

광대역 동축-마이크로스트립 수직 트랜지션의 전송 손실 저감 설계

Design for Minimizing Transmission Loss of Broadband Right-Angle Coaxial-to-Microstrip Transition

김세윤 · 노진입 · 정지영 · 안병철 · 유영갑

Sei-Yoon Kim · Jin-Eep Roh · Ji-Young Chung · Bierng-Chearl Ahn · Young-Gap You

요 약

본 논문에서는 광대역 동축-마이크로스트립 선로에서 전송 손실을 최소화 하는 수직 트랜지션(transition)의 설계 기법을 제안하였다. 동축-마이크로스트립 선로의 수직 트랜지션은 동축 선로와 인쇄 회로 기판이 수직으로 연결되는 구조로서 인쇄형 안테나 혹은 마이크로스트립 기판을 사용하는 마이크로파 송수신 장치 등에 널리 사용된다. 제안한 설계 방법은 넓은 대역폭을 가지면서 전송 손실을 최소화하는 방법으로, 접지 개구면(ground aperture)의 지름, 프로브(probe)의 지름, 접지 개구면의 오프셋과 스텝(stub) 길이를 설계 변수로 설정하여, 시뮬레이션을 통하여 설계 값을 구하였다. 동축 선로와 마이크로스트립 기판은 일반적으로 널리 사용되는 SMA 커넥터와 PTFE 재질의 두께 0.254, 0.508 및 0.787 mm 기판을 사용하였다. 시뮬레이션 결과로부터 구한 설계 변수 값들을 입증하기 위하여 SMA 동축 커넥터와 0.787 mm 두께의 기판을 사용하여 수직 트랜지션 시험 블록을 제작하였다. 이 트랜지션의 특성을 측정할 결과 0.05~20 GHz 주파수 범위에서 반사 계수가 -22 dB 이하이고, 전송 손실이 0.45 dB 이하인 만족할만한 결과를 얻었다.

Abstract

A design method for minimizing transmission loss of a broadband right-angle transition from a coaxial cable to a microstrip line is presented. The right-angle transition has been widely used where printed circuit applications need to be fed from behind the ground plane using coaxial line. To obtain the minimized transmission loss over the whole operating frequency range of the transition, design parameters such as ground aperture and probe diameters, ground aperture offset, and stub length are optimized using a commercial electromagnetic simulation software. Results are presented for the optimum right-angle transition from an SMA connector to a microstrip line on common reinforced 0.787 mm thick PTFE substrates. Measurements of a fabricated transition show that reflection coefficient is less than -22 dB and insertion loss is less than 0.45 dB over 0.05~20 GHz.

Key words : Right-Angle Coaxial-To-Microstrip Transition, Discontinuity Compensation, Broadband Transition

I. 서 론

마이크로파 또는 밀리미터파 대역에서 동축 선로

와 마이크로스트립 선로의 사용은 전파를 사용하는 거의 모든 장비 혹은 부품에서 찾아 볼 수 있다. 따라서 이들을 상호 연결하는 트랜지션은 필수적이다.

「이 논문은 2006년도 교육인적자원부 지방연구중심대학 육성사업의 지원에 의하여 연구되었음.」
충북대학교 전파공학과(School of Electrical and Computer Engineering, Chungbuk National University)

· 논문 번호 : 20060726-085

· 수정완료일자 : 2006년 10월 23일

동축 선로와 마이크로스트립 선로의 기하학적 연결 구조에 따라 결합 방법이 구분되며, 일반적으로 수직 트랜지션과 수평 트랜지션이 주로 사용된다. 수직 트랜지션은 마이크로스트립 기판과 동축선이 수직으로 결합되는 구조로써, 주로 마이크로스트립 기판의 접지면 방향에서 비아 홀(via-hole)을 통하여 기판의 상부에 위치한 마이크로스트립 선로에 접속되는 구조이다. 수평 트랜지션은 마이크로스트립 선로와 동축 선로가 평행하게 결합되는 방법이다. 동축 선로는 TEM 파이고, 마이크로스트립 선로는 quasi-TEM 파로 전파는 트랜지션 부분에서 신호의 불연속(discontinuity)이 생기고, 이로 인해 반사 손실과 삽입 손실이 발생하게 된다. 따라서 트랜지션에서의 정합(matching)은 시스템 또는 구성품의 특성에 많은 영향을 주므로 매우 중요하다.

동축-마이크로스트립 수평 트랜지션 구조는 주파수 대역을 넓히고 반사 손실 및 삽입 손실을 줄이는 방향으로 많은 연구가 진행되어져 왔다^{[1]-[5]}. 동축-마이크로스트립 선로의 접합부에 대한 대부분의 선행 연구들은 수평 트랜지션 구조를 기본으로 하고 있다. 그러나 인쇄형 안테나 혹은 마이크로스트립 기판을 사용하는 송수신기 등에서는 수직 트랜지션 구조가 수평 트랜지션 구조보다 쉽게 취급될 수 있고, 원하는 위치에 배치할 수 있는 장점을 가지고 있다^{[6]-[18]}. Morgan과 Weinreb는 오프셋 값을 갖는 접지 개구면을 사용하여 불연속 특성을 개선한 수직 트랜지션 구조를 제안하였다^[9]. 그러나 이 연구는 밀리미터파 대역에서의 사용을 목적으로 고주파 특성이 우수한 0.1 mm 두께의 알루미늄 기판과, K 커넥터를 사용하여 구현하였다. 최근 Wartenberg에 의해 다층 기판을 사용한 수직 동축-마이크로스트립 트랜지션에서 반사 손실을 줄이고, 불연속 특성을 개선하는 연구 결과가 제안되었으나, 이 연구 결과는 PCS 및 PCN 대역에 국한되어 있다^[10].

따라서 본 논문에서는 동축-마이크로스트립 수직 트랜지션 구조에서 불연속성을 보상(compensation)하여 삽입 손실과 반사 손실을 최소화 하는 설계 방법을 제시하고 제작 및 측정을 통하여 그 타당성을 입증하였다. 수직 트랜지션의 설계 변수들은 마이크로스트립 접지면에 위치한 접지 개구면의 지름과 오프셋 크기, 마이크로스트립 선로의 종단에 위치한

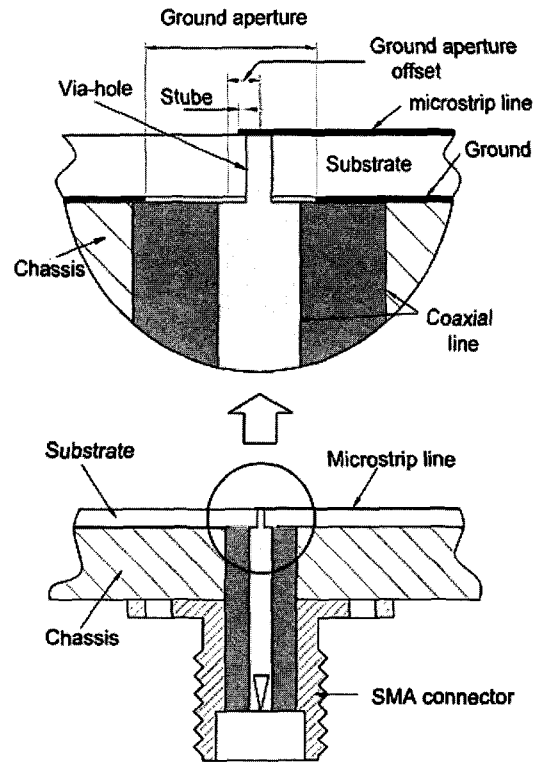


그림 1. 동축 선로-마이크로스트립 수직 접합부의 구조
Fig. 1. Structure of the right-angle coaxial-to-microstrip transition.

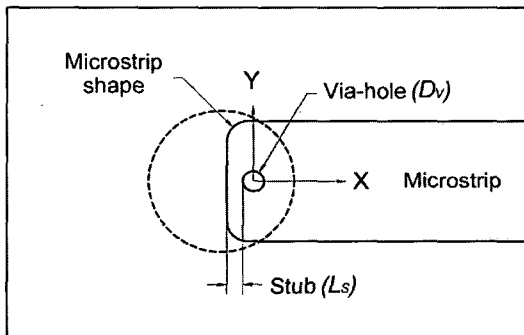
스텝 길이, 그리고 동축 선로의 내부 도체 끝부분에 위치한 프로브의 직경을 설계 변수로 설정하였으며, 상용 전자기 시뮬레이션 소프트웨어를 사용하여 최적 설계 값을 도출하였다. 도출된 설계 값을 검증하기 위하여 마이크로파 대역에서 널리 사용되는 SMA 커넥터와 0.787 mm 두께의 PTFE 기판을 사용하여 시료를 제작, 측정을 통하여 시뮬레이션 결과와 비교 분석하였다.

II. 동축-마이크로스트립 선로의 수직 트랜지션 설계

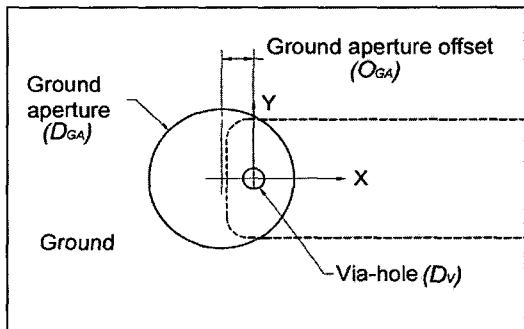
그림 1은 제안된 동축-마이크로스트립 선로의 수직 트랜지션의 구조이다. 인쇄 회로 기판의 접지면은 동축 선로의 외부 도체와 전기적으로 접속되며, 동축 선로 내부 도체 끝에는 프로브가 부착되어 인쇄 회로 기판의 비아 홀에 삽입되는 구조이다. 동축 선로의 프로브는 인쇄 회로 기판 접지면의 접지 개구면과 기

관을 관통하는 비아 홀을 통하여 기판 윗면의 마이크로스트립 선로에 수직으로 접속된다. 그림 2는 인쇄 회로 기판의 평면과 배면에 적용된 설계 변수들을 나타낸 것으로써, 동축 선로의 프로브 직경과 동일한 비아홀 지름 D_V , 접지 개구면 지름 D_{GA} , 접지 개구면 오프셋 O_{GA} 및 스텐브 길이 L_S 를 변수로 하고 있다. 이 설계 변수들은 상용 전자기 시뮬레이션 소프트웨어인 CST사의 MicroWave Studio(MWS™)를 사용하여 트랜지션에서 반사 계수와 삽입 손실이 최소가 되는 값을 구하였다.

그림 3의 (a), (b)는 동축-마이크로스트립 수직 트랜지션에서 전계 분포도를 보여주고 있으며, 그림 3(c)는 트랜지션 부분을 인덕턴스와 커패시턴스로 구성된 등가 회로로 나타낸 것이다. 그림 3(b)에서 접지 개구면 지름(D_{GA})은 일반적으로 동축 선로 외부 도체의 내경 b 와 동일하게 설계한다. 그러나 본 논문

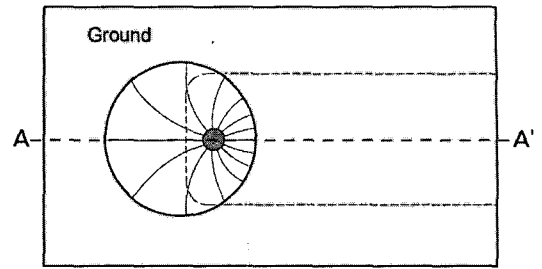


(a) 평면도
(a) Top view

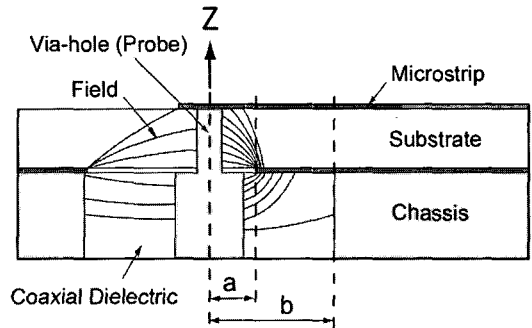


(b) 배면도
(b) Bottom view

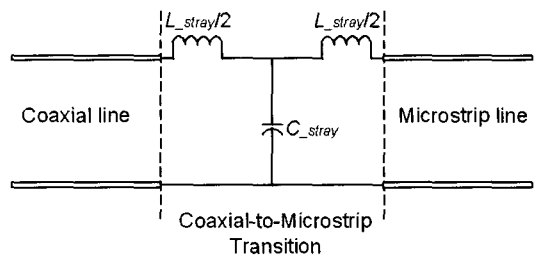
그림 2. 트랜지션의 설계 변수
Fig. 2. The design parameters of transition.



(a) 배면도
(a) Bottom view



(b) 측면도
(b) A-A' cross sectional view



(c) 등가 회로도
(c) Equivalent circuit

그림 3. 트랜지션에서 전계 분포도
Fig. 3. Electric field distributions in the transition region.

에서는 접지 개구면의 지름을 줄이고, 동축선의 중심으로부터 마이크로스트립 선로의 진행 방향과 반대 방향으로 오프셋(O_{GA})을 갖도록 하였다. 이 경우, 동축 선로의 중심선을 기준으로 할 때 마이크로스트립 선로의 불완전한 구간은 그림 3(b)에서 동축선 외부 도체의 반경 b 로부터 반경 a 로 이동하게 되며, 이는 마이크로스트립 선로의 불연속 구간을 줄여서 기생 인덕턴스 L_{stray} 를 감소시키는 결과를 얻을 수 있다. 마이크로스트립 선로의 접지면이 동축 선로의

중심으로 이동하는 과정에서 기생 커패시턴스 C_{stray} 가 증가하여 반경 a 를 줄이는데 한계점이 발생하게 된다. 이 기생 커패시턴스를 동시에 줄이기 위해 동축 선로 프로브 지름(D_V)을 줄이게 되면 반경 a 를 보다 더 동축 선로의 중심 방향으로 이동시킬 수 있게 된다. 이와 같은 과정은 그림 3(c)에서 기생 인덕턴스와 커패시턴스를 균형 있게 줄여주므로 인하여 트랜지션에서의 대역폭 확장을 가능하게 한다. 여기에 추가하여, 마이크로스트립 선로의 종단에 마이크로스트립 선로의 반대 방향으로 스텝(L_S)을 두어 이 길이를 조정하게 되면 보다 좋은 정합 상태를 얻을 수 있다.

SMA 동축 커넥터는 비교적 값이 싸고, 설계 및 제작이 용이한 장점으로 인하여 ~18 GHz 주파수 범위에서 마이크로파 부품이나 인쇄형 안테나 응용 분야에서 널리 사용된다. 트랜지션에서 반사 손실과 삽입 손실을 개선시키기 위해 설정한 설계 변수 D_{GA} , D_V , O_{GA} 및 L_S 의 최적 값은 상용 소프트웨어인 MWS™을 사용하여 도출하였으며, 시뮬레이션에 적용한 50 Ω 마이크로스트립 선로는 0.254, 0.508 및 0.787 mm 두께의 Rogers사 RT5880(유전율: 2.2) 기판을 적용하여 각각 수행하였다. 시뮬레이션에서 동축 선로는 균일한 50 Ω 특성을 갖는 무손실 선로로 가정하였으며, 설계 변수들의 최적 값은 다음의 순서에 의해 각각 구하였다. 먼저, 각 설계 변수들에 대한 변화 가능 범위를 설정하고, 변화 범위 내에서 시뮬레이션을 통하여 비교적 특성이 양호한 개략적인 설계 값을 구한다. 구한 값들을 기준으로 상하로 일정 범위를 설정하고, 각 설계 변수별 모든 조합에 대해 시뮬레이션을 수행한다. 마지막으로 시뮬레이션 결과를 기준으로 하여 사용 주파수 대역 범위에서 트랜지션의 S-파라미터(S_{11} , S_{21} , S_{12} , S_{22}) 특성을 분석, 가장 좋은 조합을 찾아서 그 때의 설계 변수 값들을 최종 설계 값으로 정한다.

시뮬레이션에서 설계 변수 D_{GA} , D_V , O_{GA} 및 L_S 의 가변 범위는 각각 2.4~4.1 mm, 0.3~1.3 mm, -0.7~0.0 mm 및 0.0~0.5 mm로 하였다. 시뮬레이션 결과 설계 변수들 중에서 D_{GA} , D_V 및 O_{GA} 가 비교적 반사 계수에 많은 영향을 주는 것으로 확인되었으며, 0.787 mm 두께의 기판의 경우 D_{GA} , D_V , O_{GA} 및 L_S 의 최적 설계 변수 값들은 각각 2.8 mm, 0.4 mm, -0.4

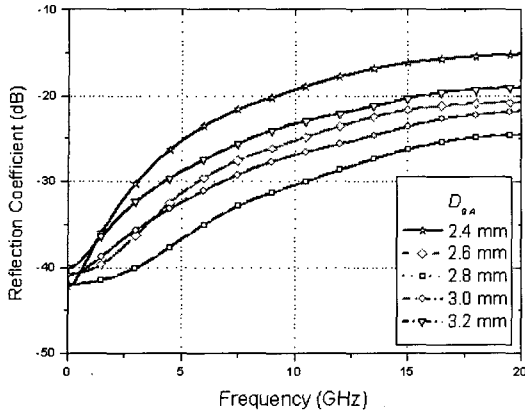
mm 및 0.2 mm로 구해졌다. 그러나 통상적인 SAM 커넥터와 마이크로스트립 선로 트랜지션의 경우 D_{GA} , D_V 및 O_{GA} 값들은 각각 4.1 mm, 1.3 mm 및 0 mm이다. 그림 4는 0.787 mm 기판을 적용하였을 때 설계 변수별 최적 값을 기준으로 상, 하 일정 구간에 대한 반사 계수를 시뮬레이션한 결과를 보여주고 있다. 이때 다른 설계 변수 값들은 앞에서 구한 최적 값들을 적용하였다.

그림 5는 SMA 커넥터와 0.787 mm 두께 기판의 트랜지션에서 시뮬레이션 결과로부터 얻은 설계 값을 적용한 경우와 일반적인(normal) 값을 적용한 경우에 대한 반사 계수 및 전송 계수를 나타낸 것이다. 이 결과로부터 설계된 트랜지션의 경우에는 DC~20 GHz 범위에서 반사 계수가 -24 dB보다 적은 값을 가지나 일반적인 값이 적용된 경우에는 20 GHz 주파수에서 -8 dB보다 큰 반사 계수 값을 갖는 것으로 확인되었다. 또한 설계된 트랜지션의 경우, 전송 계수는 DC~20 GHz 범위에서 -0.5 dB보다 큰 값이나, 일반적인 경우에는 -2.7 dB보다 낮게 나타났다. 그림 5에서 2점 쇄선(dash dot dot)은 동일 재질과 조건으로 Morgan과 Weinreb가 제안한 오프셋 값을 갖는 접지 개구면 O_{GA} 를 적용한 경우에 대한 시뮬레이션 결과이다. 표 1은 50 Ω 동축 선로인 SMA 커넥터를 기판 두께 0.254, 508 및 787 mm의 마이크로스트립 선로와 결합할 때 설계 변수들에 대한 최적 설계 값을 도출하여 나타낸 것이다. 이 결과는 마이크로스트립 기판의 두께가 달라지면 최적 설계 값들도 변하는

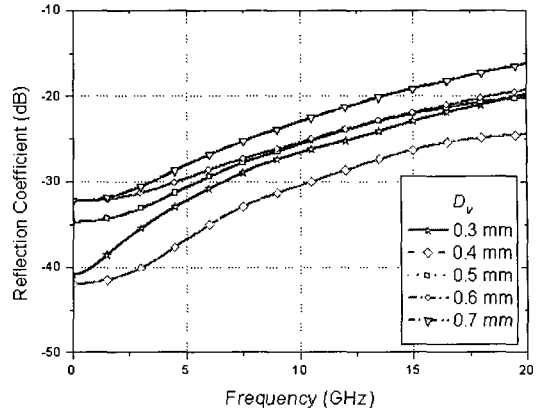
표 1. SMA-마이크로스트립 트랜지션에서 기판 두께 (0.254, 0.508, 0.787 mm)별 최적 설계 변수들의 값

Table 1. Optimum values of SMA-to-microstrip transition parameters on 0.254, 0.508, and 0.787 mm thick substrate.

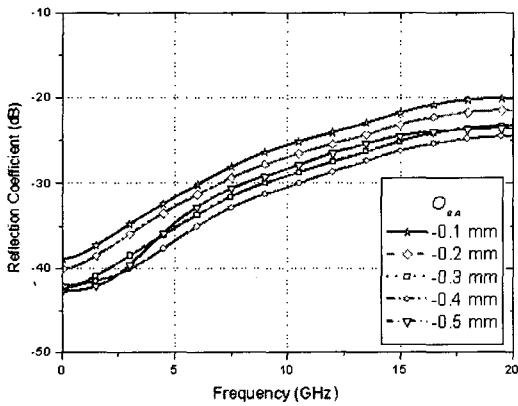
Thickness of substrate (mm)	Via-hole (Probe) diameter (mm)	Stub length (mm)	Ground aperture offset (mm)	Ground aperture diameter (mm)
0.254	0.4	0	-0.2	2.0
0.508	0.4	0.1	-0.3	2.5
0.787	0.4	0.2	-0.4	2.8



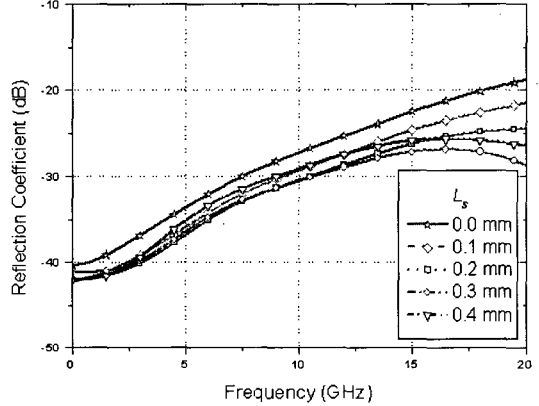
(a) 접지개구면의 지름
(a) Ground aperture diameter



(b) 비아홀 지름
(b) Via-hole diameter



(c) 접지 개구면의 오프셋
(c) Ground aperture offset



(d) 스텝 길이의 변화
(d) Stub length

그림 4. 동축(SMA) 선로와 마이크로스트립 선로(0.787 mm 기판)의 트랜지션에서 설계 변수들에 대한 반사 계수 시뮬레이션 결과

Fig. 4. Simulated reflection coefficients of the transition between coaxial(SMA) line and microstrip line(0.787 mm thick substrate) versus.

것을 알 수 있으며, 그림 4에서 보는 바와 같이 최적 값에서 멀어지게 되면 정합 특성이 나빠져서, 결국 전송 손실의 증가를 초래한다.

III. 제작, 측정 및 고찰

동축-마이크로스트립 수직 트랜지션에 대한 제안된 설계 방법을 검증하기 위하여 시험 블록을 그림 6과 같이 제작하였다. 이 시험 블록은 마이크로스트립 선로의 길이에 따라 2개의 SMA 커넥터 위치를 가변할 수 있도록 4개의 SMA 커넥터 장착 구멍과 마이크로스트립 기판을 고정할 수 있는 구조이며, 마이크

로스트립 선로의 길이는 20, 40, 60 mm로 제작하였다. 제작에 사용된 기판은 Rogers사의 RT5880®, 두께 0.787 mm이며, SMA 커넥터는 동일 제조사의 것으로 동일한 제품을 사용하였다. 제작된 트랜지션의 S-파라미터 S_{11} , S_{21} , S_{12} 및 S_{22} 를 측정하기 위한 측정 장비로 HP8510C Network Analyzer(NA)를 사용하였다.

그림 7은 그림 6의 시험 블록을 이용하여 반사 계수와 전송 계수를 측정한 결과이다. 이 결과에서, 주파수 변화에 따라 반사 계수의 최대점과 최소점이 반복되는 것을 관찰할 수 있는데, 이 현상은 2개의 트랜지션에서 반사된 신호가 마이크로스트립 선로의

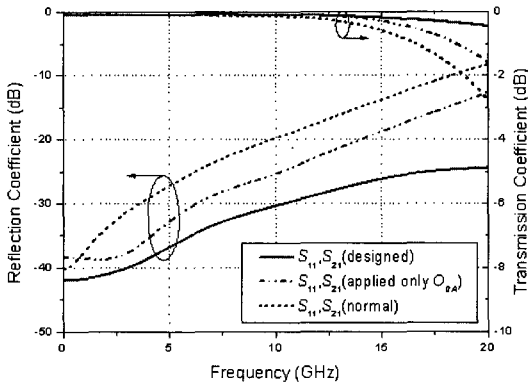


그림 5. 설계된 트랜지션과 \$O_{GA}\$만 적용한 경우 및 일반 트랜지션에서의 반사 계수와 전송 계수의 비교 (0.787 mm 기판 및 SMA 커넥터 사용)
 Fig. 5. Comparison of reflection and transmission coefficients of designed, applied only \$O_{GA}\$ and normal transition (using 0.787 mm thick substrate and SMA connector).

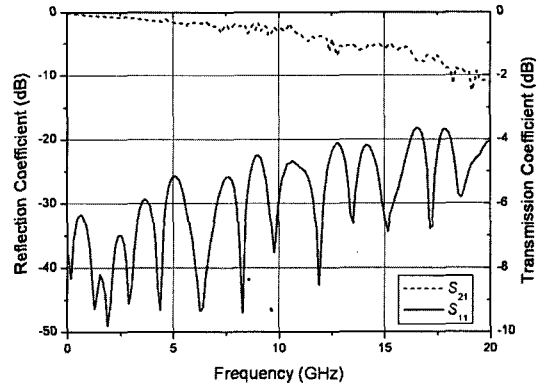


그림 7. 트랜지션 시험 블록을 이용한 반사 계수 및 전송 계수 측정 결과
 Fig. 7. Reflection and transmission coefficients of the back-to-back transition test block.

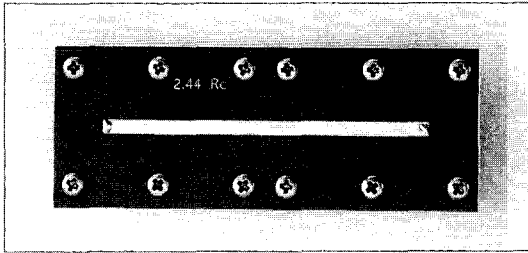
착된 커넥터로부터 반사된 신호가 각 트랜지션에서 반사된 신호와 합쳐질 때 서로의 위상차에 의해서 발생된다.

설계된 시험 블록은 SMA 커넥터와 트랜지션이 결합된 2개의 셀(set)으로 볼 수 있으며, 이 셀들은 동일한 특성을 갖는다고 가정하면, 하나의 셀에 대한 S-파라미터 특성은 그림 7의 시험 결과로부터 네트워크 이론을 이용하여 구할 수 있다^[11]. 수식의 간략화를 위해 직선으로 설계된 마이크로스트립 선로 상에서 발생하는 반사 계수는 0으로 가정하였다. 따라서 시험 블록으로부터 측정된 S-파라미터 \$M_{11}\$ 및 \$M_{21}\$은 다음 식으로 표현될 수 있다.

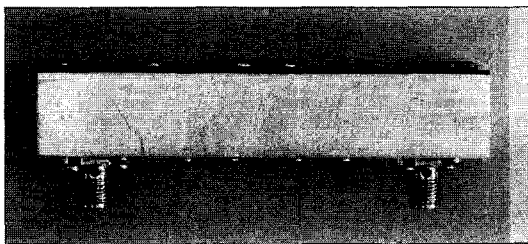
$$M_{11} = S_{e11} + S_{e22} \frac{S_{e21} S_{e12} T_{21}^2}{1 - S_{e22}^2 T_{e21}^2} \quad (1)$$

$$M_{21} = \frac{S_{e21} S_{e12} T_{21}}{1 - S_{e22}^2 T_{e21}^2} \quad (2)$$

여기서 \$S_{eij}\$는 트랜지션 1개 셀의 S-파라미터를 나타내며, \$T_{21}=T_{12}\$는 마이크로스트립 선로의 삽입 손실, \$T_{11}=T_{22}=0\$은 반사 계수로 완전 정합 상태로 간주하고 계산하였다. 2개 셀의 트랜지션에서 산란 행렬이 동일 위상이 되면 그림 7의 시험 결과에서 볼 수 있듯이 반사 계수 \$M_{11}\$이 최대가 되는 점이 된다. 식 (1)과 식 (2)로부터 \$M_{11}\$이 최대가 되는 점에서 \$|S_{e11}|\$과 \$|S_{e21}|\$에 대해 간략화 하여 정리하면



(a) 평면
 (a) Top view



(b) 측면
 (b) Side view

그림 6. 제작된 트랜지션 시험 블록의 사진
 Fig. 6. Photograph of a back-to-back transition test block.

길이에 의해 서로 동위상 혹은 역위상이 되면서 발생된다. 그림 7의 반사 계수 측정 결과 동위상의 주기가 일정치 않게 나타나는데, 이것은 시험 블록에 부

$$|S_{e11}| \approx \frac{|M_{11}|}{1 + |M_{21}| |T_{21}|} \quad (3)$$

$$|S_{e21}| \approx \sqrt{\frac{|M_{21}|}{|T_{21}|}} \quad (4)$$

와 같다. 식 (1)과 식 (2)에서 $S_{e21}=S_{e12}$ 로 가정하였으며, S_{e22} 는 -20 dB 전후의 값이므로 S_{e22}^2 는 0으로 간주하였다. 즉, 식 (3)을 이용하면 M_{11} 이 최대인 점에서 SMA 커넥터 1개와 트랜지션 1개로 구성된 트랜지션 셀에 대한 $|S_{e11}|$ 을 구할 수 있다. M_{11} 이 최대인 점들에서 구한 $|S_{e11}|$ 값들을 이용하여 선형화(fitting)하면 전체 주파수 범위에서의 반사 계수 $|S_{e11}|$ 을 근사화 하여 도출할 수 있다.

동축-마이크로스트립 선로의 트랜지션 부분만의 보다 정확한 특성을 도출하기 위해서는 SMA 커넥터의 특성을 구하여, 앞에서 계산한 $|S_{e11}|$ 에서 뽑아내게 되면 순수한 트랜지션 1개에서의 S-파라미터를 도출할 수가 있다. 제작에 사용된 SMA 커넥터는 제조사에서 제공된 자료에 의하면 18 GHz 이하의 주파수 범위에서 삽입 손실이 0.2 dB이며, 반사 손실이 20 dB 정도로 주어져 있다. 그러나 본 논문에서는 커넥터 효과를 제거하기 위하여 다음의 2가지 방법으로 접근하였다.

첫째 방법은 그림 6의 시험 블록 2개를 준비하여 그림 8과 같이 구성하면 SMA 커넥터 2개에 대한 S-파라미터를 측정할 수가 있다. 측정된 S-파라미터로부터 SMA 커넥터 1개에 대한 S-파라미터는 네트워킹

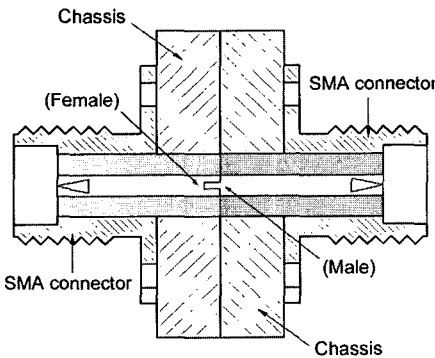


그림 8. SMA 커넥터의 특성 측정을 위한 시험 블록의 구성도
Fig. 8. Schematic of a back-to-back test block used in measuring the characteristics of SMA connectors.

론을 이용하여 구한다. 여기서 2개의 SMA 커넥터는 동일한 특성을 가지고 있다고 가정하였다.

트랜지션 셀은 커넥터 1개와 트랜지션 1개로 연결되어 있으므로 각 소자의 S-파라미터가 각각 직렬(cascade)로 연결되어 있는 것과 같다. 따라서 산란 행렬로부터

$$S_{e11} = E_{11} + \frac{S_{11}E_{21}E_{12}}{1 - E_{22}S_{11}} \approx E_{11} + S_{11}E_{21}E_{12} \quad (5)$$

$$S_{e21} = \frac{S_{21}E_{21}}{1 - E_{22}S_{11}} \approx S_{21}E_{21} \quad (6)$$

로 간략화 할 수 있다. 여기서, E_{ij} 는 SMA 커넥터의 S-파라미터이며, S_{ij} 는 트랜지션 1개에 대한 S-파라미터이다. 여기서 포트 j 를 동축 선로의 프로브 측으로 하고 i 를 마이크로스트립 측으로 정하였다. 식 (5)와 식 (6)에서 E_{22} 와 S_{11} 은 -20 dB 전후의 값으로 $1 - E_{22}S_{11}$ 은 1로 간주할 수 있다. 그리고 $E_{21}E_{12}$ 도 거의 1에 가까운 값이므로 S_{e11} 의 최대값은 다음과 같이 주어질 수 있다.

$$|S_{e11}|_{\max} \approx |E_{11}| + |S_{11}| \quad (7)$$

$$|S_{e21}| \approx |E_{21}| |S_{21}| \quad (8)$$

따라서 식 (7)과 식 (8)로부터 트랜지션 1개에 대한 $|S_{11}|$ 과 $|S_{21}|$ 을 도출할 수가 있다.

둘째 방법은, HP 8510C NA에서 제공하는 Time-

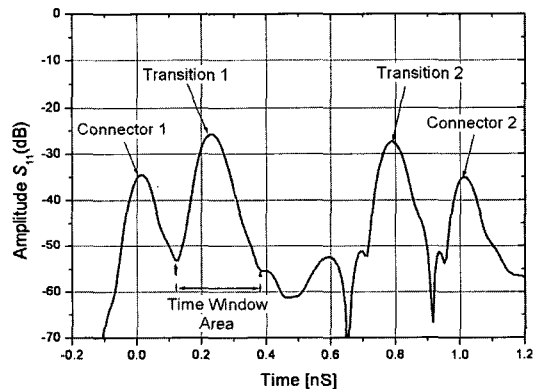


그림 9. 제작된 트랜지션의 시간 평면에서 측정된 반사 신호 특성
Fig. 9. Measured time-domain reflected signal of the back-to-back transition test block.

domain window 기능을 이용하는 것이다. 그림 9는 시험 블록(그림 6)을 NA를 이용하여 시간축에서 신호의 반사 특성을 측정된 결과이다. 이 측정에서 주파수 범위는 0.05~25 GHz로 설정하였으며, NA에서 제공하는 Time-domain band-pass 임펄스 응답 기능을 사용하였다. 그림 9의 결과에서 트랜지션 1 신호에만 윈도우를 씌워서 주파수 평면으로 FFT 변환(NA에서 제공)하면 원하는 트랜지션 1개에 대한 특성을 주파수 평면에서 확인할 수 있다. 이 기능을 이용하면 빠르고 편리하게 측정이 되는 반면 동축 선로와 마이크로스트립 선로의 길이가 비교적 길어야 시간축에서 신호가 서로 분리되어 정확한 측정이 가능하다. 이러한 이유로 특성 측정을 위한 시험 블록 제작에서는 블록의 두께를 15 mm로 두껍게 하여 동축 선로를 길게 하였고, 트랜지션 사이의 간격도 충분히 이격(60 mm)하였다.

그림 10은 앞에서 제안한 방법에 의해 SMA 커넥터의 영향을 배제하고, 측정 결과를 토대로 하여 동축-마이크로스트립 수직 트랜지션의 반사 계수 ($S_{11,cor(SM)}$, $S_{11,cor(TWF)}$)와 전송 계수($S_{21,cor}$)를 구한 것이며, S_{11sim} 은 시험 블록을 적용한 시뮬레이션 결과이다. 그림 10의 $S_{11,cor(SM)}$ 은 첫 번째 방법인 SMA 커넥터의 S-파라미터를 측정하고, 네트워크 이론을 이용하여 보정한 결과이며, $S_{11,cor(TWF)}$ 는 두 번째 방법

인 측정 장비(NA)에서 제공하는 Time-domain window 기능을 이용하여 측정된 결과이다. 여기서 $S_{11,cor(SM)}$ 과 $S_{11,cor(TWF)}$ 를 비교해 보면 2가지 보정 방법이 비교적 잘 일치하고 있음을 볼 수 있다. 이 그림에서 전송 계수 $S_{21,cor}$ 의 보정은 첫 번째 방법인 산란 행렬을 이용하는 방법으로 보정을 수행하였으며, $S_{21,sim}$ 은 재료 손실을 고려한 전송 계수의 시뮬레이션 결과이다. 전송 계수 $S_{21,cor}$ 의 보정에서 1개의 트랜지션에서 발생하는 손실을 보다 정확하게 도출하기 위해서는 마이크로스트립 선로의 손실 측정값이 필요하다. 이를 위하여 마이크로스트립 선로를 20, 40, 60 mm로 각각 5개씩 제작하고 동일한 커넥터와 시험 블록을 사용하여 측정, 그 결과를 평균하여 단위 길이에 대한 손실 값을 도출하였다. 그 결과 제작된 마이크로스트립 선로의 평균 손실은 20 GHz에서 0.11 dB/cm로 측정되었다. 측정 결과와 시뮬레이션 결과의 편차를 알아보기 위하여 관심 주파수 영역인 0.05~20 GHz의 주파수 범위에 대하여 평균 편차를 구해본 결과 반사 계수 $S_{11,cor(SM)}$ 과 S_{11sim} 과의 평균 편차는 -3.37 dB로 계산되었으며, 측정 결과에 기초로 한 2가지 보정 방법에 의한 평균 편차는 0.68 dB로 거의 일치하였다. 여기서 반사 계수의 평균 편차 -3.37 dB가 비교적 크게 보이나 이 값이 -23 dB 이하에서의 편차이므로 실제 제작 오차 등을 감안하면 큰 값으로 볼 수 없다.

측정 결과를 종합해 보면 0.05~20 GHz의 주파수 범위에서 반사 계수는 -22 dB보다 낮으며, 전송 계수는 -0.45 dB보다 큰 값으로 넓은 대역에 걸쳐 양호한 특성을 보였다. 동축-마이크로스트립 수직 트랜지션의 경우 협대역에 대한 특성 개선은 비교적 쉬우나 광대역에 걸쳐 낮은 반사 계수를 갖도록 설계하는 것은 어려움이 있다. 일반적으로 수직 트랜지션의 경우, 20 GHz를 기준으로 볼 때 반사 계수의 값은 -10~-15 dB 수준이다. 따라서 본 연구 결과에서 제시한 설계 변수 D_{GA} , D_V , O_{GA} 및 L_S 의 적용을 통한 동축-마이크로스트립 수직 트랜지션 연구 결과는 상당히 진보된 것이다. 특히, 설계 변수들의 대부분이 인쇄 회로 기판의 패턴으로 형성이 가능하고, 단지 비아 홀(D_V)의 지름과 동일한 프로브를 갖는 SMA 커넥터를 사용하면 된다. 최근 커넥터 제조사로부터 SMA 커넥터의 프로브 부분이 다양하게 제

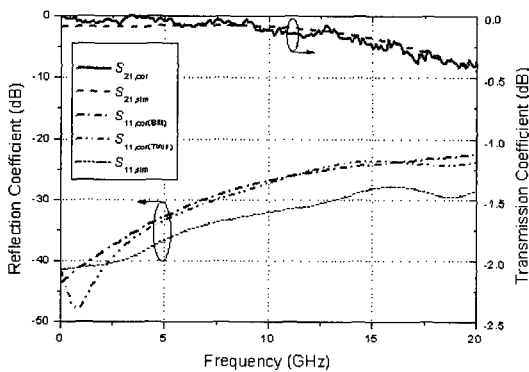


그림 10. SMA 커넥터와 마이크로스트립 선로의 영향을 보정한 순수 트랜지션의 반사 계수 및 전송 계수

Fig. 10. Reflection and transmission coefficients of the optimized SMA transition corrected for the effect of the SMA connector and the microstrip line loss.

작되고 있으며, 대량 생산을 감안하면 실용화에도 무리가 없을 것으로 판단된다.

IV. 결 론

동축-마이크로스트립 수직 트랜지션에서 넓은 대역폭(~20 GHz)을 가지면서 전송 손실을 최소화하는 새로운 설계 방법을 제안하였다. 설계 변수인 접지 개구면의 지름과 오프셋 크기, 프로브 지름 및 마이크로스트립 선로상의 스텝 길이를 상업용 전자기 시뮬레이션 소프트웨어를 이용하여 주파수 DC~20 GHz 범위에서 반사 계수를 최소화하고 전송 계수를 최대화하는 설계 변수 값들을 구하였다. 시뮬레이션에 적용한 마이크로스트립 기판과 동축 선로는 일반적으로 널리 사용되는 0.254, 0.508 및 0.787 mm 두께의 기판과 SMA 커넥터를 적용하였다. 설계 결과를 입증하기 위하여 SMA 커넥터와 0.787 mm 두께의 기판을 사용하여 시험 블록을 제작하였다. 측정을 통하여 순수한 트랜지션만의 S-파라미터를 추출하기 위하여, 측정 결과에 포함된 SMA 커넥터 효과를 제거하기 위한 2가지 방법을 제안하였다. 즉, 산란 행렬을 이용한 방법과 측정 장비(NA)에서 제공하는 시간 평면에서의 임펄스 응답 특성을 이용한 방법을 적용하였으며, SMA 커넥터 영향을 제거한 후, 보정된 트랜지션의 반사 계수는 0.05~20 GHz의 주파수 범위에서 -22 dB보다 적고, 전송 계수는 -0.45 dB보다 큰 값으로서 매우 만족할만한 특성을 보였다. 본 연구에서 제안된 설계 방법은 상업용으로 많이 사용되고 있는 인쇄형 안테나 혹은 마이크로스트립 선로를 응용한 마이크로 송수신기 등에서 동축 선로와 회로 기판이 수직으로 결합되는 트랜지션 설계에 매우 유용하게 사용될 수 있을 것이다.

참 고 문 헌

- [1] E. H. England, "A coaxial to microstrip transition", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 24, no. 1, pp. 47-48, Jan. 1976.
- [2] R. L. Eisenhart, "A better microstrip connector", *IEEE MTT-S Int. Microwave Symposium Digest*, vol. 78, no. 1, pp. 318-320, Jun. 1978.
- [3] R. Neidert, "Waveguide-to-coax-to-microstrip transitions for millimeter-wave monolithic circuits", *Microwave Journal*, vol. 26, pp. 93-101, Jun. 1983.
- [4] J. Chenkin, "DC to 40 GHz coaxial-to-microstrip transition for 100 μ m thick GaAs substrates", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 37, no. 7, pp. 1147-1150, Jul. 1989.
- [5] Hongwei Liang, Joy Laskar, Heidi Barnes, and Don Estreich, "Design and optimization for coaxial-to-microstrip transition on multilayer substrates", *IEEE MTT-S Int. Microwave Symposium Digest*, vol. 3, pp. 1915-1918, May 2001.
- [6] Wen-Hsiu Hsu, Gwo-Yun Lee, and Kin-Lu Wong, "A wideband capacitively fed circular-E patch antenna", *Microwave Opt. Technol. Lett.* 27, no. 2, pp. 134-135, Oct. 2000.
- [7] Byungje Lee, Gi-Cho Kang, and Sung-Hyun Yang, "Broadband high-efficiency microstrip antenna array with corporate-series-feed", *Microwave Opt. Technol. Lett.* 43, no. 3 pp. 181-183, Nov. 2004.
- [8] G. Yang, M. Ali, and R. Dougal, "A wideband circular polarized microstrip patch antenna for 5-6 GHz wireless LAN applications", *Microwave Opt. Technol. Lett.* 45, no. 4, pp. 279-285, May 2005.
- [9] Matthew Morgan, Sander Weinreb, "A millimeter-wave perpendicular Coax-to-microstrip transition", *IEEE MTT-S Int. Microwave Symposium Digest*, vol. 2, pp. 817-820, Jun. 2002.
- [10] Scott A. Wartenberg, "A coaxial-to-microstrip transition for multilayer substrates", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 52, no. 2, pp. 584-588, Feb. 2004.
- [11] David M. Pozar, *Microwave Engineering*, John Willy & Sons, Inc., pp. 160-167, 196-205, 1998.

김 세 윤



2005년 2월: 충북대학교 전기전자공학과 (공학사)
2005년 3월~현재: 충북대학교 전자공학과 석사과정
[주 관심분야] 안테나, 초고주파 도파관

안 병 철



1981년 2월: 서울대학교 전기공학과 (공학사)
1983년 2월: 한국과학기술원 전기전자공학과 (공학석사)
1992년 12월: University of Mississippi 전기전자공학과 (공학박사)
1983년~1986년: (주)금성정밀 주임

연구원

1992년~1994년: 국방과학연구소 선임연구원
1995년~현재: 충북대학교 전자공학과 교수
[주 관심분야] 전자파 응용, 안테나

노 진 입



1984년 2월: 울산대학교 전기전자공학과 (공학사)
1993년 2월: 충남대학교 전자공학과 (공학석사)
2003년 3월~현재: 충북대학교 전자공학과 박사과정
1984년 3월~현재: 국방과학연구소

책임연구원

[주 관심분야] 마이크로파 소자, 안테나

유 영 갑

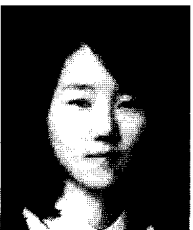


1975년 8월: 서강대학교 전자공학과 (공학사)
1981년 8월: 미국 미시간대 전기전산학과 (공학석사)
1986년 4월: 미국 미시간대 전기전산학과 (공학박사)
1975년~1979년: 국방과학연구소 연

구원

1988년~현재: 충북대학교 정보통신공학과 교수
1993년~1994년: 아리조나 대학교 객원교수
1993년~1994년: 대한전자공학회 충북지부장
1997년~현재: 대한전자공학회 CAD 및 VLSI위원장
1998년~현재: APCHDL General chairman
[주 관심분야] VLSI 설계 및 테스트, 고속 인쇄회로 설계, Cryptography(암호 연구)

정 지 영



2006년 2월: 충북대학교 전기전자공학과 (공학사)
2006년 3월~현재: 충북대학교 전자공학과 석사과정
[주 관심분야] 안테나, RF 부품