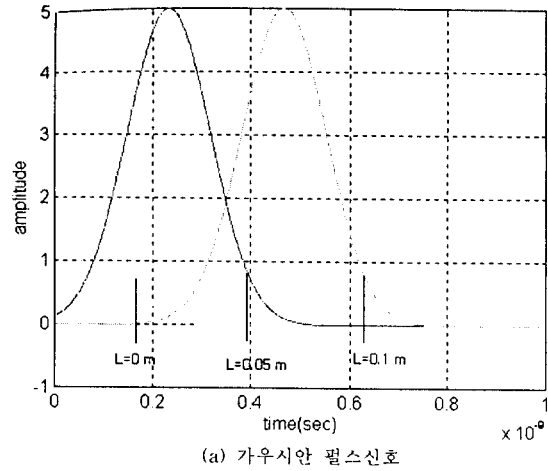
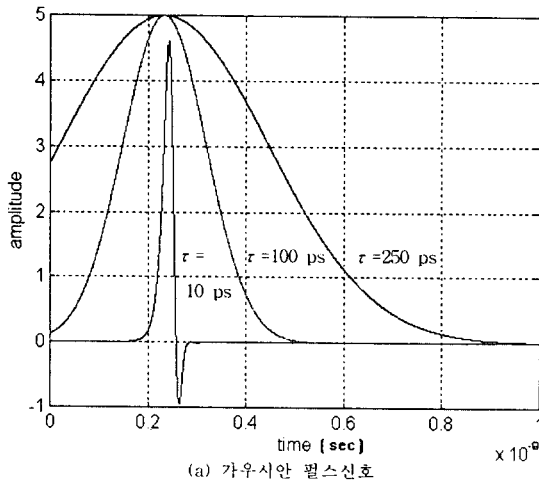
$=30$ (가우시안 펄스신호), $\zeta=600$ (구형 펄스신호)를 선택하였다. 그림 3(a), (b)에서 가우시안 및 구형 펄스신호는 마이크로스트립 선로의 비유전율 ϵ_r 이 커짐에 따라 시간축상에서 분산이 커지고, 이에 따른 진폭도 낮아짐을 알 수 있다. 또한 그림 3(b)의 구형 펄스신호의 앞쪽과 뒤쪽의 가장자리에서

스파이크를 볼 수 있는데, 이러한 스파이크는 기생적이며 Fourier 변환과 관련되는 Gibbs 현상의 결과이다. 그림 3(a)의 가우시안 펄스신호와 비교할 때 더 높은 주파수 성분을 갖는 구형 펄스의 대표적 현상이다.

[그림 4]에서는 $\epsilon_r=10.2$, 펄스폭 $\tau=10\text{ps}$, 거리 $L=0.01\text{m}$ 일 때 마이크로스트립 선로상의 w/h 비에 대한 가우시안 및 구형 펄스신호의 분산을 비교하였다. w/h 비는 각각 $0.8(w=0.508\text{ mm}, h=$

0.635mm)인 경우, $1(w=0.635\text{ mm}, h=0.635\text{ mm})$ 인 경우, $2.5(w=3.175\text{ mm}, h=1.27\text{ mm})$ 인 경우를 선택하였다. [그림 4] (a), (b)를 살펴보면 $w/h=2.5$ 인 경우에 분산이 가장 큼을 알 수 있다.

[그림 5]에서는 $\epsilon_r=2.33$, $w/h=2.5$, 거리 $L=0.05$ 일 때 펄스폭 τ 가 각각 10ps , 100ps , 250ps 인 경우의 가우시안 및 구형 펄스신호의 분산을 비교하였다. [그림 5] (a)의 가우시안 펄스신호는 펄스



[그림 5] 펄스폭 변화에 따른 펄스 분산 비교($\epsilon_r=2.33$, $w/h=2.5$, $L=0.05\text{m}$)

[그림 6] 거리에 따른 펄스 분산 비교($\epsilon_r=2.33$, $w/h=2.5$, $\tau=100\text{ps}$).

폭이 10ps를 제외한 100ps, 250ps에서 거의 분산이 없으며 이는 펄스폭이 넓어지면 주파수대역이 협대역이 되며 낮은 주파수대의 성분을 갖기 때문이다. 그러나 [그림 5] (b)에서 구형 펄스신호는 광대역의 주파수 성분을 갖기 때문에 가우시안 펄스에 비해 분산이 더 일어나며 펄스폭이 좁을수록 더욱 현저함을 알 수 있다.

[그림 6]에서는 $\epsilon_r=2.33$, $w/h=2.5$, 펄스폭 $\tau=100ps$ 일 때 거리 $L=0, 0.05, 0.1m$ 의 각각에 대한 신호 펄스의 분산을 비교하고 있으며, 시간축상의 펄스들의 위치가 달리 나타나는 것은 거리 L 에 대한 위상지연의 결과이다. [그림 6] (a)의 가우시안 펄스신호의 경우 분산이 거의 일어나지 않았으며, 이것은 [그림 5]의 결과에 비추어 볼때 펄스폭이 넓기 때문에 분산 효과가 아주 적으며 거리 L 에 대해서도 영향을 받지 않는다. 그러나 구형 펄스신호의 경우 가우시안 펄스신호보다 더욱더 높은 고차 고조파 성분을 가지고 있기 때문에 그에 따른 저차 고조파 성분과의 위상속도차가 거리 L 을 진행함에 따라 급격히 심해진다. 그래서 [그림 6] (b)의 거리 0.1m점에서 구형 펄스신호는 0m의 펄스와 비교했을 때 상당히 왜곡이 일어난 것을 알 수 있다.

V. 결 론

마이크로스트립 모드의 non-TEM(TE와 TM 모드) 특성을 고려하여 마이크로스트립 선로의 주파수에 따른 유효유전상수의 closed-form 근사식들을 고찰해 보았으며, 신호 펄스의 해석을 위해 Atwater에 의해 그 정확함이 확인된 Kirschning와 Jansen의 모델을 선택하였다.

마이크로스트립 선로의 공기와 유전체의 경계면에서는 순수한 TEM 모드 외에 고차모드가 발생되며, 낮은 주파수에서 파의 전파는 TEM으로 근사화되지만 높은 주파수 성분을 갖는 펄스파형은 펄스의 고차 고조파 성분이 저차 고조파 성분보다 더 느린 속도로 진행하기 때문에 분산이 일어난다. 이에 대한 마이크로스트립 선로에서 구형과 가우시안

펄스파형의 분산 효과를 고찰하기위해서 유효유전상수 $\epsilon_{ef}(f)$ 에 대한 Kirschning-Jansen의 closed-form 수식과 해석적 방법을 결합하였다. 그리고 비교적 정확성을 가지며 시뮬레이션하기에 편리한 수치적분법을 이용하여 가우시안 및 구형 펄스신호의 시간영역 응답을 알 수 있었다.

가우시안 및 구형 펄스신호의 분산효과는 마이크로스트립 선로의 비유전율 ϵ_r , 기판두께 h , 그리고 스트립폭 w 의 기하학적 구조의 영향을 받으며, 신호 펄스의 펄스폭 τ 에도 관련을 갖는다. 그래서 비유전율 ϵ_r 이 클수록, 그리고 w/h 비가 클수록 분산은 더욱 크게 일어나며, 또한 신호 펄스의 펄스폭 τ 가 작을수록 분산에 미치는 영향은 더욱 현저해진다. 가우시안 펄스신호에 비해 더욱 광대역의 고차 고조파 성분을 갖는 구형 펄스신호는 거리 L 을 진행함에 따라 고차와 저차 고조파 성분의 위상속도차가 심해져 분산왜곡이 더욱 두드러지게 나타난다.

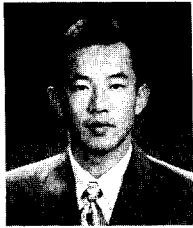
MIC 및 MMIC 회로를 마이크로스트립 선로로 구현할 경우 신호 펄스의 분산을 고려한 마이크로스트립 선로의 비유전율, 기판두께, 스트립폭, 그리고 펄스신호의 펄스폭에 대한 적절한 trade-off가 이루어져야 할 것이다.

참 고 문 헌

- [1] R. Sorrentino, "Modeling and design of millimeterwave passive circuits : from 2 to 3D," *24th European Microwave Conf.* in Cannes, France, pp. 48-61, Sep. 1994.
- [2] W. Schwab and W. Menzel, "On the design of planar microwave components using multilayer structures," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-40, no. 1, Jan. 1992.
- [3] K. C. Gupta, R. Garg and I. J. Bahl, *Microstrip Lines and Slotlines*, Artech House, Dedham, Mass., 1979.

- [4] T. C. Edwards, *Foundations for Microstrip Circuit Design*, John Wiley & Sons, N. Y., 1987.
- [5] 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.
- [6] P. Pramanick and P. Bhartia, "An accurate description of dispersion in microstrip," *Microwave J.*, pp. 89-96, Dec. 1983.
- [7] H. A. Atwater, "Tests of microstrip dispersion formulas," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-36, no. 3, pp. 619-621, Mar. 1988.
- [8] 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.
- [9] H. A. Wheeler, "Transmission line properties of parallel wide strips separated by a dielectric sheet," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-13, pp. 172-185, 1965.
- [10] 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, pp. 496-499, July. 1973.
- [11] E. J. Denlinger et al., "A frequency dependent solution for microstrip transmission lines," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-19, no. 1, pp. 30-39, Jan. 1971.
- [12] M. V. Schneider, "Microstrip dispersion," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-20, no. 1, pp. 144-146, Jan. 1972.
- [13] H. J. Carlin, "A simplified circuit model for microstrip," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-21, no. 9, pp. 589-591, Sep. 1973.
- [14] M. Kobayashi, "Important role of inflection frequency in the dispersive properties of microstrip lines," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-30, no. 11, pp. 2057-2059, Nov. 1982.
- [15] E. Yamashita, K. Atsuki and T. Veda, "An approximate dispersion formula of microstrip lines for computer-aided design of microwave integrated circuits," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-27, no. 12, pp. 1036-1038, Dec. 1979.
- [16] W. J. Getsinger, "Microstrip dispersion model," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-21, no. 1, pp. 34-39, Jan. 1973.
- [17] D. C. Champeney, *Fourier Transforms and their Physical Application*, New York, Academic Press, 1973.
- [18] M. P. Forrer, "Analysis of millimicrosecond RF pulse transmission," *Proceeding IRE*, vol. 46, pp. 1830-1835, Nov. 1958.
- [19] R. S. Elliott, "Pulse waveform degradation due to dispersion in waveguide," *IRE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-5, no. 10, pp. 254-257, Oct. 1957.
- [20] A. Papoulis, *The Fourier Integral and its Applications*, New York, McGraw-Hill, ch. 7, pp. 120-143, 1962.

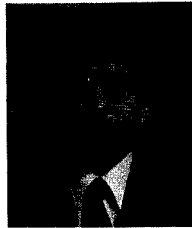
박 순 근



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

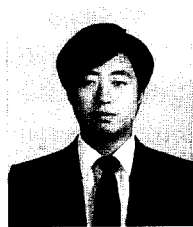


1981년 2월 : 연세대학교 전자공학과 졸업(공학사)
1983년 2월 : 연세대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사)
1988년 8월 : 연세대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학박사)

1992년 8월~1993년 8월 : 미 Stanford대학 방문교수
1989년 2월~현재 : 충북대학교 정보통신공학과 재직 부교수

[주 관심분야] 전자파 해석, 전파전파, 적응배열 안테나, EMI /EMC

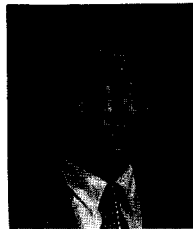
이 승 업



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

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

최 중 현



1950년 2월 7일생
1988년 9월 5일~1988년 11월 30일 : 일본무선통신기술(JICA)
1982년 6월 21일~1995년 5월 23일 : 정통부 주파수과
1995년 5월 24일~1996년 4월 30

일 : 연구계장(이천분소)
1996년 5월 1일~현재 : 기술계장(이천분소)
[주 관심분야] 전자파장해방지 기술