

도체두께를 가진 비대칭 결합선로를 이용한 정방향 -3dB 방향성 결합기의 설계 및 제작

정희원 홍익표*, 윤남일**, 육종관**

Design and Fabrication of Forward -3dB Directional Coupler Using Asymmetrical Coupled Lines with Metallization Thickness

Ic-Pyo Hong*, Nam-Il Yoon**, Jong-Kwan Yook** *Regular Members*

요 약

본 논문에서는 모드정합법을 이용하여 도체두께를 고려한 비대칭 결합선로의 특성을 해석하고, 중심주파수 5GHz 인 정방향 -3dB 방향성 결합기를 설계 및 제작하였다. 결합선로의 결합도에 대한 연구는 대부분 기하학적 인 구조의 변화에 대해 연구되어 왔으나, 본 논문에서는 도체두께가 비대칭 결합선로의 간격, 선로 폭, 결합기의 길이에 미치는 영향을 이론적으로 분석하고, 도체두께를 고려한 비대칭 결합선로를 이용한 결합기를 설계하여 도체 두께가 두꺼울수록 강한 결합으로 인하여 정방향 결합기의 결합길이가 짧아지고 광대역 특성이 얻어지는 결과를 얻었다. 본 논문에서는 5GHz를 중심주파수로 한 도체두께가 서로 다른 비대칭 결합선로로 구성된 정방향 -3dB 결합기를 설계하고, 제작 및 실험을 통하여 약 -4.05dB ~ -4.09dB의 결합특성을 갖는 주파수특성 측정결과를 얻어 설계 값에 거의 근접하는 것을 확인하였으며, 도체 두께를 고려한 정확한 설계로써 결합선로에서 강한 결합과 광대역 특성을 만들 수 있다는 사실을 확인하였다.

Key Words : Metallization thickness, Asymmetrical coupled lines, Directional coupler

ABSTRACT

In this paper, forward-wave -3dB directional coupler with finite-thickness conductor and asymmetrical coupled lines are designed and experimentally verified using mode-matching based design methodology. Most of studies published in the literatures about the coupled lines are mainly concentrated on the adjustment of coupling amount by changing various geometric configurations. The analysis results in this paper show that thicker metallization requires reduced coupler length in the forward-wave directional coupler composed of asymmetrical coupled lines. Several forward-wave directional -3 dB couplers with finite metallization thickness composed of asymmetrical coupled microstrip lines have been designed in the 5 GHz based on proposed design method. The measured data show -4.05 dB ~ -4.09 dB coupling at center frequency which is very closed to design value. The tight coupling has been implemented with accurate design methodology which take metallization thickness into account.

* 공주대학교 성보통신공학부(iphong@kongju.ac.kr), ** 연세대학교 전기전자공학부 전파통신연구실(niyun@hanmir.com, jyook@yonsei.ac.kr)
논문번호: 030161-0414, 접수일자: 2003년 4월 14일

I. 서 론

마이크로파 집적회로나 광전자 집적회로의 설계에서는 전송선로 구조내의 다른 설계 변수들의 크기에 비해서 도체 두께가 무시할 수 없을 정도의 크기가 되기 때문에, 마이크로스트립 전송선로를 이용한 방향성 결합기 등 강한 결합을 요구하는 마이크로파 회로설계에서는 전송선로의 도체 두께에 의한 영향을 고려한 전파특성 해석을 통하여 보다 정확한 전기적 파라미터를 예측할 수 있다^[1].

유한한 도체 두께를 갖는 전송선로의 구조해석에 사용될 수 있는 해석방법으로 공간주파수혼합영역방법(mixed spectral-space domain method)^[2], 모드정합방법(mode-matching method)^[3], 등각사상방법(conformal mapping method)^[4], 경계요소방법(boundary element method)^[5], 선모방법(method of lines)^[6] 등이 있으며, 그동안 이 방법들을 이용하여 도체 두께를 고려한 마이크로스트립 전송선로에 대한 연구^{[7]-[9]}와 도체 두께를 고려한 결합선로의 특성에 대한 연구^{[10]-[11]}가 진행되어왔다. 본 논문에서는 다양한 준정적 해석방법들 중에서 다층구조의 해석에 적합하고 수식 전개가 용이한 모드정합방법을 사용하였다. 모드정합방법은 다른 준정적 해석방법들에 비해서 적분과 반복연산을 필요로 하지 않고, 수식의 전개가 직접적이고 간편하여 도체 두께를 고려한 전송선로의 해석에 적합한 방법이다^{[11][12]}. 비대칭 결합 마이크로스트립 선로의 설계와 특성 표현에 대해서도 많은 연구가 진행되어 왔으며^{[13]-[17]}, 비대칭 결합선로의 응용분야로는 알려지지 않은 대역, 방향결합기, 위상천이기와 임피던스 정합 회로망 등이 있으며, 이러한 비대칭 결합 마이크로스트립 선로의 장점은 다양한 회로를 설계하는데 있어서 대칭 결합선로에 비하여 임피던스 전달 특성 등에서 설계의 유연성을 더욱 가질 수 있다는 점이다^[15]. 최근에는 대칭 결합선로보다 여파기나 방향성 결합기의 설계를 용이하게 하고 대칭선로에서는 구현하기 어려운 강한 결합효과나 광대역 특성 등을 구현할 수 있다는 장점을 이용하기 위하여 비대칭 결합선로에 대한 연구가 많이 진행되고 있다^[18]. 또한 일반적으로 마이크로스트립 결합선로를 이용한 방향성 결합기나 여파기를 제작할 경우에는 강한 결합효과를 구현하는데 한계가 있는 단점 때문에, 다층구조 형태의 동일평면 도파관 결합선로 등이 제안되었다^{[19][21]}. 그러나 최근까지의 비대칭 결합선로에 대한 연구결과들은 무한히 얇은 도체

두께를 가정한 것으로, 도체 두께를 고려하지 않은 대략적인 설계 파라미터 값들만을 예측할 수 있다는 단점을 갖는다.

II. 도체두께를 고려한 비대칭 결합선로의 해석

다층 유전체 기관으로 이루어진 전송선로에서 유한한 도체 두께를 갖는 비대칭결합 선로 구조를 그림 1에 나타내었다. 본 논문에서는 그림 1의 구조에 대하여 6개의 영역으로 나누어 해석했으며, 기하구조 내에 존재하는 모든 도체는 완전도체로 가정하였다.

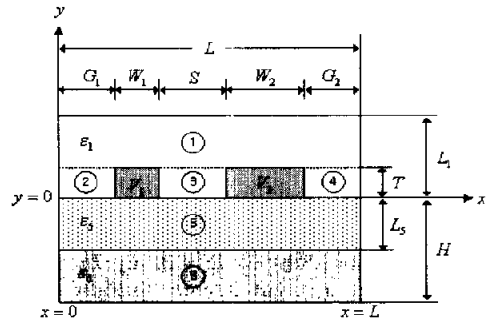


그림 1 도체두께를 고려한 비대칭 결합 마이크로스트립 선로
Fig. 1 Asymmetrical coupled microstrip lines with finite metalization thickness

그림 1의 구조에서 전위함수는 라플라스 방정식(Laplace's equation)과 경계조건을 만족하는 항들로 구성된 푸리에-정현파 급수(Fourier-sine series)로 나타낼 수 있다. 즉 그림 1의 구조에서 각 영역 ①~⑥의 전위함수 $\phi_1 \sim \phi_6$ 은 순서대로 식 (1)-(6)과 같이 각각 나타낼 수 있다.

$$\phi_1 = \sum_{i=1}^{N_1} A_i \left[e^{\frac{i\pi(y-L_1)}{L}} - e^{-\frac{i\pi(y-L_1)}{L}} \right] \sin \frac{i\pi x}{L} \tag{1}$$

$$\phi_2 = \frac{V_1}{G_1} x + \sum_{i=1}^{N_2} \left[B_i e^{\frac{i\pi x}{G_1}} + C_i e^{-\frac{i\pi x}{G_1}} \right] \sin \frac{i\pi x}{G_1} \tag{2}$$

$$\phi_3 = \frac{(V_2 - V_1)[x - (G_1 + W_1)]}{S} + V_1 + \sum_{i=1}^{N_3} \left[D_i e^{\frac{i\pi x}{S}} + E_i e^{-\frac{i\pi x}{S}} \right] \times \sin \frac{i\pi [x - (G_1 + W_1)]}{S} \tag{3}$$

$$\phi_4 = \frac{V_2(L-x)}{G_2} + \sum_{i=1}^{N_1} \left[F_i e^{\frac{-ixx}{G_2}} + K_i e^{\frac{-ixx}{G_2}} \right] \times \sin \frac{i\pi[x-(L-G_2)]}{G_2} \quad (4)$$

$$\phi_5 = \sum_{i=1}^{N_1} \left[H_i e^{\frac{-ixx}{L}} + I_i e^{-\frac{-ixx}{L}} \right] \sin \frac{i\pi x}{L} \quad (5)$$

$$\phi_6 = \sum_{i=1}^{N_1} J_i \left[e^{-\frac{i\pi(y+D)}{L}} - e^{-\frac{i\pi(y-D)}{L}} \right] \sin \frac{i\pi x}{L} \quad (6)$$

여기서 V_1 과 V_2 는 각각의 스트립에 인가된 전위이고, $A_i, B_i, C_i, D_i, E_i, F_i, K_i, H_i, I_i$ 와 J_i 는 결정되어야 할 계수들이다. 각 전위의 급수 전개는 각 영역에 대한 각기 다른 모드 수 N_1, N_2, N_3 과 N_4 로 나누어진다. 각 영역의 경계로서 $y=T, y=0$ 과 $y=-L_5$ 인 평면과 각 영역을 분할하는 x 의 구간으로서 $0 < x < L, 0 < x < G_1, G_1 + W_1 < x < G_1 + W_1 + S$ 와 $L - G_2 < x < L$ 에 대하여 경계조건을 적용하여 풀면 $B_i, C_i, D_i, E_i, F_i, K_i, H_i$ 와 I_i 는 A_i 와 J_i 에 종속적인 변수들로 유도된다. 전위함수를 구하기 위해 먼저 A_i 와 J_i 의 계수 값을 행렬의 원소 형태로 정리하여 행렬연산을 이용하여 구하고, 나머지 계수 값들은 A_i 와 J_i 로 정리한 후 A_i 와 J_i 값을 대입하여 순서대로 계산해 낼 수 있다. 이 계수들이 모두 구해지면 식 (1)-(6)에서 급수 형태의 전위함수를 완성할 수 있다. 식(1)-(6)에서 구한 전위함수로부터 도체 두께를 고려한 비대칭 결합선로의 c -모드와 π -모드 두가지 전송모드에서 각각의 유효유전율과 특성임피던스를 구할 수 있다.^[20]

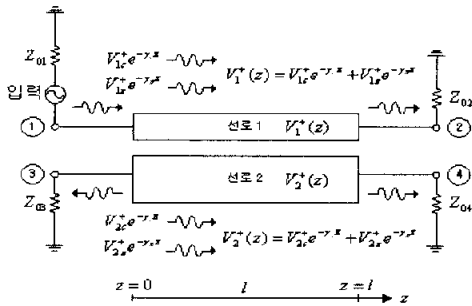


그림 2 비대칭 결합선로를 이용한 정방향 결합기 모델링
Fig. 2 Modeling of the forward-wave directional coupler composed of asymmetrical coupled lines

III. 방향성결합기 설계 및 제작

비균질(inhomogeneous) 매질에 있는 결합선로의 순수한 TEM 모드는 주파수 0일 때만 가능하지만, 결합선로에서는 파장에 비해서 결합선로의 간격(S)이 매우 작을 때($S < \lambda_g < 20$)를 TEM 모드에 가까운 quasi-TEM 모드로 해석할 수 있다^[18]. 그림 2에서 결합선로를 통해서 진행되는 파는 진행방향인 z 방향으로 진행하므로 실제로는 non-TEM 모드이지만, 파장에 비해서 구조가 작은 마이크로스트립(microstrip) 전송선로는 quasi-TEM 모드를 지원하므로 본 논문에서는 4-포트 회로망의 전압과 전류를 정의하여 해석할 수 있도록 quasi-TEM 모드를 가정하여 해석하였다. 비대칭 결합선로에서 정방향 -3dB 결합기 특성을 만족하기 위해서는 c -모드와 π -모드의 전파상수(propagation constant) β_c, β_π 와 비대칭 결합선로의 결합길이 L_p 에 대하여 다음 관계식 (7), (8)를 설계조건으로 구할 수 있다^[21].

$$\frac{(\beta_c - \beta_\pi)L_p}{2} = \frac{\pi}{2} \Rightarrow L_p = \frac{\pi}{(\beta_c - \beta_\pi)} \quad (7)$$

$$\frac{2\sqrt{R_v}}{1+R_v} = \frac{1}{\sqrt{2}} \Rightarrow R_v = 3 + 2\sqrt{2} \approx 5.8284, 0.1716 \quad (8)$$

본 논문의 실험에서 제작할 정방향 -3dB 결합기의 설계를 위하여 도체 두께 T 가 각각 0.018, 0.035, 0.07mm 인 기판을 사용하였으며, 결합선로의 폭 W_1, W_2 와 도체 두께 T , 선로 간격 S 는 그림 1에 나타난 도체 두께를 고려한 결합선로 구조의 설계 변수가 된다. 모드정합법의 해석을 적용하기 위하여 그림 1에서 $G_1 = G_2 = L_1 = 10$ mm, 모드 수는 $N_1 = N_2 = N_3 = N_4 = 100$ 으로 설정하였다. 또한 실험에 사용될 유전체 기판의 사양에 맞추어 $L_5 = 0$, 유전체 높이가 $H = 0.635$ mm, 기판의 유전율은 $\epsilon_3 = \epsilon_6 = 10\epsilon_0$ 와 $\epsilon_1 = \epsilon_0$ 로 설정하여 시뮬레이션을 실시하였다. 표 1의 제작치수는 비대칭 결합선로를 이용한 결합기 형태 내에서 보면, 다른 치수들은 모두 동일하며 단지 기판에 따른 도체 두께와 결합선로의 길이만이 서로 다르다. 방향성 결합기의 결합길이 설계는 식 (7)을 이용하여 고속 무선 LAN 주파수 대역에 할당된 5GHz를 중심주파수로 $B1 = 81.56$ mm, $B2 = 76.08$ mm, $B3 = 69.66$ mm 로 설계되었다. 비대칭 결합선로의 비대칭 비 W_2/W_1 의 설계는 선로 간격이 $S = 0.5$ mm로 동일한 조건에서 기판의 종류에 따라서

$T=0.018, 0.035, 0.07\text{mm}$ 로 달라질 때 결합선로의 한쪽 선로의 폭을 $W_1=0.6\text{mm}$ 로 고정하고, 다른 한쪽 선로의 폭 W_2 를 가변시켜서 정방향 -3 dB 결합 지점이 나타나는 W_2 값을 결정하였다. 그림 3에서 정방향 -3dB 결합기 설계조건에서 전송모드 간의 전압 비가 $R_v=5.8284$ 인 지점을 기준으로 비대칭 결합선로의 폭 $W_2=2.3\text{mm}$ 를 얻었다. 제작된 방향성 결합기는 그림 4와 같다.

표 1 실험에 사용된 방향성 결합기의 설계 치수(유전체높이 $H=0.635\text{mm}$, 유전율 $\epsilon_r=10$)
Table 1 Designed parameters of directional couplers for the experiment in this paper

결합기 형태	결합기 번호	선로 폭		선로 간격	도체 두께
		W_1	W_2		
비대칭	B1	0.6mm	2.3mm	0.5mm	0.018mm
	B2	0.6mm	2.3mm	0.5mm	0.035mm
	B3	0.6mm	2.3mm	0.5mm	0.070mm

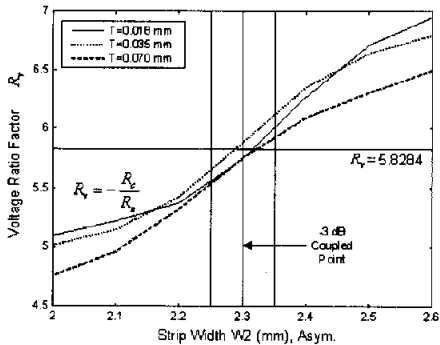


그림 3 선로 폭 W_2 따른 c-모드와 π -모드 간 전압비 R_v 변화
Fig. 3 Variation of voltage ratio factor R_v between c- and π -mode with strip width W_2

그림 5 ~ 그림 7에 나타난 이론값들은 모드정합 방법을 이용한 본 논문의 설계방법을 통해서 구한 이론적인 주파수응답 특성 $|S_{21}|, |S_{31}|, |S_{41}|$ 을 측정 결과 값과 비교한 것이다. 이 이론값들은 모드정합 방법을 이용하여 결합선로 부분만을 설계한 것이며, 측정값들은 그림 결합선로 부분은 물론이고 50 Ω 연결부분과 각 포트에 SMA 커넥터가 부착된 상태를 모두 포함해서 측정한 결과 값이다. 측정결과를 정

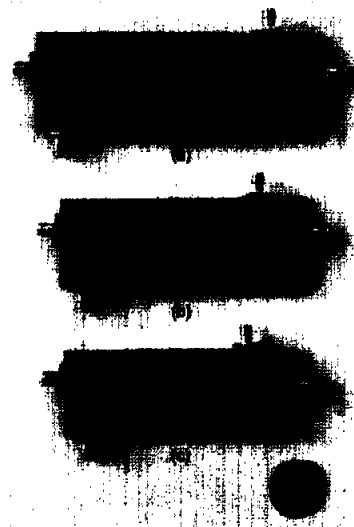


그림 4 비대칭 결합선로를 이용하여 제작된 방향성 결합기 (a) B1($T=0.018\text{mm}$) (b) B2($T=0.035\text{mm}$) (c) B3($T=0.07\text{mm}$)

Fig. 4 Manufactured directional couplers composed of asymmetrical coupled lines

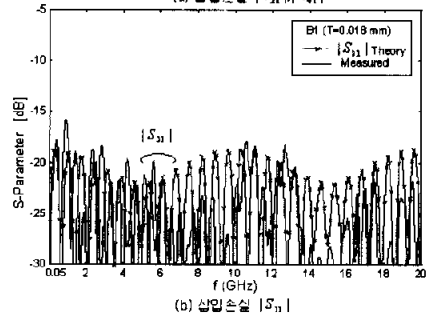
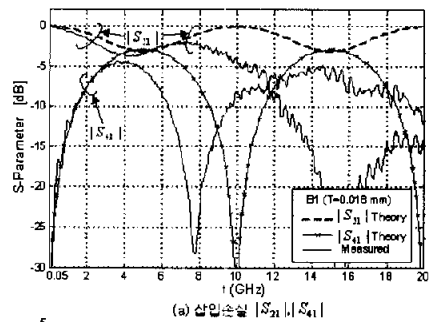


그림 5 방향성 결합기 B1의 주파수응답
Fig. 5 Frequency response of directional coupler B1

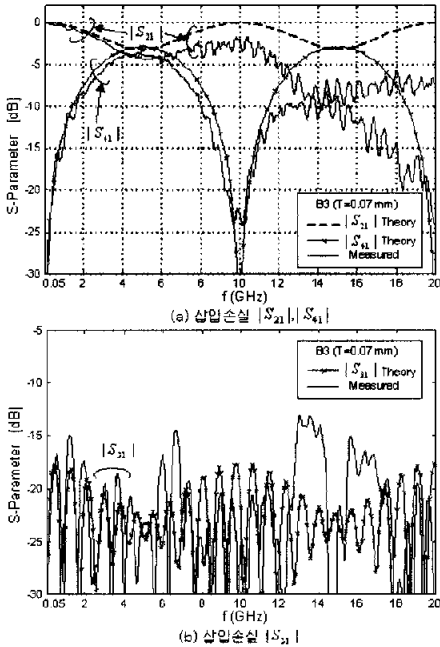


그림 7 방향성 결합기 B3의 주파수응답
Fig. 7 Frequency response of directional coupler B3

리한 표 2에서 비대칭 결합선로를 이용한 방향성 결합기의 중심주파수를 분석해보면 도체 두께가 가장 얇은 결합기 B1(T=0.018mm)의 중심주파수는 본 논문의 실제 중심주파수인 5GHz 보다 960MHz 낮게 측정되었다. 반면에 결합기 B2(T=0.035mm), B3(T=0.07mm)의 동작 중심주파수는 실제 중심주파수인 5GHz 보다 각각 75MHz, 62MHz 높은 것으로 측정되어, 본 논문에서 설계한 방향성 결합기의 설계목표 중심주파수에 거의 일치하는 측정결과를 얻었다. 또한 표 2 에서 비대칭 결합선로를 이용한 방향성 결합기에 대한 주파수대역폭의 측정결과는 결합기 B2, B3가 각각 2.97GHz, 와 2.64GHz로 측정되어 도체 두께를 고려하여 설계한 경우 매우 넓은 광대역 특성을 갖는 것으로 나타났으며, 결합기 B1의 대역폭은 848MHz로 상대적으로 좁은 것으로 나타났다. B1의 측정결과가 도체 두께가 더 두꺼운 다른 결합기들에 비해서 실제 중심주파수의 구현과 대역폭 특성이 떨어지는 이유는, 상대적으로 얇은 도체 두께로 인하여 본 논문의 실제결과를 정확하게 구현하기에 필요한 만큼의 충분한 결합이 제대로 이루어지지 않았기 때문인 것으로 분석된다. 표 3 에서 측정된 결과를 나타내었으며 비대칭 결합선로

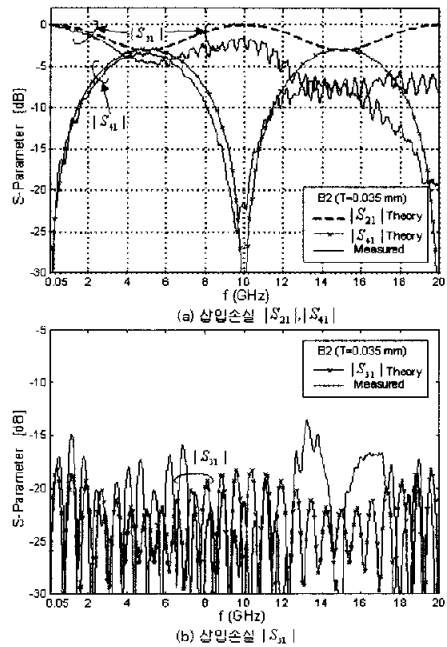


그림 6 방향성 결합기 B2의 주파수응답
Fig. 6 Frequency response of directional coupler B2

표 2 동작주파수 특성
Table 2 Characteristics of operating frequency

결합기 형태	결합기 번호	동작주파수 범위			중심주파수
		min ①	max ②	대역폭 ③-①	
비대칭	B1	3.62	4.46	0.85	4.04
	B2	3.59	6.56	2.97	5.08
	B3	3.74	6.38	2.64	5.06
단위		GHz	GHz	GHz	GHz

표 3 각 출력포트의 S-파라미터
Table 3 S-parameters of the each output port

결합기 형태	결합기 번호	through	coupled	isolated
		$ S_{21} $	$ S_{41} $	$ S_{31} $
비대칭	B1	-3.646	-4.542	-25.008
	B2	-4.305	-3.878	-23.382
	B3	-4.052	-4.053	-24.523
단위		dB	dB	dB

를 이용한 경우 약 -4.05dB ~ -4.09dB의 결합특성을 갖는 것으로 측정되었다. 목표값인 -3dB와 비교한 약 1dB 정도의 오차는 제작된 방향성 결합기의 측정을 위해 양쪽에 부착한 연결라인, SMA 커넥터

그리고 사지 방식으로 제작된 결합선로 패턴의 부식 오차와 결합선로 사이의 이물질에 의한 손실로 판단된다.

IV. 결 론

본 논문에서는 전송선로의 도체 두께를 고려한 비대칭 결합선로를 모드정합법을 이용하여 이론적으로 해석하고, 5GHz를 중심주파수로 하는 정방향-3dB 방향성 결합기의 실제 제작 및 실험을 통하여 본 논문에서 사용한 모드정합법의 정확성을 확인하였다. 도체 두께가 두꺼울수록 강한 결합을 만들기 위해서 결합선로 폭의 비대칭 비나 선로 간격에 대한 설계의 정확도가 더욱 높아야 한다는 결과를 얻었으며, 비대칭 결합선로를 이용한 정방향 결합기는 도체 두께가 두꺼울수록 강한 결합으로 인해서 결합기의 길이가 짧아진다는 사실을 해석과 실험을 통해서 확인하였다. 제작된 방향성 결합기의 주파수 특성 측정결과, 동작주파수 대역으로 약 2.6~3.0 GHz의 주파수 대역폭은 광대역 특성을 나타내었고, 제작된 결합기의 결합특성은 약 -4.05~-4.09dB로 나타났으며, 비대칭 결합선로를 이용한 경우는 도체 두께가 두꺼울수록 두 출력포트의 레벨이 동작주파수 범위 내에서 더욱 근접하여, 전체 실험을 통하여 도체 두께를 고려한 정확한 설계로 결합선로에서 강한 결합을 만들 수 있다는 사실을 확인하였다. 본 논문의 연구결과는 모드정합법을 이용하여, 도체 두께를 고려하여 설계의 정밀도를 더욱 높이고 마이크로파 집적회로를 보다 정확하게 설계하고 제작하는데 널리 응용될 수 있을 것이다.

참 고 문 헌

[1] N. H. Zhu, W. Qiu, E. Y. B. Pun, and P. S. Chung, "Quasi-Static Analysis of Shielded Microstrip Transmission Lines with Thick Electrodes," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 45, pp. 288-291, Feb. 1997.

[2] G. G. Gentili and G. Macchiarella, "Quasi-static Analysis of Shielded Planar Transmission Lines with Finite Metallization Thickness by a Mixed Spectral-Space Domain Method," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 42, pp. 249-255, Feb. 1994.

[3] H. Jin, R. Vahldieck, M. Belanger and Z.

Jacubczyk, "A Mode Projecting Method for the Quasi-Static Analysis of Electrooptic Device Electrodes Considering Finite Metallization Thickness and Anisotropic Substrate," *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 27, pp. 2306-2314, Oct. 1991.

[4] W. Heinrich, "Quasi-TEM Description of MMIC Coplanar Lines Including Conductor-Loss Effects," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 41, pp. 45-52, Jan. 1993.

[5] T. Chang and C. Tan, "Analysis of a Shielded Microstrip Line with Finite Metallization Thickness by the Boundary Element Method," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 38, pp. 1130-1132, Aug. 1990.

[6] F. J. Schmückle and R. Pregla, "The Method of Lines for the Analysis of Planar Waveguides with Finite Metallization Thickness," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 32, pp. 107-111, Jan. 1991.

[7] L. Zhu and E. Yamashita, "New Method for the Analysis of Dispersion Characteristics of Various Planar Transmission Lines with Finite Metallization Thickness," *IEEE Microwave and Guided Wave Lett.*, vol. 1, pp. 164-166, July 1991.

[8] R. Garg and I. J. Bahl, "Simple and accurate formulas for microstrip with finite strip thickness," *Proc. IEEE*, vol. 65, pp. 1611-1612, 1977

[9] E. Yamashita and K. Atsuki, "Analysis of Thick-Strip Transmission Lines," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 19, pp. 120-122, Jan. 1971.

[10] A. Khebir, A. B. Kouki and R. Mittra, "Higher Order Asymptotic Boundary Condition for the Finite Element Modeling of Two-Dimensional Transmission Line Structures," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 38, pp. 1433-1437, Oct. 1990.

[11] W. T. Weeks, "Calculation of Coefficients of Capacitance of Multiconductor Transmission Lines in the Presence of a Dielectric Interface," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 18, pp. 35-43, Jan. 1970.

[12] F. Bögelsack and I. Wolff, "Application of a Projection Method to a Mode-Matching Solution

for Microstrip Lines with Finite Metallization Thickness," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 35, pp. 918-921, Oct. 1987.

[13] K. Sachse, "The Scattering Parameters and Directional Coupler Analysis of Characteristically Terminated Asymmetric Coupled Transmission Lines in an Inhomogeneous Medium," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 38, pp. 417-425, Apr. 1990.

[14] S. Kal, D. Bhattacharya, and N. B. Chakraborti, "Normal-Mode Parameters of Microstrip Coupled Lines of Unequal Width," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 32, pp. 198-200, Feb. 1984.

[15] S. S. Bedair, "Characteristics of Some Asymmetrical Coupled Transmission Lines," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 32, pp. 108-110, Jan. 1984.

[16] V. K. Tripathi and C. L. Chang, "Quasi-TEM Parameters of Non-Symmetrical Coupled Microstrip Lines," Int. J. Electron., vol. 45, pp. 215-223, 1978.

[17] V. K. Tripathi, "Asymmetric Coupled Transmission Lines in an Inhomogeneous Medium," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 23, pp. 734-739, Sep. 1975.

[18] R. Mongia, I. Bahl and P. Bhartia, RF and Microwave Coupled-Line Circuits, Artech House, Boston, 1999.

[19] D. Willems and I. Bahl, "An MMIC-Compatible Tightly Coupled Line Structure Using Embedded Microstrip," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 41, pp. 2303-2310, Dec. 1993.

[20] C. Nguyen, "Broadside-Coupled Coplanar Waveguide and Their End-Coupled Band-Pass Filter Application," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 40, pp. 2181-2189, Dec. 1992.

[21] P. K. Ikalainen and G. L. Mattaei, "Wide-Band, Forward-Coupling Microstrip Hybrids with High Directivity," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 35, pp. 719-725, Aug. 1987.

홍익표(Ic-Pyo Hong)

정회원



1994년 2월 : 연세대학교 전자공학과 졸업
 1996년 2월 : 연세대학교 전자공학과 석사
 2000년 2월 : 연세대학교 전기컴퓨터공학과 박사
 2000년 3월 - 2003년 2월 : 삼성전자 정보통신연구소 책임연구원

2003년 3월 - 현재 : 공주대학교 정보통신공학부 전임강사

<주관심분야> 전자기 수치해석, 무선통신

윤남일(Nam-Il Yoon)

정회원



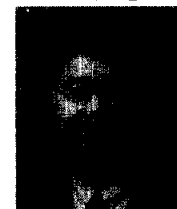
1985년 2월 : 연세대학교 전자공학과 졸업
 1987년 2월 : 연세대학교 전자공학과 석사
 2003년 2월 : 연세대학교 전기전자공학부 박사
 1987년 2월 - 1994년 2월 : 삼성 전자 정보통신부문 신입연구원

1994년 3월 - 현재 : 명지전문대학 정보미디어과 부교수

<주관심분야> 전자기 수치해석, 무선 및 모바일통신

육종관(Jong-Kwan Yook)

정회원



1987년 2월 : 연세대학교 전자공학과 졸업
 1989년 2월 : 연세대학교 전자공학과 석사
 1996년 : The University of Michigan (공학박사)
 1997년 1월 - 1998년 10월 : Research Fellow (Univ. of Michigan)

1998년 11월 - 1999년 2월 : Qualcomm Inc. Senior Engineer
 1999년 3월 - 2000년 2월 : 광주과학기술원 정보통신공학과 조교수
 2000년 3월 - 현재 : 연세대학교 전기전자공학부 부교수

<주관심분야> 마이크로파 소자 및 안테나, 초고주파 통신 시스템, 수치해석, RF MEMS 설계, 전자파 환경 (EMI/EMC), 병렬컴퓨팅