

論文2000-37TC-5-2

마이크로스트립 전이를 이용하는 CPW Branch-line 커플러

(Novel Quadrature Branch-line Coupler Using CPW-to-Microstrip Transitions)

李仲鎬*, 李海英*

(Joong-Ho Lee and Hai-Young Lee)

요약

본 논문에서는 초고주파 집적회로에서 일반적으로 사용되는 90° branch-line 커플러를 CPW와 마이크로스트립의 다른 두 전송선이 조합된 형태로 구성하였다. 4포트 회로망에 대해서 even-odd 모드 해석 방법을 통해서 전송선들의 적절한 특성 임피던스를 결정하고, 효과적으로 전송선의 특성을 예측할 수 있는 유한 차분법 시간 영역 방법으로 전체 구조에 대해서 계산하였다. 그리고 실제 제작 및 측정을 통해서 계산과 측정 결과가 잘 일치함을 확인하였다. 새롭게 제안된 커플러는 기존의 커플러의 비해 동작 주파수에서 두 출력 포트 전력의 분배가 균등히 분배되고, 위상차가 90°로 유지되는 등 매우 우수한 성능을 가짐을 확인하였다.

Abstract

This paper presents new double-sided 3-dB branch-line coupler using CPW-to-Microstrip via-hole transitions for the multi-layer applications. The characteristic impedance is obtained using the even-odd mode method, and the circuit performance is accurately estimated by the Finite Difference Time Domain(FDTD) method. The fabricated double-sided 3-dB branch-line coupler has less than 0.3 dB power dividing imbalance and 1° phase imbalance, greater than 30 dB isolation, and 25 dB return loss over a 20% bandwidth centered at 2 GHz. Calculated and fabricated results show that this coupler provides better performance as compared to the conventional microstrip branch-line couplers.

I. 서론

하이브리드 커플러는 초고주파 집적 회로(Microwave Integrated Circuit: MIC)의 필수적인 요소로 평형 혼합기, 평형 증폭기, 주파수 판별기, 위상 천이기, 그리고 안테나 급전망 등에 널리 사용된다. 하이브리드 커플러는 출력 포트의 위상 차에 의해서 branch-line 하이브리드의 90° 형과 rat-race, reverse-phase, 그리고 cross-over 하이브리드의 180° 형으로 분류할 수 있다^[1].

현재까지 대부분의 하이브리드 커플러는 마이크로스트립으로 구현하였는데 이는 전송선 구조로 마이크로스트립이 가장 잘 알려져 있고 널리 사용되기 때문이다. 그러나 마이크로스트립의 경우 큰 분산효과로 인하여 고주파에서 일정한 특성임피던스를 유지하기 힘들며, 이는 커플러 성능을 저하시키는 문제점이 된다. 또한, 마이크로스트립은 구조상 기판 아래에 접지평면(Ground plane)을 반드시 필요로 한다. 하지만, 이와 같은 구조적 특성은 고밀도 집적회로 구성을 위하여 사용되는 다층 기판(multi-layer substrate) 구조에 적합하지 않다. 한편 최근 MIC 및 단일 기판 초고주파 집적회로(Monolithic Microwave Integrated Circuit: MMIC)의 수요 증가로 Coplanar waveguide(CPW),

* 正會員, 亞洲大學校 電氣電子工學部

(School of Electronics Engineering, Ajou University)

接受日字:1999年11月11日, 수정완료일:2000年4月7日

Coplanar strip(CPS), 그리고 slotline등의 단일 평면 전송선을 이용한 수동 소자 연구에 관심이 집중되고 있다^[2]. 이들 전송선들은 작은 분산 효과, 간단한 short-circuit의 구현, via-hole를 사용하지 않는 장점으로 초고주파대역에서 마이크로스트립을 대체하고 있으며, 이를 이용한 다양한 종류의 단일 평면 하이브리드 커플러가 발표되고 있다. 그러나 CPW 전송선을 이용하는 경우 CPW의 작은 분산효과와 단일 평면 전송선의 장점은 있지만, 중앙에 위치한 도체를 공통 접지로 만드는 공정이 필요한 단점이 있다.

이와 같은 커플러의 단점을 보완하기 위하여 본 논문에서는 초고주파 수동소자 구성에서 일반적으로 사용되는 마이크로스트립과 CPW를 이용하여 90° branch-line 커플러를 구성하였다. 본 논문에서 제안된 구조는 마이크로스트립에 필수적인 접지 평면을 CPW의 접지 평면과 동시에 사용함으로써 추가의 접지 평면이 필요 없으므로 다층 기판 구조에 효율적으로 적용할 수 있는 구조를 제안하였다. 제안된 구조는 4포트 회로망에 대해서 even-odd 모드 해석 방법으로 전송선의 특성임피던스와 길이를 결정하고, 시간 영역 유한 차분법 (Finite-Difference Time-Domain: FDTD)을 이용하여 완전 해석 (Full-wave analysis)하였다^[3~4].

계산 및 측정 결과, 설계된 중심 주파수에서 두 출력 신호의 크기가 -3.2dB의 값에서 동일하고, 반사 손실 및 격리도는 25dB이하로 3-dB branch-line 커플러를 위한 성능으로 만족할 만한 결과를 얻었다. 또한, 두 출력 포트의 위상차가 89° 로 일정하게 유지되는 구간이 나타났고, 1-dB 대역폭은 약 20%이고, 이 구간에서 반사 손실과 격리도는 15dB로 나타남을 확인할 수 있다. 그리고 FDTD 계산 결과와 측정 결과가 잘 일치함을 확인하였다. 이 결과로부터 기존의 마이크로스트립이나 CPW을 이용한 커플러에 비해 동일하거나 우수한 특성을 얻었다. 또한, 본 논문에서 제안된 새로운 구조의 하이브리드 커플러는 다층 MMIC구조나 플립칩의 실장 구조를 이용하여 크기를 작게 하면서 밀리미터파 대역에 해당하는 높은 주파수의 커플러 응용에 적합한 구조이다. 특히 밀리미터파 대역용 회로는 기존의 마이크로스트립 선로에 작은 분산 특성을 갖는 CPW를 조합하여 사용하는 경우가 많으므로 이에 본 구조가 큰 장점이 있다.

II. 해석 방법

1. Even-Odd 모드에 의한 해석

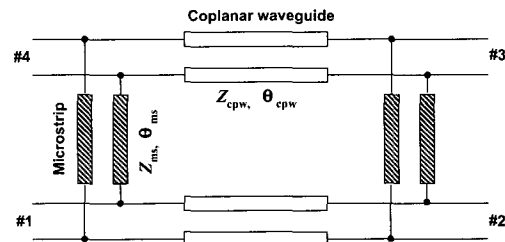


그림 1. 4-포트 전송선로 회로망
Fig. 1. Ideal 4-port transmission line.

CPW와 마이크로스트립의 특성 임피던스 및 선로의 길이를 설계하기 위해 even-odd 모드 해석 방법을 사용하였다. 그림 1에서 전송선의 특성임피던스와 길이는 각각 Z_{cpw} 와 θ_{cpw} 와 Z_{ms} 와 θ_{ms} 이다. 먼저 θ_{cpw} 와 θ_{ms} 의 길이는 branch-line 커플러의 설계 조건에 맞게 90° (quarter-wavelength)의 전기적 길이로 결정되며, 전송선의 특성임피던스는 다음식의 even-odd 모드 해석 방법으로 유도한 다음식에서 구할 수 있다^[5~6].

$$S_{11} = \frac{-1 + (Z_{cpw}^2 - Z_{ms}^2)^2}{\Delta} \quad (1)$$

$$S_{21} = \frac{-2jZ_{cpw}(1 + Z_{cpw}^2 - Z_{ms}^2)}{\Delta} \quad (2)$$

$$S_{31} = \frac{4Z_{cpw}Z_{ms}}{\Delta} \quad (3)$$

$$S_{41} = \frac{-2jZ_{ms}(1 - Z_{cpw}^2 + Z_{ms}^2)}{\Delta} \quad (4)$$

여기서 $\Delta = (1 + (Z_{cpw} + Z_{ms})^2) + (1 + (Z_{cpw} - Z_{ms})^2)$ 이고, Z_{cpw} 와 Z_{ms} 는 정규화된 특성임피던스이다. 식 (1)에서 $S_{11} = 0$ 이 되기 위한 조건은 식(5)와 같다. 이 식으로부터 CPW와 마이크로스트립 전송 선로의 특성 임피던스를 결정할 수 있다^[11].

$$Z_{cpw}^2 - Z_{ms}^2 = \pm 1$$

대표적인 예로 아래의 두 가지 경우가 있다.
Case I : $Z_{cpw}^2 - Z_{ms}^2 = -1$ 일 때, 식(1~4)에 대입하

여 산란 계수를 유도하면 식(6)과 같다. 그리고 특성임피던스는 $Z_{cpw}=1$ 와 $Z_{ms}=\sqrt{2}$ 로 정해진다. 이러한 배열 조건에서는 그림 4에서 포트 2로 신호가 전달되지 않고, 포트 3과 4에 동일한 크기에 위상차가 90° 인 출력을 얻을 수 있음을 확인할 수 있고, 식(6)에서도 이를 잘 설명해준다.

$$S_{11} = S_{21} = 0, \quad S_{41}/S_{31} = 1/jZ_{cpw} \quad (6)$$

Case II : $Z_{cpw}^2 - Z_{ms}^2 = +1$ 일 때, Case I와 정반대의 경우로 이 조건에 대해 유도된 산란 계수는 식(7)과 같다. 또한 특성임피던스 역시 $Z_{cpw}=\sqrt{2}$ 와 $Z_{ms}=1$ 로 결정된다. 이런 경우의 커플러는 입력을 포트 1에 가하면, 포트 4로는 신호가 전달되지 않고, 포트 2와 3에 동일한 크기에 위상차가 90° 인 출력을 얻을 수 있음을 식(7)에서 확인할 수 있다.

$$S_{11} = S_{41} = 0, \quad S_{21}/S_{31} = 1/jZ_{ms}$$

2. FDTD 방법에 의한 특성 해석

회로의 성능을 정확하게 예측하기 위해 효과적으로 전송선의 특성을 해석할 수 있는 유한 차분법 시간 영역 (Finite-Difference Time-Domain: FDTD) 방법을 이용하였다. FDTD는 이미 많은 연구에서 다양한 종류의 전자기 문제를 해석하는데 유용한 것으로 밝혀지고 있다. 특히 전자파 산란 문제, CPW 와 마이크로스트립 선로의 불연속 해석 및 초고주파 집적회로 해석에 적용되었다^{[3~4][7~9]}. FDTD법은 미분형 Maxwell 방정식을 시간과 공간에 개별화시킨 다음 격자(lattice or cell) 중심점의 필드 분포를 leap-frog 알고리즘으로 계산한다.

본 논문에서는 이미 정확성이 입증되어 CPW와 마이크로스트립 해석 및 전자파 산란 문제에 널리 사용되고 있는 FDTD를 이용하여 제안된 구조를 계산하였다. 계산 시간과 메모리 요구량을 줄이기 위해 다양한 크기의 셀을 사용하였으나, 해석의 안정성을 위해서 공간과 시간의 증분 ($\Delta x, \Delta y, \Delta z$, 그리고 Δt)은 최대 파장의 1/100보다 작게 하고, Δt 는 다음 식에 만족하는 범위에서 선정하였다^[7].

$$\Delta t \leq \frac{1}{v_{max}} \left(\frac{1}{\Delta x^2} + \frac{1}{\Delta y^2} + \frac{1}{\Delta z^2} \right)^{-1/2}$$

여기서 v_{max} 는 해석하려는 구조의 매질 내에서 최대

위상 속도이고, 일반적으로 진공에서의 빛의 속도에 해당한다.

컴퓨터의 용량에 제한으로 계산 가능한 셀 수가 제한되므로 셀 밖의 영역에서는 흡수 경계 조건 (Absorbing Boundary Condition)이 필요하게 된다. 본 연구에서는 CPW 및 마이크로스트립 구조에 자주 적용되는 Mur 의 1 차 흡수 경계 조건을 이용하였다^[10].

III. 해석 및 측정 결과

1. 3-dB 방향성 커플러의 FDTD 계산 및 측정 결과
 그림 2는 본 논문에서 새롭게 제안된 커플러 구조이다. 윗면은 입·출력 포트의 역할을 하는 CPW이 있고 아래면은 CPW의 접지면을 공유하는 마이크로스트립이 via-hole을 통해서 CPW와 branch형태로 연결되어 있다. 또한 CPW에서 발생하는 기생 모드를 억제하기 위해서 접지면간을 도체로 연결한 구조이다.

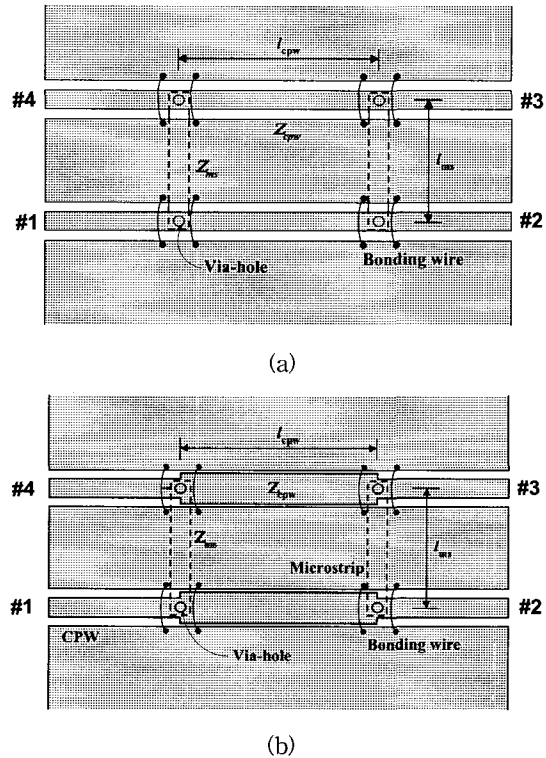


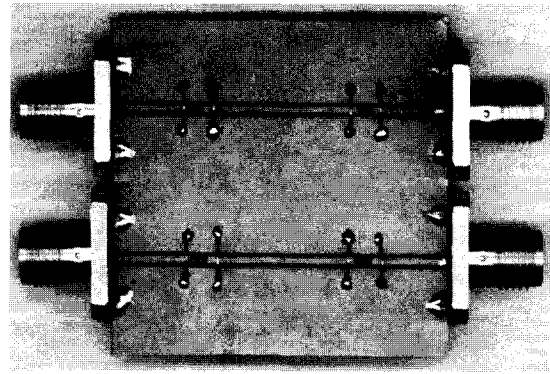
그림 2. 3-dB branch-line 커플러의 개략도, (a)식(5)에서 “-1”인 경우($Z_{cpw}=1, Z_{ms}=\sqrt{2}$), (b) 식 (5)의 해가 “+1”인 경우 $Z_{cpw}=\sqrt{2}, Z_{ms}=1$)

Fig. 2. A 3-dB branch-line Coupler (Top view), (a) case I : “-1”, (b) case II : “+1”

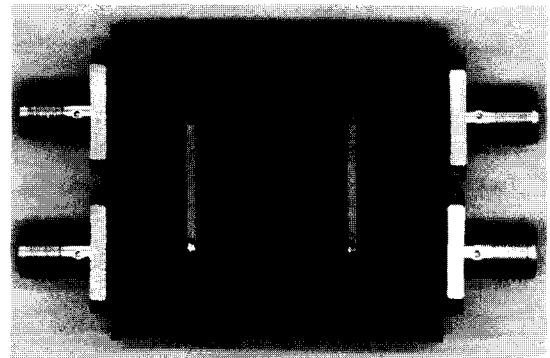
1) Case I 구조

그림 2(a)는 식(5)의 “-1”의 해에 해당하는 커플러 모양이다. 추가적인 정합회로를 없애기 위해 50Ω 을 기준 특성임피던스로 정한다면, $Z_{cpw}=50\Omega$, $Z_{ms}=35.4\Omega$ 이 되고, 이에 맞추어 선폭과 슬롯 간격을 조절했다. 그리고 중심 주파수 2GHz에서 전기적인 길이가 90° 가 되도록 설계되었다. 그림 3은 실제 제작된 커플러의 양면에 대한 사진으로 CER-10 기판 ($\epsilon_r=10$)을 이용하여 제작하였다. a)기판의 높이는 $h=0.635\text{mm}$ 이고, 50Ω 의 CPW를 위해 b)선폭은 $w_1=0.72\text{mm}$, c)슬롯은 $s_1=0.27\text{mm}$ 이다. 그리고 35.4Ω 의 마이크로스트립을 위해 d) 선폭은 $w_2=1.15\text{mm}$ 으로 설계되었다. 전송선로의 길이는 e) $l_{cpw}=17.10\text{mm}$, f) $l_{ms}=14.51\text{mm}$ 로 중심 주파수 2 GHz에서 전기적인 길이가 90° 되도록 설계하였다. 측정 장비 (Vector Network Analyzer: HP 8510C)에 제작된 커플러를 연결하기 위해서 SMA커넥터를 접합하였다. CPW선로와 커넥터와의 연결지점에서 불연속 효과를 최대한 줄이기 위해서, 본 실험에서는 기존의 SMA커넥터+Launcher 구조 대신에 SMA커넥터+동축케이블+Launcher 구조의 제품을 사용하여 복잡한 deembedding의 과정을 거치지 않고도 커플러만의 특성을 얻을 수 있었다. CPW와 SMA커넥터의 불연속 효과는 CPW와 SMA커넥터의 접지면 연결에 좌우되는데, 본 실험에서 사용된 커넥터는 접지를 효과적으로 연결할 수 있는 구조이므로 연결 부근에 불연속 효과를 줄일 수 있었다.

그림 4~6은 계산과 측정 결과로 커플러의 성능을 나타낸 것이다. 동작 주파수 2GHz에서 S_{31} 과 S_{41} 의 크기가 -3.2dB 부근에서 겹치고, S_{11} 과 S_{21} 의 크기도 -25dB 이하로 매우 우수한 3-dB branch-line 커플러 특성을 갖는다. 두 출력 포트의 위상차 역시 89° 로 일정하게 유지되는 구간이 나타남을 확인할 수 있다. 1-dB 대역폭은 약 20%이고, 이 구간에서 반사 손실과 격리도는 15dB로 나타남을 확인할 수 있다. FDTD 계산에서는 도체 및 유전체 손실을 무시하였으나, 측정 결과와 매우 잘 일치함을 알 수 있다. 이 결과는 기존의 마이크로스트립이나 CPW를 이용한 커플러에 비해 우수한 특성을 나타내고 있다.



(a)



(b)

그림 3. 제작된 3-dB branch-line 커플러 사진; (a) 앞면, (b) 뒷면

Fig. 3. The picture of a 3-dB branch-line coupler; (a) Coplanar front, (b) Microstrip back

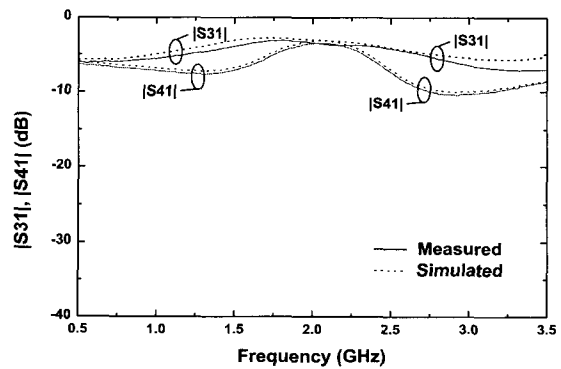


그림 4. 3-dB branch-line 커플러의 특성 ($|S_{31}|$, $|S_{41}|$)

Fig. 4. Magnitude of scattering parameters ($|S_{31}|$, $|S_{41}|$).

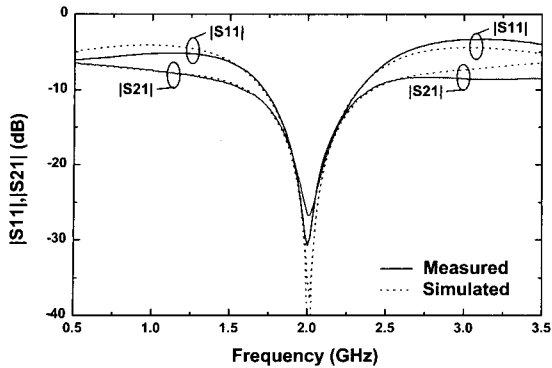


그림 5. 3-dB branch-line 커플러의 특성 ($|S_{11}|$, $|S_{21}|$)
 Fig. 5. Magnitude of scattering parameters ($|S_{11}|$, $|S_{21}|$).

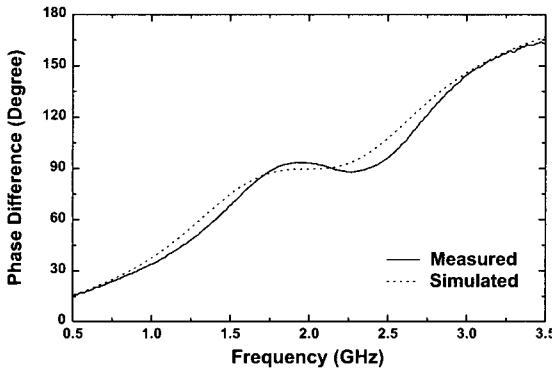


그림 6. 포트 3과 4의 위상차
 Fig. 6. Phase difference between port 3 and 4.

2) Case II 구조

그림 2(b)는 식(5)에서 “+1”의 해에 해당하는 커플러로 50Ω 을 기준 특성임피던스로 하여 $Z_{cpw}=35.4\Omega$, $Z_{ms}=50\Omega$ 로 선폭과 슬롯 간격을 조절하였다. 본 커플러의 구조는 50Ω CPW가 신호의 입·출력 포트에 사용되므로 35.4Ω 의 낮은 특성임피던스를 구현하기 위해서는 부득이 하게 그림 3(b)와 같이 CPW의 선폭에 변화가 있어 불연속 효과가 추가 될 수 있다.

그림 7~9는 FDTD로 완전 해석한 계산 결과로 커플러의 성능을 나타낸 것이다. 역시 동작 주파수 2 GHz를 중심으로 하여 S21과 S31의 크기가 -3.1dB 부근에서 겹치고, S11과 S41의 크기도 -25dB이하로 3-dB branch-line 커플러를 위한 성능으로 만족할 만 하다. 또한 두 출력 포트의 위상차 역시 90° 로 일정하게 유지되는 구간이 나타남을 확인하였다. 1-dB 대역폭은 약 20%이고, 이 구간에서 반사 손실과 격리도는 15dB

로 나타남을 확인할 수 있다. 여기서 두 출력 포트에 신호의 크기가 약간 차이가 있는 것은 슬롯의 간격에 따른 CPW의 임피던스가 민감하여 생긴 문제라고 생각된다. 그러나, 이러한 문제는 미세 조정(tuning) 과정을 통해 충분히 보상할 수 있으리라 기대된다.

이상적인 3-dB branch-line 커플러는 산란 계수 특성이 중심 주파수를 기준으로 대칭적인 모양이다. 그러나 실제 구현된 커플러의 특성은 비대칭적인 모양을 나타내는데, 이에 주된 원인은 T-junction의 불연속에 효과이다. 본 연구에서 제안된 커플러 특성 역시 비대칭적인 모양으로 T-junction의 불연속 효과가 나타남이 확인된다. 이러한 불연속 효과를 정확히 모델하고 보상하는 방법에 대한 연구가 앞으로 필요하다.

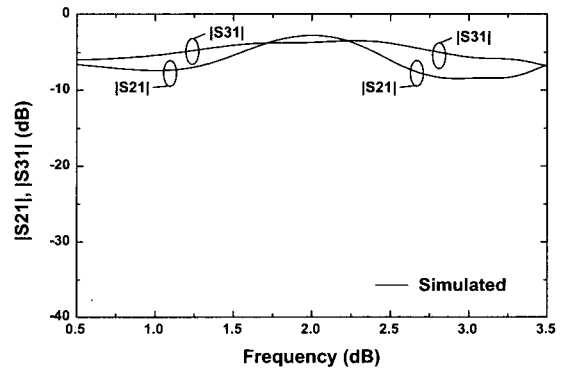


그림 7. 3-dB branch-line 커플러의 특성 ($|S_{21}|$, $|S_{31}|$)
 Fig. 7. Magnitude of scattering parameters ($|S_{21}|$, $|S_{31}|$).

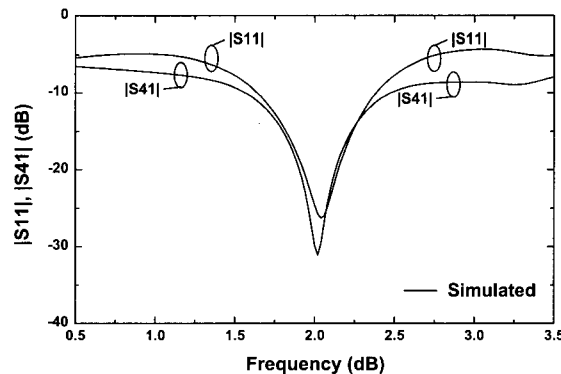


그림 8. 3-dB branch-line 커플러의 특성 ($|S_{11}|$, $|S_{21}|$)
 Fig. 8. Magnitude of scattering parameters ($|S_{11}|$, $|S_{21}|$).

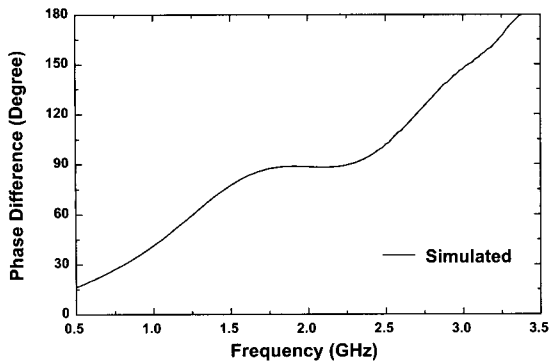


그림 9. 포트 2과 3의 위상차

Fig. 9. Phase difference between port 3 and 4.

IV. 결론

본 논문에서는 CPW와 마이크로스트립의 전이를 이용하여 양면 기판에 구현 가능한 새로운 구조의 3-dB branch-line 커플러를 제안하였다. 이를 even-odd 모드 해석 방법과 유한 차분법 시간 영역 (Finite-Difference Time-Domain: FDTD) 방법으로 완전 해석(Full-wave analysis)함으로써 전송 회로의 성능을 정확하게 시뮬레이션 하였다. 계산 결과 동작 주파수 2 GHz를 중심으로 약 20%대역에서 반사 손실 및 격리도(isolation)가 15 dB 이상이다. 이 결과는 기존의 마이크로스트립으로 구현한 3-dB branch-line 커플러와 비교할 때, 낮은 회로 손실과 광대역 특성을 갖는 성능이 우수한 커플러이고, 양면 기판에 쉽게 구현할 수 있는 이점으로 다양한 초고주파용 다층 인쇄 회로에 유용하게 사용되리라 기대된다. 또한, 본 논문에서 제안된 새로운 구조의 하이브리드 커플러는 다층 MMIC구조나 플립칩의 실장 구조를 이용하여 크기를 작게 하면서 밀리미터파 대역에 해당하는 높은 주파수의 커플러 응용에 적합한 구조이다.

참고 문헌

- [1] C. H. Ho, L. Fan, and K. Chang, "Ultra wide-band slotline hybrid-ring couplers," in *IEEE MTT-S int. Microwave Symp. Dig.* 1992, pp. 1175-1178.
- [2] D. Jaison, "A singled-balanced mixer with a coplanar balun," *Microwave Journal*, Vol. 35, pp. 87-96, July 1992.
- [3] D. H. Choi and W. J. R. Hofer, "The finite-difference time-domain method and its application to eigenvalue problems," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-34, pp. 1464-1470, Dec. 1986.
- [4] X. Zhang and K. K. Mei, "Time domain finite difference approach for the calculation of microstrip open-circuit end effect," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, in *IEEE MTT-S int. Microwave Symp. Dig.*, 1988, pp. 363-366.
- [5] R. Hoffmann and J. Siegl, "Microstrip-slot coupler design," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Part I and Part II, vol. MTT-30, pp. 1205-1216, Aug. 1982.
- [6] R. Levy, "Directional couplers," in *Advanced in Microwaves*, L. Young, Ed., vol. 1. New York: Academic, 1966.
- [7] K. S. Yee, "Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. AP-14, pp.302-307, May 1966.
- [8] Jong-Gwan Yook, Linda P. B. Katehi, "Characterization of high frequency interconnects using finite difference time domain and finite element methods," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-42, pp. 1727-1736, Sept. 1994.
- [9] Paolo Mezzanotte, Roberto Sorrentino, Wolfgang Heinrich, "Analysis of packaged microwave integrated circuits by FDTD," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-42, pp. 1796-1801, Sept. 1994.
- [10] G. Mur, "Absorbing boundary conditions for the finite difference approximation of the time domain electromagnetic field equations," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. EMC-23, pp 377-382, Nov. 1981.
- [11] Chung-Yi Lee, Tatsuo Itoh, "Full-wave analysis and design of a new double-sided

branch-Line coupler and its complementary structure," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-43, pp. 1895-1901, Aug. 1995.

 저 자 소 개



李 仲 鎬(正會員)

1975년 5월 8일생. 1998년 2월 아주대학교 전파공학과 공학사 학위취득. 2000년 2월 아주대학교 전파공학과 석사학위 취득. 현재 한국 전자 종합연구소 연구원.주관심 분야는 SAW

및 유전체 필터 설계, 초고주파 회로 설계, 패키지 열 해석 등임

李 海 英(正會員) 第 35卷 D編 第11號 參照.

현재 아주대학교 전자공학부 부교수