

짧은 천이길이를 갖는 Ku-대역 감소단축도파관 대 마이크로스트립 모드 변환기

A Ku-Band Reduced Height Waveguide to Microstrip Mode Converter with a Short Transition Length

오 현 석 · 염 경 환

Hyun-Seok Oh · Kyung-Whan Yeom

요 약

본 논문에서는 짧은 천이길이를 갖는 감소단축도파관(reduced-height waveguide) 대 마이크로스트립 모드 변환기(mode converter)를 설계하였다. 모드 변환기는 E-평면 프로브를 이용한 모드 변환기와 변형된 임피던스 변환기로 구성되어진다. E-평면 프로브를 이용한 모드 변환기는 50 ohm 릿지(ridge) 도파관의 릿지 상단에 단락된 프로브를 이용하여 설계하였다. 이 모드 변환기에 이용된 50 ohm 릿지 도파관과 감소단축도파관을 연결하기 위해 변형된 임피던스 변환기를 설계하였다. 이와 같이 구성된 전체 모드 변환기의 대역을 넓히기 위해, 두 구조의 결합도를 조정하였다. 지손실 및 Ku-대역 전체에서 동작하도록 구조를 최적화한 후 모드 변환기를 제작하였다. 제작된 2개의 모드 변환기를 직접 연결(thru)한 S-파라미터와 모드 변환기 사이에 라인(line) 도파관을 삽입한 후 S-파라미터를 측정하였다. 측정된 2개의 S-파라미터를 이용하여 단일 모드 변환기의 성능을 추출하였다. 이렇게 추출된 모드 변환기의 성능은 커넥터 손실을 포함하고 있어, 커넥터 손실을 측정하여 보상하였다. 모드 변환기는 직각구조로 7.2 mm의 천이길이를 가지며, 중심 주파수에서 0.12 dB 삽입 손실과 Ku 전대역에서 10 dB 이상의 반사 손실을 갖는 우수한 특성을 보였다.

Abstract

In this paper, we designed a reduced height waveguide(WG) to microstrip mode converter with a short transition length. The mode converter is composed of a mode converter using E-plane probe and a modified impedance transformer. The mode converter was designed using a probe shorted to top of a 50 ohm ridge WG. The modified impedance transformer was designed to connect the mode converter to the reduced height WG. For wide bandwidth operation, the coupling of the two parts was tuned. The structure of the mode converter was optimized for low loss and wide bandwidth, and the optimized mode converter was fabricated. The performance of the mode converter was extracted using the thru and line S-parameters for back-to-back connections, and the connector loss was calibrated. The mode converter has a right angle structure and short transition length, 7.2 mm. The mode converter shows excellent performances; the insertion loss of 0.12 dB at 15 GHz, and the return loss above 10 dB for the full Ku-band.

Key words : Mode Converter, Waveguide, Microstrip, Ridge Waveguide, Ku-Band

I. 서 론

도파관 배열 안테나에 도파관의 높이를 줄인 감소단축도파관을 사용하면, 배열 안테나의 용적과 크

「본 연구는 한국과학기술연구원 전파탐지특화연구센터를 통한 국방과학연구소의 연구비 지원으로 수행되었습니다.」

충남대학교 전파공학부(Department of Radio Science and Engineering, Chungnam National University)

· 논문 번호 : 20081128-03S

· 수정완료일자 : 2008년 11월 17일

기를 획기적으로 줄일 수 있다. 이러한 배열 안테나로 수신된 신호의 신호 처리를 위한 초고주파 집적회로(MIC: Microwave Integrated Circuit) 모듈은 보통 마이크로스트립을 이용하여 구성되며, 이러한 MIC 모듈과 안테나를 연결하기 위해 감소단축도파관대 마이크로스트립 모드 변환기가 필요하게 된다. 이러한 모드 변환기는 임피던스 정합과 전자계 형상의 정합이 필요하게 된다. 본 논문은 직각구조의 감소단축도파관 입력을 가지는 초고주파 집적회로 모듈에 필요한 모드 변환기에 관한 것으로, 이 경우 초고주파 집적회로 모듈의 두께는 모드 변환기의 천이길이에 의해 결정된다. 따라서 짧은 천이길이를 갖는 모드 변환기는 초고주파 집적회로 모듈의 두께를 줄여서 안테나의 탐색각을 크게 한다. 또한, 모드 변환기는 수신기의 감도가 떨어지지 않도록 저손실을 가져야 한다.

일반 도파관 대 마이크로스트립을 연결하는 모드 변환기의 연구 사례는 E-평면 프로브(probe) 구조^{[1]~[3]}, 릿지 계단(step)이나 릿지 테이퍼(taper) 구조^{[4]~[6]}, 접지 신호 도체 패턴의 점진적 변화를 통한 역대칭(antipodal) 핀-라인 구조^{[7],[8]} 등 다양하다. 릿지 계단 테이퍼형이나 핀-라인 구조는 천이길이가 길고, 수평의 모드 변환이 이루어진다. 이에 반해 E-평면 프로브는 짧은 천이길이와 수직의 모드 변환으로 본 논문의 응용에 적합한 구조를 가진다.

반면, 감소단축도파관 모드 변환기의 연구 사례는 상당히 제한적이다. Shebalkova^[9]와 공동연구자들은 동축 프로브를 사용하였는데, 매우 좁은 대역폭에서 모드 변환이 가능하였으며, Kim과 공동연구자^[10]들은 원추(cone) 모양의 변환기를 사용하여, 이것의 대역폭을 확장했다. 그러나 여전히 대역폭과 손실에 있어서 개선의 여지를 보인다. Alhorn 및 공동연구자들은 E-평면 T-형 프로브를 사용하였다. 그러나 뒷면 단락(back-short)을 가변시켜야 하는 불편함과 좁은 대역 특성을 가진다^[11].

본 논문에서는 단락된 E-평면 프로브와 50 ohm 릿지 도파관을 이용하여 기본적인 모드 변환기를 구성하였다. 릿지 도파관은 마이크로스트립과 유사한 전계 형태를 가지며, 프로브 형상에 따른 민감도를 줄이기 위해 프로브의 끝단을 단락한 E-평면 프로브를 구성하였다. 이 모드 변환기에 이용된 50 ohm 릿

지 도파관과 감소단축도파관을 연결하기 위해 변형된 임피던스 변환기를 설계하였다. 임피던스 변환기는 짧은 천이길이를 갖고 대역이 감소하지 않도록 계단형 릿지를 이용한 변형된 2단 릿지 도파관 임피던스 변환기를 사용하여 설계하였다. 이와 같이 구성된 전체 모드 변환기의 대역을 넓히기 위해, Ansoft사의 HFSS를 사용하여 두 구조의 결합도를 최적화한 뒤 제작하였다.

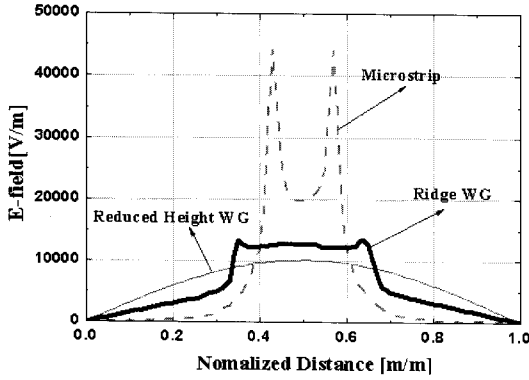
II. 모드 변환기 설계

2-1 릿지 도파관 대 마이크로스트립 E-평면 프로브 구성

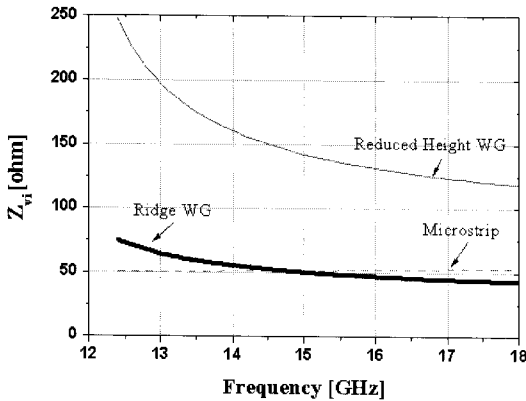
릿지 도파관, 마이크로스트립, 감소단축도파관에서의 횡단면 전계 크기의 분포를 그림 1(a)에 나타냈다. 감소단축도파관은 일반적 도파관의 TE₁₀의 횡단면 전계 형태와 동일한 정현파의 형태를 갖지만, 마이크로스트립은 신호 도체의 양 끝단에 전계가 집중되어 형태이다. 그림 1(a)에서 릿지 도파관은 마이크로스트립과 유사한 전계 분포를 갖는 것을 알 수 있다. 따라서, 릿지 도파관을 사용할 경우 효율적인 모드 변환을 기대할 수 있다. 또한, 효율적인 모드 변환을 위해서 릿지 도파관의 특성 임피던스가 50 ohm일 필요가 있다. 그림 1(b)에는 주파수에 대한 감소단축도파관과 릿지 도파관의 특성 임피던스를 보였다. 주목할 것은 단순 감소단축도파관의 경우 15 GHz에서 150 ohm을 가지는 반면에 마이크로스트립은 50 ohm으로 임피던스 비가 크게 된다.

이러한 유사성이 없는 전계와 큰 임피던스 차에 의해 일반적 1단으로 구성된 E-평면 프로브 형태의 모드 변환기는 동작 주파수 대역이 좁게 된다^[6]. 반면 그림 1의 (a), (b)에서 릿지 도파관은 마이크로스트립과 유사한 전계^[12]와 특성 임피던스가 50 ohm을 가지도록 설정할 수 있음을 알 수 있다. 결론적으로 릿지 도파관을 이용한 구성은 마이크로스트립과의 정합을 보다 용이하게 한다.

그림 2는 본 논문에서 사용한 모드 변환기 구조를 보였다. 그림 2에서 프로브에서 전계를 최대로 하기 위해 1/4 파장 거리에서 릿지 도파관의 뒷면을 단락하였다. 이 지점에서 프로브에 뒷면 도체를 제거하고, 직사각형의 마이크로스트립 도체 패턴 끝을 릿



(a)



(b)

그림 1. 감소단속도파관, 마이크로스트립, 릿지 도파관의 (a) 횡단 전기 분포, (b) 특성 임피던스

Fig. 1. (a) Transverse E-field distribution and (b) Characteristics impedances of reduced height WG, microstrip and ridge WG.

지 상단에 단락시켰다. 그림 2에서 프로브의 임피던스(Z)는 시뮬레이션을 통해 마이크로스트립부에서 반사 계수를 측정^[13]하여 계산할 수 있다. 이를 통해 시뮬레이션된 프로브 임피던스는 그림 3과 같다. 이것은 프로브 높이에 따라 변하게 되는데, 원하는 주파수에서 저항부가 50 ohm을 갖도록 하여 높이를 결정하였다. 결정된 높이에 의해 선택한 프로브의 주파수에 따른 임피던스는 그림 3에 점선(probe without matching)으로 나타내었다.

이 경우, 중심 주파수 15 GHz에서 0이 아닌 작은 값의 리액턴스를 가지고 있어, 순수한 50 ohm 구현을 위하여, 길이가 짧고 높은 임피던스를 갖는 전송

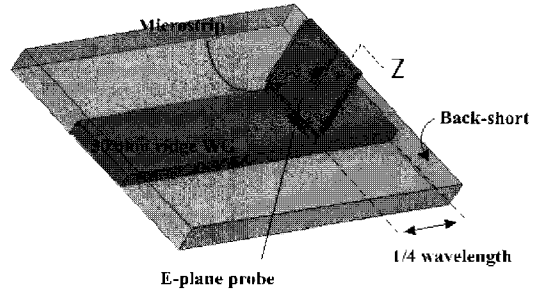


그림 2. 50 ohm 릿지 도파관과 단락형 E-평면 프로브를 이용한 모드 변환기

Fig. 2. Mode converter consists of short-ended E-plane probe and 50 ohm ridge WG.

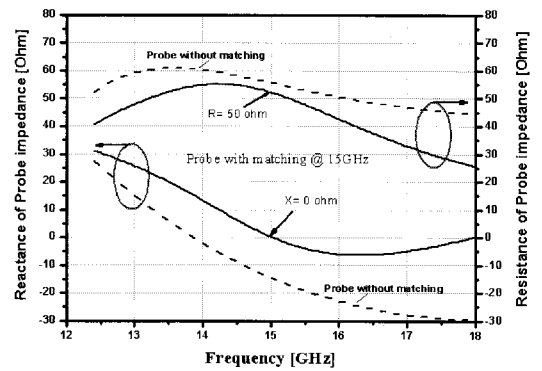


그림 3. 설정된 프로브 높이에서 주파수에 따른 프로브 임피던스

Fig. 3. Frequency dependance of the probe impedance with the designed height.

선으로 인덕터(inductor)를 구성하여 프로브의 리액턴스를 제거하였다. 그림 3에 인덕터가 포함되었을 때의 프로브 임피던스를 실선으로 나타내었다. 이때 시뮬레이션을 통해 얻어진 전달 특성을 그림 4에 나타내었다. 그림 4에서 Ku-대역 끝단에서는 다소 손실이 크게 나타나고, 반사 손실이 10 dB를 상회하는 것을 알 수 있다.

2-2 짧은 천이길이를 갖는 임피던스 변환기

이와 같이 설계된 모드 변환기를 감소단속도파관과 연결하기 위한 임피던스 변환기가 필요하다. 이때 천이길이는 임피던스 변환기의 길이에 의해 결정된다. 이때 사용되는 도파관의 특성은 임피던스와 위상상수(β), 전기각(θ), 물리적 길이(l)로 정의되어

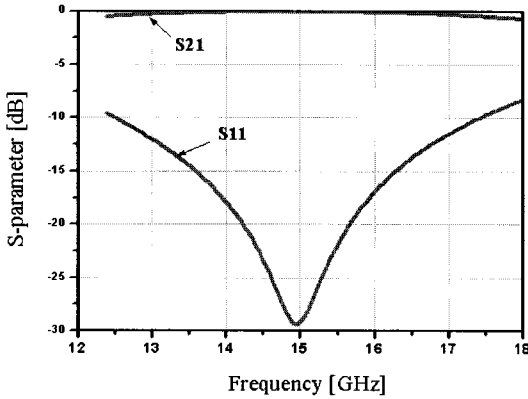


그림 4. 50 ohm 릿지 대 마이크로스트립 모드 변환기의 삽입 손실 및 반사 손실

Fig. 4. Insertion and return losses of the 50 ohm ridge to microstrip mode converter.

진다. 도파관의 전기각이 동일할 때 위상상수를 늘리면, 전송선의 물리적 길이를 줄일 수 있다. 이를 위해 도파관의 장축을 감소시키고, 도파관 내부에 릿지를 설정한다. 동일 주파수 대역에서 단순한 감소단축도파관의 장축의 감소는 차단 주파수를 높여 사용 대역에서 실효적일 수 없다. 따라서 이를 개선하기 위해 장축이 감소된 도파관 내부에 릿지를 구성하여 위상상수를 크게 한다. 릿지 도파관은 그림 5에서 보는 바와 같이 그림 5(a)의 릿지의 폭과 높이에 따라, 그림 5(b)에 보인 도파관의 특성 파라미터인 차단파장과 그림 5(c)에 보인 임피던스를 조절할 수 있다.

그림 5(b)에는 릿지 도파관 차단파장 λ_c 대 감소 단축도파관의 차단파장 a 의 비를 릿지 형상 값에 따라 그린 것이다. 여기서 모든 릿지 도파관의 차단파장은 감소단축도파관의 차단파장보다 큰 것을 알 수 있다.

여기서 관내파장 λ_g 는 차단파장 λ_c 과

$$\left(\frac{2\pi}{\lambda_g}\right)^2 = \left(\frac{2\pi}{\lambda_o}\right)^2 - \left(\frac{2\pi}{\lambda_c}\right)^2 \quad (1)$$

와 같은 관계를 가진다. 따라서, 릿지 도파관 차단파장의 증가는 관내파장을 줄이게 된다. 결과적으로 1/4 파장 릿지 도파관이 같은 전기각의 감소단축도파관에 비해 길이 단축 효과가 있음을 알 수 있다. 반면 이를 이용한 임피던스 변환기의 대역은 줄어들

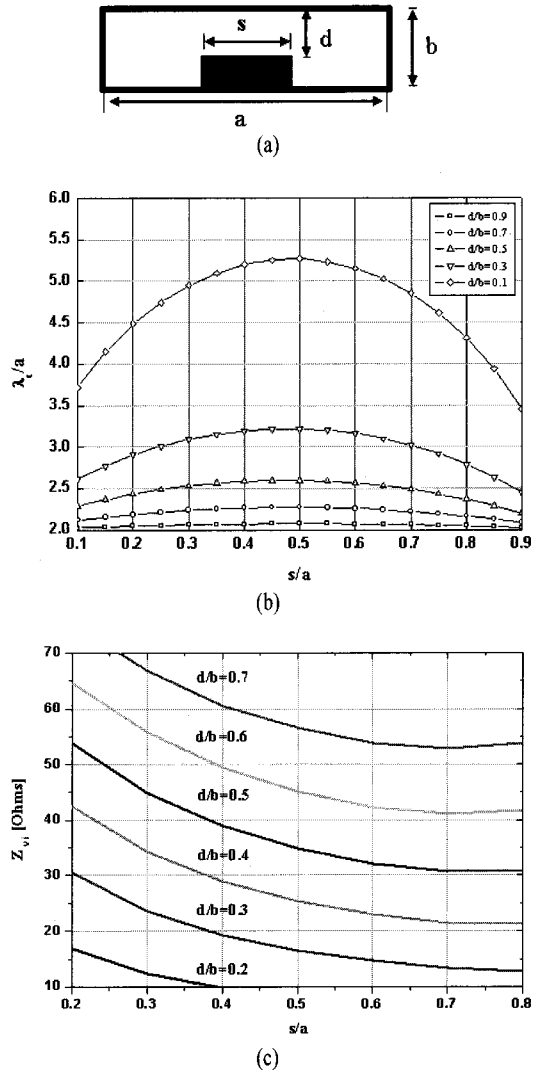


그림 5. (a) 릿지 도파관의 파라미터 정의, (b) 릿지 도파관의 차단파장대 감소단축도파관의 차단파장과의 비, (c) 특성 임피던스(Z_{vi})^{[14],[15]}

Fig. 5. (a) Geometrical parameters, (b) Cutoff wavelength normalized by that of reduced height WG, and (c) Characteristic impedance(Z_{vi}) of ridge waveguide^{[14],[15]}.

게 된다. 따라서 단일 릿지 도파관을 사용한 1/4 파장 임피던스 변환기의 대역을 넓힐 필요가 있다. 그림 5(c)에서 릿지 도파관은 릿지의 높이-장축비와 폭-단축비로 임피던스를 변환할 수 있다. 이를 이용하면 그림 6과 같은 단순 릿지를 대체하는 복합 릿지 구조 구현을 통해 다중 계단 효과에 의한 대역 개선^{[8],[16]~[18]}을 얻을 수 있다.

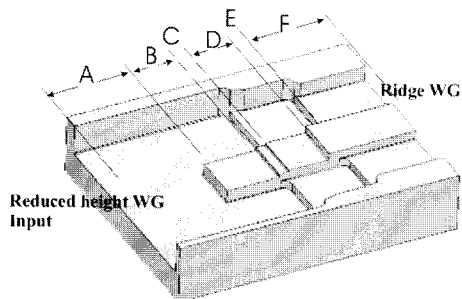


그림 6. 계단형 릿지를 가지는 변형된 임피던스 변환기

Fig. 6. Modified impedance transformer with stepped ridge.

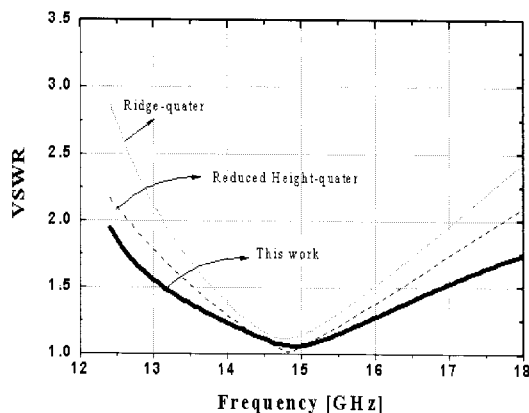


그림 7. 본 논문의 변환기와 통상적인 임피던스 변환기의 전압 정재파비 비교

Fig. 7. Comparison of VSWRs of this work with conventional transformers.

그림 6은 본 논문에 적용한 2단의 복합 계단형 릿지 임피던스 변환기를 보였다. 감소단축도파관(A)에서 릿지를 구성(B)한 후 d/b 는 감소시키고, s/a 도 증가시킨 릿지 도파관(D), 재차 d/b 는 감소시키고, s/a 도 증가시킨 50 ohm 릿지 도파관(F)와 연결하였다. 각 도파관에서 갖는 차단파장의 합은 감소단축도파관에 비해 커져, 그림 6의 임피던스 변환기의 관내파장은 줄어들게 된다. 결과적으로 줄어든 길이에서 1/4 파장 변환기의 역할을 하게 된다. 또한, 대역을 넓히기 위해 B와 D 사이에 릿지에 계단(C)을 추가하고, D와 F 사이에 릿지 계단(E)을 추가한다. 이렇게 구성된 2단의 복합 계단형 릿지 임피던스 변환기는 7.2 mm, 짧은 길이를 가진다. 그림 7의 전

압 정재파비(voltage standing wave ratio)로 대역을 비교하면, 본 논문의 임피던스 변환기가 기존의 변환기들에 비해 대역이 개선되는 것을 확인할 수 있었다.

2-3 최적화 시뮬레이션

앞서 각각 개별적으로 설계한 모드 변환기와 2단의 복합 계단형 임피던스 변환기 구조를 통합하여, 최종적인 감소단축도파관 대 마이크로스트립 모드 변환기를 설계하였다. 모드 변환기를 설계하기 위한 통합 과정에서 두 구조의 적절한 결합이 요구된다. 두 구조의 상호 결합도 조정을 위해서 그림 8에 표시한 계단형 릿지에서의 길이 값들(l_1, l_2, l_3, l_c)과 뒷면 단락 거리(l_B)를 변경하였다. 짧은 길이를 만족하고 대역이 넓은 최적의 결합을 찾기 위해 각 과정에서의 반사 손실을 그림 9에 나타내었다. 그림 9에서 표시한 A는 앞서 설계한 단독의 50 ohm 릿지 모드 변환기의 반사 손실 특성을 나타낸 것으로, 1점의 정합 특성을 가진다. 이러한 모드 변환기에 그림 8과 같이 본 논문에서 설계한 임피던스 변환기를 연결하였다. 이 때 두 구조의 거리인 l_c 가 0.85 mm 일 때, 그림 8에서 나타난 임피던스 변환기의 길이(l_1, l_2, l_3, l_B)는 (2.5, 1, 3.6, 5.39 mm)가 되었다. 이러한 릿지들로 구성된 모드 변환기의 반사 손실은 그림 9의 B로 표시하였다. l_c 의 길이의 단축은 두 구조의 결합을 증가시키는 것으로 사료되며, 이를 통해 중심 주파수 15 GHz에서 약간의 대역 확장을

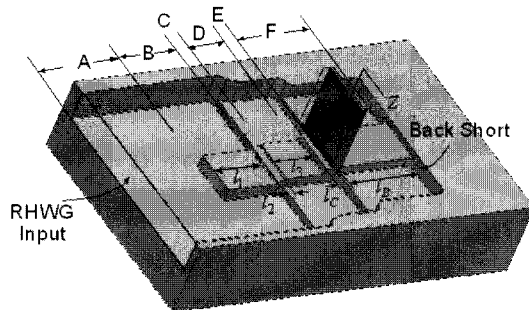


그림 8. 모드 변환기의 결합도 조정을 위한 길이 파라미터 정의

Fig. 8. Definition of length parameters for the coupling tuning of the mode converter.

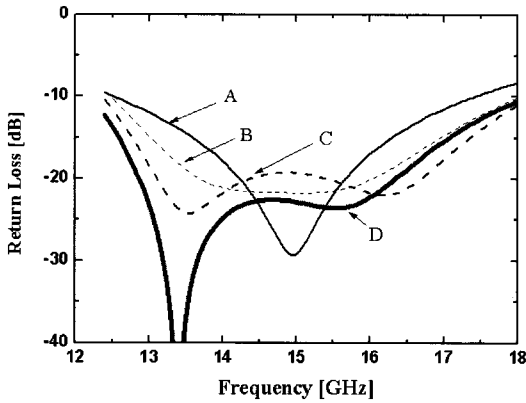


그림 9. 모드 변환기의 길이에 따른 반사 손실; A: 50 ohm 릿지 E-평면 프로브, B, C: 길이 조정에 따른 결과, D: 최적화 결과(각 경우에서의 l_1, l_2, l_3, l_c, l_b 의 길이값들, B: (2.5, 1.0, 3.6, 0.85, 5.39 mm), C: (3.45, 0.59, 2.63, 0.42 5.54 mm), D: (3.4, 0.6, 2.6, 0.42 5.54 mm))

Fig. 9. Return losses with respect to the length tuning of the mode converter; A: 50 ohm ridge E-plane probe, B, C: Result for tuning of the lengths, D: Result of optimization(The values for l_1, l_2, l_3, l_c and l_b in mm are (2.5, 1.0, 3.6, 0.85, 5.39) for B, (3.45, 0.59, 2.63, 0.42 5.54) for C, and (3.4, 0.6, 2.6, 0.42 5.54) for D).

확인하였다. 모드 변환기의 반사 손실을 보다 개선하기 위해 l_c 를 0.42 mm로 줄여 두 구조를 근접시키고, 각각의 길이를 재조정하였다. 이때 (l_1, l_2, l_3, l_b)는 (3.45, 0.59, 2.63, 5.54 mm)로 선정되었을 때 반사 손실을 그림 9의 C에 표시하였다. 이러한 두 구조의 결합도 증가를 통해, 두 점에서 반사 손실의 최소인 정합점이 발생한다. 이 두 점의 간격을 조정하여, 통합된 모드 변환기의 대역을 확장하였다. 이러한 대역 개선 특성은 프로브에서의 불연속 도파관 구조의 부하 효과^[6]에 기인한다. 최종적으로 모드 변환기의 손실을 고려하기 위해 인쇄 회로 기판(PCB: Printed Circuit Board)에서의 유전체의 손실과 도체 손실을 포함하였다. 도파관의 수직면에서 등근 처리와 도금에 의한 곡면 현상을 고려하여 모드 변환기의 성능을 최적화 하였다. 그 결과 (l_1, l_2, l_3, l_c, l_b)는 (3.40, 0.60, 2.60, 0.42, 5.54 mm)를 얻었다. 확정된 최적 길이에 의한 반사 손실의 결과를 그림

9의 D에 나타내었다. 설계된 모드 변환기에 비해 대역이 확장되는 것을 알 수 있다. 이때 모드 변환기의 천이길이는 임피던스 변환기에서의 길이와 같은 7.2 mm였다. 이것은 감소단축도파관에서의 1/4 파장(8.5 mm)보다 짧은 것을 알 수 있다.

III. 제작 및 측정

본 논문을 통해 설계된 감소단축도파관 대 마이크로스트립 모드 변환기를 평가하기 위해 그림 10과 같이 제작하였다. 모드 변환기는 상판 블록(top)과 하판 블록(bottom)으로 구성되어 진다. 상판은 측정을 위한 동축 커넥터와 마이크로스트립 프로브가 포함되어 있다. 하판에는 임피던스 변환기와 Back-short가 포함된다. 동축 커넥터는 Anritsu사의 K-커넥터를 사용하였으며, 이는 글래스 비드(glass bead)를 필요로 하여 이의 장착을 위해 그림 10에 보인 커넥터 캐리어(connector carrier)를 사용하였다. 마이크로스트립에 의한 손실을 최소화하기 위해 상용 고주파 박막형 인쇄 회로 기판(laminate PCB) 중 손실 탄젠트 값이 0.0009인 Rogers사의 RT-Droid 5880 10 mil 기판^[9]을 선택하였다. 본 논문에서 사용한 단락형 프로브의 경우, 프로브와 릿지의 전기적, 기계적 연결이 중요하다. 이를 위해 그림 11에 표시한 인쇄 회로 기판의 프로브 끝부분에 접지 홀(hole)을 추가하여 연결(interconnection) 특성을 강화하였다.

모드 변환기의 종래 성능 평가 방법은 2개의 변환기를 back-to-back으로 연결하여 측정된 뒤^[1] 나타난 손실을 이분하여 삽입 손실로 평가하였다. 그러나

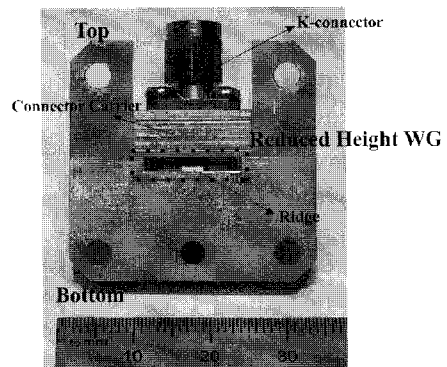


그림 10. 제작된 모드 변환기
Fig. 10. Fabricated mode converter.

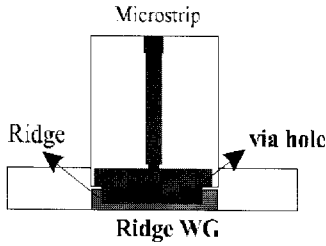
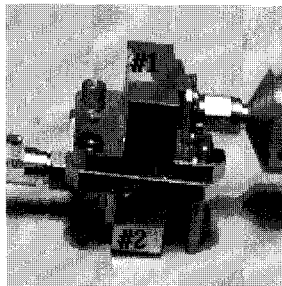


그림 11. 관통 홀을 이용한 E-평면 프로브와 릿지 사이의 연결 특성 개선

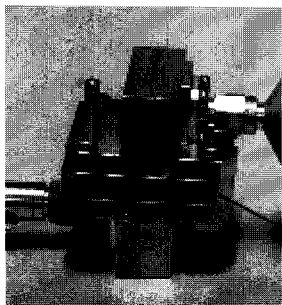
Fig. 11. Improvement of an interconnection between E-plane probe and ridge by via holes.

이러한 측정 방법은 연결시 발생하는 다중 반사 제거나 개별적인 손실 보상이 어려워, 변환기만의 성능을 정확하게 추출하기가 어렵다.

본 논문에서는 모드 변환기의 정확한 평가를 위해, 그림 12(a)와 같이 변환기 2개를 직접 연결(thru)하여 S-파라미터[T]를 측정하고, 그림 12(b)와 같이 1/4 파장 이하의 지연(delay) 도파관을 2개의 변환기



(a)



(b)

그림 12. (a) 직접 연결 S-파라미터 측정을 위한 구성, (b) 지연 도파관을 이용한 지연선로 S-파라미터 측정을 위한 구성

Fig. 12. (a) Set-up for thru S-parameter, (b) Set-up with line WG for line S-parameter.

에 삽입하고 선로(Line) S-파라미터[L] 측정^[20]하였다. 네트워크 분석기를 통해 얻어진 2개의 S-파라미터는 식 (2)에 의해 길이 효과를 추출하고, 식 (3)과 식 (4)를 이용하여 S₂₂와 S₁₂를 계산한다. 이 S₁₂로 변환기의 삽입 손실을 추출할 수 있다. 식 (2)에서 수식의 부호는 Γ의 실수부와 허수부가 양의 값을 만족하도록 선택하였다.

$$e^{-\Gamma \cdot l} = \frac{A \pm B}{4L_{12} T_{12}} \quad (2)$$

식 (2)에서 A와 B는 다음과 같이 정의된다.

$$A = L_{12}^2 + T_{12}^2 - (T_{11} - L_{11})^2 \quad (3)$$

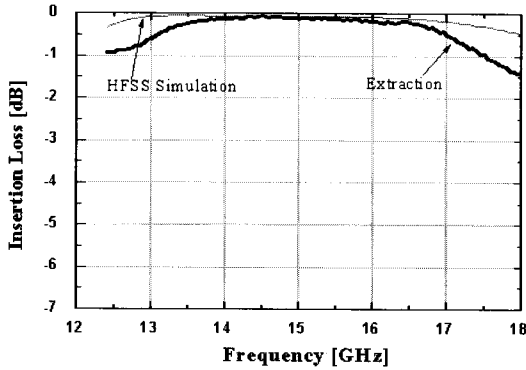
$$B = \sqrt{A^2 - 4L_{12}^2 T_{12}^2} \quad (4)$$

식 (2)~(4)를 이용하면, 반사 손실 및 삽입 손실에 해당하는 S₂₂ 및 S₁₂를 아래와 같이 얻을 수 있다.

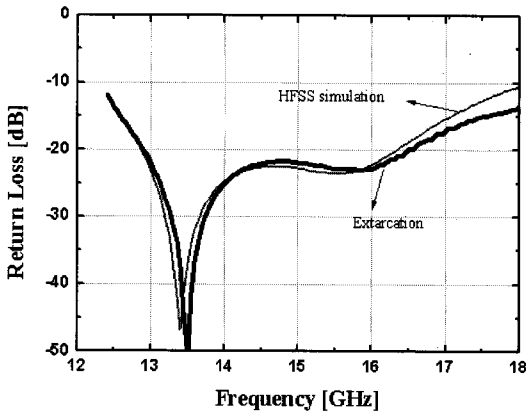
$$S_{22} = \frac{T_{11} - L_{11}}{T_{12} - L_{12} e^{-\Gamma \cdot l}} \quad (5)$$

$$S_{12}^2 = T_{12} (1 - S_{22}^2) \quad (6)$$

그림 13은 측정된 결과에 식 (5), (6)을 적용하여 얻어진 단일 변환기의 삽입 손실과 반사 손실이다. 그림 13(b)에서 반사 손실은 Ku-대역에서 10 dB 이상인 것을 알 수 있고, HFSS 시뮬레이션과 동일하였다. 반면 삽입 손실은 15 GHz에서 0.410 dB로 시뮬레이션 결과에 일정한 값이 부가된 결과를 보였다. 이 결과에는 측정을 위해 사용한 커넥터의 손실이 포함되어 있다. 따라서 커넥터와 비드 천이(bead-transition)에 의한 손실을 제거해야 한다. 이를 위해 그림 14와 같은 마이크로스트립 측정용 지그를 별도로 제작하였다. 네트워크 분석기로 측정된 지그의 손실을 0.370 dB였으며, 마이크로스트립 손실만을 측정하기 위해 Anritsu 3860K test fixture로 측정한 결과 0.08 dB의 선로 손실 값을 얻었다. 결과적으로 커넥터만의 손실은 0.290 dB임을 알 수 있었다. 이 값으로 추출한 변환기의 손실에서 보정(calibration)하였다. 측정된 지그의 결과를 이용하여 보정하고 그림 13(a)에 나타내어 시뮬레이션과 비교하였다. 감소단축도파관 대 마이크로스트립 변환기의 손실은 0.120 dB로 매우 낮은 저손실 특성을 보인다. Ku-대역 가장자리에서 시뮬레이션과 달리 손실이 증가한



(a) 삽입 손실
(a) Insertion losses



(b) 반사 손실
(b) Return losses

그림 13. 모드 변환기의 측정 결과와 시뮬레이션의 비교

Fig. 13. Comparison of the measured and simulated results of the mode converter.

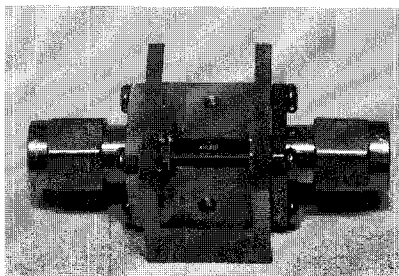


그림 14. 손실 보정을 위한 마이크로스트립 측정용 지그

Fig. 14. Microstrip fixture for loss calibration.

것을 확인하였다. 이는 주로 도파관 회로 조립시 발생하는 정렬 오차로 오는 부정합으로 인한 손실 증

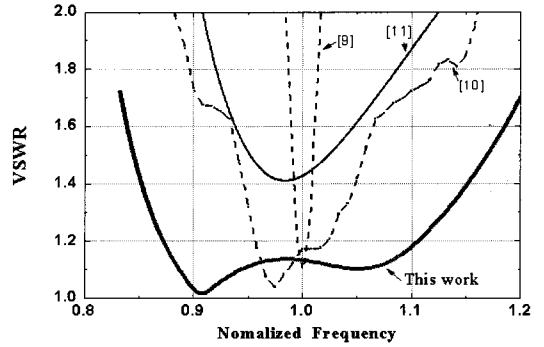


그림 15. 기존의 감소단축도파관 모드 변환기들^{[9] ~ [11]}과 본 논문의 모드 변환기 전압 정재파비 비교

Fig. 15. Comparison of VSWRs of this work with the previous mode converters^{[9]~[11]}.

가로 사료된다.

IV. 결론

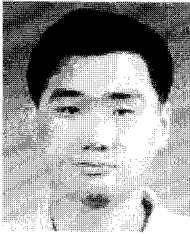
본 논문에서는 Ku-대역에서 감소단축도파관 대 마이크로스트립 모드 변환기를 설계를 보였다. 설계된 감소단축도파관 대 마이크로스트립 모드 변환기는 별도의 조정 과정이나 추가 정합회로 없이 제작하였으며, 중심 주파수 대역에서 0.12 dB의 저손실을 보였다. 본 논문에서 제작된 모드 변환기와 기존의 감소단축도파관 모드 변환기^{[9]~[11]} 결과들을 비교하여 전압 정재파비(voltage standing wave ratio)로 그림 15에 표시하였다. 그림에서 본 논문의 모드 변환기는 기존의 변환기에 비해 넓은 대역폭을 가짐을 알 수 있다. 손실 측면에 보면, 일반 도파관 대 동축선 모드 변환기^[21]의 경우 약 0.3 dB의 삽입 손실을 보이는데, 본 논문의 모드 변환기는 전송 손실이 큰 감소단축도파관에서 구현했음에도 불구하고, 손실이 0.12 dB로 매우 작은 것을 알 수 있다.

참고 문헌

- [1] Y. C. SHih, T. N. Ton, and L. Q. Bui, "Waveguide to microstrip transition for millimeter-wave applications", *IEEE MTT-S Digest International*, pp. 473-475, Jun. 1998.
- [2] Y. C. Leong, S. Weinreb, "Full band waveguide-

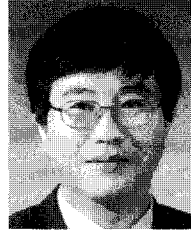
- to-microstrip probe transitions", *IEEE MTT-S Digest International*, pp. 1435-1438, Jun. 1999.
- [3] T. Q. Ho, Y. C. Shih, "Spectral domain analysis of E-plane waveguide to microstrip transitions", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 37, no. 2, pp. 388-392, Feb. 1989.
- [4] H. W. Yao, A. Abdelmonem, J. F. Liang, and K. A. Zaki, "A full wave analysis of microstrip-to-waveguide transitions", *IEEE MTT-S Digest International*, pp. 213-216, May 1994.
- [5] J. Bornemann, F. Arndt, "Modal-S-matrix design of optimum stepped ridged and finned waveguide transformers", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 35, Issue 6, pp. 561-567, Jun. 1987.
- [6] 한상은, 이종환, 염경환, "불연속을 보상한 Q 밴드 모드 변환기의 설계 및 도파관 혼합기 모듈 제작에의 응용", *한국전자과학회논문지*, 14(11), pp. 1198-1296, 2003년 11월.
- [7] A. K. Sharma, "Tunable waveguide-to-microstrip transition for millimeter-wave applications", *IEEE MTT-S Digest International*, pp. 353-356, Jun. 1987.
- [8] J. S. Izadian, S. M. Izadian, *Microwave Transition Design*, Artech House, pp. 53-64, 1988.
- [9] L. V. Shebalkova, V. B. Romodin, "Waveguide-to-coaxial transition of reduced height", *IEEE-Russian Conference MEMIA*, 2001.
- [10] K. W. Kim, D. S. Woo, and Y. K. Cho, "A conically coupled waveguide-to-coaxial line transition in a reduced-height waveguide reduced height waveguide for compact transceivers", *Microwave and Optical Technology Lett.*, pp. 669-673, Apr. 2006.
- [11] W. G. Ahlborn, H. F. Lenzig, and Y. S. Wu, "Reduced-height waveguide-to-microstrip transition", U.S. Patent 4901040, Feb. 1990.
- [12] J. Helszajn, *Ridge Waveguides and Passive Microwave Components*, IEEE Press, 1988.
- [13] R. L. Eisenhart, P. J. Khan, "Theoretical and experimental analysis of a waveguide mounting structure", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 19, no. 8, pp. 706-719, Aug. 1971.
- [14] S. Hopfer, "The design of ridged waveguides", *IRE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 3, Issue 5, pp. 20-29, Oct. 1955.
- [15] M. Mcahy, J. Helszajn, "Voltage-current definition of impedance of single-ridged waveguide", *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 9, no. 2, pp. 66-68, Feb. 1999.
- [16] S. B. Cohn, "Design of simple broad-band waveguide-to-coaxial-line junctions", *Proc. of the IRE Publication*, vol. 35, no. 9, pp. 920-926, Sep. 1947.
- [17] E. S. Hensperger, "Broad-band stepped transformers from rectangular to double-ridged waveguide", *IRE Trans Microwave Theory and Tech.*, vol. 6, Issue 3, pp. 311-314, Jul. 1958.
- [18] S. B. Cohn, "Optimum design of stepped transmission-line transformers", *IRE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol. 3, no. 3, pp. 16-21, Apr. 1955.
- [19] *High Frequency Circuit Material Product Selector Guide*, Rogers Corporation, May 2005.
- [20] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 2nd Ed., John Wiley & Sons, Inc., pp. 217-222, 1998.
- [21] *QWA62 Waveguide to Coax Adapters*, Quinstar, Available: <http://www.quinstar.com/>.

오 현 석



2005년 2월: 충남대학교 전파공학과 (공학사)
2005년 3월~2007년 2월: 충남대학교 전파공학과 (공학석사)
2007년 2월~현재: 충남대학교 전파공학과 박사과정
[주 관심분야] 마이크로파 회로 설계

염 경 환



1980년: 서울대학교 전자공학과 (공학사)
1982년: 한국과학기술원 전기 및 전자과 (공학석사)
1988년: 한국과학기술원 전기 및 전자과 (공학박사)
1988년 3월: 금성전기(주) 소재부품연구소 선임연구원 (MIC팀 팀장)
1990년 3월: 금성전기(주) 소재부품연구소 책임연구원
1991년 5월: 금성정밀(주) 기술연구소 연구1실 책임연구원
1991년 8월: (주)LTI
1995년 10월~현재: 충남대학교 전파공학과 교수
[주 관심분야] 마이크로파 회로 및 시스템