

# 밀리미터파 시스템에 적용 가능한 초광대역 마이크로스트립-CPS 전이구조 설계

## An Efficient Design for an Ultra-Wideband Microstrip-to-CPS Transition Applicable to Millimeter-Wave Systems

김 영 곤 · 김 윤 진 · 김 강 옥\*

Young-Gon Kim · Youn-Jin Kim · Kang Wook Kim\*

### 요 약

본 논문에서는 명료하고 간단한 초광대역 마이크로스트립-CPS(coplanar stripline) 전이구조 설계를 제안하였다. 등각사상을 이용하여 전이구조의 특성 임피던스를 해석을 하였으며, 닫힌 형태의 전이구조 공식을 제시하였다. 제안한 전이구조 공식의 계산 결과를 EM 상용 시뮬레이터와 비교하여 3.2 % 오차 이내임을 알 수 있었다. 초광대역 전이구조는 Klopfenstein 테이퍼를 이용하여, 광대역 임피던스 정합하였다. 제작된 전이구조는 5.39~40 GHz 이상의 대역에서 삽입손실 1 dB 이하 및 반사손실 10 dB 이상을 만족하였다.

### Abstract

A clear and efficient design method for ultra-wideband microstrip-to-coplanar stripline(CPS) transition, which is based on the analytical expressions of the whole transitional structure, is presented. The conformal mapping is applied to obtain the characteristic impedance of the transitional structure within 3.2 % accuracy as compared with the EM-simulation results. The transition is designed to provide broadband impedance matching using Klopfenstein taper. The implemented transition performs less than 1 dB insertion loss per transition for frequencies from 5.39~40 GHz.

Key words: Conformal Mapping, Coplanar Stripline(CPS), Klopfenstein Taper, Microstrip, Transition

### I. 서 론

많은 초고주파회로에서 불평형 선로와 평형 선로를 이어주는 발룬이 많이 사용되고 있다<sup>[1]~[4]</sup>. 불평형 선로와 평형 선로는 구조 및 임피던스 측면에서 서로 다르기 때문에 발룬의 설계/제작이 까다로우며, 발룬의 성능이 시스템 및 회로 성능에 많은 영향을 미치게 된다<sup>[5]</sup>.

발룬의 한 종류로, 지금까지 여러 종류의 마이크로스트립-CPS(coplanar stripline) 전이구조에 대한 연구가 보고되었다<sup>[1]~[6]</sup>. 기존의 마이크로스트립 선로나, CPS의 특성 임피던스 분석은 여러 문헌에서 찾아 볼 수 있으며, 닫힌 형태의 임피던스 수식으로 손쉽게 회로 설계를 할 수 있었다<sup>[5]</sup>. 하지만 지금까지의 광대역 마이크로스트립-CPS 전이구조의 연구를 살펴보면, 전이구조의 특성 임피던스

LIG넥스원 탐색기/광학연구센터(Seeker&EO/IR R&D Lab, LIG Nex1)

\*경북대학교 전자공학과(School of Electronics Engineering, College of IT Engineering, Kyungpook National University)

· Manuscript received January 9, 2015 ; Revised February 15, 2015 ; Accepted February 25, 2015. (ID No. 20150109-10S)

· Corresponding Author: Kang Wook Kim (e-mail: kang\_kim@ee.knu.ac.kr)

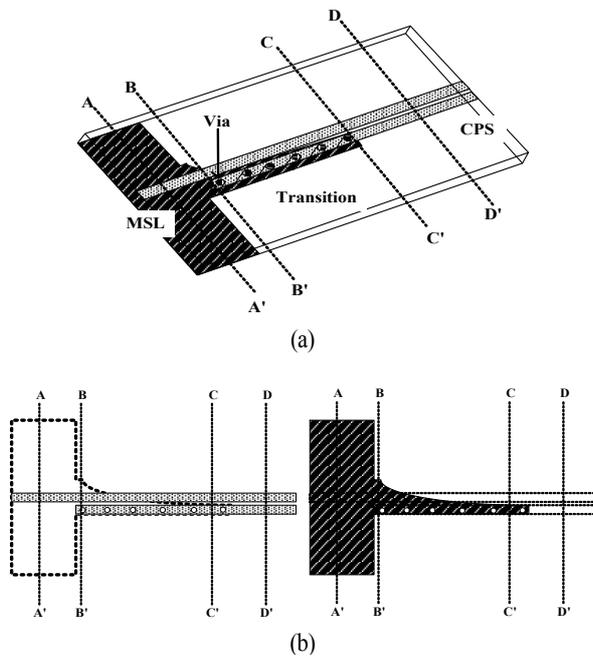


그림 1. (a) 초광대역 마이크로스트립-CPS 전이구조, (b) 윗면 및 아래에서 본 모습  
 Fig. 1. (a) Perspective view of microstrip-to-CPS transition and (b) Top and bottom view.

에 대해 상용 3D 시뮬레이터에 의존하여 설계를 하였거나, 그 설계 방법이 모호한 경우가 대부분이었다<sup>[1]~[6]</sup>.

그림 1의 마이크로스트립-CPS 전이구조는 대역폭 및 삽입손실 등 여러 성능에서 다른 연구에 비해 우수함을 나타내고 있다<sup>[6]</sup>. A-A'의 마이크로스트립 선로에서 D-D'의 CPS 선로를 그림 1(b)와 같이, 비아를 가지는 평행한 선로를 바닥면이 테이퍼링하는 구조로 되어 있다. A-A'의 전형적인 마이크로스트립 선로의 전계 분포는 대부분 수직으로 구성되며, B-B'의 비아를 가진 평행 선로로 전계를 수직 분포 및 수평 분포로 가져가고 있다. 점진적인 바닥면 그라운드 선폭의 테이퍼링으로(B-B'에서 C-C') 수직 분포의 전계는 줄어들게 되며, 상대적으로 수평 분포의 전계를 증가하는 구조로 구성하였다. 그리고 CPS의 수평적인 전계 분포를 이루는 구조로 되어 있다. 이러한 자연스러운 전계 분포로 삽입손실, 대역폭에서 우수한 성능을 가지고 있지만, 전이구조의 특성 임피던스 분석이 상용 3D 시뮬레이터에 의존하여 설계가 이루어졌다.

본 논문에서는 등각사상을 이용하여 마이크로스트립-CPS 전이구조의 특성 임피던스를 분석하였으며, 단힌 형태의 수직을 제안하였다. 전이구조 임피던스 정보를 바탕으로 마이크로스트립 선로에서 CPS로의 서로 다른 임피던스를 이어주는 초광대역 전이구조 설계 방법을 제시하였고, 5.39~40 GHz 이상의 대역을 가지는 전이구조를 제작하였다.

## II. 초광대역 전이구조 해석

마이크로스트립-CPS 전이구조를 Schwarz-Christoffel 등각사상을 이용하여 해석하기 위하여 그림 2와 같이 전이구조의 단면을 나타내었다. 유전체 기판 위에 간격이  $g$ 인 커플링 선로와 바닥면의 선폭이  $s$ 인 그라운드를 가지는 구조로 이루어져 있다. 일반적으로 커플링 선로의 선폭( $w$ )이 커지면 커패시턴스 성분의 증가로 인해, 특성 임피던스가 낮아지게 된다. 커플링 선폭의 간격( $g$ )이 넓어지게 되면, 반대로 특성 임피던스는 높아지게 된다. 그리고 바닥면 그라운드 선폭( $s$ ) 또한, 전이구조의 특성 임피던스에 영향을 줄 수 있는데, 바닥면의 선폭( $s$ )이 넓어지게 되면 특성 임피던스는 낮아지게 된다. 이러한 선폭( $w, s$ ), 간격( $g$ ), 기판의 두께( $h$ )의 영향으로 전이구조의 특성 임피던스는 변화하게 된다. 전이구조의 직관적이고 빠른 해석 및 설계의 유용성을 위해 단힌 형태의 특성 임피던스 정보는 필수적이다.

전이구조를 통과하는 신호는 대부분 TEM 모드로 진행하며, 해석의 편의를 위하여 도체는 PEC이며, 두께는 없

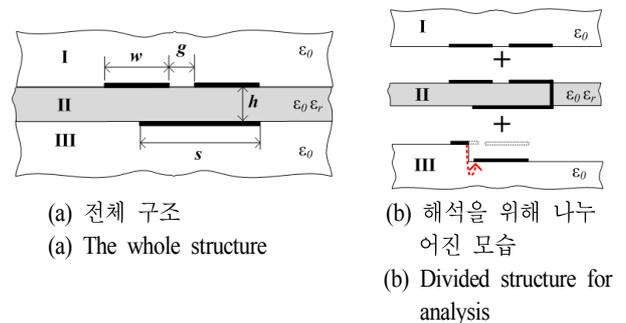


그림 2. 전이구조의 단면 모습  
 Fig. 2. Configuration of the transitional structure.

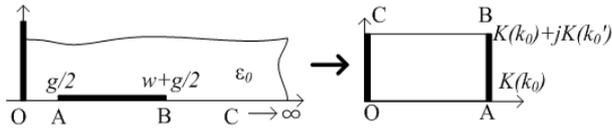


그림 3. 영역 I의 정전 용량 계산을 위한 사상과정  
Fig. 3. Conformal mapping transformation for Region I.

다고 가정한다. 그림 2(b)와 같이 전이구조의 해석 영역을 세부분으로 나누어, 각각에 해당하는 영역의 정전 용량을 계산하여 유효 유전율 및 특성 임피던스를 도출하였다.

2-1 영역 I의 해석

영역 I은 비유전율이 1 ( $\epsilon_r=1$ )인 영역의 CPS를 해석하는 방법과 동일하게 전개될 수 있다<sup>5</sup>. 일반적인 CPS의 선로는 좌우가 대칭적인 구조이므로, 그림 3과 같이 전계벽(electrical wall)이 두 선로 가운데 있다고 가정하여 한 부분만 쉽게 계산될 수 있다. 영역 I의 전계용량( $C_1$ ) 식 (1) 및 (2)와 같이 계산될 수 있으며,  $K$ 는 1종 완전타원 적분을 나타내며,  $k_0$ 는 상 계수를 나타낸다.

$$C_1 = \frac{\epsilon_0 K(k_0')}{2 K(k_0)} \tag{1}$$

$$k_0 = \frac{w}{w+2g}, k_0' = \sqrt{1-k_0^2} \tag{2}$$

여기서 1종 완전 타원 적분은 다음 관계식으로 간략하게 계산할 수 있다<sup>7</sup>.

$$\frac{K(k)}{K(k')} = \begin{cases} \frac{1}{\pi} \ln\left(2\frac{1+\sqrt{k}}{1-\sqrt{k}}\right), & 0.5 \leq k^2 \leq 1 \\ \frac{\pi}{\ln\left(2\frac{1+\sqrt{k'}}{1-\sqrt{k'}}\right)}, & 0 \leq k^2 \leq 0.5 \end{cases} \tag{3}$$

2-2 영역 II의 해석

영역 II는 비아의 영향으로 윗면 신호선과 바로 아래 바닥면의 그라운드선 전계적으로 같다고 볼 수 있다. 쉬운 해석을 위해 전계 벽이 있다고 가정할 수 있으며, 그림 4(a)와 같이 나타낼 수 있다. 이 영역은 먼저 다음 관계식 (4)에 의해서  $z$ -plane에서  $t$ -plane으로 변환될 수

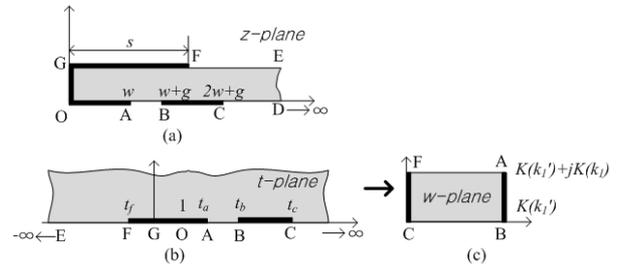


그림 4. 영역 II의 정전 용량 계산을 위한 사상과정  
Fig. 4. Conformal mapping transformation for Region II.

있다.

$$t = \cosh^2\left(\frac{\pi z}{2h}\right) \tag{4}$$

$z$ -plane에서  $t$ -plane으로 사상된 각 점들의 식은 다음과 같다.

$$t_a = \cosh^2\left(\frac{\pi w}{2h}\right), t_b = \cosh^2\left(\frac{\pi(w+g)}{2h}\right), \\ t_c = \cosh^2\left(\frac{\pi(2w+g)}{2h}\right), t_f = \sinh^2\left(\frac{\pi s}{2h}\right) \tag{5}$$

그리고 마지막으로  $t$ -plane에서의 모든 점들은 다음 식 (6)에 의해  $w$ -plane으로 변환될 수 있다.

$$w = \int_0^t \frac{dt}{\sqrt{(t+t_f)(t-t_a)(t-t_b)(t-t_c)}} \tag{6}$$

적분 관계식<sup>8</sup>에 의해, 영역 II의 전계용량은 다음 식 (7) 및 (8)과 같이 얻을 수 있으며,  $k_1$ 는 상 계수를 나타낸다.

$$C_2 = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{K(k_1')}{K(k_1)} \tag{7}$$

$$k_1 = \sqrt{\frac{(t_b-t_a)(t_c+t_f)}{(t_b-t_a)(t_d+t_f)}}, k_1' = \sqrt{1-k_1^2} \tag{8}$$

2-3 영역 III의 해석

바닥면의 그라운드 선폭이 점점 줄어들면 그림 5(a)와 같이 fringing field 커패시턴스가 생기게 된다. 이러한 성

분을 계산하기 위해, 그림 5(b)와 같이 영역 III을 모델링하였다. 바닥면 그라운드와 선폭과 기관의 두께에 따라서 이러한 fringing field 커패시턴스가 영향을 주는 신호선의 폭은 변화하게 된다. 이러한 커패시턴스에 영향을 주는 실질적인 신호의 두께는 다음 식 (9)에 의해서 결정된다<sup>9)</sup>.

$$w' = \begin{cases} 2w+g-s-\frac{h}{\pi}, & \text{if } w+g < s+\frac{h}{\pi} \\ w & \text{elsewhere.} \end{cases} \quad (9)$$

$$\text{Point C} = \begin{cases} -\frac{h}{\pi} & \text{if } w+g < s+\frac{h}{\pi} \\ -(w+g-s) & \text{elsewhere.} \end{cases} \quad (10)$$

그림 5(b) 첫 번째 그림의 포인트 C 위치는 식 (10)에 의해서 얻을 수 있으며, 다음 조건에 의해서 그 위치가 각각 나뉘게 된다.

영역 III의 정전용량을 계산하기 위한 첫 번째 변환은  $w$ -plane에서  $z$ -plane으로 시작된다. 다음 식 (11)에 의해 변환되며, 경계 조건은 식 (12)와 같다. 식 (11)의 A와 B는 임의의 상수이며, 경계 조건 식 (12)에 의해서 결정된다.

$$w = \int_z \sqrt{\frac{z+1}{z-1}} dz = A[\sqrt{z^2-1} + \ln(z+\sqrt{z^2-1})] + B \quad (11)$$

$$\begin{aligned} z=1 &\rightarrow w = -jh \\ z=-1 &\rightarrow w = 0 \end{aligned} \quad (12)$$

경계 조건에 의해 결정된  $w$ -plane과  $z$ -plane의 관계식은 다음 식 (13)과 같고,  $z$ -plane의 B, C, D는 식 (13)의 역 관계식에 의해서 결정된다.  $z$ -plane에서 최종 정전용량을 계산하는 과정은 영역 II에서와 같은 방법으로 변환하면 얻을 수 있다. 영역 III의 정전용량은 식 (14) 및 (15)와 같으며,  $k_2$ 는 상 계수를 나타낸다.

$$w = \frac{h}{\pi} [\sqrt{z^2-1} + \ln(z+\sqrt{z^2-1})] - jh \quad (13)$$

$$C_3 = \epsilon_0 \frac{K(k_2)}{K(k_2')} \quad (14)$$

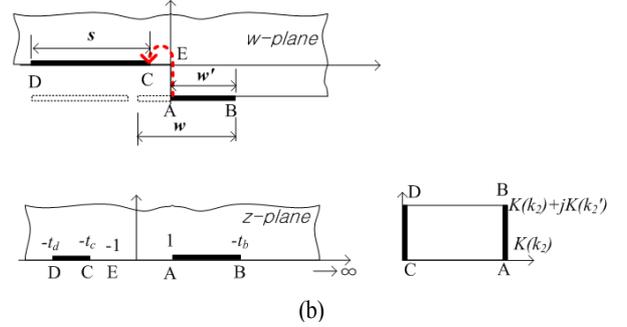
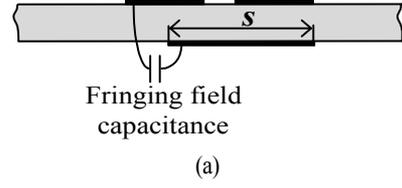


그림 5. 영역 III의 정전 용량 계산을 위한 사상과정  
Fig. 5. Conformal mapping transformation for Region III.

$$k_2 = \sqrt{\frac{(1+t_c)(t_b+t_d)}{(t_b+t_c)(1+t_d)}}, \quad k_2' = \sqrt{1-k_2^2} \quad (15)$$

#### 2.4 전이구조 특성 임피던스 및 유효유전율

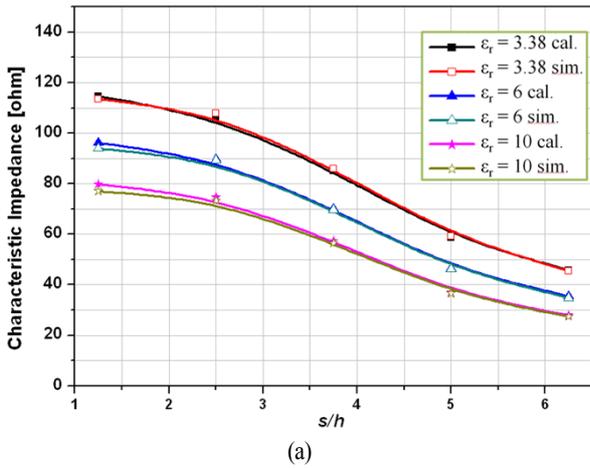
본 논문의 마이크로스트립-CPS 전이구조의 신호는 TEM 모드로 진행한다고 가정하였기 때문에, 유효유전율은 앞서 계산된 커패시턴스의 총 합과 유전체 대신 공기가 채워져 있다고 가정했을 때의 전이구조의 커패시턴스의 비로 나타낼 수 있으며, 다음 식 (16)과 같다.

$$\epsilon_{eff} = \frac{K(k_0')/K(k_0) + \epsilon_r K(k_1')/K(k_1) + K(k_2')/K(k_2)}{K(k_0')/K(k_0) + K(k_1')/K(k_1) + K(k_2')/K(k_2)} \quad (16)$$

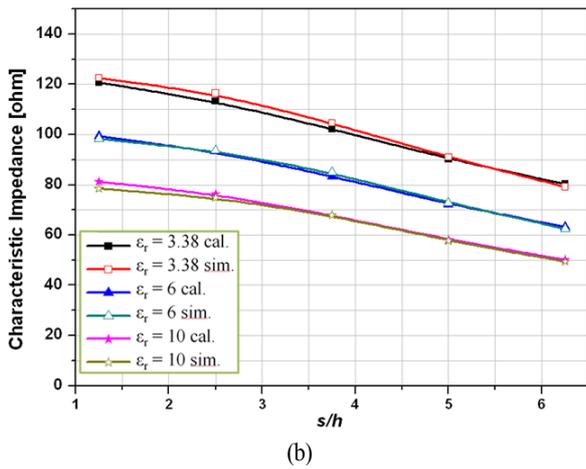
전이구조의 특성 임피던스는 앞서 계산된 유효유전율 및 커패시턴스의 총합으로 계산될 수 있으며, 그 식은 다음과 같다.

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}} [K(k_0')/K(k_0) + K(k_1')/K(k_1) + K(k_2')/K(k_2)]} \quad (17)$$

영역 II와 III의 경우, 본 논문에서 처음으로 정전용량



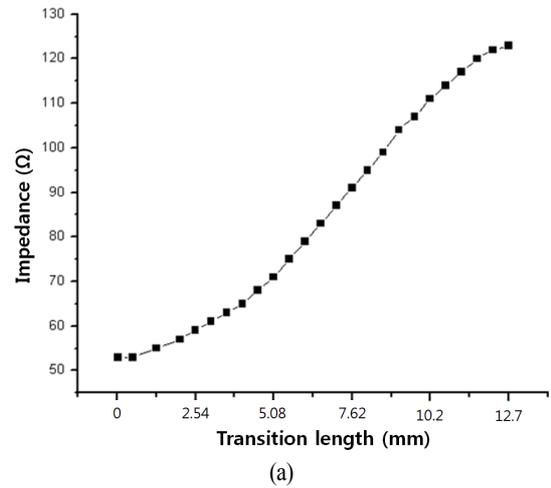
(a)



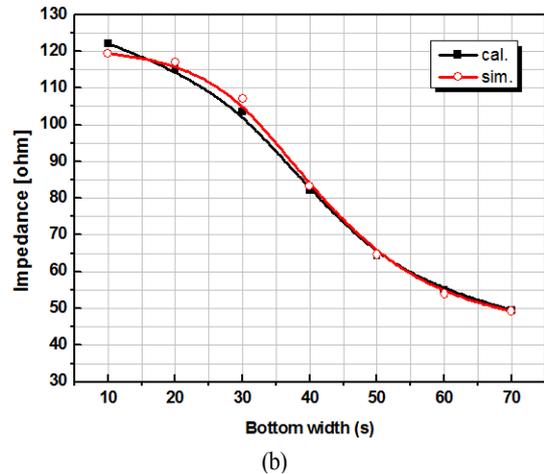
(b)

그림 6. 전이구조의 특성 임피던스 비교(cal: calculated, sim: simulated). (a)  $w=0.635$  mm,  $g=0.127$  mm,  $h=0.203$  mm. (b)  $w=0.635$  mm,  $g=0.254$  mm,  $h=0.508$  mm.)  
 Fig. 6. Characteristic impedance of the transition(B-B' to C-C') as a function of  $s/h$ (cal: calculated, sim: simulated). In case of (a)  $w=0.635$  mm,  $g=0.127$  mm,  $h=0.203$  mm. (b)  $w=0.635$  mm,  $g=0.254$  mm and  $h=0.508$  mm).

을 유도하였으며, 바닥면이 테이퍼링하는 구조의 전이구조 임피던스를 닫힌 형태의 수식으로 제안하였다. 그림 6에서 본 논문에서 제안한 계산식의 타당성을 보이기 위하여, Microwave studio CST EM 시뮬레이션의 결과와 비교하였다. 전이구조의 바닥면의 선폭( $s$ )이 변화했을 때, 특성 임피던스를 다양한 유전율 경우로 나누어 나타내었다. EM 결과와 본 논문의 계산 결과는 3.2%(평균 1.8



(a)



(b)

그림 7. (a) Klopfenstein 테이퍼 임피던스 변화 및 전이구조 바닥면 그라운드 선폭( $s$ )의 변화에 따른 임피던스 비교  
 Fig. 7. (a) Klopfenstein taper function along the transition and (b) Characteristic impedance of proposed transition as a function along the bottom width ( $s$ ) (cal: calculated, sim: simulated).

%) 이내의 차이를 보이고 있으며, 시뮬레이션 값과 거의 일치함을 알 수 있다.

### III. 초광대역 전이구조 설계 및 측정 결과

본 논문에서 제시한 전이구조 임피던스 계산식을 바탕으로, RT/Duroid 5880 0.254 mm( $\epsilon_r=2.2$ ) 기판을 이용하여, 초광대역 마이크로스트립-CPS 전이구조를 설계하였

다. CPS의 선로의 두께는 0.762 mm, 선로 간격은 0.127 mm로 129 옴의 임피던스를 가지고 있다. 마이크로스트립 선로는 일반적인 50옴(0.762 mm)으로 설계를 하였다.

상이하게 다른 두 전송선(마이크로스트립 선로(50옴), CPS(129옴)의 임피던스를 정합하기 위해, Klopfenstein 테이퍼를 이용하였으며,  $S_{11}$ 의 첫 번째 pole 위치를 6 GHz에서 나타나도록 전이구조 길이를 12.7 mm로 설계하였다<sup>[10]</sup>. 그림 7(a)에 전이구조 길이에 따른 Klopfenstein 테이퍼의 임피던스 변화를 전이구조 길이에 따라 나타내었고, 그림 7(b)에 전이구조의 바닥면 그라운드 선평(s)에 따른 임피던스 변화량을 나타내었다. 전이구조 바닥면 그라운드의 변화는 이 두 그래프에 의해서 결정된다.

다른 원치 않는 공진 주파수를 막는 동시에 다른 모드의 신호를 막기 위해, 전이구조의 바닥면 그라운드와 바로 윗면 선로의 전위차를 동일하게 해야 한다. 이를 위해 비아를 이용하게 되는데, 무한대의 비아는 불가능하므로 비아의 개수를 적절히 조정할 필요가 있다.

전이구조의 비아를 포함하는 선로는 slot-line coupled 패치 안테나로 가정할 수 있으며, 간단한 rectangular 패치의 경우, 공진 주파수는 다음 식 (18)로 표현된다<sup>[11]</sup>.

$$f_{mn} = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_r}} \left[ \left( \frac{m}{w_g} \right)^2 + \left( \frac{n}{l_g} \right)^2 \right] \quad (18)$$

여기서,  $c$ 는 빛 속도이며,  $w_g$ 는 선로 두께( $w_g=0.762$  mm),  $l_g$ 는 비아 사이의 길이,  $m$ 과  $n$ 은 모드의 index를 나타낸다. 전이구조가 방사체가 되는 것을 막기 위해,  $f_{01}$  공진 주파수가 고려되어야 한다. 비아의 간격은 5.207 mm일 경

표 1. 마이크로스트립-CPS 전이구조 성능 비교  
Table 1. Performance comparison of microstrip-to-CPS transitions.

	동작 주파수	최대 삽입 손실	반사 손실	전이구조 설계 수식 유무
Ref. [1]	7.5~10.5 GHz	1.5 dB	10 dB	없음
Ref. [2]	6.5~13 GHz	1.5 dB	10 dB	없음
Ref. [4]	1.3~13.3 GHz	1.5 dB	10 dB	없음
This work	5.39~ over 40 GHz	1 dB	10 dB	있음

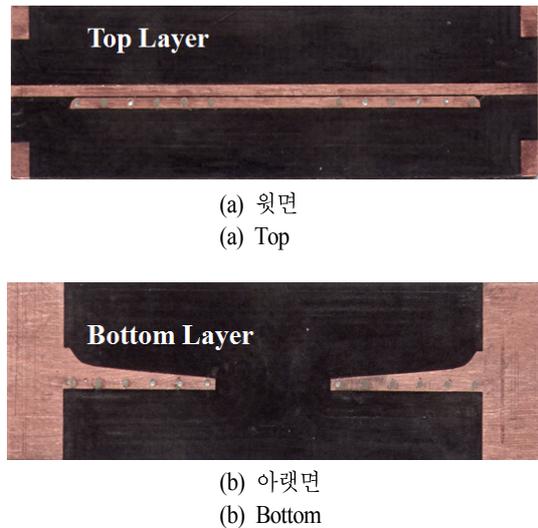


그림 8. 제작된 전이구조의 모습  
Fig. 8. The fabricated microstrip-to-CPS transition.

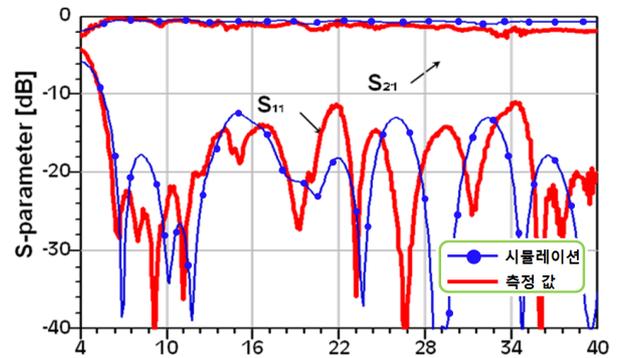


그림 9. 제작된 전이구조 시뮬레이션 및 측정 결과  
Fig. 9. Insertion loss and return loss of the transition with the RT/Duroid 5880 substrate: measured(solid lines) versus simulated(dot lines) values.

우, 공진 주파수는 19.4 GHz에서 예상할 수 있다. 따라서 본 논문에서는 40 GHz까지의 성능을 나타내기 위해 전이구조에 6개의 비아(2.286 mm 간격)를 이용하였다.

그림 8에 제작된 전이구조의 그림을 도시하였으며, 삽입손실 및 반사손실의 측정을 위하여 back-to-back 구조로 설계하였다. 그림 9에는 측정된 전이구조 및 시뮬레이션 결과를 비교하였다. 제작된 전이구조는 5.39~40 GHz 이상의 대역에서 삽입손실 1 dB 이하 및 반사손실 10 dB 이상을 만족하였다.

표 1에 여러 참고문헌과의 전이구조 성능을 비교하였다. 본 논문에서 제시한 전이구조는 낮은 삽입 손실 및 초광대역의 성능을 가짐을 확인할 수 있었다. 특히 전이구조의 설계 수식을 제시하여 설계의 명확성을 보여주었다.

#### IV. 결 론

본 논문에서는 초광대역 마이크로스트립-CPS 전이구조의 임피던스를 등각사상을 이용하여 닫힌 형태의 수식을 제시하였으며, 상용 시뮬레이터와 비교하여 전이구조의 수식이 오차가 거의 없음을 보였다. 전이구조의 상세한 설계 방법을 제시하였으며, 제작된 전이구조는 5.39~40 GHz 이상의 주파수 영역에서 낮은 삽입 손실을 가지는 우수한 성능을 가졌다. 본 논문의 초광대역 마이크로스트립-CPS 전이구조를 이용하여, 평형선로가 필요한 밀리미터파 시스템에 적용 가능한 응용 연구에 기여를 하리라 예상된다.

#### References

[1] N. I. Dib, R. N. Simons, and L. P. B. Katehi, "New uniplanar transitions for circuit and antenna applications", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 43, no. 12, pp. 2868-2873, Dec. 1995.

[2] Y. Qian, T. Itoh, "A broadband uniplanar microstrip-to-CPS transition", in *Microwave Conf. Proc., AMPC '97*, pp. 609-612, vol. 2, 1997.

[3] R. N. Simons, N. I. Dib, and L. P. B. Katehi, "Coplanar

stripline to microstrip transition", *Electron. Letters*, vol. 31, no. 20, pp. 1725-1726, Sep. 1995.

[4] Young-Ho Suh, Kai Chang, "A wideband coplanar stripline to microstrip transition", *IEEE Microwave and Wireless Components Lett.*, vol. 11, no. 1 pp. 28-29, Jan. 2001.

[5] K. C. Gupta, R. Garg, I. Bahl, and P. Bhartia, *Microstrip Lines and Slotlines*, Artech House, 1996.

[6] 우동식, 김인복, 김영곤, 김강욱, "발룬의 평형도 해석을 이용한 소형화된 광대역 Quasi-Yagi 안테나 설계", *한국전자과학회논문지*, 24(1), pp. 27-35, 2013년 1월.

[7] W. Hilberg, "From approximations to exact relations for characteristic impedance", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 17, pp. 52-55, Jul. 1954.

[8] P. L. Carro, J. Mingo, "Analysis and synthesis of double-sided parallel-strip transitions", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 58, no. 2, pp. 372-380, Feb. 2010.

[9] N. Pesonen, W. K. Kahn, R. A. Allen, M. W. Cresswell, and M. E. Zaghoul, "Application of conformal mapping approximation techniques: Parallel conductors of finite dimensions", *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 53, no. 3, pp. 812-821, Jun. 2004.

[10] David M. Pozar, *Microwave Engineering*, 3rd Edition, Wiley, pp. 255-261, 2005.

[11] H. Haydl William, "On the use of vias in conductor-backed coplanar circuits", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 50, no. 6, pp. 1571-1577, Jun. 2002.

김 영 곤



2006년 2월: 경북대학교 전자전기컴퓨터 학부 (공학사)  
 2008년 2월: 경북대학교 전자공학과 (공학석사)  
 2013년 2월: 경북대학교 전자공학과 (공학박사)  
 2013년 2월~현재: LIG넥스원(주) 선임연구원

[주 관심분야] 초고주파 회로 설계, 초광대역 발룬, 초광대역 소자, 마이크로파 송수신기, 마이크로파 탐색기

김 윤 진



1997년 2월: 서울대학교 전기공학부 (공학사)  
 1999년 2월: 서울대학교 전기공학부 (공학석사)  
 1999년 3월~현재: LIG넥스원(주) 수석연구원

[주 관심분야] 마이크로파 탐색기 시스템, 안테나 및 송수신기

김 강 욱



1985년 2월: 서울대학교 전기공학과 (공학사)

1987년 2월: 서울대학교 전기공학과 (공학석사)

1996년 7월: University of California, Los Angeles. 전자공학과 (공학박사)

1987년~1990년: 한국전기연구소 연구원

1996년~1998년: University of California, Los Angeles. Post-Doctor 연구원

1998년~1999년: P-Com, Inc. 마이크로파 설계연구원

1999년~2001년: Narda DBS Microwave, RF 설계연구원

2001년~2005년: 경북대학교 전자전기컴퓨터학부 조교수

2006년~2011년: 경북대학교 전자전기컴퓨터학부 부교수

2011년~현재: 경북대학교 IT대학 전자공학과 교수

2007년 5월~현재: 이엠와이즈통신(주) 대표이사

[주 관심분야] 마이크로파 통신시스템 및 서브시스템, 마이크로파 및 밀리미터파 부품 및 패키징, 무선 통신용 안테나, 전자기 상호 작용 및 전자기 수치 해석