

## 이층 결합 마이크로스트립 선로의 전송 특성

正會員 李玄辰\*, 林永錫\*\*

### Propagation Characteristics of Bilevel Coupled Microstriplines

Hyeon Jin Lee\*, Yeong Seog Lim\*\* Regular Members

#### 要 約

고속 디지털 전송선로의 구성에 있어 흔히 나타날 수 있는 이층 결합 마이크로스트립 선로의 결합 방식들을 SDA 방법으로 구한 결합 모드별 특성파라메타를 이용하여 살펴보고, 가우시안 펄스를 인가하여 전송되는 과정을 모드해석법을 이용하여 시뮬레이션하므로써 유전체 층 구조 및 종단 방법에 따른 이층 결합 마이크로스트립선로의 전송 특성, 즉 지연, 분산 및 누화 특성을 해석하였다.

#### ABSTRACT

In this paper, with the normal mode parameters obtained by SDA method the coupling mechanism of bilevel coupled microstriplines are qualitatively analyzed. And with Gaussian pulse excitation, by formulating the frequency response using normal mode parameters, propagation characteristics of BCML-delay, dispersion, crosstalk- are analyzed according to the configurations of dielectric layers and terminating load condition.

#### I. 서 론

다층 다도체 구조의 Gbit/s 이상의 고속 디지털 전송 선로의 구성에 있어서, 회로의 신호 전송특성에 대한 정

확한 해석이 매우 중요한 문제로 대두되고 있다. 회로가 고밀도화되어 감에따라, 다층구조의 회로에서 흔히 볼 수 있는, 신호 전송에 영향을 미치는 선로의 불연속 구조로는 선로의 개방이나, 동일 층 또는 서로 다른 층에

\*동신전문대학 전자과  
Dept. of Electronics, Dongshin Junior College

\*\*전남대학교 전자공학과  
Dept. of Electronic Engineering, Chonnam National University

論文番號 : 94344-1201

接受日字 : 1994年 12月 1日

존재하는 신호 도체선들 간의 전자기적 결합등을 들 수 있는데, 인접 선로간의 간격이 좁아지고 신호의 동작 주파수가 높아져 감에 따라 선로간의 전자기적 결합에 따른 누화가 회로의 정상적인 동작에 큰 영향을 미칠 수 있으며, 전자기적 결합 모드에 따른 신호의 전송 속도가 달라지기 때문에, 모드에 따라 지연특성이 다르게 되어 분산효과가 크게 나타나게 된다. 따라서, 결합선로에 있어서의 신호전송특성의 해석은 불균일 선로의 경우에 못지 않게 중요하여, 동일 층에 형성된 결합 선로의 신호 전송 특성을 해석하여 누화를 최소화하는 유전체층 구조<sup>(1)</sup>와, 다층 다도체 선로의 신호 전송특성의 해석<sup>(2-7)</sup> 및 전자기적결합을 이용한 이층 선로간 접속 방식등에 관한 연구<sup>(8-11)</sup>등이 활발하게 이루어 지고 있다.

다도체 선로로 구성된 회로의 신호 전송특성의 해석 방법에는 여러가지가 있지만<sup>(5-7)</sup>, 본 논문에서는 모드해석법(Modal Analysis)을 사용하였다. 물론 모드해석법은 불균일선로를 포함한 회로나 비선형 부하로 종단된 회로의 경우에는 비교적 취약한 방법이지만, 문제의 구성이 비교적단단하기 때문에 본 논문에서와 같이 균일한 결합전송선로와 선형부하로 종단된 경우에 대한 해석에는 매우 유리한 방법이다.

고속 디지털 전송선로의 설계에 있어 선로의 불연속이나 결합선로들에 의한 신호 전송에 미치는 영향을 예측하기 위해서는 필드이론적인 해석이 불가피하게 된다. 이층 결합 마이크로스트립선로(BMCL: Bilevel Coupled Microstrip Lines)의 경우를 포함한 일반적인 다층 다도체 선로회로의 펄스전송특성에 대한 회로망적 해석기법이 발표되기는 하였지만<sup>(5)</sup>, 이는 다도체 선로로 구성된 회로망의 신호 전송과정을 simulation하는 기법을 제안한 것으로, 물리적인 결합방식이나 종단 방법에 따른 BMCL의 전송특성을 밝혀 주지 못 하고 있다. 따라서, 본 논문에서는 SDA(Spectral domain analysis)방법을 사용하여 BCML의 특성 파라메타를 구하여, 결합모드별 결합양식 및 정도에 대하여 살펴보고, 모드해석법을 이용하여 유전체 층구조, 신호도체선들의 구성 및 종단 부하조건에 따른 신호 전송 특성을, 즉 가우시안 펄스의 지연, 분산및 누화특성을 해석하였다.

## II. BCML의 결합 특성

동일 층에 형성된 결합 마이크로스트립 선로의 결합모

드들은 일반적으로, 대칭 결합선로의 우모드와 같은 전압 극성의 분포를 갖는 c 모드와, 기모드와 같은 전압 극성의 분포를 갖는 모드로 구분하여 표현한다. 그러나, 이층 결합 선로의 경우 유전체 층구조에 따라 신호 도체 선상의 전압 극성의 분포를 기준으로 모드를 구별할 수 없기 때문에 본 논문에서는 편의상 실효유전율이 큰 모드를 c 모드로 정의하여 표현한다.

그림 1은 일반적인 다층 다도체 선로구조에서 흔히 나타날 수 있는 BCML의 구조를 보인것이다.

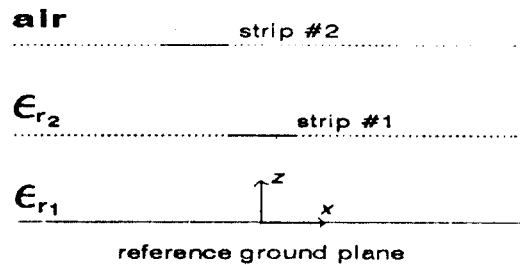


그림 1. 이층 결합 마이크로스트립 선로  
Fig. 1. Bilevel coupled Microstripline

결합 모드별 특성 파라메타-모드 전압 전류계수, 실효 유전율 및 특성 임피던스-들을 SDA방법을 이용하여 구하였다. 상하 유전체층 사이에 형성된 선로상의 전류와 전압을 기준으로, 모드 전류계수행렬  $M_c$  및 전압계수행렬  $M_v$ 는 다음과 같이 표현된다.<sup>(12)</sup>

$$M_c = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ k_c & k_x \end{bmatrix}, M_v = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ R_c & R_x \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$= \begin{bmatrix} -1/k_x & -1/k_c \end{bmatrix}$$

결합 선로를 따라 전송되는 정규화 전력은 모드별 각 선로의 특성 임피던스 및 전류 계수로 부터 다음 식과 같이 주어진다.<sup>(6)</sup>

$$P = \begin{bmatrix} P_c & 0 \\ 0 & P_x \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (1 - \frac{k_c}{k_x})Z_{c1} & 0 \\ 0 & (1 - \frac{k_x}{k_c})Z_{x1} \end{bmatrix} \quad (2)$$

$Z_{(c,x)1}$ : (c, π) mode impedance of line 1

$$Z_{(c,x)2} = -\frac{1}{k_c k_x} Z_{(c,x)1}$$

또한, 분포정수회로 파라메타들은 다음과 같은 관계로

표현될 수 있다.

$$\begin{aligned}
 L_1 &= \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} \cdot \frac{R_x \sqrt{\epsilon_{rx}} Z_{c1} - R_c \sqrt{\epsilon_{rx}} Z_{\pi 1}}{R_x - R_c} \\
 L_2 &= \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} \cdot \frac{R_c \sqrt{\epsilon_{rx}} Z_{c2} - R_x \sqrt{\epsilon_{rx}} Z_{\pi 2}}{R_c - R_x} \\
 L_m &= \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} \cdot R_c R_x \frac{\sqrt{\epsilon_{rx}} Z_{c1} - \sqrt{\epsilon_{rx}} Z_{\pi 1}}{R_x - R_c} \quad (3) \\
 C_1 &= \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} \cdot \left[ \frac{R_x \sqrt{\epsilon_{rx}}}{Z_{c1}} - \frac{R_c \sqrt{\epsilon_{rx}}}{Z_{\pi 1}} \right] \cdot \frac{1}{R_x - R_c} \\
 C_2 &= \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} \cdot \left[ \frac{R_c \sqrt{\epsilon_{rx}}}{Z_{c2}} - \frac{R_x \sqrt{\epsilon_{rx}}}{Z_{\pi 2}} \right] \cdot \frac{1}{R_c - R_x} \\
 C_m &= \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} \cdot \left[ \frac{\sqrt{\epsilon_{rx}}}{Z_{c1}} - \frac{\sqrt{\epsilon_{rx}}}{Z_{\pi 1}} \right] \cdot \frac{1}{R_x - R_c}
 \end{aligned}$$

그림 2는 상하유전체가 모두  $\epsilon_r=4$ 인 경우, 모드별 실효 유전율과 전류계수 즉,  $k_c$  및  $k_\pi$  를 나타낸 것이다. 동일층에 형성된 결합선로와 달리,  $k_c$  및  $k_\pi$  모두 부(-)의 값을 갖는 것을 볼 수 있는데, 그림 3에 표현된 c 모드 및  $\pi$  모드의 경우에 대한 전력분포를 살펴 보면 두 신호 도체선간의 결합 방식 및 결합 정도를 파악할 수 있다. c 모드의 경우,  $s=0$  일 때는 Field의 대부분이 유전체층에 포획되어 전파되기 때문에 실효유전율은 유전체의 유전율에 가까우며 분산도 거의 없으나  $s$ 가 증가할수록 결합정도가 약해지면서 실효 유전율이 감소하고 분산도 증가하게 된다. 그러나,  $\pi$  모드의 경우 상대적으로

로 공기층을 따라 전파되는 field가 많아져서 실효 유전율은 작으며 분산 또한 크게 됨을 볼 수 있다.  $s$ 가 증가하면 결합정도가 약해지면서, 동일 층에 형성된 결합 선로의  $\pi$  모드의 경우에는 실효 유전율이 증가하게 되나, 그림 2에서와 같이  $s=0$ 일 때보다 실효유전율이 작아지게 된다.

그림 2의 전류 계수 및 그림 3의 전력분포로부터 결합 선로중 아래쪽 도체선이 구동될 때는 c 모드가 주된 모드로, 위쪽 도체가 구동될 때는  $\pi$  모드가 주모드로 파가 전파되게 됨을 볼 수 있다. 따라서, 아래쪽 도체선의 c 모드에서의 특성 임피던스는 아래쪽 도체선이 단일 선로를 구성할 때의 특성 임피던스와, 위쪽 도체선의  $\pi$  모드에서의 특성 임피던스는 위쪽 도체선이 단일 선로를 구성할 때의 특성 임피던스와 비슷한 값들을 갖게 된다.

그림 4는 유전체층 구조가 서로 다른 경우를 비교하여 보인 것이다. 그림 4와 표 1의 전력분포를 살펴보면, 하층의 유전율이 상층의 유전율보다 클 때는 그림 2와 비슷한 경향을 보이지만, 상층의 유전율이 더 큰 경우에는 동일층에 형성된 결합선로의 기모드와 같은 전위 분포에서는 대부분의 전력이 상층 유전체에 포획되어 전파되기 때문에 실효유전율이 크게 되고(c 모드), 우모드와 같은 전위분포에서는 상대적으로 유전율이 작은 하층 유전체와 공기층에의 전력 분포가 많아지게 되어 실효유전율이 작아지게 되는데( $\pi$  모드), 이는 그림 5의 전력분

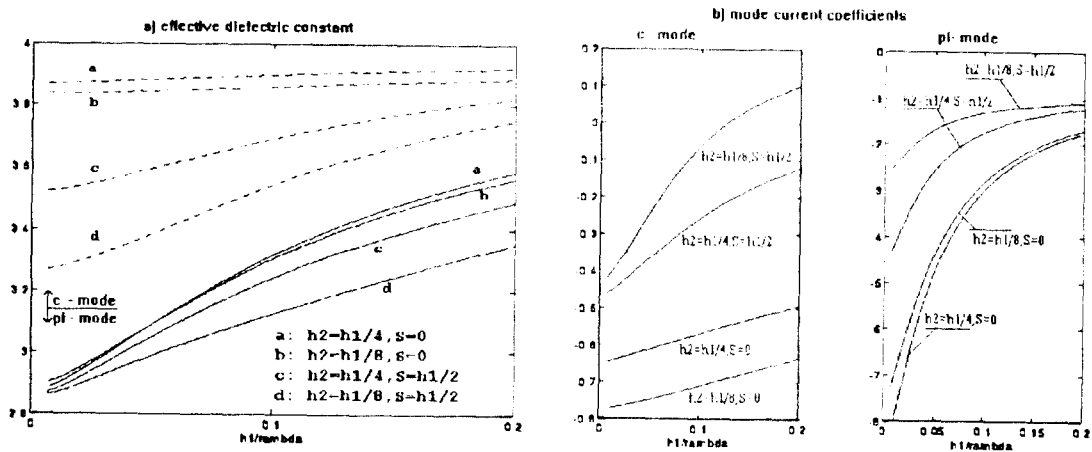


그림 2. 결합 모드별 분산 특성 및 전류계수  
Fig. 2. Dispersion characteristics and current coefficients of each coupled mode

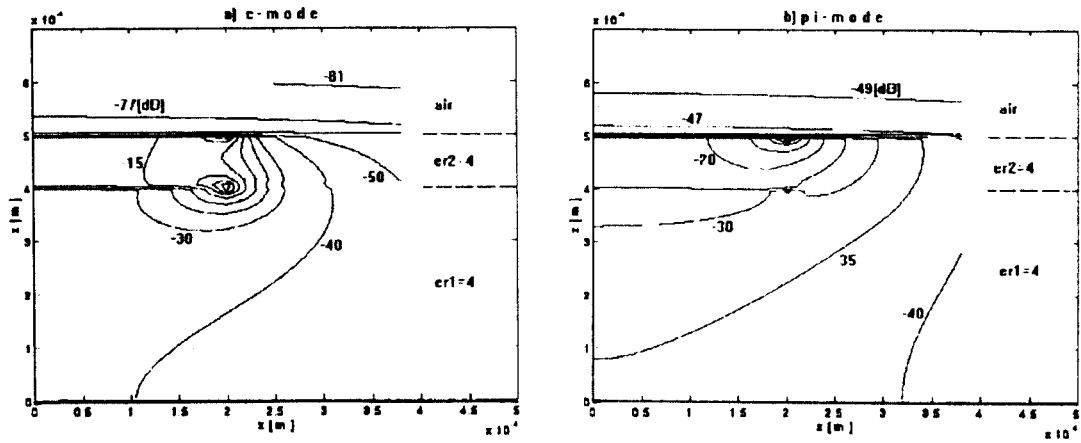


그림 3. 결합 모드별 전력 분포도 (10GHz)  
Fig. 3. Power density at each coupled mode (10GHz)

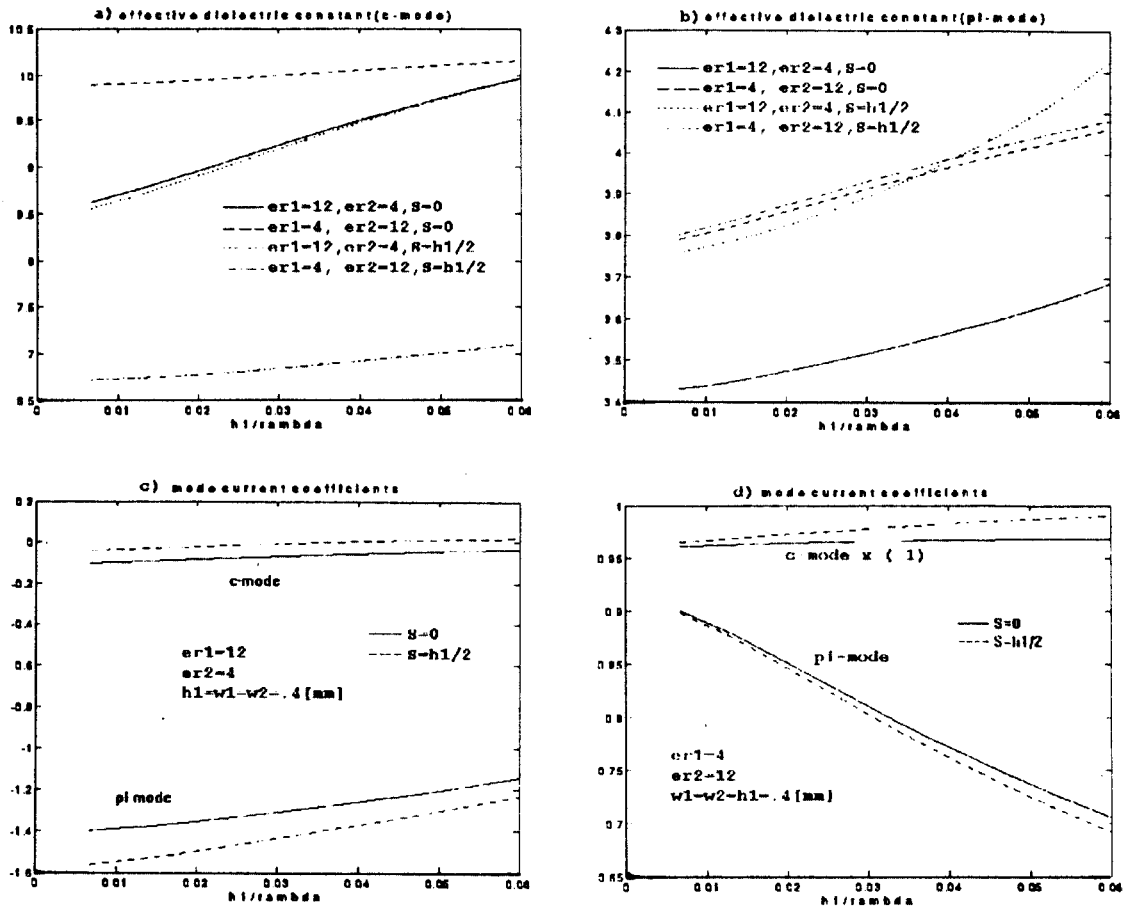


그림 4. 유전체 층구조에 따른 결합모드별 특성파라메타  
Fig. 4. Characteristic parameters of each coupled mode according to the configurations of dielectric layers

표 1. 결합방식에 따른 전송특성  
Table 1. Propagation Characteristics at coupled modes

		c mode					mode				
		$\epsilon_{\text{reffc}}$	$k_c$	power distribution(%)			$\epsilon_{\text{reffc}}$	$k_c$	power distribution(%)		
				substrate	superstrate	air			substrate	superstrate	air
$\epsilon_{r1}=4$	$s=0$	3.872	-0.64021	35.83	59.92	4.24	2.910	-7.6936	35.71	28.57	35.71
	$s=h_1/2$	3.529	-0.44873	47.23	31.34	15.43	2.893	-4.0135	31.45	32.13	36.42
$\epsilon_{r2}=4$	strip#1	3.372	/	67.20	12.61	20.18	isolated single line				
	strip#2	2.916		40.73	23.84	35.43					
$\epsilon_{r1}=12$	$s=0$	8.783	-0.09360	67.28	18.38	16.03	3.449	-1.3788	2.68	72.32	24.99
	$s=h_1/2$	8.722	-0.03237	67.75	14.91	17.33	3.788	-1.5324	9.66	58.55	31.79
$\epsilon_{r2}=4$	strip#1	8.714	/	68.01	13.87	18.12	isolated single line				
	strip#2	4.843		25.62	38.00	36.39					
$\epsilon_{r1}=4$	$s=0$	9.918	-0.9624	10.91	77.93	11.16	3.823	.8776	64.69	8.18	27.13
	$s=h_1/2$	6.743	-0.9687	29.17	43.74	27.09	3.837	.8743	65.83	8.00	26.17
$\epsilon_{r2}=12$	strip#1	4.136	/	69.61	9.73	20.66	isolated single line				
	strip#2	4.195		53.19	14.36	32.44					

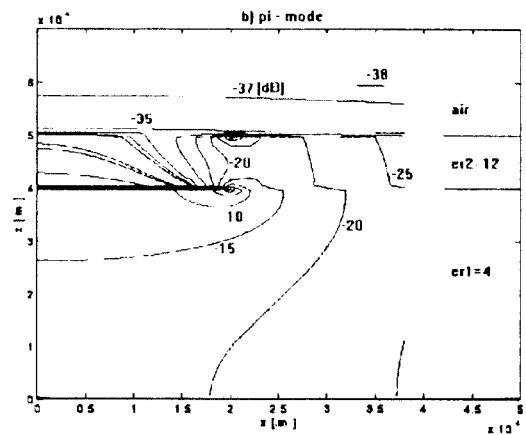
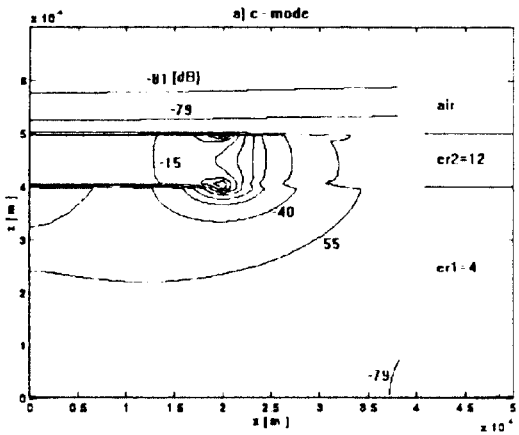


그림 5. 결합 모드별 전력분포도 (10GHz)  
Fig. 5. Power density at each coupled modes (10GHz)

포도에 잘 나타나고 있다. 또한 두 모드간의 실효유전율의 차이가 크고, 두 모드의 전류계수의 절대값이 1에 가깝기 때문에, 각 모드에서의 선로의 특성 임피던스의 값들은 각 도체선이 단일 선로를 구성할 때의 특성임피던스와 큰 차이를 보이게 되어, 결합선로의 종단 방법에 따라 선로 종단전압에 대한 모드간 전파속도의 차이에 의한 분산효과가 매우 크리라는것을 알 수 있다.

### Ⅲ. BCML의 전송특성

각 port가 부하임피던스들로 종단되고, port 1과 port 2를 구동 port로 하였을 때, BCML의 등가 전송선로 구조는 그림 6과 같다.

아래층 도체선을 따라  $\pm y$  방향으로 전파되는 c 및  $\pi$  모드의 전압파를  $v_c^+(y)$ ,  $v_c^-(y)$ 로 각각 정의하면, 선로 상의 임의 위치에서의 전압  $v(y)$  및 전류  $i(y)$ 는,

$$V(y) = V^+(y) + V^-(y) = M_v \cdot \begin{bmatrix} v_c^+(y) \\ v_c^-(y) \end{bmatrix} + M_v \cdot \begin{bmatrix} v_c^-(y) \\ v_c^+(y) \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$I(y) = Y_c \cdot V^+(y) - Y_c \cdot V^-(y).$$

와 같이 표현되는데 여기서,  $Y_c$ 는 결합선로의 특성어드미턴스행렬로써 다음 (5)식과 같다.

$$Y_c = \begin{bmatrix} Y_{c11} - Y_{c12} & Y_{c12} \\ Y_{c12} & Y_{c22} - Y_{c12} \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned} &= M_c \cdot P^{-1} \cdot M_c^T = M_c \cdot Y_n \cdot M_v^{-1} \\ &= \frac{1}{k_c - k_x} \cdot \begin{bmatrix} k_c y_{x1} - k_x y_{c1} \\ k_c k_x (y_{x1} - y_{c1}) \\ k_x k_x (y_{x1} - y_{c1}) \\ k_c k_x (k_x y_{x1} - k_c y_{c1}) \end{bmatrix} \quad (5) \\ & y_{(c,x)1} = \frac{1}{Z_{(c,x)1}} \end{aligned}$$

식 (4) 및 식 (5)의 특성 어드미턴스행렬을 이용하여, 그림 6의 회로에 대하여 전압 전류 관계식을 정리하면, 다음과 같이 각 선로 종단 전압에 대한 주파수 응답을 구할 수 있다.

$$V(y=0) = \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = [I + \Gamma_0] \cdot [I - \Gamma_G \Gamma_0]^{-1} \cdot [Y_c + Y_G]^{-1} \cdot Y_G' \cdot V_G \quad (6)$$

$$V(y=L) = \begin{bmatrix} V_3 \\ V_4 \end{bmatrix} = A \cdot [I - \Gamma_G \Gamma_0]^{-1} \cdot [Y_c + Y_G]^{-1} \cdot Y_G' \cdot V_G.$$

$$Y_{(G,L)} = \begin{bmatrix} Y_{(G,L)11} - Y_{(G,L)12} & Y_{(G,L)12} \\ Y_{(G,L)12} & -Y_{(G,L)12} \end{bmatrix},$$

$$Y_G' = \begin{bmatrix} Y_{G1} & 0 \\ 0 & Y_{G2} \end{bmatrix}$$

여기서,

$$\begin{aligned} \Gamma_{(G,L)} &= [Y_c + Y_{(G,L)}]^{-1} \cdot [Y_c - Y_{(G,L)}] \\ \Gamma_0 &= M_v \cdot E^{-L} \cdot M_v^{-1} \cdot \Gamma_L \cdot M_v \cdot E^L \\ &\quad \cdot M_v^{-1} \end{aligned}$$

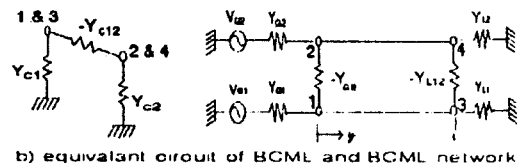
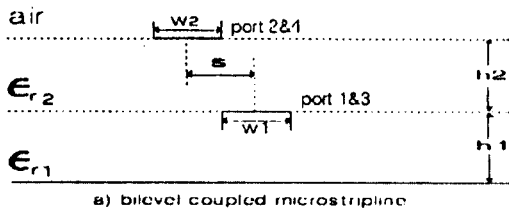


그림 6. 임의 종단된 BCML 회로와 등가 회로  
Fig. 6. BCML and equivalent network with arbitrary termination

$$A = M_v \cdot [ E^{L_1} \cdot M_v^{-1} + E^{L_2} \cdot M_v^{-1} \cdot \Gamma_0 ]$$

$$V_G = \begin{bmatrix} V_{G1} \\ V_{G2} \end{bmatrix}, \quad E^{L_i} = \begin{bmatrix} e^{+i\beta_i L} & 0 \\ 0 & e^{-i\beta_i L} \end{bmatrix}$$

BCML의 전송특성을 시간 영역에서 해석하기 위하여 결합선로의 길이  $L=4$ (cm)로 하여,  $V_G(t)=e^{-\frac{t-t_0}{T}}$  (여기서,  $t_0=240$ (ps),  $T=40$ (ps))의 가우시안 펄스를 인가하여 각 port의 전압을 식 (6)를 이용하여 주파수 응답을 구한 다음 역 푸리에변환하였다.

그림 7은  $\epsilon_{r1}=12, \epsilon_{r2}=4, w_1=w_2=h_1=4, h_2=.4$ (mm)일 때의 시간응답을, 그림 8은  $\epsilon_{r1}=4, \epsilon_{r2}=12, w_1=w_2=h_1=4, h_2=.4$ (mm)일 때의 시간 응답을

나타낸 것으로, 각 도체선들이 단일선로를 구성할 때 그 단일 선로가 10(GHz)에서 갖는 특성임피던스로 종단하여 얻은 결과이다. 각 경우에 대한 결합선로의 10(GHz)에서의 전송특성을 표 2에 나타내었다. 그림 7에서, port 1이 구동될 때는 두 결합모드중 전송속도가 빠른  $\pi$  모드가 매우 작게 나타나고, 뒤이어 c 모드가 주된 모드로 전송되고 있으며, port 2가 구동될 때는 먼저  $\pi$  모드가 크게 나타나고, 뒤이어 c 모드가 작게 나타남을 볼 수 있다. c 모드의 결합방식에서의 전자계 분포가 아래층 도체선만으로 단일선로를 구성할 때와 거의 같은 형태로 이루어지기 때문에, port 1 구동 시 port 3 전압파형은 아래층 도체선의 단일 선로를 진행하는 경우와 거의 같은 지연특성을 갖는다. port 2 구동 시 port 4 전압파형은

표 2. 이중 결합 선로의 특성파라미터  
Table 2. Characteristic parameters of BCML at 10(GHz)

		c mode			mode			single line			
		$\epsilon_{reff}$	$Z_{c1}$	$Z_{c2}$	$\epsilon_{reff}$	$Z_{w1}$	$Z_{w2}$	strip #1		strip #2	
								$\epsilon_{reff}$	$Z_{01}$	$\epsilon_{reff}$	$Z_{02}$
Fig. 7		8.7826	40.202	-311.52	3.4492	-4.7857	37.084	8.7140	43.493	4.8431	64.818
Fig. 8	S=0	9.9178	10.135	11.999	3.8233	108.48	128.11	4.1355	62.063	4.1951	67.602
	S=h/2	6.7430	16.829	19.870	3.8374	102.26	120.73				

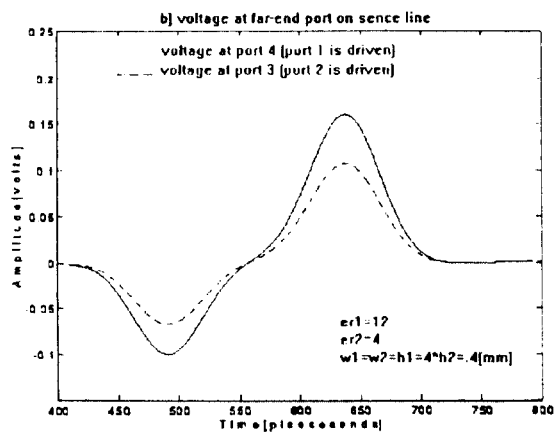
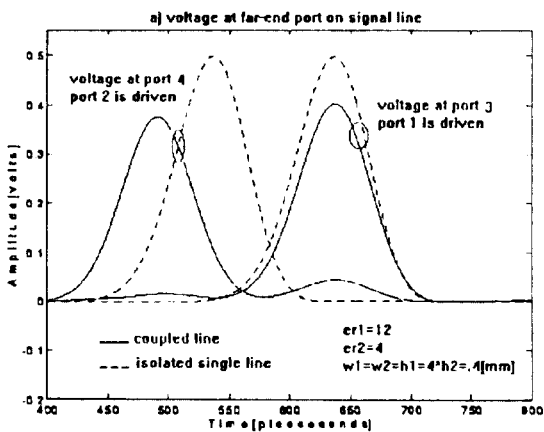


그림 7.  $\epsilon_{r1}=12, \epsilon_{r2}=4$ 인 경우의 펄스 전송특성  
Fig. 7. Pulse propagation characteristics when  $\epsilon_{r1}=12, \epsilon_{r2}=4$

c 모드 성분은, port 1 구동시 port 3 전압 파형 중의  $\pi$  모드 성분 보다 크게 나타나는데, 이는 그림 4의 두 모드의 전압계수와, 표 1 및 표 2의 결합선로의 전력 분포와 모드별 임피던스를 단일 선로의 경우와 비교하여 설명될 수 있다. 따라서, 그림 7과 같은 유전체층 구조의 BMCL의 경우는, 구동되는 선로에 따라, 대부분의 전력이 두 결합 모드중 하나의 모드 형태로 전파되기 때문에, 지연 특성은 서로 다르지만 분산은 비교적 작다. 그림 7.b에 c 및  $\pi$ 모드의 전자기적 결합방식에 따른 누화 특성이 잘 나타나 있다.

그림 8의  $\epsilon_{r1}=4, \epsilon_{r2}=12$ 인 경우, 모드별 분산 특성

은 그림 4에서 알 수 있듯이  $\epsilon_{r1}=12, \epsilon_{r2}=4$ 인 경우와 거의 같다. 따라서, 모드별 지연 특성은 그림 7의 지연 특성과 비슷하다. 그러나, 결합선로를 따라 진행되는 각 모드 전압파의 크기( $v_c^+(y), v_c^-(y)$ )는 결합선로의 특성 어드미턴스 행렬( $Y_c$ )와 경계조건, 즉 종단부하( $Y_G, Y_L$ )에 따라 결정된다. 그림 8의 경우 표 2에서 볼 수 있는 바와 같이 port 1을 구동하거나, port 2를 구동하거나 구동 신호 전력의 대부분이 모드의 형태로 결합선로를 따라 진행하게 되는데, 따라서, 그림 7의 경우와는 달리 지연 특성은 구동선로와 관계없이 거의 같다. 그러나, 각 종단에서의 반사계수가 표 2에서 알 수 있는

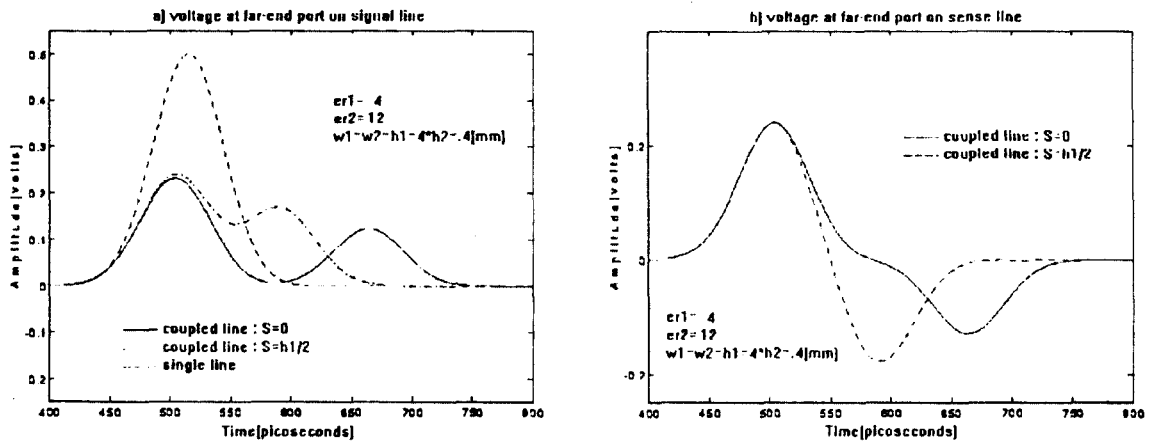


그림 8.  $\epsilon_{r1}=4, \epsilon_{r2}=12$ 인 경우의 펄스 전송특성  
Fig. 8. Pulse propagation characteristics when  $\epsilon_{r1}=4, \epsilon_{r2}=12$

표 3. 그림 9.의 정합 조건  
Table 3. Terminating load condition for Fig.9

	$Y_{G1}=Y_{L1}$	$Y_{G2}=Y_{L2}$	$Y_{G12}=Y_{L12}$	relation(단위: $\Omega$ )
m1	.03016	.02547	0.0	$Y_{G1}=\sqrt{Y_{c1}Y_{r1}}, Y_{G2}=\sqrt{Y_{c2}Y_{r2}}$
m2	.05084	.04619	0.0	$Y_{G1}=Y_{c11}, Y_{G2}=Y_{c22}$
m3	.01612	.01479	0.0	$Y_{G1}=Y_{o1}, Y_{G2}=Y_{o2}$
m4	.01085	.006202	0.0	$Y_{G1}=Y_{c11}+Y_{c12}, Y_{G2}=Y_{c22}+Y_{c12}$
m5	.01085	.006202	-.03998	$Y_G=Y_c$
driving port: port 1, rm ( $VG2=0$ )				
$\epsilon_{r1}=4, \epsilon_{r2}=12, w_1=w_2=h_1=4, h_2=.4$ (mm), $S=0$ .				
solid line: near-end port, dashed line: far-end port				



바와 같이 c 모드 반사는  $\Gamma_c > 0$ ,  $\pi$  모드 반사는  $\Gamma_\pi < 0$ 로써, 각 port에서의 c 모드 성분 전압 값은 증가하고,  $\pi$  모드 성분 전압 값은 감소하게되어 그림 8.a)와 같이 분산 효과가 매우 크게됨을 볼 수 있다.  $S=h/2$ 인 경우, c 모드의 실효 유전율이 크게 감소하여 분산 특성은 개선되나 그림 8.b)에서 볼 수 있는 바와 같이 누화는 여전히 크게 나타나고 있다.

그림 9는 선로의 종단 임피던스에 따른 전송특성의 변화를 보인 것으로, 그 설명은 표 3와 같다.  $Y_{oi}$ 는 i 도체선을 단일 선로로 구성하였을 때의 특성 어드미턴스이며, BCML의 특성 어드미턴스 행렬은 10(GHz)에서의 특성 파라메타들로 계산하여 다음과 같다.

$$Y_c = \begin{bmatrix} 0.05084 & -0.03998 \\ -0.03998 & 0.04619 \end{bmatrix} [\text{S}] \quad (7)$$

$Y_G = Y_L = Y_c$ 로 정합한 경우(m5)에는 식 (6)에서 알 수 있는 바와 같이 다중 반사가 없고, 분산 특성 또한 크게 개선되지만, 그림 9.b)에서와 같이 누화특성은 매우 크게 나타나며, BCML의 경우 물리적으로 이와 같은 정합은 구현이 매우 어렵다. 또한, 그림 8의 설명에서 기술한 바와 같이 정합이 이루어 지지 않은 경우 (m1-m4)에는  $\pi$  모드 성분은 감소하고, c 모드 성분은

증가하게 되는 것을 볼 수 있다. 그중 m4 종단의 경우 반사가 적어 분산 효과도 적게 되지만, 두번째 도체선의 종단 임피던스가 커서(본 예의 경우  $161(\Omega)$ ), 상대적으로 도체선 폭이 매우 가늘어 지기 때문에 바람직하지 못하다. 다층 PCB에서 흔히 볼 수 있는, 연속되는 신호 선로들이 원하지 않는 결합선로를 구성하게 되는 경우는 그림 9의 m3와 같은 형태이다.

펄스 파형의 분산 요인으로는 주파수에 따른 선로의 손실 특성의 변화, 각 모드의 전송 속도의 변화 및 모드 간 전송 속도의 차이등을 들 수 있는 데, 결합 선로의 경우 결합 방식에 따른 전송 속도의 차이가 가장 지배적인 분산의 요인이 된다. 동일층 결합 선로의 경우에는 overlay기법을 사용하여 두 모드간의 전송 속도의 차를 최소화하여 분산효과를 감소시킬 수 있으나, 누화에 관하여는 순방향 누화(즉, port 1 구동시 port 4로의 누화:forward coupling)는 두 모드가 서로 상쇄되어 나타나지 않지만, 역방향 누화(즉, port 1 구동시 port 2로의 누화:backward coupling)는 서로 더해져서 크게 나타난다. 이층 선로의 경우에는 전술한 바와 같이 유전체층구조, 결합 도체선간 거리, 종단 방법들에 따라, 지연, 분산 및 누화특성들이 결정되기 때문에, 다층 다도체선로구조의 회로 설계시 필수적으로 결합선로의 특성을 해석하여 최적의 조건을 결정할 필요가 있다.

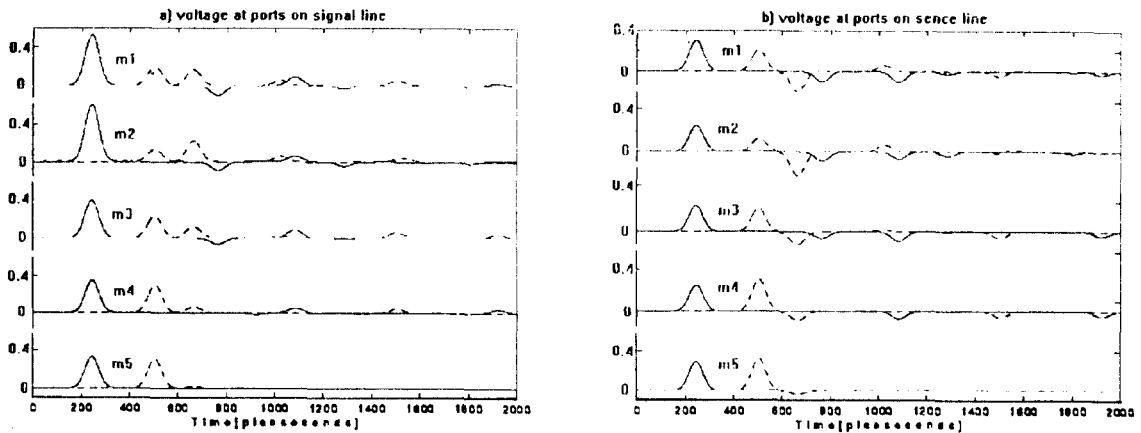


그림 9. 종단 방법에 따른 펄스 전송특성  
Fig. 9. Pulse propagation characteristics according to terminating load condition

#### Ⅳ. 결 론

고속 디지털 회로에서 선로의 불연속, 결합선로등에 의한 신호전송에 미치는 영향을 예측하기 위해서는 필드이론적인 해석이 불가피하다. 따라서, 본 논문에서는 고속 다층다도체 구조의 회로 구성에 있어 흔히 나타날 수 있는 이층결합 마이크로스트립선로의 결합 방식들을 결합 모드별 특성파라메타들을 이용하여 해석하고, 가우시안 펄스를 인가하여 시간역역에서의 전송과정을 모드해석법을 이용하여 시뮬레이션하므로써, 유전체층 구조, 신호도체선들의 구성 및 종단부하 조건들에 따른 이층 결합 마이크로스트립 선로의 펄스 전송 특성, 즉 지연, 분산 및 누화 특성을 해석하였다.

#### 참고문헌

1. J.P.K.Gilb and C.A.Balanis, "Asymmetric Multi-Conductor Low-Coupling Structures for High-Speed, High-Density Digital Interconnects," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.39, No.12, pp.2100-2106, Dec. 1991.
2. L.Carin and K.J.Webb, "An Equivalent Circuit Model for Terminated Hybrid-Mode Multi-Conductor Transmission Lines," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.37, No.11, pp.1784-1793, Nov. 1989.
3. F.Fukuoka, Q.Zahang, D.P.Neikirk, and T.Itoh, "Analysis of Multilayer Interconnection Lines for High-Speed Digital Integrated Circuit," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.33, No.6, pp.527-532, June. 1985.
4. J.Kuo and C.C.Tzuang, "A Termination Scheme for High-Speed Pulse Propagation on a System of Tightly Coupled Coplanar Strips," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.42, No.6, pp.1008-1015, June. 1994.
5. 장 행중, 임 영석, "다층 다도체 선로로 구성된 회로의 펄스전송 특성," 대한전자공학회 논문지 제 31권 A편, 제 10호, pp.1296-1304, 1994년 10월.
6. 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, No.2, pp.268-273, Feb. 1993.
7. F.Chang, "Relaxation Simulation of Transverse Electomagnetic Wave Propagation in Coupled Transmission Lines," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.38, No.8, pp.916-936, Aug. 1991.
8. J.J.Burk and R.W.Jackson, "Surface-to-Surface Transition via Electromagnetic Coupling of Microstrip and Coplanar Waveguide," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 37, No.3, pp.519-525, March. 1989.
9. S.Maeda, T.Kashiwa, and I.Fukai, "Full Wave Analysis of Propagation Characteristics of a Through Hole Using the Finite-Difference Time-Domain Method," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.39, No.12, Dec. 1991.
10. K.D.Park, S.O.Chung, and Y.S.Lim, "Modeling of the Electomagnetic Interconnection between Bilevel Microstriplines using 3D Finite Difference Time Domain Method," JTC-CSCC'94, vol.1, pp.504-508.
11. S.Papatheodorou, R.F.Harrington, and J.R.Mautz, "The Equivalent Circuit of a Microstrip Crossover in a Dielectric Substrate," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.38, No.2, Feb. 1990.
12. K.C.Gupta, R.Garg, and I.J.Bahl, Microstriplines and Slotlines, Artech, p.310, 1979.



李 玄 辰 (Hyeon Jin Lee) 정희원

1992년 3월~현재 : 전남대학교 박사  
과정

1991년 3월~현재 : 동신전문대학 전  
자과 조교수

\* 주관심분야 : M/W회로설계, 초고  
속 전송선로 해석 등



林 永 錫 (Yeong Seog Lim) 정희원

1984년 9월~현재 : 전남대학교 전자  
공학과 부교수

\* 주관심분야 : M/W부품설계, 초고  
속 전송회로 설계,  
EM 수치해석등