

세 층 마이크로스트립 유전체 기판을 이용한 방향성 결합기 설계에 관한 연구

A Study on the Design of the Directional Coupler using Three Layer Microstrip Substrate

천동완* · 김원기* · 박정훈*** · 김상태** · 신철재*

Dong-Wan Chun* · Won-Ki Kim* · Jeong-Hoon Park*** · Sang-Tae Kim** · Chull-Chai Shin*

요 약

본 논문에서는 세 층 마이크로스트립 유전체 기판을 이용한 방향성 결합기를 제안하고 설계방법을 제시하였다. 제안된 구조는 re-entrant mode 결합기의 구조를 수정하여, 결합이 이루어지는 두 전송선로의 위에 한 층의 매질을 추가시키고 그 위에 부동 도체를 위치시킨 형태이다. 이러한 구조는 기 모드 정전용량의 증가로 인해 높은 결합도를 얻을 수 있고, 각 모드별 유효 유전율의 차이가 크지 않기 때문에 정재파비, 격리도, 위상차 등에서도 우수한 특성을 얻을 수 있다. 우, 기 모드 해석 방법을 통해 임피던스, 유효 유전율, 결합계수 등을 계산하여 결합기를 설계하였다. 시뮬레이션 및 측정결과 제안된 구조가 기존의 구조보다 2 dB 정도 높은 결합도를 가지고, 정재파비, 격리도, 위상특성 또한 우수함을 알 수 있었다.

Abstract

In this paper, the directional coupler using three layer microstrip substrate is proposed and the design method is notified. Modified re-entrant mode coupler is the proposed structure that one layer is added on upper plane of coupled transmission lines and the floating conductor is placed on added layer's upper planes. This structure has high coupling for the increase of odd mode capacitance and also has good performance in VSWR, isolation, phase difference because the difference of effective permittivity is small in each mode. We have designed the coupler from the calculation of impedance, effective permittivity, coupling coefficient using even, odd mode analysis method. From the simulation and measurement, proposed coupler has about 2 dB more tighter coupling than conventional coupler and also has good performance in VSWR, isolation, phase difference.

I. 서 론

오늘날 초고주파 산업의 발달과 더불어 군사용, 산업용 초고주파 시스템에서 중요한 역할을 담당하고 있는 방향성 결합기에 대한 관심이 높아지고 있다. 특히 마이크로스트립 방향성 결합기는 구현이

간편하다는 장점 때문에 많이 이용되고 있다. 이 중에서 단일 평면상에서 결합이 이루어지는 단일 층 마이크로스트립 결합기는 구현이 용이하다는 장점은 있으나 공기와의 접촉면이 넓기 때문에 우, 기 모드에서의 전송속도 차이가 커서 격리도, 정재파비, 위상 등에 있어서 만족할만한 특성을 얻기가 힘

* 아주대학교 전자공학과(School of Electronics Engineering, Ajou University)

** 산업기술정책연구소(Korea Institute of Industrial Technology Evaluation & Planning)

*** 인천전문대학 통신학과(Dept. of Communication, Incheon College)

· 논문 번호 : 20001129-140

· 수정완료일자 : 2001년 4월 17일

들다. 또한 단일 평면에서 결합이 이루어지기 때문에 결합도가 낮아 3 dB 이상의 결합도를 얻기가 힘들어 대역 또한 제한된다. 이러한 특성들 중에서 대역특성은 결합기의 성능에서 중요하게 작용하기 때문에 본 논문에서는 세 층 마이크로스트립 구조를 사용하여 결합도를 향상시켜 이를 개선시켰다.

단일 층 구조에서 대역을 넓히기 위한 방법중의 하나는 다단(multi-section) 구조를 이용하는 것인데, 이러한 구조는 넓은 대역을 갖기 위해서 큰 결합도를 요구하기 때문에 단일 층 구조로 구현하는데 있어서 한계가 있다. 이러한 문제점을 극복하기 위해 많은 다층구조를 이용한 결합기들이 제안되어 왔다. 대표적으로 결합도 개선을 위해 broad-side 결합구조를 이용한 bilevel 방향성 결합기^{[1]~[4]}, re-entrant mode 구조를 이용한 re-entrant mode 방향성 결합기^{[5]~[8]} 등이 제안되었다. 이 중에서 bilevel 결합기는 전송 선이 비대칭적으로 결합을 이루기 때문에 c , π 모드가 생겨 결합이 이루어지는 각각의 전송선로의 우, 기 모드 임피던스가 같지 않기 때문에 우, 기 모드 해석이 어려워 설계하기가 쉽지 않다. 그러나 re-entrant mode 결합기는 결합이 대칭적으로 이루어지기 때문에 우, 기 모드 해석이 가능하다. 따라서 본 논문에서는 후자의 구조를 개선시켜 결합도를 향상시켰다.

제안된 구조는 접지면, 단일 부동 도체, 전송선로로 이루어진 기존의 re-entrant mode 결합기 구조에서 전송선로의 위에 한 층의 매질을 더 추가시켜 위층, 아래층 양면에 부동 도체를 위치시킨 형태이다. 이때 추가된 부동 도체는 기 모드 정전용량을 증가시켜 결합도를 향상시키고, 추가된 한 층의 매질은 전송선로에 dielectric overlay의 형태로 작용하게 되어 위상이나 격리도 특성을 향상시키게 된다^[9]. 우, 기 모드 해석 방법을 사용하여 임피던스, 유효 유전율, 결합계수 등을 계산하여 결합기를 설계하였다. 시뮬레이션 및 측정결과 제안된 결합기가 기존의 결합기에 비해 결합도가 향상되었고 정재파비, 격리도, 위상차 등에서도 우수한 특성을 보임을 알 수 있었다.

II. 제안된 결합기의 구조

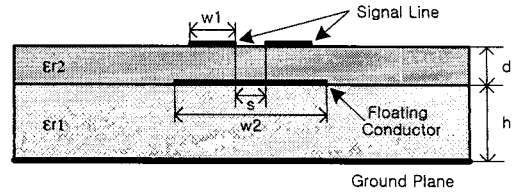


그림 1. Re-entrant mode 결합기 구조
Fig. 1. A re-entrant mode coupler structure.

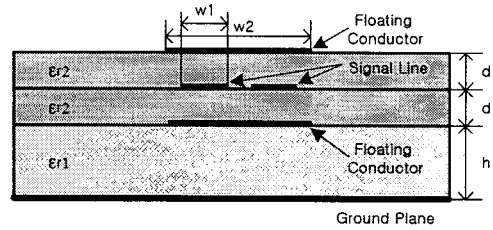


그림 2. 제안된 결합기 구조
Fig. 2. A proposed coupler structure.

그림 1 은 re-entrant mode 결합기의 구조이다. 이 결합기는 기 모드에서 결합이 이루어지는 전송선로 사이에 전계벽이 생겨 가상 접지면이 형성되어 부동도체가 접지 면으로 작용하게 된다. 이는 기모드 정전용량을 증가시켜 결합도를 증가시키게 된다. 그림 2는 제안된 결합기의 구조이다. 기존의 결합기는 두 층으로 이루어져 있지만 제안된 결합기는 결합도를 증가시키기 위해 부동도체를 전송선로 위에 하나 더 위치시켰기 때문에 세 층으로 이루어져 있다. 제안된 결합기는 부동도체가 하나 더 있기 때문에 기 모드 정전용량이 re-entrant mode 결합기보다 커져 결합도를 향상시키게 된다. 그림 2에서 해석상 편의를 위해 두 번째 층과 세 번째 층의 비유전율과 두께를 ϵ_{r2} 와 d 로 같게 가정하였고, 두 부동 도체의 폭 (w_2)도 같게 하였으며, 각 전송선로는 부동도체 (floating conductor)의 반쪽 면의 중심에 위치하도록 하였다.

III. 우(Even), 기 모드(Odd mode) 해석

3-1 우 모드 정전용량 계산

우 모드에서는 자계벽이 형성되어 두 전송 선로

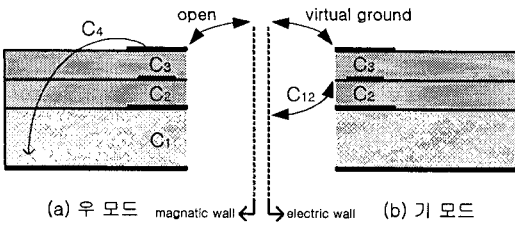


그림 3. 우, 기 모드에서 결합기의 구조
Fig. 3. The structure of the coupler in even, odd mode.

사이가 개방된 것처럼 동작하기 때문에 그림 3 (a)와 같이 구조를 등가화시킬 수 있다. 그림에서 C_1 은 부동도체와 접지면 사이에 형성되는 정전용량이며, C_2, C_3 는 전송선로와 부동도체 사이에 형성되는 정전용량이고, C_4 는 전송선로에서 위층 부동도체에 결합되어 이 부동도체와 접지 사이에 형성된 정전용량이다. 따라서 전송선로와 접지 사이에 형성되는 우 모드 정전용량은 직렬 연결된 콘덴서 C_1, C_2 와 C_3, C_4 가 병렬 연결되었을 때의 정전용량과 같은 값이다. 따라서 우 모드에서의 정전용량은 다음과 같이 주어진다.

$$C_{even} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \parallel \frac{C_3 C_4}{C_3 + C_4} \quad (1)$$

이로부터 결합기의 우 모드 등가회로를 구현하면 그림 4 (a)와 같다. 우 모드 등가회로로부터 C_1 은 무한 접지면과 아래층 부동도체 사이에 형성되는 정전용량이고, 두 번째와 세 번째 층의 매질이 같기 때문에 두 층 마이크로스트립 선로에서 전송선로가 가운데층에 위치하고 폭이 $w_2/2$ 일 때의 정전용량을 계산하여 구한다. 본 논문에서는 Jiri Svacina가

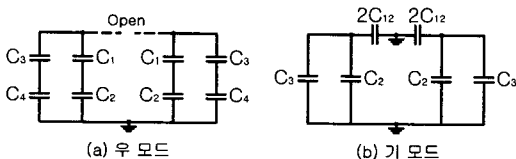
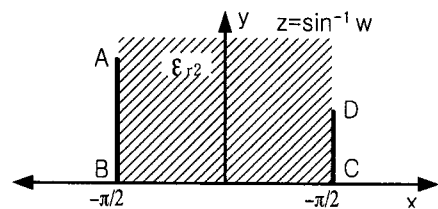


그림 4. 우, 기 모드에서 결합기의 등가회로
Fig. 4. The equivalent circuit of the coupler in even, odd mode.

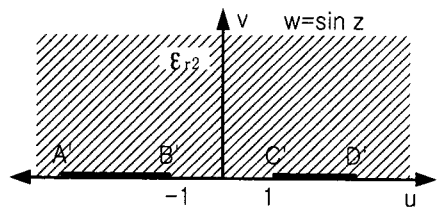
conformal mapping에 의해 계산한 수식을 이용하였다^[10].

C_2, C_3 는 유한한 폭의 부동도체와 전송선로 사이에 형성되는 정전용량이기 때문에 일반적인 마이크로스트립 구조에서의 수식을 적용할 수 없다. 따라서 본 논문에서는 이러한 구조를 Schwarz-Christoffel 변환을 이용하여 평행판 콘덴서(parallel plate capacitor)의 형태로 사상을 한 후 정전용량을 계산하였다. 즉 그림 5와 같이 두 평행판의 폭이 다른 실제 구조를 먼저 coplanar 형태로 사상을 하고, 이를 다시 두 평행판의 폭이 같은 콘덴서의 형태로 사상하여 정전용량을 쉽게 계산할 수 있도록 하였다. 그림 6에 $\epsilon_r = 2.75, d = 0.3683$ mm일 때 w_1/w_2 를 변화시키면서 C_2 를 conformal mapping에 의해 계산한 결과와 MoM(method of moment)으로 해석하는 IE3D에 의해 시뮬레이션한 결과를 비교하여 나타내었다. 그림으로부터 약간의 오차는 있지만 두 결과가 거의 일치함을 알 수 있다.

C_4 는 무한 접지면과 위층 부동도체 사이에 형성되는 정전용량이므로 전송선로가 두 번째 층에 존재하는 두 층 마이크로스트립 선로의 정전용량에서



(a) 실제구조



(b) 사상된 구조

그림 5. Schwarz Christoffel 변환
Fig. 5. Schwarz Christoffel transformation.

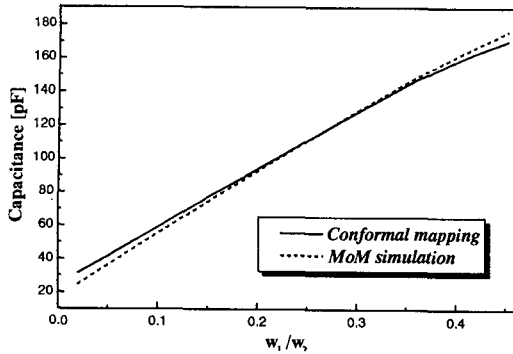


그림 6. Conformal mapping 방법 및 시뮬레이션 결과 비교

Fig. 6. Comparison of the conformal mapping method and simulation result.

접지면과 평행하게 결합되는 성분을 제외한 부분, 즉 프린징 성분만으로 이루어져 있기 때문에 전송 선로의 폭이 $w_2/2$ 일 때 두 층 마이크로스트립 선로의 정전용량에서 프린징 성분만을 고려하여 계산하였다^[10].

3-2 기 모드 정전용량 계산

기 모드에서는 전계벽 때문에 두 전송선로 사이에 가상 접지가 형성되어 두 부동 도체 또한 접지로 동작하기 때문에 그림 3 (b)와 같은 구조로 등가화시킬 수 있다. 그림에서 부동도체가 접지로 작용하기 때문에 기 모드 정전용량은 C_2, C_3, C_{12} 로 이루어질 것이다. C_2, C_3 는 우 모드에서와 같은 성분이며, C_{12} 는 두 전송선로 사이에 형성되는 정전용량이다. 여기서 C_{12} 는 $\frac{s}{2d} > 0.5$ 일 때는 결합되는 양이 작아서 무시할 수 있으나^[7], MIC 형태로 제작할 때에는 d 를 작게 구현하는 것이 실질적으로 힘들어 $\frac{s}{2d} < 0.5$ 인 경우가 발생할 수 있기 때문에 추가시킨 것이다. 따라서 전송선로와 가상 접지 사이에 형성되는 기 모드 정전용량은 다음과 같이 주어진다.

$$C_{odd} = C_2 \parallel C_3 \parallel 2C_{12} \quad (2)$$

이로부터 결합기의 기 모드 등가회로를 구현하면 그림 4(b)와 같다. 기 모드에서 C_2, C_3 계산을 위한 구조는 우 모드에서 C_2, C_3 계산을 위한 구조와 동

일하기 때문에 우 모드에서와 같은 방법을 이용하여 정전용량을 계산하였다. C_{12} 는 두 유전체 층 사이에 평행결합 선로가 존재할 때의 정전용량으로부터 계산할 수 있으며, 전송선로와 가상 접지면 사이에 형성된 정전용량은 $2C_{12}$ 로 근사화 할 수 있다^[11].

3-3 임피던스 비교

매질이 공기뿐만 채워졌을 때 계산된 정전용량을 C_{air} 라 하고, 유전체로 채워졌을 때 계산된 정전용량을 C 라 하면, 임피던스와 유효 비유전율은 다음 식으로부터 계산할 수 있다.

$$Z = \frac{1}{3 \times 10^8 \sqrt{\epsilon_{r, eff}} C_{air}} \quad (3)$$

$$\epsilon_{r, eff} = C / C_{air} \quad (4)$$

앞에서 모드 별로 계산된 각각의 정전용량으로부터 임피던스를 구하고, 이 값을 이용해 제안된 결합기의 모드별 임피던스를 계산하면 다음과 같이 주어진다.

$$Z_{even} = (Z_1 + Z_2) \parallel (Z_3 + Z_4) \quad (5)$$

$$Z_{odd} = \frac{Z_2 Z_3}{Z_2 + Z_3} \parallel Z_{12}/2 \quad (6)$$

같은 방법으로 re-entrant mode 결합기의 모드별 임피던스를 계산하면 다음과 같이 주어진다^[5].

$$Z_{even} = Z_1 + Z_2, Z_{odd} = Z_2 \quad (7)$$

위의 결과를 비교하면 C_4 가 위층 부동 도체와 무한 접지면 사이에 형성되는 프린징 정전용량이기 때문에 값이 작아서 Z_4 가 매우 크므로 제안된 결합기와 re-entrant mode 결합기의 우 모드 임피던스의 크기가 비슷하다. 그러나 기 모드 임피던스의 경우 Z_2 와 Z_3 가 같은 크기이고 C_{12} 의 값이 작아서 Z_{12} 가 매우 크기 때문에 제안된 결합기가 더 작다. 즉 결과적으로 제안된 결합기의 결합도가 re-entrant mode 결합기보다 크다는 것을 알 수 있다.

이를 확인하기 위해 re-entrant mode 결합기와 제안된 결합기의 기판을 정하고 임피던스, 결합도, 유효 유전율 등을 계산하였다. 기존의 결합기는 하층 기판을 $\epsilon_r = 2.94, h = 1.524$ mm인 RT/duroid 6002

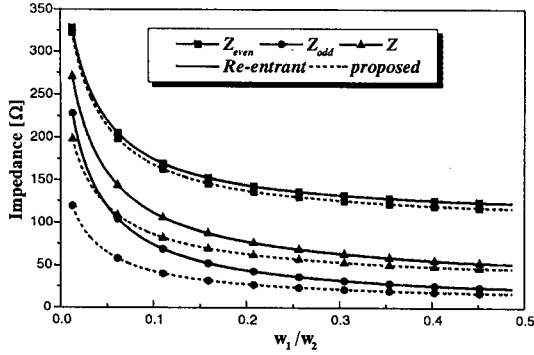


그림 7. w_1/w_2 의 변화에 따른 임피던스
Fig. 7. Impedance to the w_1/w_2 variation.

로 정했고, 상층 기판을 $\epsilon_r = 2.75$, $h = 0.3683$ mm 인 Teflon으로 정하였다. 제안된 결합기는 re-entrant mode 결합기와 특성을 비교하기 위해 두 번째 층까지 같은 기판을 사용하였다. 즉 하층기판을 RT/duroid 6002로 정했고, 상층의 두 기판은 Teflon으로 정하였다. w_1/w_2 가 변화할 때 계산된 re-entrant mode 결합기와 제안된 결합기의 우, 기 모드 임피던스와 특성임피던스의 변화 특성은 그림 7과 같다.

그림 7에서 보면 부동도체의 추가로 인한 우, 기 모드 정전용량의 증가로 인해 우, 기 모드 임피던스가 모두 감소하였음을 알 수 있다. 그러나 기 모드 정전용량의 증가량이 더 크기 때문에 기 모드 임피던스의 감소량이 더 커서 결합도가 향상될 것임을 예측할 수가 있는데 이를 그림 8에서 확인할 수 있다. 그림 8은 w_1/w_2 변화에 따른 결합계수의 변화

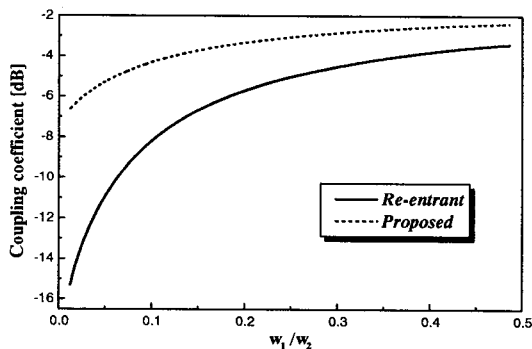


그림 8. w_1/w_2 의 변화에 따른 결합계수
Fig. 8. Coupling coefficient to the w_1/w_2 variation.

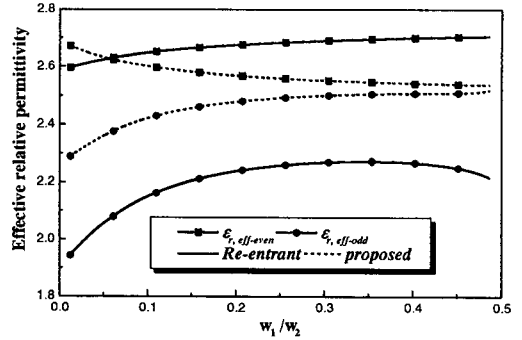
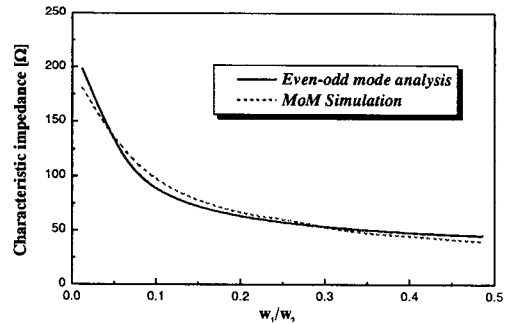


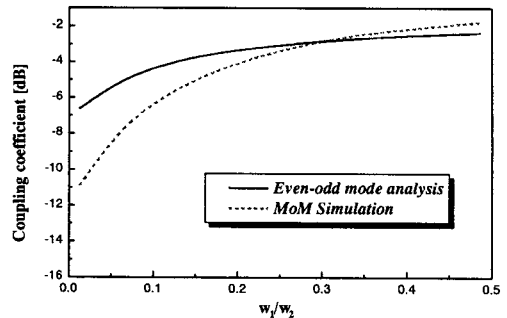
그림 9. w_1/w_2 변화에 따른 유효 비유전율
Fig. 9. Effective relative permittivity to the w_1/w_2 variation.

를 나타내는데 제안된 결합기의 결합계수가 re-entrant mode 결합기보다 더 크음을 알 수 있다.

그림 9는 제안된 결합기와 re-entrant mode 결합기의 w_1/w_2 의 변화에 따른 우, 기 모드에서 유효



(a) 특성임피던스



(b) 결합계수

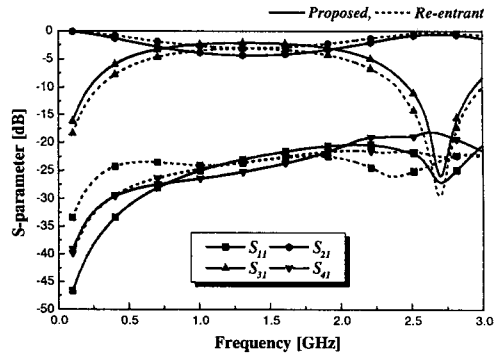
그림 10. 우, 기 모드 해석 및 시뮬레이션 결과비교
Fig. 10. Comparison of the even, odd method and simulation result.

비유전율의 변화를 보여준다. 그림으로부터 제안된 결합기가 기존의 결합기보다 우 모드와 기 모드 유효 비유전율의 차이가 적음을 확인할 수 있다. 또한 제안된 결합기의 우, 기 모드 유효 비유전율이 w_1/w_2 이 증가함에 따라 거의 같은 값에 수렴함을 알 수 있다. 이 결과에서 제안된 결합기의 모드별 전송속도의 차이 또한 적음을 알 수 있는데, 이로부터 격리도나 위상특성이 향상될 것임을 예측할 수 있다.

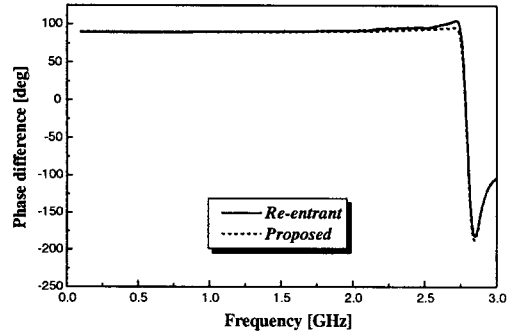
그림 10에는 제안된 결합기의 특성임피던스와 결합계수를 우, 기 모드 해석에 의해 계산한 결과와 IE3D로 시뮬레이션 한 결과를 비교하여 나타내었다. w_1/w_2 의 크기가 작은 경우를 제외하면 두 결과가 거의 일치함을 알 수 있다. 이로부터 우, 기 모드 해석방법에 의한 결합기 해석의 타당성을 확인할 수 있었다.

IV. 결합기 설계

결합기의 특성을 비교하기 위해 먼저 re-entrant mode 결합기를 최대의 결합을 이루도록 설계하였다. 계산된 수식으로부터 임피던스가 50Ω 이고 결합이 최대로 이루어지는 w_1, w_2 값을 찾으면 각각 6 mm, 2.8 mm이었다. 그리고 중심주파수를 1.5 GHz에 맞췄을 때 계산된 최대 결합 길이는 35 mm이었다. 그리고 제안된 결합기의 경우 결합이 최대로 이루어지는 w_1, w_2 값을 찾으면 각각 5 mm, 2.3 mm이었다. 그리고 최대 결합길이는 33 mm이었다. 그리고 결합기의 입, 출력포트는 측정을 용이하도록 하기 위해 스트립이 두 번째 층과 세 번째 층 사이에 위치한 세 층 마이크로스트립 선로를 이용하여 결합기의 각각의 포트와 연결시켰다. 계산된 수치를 가지고 IE3D를 이용해 시뮬레이션한 결과 그림 11 (a), (b) 와 같은 산란계수 특성과 위상 특성을 얻을 수 있었다. 그림 11 (a)에서 re-entrant mode 결합기의 산란계수 특성을 보면 $f=1.5$ GHz에서 $S_{21} = -2.72$ dB, $S_{31} = -3.5$ dB이고 S_{11}, S_{41} 은 대역 내에서 -20 dB이하였다. 그림 11 (a)에서 제안된 결합기의 산란계수 특성을 보면 $f=1.5$ GHz에서 $S_{21} = -4.12$



(a) 산란계수

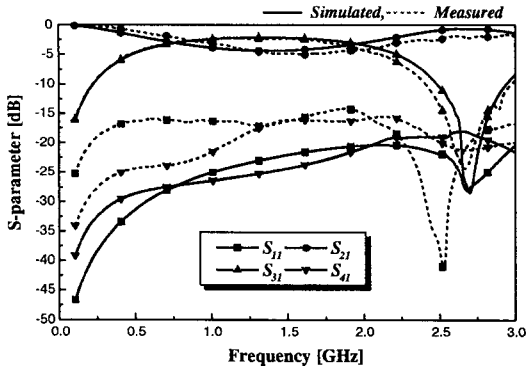


(b) 2,3 포트 간 위상차

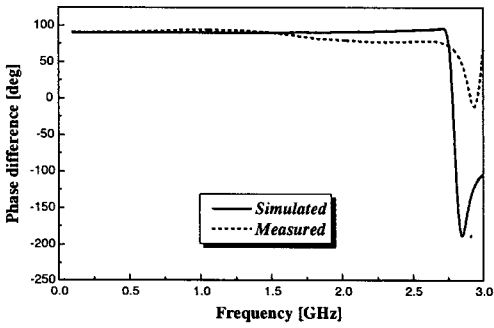
그림 11. 제안된 결합기와 re-entrant mode 결합기의 산란계수 및 2, 3 포트 간 위상차

Fig. 11. S parameter and phase difference between 2 and 3 port of the re-entrant mode and proposed coupler.

dB, $S_{31} = -2.1$ dB이고 re-entrant mode 결합기와 마찬가지로 S_{11}, S_{41} 이 대역 내에서 -20 dB이하였다. 이로부터 지향성(directivity)을 계산하면 re-entrant mode 결합기는 19.1 dB이고 제안된 결합기는 22.5 dB이었다. 그림 11 (b)에서 제안된 결합기의 모드별 전송속도의 차이가 적음으로 인해 2, 3 포트 사이의 위상 차가 대역 내에서 re-entrant mode 결합기보다 더 평탄함을 알 수 있다. 결과적으로 제안된 결합기가 re-entrant mode 결합기에 비해 결합도나 위상특성에서는 향상된 특성을 보였으며, 정재파비나 격리도에서는 거의 비슷한 특성을 보임을 알 수 있었다.



(a) 산란계수



(b) 2, 3 포트 간 위상차

그림 12. 제안된 결합기의 시뮬레이션 및 측정결과
Fig. 12. Simulation and measurement result of the proposed coupler.

V. 제작 및 측정결과

설계된 결합기를 제작하기 위해서 단일 층 마이크로스트립 기판들을 플라스틱 나사를 이용하여 접합시켰으며 정렬 오차를 최대한 줄이기 위해 기판들의 크기를 일정하게 맞추고 필름을 양면에 붙여서 에칭을 하였다. 포트는 SMA 타입의 콘넥터를 이용하였으며, 측정은 HP8510C Vector Network Analyzer를 이용하였다. 결합기를 실제 제작하여 측정 한 결과 그림 12와 같은 특성을 얻을 수 있었다. 산란계수의 특성을 보면 $f=1.5$ GHz에서 $S_{21} = -4.65$ dB, $S_{31} = -2.28$ dB 이고, $S_{11} = -16$ dB, $S_{41} = -16$ dB이었다. 그림에서 손실이 약 0.4~0.5 dB 정도 생겼고, VSWR이나 위상 특성이 나빠졌음을 알 수 있는데, 이는 단층기판을 접합시켜 다층기판으로

구현함에 따른 불완전한 접합에 의한 손실과, 정렬 오차에 의한 임피던스의 변화 때문으로 여겨진다. 그러나 이는 정밀한 제작기술이 뒷받침될 경우 충분히 극복될 수 있을 것으로 보인다.

VI. 결론

최근 들어 부품의 소형화 설계에 따라 초고주파 통신용 부품의 MMIC 화를 위한 연구가 가속화되고 있는 추세이며 마이크로스트립을 이용한 부품설계에 있어 접지면 위에 두 개 이상의 유전체와 도체들로 이루어진 다층구조를 갖는 전송선로에 대한 해석과 응용에 관한 연구들이 활발해지고 있다. 본 논문에서는 세 층 마이크로스트립 선로를 이용한 방향성 결합기를 제안하였으며 이를 우, 기 모드 방법에 의해 해석하였고, 각각의 모드별로 존재하는 정전용량은 conformal mapping 방법에 의해 계산하였다. 시뮬레이션 및 측정결과로 비추어 볼 때 결합도가 2 dB정도 향상되었고, 모드 해석방법에 의한 결합기 해석의 타당성을 확인할 수 있었다. 또한 제안된 결합기의 모드별 유효 유전율의 차이가 적기 때문에 정제파비, 격리도, 위상특성 등에 있어서도 우수한 특성을 보임을 알 수 있었다. 결론적으로 제안된 결합기가 MIC나 MMIC 형태의 광 대역 결합기로써 이용될 수 있음을 알 수 있다.

참고 문헌

- [1] J. L. Allen and M. F. Estes, "Broadside-coupled strips in a layered dielectric medium," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 20, no. 10, pp. 662-669, Oct., 1972.
- [2] J. S. Izadian, "A new 6~18 GHz, -3 dB multisection hybrid coupler using asymmetric broadside, and edge coupled lines," 1989 *MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 1, pp. 243-246, 1989.
- [3] I. Toyoda, T. Hirota, T. Hiraoka and T. Tokumitsu, "Multilayer MMIC branch-line coupler and broad-side coupler," 1992 *Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits Symposium*

Digest, pp. 79-82, 1992.

- [4] M. D. Prouty and S. E. Schwarz, "Hybrid couplers in bilevel microstrip," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 41, no. 11, pp. 1939-1944, Nov., 1993.
- [5] S. B. Cohn, "The re-entrant cross section and wide-band 3-dB hybrid couplers," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 11, no. 4, pp. 254-258, Jul., 1963.
- [6] L. Lavendol and J. J. Taub, "Re-entrant directional coupler using strip transmission line," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 13, no. 5, pp. 700-701, Sep., 1965.
- [7] E. G. Cristal, "Re-entrant directional couplers having direct coupled center conductors," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 14, no. 4, pp. 207-208, Apr., 1963.
- [8] E. G. Cristal, "Nonsymmetrical coupled lines of reentrant cross section," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, pp. 529-530, 1967.
- [9] B. Sheleg and B. E. Spielman, "Broad-band directional couplers using microstrip with dielectric overlays," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 22, no. 12, Dec., 1974.
- [10] J. Svacina, "Analysis of multilayer microstrip lines by a conformal mapping method," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 40, no. 4, pp. 769-772, Apr., 1992.
- [11] K. C. Gupta, R. Garg and I. J. Bahl, *Microstrip Lines and Slot-Lines*. Artech House, 1996.

천 동 완



1999년 2월: 아주대학교 전자공학과(공학사)
 2001년 2월: 아주대학교 전자공학과(공학석사)
 2001년 3월~현재: 아주대학교 전자공학과 박사과정 재학중

김 원 기



1995년 2월: 아주대학교 전자공학과(공학사)
 1997년 2월: 아주대학교 전자공학과(공학석사)
 1997년 3월~현재: 아주대학교 전자공학과 박사과정 재학중

박 정 훈



1984년 2월: 아주대학교 전자공학과(공학사)
 1993년 2월: 아주대학교 전자공학과(공학석사)
 1998년 2월: 아주대학교 전자공학과 박사과정 수료
 1993년 7월: 전기통신 기술사
 1984년 5월~1987년 1월: 삼성전자(주) 연구원
 1987년 2월~1992년 2월: 한국전자통신연구원 연구원
 1992년 3월~1994년 8월: SK 텔레콤 연구원
 1994년 9월~현재: 시립 인천전문대학 통신과 부교수

김 상 태

1985년 2월: 아주대학교 전자공학과(공학사)
 1984년 12월~1985년 8월: 대우중공업(주) 연구소
 1987년 8월: 아주대학교 전자공학과(공학석사)
 2001년 2월: 아주대학교 전자공학과(공학박사)
 1991년 3월~현재: 한국생산기술연구원 산업기술정책 연구소 선임연구원

신 철 재

1964년: 연세대학교 전자공학과(공학사)
 1968년: 연세대학교 전자공학과(공학석사)
 1983년: 연세대학교 전자공학과(공학박사)
 1967년~1970년: 동양공업전문대 조교수
 1970년~1977년: 광운대학교 조교수
 1986년~1987년: 미국 Florida 대학 객원교수
 1977년~현재: 아주대학교 전자공학과 교수