

論文98-35D-12-1

## 다중결합된 마이크로스트립 데이터 전송로 자태의 최적합성을 통한 누화 최소화

### (Minimization of Crosstalk by Optimum Synthesis of Profiles of Multiple Coupled Data Transmission Lines on Microstrip)

朴 義 俊 \*

(Eui Joon Park)

#### 요 약

고속펄스 전송을 위한 다중결합된 마이크로스트립 신호버스에서 제일 근접한 선로상에 유기되는 누화피크치를 최소화시키기 위해 선로자태를 합성시키는 방법을 제안하였다. 평행하게 배열된 데이터버스에서 구동선로로부터의 누화에너지는 가장 근접한 선로에 거의 집중되므로 반사파 제어를 위한 최적화기법을 통해 선로간의 평균간격을 늘리는 방법을 채택하였다. 입출력 파형예측을 위해 일반화된 S-행렬 기법을 적용하였으며 선로간의 평균간격을 늘리기 위해 합성된 다양한 형태의 비일정선로의 누화특성을 비교 분석하였다. 그 결과 펄스가 갖는 주파수 범위내에서 스펙트럼을 고르게 반사시키게 하는, dip을 갖는 체비셰프형 테이퍼가 입출력 파형의 보전성에 큰 영향을 주지 않는 범위내에서 누화피크치를 최소로 함을 볼 수 있었다.

#### Abstract

A line profile synthesis method is presented that minimizes the nearest-neighbor crosstalk peak level for high-speed pulse transmission in multi-coupled microstrip signal buses. We adopted the optimization technique for the reflected wave control on bus lines resulting in increasing the average spacing between strip conductors, since in a parallel-conductor bus the crosstalk energy is concentrated at the nearest neighbors of the driven line. The generalized S-matrix technique is applied for the input and output waveform prediction, and crosstalk characteristics of various nonuniform lines synthesized for increasing the average spacing are analyzed by comparing each other. Simulation results demonstrate that the Chebyshev taper with dips is adequate to significantly minimize the crosstalk peak level under the satisfactory waveform integrity since the profile is oriented to evenly reflect significant pulse spectra within the frequency range of pulse.

#### I. 서 론

\* 正會員, 金烏工科大學校 電子工學部

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

※ 이 논문은 1997년 한국학술진흥재단의 공모과제 연구비에 의하여 연구되었음

接受日字:1998年9月28日, 수정완료일:1998年11月9日

전자기적으로 결합된 마이크로스트립 전송선로는 고속, 고밀도 디지털선로 버스 혹은 아날로그 (M)MIC 내에서 방향성결합기, 필터등에 많이 사용되고 있다. 특히 전송선로를 따라 고속 펄스신호가 전송될 때 분산, 누화, 지연, 반사 및 손실등은 신호의 보전성

(integrity)에 영향을 주게 되어 시스템의 오동작을 야기시킬 수 있다. 분산은 서로 다른 주파수에서 모드들의 실효유전을 차에 의해 주로 발생하며, 누화는 인접 선로간의 전자기적 결합에 의해 발생한다. 손실은 도체와 유전체에 의한 손실과 복사손실에 의해 발생한다. 반사는 결합선로의 입출력 임피던스와 선로자체의 모드 임피던스들에 의해 주로 결정된다. 따라서 전송선로의 시간영역 해석을 통해 정확한 파형 예측이 반드시 필요하며, 그 해석방법은 선로합성과 오동작 원인 분석 및 대응책 마련을 위해 정확하면서도 간단해야 할 필요가 있다. 일정한(uniform) 무손실 선로에 대한 해석은 시간영역에서 모드해석을 사용하여 쉽게 할 수 있다<sup>[1]</sup>. 주파수 의존성을 갖는 선로폭, 간격, 길이 등의 매개변수를 고려한 선형부하로 종단된 일정선로에 대한 주파수영역 해석<sup>[2]</sup>, 주파수 의존성을 갖는 매개변수와 비선형 부하를 고려한 일정선로 해석<sup>[3]</sup> 등의 일정선로 해석과 소위 spatial iteration-perturbation 법을 사용한 결합된 비일정(nonuniform) 선로 해석<sup>[4]</sup>, 시간영역 산란행렬을 사용하여 비선형 부하로 종단된 비일정 결합선로의 파형 예측<sup>[5]</sup>, 체비셰프 다항식을 사용하여 비일정선로상의 시간영역에서의 전압, 전류 전개를 통해 결합선로의 반사와 누화를 예측한 방법<sup>[6]</sup> [7] 등의 비일정선로 해석 방법들이 연구되어 왔다. 그러나 이들 방법들은 파형 예측에 목표를 두으로써 임의의 원하는 출력특성을 위한 선로의 효율적 합성이나 누화 감소 대책연구에 적용하기에는 매우 복잡한 단점을 가지고 있다.

본 연구는 다중결합된 일정 및 비일정 마이크로스트립 선로의 시간응답을 간단히 그리고 효율적으로 구하기 위해 일반화된 S-행렬 기법을 주파수영역에서 적용하고 역 DFT를 사용하여 시간영역에서의 입출력 응답을 산출하는 방법을 제안하였다. 그리고 원하는 시간응답의 목표치를 설정하고 최적화 기법을 사용하여 이 목표치에 부합하는 선로 합성을 효율적으로 할 수 있는 방법을 제안하였다. 이 선로 합성을 위해 본 연구에서는 두가지 측면을 고려하였다. 첫째는 최적화 방법을 사용하여 마이크로스트립 결합선로가 갖는 분산, 지연, 반사, 손실, 누화등 신호의 보전성에 영향을 주는 전기적 혹은 회로적 특성들을 적절히 타협시키는 방법을 제공하였으며 그 결과 주어진 마이크로스트립 제한하에서의 선로의 폭, 길이 및 인접선로간의 간격 등의 최적점을 도출하였다. 둘째는 거리에 따라 변화

하는 비일정선로 자태(profile)를 합성하므로써 누화 최소화를 기할 수 있는 방법을 제안하였다. 비일정선로 해석을 위해 선로의 주파수 의존성 매개변수 즉, 서로 다른 모드들의 특성임피던스와 전파정수를 사용하여 미소길이를 갖는 결합된 일정선로로 분할하는 방법을 채택하므로써 입출력 부하를 고려한 일반화된 S-행렬을 계산하였고 그 S-행렬로부터 파형을 예측하였다. 본 연구의 파형예측 결과는 기존의 연구 결과와 잘 일치함을 볼 수 있다. 또한 기존의 데이터 전송로가 대개 일정선로로 구성되어 왔으나 본 연구에서 합성한 비일정 데이터전송로의 출력 파형들의 비교 분석을 통해 파형에 큰 영향을 주지 않는 범위내에서 누화 최소화를 기할 수 있는 선로자태 합성이 가능함을 보였다.

## II. 다중결합된 마이크로스트립 입출력 시간응답 해석

$N$ -포트 회로망의 일반화된 S-행렬을 결정하기 위해  $i$ 차 포트에서의 테브난 등가전압과 발전기 방향으로 들여다본 임피던스를 그림 1과 같이 각각  $E_i$ 와  $Z_i$ 로 두자.  $V$ 와  $I$ 를 각 포트의 전압과 전류  $V_i$ 와  $I_i$ 로 이루어진 전압과 전류의 열벡터라고 하면 일반화된 입사 및 반사 전압 벡터는  $a$ 와  $b$ 와 같으며 다음과 같이 표현된다<sup>[8]</sup>.

$$a = Z_R (V + ZI) \quad (1)$$

$$b = Z_R (V - Z^T I) \quad (2)$$

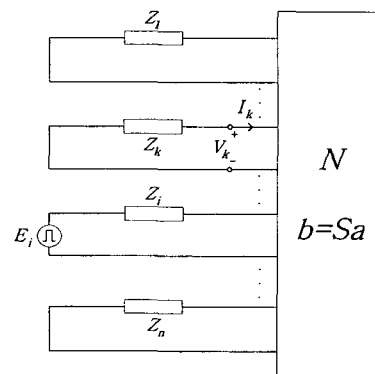


그림 1. 임의의 부하로 종단된  $N$ -포트 회로망  
Fig. 1. Terminated  $N$ -port network with arbitrary loads.

위 식에서  $Z_R$  과  $Z$  는 각각  $(Re Z_i)^{-1/2}/2$  와  $Z_i$  로 이루어진 대각선행렬이다.  $Z_N$  을 회로망  $N$  의 임피던스 행렬이라고 가정하면  $V=Z_N I$  의 관계로부터 회로망  $N$  의 S-행렬은 다음과 같이 표현된다.

$$S = Z_R (Z_N - Z^{T*}) (Z_N + Z)^{-1} Z_R^{-1} \quad (3)$$

만약 회로망  $N$  의 각 포트에서 발진기 방향으로 들여다본 임피던스가  $Z$  가 아닌 임의의 값  $Z'$  을 가진다면 식 (3)은 다음과 같이 표현된다.

$$S' = Z'_R (Z_N - Z'^{T*}) (Z_N + Z')^{-1} Z'_R^{-1} \quad (4)$$

식 (3)에서  $Z_N$  을 구하여 식 (4)에 대입하면 임의의 부하가 걸려있을 때의 일반화된 S-행렬을 구할 수 있다. 즉,

$$S' = A^{-1} (S - \Gamma^{T*}) (1_N - \Gamma S)^{-1} A^{T*} \quad (5)$$

가 되고 여기서  $1_N$  은  $N$  차 단위 행렬을 나타내며  $\Gamma$  와  $A$  는 다음과 같다.

$$\Gamma = (Z' - Z) (Z' + Z^{T*})^{-1} \quad (6)$$

$$A = Z'_R^{-1} Z_R (1_N - \Gamma^{T*}) \quad (7)$$

본 연구에서는 행렬  $Z$  를  $50 [\Omega]$  행렬로 두었으며 각 포트에 임의의 부하가 걸리면 식 (5)~(7)를 사용하여 일반화된 S-행렬을 구할 수 있다.

한편  $i$  차 포트에서  $E_i$  가 여기되면  $k$  차 포트 ( $a_k = 0, k \neq i$ ) 에서의 출력은

$$b_k = S_{ki}' a_i = \frac{1}{2} (Re Z_i)^{-1/2} S_{ki}' E_i, \quad i=1, 2, \dots, N \quad (8)$$

와 같이 되고  $V_k = -Z_k I_k, \quad b_k = -(Re Z_k)^{1/2} I_k$  의 관계를 사용하면 다음과 같이 간단히 된다.

$$V_k(\omega) = E_i(\omega) \cdot S_{ki}'(\omega) Z_k (Re Z_k)^{1/2} \cdot (Re Z_i)^{-1/2} / 2 \quad (9)$$

그리고 여기된  $i$  차 포트의 주파수영역에서의 신호는 입사 및 반사파를 고려하면 다음과 같이 된다.

$$V_i(\omega) = E_i(\omega) \cdot (1 + S_{ii}'(\omega)) / 2 \quad (10)$$

시간영역에서의 파형은 다음의 역 푸리에변환으로부터 구할 수 있다.

$$V_k(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} V_k(\omega) \cdot \exp(j\omega t) \cdot d\omega \quad (11)$$

따라서 결합선로에 존재하는 모드들의 전파정수와 특성임피던스들을 계산하면 그림 1의 회로망  $N$  의 S-행렬을 계산할 수 있고 각 포트에 종단된 임피던스를 고려한 일반화된 S-행렬을 계산할 수 있다. 이로부터 식 (9)~(11)을 사용하여 각 포트전압을 예측할 수 있다. 식 (5)에서 S-행렬은 일반적으로 다포트 회로망의  $Z$  혹은  $Y$ -행렬로부터 구할 수 있다. 그리고 데이터 버스의 경우 누화 현상은 바로 인접한 선로에 가장 크게 작용하므로 만약 바로 인접한 선로의 누화를 최소화시키려면 다른 결합선로에 유기되는 누화 파형은 자연히 원하는 레벨 이하로 떨어지게 될 것이다. 따라서 두 개의 선로가 서로 결합된 경우 즉, 그림 2와 같이 두 개의 선로가 결합된 4-포트 회로망의 경우를 예로 들면 chain행렬과 S-행렬 변환식으로 부터 S-행렬을 쉽게 구할 수 있다. 비일정선로의 chain행렬은 다음과 같이 결합된 선로를  $N$ 개로 분할하여 직렬로 연결된 일정한 결합선로 조각들로 계산될 수 있다.

$$\begin{bmatrix} A_i & B_i \\ C_i & D_i \end{bmatrix} = \prod_{j=1}^N \begin{bmatrix} A_{ij} & B_{ij} \\ C_{ij} & D_{ij} \end{bmatrix} \quad i: e \text{ 혹은 } o, \quad j: \text{분할수} \quad (12)$$

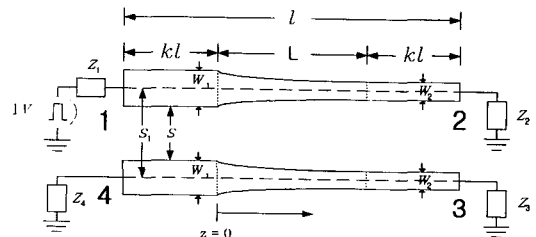


그림 2. 임의의 자태를 갖는 결합된 마이크로스트립 선로

Fig. 2. Coupled microstrip lines with arbitrary profiles.

임의의 분할된 일정선로의 chain행렬은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{bmatrix} A_{ij} & B_{ij} \\ C_{ij} & D_{ij} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh \gamma_{ij} \ell_j & Z_{ij} \sinh \gamma_{ij} \ell_j \\ \sinh \gamma_{ij} \ell_j / Z_{ij} & \cosh \gamma_{ij} \ell_j \end{bmatrix} \quad (13)$$

여기서  $\gamma = \alpha + j\beta, \quad \alpha = \alpha_c + \alpha_d$ 이며  $\beta$ 는 각 조각의 위상정수를 가리킨다. 그리고  $\ell_j$ 는 분할된 선로의 길이를 나타낸다. e와 o는 각각 우모드와 기모드를 나타내며  $\alpha_c$ 는 도체손실,  $\alpha_d$ 는 유전체손실을 나타내

는 감쇄정수이다. 특정한 폭과 선로간의 간격(spacing)을 갖는 결합된 마이크로스트립 선로의 우모드와 기모드 각각에 대한 주파수의존성 실효유전율과 특성 임피던스 및 감쇄정수등은 오늘날 공개되어 있는 SDA<sup>[9]</sup>와 같은 full-wave 해석용 프로그램을 사용할 수 있으나 본 연구에서는 파형 예측 및 누화최소화를 위한 최적선로합성 프로그램 구현에 쉽게 적용할 수 있도록 하기 위해 Kirchning과 Jansen<sup>[10]</sup>의 closed-form식을 주파수의존성 실효유전율 및 특성임피던스 계산에 활용하였고, 감쇄정수 계산은 참고 문헌 [11]을 참조하였다. 예로서 그림 2와 같은 결합된 비일정 마이크로스트립선로를 생각해보자. 여기서  $k=0.1$ 로 두고 선로는 선형으로 경사지도록 한 상태에서 각 포트에서의 전압파형을 계산하여 그림 3에 보였다. 인가 펄스신호의 폭은  $800 [\mu\text{s}]$ , 상승 및 하강시간폭은  $60 [\mu\text{s}]$ 로 하였다. 입출력 임피던스는  $Z_1=Z_2=Z_3=Z_4=100 [\Omega]$ 으로 하였다.

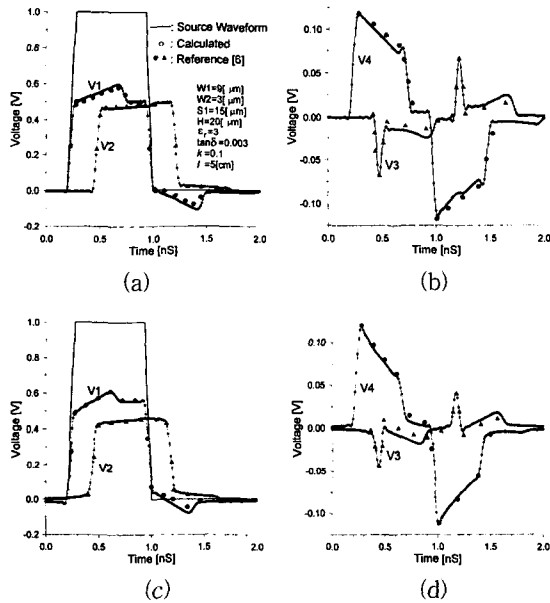
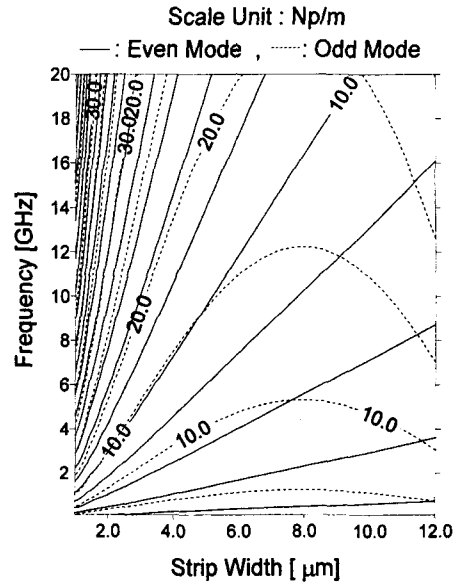


그림 3.  $Z_1=Z_2=Z_3=Z_4=100[\Omega]$  일 때 예측된 파형 (a), (b) 무손실의 경우 (c), (d) 손실을 고려한 경우 ( $k=0.1$ , 스트립 저항율:  $1.724 [\mu\Omega \cdot \text{cm}]$ )

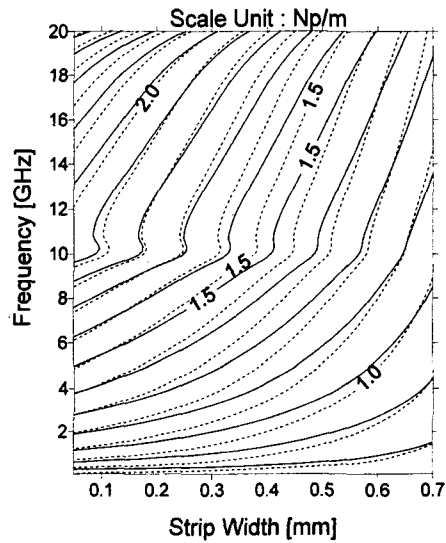
Fig. 3. Predicted input and output waveform when  $Z_1=Z_2=Z_3=Z_4=100[\Omega]$ . (a), (b) Lossless case. (c), (d) Lossy case ( $k=0.1$ , strip resistivity:  $1.724 [\mu\Omega \cdot \text{cm}]$ ).

그림 3(a)와 (b)는 무손실의 경우이고 (c)와 (d)는 손실을 고려한 결과이다. 주파수영역에서 DFT표본화

점을 4000개로 하고  $-16 \sim +16 [\text{GHz}]$ 의 범위에서 식(11)을 계산한 이 결과는 기존의 시뮬레이션 결과<sup>[6]</sup>와 잘 일치함을 보이고 있다.



(a)



(b)

그림 4. 계산된 감쇄정수 ( $\alpha = \alpha_c + \alpha_d$ ). (a)  $H=20 [\mu\text{m}]$ ,  $S_1=15 [\mu\text{m}]$ ,  $\epsilon_r=3$ ,  $\tan \delta=0.003$ 인 경우 (b)  $H=0.635 [\text{mm}]$ ,  $S_1=1.338 [\text{mm}]$ ,  $\epsilon=10.2$ ,  $\tan \delta=0.0028$ 인 경우

Fig. 4. Calculated attenuation constants ( $\alpha = \alpha_c + \alpha_d$ ). (a) Case of  $H=20 [\mu\text{m}]$ ,  $S_1=15 [\mu\text{m}]$ ,  $\epsilon_r=3$ ,  $\tan \delta=0.003$  (b) Case of  $H=0.635 [\text{mm}]$ ,  $S_1=1.338 [\text{mm}]$ ,  $\epsilon=10.2$ ,  $\tan \delta=0.0028$

그림 4는 우모드와 기모드 각각의 주파수의존성 감쇄정수  $\alpha$ 를 스트립폭의 변화와 주파수 변화에 따라 3차원 케적으로 나타낸 것이다. 그림 4(a)에서 선로간격  $S$ 는 그림 2에서 보인 것처럼 고정된  $S_1=15[\mu m]$ 로부터  $W$ 가 변화할 때 변화되는 간격에 해당한다. 예를 들면  $W$ 가  $6[\mu m]$ 이면 선로간격은  $9[\mu m]$ 에 해당한다. 그리고 스트립의 저항율은 동의 저항율 ( $\rho_c=1.724[\mu\Omega \cdot cm]$ )을 사용하였으며 스트립두께  $t$ 는 저주파대에서의 표피두께보다 훨씬 얇으므로 스트립 두께의 영향도 고려되어야하나  $800[\mu S]$ 의 펄스폭을 가지는 펄스의 주파수 스펙트럼 범위 ( $0\sim 10[GHz]$ )에서 스트립 두께의 영향은 펄스의 감쇄 및 분산 왜곡에 큰 영향을 주지 않으므로 무시하였다<sup>[12]</sup>. 그림 4로부터 선로의 폭이 좁아질수록 주파수에 대한 손실의 감도가 커지므로 파형의 감쇄에 의한 왜곡이 심해질 수 있기 때문에 최적화시 선로 폭의 제한도 고려되어야 할 것이다.

III. 결합된 일정선로 최적화

우선 그림 5(a)에 표현한 마이크로스트립 기판상에 그림 2와 같은 결합된 비일정선로를 구성하여 펄스폭이  $800[\mu S]$ , 상승 및 하강 시간폭이  $80[\mu S]$ 인 구형파를 인가시키는 경우를 생각해보자. 이때 부하는  $Z_1=Z_4=50[\Omega]$ ,  $Z_2=Z_3=100[\Omega]$ 으로 하였고 그림 2에서  $k=0.1$ 로 두었다. 그리고 스트립 저항율은  $1.724[\mu\Omega \cdot cm]$ 로 두고 감쇄정수를 계산한 결과는 그림 4(b)와 같다. 이 경우 선로간격  $S$ 는 고정된  $S_1=1.388[mm]$ 로부터  $W$ 가 변화할 때 변화되는 간격에 해당한다.

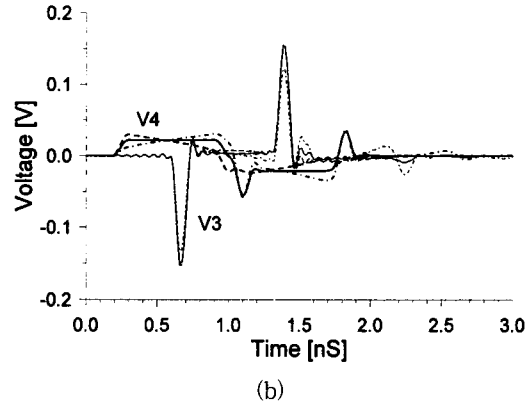
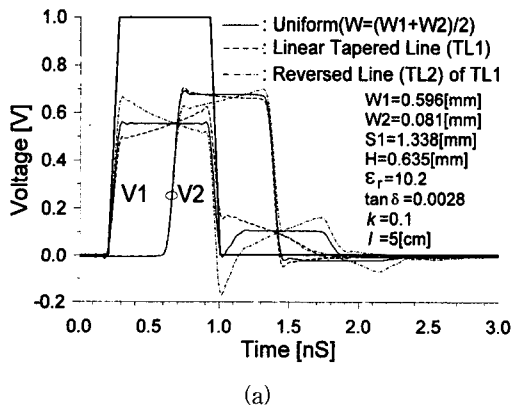


그림 5. 일정 및 선형으로 경사진 마이크로스트립 결합선로의 입출력 파형(손실을 고려한 경우)

Fig. 5. Input and output waveforms of coupled uniform and linear-tapered microstrip lines (lossy case).

이 경우 감쇄정수의 값은 매우 작기 때문에 그림 5(a)에 표현된 마이크로스트립 기판을 사용할 경우 손실의 영향은 인가펄스를 갖는 스펙트럼 범위에서 거의 무시할 수 있다. 그림 5에서 포트에서의 파형은 입사파와 반사파의 합에 의해 이루어지며 비일정선로의 변화하는 스트립 폭 및 간격의 주파수의존성 차이와 반사파의 주파수성분들의 일정치 않은 위상차에 의해 파형의 평탄도가 떨어짐을 볼 수 있다. 이 그림에 비일정선로의 방향을 반대로 했을 때의 입출력파형과 평균폭을 갖는 일정선로에 대해 예측된 파형을 동시에 보였다. 이 그림으로부터 TL1은 선로폭이 넓은 쪽(W1)에서 좁은 쪽(W2)으로, 즉 특성임피던스가 낮은 쪽에서 높은 쪽으로 뻗어 있으므로 진행하면서 양의 반사계수를 갖는 반사파가 점점 커지는 이유 때문에  $V_1$ 의 점선과 같이 파형의 평탄도가 떨어짐을 알 수 있다. TL2와 같이 TL1의 선로를 거꾸로 두면 선형으로 테이퍼된 선로를 인가 펄스가 진행함에 따라 음의 반사계수를 갖는 반사파가 점점 커지므로 파형의 기울기가 반대로 된다. 그리고  $V_3$ 는 선로간의 간격에 의해 영향을 주로 받지만 그림 5(b)에서 비일정선로가 놓이는 방향을 반대로 하므로써 far end에서의 누화레벨이 작아짐을 볼 수 있다. 이 TL2의 경우는 선로폭의 방향이 거꾸로 되어 있어 입출력 부하 임피던스에 대한 정합도가 떨어지고 TL1의 경우보다 반사레벨이 커지므로 반사파의 증가에 따른 누화의 상대적 감소가 초래되는 것이다. TL2선로상에서 near end 누화레벨

$V_4$ 는 역시 반사파의 증가에 의해 스파이크형 파형의 증가가 있음을 볼 수 있다. 이 누화레벨의 스파이크성은 누화되는 신호의 주파수 대역의 범위가 매우 넓은 것을 의미하므로, 만약 인가신호의 상승 및 하강시간을 더욱 짧게 한다면 스펙트럼의 범위가 더욱 넓어져 누화의 상승을 야기시키게 될 것이다. 그림 5로부터 선로의 자태 즉 비일정선로의 경사각 혹은 테이퍼 형태를 적절히 하므로써 누화레벨의 조절이 가능함을 볼 수 있다.

선로의 합성을 위해서는 기관의 기하학적 매개변수 즉 유전율, 유전체 높이, 선로폭, 선로간의 간격 및 선로 길이 등을 최적화변수로 고려되어야 하고 파형의 지연, 분산, 감쇄, 반사 및 누화 등의 목표치를 오차함수에 적용해야 한다. 이 절에서는 주어진 기관상에서 목표로 하는 임출력 파형의 구현을 위한 선로의 폭과 길이 및 간격의 최적치를 산출하는데 목표를 두고 있다. 목표치에 부합되는 지연과 누화 레벨을 얻기 위한 연구<sup>[13]</sup>가 진행된 바 있으나 최적화기법에 중점을 두므로써 회로 크기가 매우 크게 될 수 있는 단점을 가지고 있으며 오차함수 설정에 모든 목표치를 동시에 고려하므로써 일부 목표치에 대한 수렴이 이루어지지 않을 가능성을 가지고 있다. 예를 들면 반사신호의 레벨과 누화레벨이 오차함수에 동시에 포함될 경우 최적화 과정에서 반사신호의 레벨이 수렴되어 가는 동안 원하는 누화레벨이 수렴되지 않는 경우가 발생할 수 있다. 왜냐하면 동시에 만족시키는 선로 폭, 길이, 간격 등이 존재하지 않을 수 있기 때문이며, 초기치 설정에도 매우 세심한 고려가 있어야만 한다. 따라서 본 연구에서는 파형 보전성에 영향을 주는 인자들간의 몇 가지 상호관계를 제한요소로 두므로써 최적화를 보다 간단히 하였다. 즉,

1) 누화레벨은 선로간격에 의해 지배적인 영향을 받는다.

2) 지연은 거의 선로의 길이에 의해 결정된다.

3) 특성임피던스에 주된 영향을 주는 선로폭에 대한 감도는 반사의 경우가 매우 높다.

4) 분산은 유전율, 선로폭과 길이, 선로간격, 유전체 높이 및 인가 펄스폭등에 의해 영향을 받지만, 만약 고정된 마이크로스트립기관 제원하에서 임의의 펄스폭이 주어졌을 때 펄스의 falling edge 부분에서 ringing 현상을 수반하므로 이 ringing레벨의 크기를 제어하므로써 분산의 크기를 결정할 수 있다.

이상의 일반적인 성질을 토대로 하여 최적화과정에 적용하면 다음과 같다. 우선  $E_p(\phi)$ 를 변수벡터  $\phi$ 에 대한 오차함수라 정의하고 임의의 초기치  $\phi_0$ 에 의한 최대 오차함수  $U(\phi)$ 를 다음과 같이 표현한다.

$$U(\phi) = \text{maximum}\{E_p(\phi)\} \quad (14)$$

여기서 첨자  $p$ 는 시간영역에서 임의의  $p$ 차 포트 출력응답을 의미한다. 따라서 최적화과정이란 원하는 출력응답에 수렴되어 갈 수 있도록 오차함수  $U(\phi)$ 를 최소화하는 과정이라 볼 수 있다. 즉,

$$\text{minimize } U(\phi) \quad (15)$$

최소화를 위한 반복기법은  $\ell$ 을 반복 회수라 할 때 다음 식으로 표현된다<sup>[14]</sup>.

$$\begin{aligned} \phi_{\ell+1} &= \phi_{\ell} - \alpha_{\ell} H_{\ell}^{-1}(\phi_{\ell}) \nabla \cdot [U(\phi_{\ell})] \\ &= \phi + \alpha_{\ell} S_{\ell} \end{aligned} \quad (16)$$

여기서  $H^{-1}$ 는 Hessian행렬의 역행렬을 나타내고,  $\alpha_{\ell}$ 은  $U$ 를 최소화시키도록 선택된다. 여기서

$Y_{\ell} = \nabla U(\phi_{\ell+1}) - \nabla U(\phi_{\ell})$ 로 두면 최소화 과정에서  $H^{-1}$ 은 계속 다음과 같이 update된다.

$$\begin{aligned} H_{\ell+1}^{-1} &= H_{\ell}^{-1} + \frac{\alpha_{\ell} S_{\ell} S_{\ell}^T}{[\nabla U(\phi_{\ell})]^T H_{\ell}^{-1} [\nabla U(\phi_{\ell})]} \\ &\quad - \frac{H_{\ell}^{-1} Y_{\ell} Y_{\ell}^T H_{\ell}^{-1}}{Y_{\ell}^T H_{\ell}^{-1} Y_{\ell}} \end{aligned} \quad (17)$$

$V_j(\phi, t)$ 를 시간  $t$ 에서  $j$ 차 포트에서의 신호응답이라면 식(14)에서  $\phi$ 의 초기치에서 얻어진  $|V_j(\phi, t)|_{\max}$ 를 목표치에 부합하도록  $\phi$ 를 최적화시키면 될 것이다. 예를 들면 그림 5의 일정선로에 대해 비유전율 10.2, 높이  $H=0.635$  [mm]를 갖는 기관상에서 누화신호  $V_3(\phi, t)$ 의 최대치가  $0.1$  [V]이하,  $V_1(\phi, t)$ 의 falling edge에서의 꼬리부분이  $0.05$  [V]이하,  $t=t_a=0.6$  [nS]에서  $V_2(\phi, t)$ 의 값이  $0.3$  [V]가 되도록 하고자 할 때 최적화 전, 후의 파형은 그림 6과 같다.  $\phi = [W, S, \ell] = [0.5 \text{ mm}, 1.0 \text{ mm}, 5 \text{ cm}]$ 를 초기치로 두었으며 최적화된 결과는  $[0.176 \text{ mm}, 1.551 \text{ mm}, 4.3249 \text{ cm}]$ 과 같다. 이 때 오차함수는 다음과 같이 두었다.

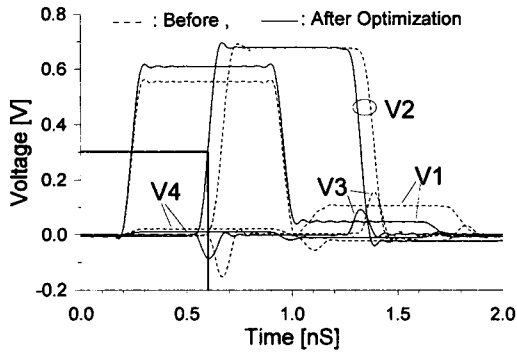


그림 6. 최적화된 예 1  
Fig. 6. Example 1 of optimization.

$$U(\phi) = \sum_{j=1,3} W_j |\max_{\tau_{j1} < t_i < \tau_{j2}} |V_j(\phi, t_i) - S_j| + W_2 |V_2(\phi, t_o) - S_2|, \quad (18)$$

여기서  $j$  는  $j < p$  를 만족하는  $j$  차 포트를 나타내고,  $W_j$  는 임의로 주어진 무게합수로서 특정 응답의 수렴성과 수렴속도를 결정한다. 이 예에서 각 포트전압이 갖는 목표치들의 변수  $\phi$  에 대한 감도가 각각 다르므로 위에서 언급한 일반적인 제한요소를 고려하여 무게합수를 설정하였다. 즉  $W_1$  의 값을  $W_2$  및  $W_3$  보다 크게 ( $W_1 = 10, W_2 = W_3 = 1$ ) 두면 위의 3)항에 의해 선로폭의 최적화가 우선적으로 일어나며 그 다음  $W_3$  의 값을 상대적으로 크게 하면 최적화된 선로폭을 유지하면서 선로간격의 최적화가 이루어진다. 이 과정을 반복하면  $V_1$  과  $V_3$  의 최적화가 이루어지며 최종적으로  $W_2$  를 상대적으로 높게 하므로써 반사 및 누화레벨은 감소하면서  $V_2$  의 목표치를 만족시키게 된다.  $S_j$  는  $j$  차 포트 파형에 대한 목표치를 의미한다. 오차함수의 stopping 조건은  $U(\phi) \leq 10^{-8}$  로 하였다.  $t_i$  는 최적화 과정에서  $\tau_1$  과  $\tau_2$  의 시간 범위내에서의 표본화된 점(sampled point)으로써 점간의 간격은 10[nS]로 하였고 DFT 표본화 점은 4000개로 하여  $-16 \sim +16$  [GHz] 범위에서 수행하였다. 그리고  $j=1$  인 경우  $t_i$  의 범위는  $V_1$  의 falling edge부터 2[nS]까지 두었고,  $j=3$  인 경우는 0~2[nS] 범위로 설정하였다. 그림 7은 인가펄스폭이 400[ $\mu$ S], 상승 및 하강시간이 20[ $\mu$ S]일 때 그림 5(a)에 표시한 마이크로스트립 결합선로(일정선로)의 far end 파형을 제어한 그림이다.  $V_2$  의 하강 edge 부에서의 ringing 현상을 줄여 최대 ringing 레벨을 0.05 [V]로 하고,

$V_3$  의 누화레벨을 0.15 [V]로 목표치를 설정하였다. 그리고  $Z_1 = Z_2 = Z_3 = Z_4 = 50$  [ $\Omega$ ]으로 두었으며 최적화 전의 파형은  $W=0.596$  [mm],  $S=0.7$  [mm],  $\ell=7$  [cm]의 경우에 해당한다. 이 경우는 입출력이 50 [ $\Omega$ ]으로 정합되어 있으므로 반사파가 거의 없으며, 선로폭의 변화보다는 ringing 현상을 줄이기 위해서는 길이를 조절하고, 누화를 줄이기 위해서는 S를 증가시키는 방법이 유리할 것이다. 최적화된 결과는  $\phi = [S, \ell] = [1.374 \text{ mm}, 3.890 \text{ cm}]$ 와 같다. 최적화 방법은 앞에서 논의한 바와 같이 minimax 법을 사용하였다.

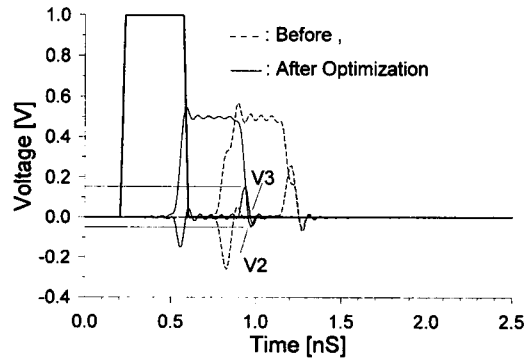


그림 7. 최적화된 예 2 ( $Z_1 = Z_2 = Z_3 = Z_4 = 50$  [ $\Omega$ ])  
Fig. 7. Example 2 of optimization ( $Z_1 = Z_2 = Z_3 = Z_4 = 50$  [ $\Omega$ ]).

#### IV. 선로 자태 합성을 통한 누화 최소화와 결과 검토

결합선로의 누화특성은 선로간의 간격에 의해 지배적인 영향을 받으므로 선로간격을 늘릴 수 있는 새로운 방법이 필요하다. 그러나 선로간격을 무작정 늘리지 않고 임의의 제한된 크기 내에서 선로간격을 늘릴 필요가 있다. 즉 응답특성에 큰 영향을 주지 않으면서 정해진 집적도를 만족하도록  $S_1$  을 고정시킨 상태에서 선로폭을 줄일 수 있다면 선로간의 간격은 늘어날 것이다. 이를 위해 테이퍼선로 설계 이론을 적용하였다.

단일선로의 입력반사계수는 Riccati 방정식의 해<sup>[15]</sup>로부터 구해지며 다음과 같이 표현된다.

$$\Gamma_i = \exp\left[2j \int_0^L \beta(\omega, z) dz\right] \cdot \int_0^L \frac{1}{2} \frac{d \ln \bar{Z}(\omega, z)}{dz} \cdot \exp\left[-2j \int_0^z \beta(\omega, \xi) d\xi\right] dz \quad (19)$$

여기서  $\bar{Z}$  는 출력측의 임피던스를 입력측의 임피던스

로 정규화된 임피던스를 나타내고 그림 2와 같이  $z$ 는 전송선로가 뻗어있는 방향을 나타내며  $L$ 은 비일정선로 길이를 나타낸다. 즉, 선로는  $z=0$ 에서  $z=L$ 까지 뻗어 있다. 여기서  $p=2\pi(z/L-1/2)$ ,  $u=\int_0^L \beta(\omega, z) dz/\pi$ 로 치환하면 위 식의 적분항은  $f(u)=\int_{-\pi}^{\pi} g(p)e^{-jpu} dp$ 로 주어진다. 여기서

$$g(p)=\frac{1}{2}\int_{-\infty}^{\infty} f(u)e^{jpu} du = \frac{1}{2}\frac{d\ln \bar{Z}(\omega, z)}{dp} \quad (20)$$

위 식에서  $f(u)$ 와  $g(p)$ 는 소위 Fourier 변환쌍<sup>[15]</sup>을 의미하며  $f(u)$ 의 특징은 입력반사계수가  $u$ 에 대해 반복되는 lobe를 갖는다는 것이다. 따라서 임의의 원하는  $f(u)$ 를 계산해낼 수 있다면 식(21)으로부터  $g(p)$ 와 해당  $\bar{Z}(\omega, z)$ 를 구할 수 있다. 이때  $\bar{Z}$ 는  $z$ 의 위치에 따라 변화하는 임피던스를 나타내므로 해당 마이크로스트립폭을 구현하면 그 폭은 원하는  $f(u)$ 를 나타내도록 해주는 비일정 선로가 될 것이다. 여기서 임의의  $f(u)$ 를 구하기 위한 방법으로써 변형된 line-source법<sup>[16]</sup>을 사용하였다.  $f(u)$ 는 안테나 패턴 합성을 위한 연속적인 line-source에 의한 space factor와 유사한 형태를 갖는다. 따라서 lobe의 null점과 dip점을  $u_n$ 과  $v_n$ 이라 하였을 때 적절한  $u_n$ 과  $v_n$ 을 추출함으로써 lobe의 크기를 제어할 수 있다. 그 형태는 다음과 같다.

$$f(u)=\frac{1}{2}(\ln \bar{Z})\frac{\sin \pi u}{\pi u}\frac{\prod_{n=1}^N\left(1-\frac{u}{u_n-jv_n}\right)\left(1+\frac{u}{u_n+jv_n}\right)}{\prod_{n=1}^N\left(1-\left(\frac{u}{n}\right)^2\right)} \quad (21)$$

이 식은  $u_n=n$ ,  $v_n=0$ 일 경우 지수함수 형태의 테이퍼에 대한 주파수응답을 포함하고  $u_n$ 과  $v_n$ 의 값에 따라 다양한 형태의 주파수응답을 표현할 수 있다. 이때  $N$ 은 통과역을 결정한다. 예를 들어  $N=7$  경우 7.5:1의 통과역을 나타내며 통과역의 범위 밖에서는 지수함수 테이퍼의 주파수특성을 따른다. 임의로 선택한 원하는 lobe의 피크치들과 dip값들을 목표치라 할 때 목표치에 부합하는 lobe들을 갖도록  $u_n$ 과  $v_n$ 을 결정해야 한다. 그 오차함수  $E(u)$ 는 다음과 같이 자연대수의 차로 표현하였다.

$$E(u, v)=\sum_{p,d=1}^N\left(|\ln(f_p(u, v)/S_p(u))|^2+|\ln(f_d(u, v)/S_d(u))|^2\right) \quad (22)$$

여기서  $u=[u_1 u_2 u_3 \dots u_N]$ ,  $v=[v_1 v_2 v_3 \dots v_N]$ 을

의미하고  $f_p$ 와  $f_d$ 는 각각 매 반복시 나타나는  $f(u)$ 의 피크치와 dip값이다. 오차함수는 최소자승법을 사용하였으며  $f(u)$ 의 피크치와 dip값들이 목표로 하는 피크치  $S_p(u)$ 와  $S_d(u)$ 에 각각 일치될 수 있도록  $u$ 와  $v$ 를 계속 update시켜  $E(u, v)\leq 10^{-8}$ 이 되도록 식(16)을 사용하여 최소화된다. 그림 8은  $k=0.1$ 일 때 길이  $L$ 에 해당하는 비일정선로를 다양한 형태의 테이퍼로 구성한 예이다. 그림 5에서 사용한 기판상에 TL2와 같이  $z$ 방향으로 진행함에 따라 선로폭이 증가하도록 선로들을 배치시켰다. 즉 선형 테이퍼의 경우 그림 5의 TL2와 같다. 선로폭이 증가하도록 둔 이유는  $\Pi$ 절에서 논의한 바와 같이 누화의 피크치를 줄이는 효과를 이용하고자 하는데 있다. dip이 존재하지 않는 지수함수형 테이퍼 및 체비셰프형 테이퍼의 최적화된 null점 즉,  $u_n(N=7)$ 은 그림 8(b)에 도시하였으며 null점의 교란(perturbation)에 의해 lobe의 크기가 조절됨을 볼 수 있다. dip을 갖는 체비셰프형은  $N=4$ 로 두었으며  $u_n=[0.528, 1.584, 2.639, 3.691]$ ,  $v_n=[0.442, 0.443, 0.443, 0.443]$ 의 최적치를 갖는다. 이 그림에서 피크치의 정확한 값은 0.333이지만 제어된 값이 0.346으로 나타난 이유는 식(19)에서  $f(u)$ 는  $\Gamma\ll 1$ 인 조건하에서 더욱 정확하므로 피크치가 커지면 약간의 오차를 가져오게 된다.

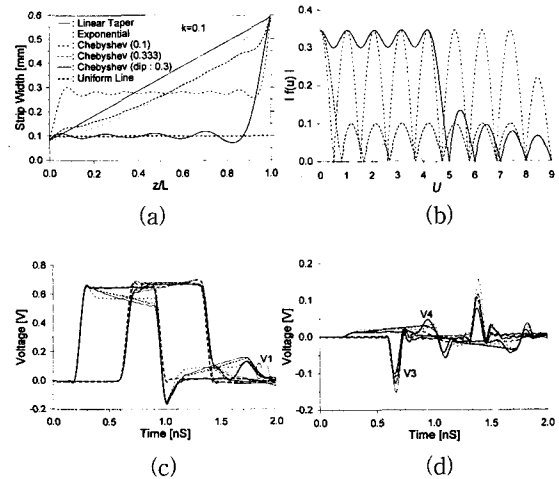


그림 8. (a) 합성된 선로폭 (b) (a)에 표현된 테이퍼 선로의  $u$  영역에서의 입력반사계수의 크기 (c), (d) 계산된 입출력 파형

Fig. 8. (a) Synthesized strip width (b) Magnitude of input reflection coefficients of tapered lines expressed at (a) in the  $u$  domain (c), (d) Calculated input and output waveforms.



그림 8(a)로부터 dip을 갖는 체비셰프 테이퍼(TLd)의 선로폭은 거의 일정해지며 우측 부위에서 폭의 변화가 크게 일어나고 있다. 따라서  $S_{11} = 1.338 [mm]$ 로 고정된 경우 선로간의 간격이 넓어짐을 알 수 있다. 그리고 선로폭이 갖는 리플의 평균치는  $0.1 [mm]$ 로써  $0.1 [mm]$ 의 일정폭을 가지다가  $0.596 [mm]$ 의 폭으로 급격히 증가함을 볼 수 있다. 폭의 변화가 급격하다 하더라도 테이퍼 선로의 폭 합성 결과는 변환부의 길이에 비해 스트립폭은 매우 가늘므로 연속적이라 볼 수 있다. 합성된 테이퍼와 선형 테이퍼 및  $0.1 [mm]$ 의 일정폭에 대한 입출력 파형을 그림 8(c),(d)에 보였다. 이 결과로부터 결합된 선형 테이퍼 선로의 누화레벨  $V_3$ 보다 TLd의 누화레벨 피크치가 약 36.4% 감소됨을 볼 수 있다. 이때 선로폭의 감소에 의한 손실의 증가는 그림 4(b)에서 보듯이 거의 무시할 수 있으며 파형의 변화에 영향을 주지 않는 범위에 있다. 만약 손실이 큰 기판을 사용할 경우는 반사와 길이를 줄이는 최적화가 수반되어야 할 것이다. 특히  $0.1 [mm]$ 의 결합된 일정선로의 평균간격이 가장 넓으나 누화레벨이 TLd의 경우보다 크게 나타나고 있다. 그 이유는 그림 9에 보인 것처럼 전송계수  $S_{31}$ 가 인가신호의 스펙트럼 범위에서 평균적으로 작은 값을 가지기 때문이며 이는 TLd의 선로폭 변환부 ( $0.1 \rightarrow 0.596 [mm]$ )에 의한 반사전압 증가에 기인한 것이다. 이 반사에 의해 그림 8(d)에서 볼 수 있듯이 포트4에 시간영역에서 짧은 리플전압이 발생하게 된다. 이 결과는 III절 앞부분에서 설명하였다.

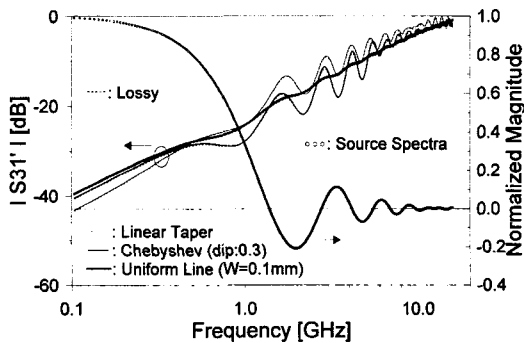
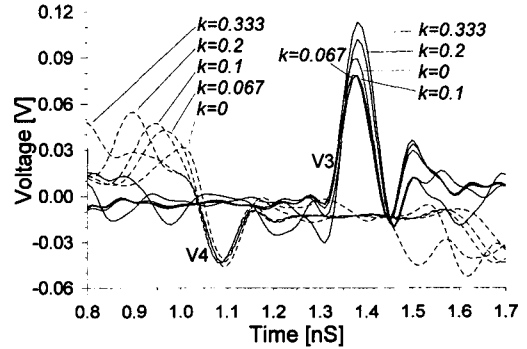


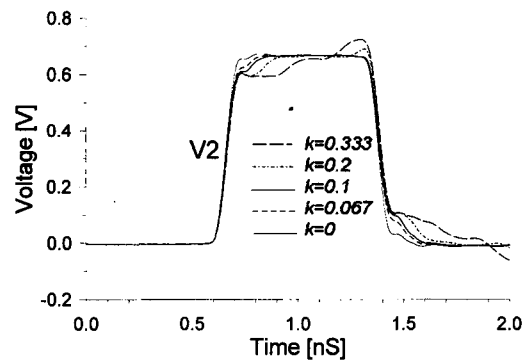
그림 9.  $S_{31}$ 의 주파수특성과 신호의 스펙트럼  
Fig. 9. Frequency characteristics of  $S_{31}$  and source spectra.

한편 이상의 시뮬레이션은 그림 2에서  $k=0.1$ 로 고정시켰으나 그림 8(a)의 상태에서  $k$ 값을 변화시켰을

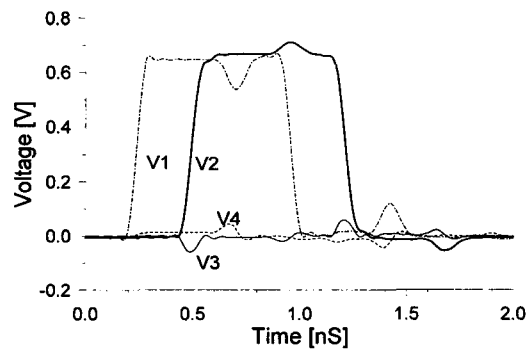
경우 TLd의 누화레벨과  $V_2$ 의 변화를 그림 10에 보였다.  $k=0.1$ 을 기준으로 하여  $k$ 의 값을 변화시키면 반사 및 전 송계수의 위상변화에 의해 파형의 변화가 초래된다.



(a)



(b)



(c)

그림 10. (a), (b)  $k$  값의 변화에 대한  $V_2, V_3, V_4$ 의 변화 ( $l=5 [cm]$ ) (c)  $l$ 을  $3 [cm]$ 로 줄였을 때의 파형( $k=0.1$ )

Fig. 10. (a), (b) Variations of  $V_2, V_3,$  and  $V_4$  due to variation of  $k$  ( $l=5 [cm]$ ) (c) Waveforms when the line length is reduced to  $l=3 [cm]$  ( $k=0.1$ )

이 위상변화는 테이퍼선로의 길이변화 ( $L = \ell(1 - 2k)$ )에 의한 것으로 위상변화에 의한 파형 변화 예측을 이론적으로 표현하는 것을 결합선로의 경우 특히 어려운 문제가 있으므로  $k$ 를 반복 변화시켜 파형에의 영향을 분석하였다.

그림 10(a)에서  $k$ 의 변화에 의해 누화레벨의 시간 지연이 존재함을 알 수 있고  $k=0.067\sim 0.1$ 의 범위에서 누화레벨의 피크치가 최소로 됨을 볼 수 있다. 특히  $k=0$  즉,  $L=\ell$  일 경우가 TLd ( $k=0.1$ )의 경우보다  $V_3$ 의 크기가 높은 것은 반사 및 전송계수의 위상의 주파수존성은  $k$ 에 의해 조절될 수 있음을 알 수 있으며 데이터 전송로를 비일정선로로 구성할 경우 그림 2와 같이 적절한 길이의 일정선로를 입출력단에 추가하는 것이 누화 최소화에 도움을 줄 수 있음을 알 수 있다. 그리고 그림 10(c)는  $k=0.1$ 인 TLd의 길이를 5 [cm]에서 3 [cm]로 줄였을 때의 입출력 파형을 보인 것이다. 이 그림으로부터 본 연구방법을 사용하였을 경우, 길이 감소를 적절히 하므로써 펄스율을 고속화하는데 영향을 주지 않음을 알 수 있으며  $V_3$ 의 최소화에 기인하는  $V_4$ 의 다소의 증가는 인접선로의 신호원이 동시에 ON상태가 되는 경우라 하더라도 중첩의 원리에 의해  $V_1 + V_4$ 로부터 파형의 왜곡에 영향을 거의 주지 않음을 알 수 있다.

## V. 결론

본 연구에서는 일반화된 S-행렬 기법을 사용하여 다중결합된 마이크로스트립 데이터 선로의 시간응답 예측방법을 제시하였으며 기존의 해석 차원을 벗어나 분산, 지연, 반사, 손실 및 누화등 신호의 보전성에 영향을 주는 마이크로스트립 결합선로의 특성들을 고려한 선로 합성법을 두가지 관점에서 다루었다. 먼저 원하는 입출력 파형의 보전성을 유지하게 하는 결합선로의 폭, 간격 및 길이를 최적화 기법을 통해 산출하므로써 일정 선로로 이루어진 데이터선로의 합성법을 제시하였다. 또한 파형의 보전성에 큰 영향을 주지 않으면서 출력 누화레벨을 최소화할 수 있는 방법을 제안하였다. 그 결과 데이터버스의 입출력단에 집적된 부하간격에 영향을 주지 않는 범위 내에서 불연속이 존재하지 않는 데이터선로 설계법을 사용하므로써 선로 자태의 효율적인 비일정화에 의해 누화를 줄일 수 있

음을 볼 수 있었고 입출력단에 일정선로를 추가하여 그 길이를 조절하므로써 누화를 최소화시킬 수 있음을 보였다. 본 연구의 결과로부터 향후 비일정선로가 갖는 자태를 합성하므로써 데이터 전송로의 누화 최소화를 구현하는 데 활용될 수 있으리라 생각된다.

## 참고 문헌

- [1] F.Y.chang, "Transient analysis of lossless coupled transmission lines in a non-homogeneous dielectric medium," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-18, pp. 616-626, Sept. 1970.
- [2] A.R.Djordjevic and T.K.Sarkar, "Analysis of time response of lossy multiconductor transmission line network," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-35, pp. 898-907, Oct. 1987.
- [3] A.R.Djordjevic and T.K.Sarkar, R.F. Harrington, "Time domain response of multiconductor transmission lines," *Proc. IEEE*, vol. 75, no. 6, pp. 734-764, June. 1987.
- [4] M.A.Mehalic and R.Mitra, "Investigation of tapered multiple microstrip lines for VLSI circuits," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 38, pp. 1559-1567, Nov. 1990.
- [5] K.S.Oh and J.E.Schutt-Aine, "Transient analysis of coupled, tapered transmission lines with arbitrary nonlinear terminations," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 41, pp. 268-273, Feb. 1993.
- [6] G.Pan, G.j.Wunsch, and B.K.Gilbert, "Frequency-domain analysis of coupled nonuniform transmission lines using Chebyshev Pseudo-spatial technique," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 40, pp. 2025-2033, Nov. 1992.
- [7] O.A.Palusinski and A.Lee, "Analysis of transients in nonuniform and uniform multiconductor transmission lines," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 37, pp. 127-138, Jan. 1989.

- [ 8 ] T.T.Ha, *Solid-state Microwave Amplifier Design*. John Wiley and Sons, 1981.
- [ 9 ] D.Mirshekar-Syahkal, *Spectral Domain Method for Microwave Integrated Circuits*. Research Studies Press, 1990.
- [ 10 ] M.Kirchning 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, pp. 83-90, Jan. 1984.
- [ 11 ] K.C.Gupta et al., *Microstrip Lines and Slotlines*. pp. 498-502, 1996.
- [ 12 ] T.Leung and C.A.Balanis, "Attenuation distortion of transient signals in microstrip," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-36, pp. 765-769, April. 1988.
- [ 13 ] Q.Ihang, S.Lum, and M.S.Nakhla, "Minimization of delay and crosstalk in high-speed VLSI interconnects," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-40, pp. 1555-1563, July. 1992.
- [ 14 ] D.G.Luenberger, *Linear and Nonlinear Programming*. Addison-Wesley Publishing Com., 1984.
- [ 15 ] R.E.Collin, *Foundations for Microwave Engineering*. McGraw-Hill, 1966.
- [ 16 ] E.J.Park, "Design of nonuniform transmission lines with arbitrary reflection properties," *Electron. Lett.*, vol. 33, no. 23, pp. 1963-1964, 1997.

---

 저 자 소 개
 

---

朴 義 俊(正會員) 연함영문지 第 2卷 第 5號 參照  
 현재 금오공과대학교 전자공학부  
 부교수