

Ka-대역 직교모드변환기 설계

Design of a Ka-Band Orthomode Transducer

이 종 경 · 채 범 용 · 박 동 희* · 안 병 철**

Jong-Kyung Lee · Bum-Yong Chae · Dong-Hee Park* · Bierng-Chearl Ahn**

요 약

본 논문에서는 21/31 GHz 대역 직교모드변환기의 설계기법을 제시하였다. 공용포트에는 8.38×8.38 mm의 정사각형 도파관을 사용하였으며 직선포트에는 WR-34 표준 사각형 도파관을 사용하였다. 직선포트는 다단 λ/4 임피던스변환기로 공용포트에 연결하였다. 측면포트는 공용도파관 중심선 상의 슬롯에 의해 공용포트와 결합되며 슬롯과 측면포트의 WR-51 표준 사각형 도파관 사이에 임피던스 정합구조를 사용하였다. 위와 같은 구조의 직교모드변환기를 도파관 이론에 기초한 반복설계에 의해 최적화하였다. 설계된 직교모드변환기를 제작, 측정하여 설계기법의 타당성을 확인하였다.

Abstract

In this paper, a method is presented for the design of an orthomode transducer(OMT) operating at 21/31GHz frequency bands. A square waveguide is used in the common port while the WR-34 standard rectangular waveguide is used in the straight port. The straight port is connected to the common port via a multi-stage quarter-wave impedance transformer. The side port is coupled to the common port through a slot formed along the center line of the common square waveguide. An impedance transformer is employed to match the impedance of the coupling slot with that of the WR-51 waveguide at the output of the side port. Dimensions of the OMT are iteratively optimized employing the theory of waveguide. The validity of the proposed method is verified by fabricating and testing the designed orthomode transducer.

Key words : Orthomode Transducer(OMT), Waveguide Component, Microwave CAD

I. 서 론

직교모드변환기(Orthomode Transducer; OMT)는 편파가 서로 직교하며, 주파수가 다른 2개의 신호를 분리하는 장치로서 보통 도파관 형태로 구현된다. 직교모드변환기는 한 개의 반사경 안테나를 사용하여 두개의 신호를 사용할 수 있게 함으로써 위성통신^[1], 레디오미터^[2] 등에서 널리 이용되고 있다. 직교모드변환기는 보통 도파관 변환기, 결합슬롯, 횡격막, 임피던스 정합용 계단구조 등으로 구성된다. 요구되는 특성에 따라 실제 직교모드변환기는 다양한

형태를 가진다^{[4],[5]}. 직교모드변환기의 여러 가지 종류별 동작원리는 참고문헌 [3]에 잘 제시되어 있다. 참고문헌 [6]~[9]에는 최적화 방법을 사용하여 설계된 광대역 특성을 가지는 직교모드변환기가 제시되어 있다.

직교모드변환기 설계에 있어서 가장 많은 노력이 소요되는 부분은 공용 도파관으로부터 측면으로 분기되어 나가는 부분이 광대역 특성을 가지도록 설계하는 것이다. 문헌상에 발표된 고성능 직교모드변환기는 모드정합법에 기초한 전자장 계산엔진과 최적화 프로그램을 결합한 자체제작 소프트웨어를 이용

충북대학교 대학원 전파공학과(Dept. of Radio Engineering, Chungbuk National University)

*충주대학교 전기전자 및 정보공학부(School of Electrical, Electronic and Information Engineering, Chungju National University)

**충북대학교 컴퓨터정보통신연구소(Research Institute for Computer and Information Communication, Chungbuk National University)

· 논문 번호 : 20031204-169

· 수정완료일자 : 2004년 1월 8일

하여 최적화 설계한 결과이다. 자체제작 설계 프로그램이 없는 경우에는 Ansoft HFSS[®]와 CST MWS[®]와 같은 범용 고주파 구조물 해석 소프트웨어를 이용하여 직교모드변환기를 설계하게 된다. 이들 소프트웨어에 최적화 기능이 있지만 우선 계산엔진 자체의 속도가 복잡한 도파관 구조물을 신속하게 해석하여 최적화 사이클이 무난하게 돌아갈 정도로 빠르지 않고 또한 최적화 모듈의 기능이 초보적인 단계이다. 따라서 도파관 내부의 전자장 분포에 대한 이론적 지식을 바탕으로 한 시행착오법을 기반으로 한 수동식 최적화 설계에 의존하게 된다.

본 논문에서는 이러한 설계방법의 하나로써 21 GHz 대역과 31 GHz 대역에서 동작하는 직교모드변환기의 구조 설계와 각 부분의 상세 설계 방법을 제시하고 제작을 통하여 설계의 타당성을 검증하였다.

II. 본 론

그림 1은 본 논문에서 설계한 직교모드변환기의 구조를 보인 것이다. 공용포트에는 정사각형 도파관이 사용되며 정사각형 도파관 내부에는 위성에서의 송신대역(20.8~21.2 GHz, 수평편파)과 수신대역(30.6~31 GHz, 수직편파)의 신호가 모두 진행한다. 공용포트에서 수신된 수직편파 신호는 공용포트-직선포트 변환부를 거쳐서 그림 1에 표시된 것처럼 직선포트로 전달된다. 반면에 측면포트에서 송신된 수평편파 신호는 입피더스 변환부를 거쳐 결합슬롯을 통과한 후 공용포트로 전달된다.

직선포트의 전개면 방향을 y 방향, 자계면 방향을 x 방향이라 할 때 공용포트 상에서 직선포트와 측면포트의 전기장은

$$E_v = A \sin \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta_{10}z} \hat{y} \quad (1)$$

$$E_h = B \sin \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta_{10}z} \hat{x} \quad (2)$$

여기서

$$\beta_{10} = \frac{2\pi}{\lambda_g}; \lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{2a}\right)^2}} \quad (3)$$

이며, a 는 공용 도파관의 가로(=세로) 크기, β_{10} 는

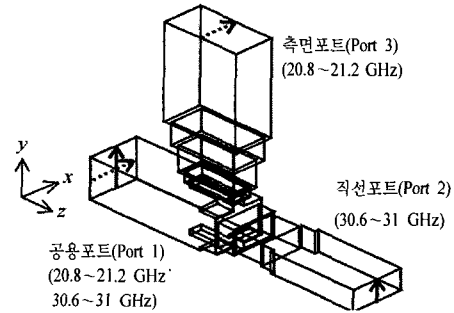


그림 1. 21/31 GHz 직교모드변환기의 구조
Fig. 1. Structure of the 21/31 GHz orthomode transducer.

공용도파관에서 TE_{10} 모드의 위상상수, A 와 B 는 각각 수직편파와 수평편파 전계의 크기, λ_0 는 자유공간 파장이다. 공용 도파관 중심선상에 가늘게 설치된 측면포트 결합슬롯은 E_v 에 의해서는 여기되지 않고 E_h 에 의해서만 잘 여기된다.

이 직교모드변환기에서 요구되는 특성으로서 각 포트의 동작주파수 대역 내에서 반사계수는 -20 dB 이하가 되어야 하며 직선포트와 측면포트 간의 분리도가 40 dB 이상이어야 한다. 직교모드변환기의 각 부분별 상세 설계 방법은 다음과 같다.

2-1 공용포트 설계

공용포트의 도파관에 수신신호와 송신신호가 모두 통과하여야 하므로 21 GHz 신호와 31 GHz 신호가 모두 차단되지 않고 통과되는 크기로 하여야 한다. 공용포트에는 정사각형 도파관과 원형 도파관이 많이 사용된다. 본 논문에서는 공용포트에 정사각형 도파관을 사용하였다. 정사각형 도파관의 단면 크기는 일반적으로 차단주파수가 최소 동작주파수의 0.7~0.9배가 되게 하는데 이는 도파관 내의 임의의 모드의 경우 차단주파수에 가까워질수록 손실이 크게 증가하므로 동작주파수가 차단 주파수로부터 충분히 떨어지게 하여 손실을 작게 하기 위함이다.

사각형 도파관에서 지배모드인 TE_{10} 모드의 차단주파수는 다음 식을 이용하여 구할 수 있다.

$$f_c = \frac{c}{2a}, \quad c: \text{광속}(3 \times 10^8 \text{ m/s}) \quad (4)$$

여기서 a 는 도파관의 자계방향 폭이다.

본 논문에서는 고차모드가 형성되지 않으며 직교

모드변환기의 다음 구조물과의 연결을 용이하도록 하기 위하여 공용 도파관의 크기를 8.38×8.38 mm로 하였다. 이 경우 TE_{10} 모드의 차단주파수는 최저 동작주파수인 20.8 GHz의 0.86배가 된다.

2-2 공용포트-직선포트 변환부 설계

직선포트의 출력부는 표준 도파관(WR-34, 8.64×4.32 mm)으로 주어졌다. 공용 도파관인 정사각형 도파관과 직선포트의 WR-34의 변환부로서 그림 2와 같은 계단형 도파관을 사용하였다. 공용포트-직선포트 변환부 설계 시 고려할 점은 1) 광대역에 걸쳐서 낮은 반사계수를 가질 것, 2) 측면포트 또는 변환부 자체 구조에 의하여 의사공진(spurious resonance)이 발생되지 않을 것, 3) 측면포트와 직선포트는 높은 교차편파 분리도를 가질 것 등이다.

측면포트의 수평편파 송신신호(21 GHz 대역)가 직교모드변환기와 연결되는 편파기 또는 혼 안테나에 입사된 후 -40 dB에서 -30 dB 수준의 교차편파된 수직편파 반사신호를 발생시키며 이 신호는 직선포트(31 GHz 대역)의 수직편파와 동일편파 신호가 된다. 이 경우 측면포트와 직선포트의 분리도가 저하될 수 있으므로 송신 주파수 대역(20.8~21.2 GHz)에서 공용포트-직선포트의 전달계수를 가능한 한 작게 하여야 한다.

그림 2에서 g_3 로 표시된 부분은 송신(21 GHz 이하)대역 신호를 차단하기 위하여 단면의 크기를 줄인 도파관으로서 TE_{10} 모드의 차단주파수는 23.08 GHz이다. 이 도파관과 정사각형 도파관 또는 직선포트 도파관 사이에는 계단형 $\lambda/4$ 임피던스 정합 구조를 사용하였다. $\lambda/4$ 임피던스 변환기의 특성 임피던스는

$$Z_o = \sqrt{Z_{in} Z_{out}} \quad (5)$$

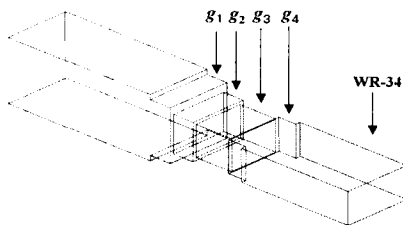


그림 2. 공용포트-직선포트 변환부
Fig. 2. Transition between common and straight ports.

으로부터 구한다. 도파관의 특성 임피던스로는 $Z_w = |E_y|/|H_x|$ 로 주어지는 TE_{10} 모드의 파동 임피던스를 사용하였다. 도파관 g_3 와 공용 도파관의 사이에는 1단의 변환기로는 충분한 대역폭 특성을 보이지 않으므로 2단의 변환기를 사용하였고, 직선 포트인 WR-34 사이에는 1단의 변환기로 충분한 대역폭 특성을 보이기 때문에 1단의 변환기를 사용하였다. 계단형 변환부(그림 2의 g_1, g_2, g_4)는 $\lambda/4$ 임피던스 변환기 이론을 적용하여 초기값을 구한 후 변환부의 길이를 세부 조정하여 fringe capacitance 성분을 보상하였으며 30.6~31 GHz 대역에서 반사계수가 -25 dB 이상이 되도록 변환부의 길이와 광벽과 협벽의 크기를 변수로 시행착오법으로 최적화하여 설계하였다. 표 1은 그 결과를 나타낸 것이다. 각 변환부의 길이가 $\lambda_g/4$ 보다 작은 것을 볼 수 있는데 이는 수신대역(30.6~31.0 GHz)에서 반사계수가 최소가 되도록 최적화 하여 수정된 길이이다. 그림 3은 공용포트-직선포트 변환부의 특성을 보인 것이다. 30 GHz 대역에서 수직편파 신호의 경우 -30 dB 이하의 반사계수를 나타내고 수평편파 신호는 -30 dB 이하의 전달계수를 보인다. 21 GHz 대역에서 수직편파 신호의 전달계수는 약 -10 dB가 됨을 알 수 있다.

2-3 측면포트의 설계

측면포트는 공용 도파관과의 결합슬롯, 연결 도파관, 임피던스 정합부, 표준 도파관인 WR-51(12.95×6.48 mm) 등으로 구성된다. 그림 4는 측면포트의 단

표 1. 공용포트-직선포트 변환부 설계 치수
Table 1. Dimension of the designed transition between common and straight ports.

도파관	가로 (mm)	세로 (mm)	길이 (mm)	$\lambda_g/4$ (mm) @30.8 GHz	TE_{10} 모드 파동 임피던스 (Ω)
공용포트	8.38	8.38	20	-	462.76
g_1	8.38	7.04	2.8	2.99	462.76
g_2	7.38	4.98	2.76	3.24	501.10
g_3	6.5	4.2	5	-	568.29
g_4	7.4	4.32	2.4	3.23	500.00
직선포트 (WR-34)	8.64	4.32	15	-	455.90

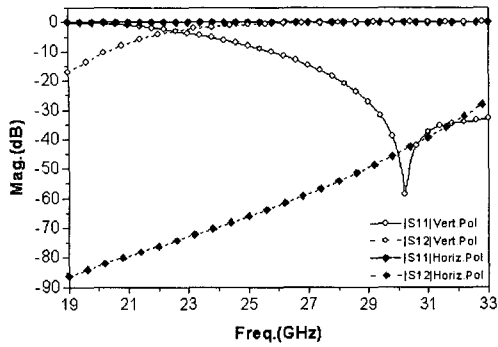


그림 3. 공용포트-직선포트 변환부 특성
 Fig. 3. Theoretical performance of the transition between common and straight ports.

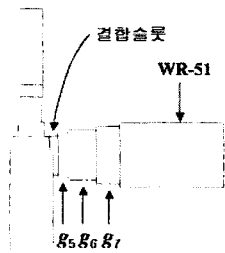


그림 4. 측면포트의 단면도
 Fig. 4. Cross section of the side port.

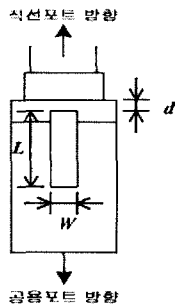


그림 5. 결합슬롯의 설계 변수(L : 슬롯의 길이, W : 슬롯의 폭, d : 슬롯의 위치)
 Fig. 5. Design variables of the coupling slot(L : slot length, W : slot width, d : slot position).

면도이다. 결합 슬롯을 측면포트 출력 도파관 WR-51에 정합하기 위해 연결 도파관 g_5 , 1/4-파장 임피던스 변환기 g_6 과 g_7 를 사용하였다. 도파관 g_5 가 연결된 상태에서 슬롯의 크기를 결정한 후 임피던스 변환기 g_6 과 g_7 를 설계하였다.

그림 5는 결합슬롯을 보인 것이다. 결합슬롯은 직선포트의 동작에 영향을 주지 않도록 공용 도파관

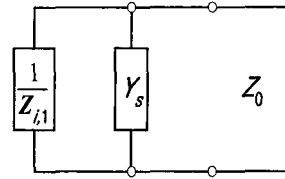


그림 6. 결합슬롯 등가회로
 Fig. 6. Equivalent circuit of the coupling slot.

위벽 중심에 설치된다. 또한 슬롯의 긴 방향이 공용 도파관 축방향과 일치하도록 하여 직선포트의 수직편파 신호(공용 도파관의 TE_{10} 모드)에 영향을 주지 않도록 한다. 수평편파 신호(공용 도파관의 TE_{01} 모드)는 공용 도파관과 직선포트 변환부상의 일정한 위치에서부터는 차단되므로 직선포트는 수평편파 신호에 대해 순허수의 입력 임피던스를 제공한다.

그림 6은 공용포트에서 바라본 수평편파 신호(TE_{01} 모드)에 대한 등가회로를 보인 것이다. 여기서 Y_s 는 결합슬롯의 어드미턴스이며, $Z_{i,1}$ 은 결합슬롯의 중심위치에서 직선포트 쪽으로 바라본 수평편파 모드의 입력 임피던스(순허수)이며, Z_0 는 공용 도파관의 특성 임피던스이다. 결합슬롯을 등가회로로 나타낼 경우 전송선상의 병렬 임피던스 Y_s 가 되며 여기에 $Z_{i,1}$ 이 병렬 연결된다. $Y_s + 1/Z_{i,1}$ 이 실수가 되도록 시행착오법에 의해 최적의 슬롯 크기와 위치를 결정하게 된다. 실제로 직교모드변환기 설계에 있어서 가장 많은 노력이 필요한 부분이 바로 측면포트 결합슬롯의 설계이다.

결합슬롯에 보통 측면포트 출력단의 도파관이 직접 연결되기도 하나 보통 임피던스 변환부가 사용된다. 결합슬롯에 단면 크기가 $8.82 \text{ mm} \times 3.2 \text{ mm}$ 인 연결 도파관(그림 5의 g_5)이 연결된 상태에서 슬롯의 크기를 최적화하였다. 연결 도파관의 크기는 슬롯 크기의 1.2~1.8배 사이에서 적절한 값으로 하였다. 이때 광벽의 폭은 지배모드의 차단주파수가 20.8 GHz보다 충분히 작게(약 0.8배)하였다. 슬롯 길이 L 은 $\lambda_0/2$ 인 7.1 mm를 기준으로 하여 최적화하였으며, 슬롯의 폭 W 는 넓을수록 광대역 특성을 보이나 직교편파의 분리도가 감소하게 되므로 두 가지 측면을 모두 고려하여 슬롯 길이의 1/4을 기준으로 하여 최적화하였다. 슬롯의 위치 d 는 제작상의 편의를 위해 0으로 하였다.

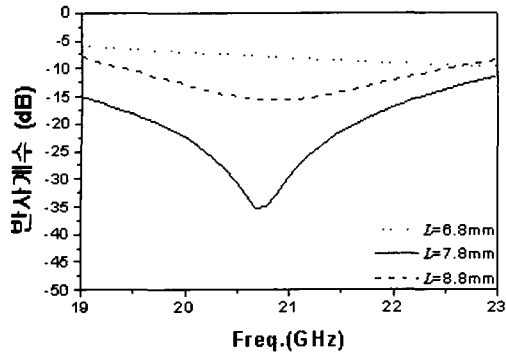


그림 7. 슬롯 길이 L 에 따른 측면포트 반사계수 변화 (슬롯 폭 $W = 2$ mm)

Fig. 7. Reflection at the side port versus the slot length L (slot width $W = 2$ mm).

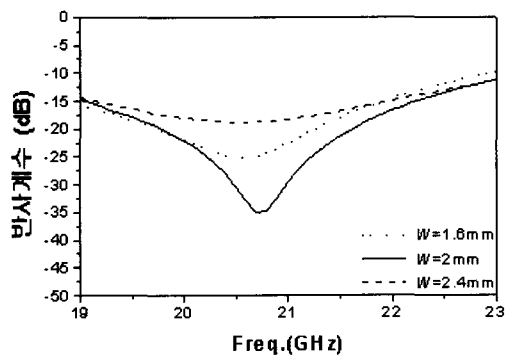


그림 8. 슬롯 폭 W 에 따른 측면포트 반사계수 변화 (슬롯 길이 $L = 7.8$ mm)

Fig. 8. Reflection at the side port versus the slot width W (slot length $L = 7.8$ mm).

그림 7은 슬롯의 폭이 2 mm일 경우 슬롯 길이의 변화에 따른 측면포트의 반사계수의 변화를 나타낸 것이다. 슬롯의 길이가 7.8 mm일 경우 가장 양호한 특성을 보임을 알 수 있다. 그림 8은 슬롯의 길이가 7.8 mm일 경우 슬롯의 폭에 따른 반사계수의 특성 변화를 나타낸 것이다. 슬롯의 반사계수 특성이 슬롯의 길이와 폭에 의해 모두 영향을 받으므로 슬롯의 길이와 폭을 반복적으로 조정하여 20.8~21.2 GHz에서 최적값을 얻었다. 그림 9는 결합슬롯의 위치에 따른 반사계수의 특성을 나타낸 것이다. 결합슬롯의 위치가 공용포트 방향으로 1 mm 이동시 더 양호한 특성을 보이니 제작시의 편의성을 고려하여 직선포트의 계단형 임피던스 변환부와 위치를 일치 시켜(그림 5에서 $d=0$) 설계하였다.

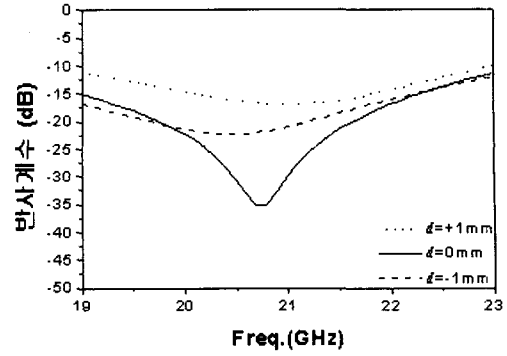


그림 9. 슬롯 위치 d 에 따른 측면포트 반사계수(슬롯 길이/폭 = 7.8 mm/2 mm)

Fig. 9. Reflection at the side port versus the slot position d (slot length/width = 7.8 mm/2 mm).

결합 슬롯의 크기를 결정한 후에 직교모드변환기 나머지 구조 전체를 연결한 상태에서 결합슬롯 연결 도파관 g_5 의 길이 및 2단 $\lambda/4$ 임피던스 변환기 g_6 과 g_7 을 20.8~21.2 GHz에서 -20 dB 이하의 반사계수 값을 갖도록 시행착오법으로 최적설계 하였다.

공용포트와 직선포트 간의 임피던스 변환기 설계 시 측면포트가 없는 상태에서 작업하였다. 설계의 최종단계로서 측면포트가 직선포트에 미치는 영향을 검토해야 한다. 그림 10은 측면포트의 유무가 직선포트에 미치는 영향을 보여주고 있다. 측면포트가 있을 경우 직선포트의 반사계수가 약간 증가하며 28.5, 29.4, 32.0, 33.0 GHz 등의 특정 주파수에서 소규모의 의사공진(spurious resonances)이 발생함을 알 수 있다. 의사공진은 측면포트 결합슬롯에 의해 고차모드가 여기되면서 발생하는 현상이다. 의사공진

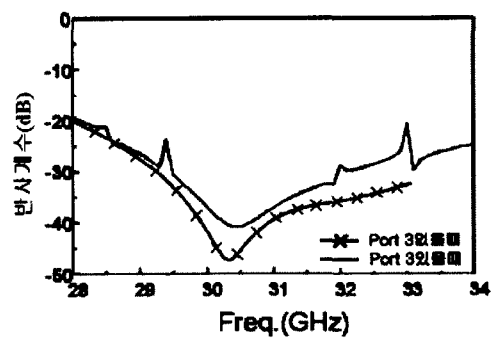


그림 10. 측면포트에 의한 직선포트 반사계수 변화
Fig. 10. Change in the reflection coefficient at the straight port due to the presence of side port.

을 제거하기 위해 그림 1에서와 같이 결합슬롯 반대편에 결합슬롯 크기의 짧은 단락된 도파관(편의상 "대칭슬롯"이라 칭함)을 설치함으로써 불연속 구조물이 대칭이 되게 하여 고차모드의 발생을 억제하였다. 대칭슬롯의 존재에 의해 측면포트의 임피던스가 변하게 된다. 이 문제를 해결하기 위해 결합슬롯에 연결되는 그림 4의 도파관 g_5 의 크기를 시행착오에 의해 재설계한 후 이와 관련된 임피던스 변환부(그림 4의 g_6 과 g_7)도 다시 설계하였다. 표 2는 측면포트의 최종설계 결과를 보인 것이다. 그림 11의 점선은 최종적으로 의사공진이 제거된 직선포트의 반사계수를 보인 것이다. 의사공진이 제거되는 대신 반사계수가 약간 증가함을 알 수 있다.

본 연구에서 설계한 직교모드변환기의 경우 구조의 특성상 측면포트와 직선포트 사이의 분리도는 높은 값을 가진다. 따라서 분리도를 향상시키기 위한 추가적인 설계작업은 필요하지 않았다. 위에서 설명

표 2. 측면포트 설계 치수
Table 2. Dimension of the side port.

도파관	가로 (mm)	세로 (mm)	길이 (mm)	$\lambda_g/4$ (mm) @21.0 GHz	TE ₁₀ 모드 특성 임피던스(Ω)
슬롯	7.8	2	1	-	482.04
a	8.82	3.2	2	-	451.69
b	9.41	4.18	5.5	5.477	440.14
c	11.39	5.53	4.54	4.58	416.65
측면포트 (WR-51)	12.95	6.48	20	-	406.49

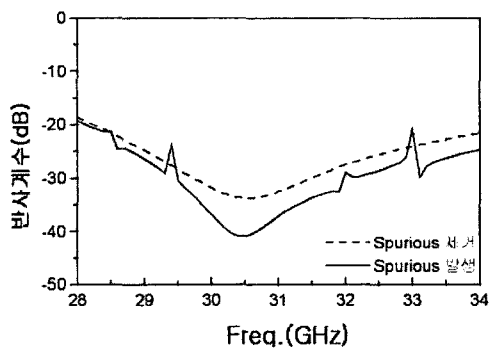


그림 11. 의사공진이 제거된 직선포트 반사계수
Fig. 11. Reflection coefficient of the straight port with spurious resonances removed.

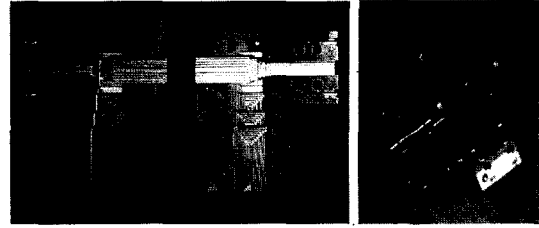


그림 12. 제작된 직교모드 변환기
Fig 12. Fabricated orthomode transducer.

한 방법으로 직교모드변환기의 전체 구조를 설계하였다. 전체 직교모드변환기의 삽입손실, 반사손실, 분리도 등 이론적 특성은 다음 절에서 측정결과와 비교하는 단계에서 제시될 것이다.

2.4 직교모드 변환기의 제작 및 측정

설계된 직교모드변환기를 수치제어 가공장치를 사용하여 제작하였다. 그림 12는 제작된 직교모드 변환기의 분해된 모습과 조립된 모습을 보인 것이다. 직선포트 전계면 방향으로 직교모드변환기 구조를 1/2로 분할하여 가공하는 split-block 가공법을 사용하였다.

직교모드변환기의 특성을 회로망분석기, WR-34 도파관 교정키트(calibration kit), 공용도파관/WR-34, 측면도파관/WR-34 도파관 변환부 등을 이용하여 측정하였다. WR-34 도파관의 TE₁₀ 모드 차단 주파수는 17.37 GHz이며 권장 사용 주파수 범위는 22.0~33.0 GHz이다. 측면포트의 신호 주파수인 20.8~21.2 GHz 대역은 22.0 GHz 가까이 있으므로 WR-34를 이용하여 측면포트의 특성을 측정할 수 있었다.

그림 13은 직선포트의 반사계수로서 시뮬레이션 결과에 비해 측정결과가 약 3 dB 정도 크게 나왔지만 전체적으로 양호한 특성을 보였다. 수치제어 가공장치에 의한 가공의 경우 최소 공차가 $\pm 1/100$ mm로서 각 부분들에 $\pm 1/100$ mm 이상의 오차가 생길 수 있으며, 직각 모서리의 경우 유한한 직경(1 mm)을 가지도록 가공이 되어 이론치와 측정치 사이에 오차가 발생하였다고 판단된다. 그림 14는 공용포트와 직선포트간의 전달계수로서 시뮬레이션 결과보다 측정값이 약 0.1 dB 낮게 나왔다. 측정값의 경우 플레인지 접촉면에서의 손실과 도파관 면의 거칠기에 따른 추가적인 손실 때문에 이론치와의 차이

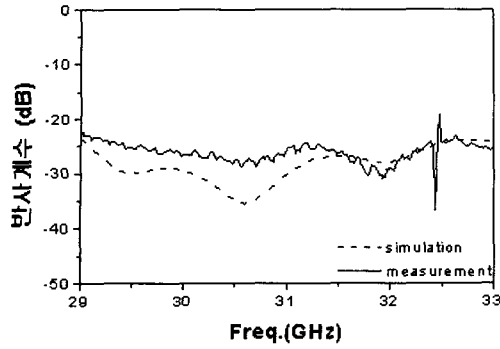


그림 13. 직선포트 반사계수
Fig. 13. Reflection coefficient at the straight port.

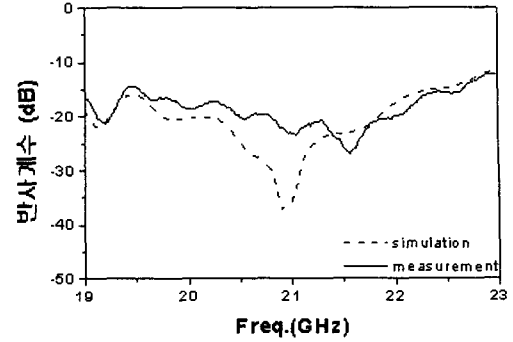


그림 15. 측면포트의 반사계수
Fig. 15. Reflection coefficient at the side port.

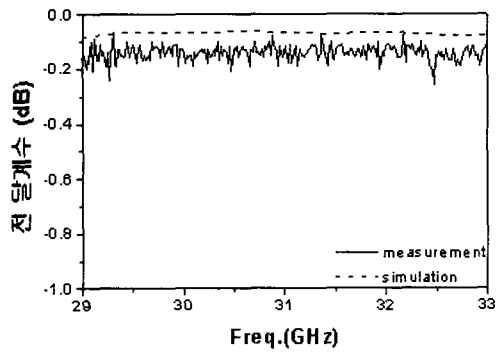


그림 14. 공용포트-직선포트의 전달계수
Fig. 14. Transmission coefficient between common and straight ports.

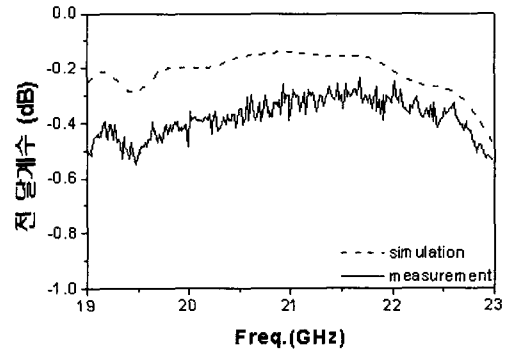


그림 16. 공용포트-측면포트의 전달계수
Fig. 16. Transmission coefficient between common and side ports.

를 보인 것으로 판단된다.

그림 15와 그림 16은 측면포트의 반사계수와 공용포트-측면포트의 전달계수를 나타낸 것으로 시뮬레이션 결과와 측정결과 사이에 다소 차이가 나는 것을 알 수 있다. 이는 앞에서 언급한 여러 단의 $\lambda/4$ 임피던스 변환기의 제작공차, 도파관 면의 표면 거칠기에 의한 추가적인 손실, 슬롯이 2부분으로 나뉘어 제작됨으로서 조립과정에서 생기는 접촉면의 손실과 임피던스 변환부의 직각 모서리가 유한한 직경 (1 mm)을 가지도록 가공된 것에 기인하는 오차가 발생한 것으로 판단된다.

그림 17은 측면포트와 직선포트 사이의 전달계수를 보인 것으로써 설계된 직교모드변환기는 두 주파수 대역에서 약 -55 dB 이하의 값을 가짐을 알 수 있고 실제 측정결과에서도 -50 dB 이하의 낮은 전달계수를 가짐을 확인할 수 있었다.

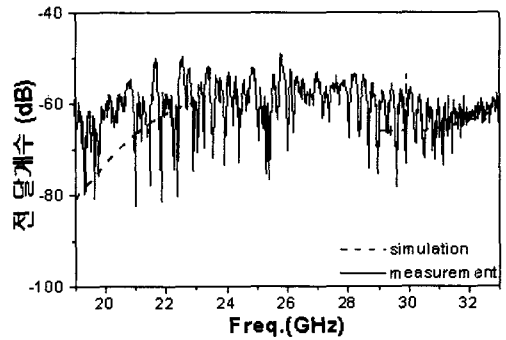


그림 17. 측면포트와 직선포트의 전달계수
Fig. 17. Transmission coefficient between side and straight ports.

III. 결 론

본 논문에서는 21/31 GHz 대역에서 동작하는 정사각형 도파관 직교모드변환기의 설계기법을 제시

하였다. 공용 도파관과 수신포트 도파관인 WR-51 도파관의 변환에는 다단 $\lambda/4$ 임피던스 변환기를 사용하였다. 측면포트는 우선 결합슬롯의 크기와 위치를 최적화한 후 측면포트 도파관과 결합슬롯의 임피던스를 $\lambda/4$ 다단 임피던스 변환기를 이용하여 정합하였다. 직선포트 반사계수상의 의사공진 현상은 측면포트 슬롯 반대편에 대칭슬롯을 설치함으로써 제거할 수 있었다. 본 논문에서 제시한 방법으로 직교모드변환기를 설계, 제작, 측정한 결과 20.8~21.2 GHz 대역과 30.6~31.0 GHz 대역에서 20 dB 이상의 반사손실과 측면포트와 직선포트간에 50 dB 이상의 분리도 특성을 확인할 수 있었으며 이론치와 측정치 사이에 양호한 일치도를 확인할 수 있었다.

참 고 문 헌

- [1] H. Moheb, C. Robinson, "Design & development of 1.2 GHz C-band ground terminal system for very small aperture terminal(VSAT) application", *Digest. 1998 IEEE Antennas Propagat. Soc. Int. Symp.*, vol. 4, pp. 2054-2057, 21-26 Jun. 1998.
- [2] S. B. Sharma, "The antenna system for the multi-frequency scanning microwave radiometer(MS-MR)", *IEEE Antennas Propagat. Magazine*, vol. 42, pp. 21-30, Jun. 2000.
- [3] J. Uher, J. Bornemann and U. Rosenberg, *Waveguide Components for Antenna Feed Systems: Theory and CAD*, Boston: Artech House, 1993.
- [4] A. M. Boifot, E. Lier and T. Schaug-Petterson, "Simple and broadband orthomode transducer", *IEEE Proc.*, vol. 137, pp. 396-400, pt. H, no. 6, Dec. 1990.
- [5] G. Chattopadhaya, B. Philhour, J. E. Carlstrom, S. Church, A. Lange and J. Zmuidzinis, "A 96-GHz ortho-mode transducer for the polatron", *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 8, no. 12, pp. 421-423, Dec. 1998.
- [6] B. Piovano, G. Zarba, G. Bertin, L. Accatino and M. Mongiardo, "CAD and optimization of compact ortho-mode transducers", *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest*, vol. 1, pp. 257-260, 1999.
- [7] G. Bertin, B. Piovano, A. Verdolini, G. Zarba, M. Sauvan and M. Mongiardo, "Advanced computer design for a high performance compact ortho-mode transducer", *IEEE AP-S Int. Symp.*, pp. 2254-2257, Digest, 1998.
- [8] J. M. Rebollar, J. Esteban and J. De Frutos, "A dual frequency OMT in the Ku band for TT&C application", *IEEE AP-S Int. Symp. Digest*, pp. 2258-2261, 1998.
- [9] L. Ludovico, B. Piovano, G. Bertin, G. Zarba, L. Accatino and M. Mongiardo, "CAD and optimization of compact ortho-mode transducers", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* vol. 47, no. 12, pp. 2479- 2486, Dec. 1999.

이 종 경



1999년 2월: 충북대학교 전파공학과 (공학사)
 2002년 3월~현재: 충북대학교 전파공학과 석사과정
 [주 관심분야] 마이크로파 수동회로 부품 설계, 안테나

채 범 용



2002년 8월: 배재대학교 정보통신공학과 (공학사)
 2002년 9월~현재: 충북대학교 전파공학과 석사과정
 [주 관심분야] 안테나, 마이크로파 수동회로 부품 설계, EMC/EMI

박 동 희



1985년 2월: 청주대학교 공과대학
전자공학과 (공학사)
1987년 2월: 중앙대학교 대학원 전
자공학과 (공학석사)
1992년 2월: 중앙대학교 대학원 전
자공학과 (공학박사)
1996년 12월~1998년 1월: Pennsyl -
vania 주립대학교 전기공학과 Post Doc.

1992년 4월~현재: 국립충주대학교 전자통신공학과 조교수
[주 관심분야] 안테나 및 전자파 산란, EMI/EMC, 전자파
흡수 등

안 병 철



1981년 2월: 서울대학교 전기공학
과 (공학사)
1983년 2월: 한국과학기술원 전기
전자공학과 (공학석사)
1992년 2월: U. of Mississippi, 전기전
자공학과 (공학박사)
1983년~1986년: (주)금성정밀 주임
연구원

1992년~1994년: 국방과학연구소 선임연구원
1995년~현재: 충북대학교 전기전자컴퓨터공학부 부교수
[주 관심분야] 전자파 응용, 안테나, 레이돔, 고주파 부품
설계, 전자장 수치해석