

論文94-31A-2-6

곡률 변화형 테이퍼를 이용한 도파관 - 마이크로스트립 트랜지션

(A Waveguide-Microstrip Transition using Curvature Variable Taper)

車元碩*, 曹永松**, 愼哲宰**

(Won Seok Cha, Young Song Cho and Chull Chai Shin)

要約

도파관-마이크로스트립 도파관에 사용되는 곡률변화형 테이퍼를 제안하고, 이를 릿지 도파관에 적용하였다. 이 테이퍼의 형태는 테이퍼의 길이와 도파관과 마이크로스트립 기판의 높이 차이의 함수로 표시된다. 이 테이퍼는 다른 테이퍼보다 제작이 간편하며, 특성은 1λ 이하에서 반사계수가 파라볼릭 테이퍼보다 감소하는 것을 볼 수 있다. 실험결과 10~15 GHz 대역에서 S_{11} 은 -20dB 이하이며, S_{21} 은 약 -0.5dB 정도로서 이론값과 잘 일치한다.

Abstract

A curvature variable taper is proposed for a waveguide-microstrip transition. It is applied to a ridge waveguide. The curvature depends on the taper length and difference of waveguide's height and microstrip substrate's height. The taper is manufactured easier than the other tapers. It's reflection coefficient is smaller than the parabolic taper's below one wavelength. The results of experiment show that S_{11} is below -20dB and S_{21} is about -0.5dB in the band of 10~15 GHz. These results are good agreement with the theoretical values.

1. 서론

마이크로파 트랜지션은 한 종류의 전송 선로를 다른 종류의 전송 선로와 결합하여 전자파를 전송시키기 위한 기계적인 구조로서 두개의 서로 다른 전송 선로 사이의 트랜지션은 전자파를 한 전송 선로에서

다른 전송 선로로 경계 조건을 만족시키면서 전파 시켜주어야 한다. 10GHz 이상의 MIC 회로에서는 도파관 마이크로스트립간의 트랜지션이 필요하며 고전력면에서도 유리하다. 트랜지션은 일반적으로 반사와 손실이 적고 광 대역 특성을 가져야 하며, 커플링을 최대화시키고 반사는 최소화시키기 위하여 두 전송선로 간의 임피던스 정합이 되도록 설계되어야 하며, 형태는 경계조건을 점진적으로 변화하게 하여 한 전송선로로 부터 다른 전송선로로의 장의 전이가 이루어 지도록 해야 한다. 그러므로 임피던스 정합과 장의 정합을 모두 이루기 위하여 계단형 트랜지션 또는 연속적인 테이퍼 트랜지션이 자주 사용된다.

* 正會員, 電子部品綜合技術研究所 通信部品研究室
(KETI Telecommunication Components Lab.)

** 正會員, 亞洲大學校 電子工學科
(Dept. of Elec. Eng. Ajou Univ.)

接受日字 : 1993年 2月 22日

본 연구에서는 릿지 도파관(Ridge Waveguide)을 사용한 도파관-마이크로스트립간의 트랜지션의 특성을 고찰하고 해석하여 설계 방법을 제시하고자 한다. 릿지 도파관은 일반 도파관 보다 전장의 집중현상이 좋고 임피던스의 변화가 용이하다. 특히 임피던스 변환부의 설계에서 제작이 쉽고 길이를 줄일 수 있는 새로운 테이퍼의 형태인 곡률 변화형 테이퍼를 제시하여 기존의 파라볼릭 테이퍼와 비교하고 실험을 통하여 특성을 알아 보았다.

II. 릿지 도파관의 특성

릿지 도파관은 일반 도파관보다 광대역이며 임피던스의 변화가 용이하고 전장의 집중 현상이 더 좋게 나타난다. 릿지 도파관을 이용한 도파관-마이크로스트립 트랜지션은 TE₁₀ 모드에서 그림 1과 같은 전장의 변화를 보이면서, 도파관으로 부터 마이크로스트립에 전자파를 전송시켜 준다. 그림 1에서 보는 바와 같이 전장이 도파관에서 점차적으로 마이크로스트립에 전장이 집중되는 현상을 보이고 있다.

그림 1과 같은 단면을 가진 릿지 도파관은 그 단면의 구조에 따라 차단 주파수와 특성 임피던스가 변하며 이 성질을 이용하여 도파관의 특성 임피던스를 50Ω가 마이크로스트립 선로의 특성 임피던스에 근접하는 릿지 도파관을 얻을 수 있다.

TE₁₀모드의 차단 현상은 전송 선로가 갖고 있는 가장 낮은 공진 주파수에서 발생하며 다른 모든 TE_{m0}모드의 차단 현상은 그에 대응하는 m차 공진 주파수가 발생한다. Odd TE_{m0} 모드를 위한 공진조건은¹

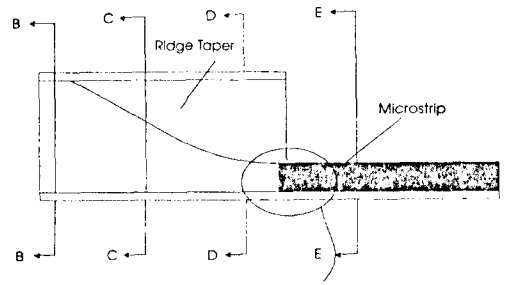
$$-Y_{01} \cot \theta_1 + B_1 + Y_{02} \tan \theta_2 = 0 \tag{1-a}$$

$$\frac{Y_{02}}{Y_{01}} = \frac{Z_{01}}{Z_{02}} = \frac{b_1}{b_2} = \frac{\cot \theta_1 - B_1 Y_{01}}{\tan \theta_2} \tag{1-b}$$

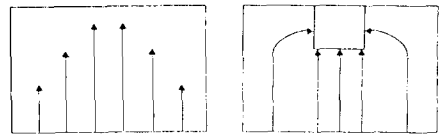
로 되며, 여기서 식 (1-a), (1-b)의 θ_1, θ_2 는

$$\theta_1 = \pi(a_1 - a_2) / \lambda c, \theta_2 = \pi a_2 / \lambda c \tag{2}$$

이다. 또한 Y_{01}, Z_{01} 은 릿지가 없는 부분(도파관의 높이가 b_1)의 특성 어드미턴스와 특성 임피던스이고 Y_{02}, Z_{02} 는 릿지가 있는 부분(도파관의 높이가 b_2)의 특성 어드미턴스와 특성 임피던스이다. 그리고 a_1 과 a_2 는 그림 2에서 보여준 도파관 내부의 치수이며 B_1 는 높이 b_1 과 b_2 의 불연속 부분에 생기는 접합 서셉턴스(Normalized Junction Susceptance)이고 C 는 광속이다.

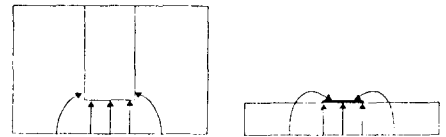


(a)



(b)

(c)



(d)

(e)

그림 1. TE₁₀ 모드 에서 릿지 도파관을 이용한 도파관-마이크로스트립 트랜지션의 전장 변화 (a) 도파관-마이크로스트립 트랜지션의 측면도 (b) 트랜지션 측면도의 B점에서 바라본 전장 분포 (c) 트랜지션 측면도의 C점에서 바라본 전장 분포 (d) 트랜지션 측면도의 D점에서 바라본 전장 분포 (e) 트랜지션 측면도의 E점에서 바라본 전장 분포

Fig. 1. Waveguide structure using ridged waveguide are correlated with corresponding electrical field patterns and positions along the waveguide. (a) Waveguide microstrip transition :side view. (b) Waveguide microstrip transition :view B. (c) Waveguide microstrip transition :view C. (d) Waveguide microstrip transition :view D.

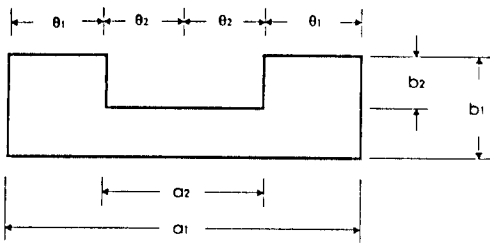


그림 2. 단일 릿지 도파관의 단면 치수
Fig. 2. Parameter for single ridge waveguide cross section.

그림 2와 같은 단면을 가진 릿지 도파관의 Odd TE_{m0} 모드에서의 차단 주파수는 식 (1-a)에 식(2)를 대입하여 식 (3)과 같이 구할 수 있다.

$$\cot \frac{\pi f c}{C} (a_1 - a_2) - \frac{b_1}{b_2} \tan \frac{\pi f c}{C} a_2 - \frac{B_c}{Y_{01}} = 0 \quad (3)$$

릿지 높이의 불연속 부분에 생기는 접합 서셉턴스 B_c의 값은 ² 식 (4)와 같이 구할 수 있다.

$$\frac{B_c}{Y_{01}} = \frac{2b}{\lambda_c} \left(\ln \frac{1-a^2}{4a} \left(\frac{1+a}{1-a} \right)^{0.5(1+1/a)} + 2 \frac{A+A+2D}{AA-D^2} + \left(\frac{b_1}{4\lambda_c} \right)^2 \left(\frac{1-a}{1+a} \right)^4 \left(\frac{5a^2-1}{1-a^2} + \frac{4a^2D}{3A} \right) \right) \quad (4-a)$$

여기서 a는 b₂/b₁이고, gc는 차단 파장이며 A A' 및 D는 식 (4-b), (4-c), (4-d)로 계산된 값이다.

$$A = \left(\frac{1+a}{1-a} \right)^{2a} \frac{1 + \sqrt{1 - (b_1/\lambda_c)^2}}{1 - \sqrt{1 - (b_1/\lambda_c)^2}} - \frac{1+3a^2}{1-3a^2} \quad (4-b)$$

$$A = \left(\frac{1+a}{1-a} \right)^{2/a} \frac{1 + \sqrt{1 - (b_1/\lambda_c)^2}}{1 - \sqrt{1 - (b_1/\lambda_c)^2}} - \frac{3+a^2}{1-a^2} \quad (4-c)$$

$$D = \left(\frac{4a}{1-a^2} \right)^2 \quad (4-d)$$

한편 릿지 도파관의 임피던스 방정식을 유도하기 위해 단일 주파수가 무한대라고 가정하면 전장과 자장은 완전히 도파관 단면 성분만 존재하고 서로 수직 성분이므로 파의 임피던스는 자유 공간에서의 임피던스이며, 전장을 알고 있다면 자장은 H= E/120π 의 식으로 부터 구해질 수 있다. 무한대 주파수에서의 도파관 임피던스는 도파관 단면에 걸리는 전압 에 대한 도파관 윗 면의 총 진행 방향 전류 성분 합에 비례 정의 되어지므로

$$Z_{0-} = \frac{V_0}{I} = \frac{b_2 E_0}{\int_0^{a_1/2} i dx} = \frac{120\pi b_2 E_0}{2 \int_0^{a_1/2} E dx} \quad (5)$$

적분구간 a₁/2은 그림 3과 같이 전압성분이 도파관 단면에 대해서 대칭을 이루고 있으므로 식 (5)와 같이 쓸 수 있고 임의의 주파수에서의 릿지 도파관의 특성 임피던스는

$$Z_0 = \frac{Z_{0-}}{\sqrt{1 - (f/f_c)^2}} \quad (6)$$

과 같다. 여기서 f_c는 릿지 도파관의 차단 주파수이다.

중단이 개방되었을 때의 입력 임피던스는 무한대이므로 그 점에서 도파관의 단면에 걸리는 전압은 최대가 된다. 전송 선로 이론에서 그림 3과 같이 전압 분포가 연속적이라고 가정하면 전압 분포의 형태는 θ₂ (θ= 0에서 θ= θ₂) 영역에서 V= V₀ COSθ가 의 형태로 된다. 그러나 θ₁의 영역(θ= θ₂에서 θ= θ₁+θ₂)에선 식 (7)과 같이 주어진다.

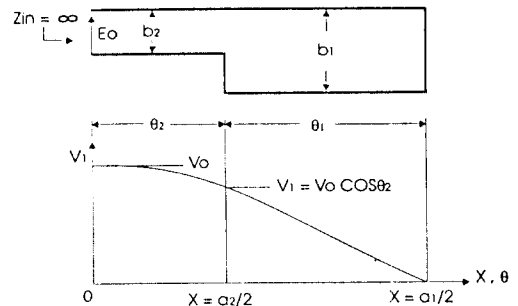


그림 3. 도파관 단면에 인가된 전압의 근사분포
Fig. 3. Approximate voltage distribution across half of the cross section.

$$V = V_1 \frac{\sin(\theta_1 + \theta_2 - \theta)}{\sin \theta_1} = V_0 \frac{\cos \theta_2}{\sin \theta_1} \sin(\theta_1 + \theta_2 - \theta) \quad (7)$$

전장 E는 V/b와 같으므로

$$E = E \cos \theta, \quad 0 \leq \theta \leq \theta_2 \quad (8-a)$$

$$E = \frac{b_2}{b_1} E_0 \frac{\cos \theta_2}{\sin \theta_1} \sin(\theta_1 + \theta_2 - \theta), \quad \theta_2 \leq \theta \leq (\theta_1 + \theta_2) \quad (8-b)$$

식 5의 적분은 다음과 같이 구해질 수 있다.

$$\int_0^{a/2} E dx = \frac{\lambda_c}{2\pi} \int_0^{(\theta_1 + \theta_2)} E d\theta$$

$$= E_0 \frac{\lambda_c}{2\pi} \left(\text{SIN}\theta_2 + \frac{b_2}{b_1} \text{COS}\theta_2 \tan \frac{\theta_1}{2} \right) \quad (9)$$

그러므로 식 (9)을 이용하면 식 (5)와 (6)은 식 (10)과 식 (11)와 같이 구해질 수 있다.

$$Z_{0^-} = \frac{120\pi^2 b_2}{\lambda_c \left(\text{SIN}\theta_2 + \frac{b_2}{b_1} \text{COS}\theta_2 \tan \frac{\theta_1}{2} \right)} \quad (10)$$

$$Z_{0^-} = \frac{120\pi^2 b_2 / \left(\sqrt{1 - (\lambda_0 / \lambda_c)^2} \right)}{\lambda_c \left(\text{SIN}\theta_2 + \frac{b_2}{b_1} \text{COS}\theta_2 \tan \frac{\theta_1}{2} \right)} \quad (11)$$

여기서 λ_0 는 자유 공간 파장이다.

Ⅲ. 릿지 도파관의 임피던스 변환부 설계

그림 4에서 Z_{in} 은 도파관의 특성 임피던스이고 Z_{out} 은 마이크로스트립의 특성 임피던스 50Ω 이다. Z_{in} 과 Z_{out} 간의 임피던스 정합을 위하여 길이에 따른 곡률 변화형 임피던스 테이퍼를 설계해 본다.

그림 4에서와 같이 마이크로스트립의 높이가 주어지면 b_2 의 크기가 정해지며, 접촉면에서 마이크로스트립의 임피던스 50Ω 과 릿지 도파관의 임피던스가 같아지기 위해서는 a_2 의 크기가 정해진다. 이 와 같이 마이크로스트립의 임피던스를 정합시키고 도파관과 임피던스 정합을 시키기 위하여 그림 4에서와 같

은 곡률 변화형 테이퍼를 사용한다.

이 테이퍼는 테이퍼의 길이 L 과 b_2 가 주어지면 그림 4에서와 같이 일정한 반지름을 갖는 원이 존재한다. 테이퍼의 길이 L 은 보통 $n\lambda_g$ ($n=0.5, 1, 1.5, \dots$)로 나타나며 λ_g 는 관내 파장이다. 이 원의 반지름 R 은 다음의 두 방정식으로 부터 얻어진다.

$$R - R \text{SIN}\theta = b_1 - b_2 \quad (12)$$

$$R \text{COS}\theta = L \quad (13)$$

이 두 방정식을 풀면 반지름 R 의 식을 얻을 수 있고 b_2 는 길이 z 의 함수로 나타낼 수 있으며 그 식들은 다음과 같다.

$$R = \frac{L^2 + (b_1 - b_2)^2}{2(b_1 - b_2)} \quad (14)$$

$$\theta = \text{COS}^{-1}(L/R) \quad (15)$$

$$b_2(z) = b_2 + (R - R \text{SIN}\theta(z)) \quad (16)$$

$$\theta(z) = \text{COS}^{-1}((L-z)/R) \quad (17)$$

그림 4에서 Z_{in} 은 도파관의 특성 임피던스이고 Z_{out} 은 마이크로스트립의 특성 임피던스 50Ω 이다. 임피던스가 b_2 에 비례한다면 임피던스는 다음과 같다.

$$R = \frac{L^2 + (Z_{in} - Z_L)^2}{2(Z_{in} - Z_L)} \quad (18)$$

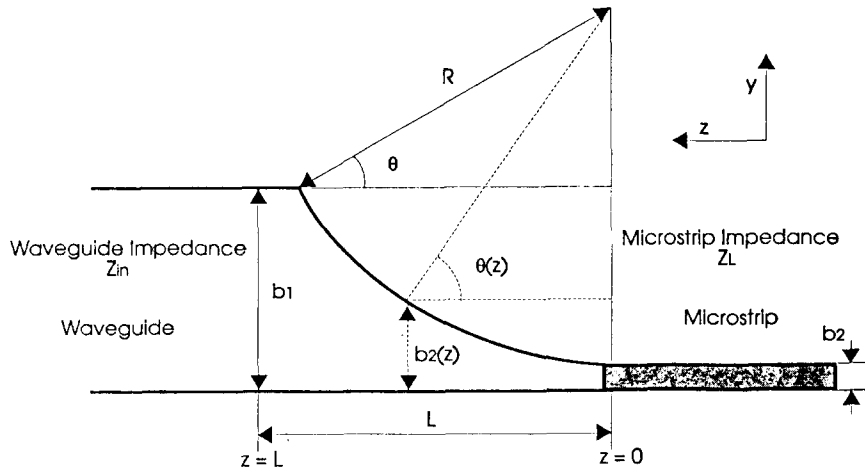


그림 4. 곡률 변화형 임피던스테이퍼를 이용한 릿지 도파관

Fig. 4. Schematic representation of curvature variable tapered ridged waveguide.

$$\theta = \text{COS}^{-1}(L/R) \tag{19}$$

$$Z(z) = Z_m + (R - R \text{SIN}\theta(z)) \tag{20}$$

$$\theta(z) = \text{COS}^{-1}((L-z)/R) \tag{21}$$

이 때 입력 반사계수는

$$\Gamma_i = \int_0^L \frac{1}{2} \frac{d(\ln Z(z))}{dz} e^{-j\beta z} dz \tag{22}$$

와 같이 된다. 여기서 β 는 위상 상수를 말한다. 연속적인 테이퍼는 여러 형태가 있으나 본 논문에서는 파라볼릭 테이퍼와 본 논문에서 제안할 곡률 변화형 테이퍼를 비교해보려 한다. 이와 같은 결과를 이용하여 임피던스 테이퍼를 설계할 수 있다. 위의 식 (20), (21)을 이용하여 식 (22)에 대입하면 길이에 따른 반사계수를 구할 수 있다. 길이에 따른 반사계수의 변화는 그림 9에 나타나 있다.

앞에서 언급한 바와 같이 마이크로스트립의 높이가 주어지면 b_2 의 크기가 정해지며, 접촉면에서 마이크로스트립의 임피던스 50Ω 과 릿지 도파관의 임피던스가 같아지기 위해서는 a_2 의 크기가 정해진다. 이와 같이 마이크로스트립의 임피던스를 정합시키고 도파관과 임피던스 정합을 시키기 위하여 곡률 변화형 테이퍼를 사용한다. 임피던스 테이퍼를 설계할 수 있다.

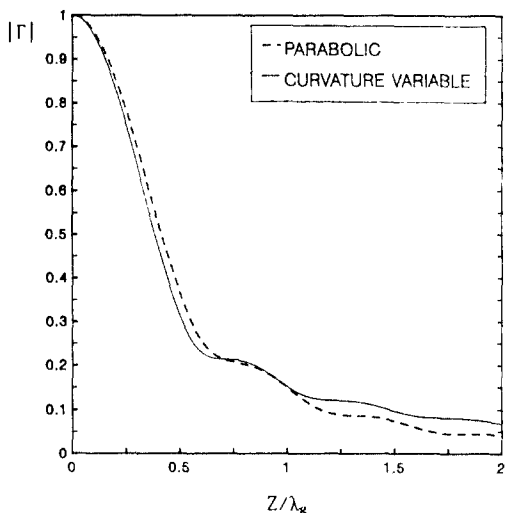


그림 5. 곡률 변화형 테이퍼와 파라볼릭 테이퍼의 길이에 따른 반사 계수의 변화

Fig. 5. Variation of reflection coefficient with l/λ for parabolis taper and curvature variable taper.

만일 주파수가 12.5GHz이고 도파관 WR-75의 a_1 과 b_1 은 19mm, 9.5mm이고 b_2 는 유전율 2.94, 유전체 높이 0.5mm, 도체 높이 0.08mm인 마이크로스트립 선로의 높이와 같으므로 0.67mm이며 a_2 는 도파관 WR-75와 50Ω 마이크로스트립 선로의 정합을 위하여 그림 5에 의해 계산된 수치이다. 길이 $2\lambda_g$ (62mm)인 릿지 도파관의 임피던스의 변화는 그림 6과 같다. 릿지 도파관의 재질은 황동으로 길이는 $2\lambda_g$ 로 하였고 곡률 반경은 217mm이다. 도파관은 WR-75의 규격과 맞게 제작되었으며 이 도파관의 차단 주파수는 8GHz이고 실제 사용 범위는 10GHz~15GHz 대역에서 사용된다. 또한 마이크로스트립은 유전율 2.94, 유전체 높이 0.5mm, 도체 높이 0.08mm인 기판을 사용하였으며 50Ω 이 되기 위한 마이크로스트립 선로의 폭은 1.18mm이며, 제작된 트랜지션은 그림 7에 나타나 있다.

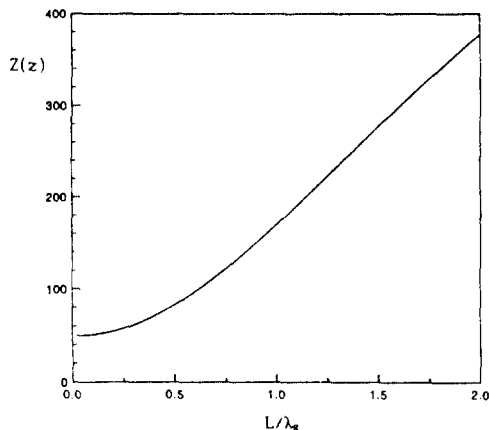
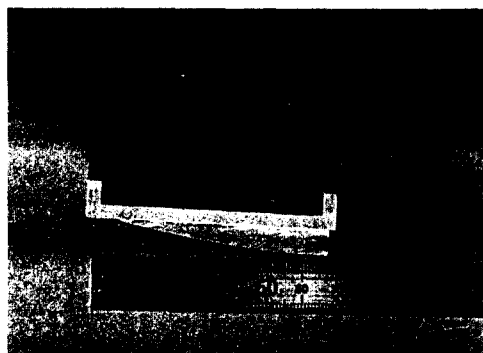
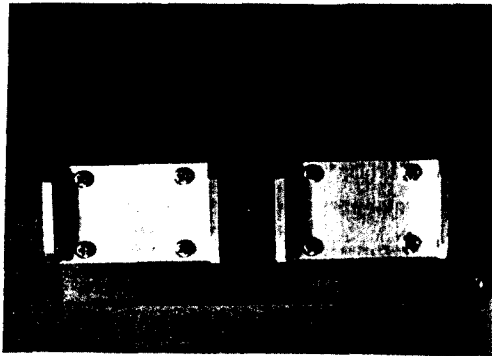


그림 6. 테이퍼 길이가 $2\lambda_g$ 인 릿지 도파관의 임피던스의 변화

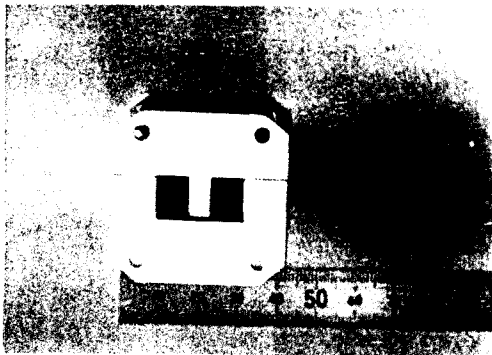
Fig. 6. Variation of impedance for curvature variable tapered ridged waveguide.



(a)



(b)



(c)

그림 7. 제작된 트랜지션 (a) 도파관-마이크로스트립 트랜지션의 평면도 (b) 릿지 도파관의 단면도 (c) 릿지 테이퍼의 측면도

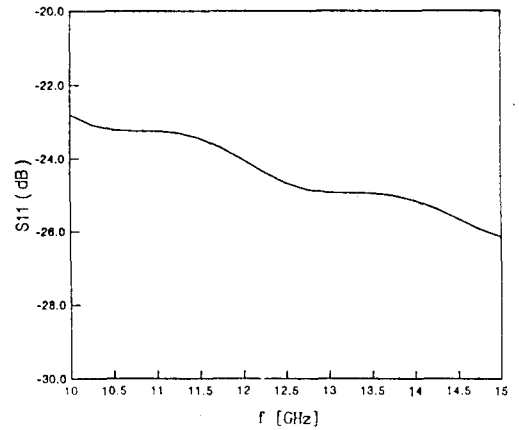
Fig. 7. Waveguide-Microstrip Transition. (a) Top view of waveguide-microstrip transition. (b) Cross section fo waveguide. (c) Side view of waveguide.

IV. 트랜지션의 특성 측정 및 고찰

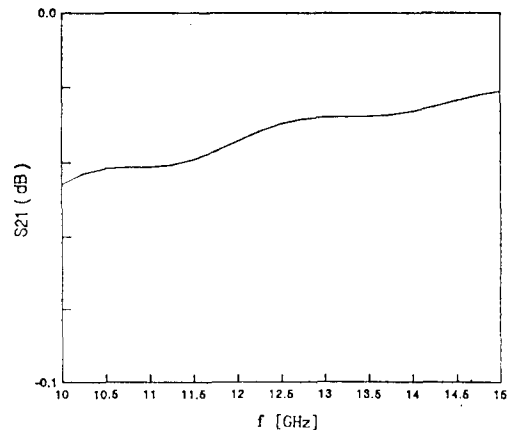
본 연구에서는 이론 값으로 MathCAD에 의해 식 22를 사용하여 S_{11} 과 S_{21} 을 구하였으며 이는 그림 8-(a), 8-(b)에서 나타내었다. 이 그림을 보면 10가15 GHz 대역에서 S_{11} 이 -23 dB 이하, S_{21} 은 최저 -0.05 dB 이상으로 나타났다.

제작된 릿지 도파관의 특성 측정은 같은 두 개의 릿지 도파관을 대칭으로 하여 사이에 50Ω 마이크로스트립 선로를 삽입하는 방법 (Back to back)으로,

Network Analyzer를 이용하여 측정하였다. 측정된 값은 그림 9와 같이 S_{11} 이 최저 -46 dB에서 최고 -18 dB정도로 평균 -20 dB 이하이며, S_{21} 은 최저 -2.4 dB 정도에서 최고 -0.7 dB로 나타났으며, 두개의 릿지 도파관을 사용한 것을 감안한다면 평균 -0.5 dB의 손실을 갖는다. 이는 이론적으로 구한 특성과 어느 정도의 차이는 있으나 근접한 값이며, 이것은 제작된 릿지 도파관의 실제 규격과 설계치 간의 오차와 릿지 도파관과 마이크로스트립 선로의 접속부에 대한 불연속 뿐만 아니라 릿지에서의 전장분포가 연속적이라고 가정하는데서 야기되는 오차로 사료된다.



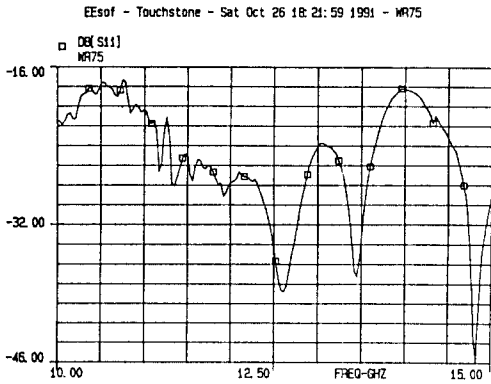
(a)



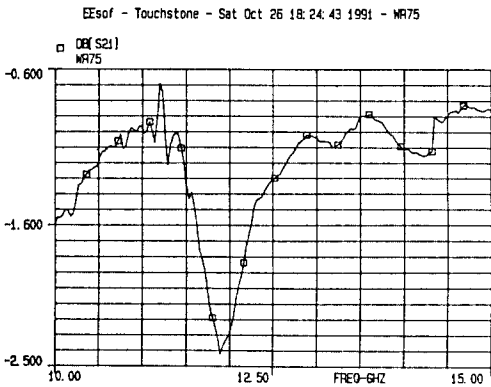
(b)

그림 8. S_{11} 과 S_{21} 의 계산값 (a) S_{11} (b) S_{21}

Fig. 8. Simulated performance of waveguide-microstrip transition. (a) S_{11} . (b) S_{21} .



(a)



(b)

그림 9. S_{11} 과 S_{21} 의 측정값 (a) S_{11} (b) S_{21}
 Fig. 9. Measured performance of waveguide-microstrip transition. (a) S_{11} , (b) S_{21} .

V. 결론

본 논문에서는 릿지 도파관을 이용한 도파관-마이

크로스트립 트랜지션에 곡률 변화에 의한 임피던스 테이퍼를 사용하였다. 이 테이퍼는 테이퍼의 길이 L과 릿지 도파관의 규격만 주어진다면 이 테이퍼를 제작하는데 필요한 모든 치수들이 정확히 주어지며, 테이퍼 곡선이 원이므로 릿지 도파관의 제작도 다른 테이퍼들보다 쉽게 할 수 있다. 또한 테이퍼의 길이가 1λ 이하에서는 파라볼릭 테이퍼 보다 특성이 좋은 것으로 나타났으며 이는 테이퍼의 길이를 짧게 할 때 유리할 것이다. 실제 제작한 릿지 도파관의 특성과 계산된 특성의 차이는 도파관과 마이크로스트립 선로의 접속부에 대한 정확한 모델링을 고려하지 못한 것과 도파관의 실제 규격과 설계치간의 오차로 인한 특성의 변화가 그 원인인 것으로 분석되며, 보다 나은 성능개선을 위해서는 릿지의 폭까지 길이에 따라 변화시키는 2차원 테이퍼가 연구되어야 할 것이다.

參考文獻

- [1] Cohn, S., "Properties of Ridged Waveguides," *IRE Trans. Microwave TheoryTech.*, August 1946.
- [2] Marcuvitz, N., "Waveguide Handbook," MIT Radiation Laboratories, no. 10, pp. 307-310, 1964.
- [3] Singh, D. R., "Straightforward Approach Produces Broadband Transition," *Microwaves & RF*, September 1984.
- [4] Collin, R. E., "Foundations for Microwave Engineering," McGraw-Hill, New York, 1966.
- [5] Hall, A. H., "Impedance Matching by Tapered or Transmission Lines," *Microwave Journal*, March 1966.

著者紹介



車元碩(正會員)

1965年 2月 23日生. 1990年 2月
아주대학교 전자공학과 졸업(학
사). 1992年 2月 아주대학교 전자
공학과 졸업(석사). 1992年 3月
~ 현재 전자부품종합기술연구소
통신부품연구실 전임연구원으로

근무중. 주관심 분야는 이동통신 부품 등임.

曹永松(正會員) 第 27卷 2號 參照

1990年현재 아주대학교 대학원
전자공학과 박사과정중

愼哲宰(正會員) 第 27卷 2號 參照

현재 아주대학교 전자공학과 교수