

# 결합선로의 과도해석과 불균일선로에 잠재된 누화 억압 능력에 관한 연구

## A Study on the Transient Analysis of Coupled Lines and Ability of Crosstalk Suppression Inherent to Nonuniform Lines

권중훈 · 이병희 · 박의준

Joong-Hoon Kwon · Byoung-Hee Lee · Eui-Joon Park

### 요 약

결합된 전송선 단자들이 임의로 연결된 경우, 전송선상의 임의지점에서의 전압 파형 예측을 위해 모드 전송 방정식에 단자 연결 조건을 도출하여 접속시키는 방법을 제시함으로써 전송선상의 파형 전송 메카니즘을 분석할 수 있도록 하였다. 결합된 불균일선로 해석도 효율적으로 할 수 있음을 보이고, 일차원 역산란 제어 이론에 입각하여 누화피크치 억압을 위한 불균일선로 합성법을 제안하였다. 제시한 방법들로부터 예측된 파형을 분석하고, 일반화된 S-행렬 기법에 의한 예측과 비교함으로써 그 타당성을 보였다.

### Abstract

The method is presented which predicts voltage waveforms at each nodes inter-connected arbitrarily on the coupled transmission lines by extracting the node connection condition to be included in the modal telegrapher's equation, hence analyzing the mechanism of waveform propagation on transmission lines. It is shown that it is also possible to analyze efficiently the coupled nonuniform lines. And then the nonuniformity of coupled lines is demonstrated for suppressing the crosstalk spikes using the one-dimensional inverse-scattering control theory. The predicted waveforms by presented method are analyzed and verified by comparison with those by the generalized S-parameter technique.

### I. 서 론

일반적으로 고집적, 고속 디지털 시스템에서 디지털 정보 혹은 외부 복사원으로부터의 전자기펄스 등이 임의로 결선된 다중결합된 다도체(multi-conductor) 전송선로를 통해 전송된다. 특히 인가 펄스폭이 좁아지면 지연, 반사, 감쇄 및 분산특성에 의한 신호의 왜곡과 인접 선로간의 누화현상이 발생하여 시스템 오동작을 일으킬 수 있다. 따라서 전송선로의 시간

영역 해석을 통해 정확한 파형 예측이 반드시 필요하며, 그 해석방법은 선로합성과 오동작 원인 분석 및 대응책 마련을 위해 정확하면서도 간략해야 할 필요가 있다.

균일(uniform)한 무손실 선로에 대한 입출력 파형 예측은 전송방정식으로부터 쉽게 할 수 있으며 전송선 해석에서 가장 기본을 이루고 있다. 임의의 부하로 종단되고 주파수에 독립적인 손실을 갖는 균일선로 해석, 주파수 의존성을 갖는 매개변수를 고

금오공과대학교 전자공학부(School of Electronic Engineering, Kumoh National University of Technology)

· 논문 번호 : 991213-116

· 수정완료일자 : 2000년 1월 21일

려하고 선형부하로 중단된 균일선로에 대한 주파수 영역 해석, 주파수 의존성을 갖는 매개변수와 비선형부하를 고려한 선로 해석 등의 연구가 많이 진행되어 왔다<sup>[1]-[6]</sup>. 이들 방법들은 입력력단의 응답 신호들을 주파수영역 전송방정식으로부터 구하고 역푸리에 변환을 통해 시간영역 파형을 예측하든지, 콘볼루션 혹은 근사화된 다항식의 비<sup>[2]</sup>를 사용하여 시간영역 해석을 하였다. 불균일(nonuniform)선로에 대해서는 주파수 의존성 분산을 고려하여 시간영역 교란법(perturbation method)<sup>[7]</sup>, 비선형부하로 중단된 테이퍼 선로의 시간영역 해석<sup>[8]</sup>, 시간영역에서 체비셰프 전개를 통한 불균일선로의 과도해석<sup>[2]</sup>, 그리고 체비셰프 모사공간기법을 사용한 주파수영역 해석<sup>[9]</sup> 등이 대표적인 방법들이다.

본 논문에서는 선형회로망 시스템에서 선로상의 임의지점에서의 시간영역 전압 응답을 구하기 위해 다중결합된 모드 전송방정식을 주파수영역에서 일반화시키는 방법을 제시하였다. 특히 이 방법은 회로망들이 전송선에 의해 임의로 연결될 경우 단자 연결 조건행렬 형태로 표현하여 전송방정식에 적용함으로써, 선로상의 임의지점에서의 파형을 예측할 수 있는 장점을 가지며, 불균일선로 해석에도 매우 유용하게 사용될 수 있다. 제시한 연결전송방정식을 사용하여 주파수영역에서 시스템을 해석한 후 역푸리에 변환을 통해 시간영역 파형을 구해내고 선로상의 파형 과도현상을 분석함으로써 반사파에 의한 왜곡 메카니즘을 볼 수 있도록 하였다. 그리고 해석 차원을 벗어나 누화 억압 능력을 갖는 불균일선로의 형상(shape)을 일차원 역산란법을 사용하여 합성함으로써 불균일선로에 잠재된 누화 조절 특성을 제시하였다. 주파수 의존성 회로정수(C, L)들은 SDA<sup>[10]</sup>를 사용하여 구하였다. 예측된 파형의 전송 및 반사 특성에 대한 메카니즘을 분석하였으며, 일반화된 S-행렬 기법을 사용하여 예측 및 합성결과의 타당성을 검증하였다.

## II. 결합선로 과도해석

균일한 단면을 가진  $N$ 개의 전송선로가  $z$ 방향으로 놓여있을 경우 모드이론(modal theory)에 기초를 두고 주파수영역에서 해석하면 전송방정식은 다

음과 같다.

$$\frac{d}{dz} \begin{bmatrix} V(z) \\ I(z) \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} 0 & Z \\ Y & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V(z) \\ I(z) \end{bmatrix} \quad (1)$$

여기서  $[V(z)]$ 는 복소 선로 전압벡터이고  $[I(z)]$ 는 복소 선로 전류벡터이며 단위길이당 임피던스와 어드미턴스 행렬  $[Z]$ ,  $[Y]$ 은 다음과 같다.

$$[Z] = [R] + j\omega[L] \quad (2)$$

$$[Y] = [G] + j\omega[C] \quad (3)$$

선로의 단위길이당 저항 행렬  $[R]$ , 인덕턴스 행렬  $[L]$ , 컨덕턴스 행렬  $[G]$ , 커패시턴스 행렬  $[C]$ 는 선로의 매개변수들이다.

전송방정식 (1)로부터 선로 전압과 전류에 대한 식은 다음과 같이 유도된다.

$$\frac{d^2}{dz^2} \begin{bmatrix} V(z) \\ I(z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} ZY & 0 \\ 0 & YZ \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V(z) \\ I(z) \end{bmatrix} \quad (4)$$

방정식 (4)의 해는 다음과 같이 구해진다.

$$\begin{bmatrix} V^m(z) \\ I^m(z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_0^m \\ I_0^m \end{bmatrix} \exp(\pm \gamma_m z), \quad m = 1, \dots, N \quad (5)$$

식 (5)에서  $\gamma_m$ 은 모드 전파정수이며,  $[V_0^m]$ 과  $[I_0^m]$ 은 복소 상수벡터이다.

입력단 즉,  $z=0$ 에서의 입사 및 반사 모드에 대한 임의의 상수벡터  $[A_{i0}^m]$ 과  $[A_{r0}^m]$ 를 정의하고 선로상의 임의지점에서의 전압과 전류를 입사파와 반사파의 합으로 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} [V(z)] &= [V_i(z) + V_r(z)] \\ &= [M_V] \{ [A_i(z)] + [A_r(z)] \} \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} [I(z)] &= [I_i(z) - I_r(z)] \\ &= [M_I] \{ [A_i(z)] - [A_r(z)] \} \end{aligned} \quad (7)$$

여기서 모드 전압행렬  $[M_V]$ 는 열벡터  $[V_0^m]$ 을 의미하고, 모드 전류행렬  $[M_I]$ 는 열벡터  $[I_0^m]$ 을 의미한다.  $[A_i(z)]$ ,  $[A_r(z)]$ ,  $[B(z)]$ 는 다음과 같이 정의한다.

$$[A_i(z)] = [B(z)][A_{i0}] \quad (8)$$

$$[A_r(z)] = [B(z)]^{-1} [A_{r0}] \quad (9)$$

$$[B(z)] = \text{diag}\{\exp(-\gamma_1 z), \dots, \exp(-\gamma_N z)\} \quad (10)$$

따라서 선로의 특성임피던스와 특성어드미턴스는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$[Z_c] = [M_V][M_I]^{-1} = [M_V][\Gamma]^{-1}[M_V]^{-1}[Z] \quad (11)$$

여기서,  $[\Gamma] = \text{diag}\{\gamma_1, \dots, \gamma_N\}$ 로 두었다.

출력단 즉,  $z=D$ 에서  $[B_D] = [B(D)]$ 와  $[A_{rD}] = [B_D]^{-1}[A_{r0}]$ 로 두면  $z=0$ 에서의 입사 모드에 대한  $[A_{i0}]$ 와  $z=D$ 에서의 반사 모드에 대한  $[A_{rD}]$ 의 항으로 다중결합된 전송선로의 양단의 전압을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$[V(0)] = [M_V][A_{i0}] + [M_V][B_D][A_{rD}] \quad (12)$$

$$[V(D)] = [M_V][B_D][A_{i0}] + [M_V][A_{rD}] \quad (13)$$

$$[I(0)] = [Y_c][M_V][A_{i0}] - [Y_c][M_V][B_D][A_{rD}] \quad (14)$$

$$[I(D)] = [Y_c][M_V][B_D][A_{i0}] - [Y_c][M_V][A_{rD}] \quad (15)$$

한편 임의의 독립된 선형회로망들의 외부단자들이 전송선로와 결선되어지면 외부단자 전압벡터  $[V]$ 와 각 회로망에서 외부로 나가는 외부단자 전류벡터  $[I]$ 에 관한 회로망 단자 연결 조건을 다음과 같이 행렬로 정의한다.

$$[P][V] + [Q][I] = [E] \quad (16)$$

여기서  $[P]$ ,  $[Q]$  및  $[E]$ 는 회로이론적 차원에서 쉽게 구해질 수 있다. 간단한 예로써 그림 1(a)와 같은 시스템에서 신호원을 푸리에 변환한  $E(f)$ 에 대해 각 회로망의 단자 연결 조건식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 50 & 0 \\ 0 & 50 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} E(f) \\ 0 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_3 \\ V_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 50 & 0 \\ 0 & 50 \parallel (j\omega C) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_3 \\ I_4 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (17)$$

전송선로의 양단 전압  $[V(0)]$ ,  $[V(D)]$ 는 각 회로망의 외부단자 전압  $[V]$ 에 대응된다. 전송선로의  $z=0$  지점에서의 전류  $[I(0)]$ 의 방향은 해당 회로망의 외부단자 전류  $[I]$ 의 방향과 같으나  $z=D$  지점에서의 전송선로 전류  $[I(D)]$ 와 외부단자 전류  $[I]$ 는 부호가 서로 반대로 된다. 위 관계로부터 전 시스템에 대한 다중결합된 전송선로 전압, 전류방정식 (12)~(15)를 회로망 단자 연결 조건을 나타내는 식 (16)에 대입하여 미지수  $[A_{i0}]$ 와  $[A_{rD}]$ 로 이루어진 선형방정식을 구해낸다. 따라서 시스템의 총 외부단자 개수와 같은 원소 개수를 갖는 선형방정식의 해인 벡터  $[A_{i0} \mid A_{rD}]^T$ 를 구해냄으로써 식 (6)과 식 (7)로부터 다중결합된 전송선로 회로망의 임의지점에서의 전압과 전류를 구해낼 수 있다. 그리고, 다중결합된 불균일선로의 해석은 결합된 매우 짧은 균일선로 조각들의 직렬 연결에 의해 근사화될 수 있다. 균일한 결합선로 조각들을 직렬 연결하여 각 조각선로에 대한 식 (12)~(15)를 식 (16)에 대입함으로써 총 외부단자 개수를 갖는  $[A_{i0}]$ 와  $[A_{rD}]$ 의 항으로 이루어진 선형방정식을 표현할 수 있고, 이 방정식으로부터  $[A_{i0} \mid A_{rD}]^T$ 를 구하여 식 (6)과 식 (7)로부터 선로상의 임의지점에서의 전압 및 전류를 구해낼 수 있다.

### III. 결과 및 검토

그림 1(a)에서와 같이 균일한 결합 전송선로로 이루어진 회로망에서 비유전율은 10.2, 높이  $h=0.635$  mm를 갖는 마이크로스트립 기판상에서 선로의 폭  $W=0.338$  mm, 선로간의 간격  $S=1.0$  mm를 갖는 결합된 균일선로상의 임의지점에서의 시간영역 전압을 구하면 그림 1(b), (c), (d), (e)와 같다. 이 때 DFT의 표본화 점은 4000개로 하였고  $-16 \sim +16$  GHz 범위에서 수행하였다. 인가된 신호원은 800 pS의 펄스폭과 80 pS의 상승시간(하강시간)을 가진다(주요 스펙트럼 범위 :  $\sim 10$  GHz). SDA를 이용하여 주파수 의존성 실효유전율 및 전류분포를 계산한 뒤 모드 특성임피던스와 단위길이당 매개변수  $[L]$ ,  $[C]$ 를 구하였으며<sup>[10],[11]</sup> 그림 2(a)에 도시하였다. 시뮬레이션 결과로부터 구동선로에서 인가된 신호의 전송 및 반사, 누화레벨의 지연 및 반사

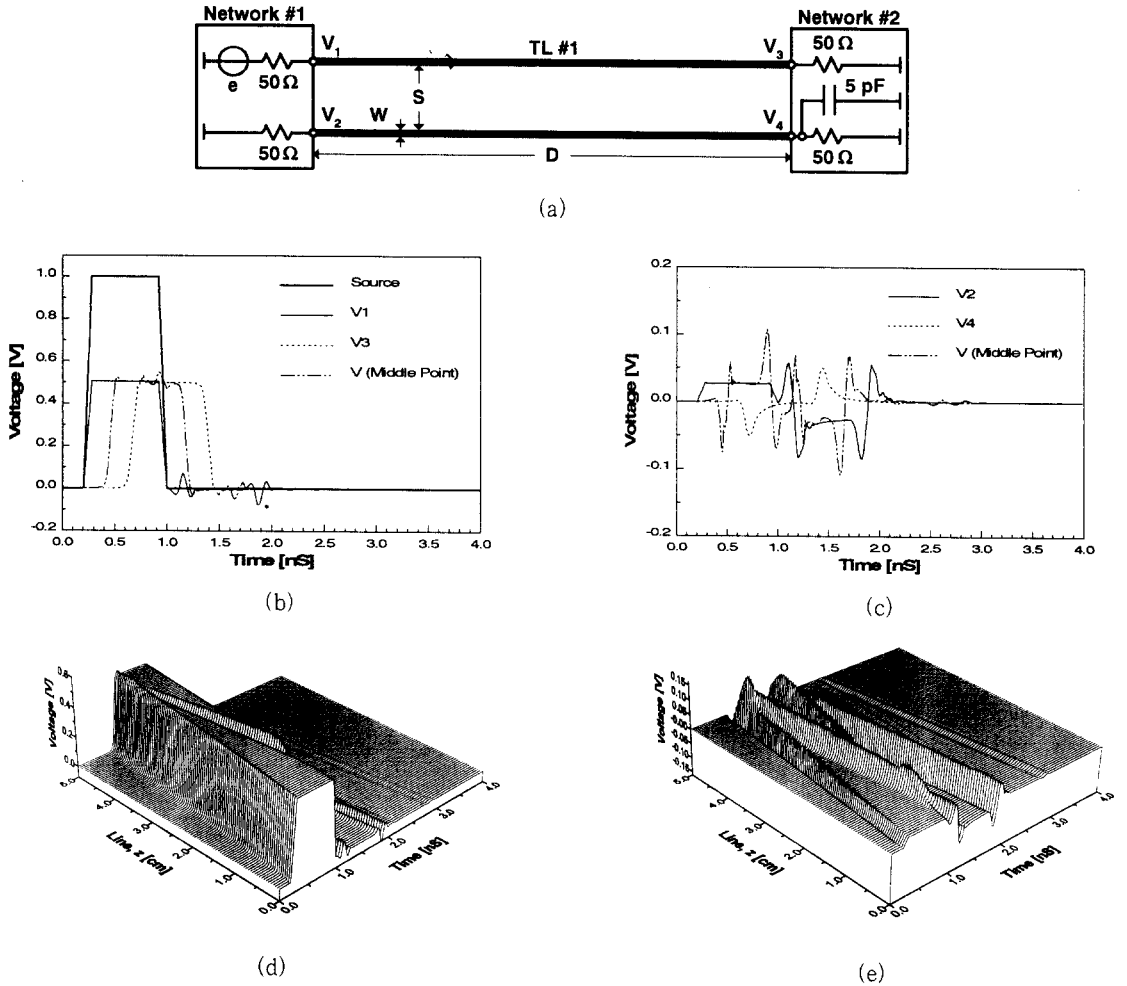


그림 1. (a) 예제 시스템 1, (b) 구동선로상의 파형, (c) 센스선로상의 누화 파형, (d) 구동선로상의 과도신호, (e) 센스선로상의 과도신호.

Fig. 1. (a) Example 1, (b) Waveforms of driven line, (c) Waveforms of sense line, (d) Transients of driven line, and (e) Transients of sense line.

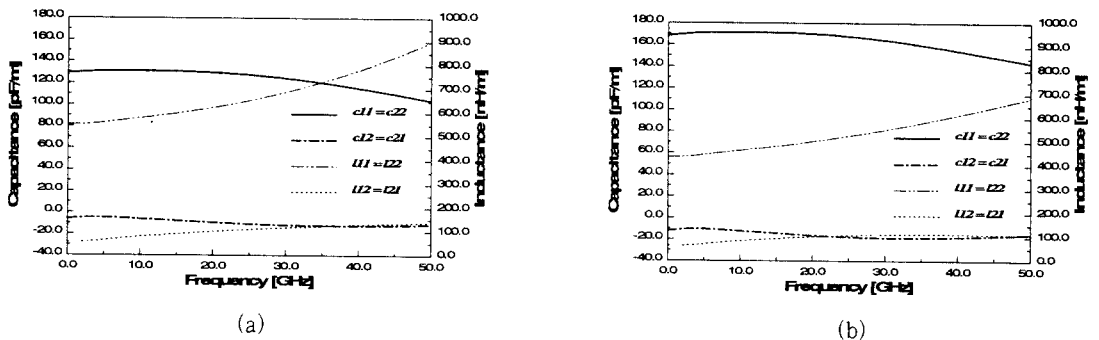


그림 2. 주파수 의존성 선로 파라미터. (a)  $W=0.338\ \text{mm}$ ,  $S=1.0\ \text{mm}$ , (b)  $W=0.596\ \text{mm}$ ,  $S=0.7\ \text{mm}$ .

Fig. 2. Frequency-dependent line parameters. (a)  $W=0.338\ \text{mm}$ ,  $S=1.0\ \text{mm}$ , (b)  $W=0.596\ \text{mm}$ ,  $S=0.7\ \text{mm}$ .

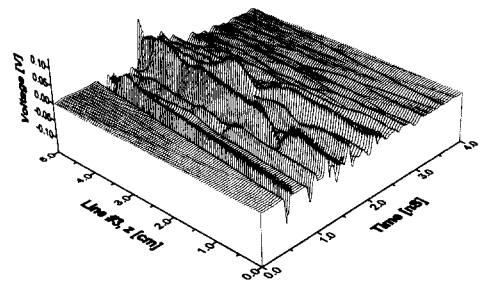
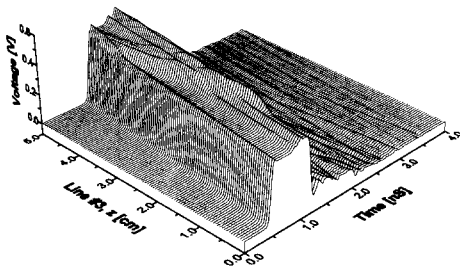
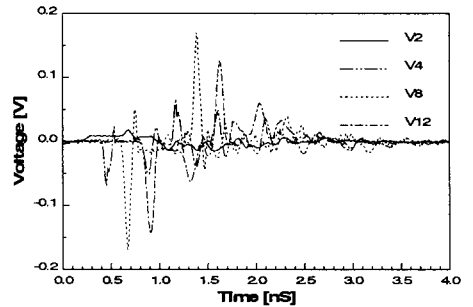
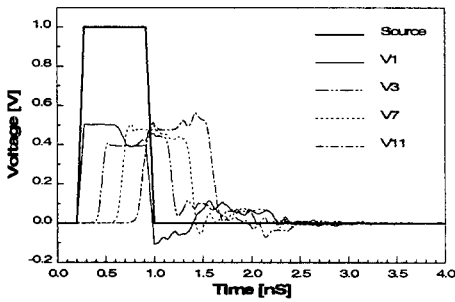
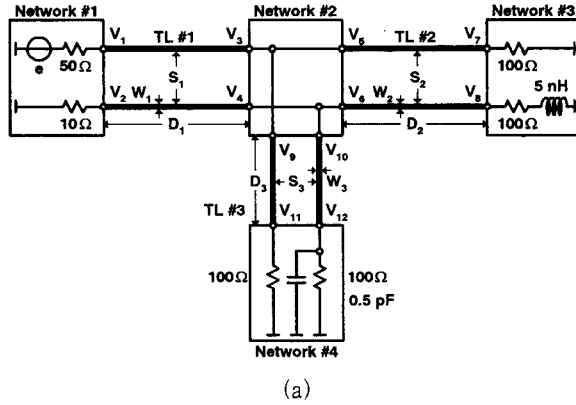


그림 3. (a) 예제 시스템 2, (b) 구동선로상의 파형, (c) 센스선로상의 누화 파형, (d) TL #3의 구동선로상의 과도신호, (e) TL #3의 센스선로상의 과도신호.

Fig. 3. (a) Example 2, (b) Waveforms of driven line, (c) Waveforms of sense line, (d) Transients of driven line, and (e) Transients of sense line of TL #3.

표 1. 그림 3(a)의 선로 프로파일.

Table 1. Line profile of Fig. 3(a).

	$W_i$ [mm]	$S_i$ [mm]	$D_i$ [cm]
TL #1	0.596	0.7	2.5
TL #2	0.338	1.0	2.5
TL #3	0.338	1.0	5.0

등의 전송선상의 파형 전송 및 반사특성에 대한 메카니즘을 볼 수 있다. 그림 3(a)의 시스템에서 선로 폭과 간격 및 길이는 표 1과 같다. 그림 2(b)는 예로 TL #1에 대한 선로 매개변수의 주파수특성을 보인 것이다. 시뮬레이션 결과를 그림 3(b), (c), (d), (e)에 보였으며 부정합에 의한 반사특성과 누화현상을 확인할 수 있다. 따라서 위 예들로부터 인가 펄스 비트 속도 결정과 각 회로망의 임피던스 및 결합선로 형상 결정에 도움을 줄 수 있다.

한편 대다수의 전송선은 균일하게 구성되어 왔으나 집적도 즉, 집적회로 내에서 할당된 회로망 및 선로 배치 면적이 결정될 경우 그림 4에서  $S_1$ 은 고정되어 있다고 볼 수 있다. 고정된  $S_1$ 을 만족하면서 누화레벨의 크기를 억압시키기 위해 선로의 형상을 불균일하게 하는 방법을 모색하였다. 순수하게 선로형상에 의한 누화 억압 현상을 보이기 위해 무손실이라 가정할 수 있는 즉, 약 0.1%의 감쇄를 허용하는

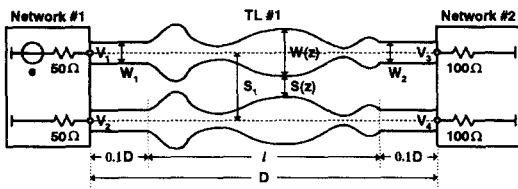


그림 4. 결합된 불균일선로 합성을 위한 일반화된 회로망 예.

Fig. 4. An example of generalized network for coupled nonuniform line synthesis.

범위에서 선로의 폭과 간격을 합성하였다. 기 발표된 역산란 제어법<sup>[12]</sup>을 참조하면 단일 불균일선로의 반사특성은 역산란 문제에서 WKB해<sup>[13]</sup>와 유사성을 가지며 안테나 패턴 합성을 위한 line-source법에 입각한 반사파 lobe 특성을 제어함으로써 WKB해의 피적분함수에 해당하는 비선형 분포함수로부터 선로형상 합성을 할 수 있다. 예로 50 Ω과 100 Ω을 정합시키고자 할 때 그림 5(a)와 같이 리플특성을 갖는 입력반사계수를 만족시키는 선로형상은 그림 5(b)에서 보듯이 거의 균일한 선로폭을 가지며 선로폭의 변환부가 존재함을 알 수 있다. 이때 변환되는 지점은 WKB해가 임피던스의 완만한 변화를 가정하고 있으므로 형상의 연속성을 그대로 유지하게 한다. 참고문헌 [12]의 식 (4)로부터 그림 5(a)와 같은 리플을 갖는 반사특성을 갖도록 최적화시킨 결과는  $U=[0.528, 1.583, 2.639, 3.691]$ ,  $V=[0.442, 0.443, 0.441, 0.431]$ 와 같다. 이렇게 합성된 선로를 그림 4의 결합된 선로에 배치할 경우 폭 변환부를 제외한 스트립의 평균폭이 0.1 mm이며  $S_1=1.338$  mm일 경우 선로간의 간격은 1.238 mm가 된다. 이 경우 손실은 거의 없으며 폭 변환부의 기울기에 의해 반사특성이 조절될 수 있다. 0.1 mm의 폭을 갖는 완전한 균일선로에 비해 폭 변환부가 존재함으로써 반사특성을 조절할 수 있고 센스선로에서의 스파이크성 누화피크치를 적절히 반사시킴으로써 누화피크치를 억압할 수 있는 효과를 가지게 된다. 그림 5(b)에 보인 합성된 선로형상을 반대로 배치한다면 입출력

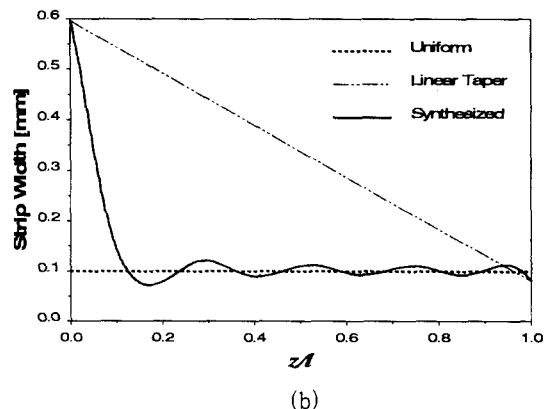
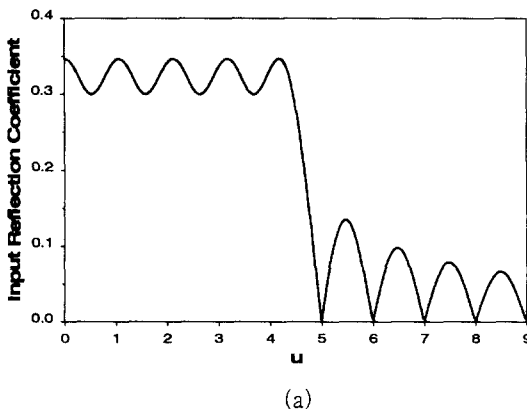


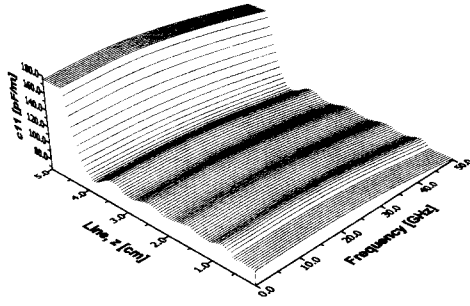
그림 5. 합성된 불균일선로의 입력 산란특성(a)과 합성된 스트립폭(b).

Fig. 5. Characteristics of input scattered data(a) and strip width of synthesized nonuniform line(b).

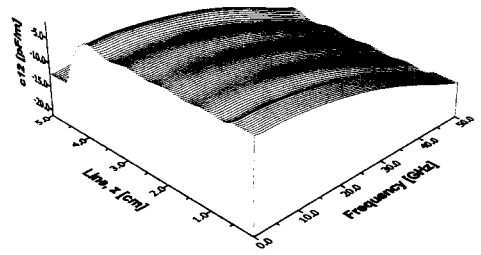
표 2. 그림 4의 선로 프로파일.

Table 2. Line profile of Fig. 4.

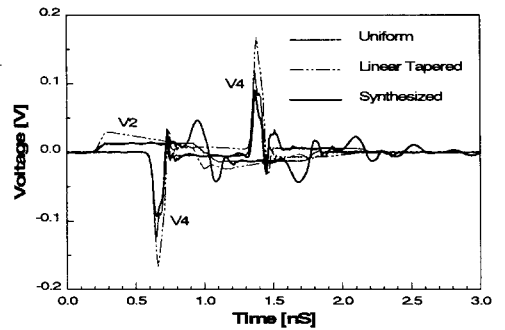
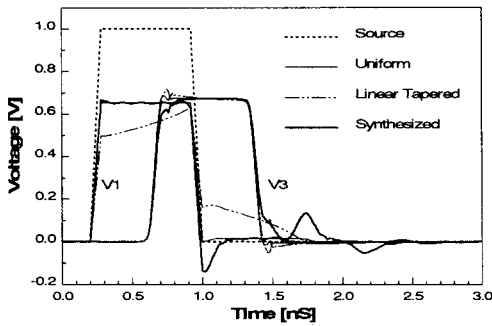
	$W_1$ [mm]	$W_2$ [mm]	$S_1$ [mm]	$D$ [cm]
Uniform line	0.100	0.100	1.338	5.0
Linear tapered line	0.596	0.081	1.338	5.0
Synthesized nonuniform line	0.081	0.596	1.338	5.0



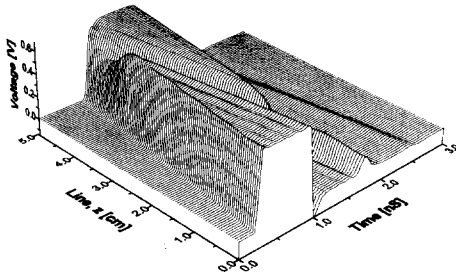
(a)



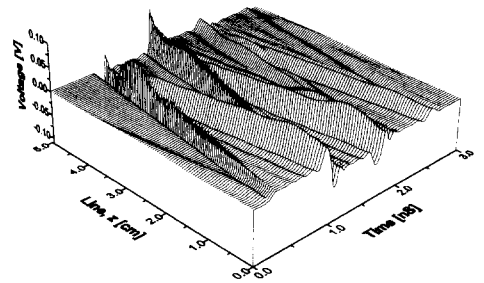
(b)



(d)



(e)



(f)

그림 6. 선로의 매개변수와 예측된 파형. (a), (b) 합성된 불균일선로의 커패시턴스 ; (c), (e) 구동선로상의 파형 ; (d), (f) 센스선로상의 파형.

Fig. 6. Line parameters and predicted waveform, (a), (b) Capacitances of synthesized nonuniform lines ; (c), (e) Waveforms on driven line ; and (d), (f) Waveforms on sense line.

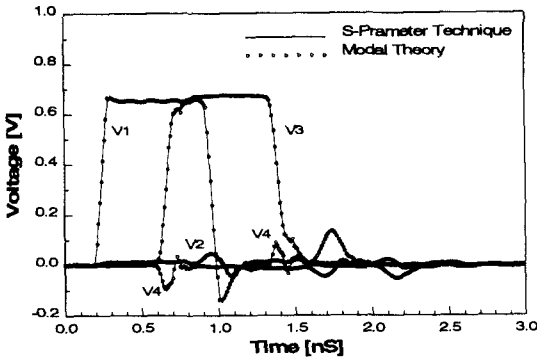


그림 7. 일반화된 S-파라미터 기법과 제시된 모드이론의 비교

Fig. 7. Comparison with proposed modal theory by generalized S-parameter technique.

부정합의 증가에 의해 반사파 제어 범위가 더욱 커지므로 그 형상을 반대로 하여 그림 4에 적용시켰다. 이 때 선로 프로파일은 표 2와 같다. 그림 6(a), (b)는 위에서 설명한 합성된 선로의 임의지점에 대한 주파수 의존성 단위길이당 커패시턴스 행렬 [C]이다. 그림 6(c), (d), (e), (f)는 균일선로, 선형적으로 테이퍼된 선로 그리고 합성된 선로상의 예측된 파형이다. 그림 6(d)의 센스선로에서 보여진 것처럼 합성된 선로의 누화피크치가 선형적으로 테이퍼된 불균일선로에 비해 46.31% 정도 낮음을 확인할 수 있고, 폭 변환부를 가지지 않는 균일선로에 비해 약 23.93% 낮음을 알 수 있다. 그리고 결합된 균일선로에 비해 불균일화에 의한 구동선로상의 파형 왜곡현상은 부정합에 의한 반사파에 기인하지만 그 정도는 크지 않으며, 허용되는 파형 보전성, 펄스 속도 및 허용 누화피크치 등을 고려하여 위에서 설명한 선로폭의 변환부가 갖는 기술기에 의해 그 왜곡현상은 조절될 수 있다. 따라서 선로폭 및 폭 변환부의 기술기는 파형보전 등의 목표치에 부합되도록 최적화 기법을 통해 산출될 수 있을 것이다.

그림 7은 그림 6의 (c)와 (d)를 중첩시켜 보인 그림으로서 일반화된 S-행렬 기법<sup>[14]</sup>를 사용하여 계산된 파형 예측과 비교한 것이다. 합성된 결합 불균일선로를 짧은 균일선로 조각으로 직렬 연결한 후 전체의 모드 ABCD행렬로부터 입출력 부하를 고려한 S-행렬을 구한다. 그리고  $i$ 차 포트에서의 구동펄스

( $E_i(f)$ )가 여기되면  $i$ 차 및  $k$ 차 포트 전압은 주파수영역에서 다음과 같이 표현된다.

$$V_i(f) = E_i(f) \cdot (1 + S_{ii}(f)) / 2 \quad (17)$$

$$V_k(f) = E_i(f) \cdot S_{ki}(f) \cdot Z_k^{3/2} \cdot Z_i^{-1/2} / 2 \quad (18)$$

포트 전압  $V_{i,k}(t)$ 는 위 식을 역푸리에 변환시켜 얻을 수 있다. 여기서  $Z_i$  및  $Z_k$ 는  $i$ 차 및  $k$ 차 포트에 종단된 임피던스를 의미한다. 그림 7은 본 연구에서 제시한 파형 예측 이론을 불균일선로에 적용시켰을 경우 그 타당성을 보여주고 있다.

#### IV. 결 론

본 연구에서는 주파수영역 모드 전송방정식과 회로망 단자 연결 조건식을 도출하여 주파수영역에서 해석함으로써 일반적인 선형회로망을 임의로 결정한 다중결합된 전송선로의 과도해석을 가능케 하였고 이 방법이 결합된 불균일선로에도 적용 가능함을 보였다. 그리고 파형 보전성 및 펄스 속도 등을 고려하여 결합된 인접선로상에 누화되는 불요 스파이크 성 잡음을 선로의 불균일화에 의해 억압시킬 수 있는 방법을 제시하였다. 이 방법은 역산란법에서 입력단의 반사계수에 해당하는 WKB 제어 이론에 입각한 것이며 불균일선로가 갖는 누화 조절 특성의 잠재된 능력을 파형 최적화에 이식시킬 수 있음을 보여주고 있다.

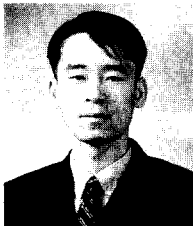
#### 참 고 문 헌

- [1] A.R.Djordjevic, T. K. Sarkar and S. M. Rao, "Analysis of Finite Conductivity Cylindrical Conductors Excited by Axially-Independent TM Electromagnetic Field," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-33, no. 10, pp. 960-966, Oct., 1985.
- [2] O. A. Palusinski and A. Lee, "Analysis of Transients in Nonuniform and Uniform Multiconductor Lines," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-37, no. 1, pp.



- 127-138, Jan., 1989.
- [3] A. R. Djordjevic and T. K. Sarkar, "Analysis of Time Response of Lossy Multiconductor Transmission Line Networks," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-35, no. 10, pp. 898-908, Oct., 1987.
- [4] J. R. Griffith and M. S. Nakhla, "Time-Domain Analysis Lossy Coupled Transmission Lines," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-38, no. 10, pp. 1480-1487, Oct., 1990.
- [5] A. R. Djordjevic, T. K. Sarkar and R. F. Harrington, "Analysis of Lossy Transmission Lines with Arbitrary Nonlinear Terminal Networks," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-34, no. 6, pp. 660-666, Jun., 1986.
- [6] C. R. Paul, *Analysis of Multiconductor Transmission Lines*. John Wiley & Sons, 1994.
- [7] Y.-C. E. Yang, K. J. Au and Q. Gu, "Time-Domain Perturbation Analysis of Non-uniformly Coupled Transmission Lines," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-33, no. 11, pp. 1120-1130, Nov., 1985.
- [8] M. A. Mehalic and R. Mittra, "Investigation of Tapered Multiple Microstrip Lines for VLSI Circuits," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-38, no. 11, pp. 1559-1567, Nov., 1990.
- [9] G.-W. Pan, G. J. Wunsch and B. K. Gilbert, "Frequency-Domain Analysis of Coupled Nonuniform Transmission Lines Using Chebyshev Pseudo-Spatial Techniques," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-40, no. 11, pp. 2025-2033, Nov., 1992.
- [10] D. Mirshekar-Syahkal, *Spectral Domain Method for Microwave Integrated Circuits*. John Wiley & Sons, 1990.
- [11] K. C. Gupta, I. Bahl, R. Garg and P. Bhartia, *Microstrip Lines and Slotlines*. Artech House, 1996.
- [12] E. J. Park, "Design of Nonuniform Transmission Lines with Arbitrary Reflection Properties," *Electronics Letters*, vol. 33, no. 23, pp. 1963-1964, Nov., 1997.
- [13] A. Ishimaru, *Electromagnetic Wave Propagation, Radiation, and Scattering*. Prentice Hall, 1991.
- [14] T. T. Ha, *Solid-State Microwave Amplifier Design*. John Wiley & Sons, 1981.

권 중 훈



1999년 2월: 금오공과대학교 전자공학과(공학사)  
 1999년 3월~현재: 금오공과대학교 전자공학과 석사과정  
 [주 관심분야] 전자장 수치해석, 마이크로파 회로해석 및 설계

이 병 희



1998년 2월: 금오공과대학교 전자공학과(공학사)  
 1998년 3월~2000년 2월: 금오공과대학교 전자공학과(공학석사)  
 2000년 2월~현재: (주) 삼성정보통신  
 [주 관심분야] 전자장 수치해석, 마이크로파 회로해석 및 설계

박 의 준



1983년 2월: 동아대학교 전자공학과(공학사)

1986년 9월: 고려대학교 대학원 전자공학과(공학석사)

1990년 2월: 고려대학교 대학원 전자공학과(공학박사)

1996년 1월~1996년 12월: 미 Cal-

tech 객원교수

1990년~현재: 금오공과대학교 전자공학부 부교수

[주 관심분야] 전자장이론 및 안테나, 마이크로파 전송선로 및 회로설계 등