

## 등각사상법에 기반한 초광대역 마이크로스트립-평행스트립 선로 전이구조 개발

### Development of the Ultra-Wideband Microstrip-to-Parallel Stripline Transition Based on Conformal Mapping

이 관 희 · 김 강 욱 · 최 현 철

Gwan-Hui Lee · Kang-Wook Kim · Hyun-Chul Choi

#### 요 약

본 논문에서는 등각사상에 기반하여 마이크로스트립과 평행스트립 선로 간의 전이구조에 대한 새로운 분석 및 설계 방법을 제안하였다. 전이구조의 단계별 단면에 대해 등각사상법을 적용하여 선로 커패시턴스를 구하고, 이를 통해 선로의 특성임피던스를 도출하였다. 제안된 전이구조가 초광대역의 주파수 영역에서 동작할 수 있도록 50  $\Omega$ 의 특성 임피던스가 모든 구간에서 유지되도록 설계하여 제작하였다. 측정 및 시뮬레이션을 통해 DC~40 GHz의 초광대역의 주파수 대역에서 1 dB 이하의 삽입 손실 및 10 dB 이상의 반사 손실을 얻어 우수한 성능을 확인하였다.

#### Abstract

A novel analysis and design method for an ultrawideband transition structure between a microstrip and parallel stripline based on conformal mapping is proposed. The line capacitance of each cross-sectional area along the transition is calculated by applying the Schwarz - Christoffel transformation, and the corresponding characteristic impedance is derived analytically. To design the proposed transition structure with ultrawideband operation, a 50- $\Omega$  characteristic impedance is maintained throughout the transition sections. Measured and simulated results show excellent performance, with an insertion loss of less than 1 dB and return loss of more than 10 dB from DC to 40 GHz.

Key words: Microstrip, Parallel Strip, Conformal Mapping, Schwarz-Christoffel Transformation

#### I. 서 론

IOT(Internet of Thing, 사물 인터넷), 인공지능, 5세대 통신 등으로 대표되는 4차 산업혁명 시대가 도래하며, 기하급수적으로 정보 처리량이 늘어나고 있다. 또한 많은

양의 정보 처리를 위해 초광대역의 주파수 대역을 가지는 소자기술의 중요성이 새로이 부각되기 시작하였다. 초광대역의 신호를 전송하기 위하여 다양한 전송선로가 사용되는데, 각 전송선로의 장점과 단점이 존재한다. 전송선로 간의 전이구조는 각 전송선로의 장점을 회로구현에

「This work was supported by the National Research Foundation of Korea(NRF) grant funded by the Korea Government(MSIT)(NRF-2018R1D1A3B07047848).」

경북대학교 IT대학 전자공학부(School of Electronics Engineering, Kyungpook National University)

· Manuscript received November 27, 2019 ; Revised February 2, 2020 ; Accepted March 20, 2020. (ID No.20191127-127)

· Corresponding Author: Hyun Chul Choi (e-mail: hcchoi@ee.knu.ac.kr)

활용할 수 있도록 전송선로 간에 최대의 주파수 대역으로 연결할 수 있게 해주는 구조로서, 회로 전체의 성능에 직접적으로 관여되어 있다. 대표적으로 마이크로스트립과 평행스트립 선로 간의 전이구조는 서로 다른 임피던스 특성으로 인해 필터, 결합기와 같은 다양한 마이크로파 소자에 활용된다. 이와 같이 초광대역 전이구조는 초광대역 소자로 확장할 수 있는 핵심 기술이다. 따라서 초광대역 전이구조를 구현하기 위해서는 각 전송선로의 장점을 극대화할 수 있도록 마이크로스트립과 평행 스트립 선로의 전송선로의 해석이 선행되어야 한다.

불평형 전송선로인 마이크로스트립은 단일 신호선과 접지면으로 쉽게 구현 가능한 대표적인 전송선로이며, 주로 50  $\Omega$ 의 신호선으로 활용된다. 마이크로스트립은 전기장 분포가 공기 또는 유전체에 각각 분산되어 분포하여 준 TEM(Transverse Electromagnetic Mode)로서 해석된다. 또한 마이크로스트립의 정확한 특성 임피던스는 수치해석을 통해 얻을 수 있으나, 일반적으로 실험식을 통해 근사치를 얻는다. 그러나 마이크로스트립 선로는 윗면으로 노출된 신호선 상에 다양한 소자의 설치가 용이하여 초고주파 회로구현에 주로 사용되는 선로이다<sup>[1]</sup>.

평형선로인 평행스트립 선로는 주로 수직으로 전기장이 분포하는 구조를 가지고 있으며, 유전체 기판의 상, 하단에 동일한 선평의 선로로 구성되어 있다. 마이크로스트립과 달리 접지면이 줄어들어 상대적으로 높은 임피던스 범위로 구현할 수 있으므로 광대역의 마이크로파 소자를 설계할 수 있다<sup>[2]</sup>.

불평형 선로인 마이크로스트립으로부터 평형선로인 평행스트립 선로로의 전이구조는 현재까지 다양한 방법으로 해석되어 왔으나, 해석적 방법에 기반한 특성 임피던스의 계산식의 형태로 도출하지는 못했다<sup>[2]~[5]</sup>. 그러나 신호의 파장에 비해 얇은 기판과 같은 구조에 대해서는 등각사상에 의한 해석을 통해 근사적인 분석을 수행할 수 있다<sup>[6]</sup>. 따라서 각 전송선로 간의 물리적 특성을 고려하여 전기적 해석을 거쳐 독창적인 전이구조를 개발할 수 있다.

본 논문에서는 등각사상의 해석적인 방법으로 초광대역 마이크로스트립-평행스트립 선로 전이구조의 분석 및 설계를 제안한다. 본 연구진은 다양한 전이구조에 대해

등각사상을 사용하여 분석 및 해석을 수행해 왔으며, 이 과정을 통해 얻은 해석적 특성임피던스 계산식을 통해 최종적으로 정합함으로써 초광대역 특성을 얻은 바 있다<sup>[7]~[10]</sup>. 따라서 등각사상법인 Schwarz-Christoffel 변환을 사용하여 전이구조 구간별 특성 임피던스를 해석하여 최적으로 임피던스 정합을 함으로써 초광대역 특성을 가지는 우수한 전이구조를 개발하고자 한다.

## II. 이론 및 설계

제안된 마이크로스트립-평행스트립 선로 전이구조를 그림 1에서 보여주고 있다. 그림 1에서는 유전율  $\epsilon_r$ , 두께  $h$ 인 유전체 기판 상에 마이크로스트립, 전이구조, 평행스트립 선로의 세 부분의 구성을 보여주고 있다. AA'-BB'는 일반적인 마이크로스트립이며, 상단에 선평이  $w_m$

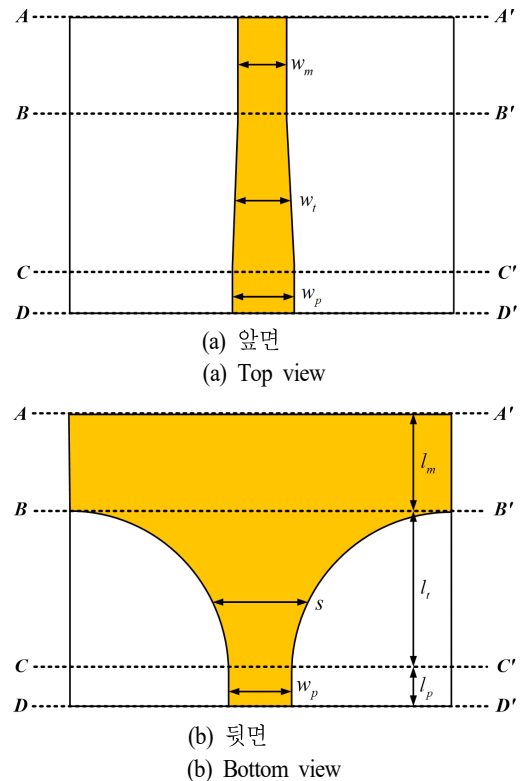


그림 1. 제안된 마이크로스트립-평행스트립 선로 전이구조의 모습

Fig. 1. Configuration of the proposed microstrip-to-parallel stripline transition.

인 신호선이 존재하며,  $l_m$ 의 길이를 가진다. 마이크로스트립의 특성상 하단에는 접지면이 존재한다. 길이가  $l_t$  인  $BB'-CC'$ 의 전이구조는  $w_t$ 의 선폭을 가지는 신호선이 마이크로스트립의 신호선과 연결되어 있다.  $w_t$ 는  $BB'$ 에서  $w_m$ 으로 시작해  $CC'$ 에서 평행스트립 선로의 선폭인  $w_p$ 로 선형적으로 변하게 하였다. 또한, 선폭이  $s$ 인 하단의 접지면은 점진적으로 줄어들어  $CC'$ 에서 평행스트립 선로의  $w_p$ 와 같아지게 된다. 따라서 상, 하단의 선폭이  $w_p$ 로 동일해 지므로 길이가  $l_p$  인  $CC'-DD'$ 의 평행스트립 선로로 전이된다.

평행스트립 선로에서는 마이크로스트립과 동일한 선폭을 가질 때 마이크로스트립에 비해 줄어든 접지면으로 인해 평행스트립 선로의 특성 임피던스가 상대적으로 증가하게 된다. 따라서 마이크로스트립과 동일한 임피던스를 유지하기 위해서는  $w_p$ 의 값이  $w_m$ 에 비해 커져야 한다. 본 논문에서 제안된 전이구조는 최대의 주파수 대역을 얻기 위해 전이구조 상에서 50 Ω의 임피던스를 유지하였다. 그러나 마이크로스트립과 평행스트립 선로의 특성 임피던스가 다를 경우, 전이구조에서 임피던스 테이퍼를 도입하여 설계하여야 한다.

0.0009의 낮은 탄젠트 손실로 인해 높은 주파수 대역에서도 사용가능한 두께가 10 mil인 Duroid 5880 기판( $\epsilon_r = 2.2$ )을 사용하여 제안된 전이구조를 설계, 구현하였다. 이때 50 Ω 특성 임피던스를 얻기 위한 마이크로스트립과 평행스트립 선로의 파라미터  $w_m$ 과  $w_p$ 는 각각 0.762 mm, 0.970 mm이다. 마이크로스트립에 비해 접지면이 줄어든 평행스트립 선로로 인해 동일한 특성 임피던스에서는  $w_m$ 보다  $w_p$ 의 값이 큰 값을 가진다. 이 때, 50 Ω의 특성 임피던스가 유지되도록 각 구간별  $s$  값이 등각사상에 의한 공식을 통해 계산되었으며, 각 전이구조의 길이 값  $l_m$ ,  $l_t$ ,  $l_p$ 의 값은 1.5 mm, 2,540 mm, 0.5 mm이다.

등각사상인 Schwarz-Christoffel 변환을 통하여 전이구조 단면 모델에 대한 특성 임피던스 계산식을 도출하고, 이를 통해 전이구조 길이에 따른 최적의 임피던스 정합을 이룰 수 있다. 초광대역 영역에서 동작하는 전이구조의 설계를 위해서는 최적의 임피던스 정합에 대한 고려뿐만 아니라, 물리적 구조 변화에 따른 전기장 변화가 원만하게 이루어야 한다. 전이구조 각 단계별 전기장의 분

포를 분석하여 전이구조를 조정함으로써 원만한 전기장 분포 변화를 이룰 수 있다.

## 2.1 전기장 분포

그림 2에서 제안된 전이구조의 물리적 구조에 따른 단계별 전기장 분포를 보여주고 있다.  $AA'-BB'$ 는 마이크로스트립의 전기장분포를 나타내고 있다. 상단의 신호선과 하단의 접지면으로 대부분 수직적인 전기장이 분포하고 있으며, 중심의 평행판 사이인 유전체 내부 영역의 전기장과 양 측면의 프린징(fringing) 전기장의 분포로 구성되어 있다. 이때, 전기장은 유전체 내부뿐만 아니라, 공기 중에도 분포하는데, 공기와 유전체 기판의 상대 유전율 차이로 인해 전자기파의 모드는 준 TEM으로 형성되어 있다.  $BB'-CC'$ 에서는 마이크로스트립의 접지면의 폭  $s$ 가 줄어들어 유한한 접지면을 가지는 마이크로스트립으로 변형된

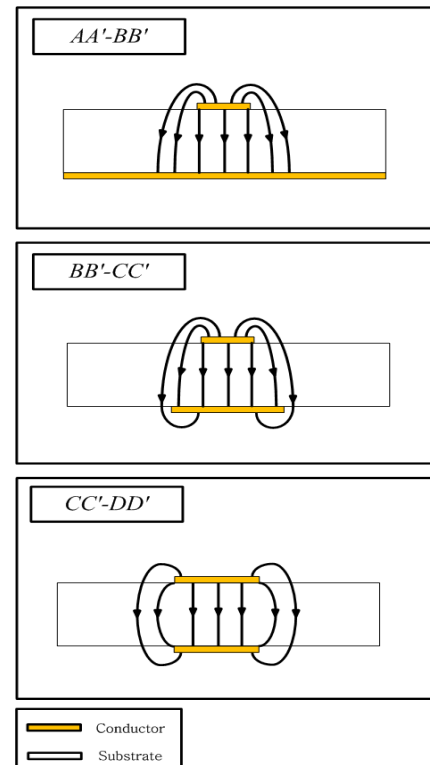


그림 2. 제안된 전이구조의 단계별 전기장 분포  
Fig. 2. Electric field distribution at each section of the proposed transition.

다. 기존 마이크로스트립과 유사한 프린징 전기장이 분포하고 있으나, 접지면이 줄어들면서 접지면을 돌아가는 프린징 전기장이 생기게 된다.  $CC'-DD'$ 에서는 일반적인 평행스트립 선로로서 구성되며, 양 측면의 전기장 분포가 접지면을 돌아가는 프린징 전기장으로 대부분 구성된다. 따라서 제안된 전이구조는 접지면 폭의 변화에 따라 신호선 양 측면의 두 가지 프린징 전기장을 고려하여 설계하였다.

## 2.2 전이구조 단면 모델

전이구조 단면에 대한 특성 임피던스를 해석하기 위해 그림 3에서 전이구조 단면을 보여주고 있다. 제안된 전이구조는 중심의 평행판 도체 사이의 유전체 내의 전기장과 두 가지 형태의 프린징 전기장을 가지고 있다. 제 1 형태의 첫 번째 프린징 전기장은 충분히 넓은  $s$ 로 인해 대부분의 전기장이 접지면 위로 분포한다. 또한 얇은 기판일 경우, 대부분의 전기장이 공기 중에 분포하므로, 근사적으로 모든 전기장이 공기 중에 분포한다고 가정한다. 제 2 형태의 두 번째 프린징 전기장은 상대적으로 좁은  $s$ 에 의해 대부분의 전기장이 하단의 접지면을 돌아 분포하게 된다. 이 때, 협소한 접지면으로 인해 대부분의 전기장이 근사적으로 유전체 내부에 분포한다고 가정한다. 일반적으로 두 형태의 프린징 필드는 공존하고 있으며,  $s$  값이 증가할 때는 제 1 형태의 프린징 필드가, 감소할 때는 제 2 형태의 프린징 필드가 대부분 분포하고 있다. 등

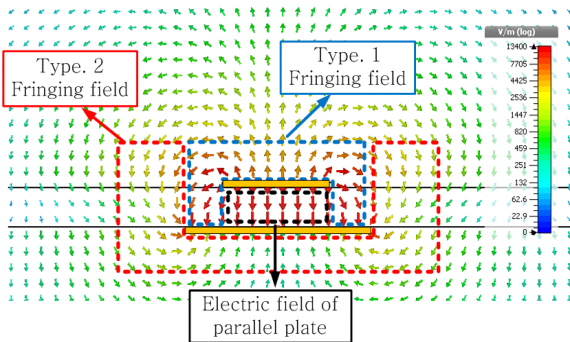


그림 3. 제안된 전이구조 단면에서의 전기장 분포

Fig. 3. Electric field distribution at a cross-section of the proposed transition.

각사상법의 하나인 Schwarz-Christoffel 변환을 통해 각 프린징 필드에 의한 커패시턴스 성분을 얻어 전이구조 단면에 대한 특성 임피던스를 얻을 수 있다. 이 때, 진행파의 모드는 준 TEM 모드로 가정되며, 도체의 두께는 무시한다.

## 2.3 특성 임피던스의 계산

그림 4에서는 제 1 형태의 프린징 전기장을 보여주고 있다. 좌우 대칭 구조이므로 우측의 프린징 전기장만을 해석하였다. 이 프린징 전기장은 마이크로스트립-CPS(Coplanar Strip) 전이구조에서의 프린징 전기장과 동일한데, 이미 해석적 계산식을 제시한 바 있다<sup>[7]</sup>. 그림 4(a)와 같이  $z$  평면의 비대칭 평행 스트립 선로의 구조는 기판 하부의 접

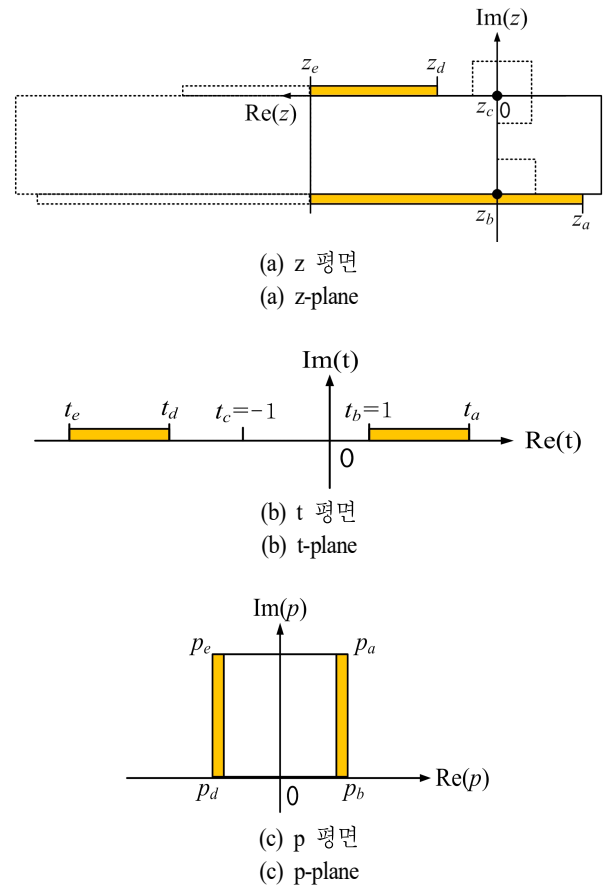


그림 4. 제 1 형태 프린징 전기장의 형상

Fig. 4. Configuration of the Type 1 fringing field.

지면이 신호선에 비해 두꺼운 구조이며,  $z_a, z_b, z_c, z_d, z_e$ 의 파라미터들을 통해 해당 구조의 프린징 전기장을 계산하여야 한다. 제 1형태의 프린징 전기장은  $z_b, z_c$ 에서 사상 각  $90^\circ, 270^\circ$ 로 Schwarz-Christoffel 변환을 통해 그림 4(b)와 같은  $t$  평면의 비대칭 CPS(Coplanar Strip) 선로로 변환된다.  $z$  평면과  $t$  평면의 관계식은 식 (1)과 같으며, 이를 통해  $z$  평면의 파라미터들은  $t$  평면에 대응하는 값인  $t_a, t_b, t_c, t_d, t_e$  변환된다. 이 때,  $t_b, t_c$ 는 사상각이므로 1과 -1로 결정되었다. 추가적인 등각사상을 통해 그림 4(c)와 같은  $p$  평면의 평행판 형태로 변환되어 식 (2)와 같이 제 1종 타원적분을 통해 제 1형태의 커패시턴스를 도출할 수 있다. 이때, 모듈러스(modulus)  $k_1$ 은  $t$  평면의 파라미터를 통해 식 (3)과 같이 얻어지며,  $\epsilon_0$ 은 자유공간에서의 유전율이다.

$$z = \frac{h}{\pi} \left\{ \sqrt{t^2 - 1} - \ln(t + \sqrt{t^2 - 1}) \right\} \quad (1)$$

$$C_1 = \epsilon_0 \left| \frac{p_a - p_b}{p_b - p_d} \right| = \epsilon_0 \frac{K(k'_1)}{K(k_1)} \quad (2)$$

$$k_1 = \sqrt{\frac{(1-t_d)(t_a-t_e)}{(t_a-t_d)(t_b-t_e)}}, k'_1 = \sqrt{1-k_1^2} \quad (3)$$

한편 제 2 형태의 프린징 전기장을 그림 5에서 보여주고 있다. 제 1 형태의 프린징 전기장 해석과 유사한 방법으로 등각사상의 Schwarz-Christoffel 변환을 사용하였다. 그림 5(a)와 같이 제 1형태의 구조에 비해 상대적으로 좁은 접지면을 가지고 있으므로,  $z$  평면의  $z_c, z_d$ 에서  $270^\circ$ 의 사상 각을 통해 그림 5(b)와 같이  $t$  평면에서 비대칭 CPS 선로로 변환된다. 이를 위해 식 (4)와 같은  $z$  평면과  $t$  평면의 관계식이 얻어지며,  $z$  평면의  $z_a, z_b, z_c, z_d, z_e, z_f$ 는  $t$  평면에 대응하는  $t_a, t_b, t_c, t_d, t_e, t_f$ 로 변환된다. 또한 추가적인 등각사상을 통해 그림 4(c)와 같은  $p$  평면의 평행판 형태로 변환된다. 따라서 식 (5)와 같이 제 2형태의 커패시턴스는 제 1종 타원적분을 통해 식 (6)의 모듈러스(modulus)와 함께 얻어진다. 이 때, 제 2 형태의 프린징 필드는 기판 내부에 존재한다고 가정하여 기판의 유전율  $\epsilon_r$ 을 추가하였다.

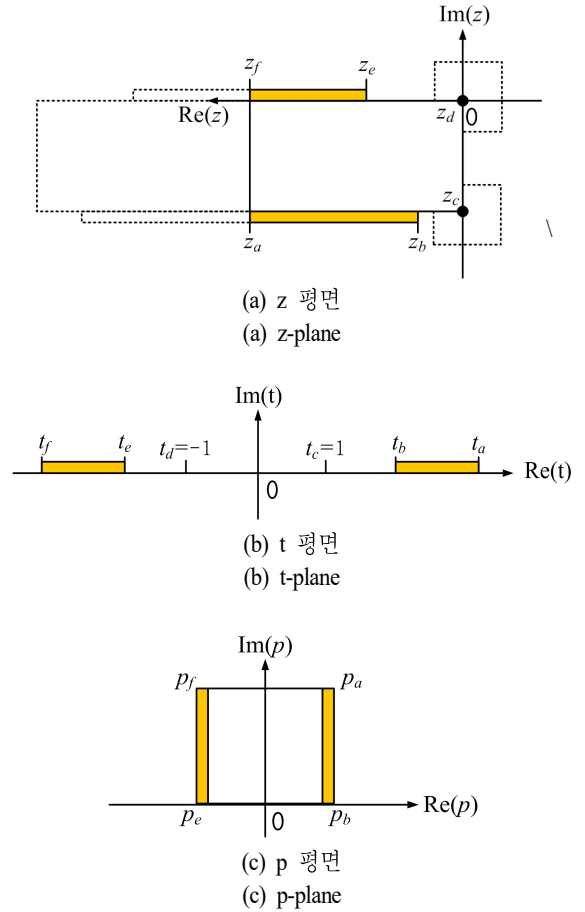


그림 5. 제 2 형태 프린징 전기장의 형상  
 Fig. 5. Configuration of the Type 2 fringing field.

$$z = \frac{h}{\pi} \left\{ t\sqrt{t^2 - 1} - \ln(t + \sqrt{t^2 - 1}) \right\} \quad (4)$$

$$C_2 = \epsilon_r \epsilon_0 \left| \frac{p_a - p_b}{p_b - p_e} \right| = \epsilon_r \epsilon_0 \frac{K(k'_2)}{K(k_2)} \quad (5)$$

$$k_2 = \sqrt{\frac{(t_b-t_e)(t_a-t_f)}{(t_a-t_e)(t_b-t_f)}}, k'_2 = \sqrt{1-k_2^2} \quad (6)$$

각 영역에 대한 커패시턴스를 통해 식 (7)과 같이 전이 구조 단면의 특성 임피던스  $Z_0$ 를 얻을 수 있다. 중심의 평행판에 대한 커패시턴스는  $\epsilon_0 \epsilon_r w/h$ 로 나타낼 수 있으며, 좌우 양쪽에 두 형태의 프린징 전기장이 각각 나타난다. 따라서 좌측과 우측의 프린징 전기장에 대한 커패시턴스

를 각각 사용하였으며, 이때 계산된 커패시턴스를 통해 식 (8)과 같은 유효유전율  $\epsilon_{eff}$ 의 계산식을 얻었다. 이 때, 좌우 대칭 구조로 인해 두 배의 커패시턴스가 사용되었다.

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}} (\epsilon_0 w / h + 2C_1 / \epsilon_r + 2C_2 / \epsilon_r)} \quad (7)$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r w / h + 2C_1 + 2C_2}{w / h + 2C_1 / \epsilon_r + 2C_2 / \epsilon_r} \quad (8)$$

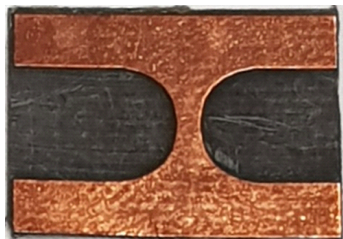
### III. 시뮬레이션 및 측정

제안된 전이구조의 제작된 모습을 그림 6에서 보여주고 있다. 측정을 위해 백투백(Back-to-Back) 구조로서 구현되었으며, Anritsu 사의 Universal Test Fixture (3680K)에 장착하여 네트워크 분석기로서 측정되었다. 제안된 전이구조는 9.08×15×0.29 mm의 크기로 제작되었다.

제안된 전이구조는 마이크로스트립 선로와 평행스트



(a) 앞면  
(a) Top view



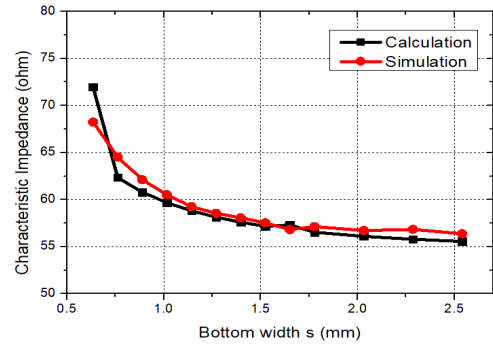
(b) 뒷면  
(b) Bottom view

그림 6. 제안된 전이구조의 제작된 모습

Fig. 6. Fabricated back-to-back structure of the proposed transition.

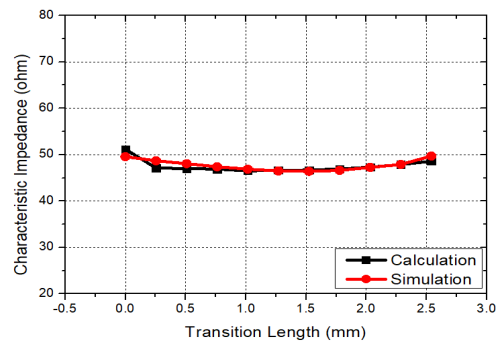
립 선로가 주로 사용되는 50 Ω의 특성 임피던스가 유지되도록 설계하였다. 평행스트립 선로는 동일 임피던스에서 마이크로스트립 선로에 비해 두꺼운 선폭을 가지고 있으므로 그림 6(a)와 같이 신호선이 점차 두꺼워지는 형태로 구현되었다. 이 때, 신호선의 변화는 선형적으로 이루어졌다. 접지면은 그림 6(b)와 같이 평행스트립 선로로 변환되면서 점차 좁아지는 형태를 갖고 있으며, 50 Ω의 임피던스를 유지하도록 각 구간에서의 접지면의 폭을 식 (7), (8)을 통해 계산하였다.

전이구조의 단면 모델을 통해 계산된 특성 임피던스의 검증을 위해 3D EM 시뮬레이션인 CST Microwave Studio를 사용하였으며, 전이구조의 특성 임피던스의 결과를 그림 7



(a) s에 따른 특성 임피던스

(a) Characteristic impedance with varying the bottom ground width s



(b) 전이구조 길이에 따른 특성 임피던스

(b) Characteristic impedance along the transition length

그림 7. 제안된 전이구조의 특성 임피던스( $w_t=0.635$  mm,  $h=0.254$  mm,  $\epsilon_r=2.2$ )

Fig. 7. Characteristic impedance of the proposed transition ( $w_t=0.635$  mm,  $h=0.254$  mm,  $\epsilon_r=2.2$ ).



에서 보여주고 있다. 이때, Mathworks사의 Matlab을 통해 계산 결과를 나타내었다. 그림 7(a)는  $s$  값에 따른 특성 임피던스의 변화를 나타내었다.  $s$  값이 작을수록 제 2 형태의 프린팅 전기장의 상대 유전율에 대한 가정으로 인해 오차가 커지며, 최대 5.2 %의 오차를 나타내었다. 그러나 전체적으로 유효한 값을 얻어내었으며,  $s$  값이 커지면서 1 % 이하의 오차를 나타내었다. 그림 7(b)는 전이구조의 길이에 따른 특성 임피던스이다. 대부분의 구간에서 50  $\Omega$ 의 특성 임피던스가 유지되었으며, 그림 7(a)와 같이 제 2 형태의 프린팅 전기장의 오차로 인해  $s$  값이 작아지면서 최대 4.9 %의 오차를 나타내었다.

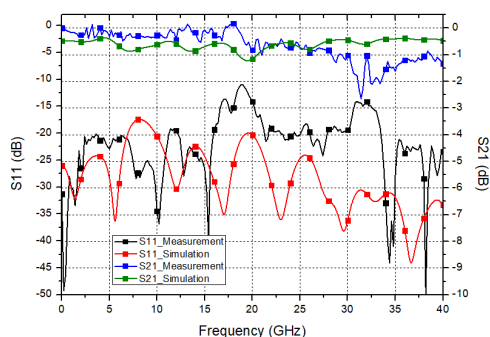


그림 8. 제안된 전이구조의 삽입손실 및 반사손실  
Fig. 8. Return loss and insertion loss of the proposed transition.

표 1 제안된 전이구조와 기존 연구결과와의 비교  
Table. 1 Comparison of proposed transition with reported research.

	Structure	Operating frequency (max. insertion loss)	Analytical model
Proposed transition	Ground plane	DC~40 GHz (1.3 dB per transition)	○
[2]	Radial stub	1.3~9 GHz (1.4 dB per transition)	×
[3]	Ground plane	DC~30 GHz (2.5 dB per transition)	×
[4]	Ground plane	0.4~3.5 GHz (1.5 dB per transition)	×
[5]	Ground plane	1.75~15 GHz (1.5 dB per transition)	×

그림 8에서는 제작된 전이구조의 측정 결과를 나타내었다. 실제 삽입 손실은 백투백 구조로 인해 측정된 값의 절반이므로, DC~40 GHz의 주파수 대역에서 전이구조 당 최대 1.3 dB의 삽입 손실을 확인하였다. 탄젠트 손실로 인해 주파수가 증가할수록 삽입손실이 약간 증가하였다. 또한 제작 오차 및 측정 오차로 인해 시뮬레이션에 비해 감소된 반사손실을 나타내었으나, DC~40 GHz 대역에서 10 dB 이상의 반사손실을 확인하였다. 따라서 제안된 설계 방법은 DC 주파수에 기반한 방식이나 마이크로스트립 선로와 평행스트립 선로의 낮은 주파수 의존성으로 인해 광대역의 특성을 얻을 수 있었다. 또한 표 1을 통해 기존의 연구들과 제안된 전이구조의 성능을 비교하였다.

#### IV. 결 론

본 논문에서는 등각사상법에 기반한 초광대역 마이크로스트립-평행스트립 선로 전이구조를 개발하였다. 전이구조 단면에 대해 등각사상인 Schwarz-Christoffel 변환을 적용하여 선로 커패시턴스 및 특성 임피던스를 계산식을 도출하고, 이를 이용하여 최적으로 임피던스 정합이 되게 하였다. 또한 제작된 전이구조의 측정을 통해 새로운 설계법의 유효성과 초광대역의 우수한 특성을 확인하였으며, 추후 다양한 초광대역 소자로의 확장을 기대할 수 있다.

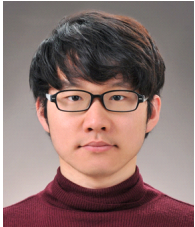
#### References

- [1] W. Mohyuddin, Y. G. Kim, D. S. Woo, H. C. Choi, and K. W. Kim, "A compact wideband ring mixer utilizing a pair of PLANAR transitions for phase inversion," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 56, no. 8 pp. 1919-1922, Aug. 2014.
- [2] X. Y. Zhang, J. X. Chen, and Q. Xue, "Broadband transition between double-sided parallel-strip line and coplanar waveguide," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 17, no. 2, pp. 103-105, Feb. 2007.
- [3] S. G. Kim, K. Chang, "Ultrawide-band transitions and new

- microwave components using double-sided parallel-strip lines," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, no. 9, pp. 2148-2152, Sep. 2004.
- [4] S. A. Hamzah, M. Esa, N. N. N. A. Malik, and M. K. H. Ismail, "Broadband microstrip-to-parallel strip transition balun with reduced size," in *2012 Asia Pacific Microwave Conference Proceedings*, Kaohsiung, 2012, pp. 172-174.
- [5] K. Vinayagamoorthy, J. Coetzee, and D. Jayalath, "Microstrip to parallel strip balun as spiral antenna feed," in *2012 IEEE 75th Vehicular Technology Conference(VTC Spring)*, Yokohama, 2012, pp. 1-5.
- [6] G. Ghione, "A CAD-oriented analytical model for the losses of general asymmetric coplanar lines in hybrid and monolithic MICs," *IEEE Transaction Microwave Theory Technology*, vol. 41, no. 9, pp. 1499-1510, Sep. 1993.
- [7] G. H. Lee, W. Mohyuddin, H. C. Choi, and K. W. Kim, "Asymmetric ultra-wideband microstrip-to-coplanar stripline transition," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 28, no. 5, pp. 386-388, May 2018.
- [8] Y. G. Kim, K. W. Kim, "A new design method for ultrawideband microstrip-to-suspended stripline transitions," *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2013, p. 801950, Nov. 2013.
- [9] W. Mohyuddin, K. W. Kim, and H. C. Choi, "Compact wideband antiparallel diode frequency triplers utilizing planar transitions," *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2015, p. 373179, Jan. 2015.
- [10] Y. G. Kim, Y. J. Kim, and K. W. Kim, "An efficient design for an ultra-wideband microstrip-to-CPS transition applicable to millimeter-wave systems," *The Journal of Korean Institute of Electromagnetic Engineering and Science*, vol. 26, no. 3, pp. 268-275, 2015.

이 관 희 [경북대학교 전자공학부/박사과정]

<https://orcid.org/0000-0002-2700-3186>



2015년 8월: 경북대학교 물리 및 에너지 학부 (이학사)

2015년 9월~2017년 8월: 경북대학교 전자공학과 (공학석사)

2017년 9월~현재: 경북대학교 전자공학과 박사과정

[주 관심분야] 초고주파 회로설계, 마이크로

로파 및 밀리미터파 안테나 설계

김 강 욱 [경북대학교 전자공학부/정교수]

<https://orcid.org/0000-0002-3959-9191>



1985년 2월: 서울대학교 전기공학과 (공학사)

1987년 2월: 서울대학교 전기공학과 (공학석사)

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

1987년~1990년: 한국전기연구소 연구원

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

1998년~1999년: P-Com, Inc., 마이크로파 설계 엔지니어

1999년~2001년: Narda DBS Microwave, RF 설계 엔지니어

2001년~현재: 경북대학교 IT대학 전자공학과 교수

2007년~2016년: 이엠와이즈통신(주) 대표이사

2016년~2017년: 경북대학교 기획처장

2019년~현재: 경북대학교 도서관장

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



최 현 철 [경북대학교 전자공학부/정교수]

<https://orcid.org/0000-0003-3128-6737>



1982년 2월: 경북대학교 전자공학과 (공학사)

1984년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학석사)

1989년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학박사)

1989년 3월~1990년 2월: 대현정밀 (주)

연구소장

1990년~현재: 경북대학교 전자공학과 교수

2016년~2018년: 경북대학교 IT대학 학장

[주 관심분야] 전파 및 역산란 해석, RF/Microwave 회로 및 시스템, EMI/EMC 등