

論文2000-37TC-8-5

테이퍼형 마이크로스트립 선로에서 펄스의 왜곡 특성 분석 (Analysis of the Pulse Distortion on Tapered Microstrip Lines)

金紀來*
(Kim, Gi-Rae)

요 약

본 논문에서는 지수형, 삼각형 및 체비셰프 테이퍼 전송선로에서 디지털 펄스가 전송될 때 분산과 반사에 의해 나타나는 펄스의 왜곡 특성을 시간영역에서 해석하여 그 전송특성을 비교하여 나타내었다. 그리고 테이퍼 선로에서 전압과 전류의 전달함수를 구하여 상승과 하강 시간을 갖는 비이상형 구형 펄스를 입력했을 때 왜곡 특성을 해석하고, 선로에서 나타나는 분산과 반사가 파형의 왜곡에 미치는 영향을 분석하였다. 주파수 분산에 의한 왜곡은 파형에 오버슈트와 기울림이 나타났고, 반사에 의한 왜곡은 꼬리 부분에 잔류 특성이 나타났다.

ABSTRACT

The distortion of an electrical pulse, which has a rise/fall time due to the dispersion and the reflection, on tapered microstrip lines has investigated in time domain. The voltage and current transfer functions are shown for the tapered line. The dispersion distortion obtained by using these transfer functions are represented for the nonideal square pulse along the triangular, Tchebycheff and exponential tapered lines, and analyzed the influence of the reflection and the frequency dispersion on the distorted voltage wave in the tapered lines. The observed overshoot in front of the distorted wave is caused due to the frequency dispersion and the sustained tail of that comes from the reflection in the tapered line.

I. 서 론

광대역 임피던스 정합을 위해 사용되는 테이퍼 전송 선로의 특성은 대부분 주파수 영역에서 산란계수(S-parameter)에 의해 표현되었다. 최근 디지털 시스템의 클럭 주파수가 높아지면서 디지털 신호의 임피던스 정합을 위해 테이퍼 전송 선로가 사용되고 있다. 이런 디지털 신호의 왜곡을 분석하기 위해서는 시간영역의 해석이 필요하다.

테이퍼 전송선로에서 펄스가 진행하면서 주파수의 비선형 특성에 따른 분산 특성과 임피던스의 부정합에 때문에 발생하는 반사에 의해 왜곡이 나타난다. 마이크로 스트립 선로 구조에서 공기와 유전체의 경계면에서는 순수한 TEM 모드 외에 고차모드가 발생하게 된다. 따라서 위상상수는 주파수의 선형함수가 아니므로 선로의 분산특성으로 인해 파형의 분산을 야기시킨다^[1]. 낮은 주파수에서 파의 전파는 TEM으로 근사화되고 분산은 실제적으로 거의 무시할 수 있으나 높은 주파수 성분을 갖는 펄스 형태의 신호는 펄스의 고차 고조파 성분이 저차 고조파 성분보다 더 느린 속도로 진행하기 때문에 분산될 수 있다^[2].

MCM 또는 MIC등에서 광대역 임피던스 정합을 위해 테이퍼 선로가 자주 이용되는데 이를 이용할 때 주파수 영역의 전송 특성만을 고려하는 경향이 있지만 펄스의 왜곡 특성을 분석하기 위해서는 시간 영역의

* 正會員, 新羅大學校 情報通信工學科

(Dept. of Information & Communications Eng., Silla University)

※본 논문은 '99년도 신라대학교 학술연구비지원에 의해 수행되었음

接受日字:1999年 10月 26日, 수정완료일:2000年 8月 7日

해석이 필요하다. Kobayashi^[3]는 지수형과 체비셰프형 테이퍼 선로에 대한 수학적 결과를 나타내었고, 테이퍼형 마이크로 스트립 선로의 효율적인 설계 방법을 제안하였다. 본 논문에서는 지수분포형(exponential), 삼각분포형(triangular) 및 체비셰프(Tchebycheff) 임피던스 분포를 갖는 테이퍼 전송선로에서 디지털 펄스가 전송될 때 시간영역에서 분산과 반사에 의해 나타나는 신호의 왜곡 특성을 나타내고, 파형의 왜곡 원인에 따른 파형의 특성을 분석하였다. 테이퍼 전송선로에서 왜곡의 원인은 분산과 반사인데, 분산과 반사가 출력 펄스 파형의 왜곡에 미치는 영향을 분석하였다. 이런 분석 결과를 바탕으로 MMIC 등에 대해 시간영역에서 디지털 펄스의 왜곡 파형을 측정하여 왜곡의 주요 원인을 판단할 수 있을 것이다.

II. 전송 특성 해석

선로의 길이가 L인 균일 전송선로에서 $x=L$ 인 부하 점에서의 신호는 식(1)과 같이 되며, 주파수에 의존하는 전파상수는 식(2)와 같다^[4].

$$V(w, x=L) = V(w, x=0)e^{-\gamma(w)L} \quad (1)$$

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

여기서 $\alpha(w)$ 와 $\beta(w)$ 는 각각 감쇄상수와 위상상수이다. 마이크로스트립 선로의 길이가 짧고, 선로의 금속 전도도가 높을 경우 감쇄량은 매우 적기 때문에 주파수에 의존하는 감쇄상수 $\alpha(w)$ 는 무시할 수 있으므로, 식(1)은 식(3)으로 표현된다.

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

그림 1과 같이 Z_1 임피던스를 Z_2 임피던스에 광대역으로 정합 시키기 위해 사용되는 테이퍼 전송 선로에서 주파수가 ω 인 펄스 신호가 +x 방향으로 전송될 때 $x=0^-$ 점에서 신호의 일부분은 반사되고 그 외 신호는 부하에 전송된다.

$x=0^+$ 전압과 전류의 전송 계수(transmission coefficient)는 반사계수와 다음과 같은 관계에 있다.

$$T_V(w, x=0^+) = 1 + \rho \quad (4a)$$

$$T_I(w, x=0^+) = 1 - \rho \quad (4b)$$

테이퍼 선로의 부하 점 ($x=L$)에서 전압과 전류의 전

송계수는 다음과 같다.

$$T_V(w, x=L) = T_V(w, x=0^+) e^{-j\theta_L/2} \quad (5a)$$

$$T_I(w, x=L) = T_I(w, x=0^+) e^{-j\theta_L/2} \quad (5b)$$

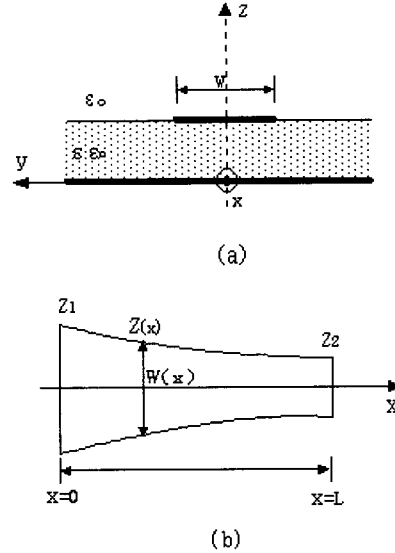


그림 1. 테이퍼 마이크로스트립 선로 (a) 단면구조(b)x 축 평면 구조

Fig. 1. Tapered microstrip line (a) cross-section (b) x-dependent configuration.

식(4)에서 ρ 는 전압과 전류의 반사계수이며 다음과 같다^[4].

$$\rho = \int_0^{\tau_L} e^{jw\tau} \frac{1}{2} \frac{d \ln(Z/Z_1)}{d\tau} d\tau \quad (6)$$

식(5)에서 θ_L 은 신호가 $x=L$ 에서 반사되어 다시 $x=0$ 점까지 왕복하는 시간 τ_L 에 대한 전기적 길이를 나타내며, 선로의 위상 정수 β 는 위상속도 $v(x, w)$ 로 나타내어진다.

$$\theta_L = w \tau_L \quad (7)$$

$$\tau_L = \int_0^{L^2} \frac{dx}{v(x, w)} \quad (8)$$

$$\beta(w, x) = \frac{w}{c \sqrt{\epsilon_{eff}(w, x)}} \quad (9)$$

식(9)에서 c 는 공기 중에서 빛의 속도이고 주파수의 함수인 실효 유전 상수, $\epsilon_{eff}(w)$ 는 주파수에 따라 비선형 특성을 가지며 일반적으로 정확함이 인정된 Closed-form 식은 M. V. Schnider^[5], M.

Kobaysshi^[6], Kirschning-Jansen^[7], Pramanick-Bhartia^[8]에 의한 모델 식이 있으나, 본 논문에서는 정확도가 우수한 Kirschning-Jansen^[7]의 Closed-form 모델 식을 사용하였고 이들에 대한 특성을 그림 3에 나타내었다.

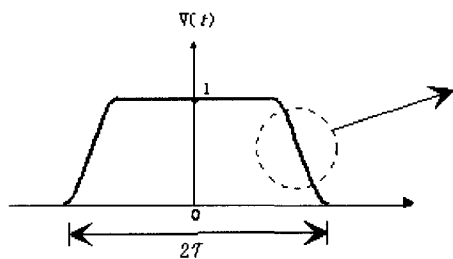
전송선로에서 주파수 영역에서 부하점 (x=L)에 나타나는 펄스 신호는 x=0 점에서 입력된 펄스 신호가 식 (5)의 전송 계수에 영향을 받아 다음과 같이 표현된다.

$$V(w, x=L) = T_V(w, x=L) V(w, x=0^-) \quad (10a)$$

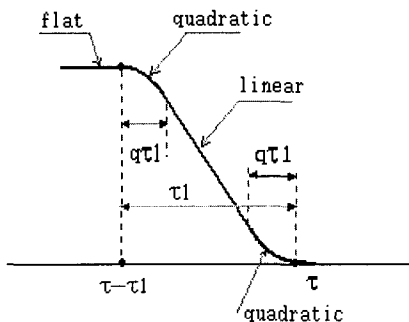
$$I(w, x=L) = T_I(w, x=L) I(w, x=0^-) \quad (10b)$$

여기서 $I(w, x=0^-) = V(w, x=0^-)/Z_1$ 의 관계이며, $I(w, x=0^-)$ 와 $V(w, x=0^-)$ 는 $i(w, x=0^-)$ 와 $v(w, x=0^-)$ 각각의 푸리에 변환에 의한 주파수 영역의 전류와 전압을 나타낸다. 시간영역에서 부하점 (x=L)의 전압은 식(10a)를 식(11)과 같이 역 푸리에 변환을 통해 얻을 수 있다.

$$v(t, x=L) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} V(w, x=0^-) |T(w)| e^{j(\omega t - \theta_L/2 - \theta_T)} dw \quad (11)$$



(a) nonideal pulse



(b) detailed draw of slope

그림 2. 비이상 (non-ideal) 구형 펄스
Fig. 2. Non-ideal square pulse.

여기서 $|T(w)|$ 와 θ_T 는 전송선로에서 전압 전달 계수의 진폭과 위상각을 나타내며, 테이퍼형 비균일 전송 선로에서 $T(w)$ 는 일반적으로 식(12)와 같이 표현된다^[4].

$$T(w) = \sqrt{1 - \frac{1}{4} \left[\ln\left(\frac{Z_L}{Z_0}\right) F(\theta(w)) \right]^2} e^{-j\theta(w)} \quad (12)$$

여기서 $F(\theta(w))$ 는 선로의 임피던스 분포 형태에 따라 결정된다^[4].

그림 2와 같은 linear-square-linear 특성을 갖는 비이상 구형 펄스의 시간 영역에서의 함수는 다음과 같다.

$$V(t, x=0) = \begin{cases} 1 & 0 < t < T_1 \\ 1 - a(t - T_1)^2 & T_1 < t < T_1 + q\tau_1 \\ bt + e & T_1 + q\tau_1 < t < \tau - q\tau_1 \\ a(t - \tau)^2 & \tau - q\tau_1 < t < \tau \\ 0 & t > \tau \end{cases} \quad (13)$$

여기서 $T_1 = \tau - \tau_1$, $\tau_1 < \tau$, $0 < q < 0.5$

그리고

$$a = \frac{-1}{2a(1-q)\tau_1^2} \quad b = \frac{-1}{(1-q)\tau_1} \quad e = \frac{2\tau - q\tau_1}{2(1-q)\tau_1}$$

식(13)의 시간 영역의 펄스를 푸리에 변환을 하면 다음과 같이 된다.

$$V(w, x=0) = \frac{8}{q(1-q)\tau_1^2} \times \frac{\Psi(w)}{w^3} \quad (14)$$

여기서

$$\Psi(w) = \sin\left[\left(\tau - \frac{\tau_1}{2}\right)w\right] \sin\left[\frac{q\tau_1 w}{2}\right] \sin\left[\frac{(1-q)\tau_1 w}{2}\right]$$

식(11)에서 적분구간은 $-\infty < f < \infty$ 이지만 어떤 주파수 f_L 이상에서 적분 값은 무시될 수 있다. 아주 폭이 좁은 펄스는 높은 주파수 성분을 갖기 때문에 더 높은 f_L 을 필요로 한다. f_L 은 다음과 같이 표현된다.

$$f_L = \xi / \tau \quad (15)$$

여기서, ξ 는 파형에 따른 상수이고 τ 는 펄스 폭이다.

$$V(t, L) = \frac{1}{2\pi} \int_{-f_c}^{f_c} V(w, x=0) |T(w)| e^{j\omega t - \theta(w)} df \quad (16)$$

따라서 식(16)에서 실수부만 관계되므로 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$V(t, L) = \frac{1}{2\pi} \int_{-f_c}^{f_c} V(w, x=0) |T(w)| \cos(\omega t - \theta(w)) df \quad (17)$$

식(17)의 적분식을 계산함으로써 비균일 테이퍼 선로에서 부하의 시간 응답특성을 구할 수 있다. 테이퍼 선로에서 부정함에 의해 일부의 신호는 부하에서 반사되어 되돌아오게 되는 데 반사된 펄스의 진폭은 다음 식으로 구할 수 있다.

$$V(t, 0) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} V(w, z=0) |R(w)| e^{j\omega t - \theta(w)} dw$$

$$R(w) = \frac{1}{2} \ln\left(\frac{Z_L}{Z_0}\right) F(\theta(w)) e^{-j\theta(w)} \quad (18)$$

III. 결과 및 검토

그림 1과 같은 테이퍼 선로에서 선로의 임피던스가 지수형(exponential), 삼각형(triangular) 및 체비셰프(Tchebysheff) 임피던스 분포를 갖는 테이퍼 전송 선로에서 그림 2와 같은 quadratic-linear-quadratic 특성을 갖는 비이상 구형 펄스를 입력했을 때의 왜곡 특성을 해석하여 나타내었다. 그림 3에는 주파수에 따른 실효유전율의 closed-form 분산모델식의 대표적인 4가지 식에 대해 결과를 비교하여 나타내었다.

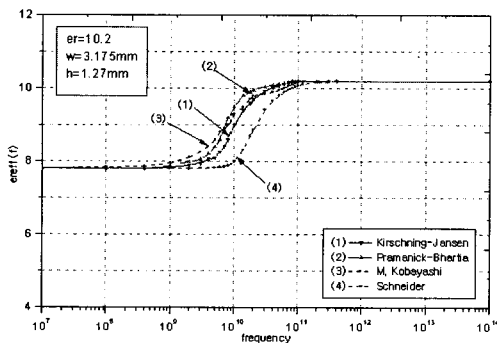
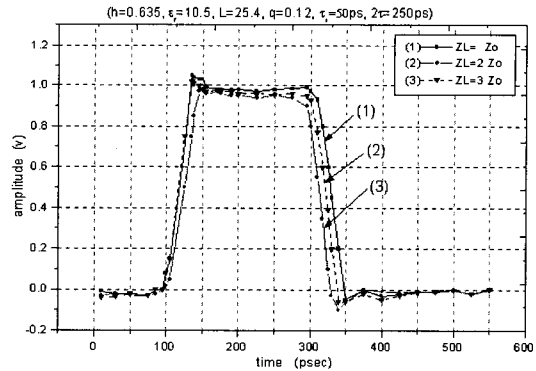


그림 3. 주파수에 따른 유효유전율의 변화
Fig. 3. Effective dielectric constant according to frequency.

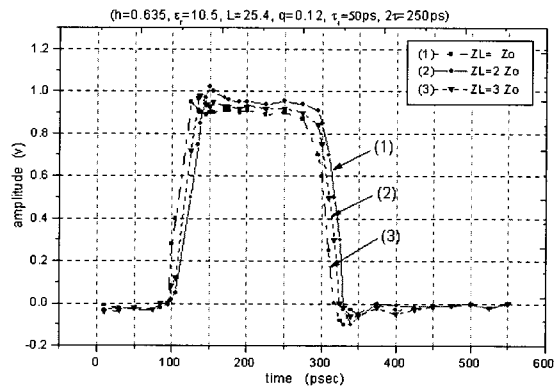
Table 1. 테이퍼선로의 전송 특성 비교

Parameter		Z _L /Z ₀ =1	Z _L /Z ₀ =2	Z _L /Z ₀ =3
Exponential Tapered Line	Delay time	135(132)ps	139 (141)ps	149(152)ps
	Distortion rate	13.2 %	20.4 %	24.0 %
Triangular Tapered Line	Delay time	135(131)ps	137 (140)ps	140(145)ps
	Distortion rate	13.6 %	22.9 %	31.2 %
Tchebycheff Tapered Line	Delay time	135(131)ps	140(142)ps	150(152)ps
	Distortion rate	13.1 %	19.9 %	13.5 %

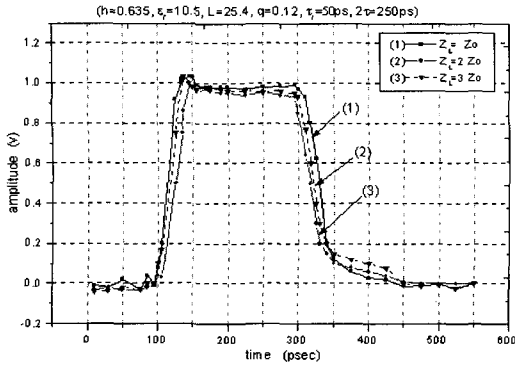
그림 4에는 h = 0.635 mm, ε_r = 10.5, L = 25.4mm 인 세 종류의 테이퍼선로에 대해서 각각 Z_L/Z₀의 비를 변화시키면서 분산 특성을 나타내었고, 그 전송특성을 <표 1>에 비교하여 나타내었다. <표 1>에서 지연시간(delay time)에 대한 괄호 안의 데이터는 Time Domain Reflector(TDR) 장비에 의해 측정된 결과를



(a) Distorted Pulse in Exponential Tapered Line



(b) Distorted Pulse in Triangular Tapered Line



(c) Distorted Pulse in Tchebycheff Tapered Line

그림 4. 세 종류 테이퍼의 펄스 왜곡 특성 비교
Fig. 4. Comparison of Pulse Distortion for the tapered lines.

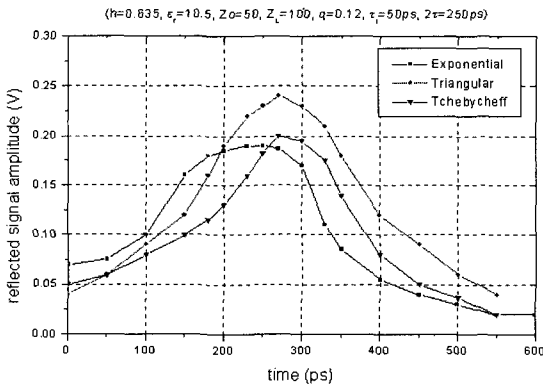
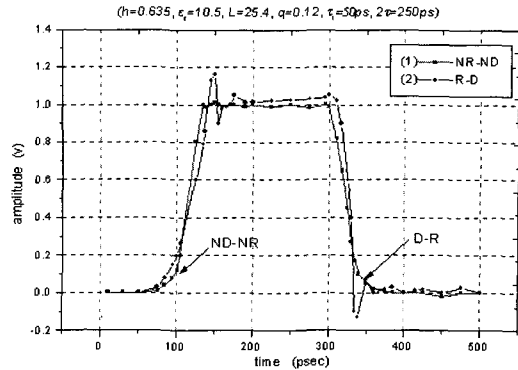


그림 5. 테이퍼 선로에서 반사된 펄스의 분산 특성
Fig. 5. Dispersion of Reflected Pulse in Tapered Line.

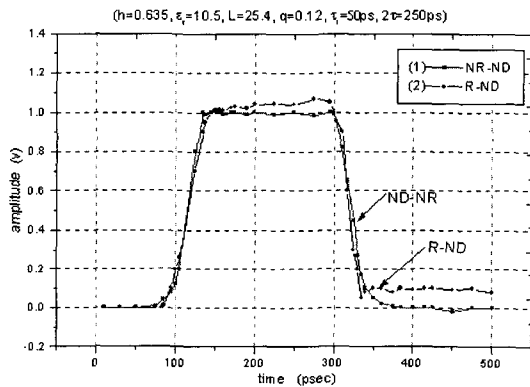
이론치와 비교하기 위하여 나타냈다. 해석 및 측정 결과에 의하면 삼각형 분포의 테이퍼 선로보다 지수형 테이퍼 선로의 경우가 펄스 지연이 더 크게 나타났고, 왜곡은 반대로 삼각형 테이퍼 선로가 크게 나타났다. Z_L/Z_0 의 비가 1일 때는 왜곡률이 13.0% 정도로 적게 일어났으나 Z_L/Z_0 의 비 커질수록 왜곡 현상이 심해진다.

그림 5에는 식(18)의 적분식에 대해 반사되는 신호의 크기를 비교하여 나타내었다. 임피던스를 $Z_0=50\Omega$, $Z_L=100\Omega$ 으로 하였고 반사된 신호의 크기는 삼각 분포형에서 반사 신호의 레벨이 다른 것에 비해 크게 나타났다. 지수형 테이퍼가 상대적으로 적게 나타났다.

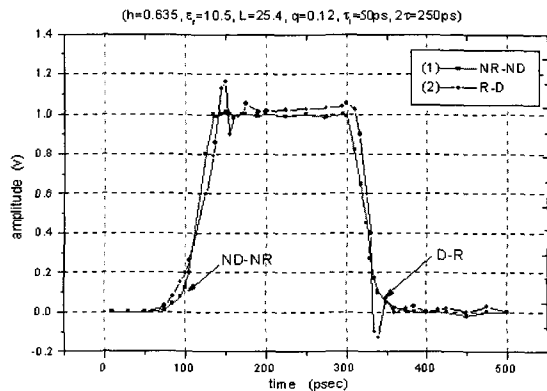
그림 6에는 지수형 테이퍼 선로에서 일어나는 분산과 반사가 펄스 신호의 왜곡에 미치는 영향을 분석하



(a) 분산이 왜곡에 미치는 영향 (NR-D)



(b) 반사가 왜곡에 미치는 영향 (R-ND)



(c) 분산과 반사가 왜곡에 미치는 영향 (D-R)

그림 6. 주파수 분산과 반사가 파형의 왜곡에 미치는 영향

Fig. 6. Influence of the Reflection and the frequency Dispersion on the distorted wave.

기 위해 다음 조건으로 해석하였다. 선로의 구조는 $\epsilon = 8.0$, $h = 0.5 \text{ mm}$, $L = 50 \text{ mm}$, $Z_L = 63.58 \Omega$,

$Z_2=117.99\Omega$ 이며, $x=0$ 에서 비이상형 구형 펄스를 ($2\tau_1=200ps$, $\tau_1=20ps$, $q=0.12$) 입력하고 무반사 (No Reflection ; NR) 조건의 경우와 무분산(No Dispersion ; ND) 조건에 대해 서로 부하점에서 나타나는 펄스의 왜곡 특성을 분석하여 분산과 반사가 파형의 왜곡 특성에 미치는 영향을 분석하였다. 무분산 (ND) 조건은 식(11)에서 $\epsilon_{eff}(x, w)$ 의 비선형 특성을 무시하는 조건이므로 $\omega=0$ 인 $\epsilon_{eff}(x, 0)$ 값으로 대체하여 계산한다. 그리고 식(11)에서 무반사(NR) 조건은 $T(w, x=0) = 1$ 인 경우이다. 해석결과에서 기호 ND-NR은 무반사와 무분산의 조건인 경우로서 이 때 출력 파형의 왜곡이 발생하지 않고 입력펄스가 $\tau_1/2$ 만큼 지연되어 나타나게 된다. 그림 6에 나타난 ND-NR은 상단부에 작은 리플을 보이고 있는데 이것은 이론 결과와 식(11)의 적분 결과의 차이를 나타낸다. 그림 6(a)에는 분산 특성이 파형 왜곡에 미치는 영향을 분석하기 위해 해석에 있어서 NR-D의 조건에 대해 해석하여 이 결과를 NR-ND 조건과 비교하여 나타냈다. 그림 6(b)에는 반사 특성이 파형 왜곡에 미치는 영향을 분석하기 위해 ND-R의 조건에 대해 해석하여 이 결과를 NR-ND 조건과 비교하여 나타냈다. 그리고 그림 6(c)는 반사와 분산의 두 가지 영향이 복합적으로 나타나게 되는 D-R 조건에 대한 결과를 ND-NR의 파형과 각각 비교하여 나타냈다. 그림 6의 결과를 분석해 보면 왜곡된 출력 파형의 앞부분에서 강하게 나타나는 오버슈트(overshoot) 왜곡은 R-ND와 NR-ND 조건에서는 나타나지 않고 R-D와 NR-D에서 나타나기 때문에 오버슈트 특성은 실효유전율의 주파수에 대한 비선형 특성에 기인하는 분산 특성이 주요한 원인이 됨을 알 수 있다. 그리고 왜곡된 파형의 뒷부분의 꼬리에서 나타나는 잔류 왜곡 특성은 NR-D와 NR-ND 에서는 나타나지 않고 R-ND와 R-D에서 나타나기 때문에 반사에 의해 나타나는 왜곡으로 생각된다.

IV. 결 론

MCM 또는 MIC등에서 광대역 임피던스 정합을 위해 사용되는 테이퍼 선로의 임피던스 분포에 따른 대표적인 세 가지 형태에 대해 펄스 신호의 왜곡 특성을 시간 영역에서 비교하였다. 결과에 의하면 삼각형

분포의 테이퍼 선로보다 지수형 테이퍼 선로의 경우가 펄스 지연이 더 크게 나타났고, 왜곡은 반대로 삼각형 테이퍼 선로가 크게 나타났다. Z_L/Z_0 의 비가 1일 때는 왜곡률이 13.0% 정도로 적게 일어났으나 Z_L/Z_0 의 비 커질수록 왜곡 현상이 심해짐을 알 수 있었고, 반사되는 신호의 분산 특성을 비교한 결과 반사된 신호의 크기는 삼각 분포형에서 반사 신호의 레벨이 다른 것에 비해 크게 나타났다. 그림 6(a)에 나타나는 오버슈트(overshoot) 왜곡은 실효유전율의 주파수에 대한 비선형 특성에 기인하는 분산 특성이 주요한 원인이 됨을 알 수 있었고, 왜곡된 파형의 뒷부분의 꼬리에서 나타나는 잔류 왜곡 특성은 선로의 부정합에 의한 반사에 의해 나타나는 영향으로 판단된다. 선로에서 지연에 의한 파형의 기울어짐 현상은 테이퍼 선로에서 공통적으로 나타나는 왜곡 특성임을 알 수 있다. 이런 분석 결과를 바탕으로 MMIC 등에 대해 시간영역에서 디지털 펄스의 왜곡 파형을 측정하여 왜곡의 주요 원인을 판단할 수 있다.

참 고 문 헌

- [1] 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. 1427-1432. 1986.
- [2] J. P. K. Gilb and C. A. Balanis, "Pulse distortion on multilayer coupled microstriplines," *IEEE Trans, Microwave Theory Tech.*, Vol. **MTT-37**, no.10pp. 1620-1628. 1989.
- [3] M. Kobayashi and N. Sawada, "Analysis and synthesis of tapered microstrip transmission lines," *IEEE Trans, Microwave Theory Tech.*, Vol. **MTT-40**, pp. 1642-1646. Aug. 1992.
- [4] 김기래, "테이퍼형 마이크로 스트립 선로에서 디지털 펄스 신호의 시간영역 전송 특성해석", *대한전자공학회 논문집*, 제36권 D편 제8호, pp. 1-6, 1999
- [5] M. V. Schneider, "Microstrip dispersion," *IEEE Trans, Microwave Theory Tech.*,

- vol. **MTT-20**. No. 1, pp. 144-146. 1972
- [6] M. Kobayashi, "Important role of inflection frequency in the dispersive properties of microstrip," *IEEE Trans, Microwave Theory Tech.*, vol. **MTT-30**. No. 11, pp. 2057-2059. Nov., 1982
- [7] 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.
- [8] P. Pramanick and P. Bhartia, "An Accurate description of dispersion in microstrip," *Microwave J.* pp. 89-92, Dec, 1983.

저 자 소 개

金 紀 來(正會員) 第36卷 D編 第8號 參照
현재 신라대학교 컴퓨터정보공학부 정보통신공학과. 연구관심분야는 전파해석 및 모델링, MMIC, 초고주파회로설계