

이층 기판용 3 dB 커플러

A 3 dB Coupler for Double Sided Printed Circuit Boards

이 동 호**

Dong-Ho Lee**

Abstract

A 3 dB coupler has been designed and implemented using the most commonly used double-sided FR4 boards. The coupling and the bandwidth of the coupler are enhanced with the enlarged overlapped area of the coupler. Major design parameters are plotted as a design guide and the parameters are verified by simulation and measurement. The size of the manufactured coupler is $30 \times 14 \text{ mm}^2$. Its measured insertion loss and phase difference are 0.6 dB and 90.5° at center frequency of 2.5 GHz, respectively. The operating frequency range is 1.72 GHz to 3.08 GHz for 3.6 ± 0.5 dB insertion loss. The coupler has the performance similar to that of conventional Lange coupler, and implementation of the coupler is easy and cheap with wide metal width and spacing and no additional wire bonding process.

요 약

가장 많이 쓰이는 FR4 이층 기판을 사용하여 3 dB 커플러를 설계하고 제작하였다. 커플러 일부의 겹치는 면적을 키워서 커플링을 증가시키고 대역폭을 증가시키는 구조를 제안하였다. 설계를 위한 주요 파라미터 값들을 여러 조건에 따라 도시하였고, 시뮬레이션과 측정을 통해 검증하였다. 제작된 커플러의 크기는 $30 \times 14 \text{ mm}^2$ 이고, 중심 주파수 2.5 GHz 에서 0.6 dB의 삽입 손실과 90.5° 의 위상차를 측정으로부터 얻었다. 측정된 삽입 손실 3.6 ± 0.5 dB에 대한 주파수 범위는 1.72 GHz에서 3.08 GHz이다. 제안한 커플러는 기존의 랭 커플러와 유사한 성능을 보였고, 와이어 본딩 공정이 필요 없어 추가 비용이 들지 않고 도선의 폭과 간격이 넓어서 제작이 용이하다.

Key words : 3 dB couplers, broadside coupled lines, coplanar waveguides(CPW), Lange couplers, quadrature couplers

1. 서론

3 dB 커플러(coupler)는 전력 분배와 전력 결합뿐만 아니라, 원형 편파, 도허티 증폭기(Doherty amplifier),

밸런스드 증폭기(Balanced amplifier) 등의 다양한 마이크로웨이브 블록에 널리 사용되는 부품이다. 가장 널리 쓰이는 3 dB 커플러는 브랜치라인 커플러(Branchline coupler)와 랭 커플러(Lange coupler)이다 [1].

브랜치라인 커플러는 양면 기판의 한 면에 $\lambda/4$ 전송선 네 개를 사각형으로 배치하여 구성하며, 한 면만 가공하여 만들 수 있어 PCB(Printed Circuit Board)에서 가장 가공이 쉽고 많이 쓰이는 3 dB 커플러이다(그림 1). 그러나, 사각형으로 구성하여 면적이 크고 다른 커플러와 비교하여 대역폭이 좁은 단점이 있다. 랭 커플러는 양면 기판에 엣지 커플드 라인(edge coupled lines)을 이용하여 구현할 수 있으나, 일반적인 PCB에서는 3 dB 커플링을 얻기 위해 인

* Dept. of Information and Communication Engineering,
Hanbat National University
(dhlee@hanbat.ac.kr, 042-821-1748)

★ Corresponding author

※ This work was supported by the ICT R&D program of MSIP/IITP. [10041950, Development of Mobile Safety-Inspection Systems Using High Resolution Penetration Imaging Technology for Transportation Infrastructure]

Manuscript received Nov. 16, 2014; revised Dec. 8, 2014; accepted Dec. 8, 2014

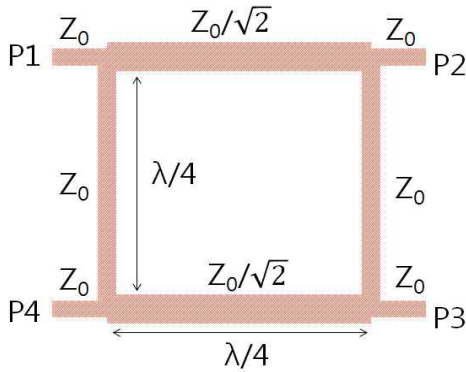


Fig. 1. Branchline coupler
 그림 1. 브랜치라인 커플러

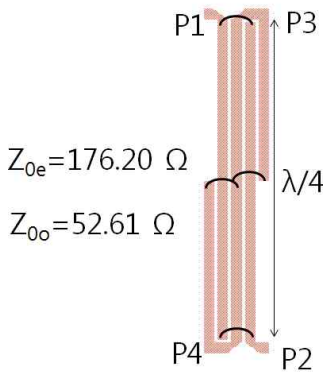


Fig. 2. Lange coupler
 그림 2. 랭 커플러

터디지털(interdigital) 구조를 쓰기 때문에 본드 와이어(bond wire)를 추가로 쓰거나 다층 기판을 쓸 수밖에 없다(그림 2). 랭 커플러는 대역폭이 브랜치라인 커플러보다 넓고 $\lambda/4$ 전송선 네 개를 나란히 배치하기 때문에 크기도 훨씬 작다는 장점이 있어 다층 기판 PCB와 IC 공정에서 많이 사용된다.

본 논문에서는 랭 커플러와 동등한 성능의 커플러를 본드 와이어와 다층 기판을 쓰지 않고 저렴한 양면 기판에서 브로드사이드 커플드 라인(broadside coupled lines)을 이용해 구성하였고 제작하였다. 커플링을 증가시키기 위해 커플러 중앙의 겹치는 면적을 넓힌 커플러도 제작하였고, 다른 성능 저하는 없음을 확인하였다.

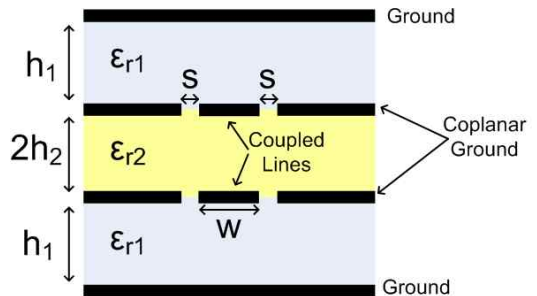


Fig. 3. Cross-sectional view of the general broadside coupled coplanar waveguide(GBSC-CPW)
 그림 3. 일반 브로드사이드 커플드 코플래너 도파로의 단면도

II. 양면 기판용 3 dB 커플러의 설계

1. 기존 3 dB 커플러

Bedair와 Wolff가 그림 3의 4층 기판 상에서 일반 브로드사이드 커플드 코플래너 도파로(General Broadside Coupled Coplanar Waveguide, GBSC-CPW)를 이용한 3 dB 커플러의 설계식을 발표하였다[2][3]. 두 개의 도체 커플드 라인이므로 기 모드(odd mode)와 우 모드(even mode)에서 특성임피던스(Z_0)가 각각 20.71 Ω , 120.70 Ω 이면 3 dB 커플러를 만들 수 있다[1].

기 모드와 우 모드에서 커패시턴스를 이용한 전송 선로의 특성임피던스는 식 (1)을 통해 구할 수 있다. $C_{(o,e)}$ 는 각 모드의 커패시턴스이고, $C_{(o,e)}^a$ 는 유전체를 공기로 바꾸었을 때의 커패시턴스이다. 이 때, c_0 는 2.9979×10^8 m/s이며 진공 상태의 빛의 속도 이다.

$$Z_{0(o,e)} = \frac{1}{c_0 \sqrt{C_{(o,e)} C_{(o,e)}^a}} \quad (1)$$

기 모드에서는 유전체 1 영역을 접지면이 있는 코플래너 도파로(Grounded Coplanar Waveguide, GCPW)로 본 커패시턴스 C_{o1} 과 유전체 2 영역에서 중간을 가상 접지면(virtual ground)으로 본 GCPW의 커패시턴스 C_{o2} 가 존재한다(그림 4). C_o 는 기 모드에서 유전체 1 영역의 커패시턴스 C_{o1} 과 유전체 2 영역의 커패시턴스 C_{o2} 의 합이고 C_o^a 는 유전체를 공기로 바꾸었을 때의 기 모드 커패시턴스이다. 여기에서 전체 커패시턴스 C_o 는 식 (2)와 같다. 각 커패시턴스는 식 (3)과 같고, 식 (4)의 k_{oi} 에 대한 제1종 타원적분

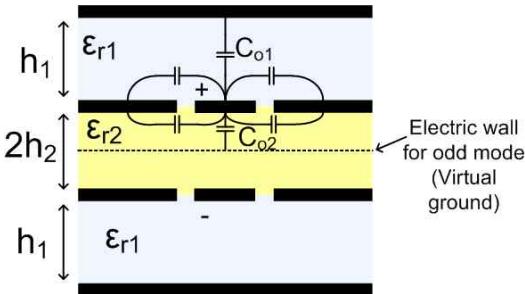


Fig. 4. Capacitance of dielectric 1 layer and dielectric 2 layer for odd mode

그림 4. 기 모드에서 보이는 유전체 1 영역과 2 영역의 커패시턴스

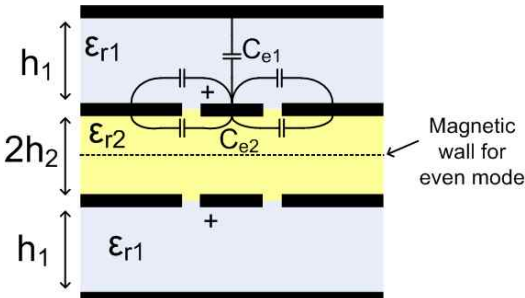


Fig. 5. Capacitance of dielectric 1 layer and dielectric 2 layer for even mode

그림 5. 우 모드에서 보이는 유전체 1 영역과 2 영역의 커패시턴스

(complete elliptic integral of the first kind)의 함수이다[4]. k_{oi} 는 도파로의 물리적인 치수로 결정되는 파라미터이다. 제1종 타원적분($K(k)$)과 이의 근사식은 참고문헌[4]에 소개되어 있고 MATLAB과 같은 툴에 함수로 포함되어 있다.

$$C_o = C_{o1} + C_{o2} \tag{2}$$

$$C_{oi} = 2\epsilon_0\epsilon_{ri} \frac{K(k_{oi})}{K(k'_{oi})}, i = 1, 2 \tag{3}$$

$$k_{oi} = \frac{\tanh\left(\frac{\pi w}{4h_i}\right)}{\tanh\left(\frac{\pi(w+2s)}{4h_i}\right)} \tag{4}$$

여기에서 $k' = \sqrt{1-k^2}$ 이다.

그림 5에서와 같이, 우 모드에서 유전체 1 영역의 커패시턴스는 기 모드의 커패시턴스와 동일하므로 우 모드의 전체 커패시턴스 C_e 는 식 (5)와 같다.

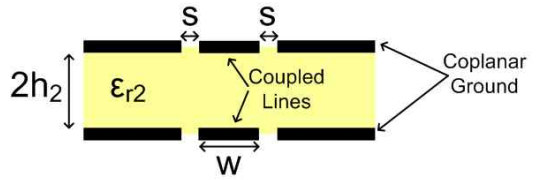


Fig. 6. Cross-sectional view of the broadside coupled coplanar waveguide(BSC-CPW) for double sided PCBs

그림 6. 양면 기판용 브로드사이드 커플드 코플래너 도파로의 단면도

$$C_e = C_{e1} + C_{e2} = C_{o1} + C_{o2} \tag{5}$$

우 모드에서 유전체 2 영역의 커패시턴스는 양 커플드 라인이 동위상이므로 전계는 하나의 커플드 라인과 양쪽 코플래너 접지 사이에 형성되고 양 쪽의 커플드 라인 사이에는 전계가 존재하지 않기 때문에 커패시턴스가 없다(그림 5). 이때의 커패시턴스(C_{e2})는 제1종 타원적분을 이용한 식 (6)과 같고 식 (7)의 k_{e2} 에 대한 함수가 된다[4].

$$C_{e2} = 2\epsilon_0\epsilon_{r2} \frac{K(k_{e2})}{K(k'_{e2})} \tag{6}$$

$$k_{e2} = \frac{\sinh\left(\frac{\pi w}{4h_2}\right)}{\sinh\left(\frac{\pi(w+2s)}{4h_2}\right)} \tag{7}$$

2. 양면 기판용 3 dB 커플러

본 논문에서는 그림 6의 일반적인 2층 기판을 사용하여 3 dB 커플러를 만들고자 한다. Bedair의 일반식을 유전체가 하나인 양면 기판에 적용하기 위해서 유전체 1의 비유전율을 1로 놓고, 유전체의 높이 h_1 를 무한대로 높이면 유전체 1 영역의 커패시턴스 식이 간단해진다. 식 (4)의 k_{o1} 에 로피탈의 정리(L'Hospital's Rule)[5]를 적용하면 양면 기판에서 C_{o1} 를 구하기 위한 k_{o1} 은 식 (8)과 같고, $C_{o1}(=C_{e1})$ 은 식 (9)와 같다.

$$\lim_{h_1 \rightarrow \infty} k_{o1} = \lim_{x \rightarrow 0} \frac{\tanh'(ux)}{\tanh'((w+2s)x)} \quad \langle x = \frac{\pi}{4h_1} \rangle$$

$$= \lim_{x \rightarrow 0} \frac{w/\cosh^2(ux)}{(w+2s)/\cosh^2((w+2s)x)} = \frac{w}{w+2s} \tag{8}$$

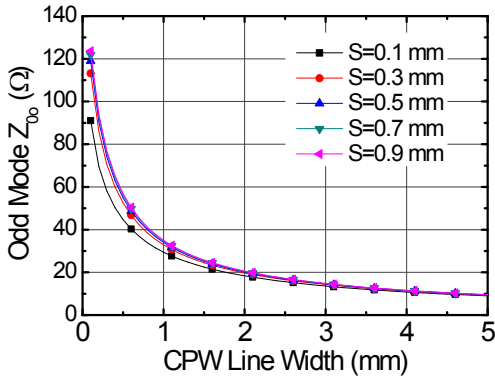


Fig. 7. Odd mode characteristic impedance of the broadside coupled coplanar waveguide

그림 7. 브로드사이드 커플드 코플러너 도파로의 기 모드 특성임피던스

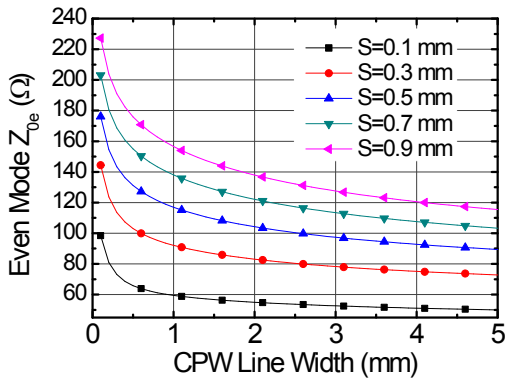


Fig. 8. Even mode characteristic impedance of the broadside coupled coplanar waveguide

그림 8. 브로드사이드 커플드 코플러너 도파로의 우 모드 특성임피던스

$$C_{o1} = C_{e1} = 2\epsilon_0 \frac{K\left(\frac{w}{w+2s}\right)}{K\left(\frac{2\sqrt{s(w+s)}}{w+2s}\right)} \quad (9)$$

유전체 2 영역의 커패시턴스, C_{o2} 와 C_{e2} 는 식 (3), (4)와 식 (6), (7)을 그대로 쓴다. 유효 유전율 (effective dielectric constant)과 전파 속도(velocity of propagation)는 다음의 식 (10), 식 (11)과 같다 [2][3].

$$\epsilon_{eff(o,e)} = \frac{C_{(o,e)}}{C_{(o,e)}^a} \quad (10)$$

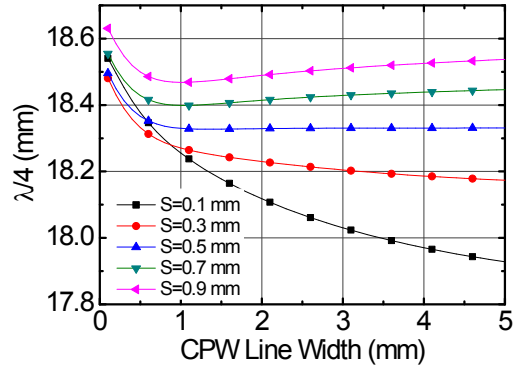


Fig. 9. $\lambda/4$ length of the broadside coupled coplanar waveguide

그림 9. 브로드사이드 커플드 코플러너 도파로의 $\lambda/4$ 길이

$$v_{(o,e)} = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_{eff(o,e)}}} \quad (11)$$

최대 커플링을 얻으려면 커플러의 전기적인 길이 (θ)가 $\pi/2$ 가 되어야 한다. 커플러의 물리적인 길이 (l)는 식 (12)로부터 얻을 수 있다[6]. β 는 전파상수 (propagation constant), λ_0 는 자유공간 파장 (free-space wavelength), ϵ_{eff} 는 식 (10)의 유효 유전율이다.

$$\begin{aligned} \theta &= \frac{\theta_o + \theta_e}{2} = \frac{(\beta_o + \beta_e)l}{2} = \frac{2\pi (\sqrt{\epsilon_{effo}} + \sqrt{\epsilon_{effe}})l}{\lambda_0} \\ &= \frac{\pi (\sqrt{\epsilon_{effo}} + \sqrt{\epsilon_{effe}})l}{\lambda_0} = \frac{\pi}{2} \end{aligned} \quad (12)$$

FR4 양면 기판에 대해 3 dB 커플러의 설계 파라미터들을 계산하여 도시하였다. 커플러의 동작 중간 주파수(f_0)는 2.5 GHz이고, 2.5 GHz에서 FR4의 비유전율(ϵ_r)은 4.2, 기판 두께는 0.6 mm, 손실 탄젠트(loss tangent)는 0.02, 도체는 구리이며 두께와 전도도는 각각 $18 \mu\text{m}$, $5.8 \times 10^7 \text{ S/m}$ 이다. CPW 도선과 접지 사이의 간격(s)을 고정하고 도선의 폭(w)을 0.1 mm부터 5 mm까지 변화시키면서 Z_{0o} 와 Z_{0e} 를 구하였다. 도선과 접지 간격(s)은 0.1 mm부터 0.9 mm까지 0.2 mm 스텝으로 설정하였다. 계산된 Z_{0o} 와 Z_{0e} 의 결과는 각각 그림 7과 8과 같다. Z_{0o} 는 도파로와 접지 사이의 간격에 대해 큰 차이가 없고 Z_{0e} 는 차이를 보였다. 간격 $s=0.7 \text{ mm}$, 도파로의 폭 $w=2.1 \text{ mm}$ 일 때, $Z_{0o}=20 \Omega$, $Z_{0e}=120 \Omega$ 을 얻을 수 있고 3 dB 커플러를 구현할 수 있다. 기 모드와 우 모드를 고려한 $\lambda/4$ 길이(l)를

식 (12)로부터 구하여 그림 9에 보였다. $\lambda/4$ 길이는 18.4 mm 이다.

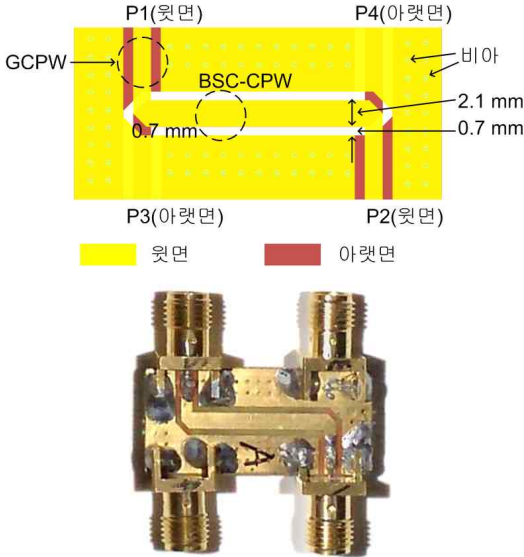


Fig. 10. Layout and photograph of the 3 dB coupler
그림 10. 3 dB 커플러의 레이아웃과 사진

III. 양면 기판용 3 dB 커플러의 제작

0.6 mm 두께의 FR4 기판을 사용하여 앞에서 구한 3 dB 커플러를 그림 10과 같이 제작하였다. 브로드사이드 커플드 코플레너 도파로(BSC-CPW)의 폭(w)은 2.1 mm이고 도파로와 접지 사이의 간격(s)은 0.7 mm 이다. SMA 커넥터를 연결할 수 있도록 커넥터 연결 부위는 접지된 코플레너 도파로(GCPW, Grounded

Coplanar Waveguide)를 적용하여 특성임피던스 50 Ω 로 설계하였다. Keysight ADS(Advanced Design System)의 2.5D EM(electro-magnetic) 시뮬레이터인 Momentum을 활용하여 3 dB 커플러의 전기적 특성을 예측했고, Keysight사의 2-포트 네트워크 분석기인 E5071C을 사용하여 S-파라미터를 측정하였다. 커플러의 포트가 4개라서 한 번에 두 포트를 측정하고, 연결되지 않은 다른 두 포트는 50 Ω 종단기(Mini-Circuits사 ANNE-50+)로 종단하여 정상 동작하도록 하였다. 커플러는 모든 포트가 대칭이므로 한 번에 두 포트씩 P1-P2, P1-P3, P1-P4를 측정하면 커플러의 모든 특성을 파악할 수 있다. 그림 11은 커플

러의 시뮬레이션 결과와 측정 결과이다. 수식으로부

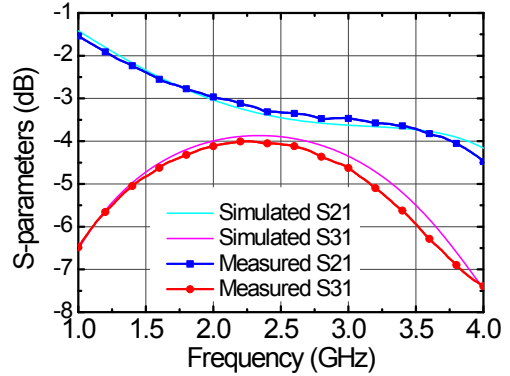


Fig. 11. EM Simulated and Measured results of the 3 dB coupler(S21 and S31)

그림 11. 3 dB 커플러의 EM 시뮬레이션 결과와 측정 결과(S21과 S31)

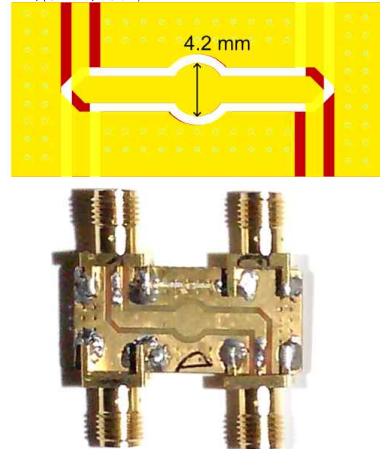


Fig. 12. Layout and photograph of the coupling enhanced 3 dB coupler

그림 12. 커플링을 증가시킨 3 dB 커플러의 레이아웃과 사진
터 3 dB 특성을 기대하였으나, 시뮬레이션과 측정 결과는 커플링이 3 dB에 미치지 못했다. 단순화된 수식에 의한 오차로 인한 차이라고 볼 수 있다.

다른 파라미터는 바꾸지 않고, 그림 12와 같이 커플러中间的의 접치는 부분만 면적을 넓혀서 커플링을 증가시키고 동작 대역폭을 넓혀보았다[7]. 그림 13은 커플링이 증가된 3 dB 커플러(그림 12)의 S-파라미터에 대한 시뮬레이션 결과와 측정 결과이다. 포트 2와 포트 3에 3 dB씩 전력이 나누어져 전달되고, FR4 PCB에 의한 손실은 0.6 dB이다. 측정치로부터 삽입 손실 3.6 ± 0.5 dB 범위의 대역은 1.72 GHz부터 3.08 GHz이며 대역폭은 1.36 GHz이다. 측정된 포트 2와

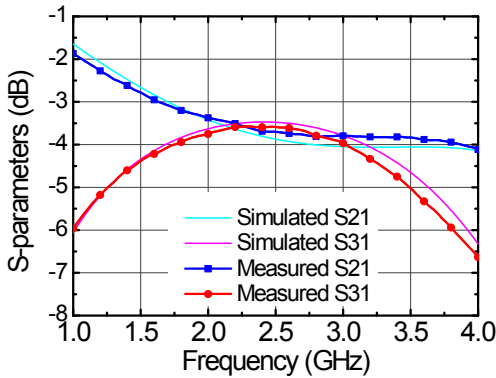


Fig. 13. EM Simulated and Measured results of the coupling enhanced 3 dB coupler(S21 and S31)

그림 13. 커플링을 증가시킨 3 dB 커플러의 EM 시뮬레이션 결과와 측정 결과(S21과 S31)

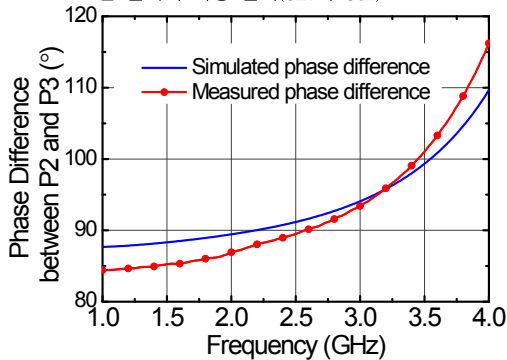


Fig. 14. EM Simulated and Measured phase difference results of the coupling enhanced 3 dB coupler

그림 14. 커플링을 증가시킨 3 dB 커플러의 위상차에 대한 EM 시뮬레이션 결과와 측정 결과

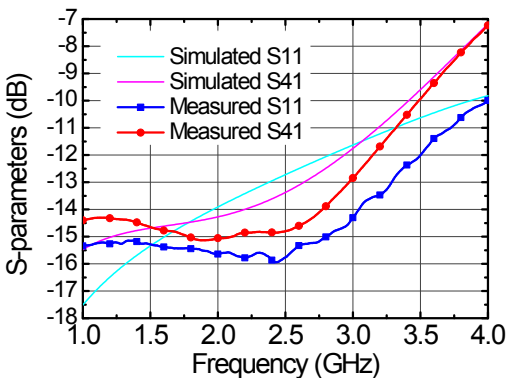


Fig. 15. EM Simulated and Measured results of the coupling enhanced 3 dB coupler(S11 and S41)

그림 15. 커플링을 증가시킨 3 dB 커플러의 EM 시뮬레이션 결과와 측정 결과(S11과 S41)

포트 3 사이의 위상차는 그림 14와 같이 1.72 GHz~3.08 GHz대역에서 86~94°이다. 각 포트는 대칭이므로 포트 1에서의 반사 손실과 포트 1과 포트 4 사이의 격리도를 대표로 그림 15에 나타내었다. 측정된 S11과 S41은 3.08 GHz이하에서 각각 -13.8 dB, -12.4 dB 이하이다.

측정 결과는 일반적인 랭 커플러의 특성과 유사하고[1], 본드 와이어 공정이 필요 없도록 접지면을 제거한 양면 기판용 3 dB 커플러[8]의 결과와도 비슷한 결과이다. 제안된 커플러의 전기적인 특성은 사용하는 데 문제가 없으며 커플러의 손실은 손실이 적은 고급 PCB를 사용하면 개선이 가능하다. 표 1을 통해

본 논문의 커플러를 랭 커플러와 참고문헌[8]과 비교하였다. 랭 커플러(그림 2)는 본 논문에서 사용한 기판과 동일한 기판을 사용하여 설계하였고 시뮬레이션 결과이다. 요구되는 도선의 간격이 36 μm에 불과하여 일반적인 PCB 공정이 허용하는 최소 도선 간격(0.15~0.2 mm)으로 제작이 불가능하다. 참고문헌[8]도 도선 간격이 0.1 mm로 좁아서 고급 공정이 요구

Table 1. Comparison of the measurement result of the coupling enhanced 3 dB coupler, the simulation results of Lange coupler, and the measurement result of reference [8]

표 1. 커플링을 증가시킨 3 dB 커플러의 측정 결과, 랭 커플러의 시뮬레이션 결과, 참고문헌[8]의 측정 결과 비교

	본 논문 측정 결과 (그림 12)	랭 커플러 시뮬레이션 결과	참고문헌 [8] 측정 결과
기판	FR4	FR4	FR4
두께	0.6 mm	0.6 mm	0.8 mm
중심 주파수	2.5 GHz	2.5 GHz	2.4 GHz
삽입 손실	3.6 dB (SMA 포함)	3.4 dB (시뮬레이션)	3 dB (TRL로 deembed)
도선 폭	2.1 mm	0.15 mm	1.86 mm
도선 간격	0.7 mm	36 μm	0.1 mm
크기	2.9x1.3 cm ²	2.9x1.4 cm ²	2.7x1.6 cm ²
본드 와이어	필요 없음	필요함	필요 없음

된다. 본 논문의 삽입 손실이 3.6 dB로 가장 큰데, 이것은 SMA 커넥터를 포함한 결과이며, CPW와 GCPW 사이의 불연속 연결에 의한 손실로 예상된다.

랭 커플러의 삽입 손실은 3.4 dB의 시뮬레이션 값을 얻었고, 참고문헌[8]의 삽입 손실은 이상적인 3 dB로 발표되었는데, 이것은 TRL(Thru-Reflect-Line) 캘리브레이션(calibration)을 통해 커넥터와 일부 도선의 손실을 제거(deembed)한 결과이다. 커플러의 크기는 세 가지 경우가 모두 유사하고 본 커플러는 랭 커플러와 달리 본드 와이어가 필요 없다.

본 논문의 커플링을 증가시킨 3 dB 커플러의 장점을 정리하면, 가장 일반적이고 저렴한 양면 기판 PCB 공정으로 제작이 가능하며, 추가 와이어 본딩 공정이 필요 없다. 또한, 설계식을 통해 3 dB 커플러를 설계할 수 있으며, 커플러中间的의 겹치는 부분 면적을 키워서 커플링을 손쉽게 증가시킬 수 있다. 표 1에서 비교한 다른 두 경우는 커플링 증가를 위한 구조 변경이 쉽지 않다. EM 시뮬레이터가 없거나 기판의 정보가 부족한 경우, 설계식으로부터 도선 폭과 간격을 결정 한 후, 中间的의 겹치는 면적을 몇 가지로 다르게 제작하면 시뮬레이션 없이도 원하는 특성을 갖는 3 dB 커플러를 제작할 수 있다. 서론에서 언급한 다양한 전력 분배, 전력 결합이 필요한 회로 보드에 다층 기판의 요구나 와이어 본딩 공정 없이 함께 제작이 가능하다.

IV. 결론

본 논문에서는 랭 커플러와 유사한 특성을 갖으나 본드 와이어 공정이 필요 없는 양면 기판용 3 dB 커플러를 브로드사이드 커플드 코플레너 도파로를 사용하여 구현하였다. 일반 브로드사이드 커플드 코플레너 도파로의 식으로부터 접지면을 생략하였을 때의 수식을 제시하였고, 계산된 값을 이용하여 FR4 기판에 3 dB 커플러를 구현하고 제작하였다. 커플링을 증가시키기 위해 커플러 中间的의 겹치는 면적을 증가시킨 커플러도 제작하여 그 특성을 살펴보았다. 중심 주파수 2.5 GHz에서 기판 손실이 0.6 dB였고, 3.6±0.5 dB 범위에서 1.36 GHz의 대역폭을 측정을 통해 얻었다. 본 3 dB 커플러는 일반 양면 기판 공정에 와이어 본딩 공정 없이 손쉽게 구현할 수 있으며, 정확한 EM 시뮬레이션 없이도 설계식을 기초로 하여 커플러 中间的의 겹치는 면적을 변화시켜 원하는 커플링 특성을 갖는 커플러를 제작할 수 있는 장점이 있다.

References

[1] R. K. Mongia, I. J. Bahl, P. Bhartia, J. Hong, *RF and Microwave Coupled-Line Circuits*, 2nd ed., Artech House, pp. 219-268, 2007.

- [2] I. Wolff, *Coplanar Microwave Integrated Circuits*, John Wiley & Sons, Inc., pp. 109-120, 2006.
- [3] S. S. Bedair, I. Wolff, "Fast and accurate analytic formulas for calculating the parameters of a general broadside-coupled coplanar waveguide for (M)MIC applications," *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol. 37, no. 5, pp. 843-850, May 1989.
- [4] W. Hilberg, "From approximations to exact relations for characteristic impedances," *IEEE Trans. Microwave Theory Techniques*, vol. 13, no. 5, pp. 29-38, May 1965.
- [5] J. Stewart, *Calculus*, 7th ed., Brooks/Cole, pp. 469-477, 2010.
- [6] R. K. Mongia, I. J. Bahl, P. Bhartia, J. Hong, *RF and Microwave Coupled-Line Circuits*, 2nd ed., Artech House, pp. 167-195, 2007.
- [7] A. M. Abbosh, M. E. Bialkowski, "Design of compact directional couplers for UWB applications," *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol. 55, no. 2, pp. 189-194, February 2007.
- [8] J.-C. Chiu, C.-M. Lin, Y.-H. Wang, "A 3-dB quadrature coupler suitable for PCB circuit design," *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 9, pp. 3521-3525, September 2006.

BIOGRAPHY

Dong-Ho Lee (Member)



2000 : BS degree in Electrical Engineering, KAIST.

2002 : MS degree in Electrical Engineering, KAIST.

2007 : PhD degree in Electrical Engineering, KAIST.

2007~2009 : Postdoctoral Fellow,

Georgia Institute of

Technology.

2009~2010 : Senior Engineer, Skyworks Solutions, Inc.

2010~Present : Assistant Professor, Hanbat National University.