

L자형 루프를 이용한 광대역 동축-이중릿지도파관 변환기

김진형*, 김준태*, 박동철*

*충남대학교 전파공학과

Broadband Coaxial-to-Double Ridge Waveguide Transformer Using L-shape Loop

Jin Hyung Kim*, Jun Tae Kim*, Dong Chul Park*

*Dept. of Radio Science and Engineering, Chungnam National University

요 약

L자형 루프를 이용하여 주파수대역이 6-18 GHz인 동축-이중릿지도파관 변환기를 상용 소프트웨어인 HFSS를 이용하여 설계한 후 제작하였다. L자형 루프는 동축-구형도파관 변환기에 이미 이용되고 있는 구조로써, 이를 동축-이중릿지도파관 변환기에 적용한 것이다. 제작 후 측정결과 대역폭이 6-18 GHz로 3:1 이상을 만족하며, 최대 삽입손실이 -1.52 dB 이었다.

I. 서 론

동축케이블의 TEM 모드를 도파관의 기본모드인 TE₁₀ 모드로 변환하기 위한 구조는 크게 측면급전구조와 종단급전구조로 나눌 수 있다. 측면급전구조인 경우에는 공간적인면에서 제약성이 많기 때문에 제한된 공간 내에서 최적의 배열을 얻기 위하여 패키징에 적합한 종단급전구조가 많이 사용되고 있다. 동축-릿지도파관 변환기는 크게 릿지도파관과 동축-도파관급전을 통한 임피던스 변환부분으로 나눌 수 있다. 임피던스 변환기의 설계는 taper 전송선 설계방법과 다단 quarter-wave 변환기방법이 이미 잘 정립되어 있으며, 동축-릿지도파관 급전부분은 $\lambda g/4$ backshort을 이용한 측면급전방식[1]이 제시되었고, 이후 측면급전방식을 후면급전방식[2]으로 변환하는 방법이 제시되었다. 그러나 tapered 전송선 설계방법과 다단 quarter-wave 변환기 방법은 제작공정이 복잡하고 변환기의 길이가 커지는 단점이 있다. 본 논문에서는 6-18 GHz의 주파수 대역을 만족하는 이중릿지도파관을 먼저 설계한 후에 L자형 루프를 이용하여 동축케이블의 TEM 모드를 이중릿지도파관의 TE₁₀ 모드로 변환하는 방법을 택하였다. L자형 루프 구조는 동축케이블의 내부도체가 도파관의 내부에서 L자형구조를 이루며 도파관의 바닥에 연결되어 있는 구조로서 릿지도파관에 tapered 전송선 설계방법이나 다단 quarter-wave 변환방법 없이도 정합을 구현할

수 있다. 따라서, 제작이 간단하며, L자형루프를 이용한 경우 변환구간의 길이가 작기 때문에 전체적으로 변환기의 길이를 줄일 수 있는 장점이 있다. 본 논문에서는 HFSS 시뮬레이션을 통하여 L자형 루프의 설계변수를 도출하였으며 그 결과를 바탕으로 동축-이중릿지도파관 변환기를 설계, 제작하였다.

II. 변환기의 설계

1 릿지도파관

1.1 구조 및 특성

릿지도파관은 구형도파관의 협대역 특성을 개선하기 위해 고안된 구조로써 구형도파관 사이에 네모난 금속막대(ridge)가 아랫면 또는 아랫면과 윗면에 삽입된 형태의 도파관으로써, 그 구조는 그림 1과 같다. 릿지도파관을 구형도파관과 비교하여 볼 때, 도파관의 폭 b가 증가적으로 길어진 것과 같으므로 기본모드의 차단주파수가 낮아지게 되며 전계가 중앙에 집중되어 있고 구조의 대칭성으로 인해 우수(even)의 고차모드가 발생하지 않아 단일모드에 대해 구형도파관보다 더 넓은 주파수 대역폭을 갖게 된다[3].

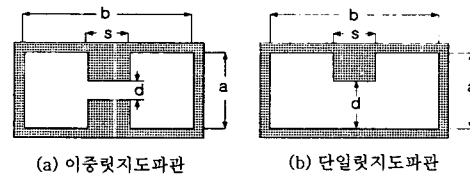


그림 1. 릿지도파관의 구조

1.2. 차단주파수

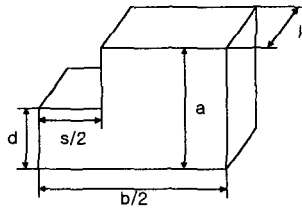
릿지도파관의 차단주파수는 횡공진법(transverse resonance method)을 이용하여 구하며, 우모드(even mode)와 기모드(odd mode)일 때 각각 식 (1)과 식 (2)가 된다. 그림 2는 단일릿지도파관을 반으로 나눈 폭이 b/2인 구조와 그의 등가회로를 나타낸 것이다 [3][4].

$$TE_{mo} \text{ 모드에서 } m \text{ 이 우수일때,}$$

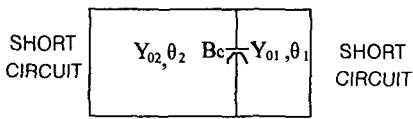
$$-Y_{01} \cot \theta_1 + B_c - Y_{02} \cot \theta_2 = 0 \quad (1)$$

$$TE_{mo} \text{ 모드에서 } m \text{ 이 기수일때,}$$

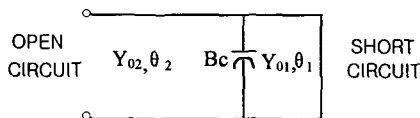
$$-Y_{01} \cot \theta_1 + B_c + Y_{02} \tan \theta_2 = 0 \quad (2)$$



(a) 단일릿지도파관의 반쪽



(b) 우모드



(c) 기모드

그림 2. 릿지도파관의 등가회로

1.3 이중릿지도파관의 특성임피던스

그림 3은 도파관의 크기(a,b), 릿지의 폭(s), 릿지사이의 거리(d)에 따른 이중릿지도파관의 특성임피던스를 도시한 것이며, 식 (3)과 같이 나타낼 수 있다. 식 (4)는 분산특성을 고려한 임의의 주파수에서 특성임피던스이다. 같은 a × b 크기의 구형도파관과 비교하여 볼 때 임피던스가 상당히 작으므로 동축케이블과의 변환에 적합한 구조라 할 수 있다[5][6].

$$Z_{vi}(\infty) = \frac{\pi \eta_0 (\frac{a}{b}) (\frac{d}{a}) (\frac{b}{\lambda_c})}{\sin \theta_2 + (\frac{d}{a}) [\frac{B_c}{Y_{01}} + \tan \frac{\theta_1}{2}] \cos \theta_2} \quad (3)$$

$$Z_{vi}(\omega) = \frac{Z_{vi}(\infty)}{\sqrt{1 - (\frac{f_c}{f})^2}} \quad (4)$$

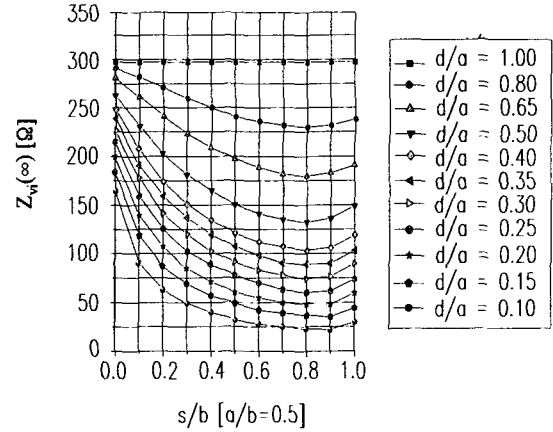


그림 3. 이중릿지도파관의 특성임피던스

1.4 이중릿지도파관의 설계

그림 4는 설계변수(a,b,d,s)에 따른 주파수 대역폭을 나타낸 것이다[7]. 먼저 주파수 대역에 적합한 이중릿지도파관의 폭(b)과 높이(a)를 결정한 후에 원하는 대역폭에 맞게 릿지간의 거리(d)와 릿지의 폭(s)를 결정한다. λ_{c1} 은 TE₁₀ 모드의 차단주파수의 파장을 나타내며, λ_{c2} 는 첫번째 고차모드의 차단주파수의 파장을 나타낸다. 따라서, 대역폭은 기본모드와 첫 번째 고차모드의 파장의 비로 나타낼 수 있다. 차단주파수 주변에서는 특성이 나쁘기 때문에 실제 유용한 주파수 대역은 차단주파수에서 15-20 % 위에 있는 주파수라 할 수 있다.

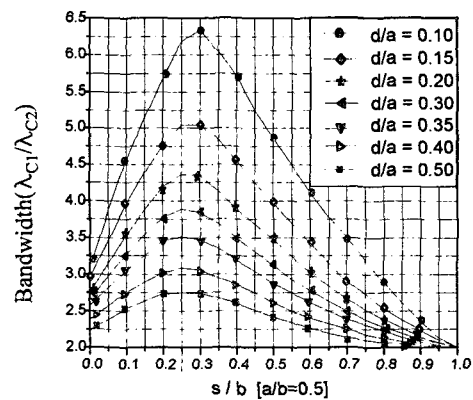


그림 4. 이중릿지도파관의 주파수 대역폭

2. 동축-이중릿지도파관 변환기

L자형루프를 이용한 동축-이중릿지도파관 변환구조는 동축-구형도파관 중단급전구조에 널리 사용되고 있는 L자형루프를 이중릿지도파관에 적용한 것이

며 그 구조는 그림 5와 같다. 이중릿지도파관의 임피던스가 구형도파관의 임피던스보다 매우 작기 때문에 동축케이블과 동축케이블의 내부도체가 이중릿지도파관에 삽입된 구간에서의 부정합을 최소화시킬 수 있는 장점이 있다[4].

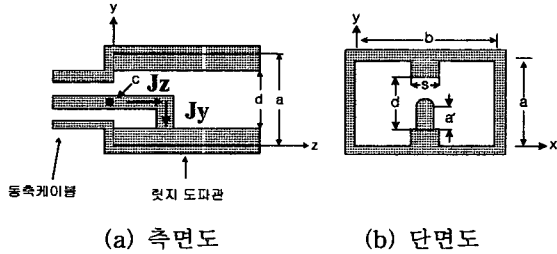


그림 5. L자형 동축-이중릿지도파관 급전구조

정성적으로 설명하면 L자형루프에서 전류는 z=0에서 z=L까지의 z방향 성분과 y=0에서 y=a'까지의 두 성분으로 나눌 수 있으며 y, z 방향으로의 독립된 프로브(probe)로 가정할 수 있다[8]. z 방향의 내부도체에 흐르는 전류에 의해 고차모드가 여기되며, y방향의 내부도체에 흐르는 전류에 의해 고차모드와 기본모드가 함께 여기된다. 식 (5)에서 \vec{J} 는 동축케이블 내부도체의 전류밀도를, \vec{E} 는 \vec{J} 에 의해 발생하는 전기장을, I_{input} 은 도파관에 입력되는 총 전류를 나타낸다[9]. \vec{J} 와 \vec{E} 를 y방향 성분과 z방향 성분으로 구분하여 식 (5)을 식 (6)과 같이 정리할 수 있다. 식(7)은 식(6)을 임피던스에 대한 식으로 나타낸 것이다. 동축케이블의 입력단인 점 C에서 도파관 안을 들여다본 임피던스가 50Ω 이 되도록 리액턴스 값은 상쇄시키고, $R=50 \Omega$ 이 되는 z방향의 길이 L과 y방향의 높이 a'의 길이를 구한다[10].

$$Z_{atc} = - \int_s \frac{\vec{E} \cdot \vec{J}}{I_{input}^2} ds \quad (5)$$

$$Z_{atc} = - \int_s \frac{E_z a_z \cdot J_z a_z}{I_{input}^2} ds - \int_s \frac{E_y a_y \cdot J_y a_y}{I_{input}^2} ds \quad (6)$$

$$- \int_s \frac{E_z a_z \cdot J_z a_z}{I_{input}^2} ds = jX_1, \quad (7)$$

$$- \int_s \frac{E_y a_y \cdot J_y a_y}{I_{input}^2} ds = R + jX_2$$

3. HFSS 시뮬레이션에 의한 손실 특성

3.1 y 방향의 길이 a' 결정

그림 6은 중심주파수의 약 $\lambda g/4$ 인 $L=7 \text{ mm}$ 일 때에 a'의 길이에 따른 삽입손실 특성을 나타낸 것이다. a'=1 mm 일 때 릿지의 중앙에 위치하게 되며, 중앙보다 길어진 a'=1.3 mm 일 때 최적의 특성을 가지는 것을 알 수 있다.

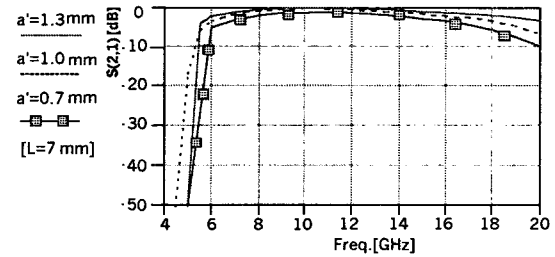


그림 6. a'의 길이에 따른 삽입손실 특성

3.2 z방향의 길이 L 결정

그림 7은 L의 길이에 따른 삽입손실 특성을 나타낸 것이다. 식 (7)에 의해 동축케이블의 내부도체의 z방향의 길이 L이 저항 R에는 영향을 주지 않고 리액티브 성분에 영향을 주는 것을 알 수 있다. L의 길이를 조절하여 리액티브성분을 상쇄시키는 최적의 길이를 구한다.

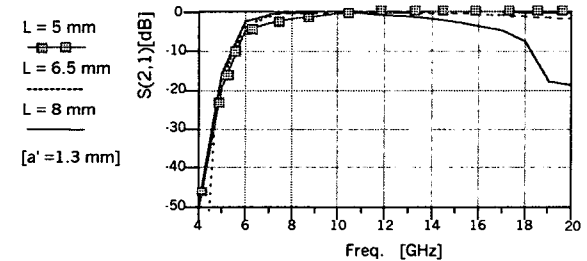


그림 7. L의 길이에 따른 삽입손실 특성

III. 설계 및 제작된 변환기의 특성

6-18 GHz 의 광대역 특성을 만족하는 동축-이중릿지도파관 변환기를 L자형루프를 이용하여 설계하였다. 설계치수는 표 1과 같다. 그림 8은 HFSS를 통한 시뮬레이션 결과를 나타낸 것이다. 삽입손실이 주파수 대역에서 최소 -0.16 dB, 최대 -0.32 dB 이다. 그림 9는 제작품의 특성을 나타내며 삽입손실이 최소 -0.46 dB, 최대 -1.52 dB 이다. 제작품은 그림 10과 같으며 공정상의 편의를 위해 재질이 단단한 황동(brass)으로 만들었으며, 이중릿지도파관을 일체형이 아닌 상, 하 분리형으로 하였다. 재질을 전도도가 높은 알루미늄으로 하고 이중릿지도파관을 일체형으로 제작시 특성을 개선시킬 수 있으리라 판단된다.

표 1. 동축-이중릿지도파관 변환기의 치수(mm)

이중릿지도파관	a (도파관의 높이)	8.2
	b (도파관의 폭)	18.2
	d (릿지간의 거리)	2.0
	s (릿지의 폭)	5.0
동축케이블	r1 (내부도체반경)	0.65
	r2 (외부도체반경)	2.05
	a'(y 방향의 길이)	1.3
	L (z 방향의 길이)	6.0

IV. 결론

주파수대역이 6-18 GHz 인 광대역 동축-이중릿지도파관 변환기를 L자형 루프를 이용하여 종단급전 구조로 제작하였다. 설계변수는 시뮬레이션을 통해 도출하였으며, 제작된 변환기는 tuning post를 사용하여 공정상의 오차에 의한 변화를 최적화하였다.

참고문헌

[1] P. J. Muenzer, "Broadbanding Coax-to-Ridged Waveguide transitions," *Microwaves*, pp 92-97, Aug. 1964.
 [2] E. Gazit, "Wide Band End Launcher Feed for Ridge Waveguide,"
 [3] S. B. Cohn, "Properties of ridge waveguide," *Proc. IRE*, pp. 783-788, 1947.
 [4] T. S. Chen, "Calculation of the parameter of ridge waveguide," *IRE Trans. MTT*, pp. 12-17, Jan. 1957.
 [5] J. Helszajn, *Ridge waveguides and passive microwave components*, IEE press, pp. 26-34, 2000.
 [6] G. Khona and K. Raphael, "Characteristic impedance of a rectangular double ridged TEM line," *IEEE Trans. MTT*, pp 554-557, April 1997.
 [7] S. Hopper, "The design of ridge waveguide," *IRE Trans. MTT*, pp 20-29, Oct. 1955.
 [8] B. N. Das and G. S. Sanyal, "Coaxial-to-waveguide transition (end-launcher type)," *Proc. IEE*, pp. 984-986, Oct. 1976.
 [9] R. F. Harrington, *Time-Harmonic Electromagnetic Fields*, McGraw-Hill, pp. 348-355, 1961.
 [10] M. D. Deshpande, B. N. Das and G. S. Sanyal, "Analysis of an End Launcher for an X-Band Rectangular Waveguide," *IEEE Trans. MTT*, pp. 731-735, Feb. 1990.

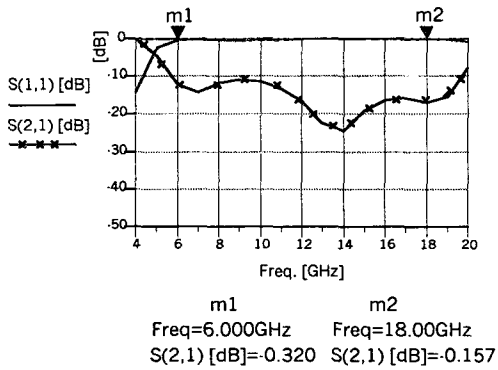


그림 8. HFSS를 이용한 시뮬레이션 결과

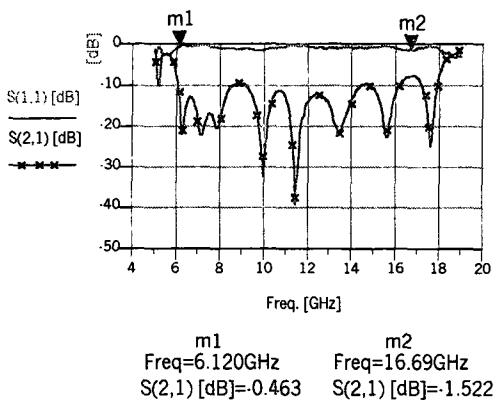


그림 9. 제작된 변환기의 측정결과

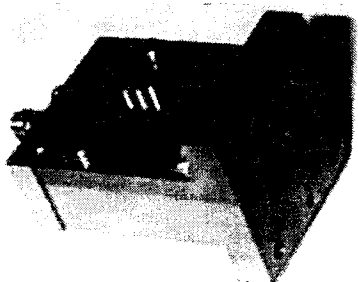


그림 10. 제작된 광대역 동축-이중릿지도파관변환기