

도파관-마이크로스트립간의 트랜지션 설계

正會員 李文秀*

Design of Waveguide to Microstrip Transition

Moon Soo LEE* *Regular Member*

要 約 U-대역 MMIC 전력증폭기 특성 측정에 사용될 도파관-마이크로스트립간의 트랜지션을 설계 제작하였다. 광대역 정합특성을 얻기 위해 릿지 도파관을 사용한 $\lambda/4$ Tchebyscheff 임피던스 변환기를 트랜지션 임피던스 변환부에 적용하였다. 설계된 Transition은 Supper-Compact을 사용하여 40GHZ-48GHZ 대역에서 S_{11} 이 -28dB 이하가 되도록 최적설계하였다. 40GHZ-47GHZ 범위에서 측정된 Transition Insertion Loss는 약 0.3dB Return Loss는 25dB로 나타났다.

ABSTRACT A compact waveguide to microstrip transition to be used for measurements of the performances of the U-band MMIC power amplifier is designed and fabricated.

A Tchebyscheff $\lambda/4$ impedance transformer is adopted as an impedance converter of the transition.

The designed transition is optimized to get S_{11} less than -28dB over the 40 to-48GHZ band using Supper Compact program.

The measured results shows that insertion loss and return loss are typically 0.3 and 25dB respectively over 40-to-47GHz.

I. 서 론

MIC 또는 MMIC의 개발과 더불어 이들 회로의 입,출력 선로로 사용되는 마이크로스트립을 동축선로나 도파관 같은 기존의 전송선로에 접속하기 위한 트랜지션(Transition)의 개발이 요구된다.

10GHZ이하의 비교적 낮은 주파수에서는 동축-마이크로스트립간 트랜지션이 많이 사용되지만 이 트랜지션에서는 동축선로의 심선과 마이크로스트립 도선간의 접촉의 신뢰성이 낮고, 트랜지션을 적당히 봉합 해야하는 문제가 있다.⁽¹⁾ 그리고 높은주파수에서 동축선로는 도파관에 비해 전송손실이 큰 단점이 있다. 또한 10GHZ 이상의 주파수대에서 도파관을 사용한 회로 부품이 많이 사용되고, 측정기의 입,출력포트도 도파관을 사용하는 경우가 있다. 따라서 10GHZ 이상의 주파수에서는 도파관-마이크로스트립간의

*慶尚大學校 電子工學科
Dept. of Electronics Engineering, Gyeongsang
National University
論文番號 : 90-73(接受 1990. 7. 6)

트랜지션이 필요하다. 트랜지션은 일반적으로 반사와 손실이 적고 광대역 특성을 가져야 한다.

본 연구에서는 U 대역 MMIC 전력증폭기의 특성 측정에 사용될 도파관-마이크로스트립간의 트랜지션을 설계 제작하여 그 특성을 고찰한다. 트랜지션에 사용될 릿지(Ridge) 도파관은 해석이 이미 일반화 되어 있고, 일반 도파관에 비해 광대역이며 임피던스 크기를 가변할 수 있는 이점이 있다. 또한 릿지 도파관의 단면이 비교적 마이크로스트립 선로 단면의 모양과 크기에 접근할 수 있어 전자계분포의 불연속이 덜 심하며, 비교적 구조가 간단하고 완전한 접촉으로 특성이 안정한 이점을 가지고 있다.

광대역정합 특성의 트랜지션을 설계하기 위해 임피던스 변환부는 $\lambda/4$ Tchebyscheff 임피던스 변환기를 사용한다.

설계된 트랜지션은 Supper-compact으로 해석하고 최적 설계한다.

II. 릿지 도파관 (Ridge Waveguide)의 특성

그림 1과 같은 단면을 가진 릿지 도파관은 그 단면의 구조에 따라 차단주파수와 특성임피던스가 변하며, 이 성질을 이용하여 U-대역 도파관 WR-19의 특성임피던스(768Ω)를 50Ω 마이크로

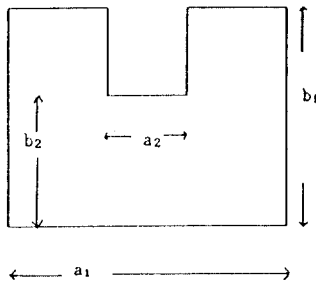


그림 1. 릿지 도파관의 단면
Cross section of the ridge waveguide

스트립선로의 특성임피던스에 근접하는 릿지 도파관을 얻을 수 있다.

그림 1의 단면을 가진 릿지 도파관의 차단주파수는 다음 식으로 구할 수 있다.⁽²⁾

$$\cot \frac{\pi f_c}{C} (a_1 - a_2) - \frac{b_1}{b_2} \tan \frac{\pi f_c}{C} a_2 - B = 0 \quad (1)$$

여기서 B는 높이 b_1 과 b_2 의 불연속 부분에 생기는 점합 서셉턴스(Normalized Junction Susceptance)이고 C는 광속이다.

한편 릿지 도파관 특성임피던스는 다음식에 의해 구한다.⁽³⁾

$$Z_0 = \frac{120\pi^2 b_2}{\sqrt{1 - (\lambda_0/\lambda_c)^2}} \frac{2\pi b_2 \frac{C_d}{\epsilon_0} \cos^2 \theta_2 + \lambda_c \left[\frac{\theta_2}{2} + \frac{\sin 2\theta_2}{4} + \frac{b_2}{b_1} \frac{\cos 2\theta_2}{\sin \theta_1} \left[\frac{\theta_1}{2} - \frac{\sin \theta_1}{4} \right] \right]}{\quad} \quad (2)$$

여기서 λ_c : 차단파장, λ_0 = 자유공간파장

$$g_1 = \pi(a_1 - a_2) / \lambda_c,$$

$$\theta_2 = \pi a_2 / \lambda_c, C_d = B / \omega \text{이고}$$

ω 는 각 주파수이다.

릿지 높이의 불연속 부분에 생기는 점합 서셉턴스 B의 값은 다음 식으로 구한다⁽⁴⁾.

$$B = \frac{2b_1}{\lambda_g} \left[\ln \left(\frac{1 - \alpha^2}{4\alpha} \right) \left(\frac{1 + \alpha}{1 - \alpha} \right)^{\alpha} \left(\alpha + \frac{1}{\alpha} \right) + 2 \frac{A + A' + 2C}{AA' - C^2} + \left(\frac{b_1}{4\lambda_g} \right)^2 \left(\frac{1 - \alpha}{1 + \alpha} \right)^{4\alpha} \left(\frac{5\alpha^2 - 1}{1 - \alpha^2} + \frac{4}{3} \frac{\alpha^2 C}{A} \right)^2 \right] \quad (3)$$

여기서 α 는 $\frac{b_2}{b_1}$ 이고 λ_g 는 관내파장이며,

$$A = \left(\frac{1 + \alpha}{1 - \alpha} \right)^{2\alpha} \frac{1 + \sqrt{1 - \left(\frac{b_1}{\lambda_g} \right)^2}}{1 - \sqrt{1 - \left(\frac{b_1}{\lambda_g} \right)^2}} - \frac{1 + 3\alpha^2}{1 - \alpha^2}$$

$$A' = \left(\frac{1+\alpha}{1-\alpha}\right)^{1/2} \frac{1 + \sqrt{1 - \left(\frac{b_2}{\lambda_g}\right)^2}}{1 - \sqrt{1 - \left(\frac{b_2}{\lambda_g}\right)^2}} + \frac{3 + \alpha^2}{1 - \alpha^2}$$

$$C = \left(\frac{4\alpha}{1 - \alpha^2}\right)^2$$

릿지의 폭은 50Ω 마이크로스트립 선로의 폭 (0.276mm)을 감안하여 가급적 이에 근사하게 하는 것이 좋다.

도파관 WR-19의 TE₁₀ 모우드에 대한 차단주파수 f_c와 특성임피던스 Z_g는

$$f_c = \frac{C}{2a} = \frac{3 \times 10^{11}}{2 \times 0.188 \times 25.4} = 31.4 \text{ GHz}$$

$$Z_g = \frac{377}{\sqrt{1 - (f_c/f)^2}} = \frac{377}{\sqrt{1 - (31.4/44)^2}} \times 768 \Omega \text{ 이다.}$$

여기서 44GHz는 설계하고자 하는 트랜지션의 중심주파수이다.

III. 릿지 도파관 임피던스 변환부 설계

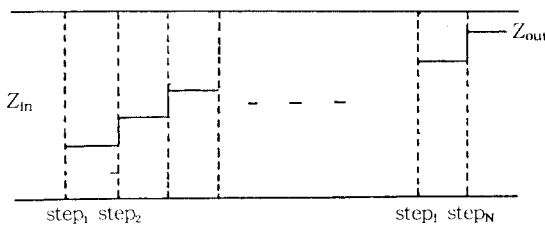


그림 2. 릿지 도파관 측면(N 스텝)
Side view of the ridge waveguide(N steps)

그림 2에서 Z_{in}은 WR-19의 특성 임피던스이고 Z_{out}은 마이크로스트립이 특성 임피던스 50Ω이다. Z_{in}과 Z_{out}간의 임피던스 정합을 위해 광대역을 정합 특성을 가지는 Tchebyscheff 임피던스 변환기를 이용한다.

Tchebyscheff 임피던스 변환기의 각 단의 임피던스

Z_i(i=1,2,3,...)의 크기는

$$Z_i = Z_{i-1}(Z_i') \quad (4)$$

$$Z_i' = \left[\frac{Z_{in}}{Z_{out}} \right] \left[\sum_{j=1}^N \alpha_j \right]^{-1} \quad (5)$$

이다.⁶⁾ 여기서 α₁는 Tchebyscheff 계수이다.

한편 각 단의 λ/4 임피던스 변환기의 길이는

$$L = \frac{\lambda_{g1}\lambda_{g2}}{2(\lambda_{g1} + \lambda_{g2})} \quad (6)$$

의 관계 식으로부터 계산할 수 있다.

여기서 λ_{g1}은 트랜지션 하한주파수에서의 관내 파장이고 λ_{g2}는 트랜지션의 상한주파수에서 관내 파장이다.

트랜지션의 전체적 길이를 감안하여 Tchebyscheff 임피던스 변환기는 3단으로 한다.

IV. 도파관-마이크로스트립간의 트랜지션 설계 및 해석

식(4)에 의해 임피던스 변환기 각 단의 임피던스가 결정되면 이 임피던스에 해당하는 릿지 도파관은 식(1), (2), (3), (6)을 사용하여 설계할 수 있다.

Fused silica는 유전율이 큰 Alumina기판의 장점과 유전율이 작은 Teflon기판의 장점을 겸비한 것으로 기계적 정밀성, 화학적 순도, 고온에 대한 내열성을 가지고 있어 박막적층 공정과 광부식법으로 제작되는 MIC회로에 적합하다.⁶⁾

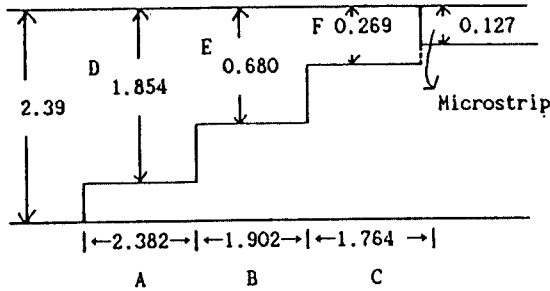
MIC 또는 MMIC의 입출력 임피던스는 대개 50Ω으로 되어 있어 이들 회로를 측정하는 데 사용될 트랜지션내의 마이크로스트립 임피던스도 50Ω으로 정한다.

두께 5mil, 유전율 3.7인 Fused silica위에 두께 3μm의 Gold Strip으로 된 50Ω 마이크로스트립의 폭은 0.276mm이다.

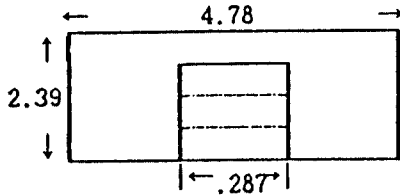
이와 같이 임피던스 변환부의 릿지 도파관의

높이와, 길이, 폭, 접합용량등이 구해지면 부록 1과 같이 Supper-Compact을 이용하여 트랜지션의 Return Loss 및 Insertion Loss를 해석할 수 있고, 40GHZ-48GHZ 범위에서 S_{11} 이 -28dB 이하가 되도록 Supper-Compact으로 최적화한다.

이와같이 최적설계된 트랜지션의 규격은 그림 3과 같고, Supper-Compact으로 해석한 트랜지션의 특성은 그림 4와 같다.



(a) Side View



(b) End View

Microstrip width(50Ω) : 0.276mm

그림 3. 트랜지션의 설계치 (단위 : mm)

Dimensions of the transition (unit : mm)

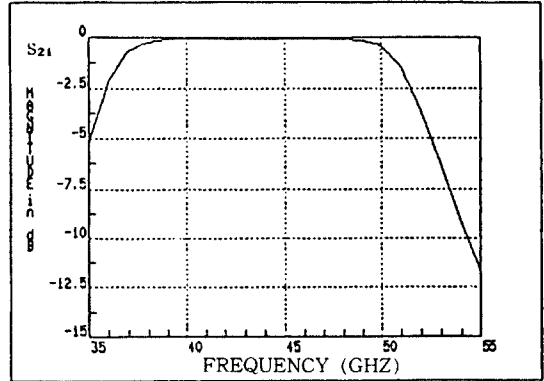
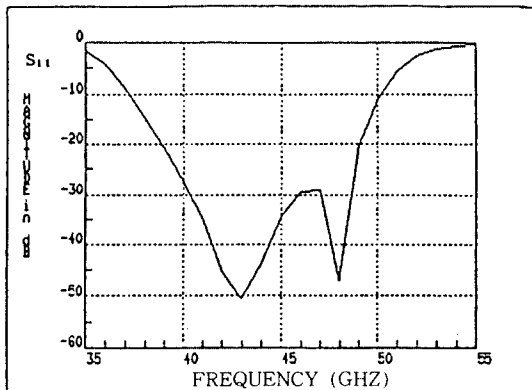


그림 4. 트랜지션 특성(계산치)

Characteristics of the transition(calculated)

V. 트랜지션의 특성측정

그림5(a)와 같이 제작된 트랜지션 두 개를 서로 연결시켜 Network Analyzer (HP-8510)로 Insertion Loss 및 Return Loss를 측정하였다.

50(Ω) 마이크로스트립의 폭(0.276mm)을 보다 정밀하게 얻기위해 웨 에칭(Wet Etching)법 대신에 300A의 Ti/W와 1000 A*의 Au를 Fused Silica 기판위에 스퍼터링(Sputtering)법으로 적층시킨 후 이온-빔 밀링(Ion-Beam Milling)법으로 마이크로스트립을 만들었다. 여기서 Ti/W는 Au의 접착(Adhesion)을 좋게 하고 Au가 기판속으로 확산되는 것을 방지한다.

마지막 단의 릿지와 마이크로스트립간의 연결은 열압축연결(Thermo-cumpression Bonding)법으로 Gold Ribon을 연결시켰다. 이 리본의 폭은 유도성 효과를 최소화 하고, 접지면과의 용량성 효과가 제거되도록 조정해야 한다.

40GHZ에서 47GHZ까지의 주파수대역에서 측정한 트랜지션의 특성은 그림 6과 같다. Insertion Loss는 약 0.3dB, Return Loss는 25 dB로 나타났다.

Super-compact에 의해 해석된 트랜지션 특성과 측정된 특성간에는 상당한 차이가 있으며,

이것은 제작된 릿지 도파관 규격과 설계치간에 차이가 있으며, 이것은 제작된 릿지 도파관 규격과 설계치간에 약간의 오차에 따른 특성차이와도 관련이 있을 것으로 생각된다. 마이크로스트립에서 방사 손실도 트레이지선 특성에 상당한 영향이 있다.

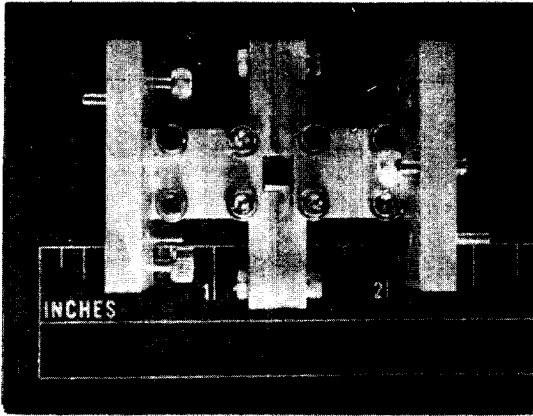


그림 5(a) 트레이지선 (두개를 서로 연결)
Transitions (back to back)

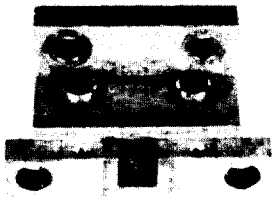


그림 5(b) 위에서 본 사진
Top view

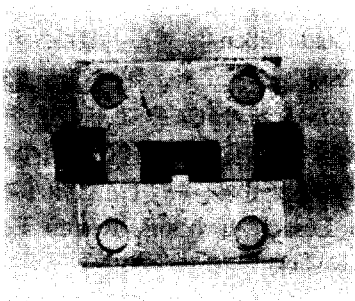


그림 5(c) 앞에서 본 사진
Front view

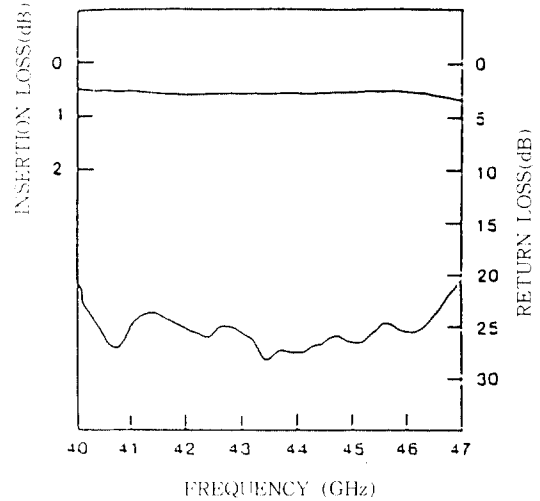


그림 6 트레이지선의 특성
Performance of the transition(measured)

VI. 결 론

U 대역 도파관 마이크로스트립간의 트레이지선을 설계 제작하여 그 특성을 실험적으로 고찰하였다. 임피던스 변환기는 광대역 정합특성을 가지고 $\lambda/4$ Tchebyscheff 임피던스 변환기를 이용하여 릿지 도파관으로 이를 실현 하였다. 설계된 트레이지선은 Supper Compact을 사용하여 그 특성을 해석하고 최적설계 하였다. 40GHZ에서 47GHZ 범위에서 측정된 트레이지선의 Insertion Loss는 약 0.3dB, Rseturn Loss는 25dB로 나타났다.

트레이지선의 특성을 보다 좋게 얻기 위해서는 릿지도파관과 마이크로스트립간의 접속부에 대한 모델링을 추가 해야 할 것으로 생각된다.

이 논문은 1989년도 문교부 학술연구조성비에 의하여 연구되었음.

References

1. J.H.C Van Heuven, "A New Integrated Waveguide Microstrip Transtin", IEEE Trans, on MTT, pp. 114~117, Mar, 1976.

2. S.B.Cohn, "Properties of Ridge Waveguide", proc. of the IRE, vol. 35 pp. 783~788, August, 1947.
3. T.G.Mihran "Closed and Open-Ridge Waveguide", proc. of the IRE, pp. 640~644, June, 1949.
4. N. Marcuvitz, "Waveguide Handbook", MIT Radiation Laboratories, No. 10, pp. 307-310, 1964
5. Samnel Hopper, "The Design of Ridged Waveguides", IRE Trans. on MIT, pp. 20 29, October 1955.
6. E.James Crescenzi, Tr., et al., "Fused silica : A Better Substrate For Mixers?" Microwaves, pp. 34~41, Jan. 1976.

〈부록 1〉

```

TY RGT.DAT;129
XRIDGE WAVEGUIDE TRANSITION
P1: ?1.65MM 1.7635MM 1.895MM?
P2: ?1.895MM 1.9017MM 1.91MM?
P3: ?1.91MM 2.3507MM 2.60MM?
B1: ?0.160MM 0.26391MM 0.2700MM?
B2: ?0.4700MM 0.68029MM 0.8900MM?
B3: ?1.800MM 1.9544MM 2.34MM?
CJ: 0.00002500000000PF
F4: 2.00000MM
BLK
RWG 1 2 A 4.78MM B 2.39MM P 4.00MM WAV1
CAP 2 0 C 0.0001435660800PF
RWG 2 3 A 5.1317MM B B3 P P3 WAV1
CAP 3 0 C 0.0014972966PF
RWG 3 4 A 7.7439MM B B2 P P2 WAV1
CAP 4 0 C 0.0028687339PF
RWG 4 5 A 10.2700MM B B1 P P1 WAV1
CAP 5 0 C CJ
TRL 5 6 W 0.276MM P P4 SUB
CAP 6 0 C CJ
RWG 6 7 A 10.2700MM B B1. P P1 WAV1
CAP 7 0 C 0.0028687339PF
RWG 7 8 A 7.7439MM B B2 P P2 WAV1
CAP 8 0 C 0.0014972966PF
RWG 8 9 A 5.1317MM B B3 P P3 WAV1
CAP 9 0 C 0.0001435660800PF
RWG 9 10 A 4.781MM B 2.39MM P 4.00MM WAV1
RGT: 2POR 110
END
LAD
RWG 1 2 A 4.78MM B 2.39MM WAV1
A: 1POR 1 0
END
FREQ
STEP 35GHZ 55GHZ 1GHZ
END
OUT
PRI RGT S Z1 A Z2 A
END
OFT
RGT Z1 A Z2 A F 40GHZ 49GHZ MS11 -230B LT
END
DATA
SUB: MS H 0.127MM ER 3.7 MET1 AU 3UM
WAV1: RWG ER 1.0
END

```



李文秀(Mun Soo LEE) 正會員

1947年12月29日生

1970年：韓國航空大學 通信工學科(工學士)

1980年：漢陽大學校 大學院 電子通信工學科(工學碩士)

1984年：漢陽大學校 大學院 電子通信工學科(工學博士)

1981年3月～1986年2月：濟州大學校通信工學科 副教授

1986年9月～1987年8月：美國 COMSAT研究所 研究員

1986年3月～現在：慶尚大學校 電子工學科 教授