

2층 기판 구조를 갖는 방향성 결합기의 설계

正會員 鄭一龍***, 張相建*, 南相植**, 陳年鋼*

A Design of Directional Coupler on a Two-layer Substrate Structure

Il Yong Jeong***, Sang Gun Jang*, Sang Sig Nam**, Youn Kang Chin* Regular Members

要 約

마이크로파 회로에서 광범위하게 사용되고 있는 가장자리 결합된 마이크로스트립 방향성 결합기의 우모드와 기모드 위상 속도가 서로 다르기 때문에 결합기의 지향성이 저하되므로, 이와 같은 문제를 해결하기 위하여 2층 기판을 사용하는 방법을 제시하였다. 모멘트 방법을 이용하여 단층 기판 구조와 2층 기판 구조를 갖는 결합 마이크로스트립 선로를 해석하고 단층 기판과 2층 기판에 10 dB 방향성 결합기를 제작하였다. 2층 기판 구조를 갖는 방향성 결합기의 지향성이 단층 기판 구조를 갖는 방향성 결합기보다 향상됨을 보였다.

ABSTRACT

Edge-coupled microstrip directional coupler is widely used in microwave circuits, but its directivity is degraded because of the differences in the even- and odd-mode phase velocities. In order to solve this problem, a method of using a two-layer substrate is presented. The moment method is used to analyze coupled microstrip lines on a single-layer and a two-layer substrate structures, and 10 dB directional couplers are fabricated on a single-layer and a two-layer substrates. It is shown that a directional coupler on the two-layer substrate structure leads to better directivity than a directional coupler on the single-layer substrate structure.

* 단국대학교 전자공학과
Dept. of Electronics Eng., Dankook Univ.
** 한국전자통신연구소
Elect. and Telecom. Research Institute
*** LG 정보통신(연)
LG Information & Communications, Ltd.
論文番號 : 94370-1228
接受日字 : 1994年 12月 28日

I. 서 론

결합된 대칭 마이크로스트립 선로는 비균질성 매질(nonhomogeneous medium) 속에 있으므로 우모드(even mode)와 기모드(odd mode)의 위상 속도가 서로 다르다. 이러한 모드의 속도 차이가 증가할수록 마이크로스트립 방향성 결합기의 격리도(isolation)와 결합도(coupling)가 저하된다. 이와 같은 문제는 서로 다른 비유전율을 갖는 2 층 기판을 사용하면 해결할 수 있다^[1,2]. 2 층 기판 구조에서 아래층 기판의 높이와 비유전율, 위층 기판의 높이와 비유전율을 적절히 조절하면 우모드와 기모드의 위상 속도를 같게 만들 수 있기 때문에 2 층 기판을 사용하여 결합기를 제작하면 종래의 단층 기판을 사용하는 경우보다 격리도와 결합도가 향상된다.

본 논문에서는 준 TEM 모드를 가정하고 단층 기판 구조와 2 층 기판 구조를 갖는 결합 마이크로스트립 선로를 해석하였다. 결합 마이크로스트립 선로의 커패시턴스와 인덕턴스 행렬을 계산하기 위해 모멘트 방법(moment method)^[3,4]을 이용하였고, 정규 모드 해석(normal mode analysis)^[5,7]을 사용하여 각각의 고유 모드에 대한 위상 속도, 특성 임피던스 등의 모드 정수(mode parameter)를 구하였다. 이 모드 정수로부터 중심 주파수가 2 GHz, 부하 임피던스가 50Ω이고 결합도가 10 dB인 방향성 결합기를 단층 기판과 2 층 기판에 제작하였다. 측정된 결과, 2 층 기판에 제작한 방향성 결합기의 지향성이 단층 기판에 제작한 방향성 결합기보다 향상됨을 보였다.

II. 결합 선로의 특성 파라미터

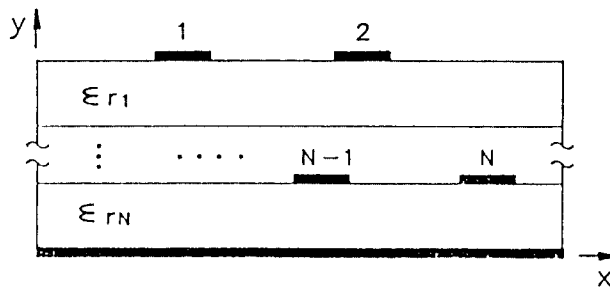


그림 1. 다층 다도체 선로의 단면도.

Fig. 1. Cross sectional view of multi-layer, multi-conductor lines.

1. 결합 선로의 커패시턴스와 인덕턴스

선로가 무손실이라고 가정하면, 선로의 결합 특성을 결정짓는 선로 사이의 커패시턴스와 인덕턴스는 해석적 방법(analytic method)으로 구하기 어려우므로 수치적 방법(numerical method)인 모멘트 방법을 이용하여, 선로와 유전체 경계면 및 유전체와 유전체 경계면에서 전체 전하 밀도(total charge density)를 계산하고, 이로부터 선로 사이의 커패시턴스와 인덕턴스 행렬을 구하고자 한다.

그림 1 에서 임의의 위치 벡터 r' 에 존재하는 전체 전하 밀도 ρ_t 에 대한 임의의 위치 벡터 r 에서의 전위와 전계는 다음과 같다^[3].

$$V(r) = \frac{1}{2\pi\epsilon_0} \sum_{i=1}^M \int_{l_i} \ln\left(\frac{|r - \hat{r}'|}{|r - r'|}\right) \rho_t(r') dl' \quad (1)$$

$$E(r) = -\nabla V(r) \quad (2)$$

여기서 \hat{r}' 은 영상 전하 밀도(image charge density)의 위치 벡터이고, l_i 는 선로 표면과 유전체 경계면의 경로(contour)이다. 선로와 유전체 경계면에서 전체 전하 밀도는 자유 전하 밀도(free charge density)와 분극 전하 밀도(polarization charge density)의 합으로 표현되고, 유전체와 유전체 경계면에서 전체 전하 밀도는 분극 전하 밀도만으로 표현된다.

경계면의 수 M 은 다음과 같이 정의한다.

$$M = M_c + M_d \quad (3)$$

여기서 M_c 는 선로와 유전체 경계면의 수이고 M_d 는 유전체와 유전체 경계면의 수이다.

선로 표면의 전위를 V_0 라고 하면, 선로와 유전체 경계면에서 다음과 같은 전하 분포식을 얻는다.

$$V_0 = \frac{1}{2\pi\epsilon_0} \sum_{i=1}^M \int_{l_i} \ln \left(\frac{|r - \hat{r}'_i|}{|r - \hat{r}'_i|} \right) \rho_i(\hat{r}') dl' \quad (4)$$

전속, $D(\mathbf{r})$ 의 법선 성분(normal component)은 유전체와 유전체 경계면에서 연속이므로 다음과 같은 관계 조건이 성립한다.

$$\epsilon' \mathbf{E}'(\mathbf{r}) \cdot \mathbf{a}_y = \epsilon'' \mathbf{E}''(\mathbf{r}) \cdot \mathbf{a}_y \quad (5)$$

여기서 ϵ' 와 $\mathbf{E}'(\mathbf{r})$ 은 각각 경계면 위의 비유전율과 전계이고, ϵ'' 와 $\mathbf{E}''(\mathbf{r})$ 은 각각 경계면 아래의 비유전율과 전계이다.

모멘트 방법을 이용하면, 식 (4), (5)에서 전체 전하 밀도 ρ_t 를 다음과 같이 급수 형태로 전개하여 구할 수 있다.

$$\rho_t = \sum_{i=1}^M \rho_i f_i \quad (6)$$

여기서 ρ_i 는 결정해야 할 미지의 상수이고, f_i 는 선로 표면과 유전체 경계면을 미소 구간으로 나누었을 때 각각의 미소 구간에서 펄스 함수이다.

선로를 둘러싸고 있는 유전체의 비유전율을 ϵ 이라고 하면 선로 표면에서 자유 전하 ρ_f 는 식 (7)에 보인 바와 같이 전체 전하 밀도로부터 구한다⁽⁴⁾.

$$\rho_f = \frac{\epsilon}{\epsilon_0} \rho_t \quad (7)$$

커패시턴스 행렬의 요소(element) C_{ij} 는 전하와 전압의 관계로 주어진다. 즉,

$$Q_i = \sum_{j=1}^N C_{ij} V_j, \quad (i = 1, 2, 3, \dots, N) \quad (8)$$

이다. 여기서 Q_i 와 V_j 는 각각 i 번째 선로 표면의 전하와 전위이고 N 은 선로의 수이다. j 번째 선로에 1 V의 전압을 인가하고 나머지 선로는 0 V로 놓고 i 번째 선로 표면의 전하를 구하면 커패시턴스 행렬의 요소 C_{ij} 를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$C_{ij} = Q_i = \int_{l_i} \rho_t dl \quad (9)$$

커패시턴스 행렬을 구하면, 인덕턴스 행렬 $[L]$ 은 다음과 같은 관계식으로부터 구할 수 있다.

$$[L] = \frac{1}{c^2} [C_0]^{-1} \quad (10)$$

여기서 c 는 자유 공간에서 빛의 속도이며 $[C_0]$ 은 모든 유전체 층을 자유 공간으로 대체했을 때의 커패시턴스 행렬이다.

2. 결합 선로의 모드 정수

결합 선로의 고유 모드 정수는 정규 모드 해석⁽⁵⁾으로 구할 수 있다. 결합된 n 개의 무손실 선로에서 전압과 전류에 대한 전송선로 방정식은 다음과 같다.

$$\frac{\partial [V]}{\partial x} = -[L] \frac{\partial [I]}{\partial t} \quad (11-1)$$

$$\frac{\partial [I]}{\partial x} = -[C] \frac{\partial [V]}{\partial t} \quad (11-2)$$

여기서

$$[V] = [V_1, V_2, \dots, V_n]^T,$$

$$[I] = [I_1, I_2, \dots, I_n]^T$$

$$[L] = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} & \dots & L_{1n} \\ L_{21} & L_{22} & \dots & L_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{n1} & L_{n2} & \dots & L_{nn} \end{bmatrix},$$

$$[C] = \begin{bmatrix} C_{11} & -C_{12} & \dots & -C_{1n} \\ -C_{21} & C_{22} & \dots & -C_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -C_{n1} & -C_{n2} & \dots & C_{nn} \end{bmatrix}$$

이다. $[V]$ 와 $[I]$ 는 n 차 열 벡터(column vector)로서 각 선로의 전압과 전류이며, 뒀침자 T 는 행렬의 전치(transpose)를 나타내고, $[L]$ 과 $[C]$ 는 $n \times n$ 행렬로서 각각 단위 길이 당 인덕턴스 행렬과 커패시턴스 행렬이다.

x 축으로 전파하는 TEM 파의 전파 상수를 β 라고 하고, 시간 변화를 $e^{j\omega t}$ 라고 하면 식 (11)은

$$-j\beta [V] = -j\omega [L] [I] \quad (12-1)$$

$$-j\beta(I) = -j\omega(C)(V) \quad (12-2)$$

가 된다. 식 (12)는 전압과 전류의 결합 방정식(coupling equation)이므로 전압 또는 전류만의 비결합 방정식(decoupling equation)으로 만들면 다음과 같다.

$$\beta^2(V) = \omega^2(L)(C)(I) \quad (13-1)$$

$$\beta^2(I) = \omega^2(C)(L)(V) \quad (13-2)$$

식 (13)으로부터 전압과 전류에 대한 고유치 방정식(eigenvalue equation)을 유도하면

$$[(L)(C) - \lambda(U)(V)] = 0 \quad (14-1)$$

$$[(C)(L) - \lambda(U)(I)] = 0 \quad (14-2)$$

가 된다. 여기서 $\lambda = \beta_2/\omega_2 = v_p^{-2}$ 이며, (U)는 단위 행렬이다. 결합 선로에서 각각의 고유 모드에 대한 위상 속도 v_p 및 전압의 고유 모드 V_{ij} 와 전류의 고유 모드 I_{ij} 는 식 (14)의 해인 고유치와 고유벡터로 주어진다. 결합 선로의 모드 특성 임피던스는 각 선로에서 전압 고유 모드와 전류 고유 모드의 비로 정의된다.

$$Z_{ij} = \frac{V_{ij}}{I_{ij}} \quad (15)$$

여기서 Z_{ij} ($i, j = 1, 2, 3, \dots, n$)는 j 번째 선로의 i 번째 모드에 대한 특성 임피던스이다.

III. 수치해석 결과

그림 2에 보인 바와 같이 서로 다른 비유전율을 갖는 2 층 2 선 결합 대칭 마이크로스트립 구조에서 우모드와 기모드의 위상 속도 및 특성 임피던스는 위층 기판과 아래층 기판의 높이와 비유전율에 따라 변한다^(8,9). 이를 해석적으로 표현하기 어려우므로 수치 해석 방법인 모멘트 방법을 이용하여 결합 마이크로스트립 선로의 커패시턴스와 인덕턴스 행렬을 계산하였고, 정규 모드 해석을 사용하여 우모드와 기모드의 위상 속도 및 특성 임피던스를 구하였다.

예를 들면, 그림 2에 보인 선로 구조에서 $H_1/H_T = H_2/H_T = 0.5$, $W/H_T = S/H_T = 1.43$, $\epsilon_{r1} = 10$, $\epsilon_{r2} = 2.6$ 일 때 손실이 없는 선로를 가정하고 준 TEM 조건에서 계산한 커패시턴스와 인덕턴스 행렬, 우모드와 기모드의 위상 속도 및 특성 임피던스는 다음과 같다.

$$[C] = \begin{bmatrix} 115.27 & -15.15 \\ -15.15 & 115.27 \end{bmatrix} \quad [pF/m]$$

$$[L] = \begin{bmatrix} 354.53 & 45.38 \\ 45.38 & 354.53 \end{bmatrix} \quad [nH/m]$$

$$[v_{pe.o}] = \begin{bmatrix} 1.58 \times 10^8 \\ 1.57 \times 10^8 \end{bmatrix} \quad [m/sec]$$

$$[Z_{0e.o}] = \begin{bmatrix} 63.21 \\ 48.69 \end{bmatrix} \quad [\Omega]$$

2 층 2 선 결합 마이크로스트립 구조에서 위층과 아래층 기판의 비유전율 ϵ_{r1} 과 ϵ_{r2} 가 주어진 경우, 기판의 전체 높이 $H_T = H_1 + H_2$ 를 고정시키고 위층과 아래층 기판의 높이를 변화시키면서 우모드와 기모드 위상 속도, v_{pe} 와 v_{po} 를 자유 공간에서 빛의 속도 c 로 정규

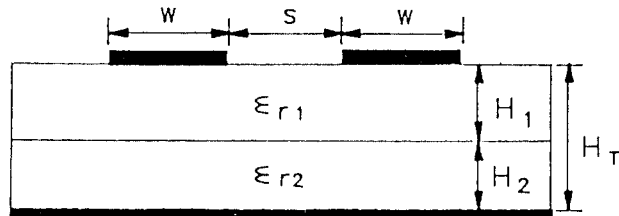


그림 2. 2 층 마이크로스트립 선로.
Fig. 2. Microstrip lines on a two-layer substrate.

화하여 나타내면 그림 3에 보인 바와 같다. 여기서 기판 높이의 비 H_1/H_T 가 0인 경우는 비유전율이 2.6인 단층 마이크로스트립 구조가 되고 기판 높이의 비 H_1/H_T 가 1인 경우는 비유전율이 10인 단층 마이크로스트립 구조가 된다. 그림 3에 보인 바와 같이 위층과 아래층 기판의 높이의 변화에 따라 우모드와 기모드 위상 속도가 줄어들거나 증가하며, 어떤 조건에서는 없어짐을 알 수 있다. 그림 3에서는 기판 높이의 비 H_1/H_T 가 0.26일 때와 0.53일 때 우모드와 기모드의 위상 속도 차이가 없어진다.

위층 기판의 높이 H_1 와 아래층 기판의 높이 H_2 가 고정되어 있을 때 우모드와 기모드의 위상 속도를 아래층 기판의 ϵ_{r2} 또는 위층 기판의 ϵ_{r1} 의 함수로 나타내면, 각각 그림 4와 그림 5에 보인 바와 같다. 그림 4와 그림 5에 보인 바와 같이 위층 기판과 아래층 기판의 비유전율을 적절히 조절하면 우모드와 기모드의 위상 속도가 같아짐을 알 수 있다.

그림 3, 4, 5에 보인 바와 같이 2 층 기판 구조를 사용하여 아래층 기판과 위층 기판의 높이와 비유전율을 적절히 조절하면 우모드와 기모드의 위상 속도를 같게 할 수 있다. 서로 다른 4 가지 형태의 2 층 기판 구조

에 대해 선로 폭의 변화에 따른 2 층 2 선 마이크로스트립 구조에서 우모드와 기모드 특성 임피던스, Z_{0e} 와 Z_{0o} 는 그림 6에 보인 바와 같다.

평행 결합 선로의 결합도 C는 우모드와 기모드의 특성 임피던스만 구하면 다음과 같은 식으로부터 얻을 수 있다.

$$C = \frac{Z_{0e} - Z_{0o}}{Z_{0e} + Z_{0o}} \tag{10}$$

기판 높이의 비 H_1/H_T 가 0, 0.2, 0.6, 1인 경우에 대해 결합 마이크로스트립 선로의 간격의 변화에 따라 결합도를 나타내면 그림 7에 보인 바와 같다. 그림 7에서 기판 높이의 비 H_1/H_T 가 0인 경우와 1인 경우에는 각각의 비유전율이 2.25와 11.9인 단층 기판 구조를 나타내며, 이들 단층 기판 구조는 2 층 기판 구조($H_1/H_T = 0.4$ 또는 $H_1/H_T = 0.6$)보다 결합도가 작음을 알 수 있다. 따라서 2 층 기판 구조를 갖는 결합 마이크로스트립 선로를 사용하여 방향성 결합기를 제작하면 종래의 단층 기판 구조를 갖는 결합 마이크로스트립 선로를 사용하는 경우보다 결합 마이크로스트립 선로의 간격을 넓게 할 수 있으므로 제작이 용이하다.

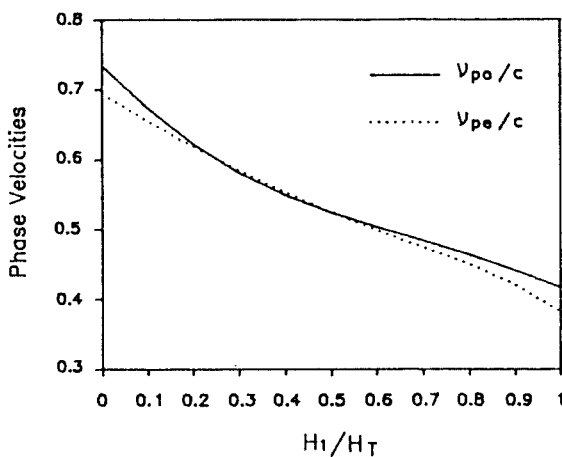


그림 3. H_1/H_T 의 변화에 따른 우모드와 기모드의 위상 속도.
($W/H_T = S/H_T = 1.43$, $\epsilon_{r1} = 10$, $\epsilon_{r2} = 2.6$).
Fig. 3. Even- and odd-mode phase velocities vs. H_1/H_T .
($W/H_T = S/H_T = 1.43$, $\epsilon_{r1} = 10$, $\epsilon_{r2} = 2.6$).

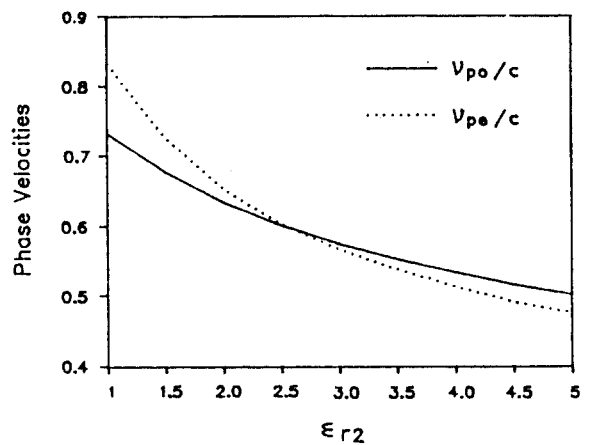


그림 4. ϵ_{r2} 의 변화에 따른 우모드와 기모드의 위상 속도.
($W/H_T = S/H_T = 1.43$, $H_1/H_T = 0.26$, $H_2/H_T = 0.74$, $\epsilon_{r1} = 10$).
Fig. 4. Even- and odd-mode phase velocities vs. ϵ_{r2} .
($W/H_T = S/H_T = 1.43$, $H_1/H_T = 0.26$, $H_2/H_T = 0.74$, $\epsilon_{r1} = 10$).

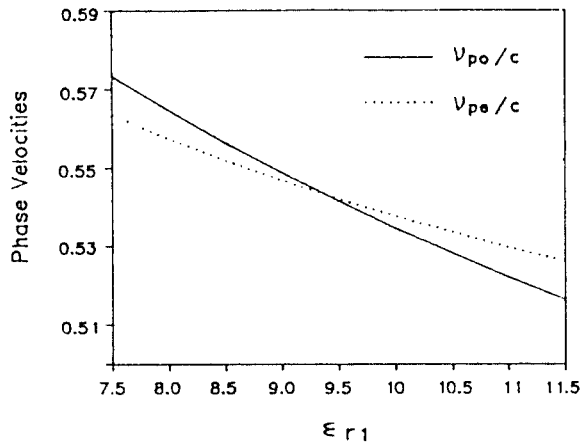
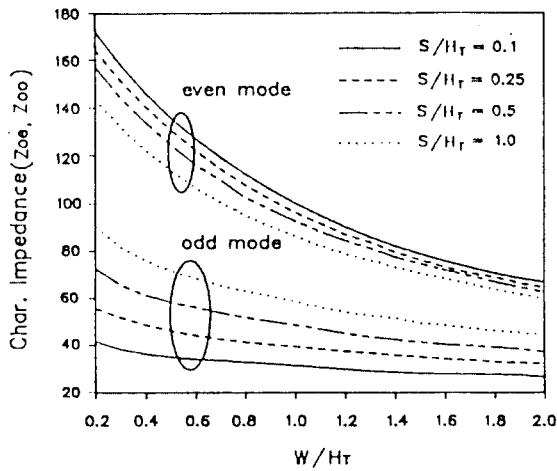
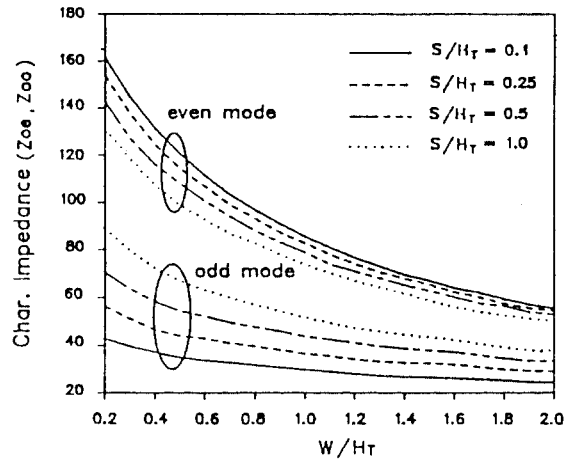


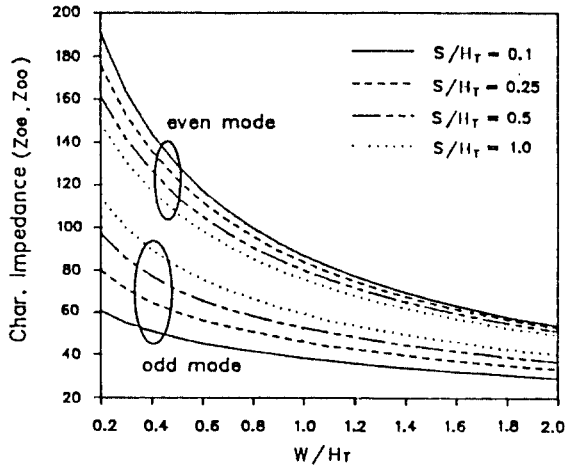
그림 5. ϵ_{r1} 의 변화에 따른 우모드와 기모드의 위상 속도.
 ($W/H_T = S/H_T = 1.43$, $H_1/H_T = 0.46$, $H_2/H_T = 0.54$, $\epsilon_{r2} = 2.6$).
 Fig. 5. Even- and odd-mode phase velocities vs. ϵ_{r1} .
 ($W/H_T = S/H_T = 1.43$, $H_1/H_T = 0.46$, $H_2/H_T = 0.54$, $\epsilon_{r2} = 2.6$).



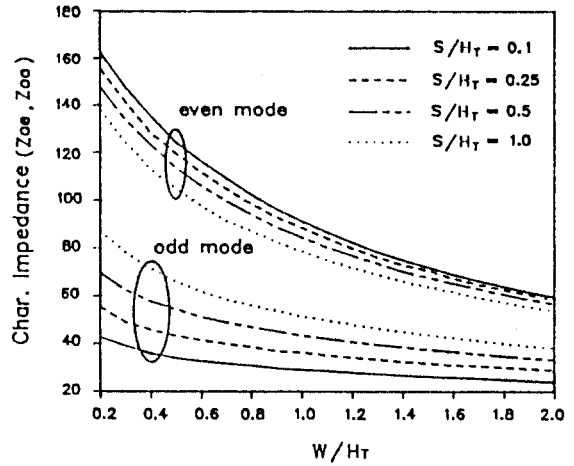
(a) $H_1/H_T = 0.3$, $\epsilon_{r1} = 10$, $\epsilon_{r2} = 2.6$.



(b) $H_1/H_T = 0.5$, $\epsilon_{r1} = 10$, $\epsilon_{r2} = 2.6$.



(c) $H_1/H_T = 0.4, \epsilon_{r1} = 9.8, \epsilon_{r2} = 3.8$



(d) $H_1/H_T = 0.4, \epsilon_{r1} = 3.8, \epsilon_{r2} = 9.8$

그림 6. W/H_T 의 변화에 따른 우모드와 기모드의 특성 임피던스.
Fig. 6. Even- and odd-mode characteristic impedances vs. W/H_T .

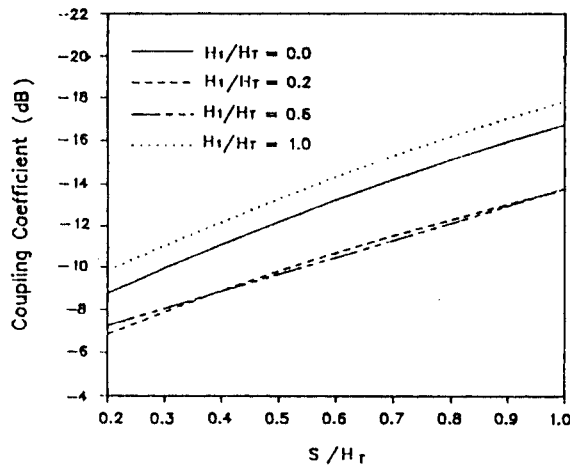
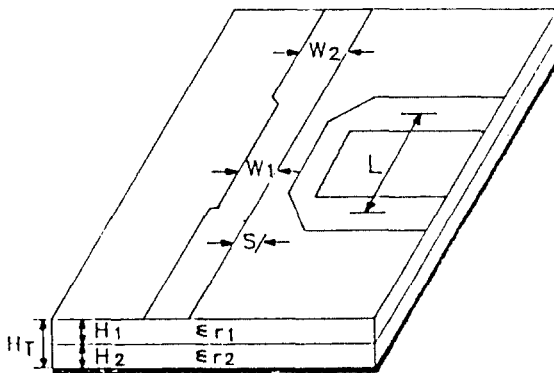


그림 7. S/H_T 의 변화에 따른 결합도.
($W/H_T = 1.4, \epsilon_{r1} = 2.25, \epsilon_{r2} = 11.9$).
Fig. 7. Coupling coefficient vs. S/H_T .
($W/H_T = 1.4, \epsilon_{r1} = 2.25, \epsilon_{r2} = 11.9$).

IV. 방향성 결합기의 제작

방향성 결합기에서 우/기모드 위상 속도 차와 결합도는 서로 종속적인 관계를 가지므로 원하는 결합도를 얻으면서 동시에 위상 속도 차가 같은 결합기를 단 한번에 설계할 수 있는 명확한 방법은 없다. 그러므로 결합도를 일정하게 고정시키고 방향성 결합기의 물리적 구조 (physical dimension)를 변경하면서 위상 속도 차가 없어지는 경우를 찾는 반복 방법(trial and error method)으로 원하는 결합기를 설계할 수 있다. 본 논문에서는 앞 장에서 예를 든 이론적 결과를 실증하고자 준 TEM 모드 정수를 사용하여 2 층 기판과 단층 기판에 중심 주파수가 2 GHz, 부하 임피던스가 50Ω 이고 결합도가 10 dB인 방향성 결합기를 제작하였다. 비유전율이 서로 다른 2 층 기판에 제작한 방향성 결합기의 구조는 그림 8에 보인 바와 같다. 이와 같은 선로 구조일 때 손실이 없는 선로를 가정하고 준 TEM 조건에서 계산한 결합 마이크로스트립 선로의 우모드와 기모드의 위상 속도 및 특성 임피던스는 다음과 같다.



$H_T \approx 2.22 \text{ mm}$	$H_1 = 0.64 \text{ mm}$	$H_2 = 1.59 \text{ mm}$
$W_1 = 2.90 \text{ mm}$	$W_2 = 3.46 \text{ mm}$	$S = 0.78 \text{ mm}$
$\epsilon_{r1} = 10$	$\epsilon_{r2} \approx 4.5$	$L = 18.18 \text{ mm}$

그림 8. 2 층 기판 구조를 갖는 방향성 결합기.
Fig. 8. Directional coupler on a two-layer substrate structure.

$$[v_{pe.o}] = \begin{bmatrix} 1.43 \times 10^8 \\ 1.48 \times 10^8 \end{bmatrix} \quad [\text{ m/sec }]$$

$$[Z_{oe.o}] = \begin{bmatrix} 68.40 \\ 36.60 \end{bmatrix} \quad [\Omega]$$

결합 마이크로스트립 선로의 길이 $L (= \lambda_g/4)$ 을 중심 주파수 $f_0 = 2 \text{ GHz}$ 에 대하여 계산하면

$$L = \frac{v_p}{4f_0} \times 10^3 = 18.18 \quad [\text{ mm }]$$

가 된다. 여기서 평균 위상 속도는 $v_p = (v_{pe} + v_{po})/2$ 이다.

단층 기판 구조를 갖는 방향성 결합기에서 기판의 높이는 2 층 기판 구조를 갖는 방향성 결합기의 전체 기판 높이 $H_T = 2.22 \text{ mm}$ 와 같고 비유전율은 4.5이며 $W_1 = 3.46 \text{ mm}$, $W_2 = 4.16 \text{ mm}$, $S = 0.46 \text{ mm}$, $L = 20.99 \text{ mm}$ 이다. 이와 같은 선로 구조일 때 무손실 선로로 가정하고 준 TEM 조건에서 계산한 결합 마이크로스트립 선로의 우모드와 기모드의 위상 속도 및 특성 임피던스는 다음과 같다.

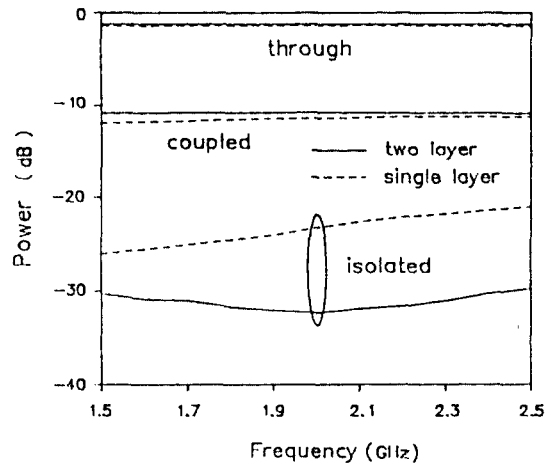


그림 9. 단층 기판과 2 층 기판 구조의 방향성 결합기에 대한 실험 결과.
Fig. 9. Experimental results for the directional coupler on a single-layer and a two-layer substrate structure.

$$[v_{pe.o}] = \left[\begin{array}{c} 1.57 \times 10^8 \\ 1.79 \times 10^8 \end{array} \right] \quad [\text{m/sec}]$$

$$[Z_{0e.o}] = \left[\begin{array}{c} 69.52 \\ 36.77 \end{array} \right] \quad [\Omega]$$

10 dB 결합도를 얻기 위한 마이크로스트립 선로 사이의 간격은 2 층 기판 구조가 단층 기판 구조의 0.46 mm보다 넓은 0.78 mm이다. 단층 기판 구조를 갖는 방향성 결합기와 2 층 기판 구조를 갖는 방향성 결합기의 성능을 측정한 결과는 그림 9에 보인 바와 같다.

우모드와 기모드의 위상 속도 차는 다음 식으로부터 구할 수 있다.

$$\left| \frac{v_{pe} - v_{po}}{c} \right| \times 100 \quad [\%]$$

여기서 c는 자유 공간에서 빛의 속도이다. 제작에 사용한 2 층 기판 구조를 갖는 방향성 결합기의 우모드와 기모드의 위상 속도 차이는 1.67 %인 반면 단층 기판 구조를 갖는 방향성 결합기의 우모드와 기모드의 위상 속도 차이는 7.13 %이다. 따라서 그림 9에 보인 바와 같이 2 층 기판 구조를 갖는 방향성 결합기의 지향성은 단층 기판 구조의 방향성 결합기보다 약 8 dB 향상되었다.

V. 결 론

가장자리 결합된 마이크로스트립 방향성 결합기를 사용하여 높은 결합도를 얻기 위해서는 결합된 마이크로스트립 선로 사이의 간격을 작게 하여야 하므로 제작에 문제가 있다. 또한 우모드와 기모드의 위상 속도 차이 때문에 방향성 결합기의 성능이 저하되므로, 이와 같은 문제들을 해결하기 위하여 2 층 기판을 사용하는 방법을 제시하였다. 비유전율이 서로 다른 2 층 기판을 사용하여 위층 기판과 아래층 기판의 높이와 비유전율을 적절히 조절하면 우모드와 기모드의 위상 속도 차이를 줄일 수 있으므로 방향성 결합기의 격리도를 향상시키고 동시에 결합도를 증가시킬 수 있다.

본 논문에서는 모멘트 방법을 이용하여 단층 기판 구조와 2 층 기판 구조를 갖는 결합 마이크로스트립 선로를 해석하고 단층 기판 구조를 갖는 방향성 결합기와 2

층 기판 구조를 갖는 방향성 결합기를 제작하여 2 층 기판 구조를 갖는 방향성 결합기의 성능이 종래의 단층 기판 구조의 방향성 결합기보다 개선됨을 실험적으로 보였다. 본 논문의 결과는 MMIC 결합기 및 필터의 성능을 향상시키는 데 크게 도움이 되리라 기대한다.

참 고 문 헌

1. M. Horno and R. Marques, "Coupled microstrips on double anisotropic layers," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-32, no. 4, pp.467-470, April, 1984.
2. J. P. Gilb and C. A. Balanis, "Pulse distortion on multilayer coupled microstrip," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-37, no. 10, pp.1620-1628, Oct. 1989.
3. C. Wei and R. F. Harrington, "Multiconductor transmission line in multilayered dielectric media," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-32, no. 4, pp.439-450, April, 1984.
4. C. C. Huang, "Two-dimensional capacitance calculation in stratified arbitrary dielectric media," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-42, no. 3, pp.501-504, March, 1994.
5. V. K. Tripathi, "On the analysis of symmetrical three-line microstrip circuits," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-25, no. 9, pp.726-729, Sept. 1977.
6. 진 년강, "Network function characterizing the general n-line 2n-port coupled transmission system," *대한전자공학회 논문지*, 제22권, 제3호, pp.281-287, 1985년 5월.
7. V. K. Tripathi and H. J. Lee, "Spectral-domain computation of impedance and multi-port parameters of multiple coupled microstrip lines," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-37, no. 1, pp.215-221, Jan. 1989.
8. J. P. Gilb and C. A. Balanis, "Asymmetric, multi-conductor low-coupling structure for high-density digital interconnections," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-39,

no. 12. pp.2100-2106, Dec. 1991.

9. 정 일용, 장 상진, 남 상식, 진 년강, "다층 기판에서 과도 응답과 누화," 한국통신학회 추계 마이크로파 및 전파전파 학술대회 논문집, 제17권, 제2호, pp.15-18, 1994년 10월.
10. Tatsuo Itoh, *Numerical Techniques for microwave and millimeter-wave passive struc-*

tures, John Wiley & Sons, 1989.

11. R. F. Harrington, *Field computation by moment method*. The Macmillan Co., New York, 1968.
12. L. A. Trinogga, *Practical microstrip circuit design*, Ellis Horwood, 1991.



鄭 一 龍(Il Yong Jeong) 정회원

1969년 6월 25일생
 1993년 2월 : 단국대학교 전자공학과(공학사)
 1995년 2월 : 단국대학교 대학원 전자공학과(공학석사)
 1994년 12월~현재 : LG 정보통신(연구소) 연구원

*주관심 분야 : 디지털 이동통신 기술, 고속 디지털 회로, 초고주파 회로.



張 相 鎭(Sang Gun Jang) 정회원

1961년 6월 1일생
 1988년 2월 : 단국대학교 전자공학과(공학사)
 1991년 2월 : 단국대학교 대학원 전자공학과(공학석사)
 1991년 9월~현재 : 단국대학교 대학원 전자공학과 박사과정

*주관심 분야 : 디지털 이동통신 기술, 고속 디지털 회로, 초고주파 회로.



南 相 植(Snag Sig Nam) 정회원

1958년 8월 26일생
 1981년 2월 : 단국대학교 전자공학과(공학사).
 1983년 2월 : 단국대학교 대학원 전자공학과(공학석사).

1985년 10월~현재 : 한국전자통신연구소 선임연구원.
 1992년 3월~ 현재 : 단국대학교 대학원 전자공학과 박사과정.

*주관심 분야 : ATM 교환기, System packaging & High-speed digital electronics, 초고주파 회로.



陳 年 綱(Youn Kang Chin) 정회원

1934년 3월 11일생
 1957년 3월 : 국립항공대학 통신과(공학사).
 1979년 6월 : 미국 오레곤 주립대학교 대학원(공학석사).

1982년 6월 : 미국 오레곤 주립대학교 대학원(공학박사).
 1963년 3월~1977년 4월 : 한국항공대학 전자과 교수.
 1982년 8월~1983년 9월 : 미국 CUBIC 전자통신회사 Senior Engineer.

1985년 1월~1986년 12월 : 한국통신학회 회장.
 1983년 9월~현재 : 단국대학교 전자공학과 교수.
 *주관심 분야 : 디지털 이동통신 기술, 고속 디지털 회로, 초고주파 회로.