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

O Hyeon Seok, Kyeong Whan Yeom

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
기술적적으로 줄일 수 있다. 이러한 배열 안테나로 수신된 신호의 신호처리를 위한 초고주파 전력 회로(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 각각 구조에 감소단축도파관 입력을 가지는 초고주파 집적회로 모듈에 필요한 모드 변환기에 관한 것으로, 이 경우 초고주파 집적회로 모듈의 두께는 모드 변환기에의 전이길이에 의하여 결정된다. 따라서 작은 전이길이를 갖는 모드 변환기는 초고주파 집적회로 모듈의 두께를 줄여 안테나의 탐색각을 크게 한다. 또한, 모드 변환기는 수신기의 감도가 떨어지지 않도록 저손실을 가져야 한다.

일반 도파관 내 마이크로스트립을 연결하는 모드 변환기의 연구 사례는 E-평면 프로브(probe) 구조[1]-[3], 럼지 계면(step)이나 럼지 테이퍼(taper) 구조[4]-[6], 점지 신호 도체 폐단의 점진적 변화를 통한 역대칭(antipodal) 판-라인 구조[7][8] 등 다양하다. 럼지 계면 테이퍼형이나 판-라인 구조는 전이길이가 길고, 수평의 모드 변환이 이루어진다. 이에 반해 E-평면 프로브는 짧은 전이길이와 수직의 모드 변환으로 본 논문의 용도에 적합한 구조를 가진다.


본 논문에서는 단락된 E-평면 프로브와 50 ohm 럼지 도파관을 이용하여 기본적인 모드 변환기를 구성하였다. 럼지 도파관은 마이크로스트립과 유사한 전계 형태를 가지며, 프로브 형상에 따른 민감도를 줄이기 위해 프로브의 끝을 단락한 E-평면 프로브를 구성하였다. 이 모드 변환기에 이용된 50 ohm 럼지 도파관과 감소단축도파관을 연결하기 위해 변형된 임피던스 변환기를 설계하였다. 임피던스 변환기는 짧은 전이길이를 갖고 대역이 감소하지 않도록 계단형 랜지를 이용한 변형된 2단 링치 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 럼지 도파관 대 마이크로스트립 E-평면 프로브 구성

镏지 도파관, 마이크로스트립, 감소단축도파관에 서의 크던 전계 크기의 분포를 그림 1(a)에 나타내었다. 감소단축도파관은 일반적 도파관의 TE_{01}의 횡단 전계 형태와 동일한 전계 형태를 갖지만, 마이크로스트립은 신호 도체의 양 끝단에 전계가 집중되어 형태이다. 그림 1(a)에서 럼지 도파관은 마이크로스트립과 유사한 전계 분포를 갖는 것을 알 수 있다. 따라서, 럼지 도파관을 사용할 경우 효율적인 모드 변환을 기대할 수 있다. 또한, 효율적인 모드 변환을 위해서 럼지 도파관의 특정 임피던스가 50 ohm이 필요하다. 그림 1(b)에는 주파수에 대한 감소단축도파관과 럼지 도파관의 특성 임피던스를 보았다. 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 구성한 E-평면 프로브 형태의 모드 변환기는 동작 주파수 대역이 좁게 된다. 반면 그림 1의 (a), (b)에서 럼지 도파관은 마이크로스트립과 유사한 전계[12]와 특성 임피던스가 50 ohm을 가지도록 설정할 수 있음을 알 수 있다. 결론적으로 럼지 도파관을 이용한 구성은 마이크로스트립과의 정합을 보다 용이하게 한다.

그림 2는 본 논문에서 사용한 모드 변환기에 구조를 보이다. 그림 2에서 프로브에서 전계를 최대로 하기 위해 1/4 과장 거리에서 럼지 도파관의 링치를 단락하였다. 이 과정에서 프로브에 링치 도체를 제거하고, 직각각사의 마이크로스트립 도체 폐쇄 끝을 림지 도파관과 감소단축도파관을 연결하기 위해 변형된 임피던스 변환기를 설계하였다. 임피던스 변환기는 짧은 전이길이를 갖고 대역이 감소하지 않도록 계단형 랜지를 이용한 변형된 2단 링치 도파관 임피던스 변환기를 사용하여 설계하였다. 이와 같이 구성된 전체 모드 변환기의 대역을 넓히기 위해, Ansoft사의 HFSS를 사용하여 두 구조의 결합도를 최적화한 뒤 제작하였다.
그림 1. 감소단축도파관, 마이크로스트립, 립지 도파관의 (a) 횡단 전계 분포, (b) 특성 임피던스
Fig. 1. (a) Transverse E-field distribution and (b) Characteristics impedances of reduced height WG, microstrip and ridge WG.

그림 2. 50 ohm 립지 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. 이 때 시뮬레이션을 통해 얻어진 전달 특성을 그림 4에 나타내었다. 그림 4에서 Ku-대역 전달에서는 다소 손실이 크게 나타나고, 반사 손실이 10 dB를 상회하는 것을 알 수 있다.

2.2 작은 천이길이를 갖는 임피던스 변환기

이와 같이 설계된 모드 변환기를 감소단축도파관과 연결하기 위한 임피던스 변환기가 필요하다. 이 때 천이길이는 임피던스 변환기의 길이에 의해 결정된다. 이때 사용되는 도파관의 특성은 임피던스와 위상상수(β), 전기각(θ), 물리적 길이(l)로 정의되어
그림 4. 50 ohm 림지 대 마이크로스트립 모드 변환 기의 삽입 손실 및 반사 손실
Fig. 4. Insertion and return losses of the 50 ohm ridge to microstrip mode converter.

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

여기서 관내파장 \( \lambda_p \)는 차단파장 \( \lambda_c \)과

\[
\left( \frac{2\pi}{\lambda_p} \right)^2 = \left( \frac{2\pi}{\lambda_s} \right)^2 - \left( \frac{2\pi}{\lambda_c} \right)^2
\]

와 같은 관계를 가진다. 따라서 림지 도파관 차단파장의 증가는 관내파장을 줄이는 현상이다. 결과적으로 1/4 파장 림지 도파관이 같은 전기장의 감소단축도파관에 비해 긴가 단축 효과가 있을음을 알 수 있다. 반면 이전의 알림크스 변환기의 대역은 줄어들게 된다. 따라서 단일 림지 도파관을 사용한 1/4 파장 알림크스 변환기의 대역을 넓히 필요가 있다. 그림 5(c)에서 림지 도파관은 림지의 높이-장축비와 폭-단축비로 알림크스를 변환할 수 있다. 이를 이용하면 그림 6과 같은 단순 림지를 대체하는 복합 림지 구조 구현을 통해 다중 계단 효과에 의한 대역 개선 [8][16]~[18]을 얻을 수 있다.

그림 5. (a) 림지 도파관의 파라미터 정의, (b) 림지 도파관의 차단파장 대 감소단축도파관의 차단파장의 비, (c) 특성 알림크스\( (Z_0) \)[14][15]
Fig. 5. (a) Geometrical parameters, (b) Cutoff wavelength normalized by that of reduced height WG, and (c) Characteristic impedance\( (Z_0) \) of ridge waveguide[14][15].

1438
웹은 천이길이를 갖는 Ku-대역 감소단축도파관 대 마이크로스트립 모드 변환기를

그림 6. 계단형 릿지를 가지는 변형된 임피던스 변환기

Fig. 6. Modified impedance transformer with stepped ridge.

그림 7. 본 논문의 변환기와 동상적인 임피던스 변환기의 전압 정제파비 비교

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

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 감쇠에 따른 반사 손실, A: 50 ohm 락지 E-평면 프로브, B, C: 길이 조정에 따른 결과, D: 최적화 결과(각 경우에 서의 $l_1$, $l_2$, $l_3$, $l_c$, $l_b$의 길이값들, B: (2.5, 1.0, 3.6, 0.85, 5.59 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, 5.59) 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).

 확인하였으나, 모드 변환기의 반사 손실을 보다 개선하기 위해 $l_c$를 0.42 mm로 줄여 두 구조를 균등시키고, 각각의 길이를 재조정하였다. 이때 $(l_1, l_2, l_3, l_B)$는 (3.45, 0.59, 2.63, 5.54 mm)로 설정되었을 때 반사 손실은 그림 9의 C에 표시하였다. 이러한 두 구조의 결과를 통해, 두 점에서 반사 손실의 최소화를 정점이 발생한다. 이 두 점의 갭을 조정하여, 통합된 모드 변환기의 특성을 확장하였다. 이러한 대역 개선 특성은 프로브에서의 빨간색 도파관 구조의 부하 효과를 기반한다. 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 형상을 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 의해 반사 손실의 결과를 그림 9의 D에 나타내었다. 설계된 모드 변환기에 비해 대역이 확장되는 것을 알 수 있다. 이때 모드 변환기의 천이길이는 임피던스 변환기에의 길이와 같은 7.2 mm였다. 이것은 감소한 접속판에서의 1/4 파장(8.5 mm)보다 짧은 것을 알 수 있다.

### III. 제작 및 측정

본 논문을 통해 설계된 감소단축 접속판에 마이크로스트림 모드 변환기를 평가하기 위해 그림 10과 같이 제작하였다. 모드 변환기는 상판 블록(top)과 하판 블록(bottom)으로 구성되어 있다. 상판은 충전을 위한 동축 커넥터와 마이크로스트림 포트로가 포함되어 있다. 하판에는 임피던스 변환기와 Back-Short가 포함된다. 동축 커넥터는 Anritsu사의 K-커넥터를 사용하였으며, 이는 글래스 비드(glass bead)를 필요로 하여 이와 접촉을 하기 위해 그림 10에 보인 커넥터 케이저(carrier)를 사용하였다. 마이크로스트림에 의한 손실을 최소화하기 위해 상용 고주파 박막형 인쇄 회로 기판(laminate PCB) 중 손실 탄젠트 값이 0.0009인 Rogers의 RT-Droid 5880 10 mil 기판을 선택하였다. 본 논문에서 사용한 단락형 프로브의 경우, 프로브와 락지의 전기적, 기계적 연 결이 중요하다. 이를 위해 그림 11에 표시한 인쇄 회로 기판의 프로브 끝부분에 접착 홀(hole)을 추가하여 연결(interconnection) 특성을 강화하였다.

모드 변환기의 촉매 성능 평가 방법은 2개의 변환기를 back-to-back으로 연결하여 측정한 뒤[10] 나타난 손실을 이분하여 산입 손실로 평가하였다. 그러나

![그림 10. 제작된 모드 변환기](image-url)

Fig. 10. Fabricated mode converter.
그림 11. 관통홀을 이용한 E-평면 프로브와 잉지를 사이의 연결 특성 개선
Fig. 11. Improvement of an interconnection between E-plane probe and ridge via holes.

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

본 논문에서는 모든 변환기의 정확한 평가를 위해, 그림 12(a)와 같이 변환기 2개를 직접 연결(through)하여 S-파라미터(T)를 측정하고, 그림 12(b)와 같이 1/4 파장 이하의 지연(delay) 도로판을 2개의 변환기에 삽입하고 선로(Line) S-파라미터(L) 측정[29]을 하였다. 네트워크 분석기를 통해 얻어진 2개의 S-파라미터는 식 (2)에 의해 결합 효과를 추출하고, 식 (3)과 식 (4)를 이용하여 $S_{12}$와 $S_{21}$를 계산한다. 이 $S_{12}$로 변환기의 삽입 손실을 추출할 수 있다. 식 (2)에서 수식의 부호는 $T$의 실수부와 허수부가 양의 값을 만족하도록 선택하였다.

$$ e^{-rL} = \frac{A+B}{4L_{12}T_{12}} $$

(2)

식 (2)에서 $A$와 $B$는 다음과 같이 정의된다.

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

(3)

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

(4)

식 (2)~(4)를 이용하면, 반사 손실 및 삽입 손실에 해당하는 $S_{12}$ 및 $S_{21}$를 아래와 같이 얻을 수 있다.

$$ S_{12} = \frac{T_{11} - L_{11}}{T_{12} - L_{12}e^{-rL}} $$

(5)

$$ S_{21} = T_{12} (1 - S_{12}) $$

(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 커퍼터의 손실이 포함되어 있다. 따라서 커퍼터의 지단기(hybrid)에 의한 손실을 제거해야 한다. 이를 위해 그림 14와 같은 마이크로스트립 측정용 지그로 제작하였다. 네트워크 분석기에 측정된 지그의 손실은 0.370 dB였으며, 마이크로스트립 손실만을 측정하기 위해 Anritsu 3860K test fixture로 측정한 결과 0.08 dB의 선로 손실 값을 얻었다. 결과적으로 커퍼터의 손실은 0.290 dB임을 알 수 있다. 이 값으론 추출된 변환기의 손실에서 보정(calibration)하였다. 측정한 지그의 결과를 이용하여 보정하고 그림 13(a)에 나타내어 시뮬레이션과 비교하였다. 감소 단축도파관 대 마이크로스트립 변환기의 손실은 0.120 dB로 매우 낮은 지그 손실 특성을 보인다. Ku-대 역 가장자리에서 시뮬레이션과 달리 손실이 증가한
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 지지
Fig. 14. Microstrip fixture for loss calibration.

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

가로 사례이다.

IV. 결 론

본 논문에서는 Ku-대역에서 감소단축도파관 대 마이크로스트립 모드 변환기를 설계를 보였다. 설계된 감소단축도파관 대 마이크로스트립 모드 변환기는 변환 과정이 보다 확장으로 전환되며, 중성 주파수 대역에서 0.12 dB의 저손실을 보였다. 본 논문에서 제작된 모드 변환기와 기존의 감소단축도파관 모드 변환기[9]~[11] 결과들을 비교하여 전압 경제파비(voltage standing wave ratio)로 그림 15에 표시하였다. 그림에서 본 논문의 모드 변환기는 기존의 변환기에 비해 낮은 대역폭을 가짐을 알 수 있다. 손실 측면에 보면, 일반 도파관 대 동축선 모드 변환기[11]의 경우 약 0.3 dB의 설립 손실을 보이며, 본 논문의 모드 변환기는 전송 손실이 큰 감소단축도파관에서 구현함에도 불구하고, 손실이 0.12 dB로 매우 작은 값을 알 수 있다.

참 고 문 헌


[2] Y. C. Leong, S. Weinreb, "Full band waveguide-


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 훈
1980년: 서울대학교 전자공학과 (공학사)
1982년: 한국과학기술원 전기 및 전자과 (공학석사)
1988년: 한국과학기술원 전기 및 전자과 (공학박사)
1988년 3월: 금성전기(주) 소재부품연구소 신임연구원 (MIC림 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