

Ku-대역 협대역 직교모드 변환기 설계

Design of A Narrow-Band Orthomode Transducer Operating at Ku-Band

리준문 · 김진영 · 고한웅 · 박동희* · 안병철

Jun-Wen Li · Jin-Young Kim · Han-Woong Ko · Dong-Hee Park* · Bierng-Chearl Ahn

요 약

본 논문에서는 12/14 GHz 대역에서 동작하는 단순한 구조의 협대역 직교모드 변환기의 설계기법을 제시하였다. 본 논문에서 제안된 직교모드 변환기는 공용포트인 원형 도파관에 입사된 수평편파 신호는 직선포트 사각형 도파관으로 전달되게 하고 수직편파는 원형 도파관 벽상의 결합슬롯을 통하여 측면포트 사각형 도파관으로 전달되게 하는 구조를 가진다. 우선 도파관 이론과 임피던스 변환이론에 기초하여 직교모드 변환기 각 부분의 설계기법을 도출하였다. 다음에 이를 토대로 상용 전자장 해석 소프트웨어를 이용하여 전체 직교모드 변환기 구조를 설계하였다. 설계된 직교모드 변환기를 제작 측정하여 설계기법의 타당성을 확인하였다.

Abstract

In this paper, a technique is presented for the design of a structurally simple narrow-band orthomode transducer (OMT) operating at 12/14 GHz frequency bands. The proposed OMT has such a structure that a horizontally polarized wave incident on the circular waveguide of the common port is directed to the rectangular waveguide of the straight port, while the vertically polarized wave is directed to the rectangular waveguide of the side port. Firstly methods are developed for designing individual parts of the OMT based on the waveguide theory and the theory of impedance matching. Secondly based on developed methods the whole OMT structure is designed using a commercial electromagnetic field analysis software. The validity of the proposed design technique is confirmed by fabricating and testing the designed OMT.

Key words : Orthomode Transducer, Antenna Feed, Computer-Aided Design

I. 서 론

직교모드 변환기(Orthomode Transducer: OMT)는 입력 포트에 인가된 편파가 서로 수직인 두 개의 신호를 분리하는 장치로서 보통 도파관 형태로 구현된다. 직교모드 변환기는 주파수 재사용 통신, 직교편파를 이용한 송수신 신호의 분리도 향상, 마이크로 전파계(radiometer)에서의 이중 편파 수신 등의 용도로 널리 사용되고 있다.

Ishida^[1]는 위성통신 기지국에서 사용하기 위한

Ku-band 광대역 직교모드 변환기에 대해 연구하였고 Dang^[2]은 격막 편파기를 이용한 직교모드 변환기에 대한 연구를 하였다. Shahan^[3]은 이륙 레이더 안테나 피드에 직교모드 변환기를 사용하였다. A. M. Boifot^[4]에 의해 여러 가지의 OMT의 수정 형태가 발표되었으며, 방송에서부터 방위에 이르기까지 여러 응용 분야에 활용할 광대역 직교모드 변환기에 대한 연구가 Skinner와 James^[5]에 의해 이루어졌다. 직교모드 변환기는 도파관 변환기, 결합슬롯, 횡경막, 임피던스 정합용 계단구조 등으로 구성된다. 요구되는

충북대학교 대학원 전파공학과(Dept. of Radio Eng., Graduate School, Chungbuk National University)

*충주대학교 전기전자 및 정보공학부(School of Electrical, Electronics and Information Eng., Chungju University)

· 논문 번호 : 20040531-075

· 수정완료일자 : 2004년 12월 6일

특성에 따라 실제 직교모드 변환기는 다양한 형태를 가지고 있으며 직교모드 변환기의 여러 가지 종류별 동작원리는 참고문헌^[6]에 잘 제시되어 있다.

본 논문에서는 Ku-대역 초소형 위성통신 단말기(VSAT)용으로 협대역 특성을 가지는 단순 구조의 OMT를 설계하였다. 본 논문에서 검토한 직교모드 변환기는 협대역 특성을 가진다는 단점이 있으나 구조가 간단하여 제작이 용이하다는 장점을 가진다. 본 논문에서 검토한 직교모드 변환기의 기본 구조도 참고문헌^[6]에 제시되어 있으나 이의 구체적인 설계 방법과 설계결과는 발표되지 않았다. 본 논문에서는 기존 직교모드 변환기 구조에서 공용포트-직선포트에 2단 변환기를 적용함으로써 편파 격리도를 더욱 증가시키는 구조를 적용하였다.

본 논문에서는 도파관 이론과 임피던스 정합이론에 기초하여 직교모드 변환기 각 구성품의 설계방법을 수립한 후 이를 토대로 전체 OMT 구조를 설계하였다. 직교모드 변환기의 특성해석에는 Ansoft사의 HFSSTM를 사용하였다. 설계한 직교모드 변환기를 제작 측정하여 설계의 타당성을 확인하였다.

II. 직교모드 변환기 설계

그림 1은 본 논문에서 설계한 직교모드 변환기의 구조를 보인 것이다. 그림 1의 직교모드 변환기는 공용 포트(포트 1), 직선포트(포트 2) 및 측면포트(포트 3)로 구성된다. 공용포트에 수직편파 신호(12.25~12.75 GHz) 및 수평편파 신호(14.0~14.5 GHz)가 인가될 경우 직교모드 변환기 구조의 특성상 수직편파 신호는 측면포트로 전달되고 수평편파 신호는 직선포트로 나오게 된다. 이 직교모드 변환기에 요구되는 특성은 각각의 동작 주파수 대역에서 각 포트의 반사계수가 -15 dB 이하이어야 하며, 편파 격리도가 30 dB 이상일 것 등이다.

직교모드 변환기의 공용포트로는 정사각형 또는 원형 도파관이 흔히 사용된다. 본 논문에서는 직교모드 변환기와 연결될 원형 혼 안테나와의 결합을 용이하게 하기 위해 공용포트에 원형 도파관을 사용하였다. 측면 포트와 직선 포트에는 표준 사각형 도파관 WR-75(가로 19.05 mm, 세로 9.53 mm)가 연결된다.

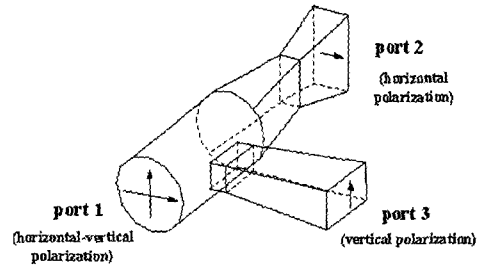


그림 1. 직교모드 변환기의 구조
Fig. 1. Structure of the orthomode transducer.

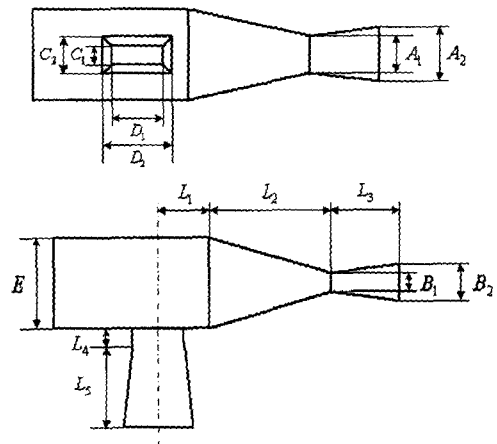


그림 2. 직교모드 변환기의 설계 변수
Fig. 2. Design parameters of the orthomode transducer.

공용포트의 원형 도파관을 적절히 변환하여 직선포트의 사각형 도파관과 연결되게 한다. 측면포트와 공용포트는 원형 도파관 벽상에 설치된 슬롯을 통해 결합된다. 슬롯 개구면에 유도되는 전기장이 그림 1에서와 같이 수직편파 방향과 동일하도록 슬롯의 크기와 슬롯의 배치 방향을 설정한다. 그림 2와 표 1은 직교모드 변환기의 설계변수를 나타낸 것이다.

직교모드 변환기 설계에 있어서 첫 번째 단계는 공용포트 도파관의 크기를 결정하는 것이다. 공용포트 도파관 크기는 직교모드 변환기에 연결될 혼 안테나의 입력부 원형 도파관 크기와 같은 것이 바람직하다. 시스템에서 요구되는 혼 안테나 급전부의 원형 도파관의 크기는 19.6 mm이다. 공용포트 원형 도파관에는 12.25~14.50 GHz 대역에서 지배모드인 TE₁₁ 모드가 차단되지 않고 잘 통과되어야 한다. 원형 도파관에서 TE₁₁ 모드의 차단 파장은

표 1. 직교모드 변환기 세부 설계변수

Table 1. Detailed design parameters of the orthomode transducer.

부분명칭	설계변수	설계변수 내용
공용도파관	E	원형 도파관 직경
측면포트	L_1	결합슬롯 위치
	D_1, C_1	결합슬롯 크기
	L_4	결합슬롯 두께
	L_5	사각형 도파관 테이퍼 길이
직선포트	A_1, B_1	1차 변환부 도파관 중단 크기
	L_2	1차 변환부 도파관 길이
	L_3	2차 변환부 도파관 길이

$$\lambda_{c, TE_{11}} = \frac{c}{f_{c, TE_{11}}} = 3.413a \quad (1)$$

와 같이 주어진다. 여기서 a 는 원형 도파관의 반경이며 c 는 광속이다. 공용 도파관의 직경이 19.6 mm 일 경우 TE_{11} 모드의 차단 주파수는 8.97 GHz로서 동작 하한 주파수 12.25 GHz로부터 충분히 떨어져 있다.

공용포트의 원형 도파관 직경이 결정되면 다음 단계로 공용포트의 원형 도파관(TE_{11} 모드)과 직선포트의 사각형 도파관(TE_{10} 모드) 사이의 모드 변환부를 설계한다. 모드 변환부는 직경 19.6 mm의 원형 도파관 단면을 직선포트 출력단의 WR-75 사각형 도파관(19.05 mm×9.53 mm) 단면으로 변환하는 역할을 한다. 본 논문에서는 그림 1에서와 같이 원형 도파관을 WR-75보다 단면이 작은 사각형 도파관으로 1차 변환한 후 2차적으로 도파관 단면을 선형적으로 증가시켜 WR-75 도파관 단면과 같게 한 구조를 사용하였다. 변환부에서 요구되는 특성은 1) 14.0~14.5 GHz 대역에서 작은 반사계수를 가지며, 2) 측면포트로 갈 수직편파 신호를 원형 도파관으로부터 가능한 한 짧은 거리에서 차단시킬 것, 3) 수직편파와 수평편파의 전달계수를 최소화하여 직교모드 변환기의 편파 분리도를 크게 하는 구조일 것 등이다.

위의 2)번 요구사항은 측면포트의 대역폭을 넓게 하는 데에 필요하다. 수직편파 신호가 직선포트로 입력될 때 원형 도파관과 사각형 도파관의 변환부에서 전계면 폭이 파장의 절반과 일치하는 지점에서 차단이 된다. 이 경우 차단되는 지점이 변환부 시작

점에서 멀어질수록 주파수에 따른 입력 임피던스 변화가 커지며 결과적으로 측면포트의 대역폭을 감소시키게 된다. 편파 분리도를 증가시키기 위해 변환부 사각형 도파관의 자계면 폭을 WR-75 출력 도파관의 경우보다 더욱 감소시켜 차단된 상태에서의 감쇠정수를 크게 하였다.

공용포트와 직선포트 변환부의 설계변수는 1차 변환부의 길이 L_2 , 1차 변환부 중단 사각형 도파관 단면 크기 A_1 과 B_1 , 2차 변환부 길이 L_3 등이다. 직선포트 출력단 사각형 도파관 단면은 $A_1 \times B_1 = 19.05 \text{ mm} \times 9.53 \text{ mm}$ 로서 WR-75 도파관 규격과 동일하다. 직선포트의 출력은 WR-75 표준 도파관(19.05 mm×9.53 mm)이므로 변환부의 길이 L_2, L_3 와 좁아진 부분의 도파관 치수 A_1, B_1 이 설계 변수가 된다.

원형 도파관과 사각형 도파관 변환부의 좁아진 도파관 크기는 14.0~14.5 GHz 대역의 수평편파 신호는 잘 통과하고 12.25~12.75 GHz 대역의 수직편파 신호는 통과되지 않게 하는 최적의 값으로 한다. 이러한 설계 기준을 바탕으로 본 논문에서는 좁아진 도파관의 수평 편파 차단 주파수가 12.75 GHz보다는 크고 14.0 GHz에서는 멀리 떨어진 13.0 GHz가 되도록 A_1 의 값을 11.54 mm로 정하였다. 출력포트가 WR-75 표준 도파관이므로 단축의 크기는 장축 크기의 절반이다. 따라서 2차 변환부의 자연스러운 변환을 위하여 B_1 은 A_1 의 절반인 5.77 mm로 하였다.

변환부 길이 L_2 와 L_3 는 값을 크게 하는 것이 직선포트의 반사계수 특성에 유리하나 이 경우 직교모드 변환기의 전체 길이가 증가하게 된다. 또한 L_2 가 클 경우, 수직편파 신호의 측면포트에서 직선포트 쪽으로 바라본 리액턴스가 주파수에 매우 민감하게 되어 측면포트가 협대역 특성을 보이게 된다. 따라서 L_2 와 L_3 는 직선포트의 반사계수 특성과 직선포트-측면포트의 분리도 특성을 만족하는 최소 값으로 하는 것이 가장 적합하다. 본 논문에서는 L_2 와 L_3 를 상용 소프트웨어인 HFSSTM을 이용하여 각각 30 mm와 20 mm로 최적화 하였다. 측면포트가 설계되지 않은 상태에서 HFSSTM를 이용한 해석시에 변환부 입력단에 수직 편파 신호와 수평편파 신호를 동시에 인가하여 수직 편파-수평편파 신호의 전달계수를 확인함으로써 직선포트-측면포트의 분리도가 적정한 수준인지 확인할 수 있다.

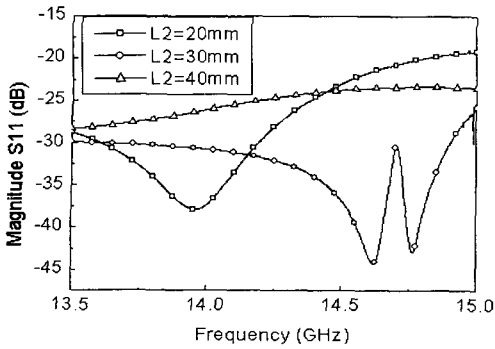


그림 3. 1차 변환부 길이 L_2 에 따른 반사계수
Fig. 3. Reflection coefficient versus the first transition length L_2 .

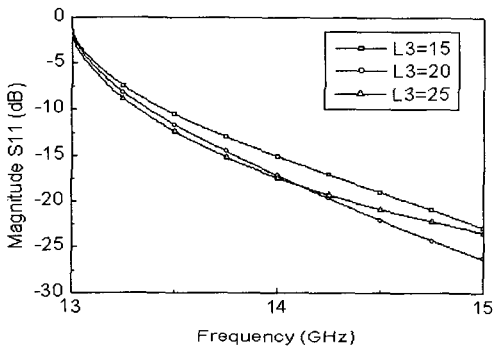


그림 4. 2차 변환부 길이 L_3 에 따른 반사계수
Fig. 4. Reflection coefficient versus the second transition length L_3 .

그림 3은 A_1 과 B_1 을 각각 11.54 mm와 5.77 mm로 한 상태에서 변환부 길이 L_2 에 따른 1차 변환부만의 반사계수 특성을 보인 것으로서 L_2 를 30 mm로 할 경우 14.0~14.5 GHz 주파수 범위에서 -30 dB 이하의 양호한 반사계수 특성을 보임을 알 수 있다. 그림 4는 A_1 과 B_1 을 각각 11.54 mm와 5.77 mm로 한 상태에서 L_3 의 변화에 따른 2차 변환부만의 반사계수를 보인 것이다. 2차 변환부는 1차 변환부와는 달리 변환부 L_3 의 길이에 따라 민감하지 않음을 알 수 있다. 변환부 전체길이를 작게 하기 위해 L_3 를 20 mm로 하였다. 이 경우 2차 변환부는 14.0~14.5 GHz 주파수 범위에서 -17.5 dB 이하의 반사계수를 가진다.

공용포트의 원형 도파관을 직선포트의 사각형 도파관으로 변환하는 1차 변환부의 내부 형상은 그림 5에서 볼 수 있듯이 원형 도파관의 외곽선에 등간격으로 격자점을 설정하고 사각형 도파관 테두리에도

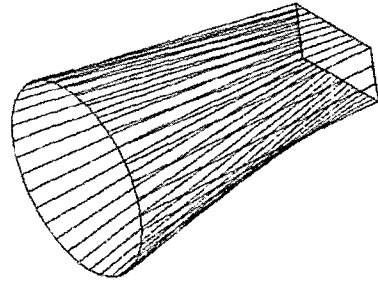


그림 5. 원형-사각형 도파관 변환부의 내부 형상
Fig. 5. Internal shape of the circular-rectangular waveguide transition.

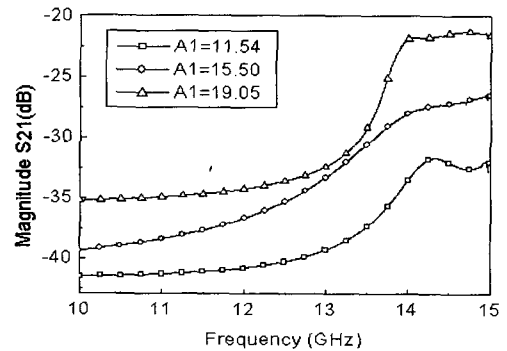


그림 6. 설계변수 A_1 에 따른 수직-수평편파 전달계수
Fig. 6. Vertical-to-horizontal polarization transmission coefficient versus the design parameter A_1 .

등간격으로 같은 수의 격자점을 설정한 후 원형 도파관 격자점과 사각형 도파관의 격자점을 서로 대응하는 점끼리 연결함으로써 얻을 수 있다. 격자점의 수가 무수히 많은 경우 변환부 내부는 부드러운 곡면이 될 것이다. 위와 같은 곡면은 wire cutting 방식으로 가공한 곡면과 동일하다.

그림 6은 L_2 와 L_3 를 30 mm와 20 mm로 한 상태에서 A_1 의 변화에 따른 수직편파-수평편파 전달계수를 보인 것으로서 A_1 을 11.54 mm로 할 경우 14.0~14.5 GHz 주파수 대역에서 -30 dB 이하의 양호한 특성을 얻을 수 있었다.

공용포트와 직선 포트 변환부의 1차 변환부와 2차 변환부가 결합된 특성인 전체 변환부 특성은 그림 7의 반사계수로부터 확인할 수 있는데 14.0~14.5 GHz에서 -20 dB 이하의 특성을 보인다.

다음에는 직교모드 변환기 설계의 마지막 단계이며 가장 중요한 단계로서 측면포트를 설계한다.

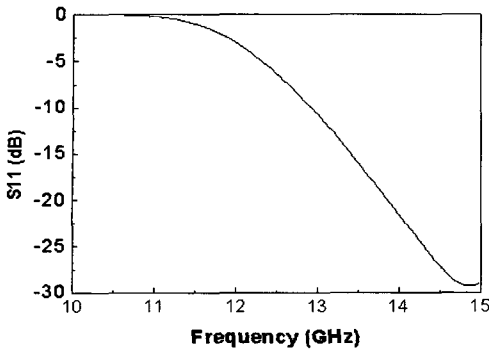


그림 7. 공용-직선 포트 변환부의 반사계수
Fig. 7. Reflection coefficient of the common-straight port transition.

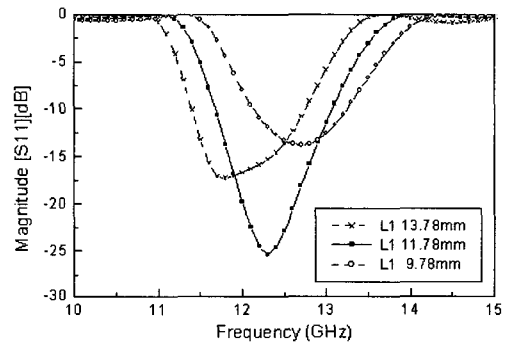
측면 포트의 설계변수는 결합슬롯의 폭과 길이 C_1 , D_1 , 위치 L_1 , 두께 L_4 등이다. 측면포트 출력 도파관 크기 C_2 , D_2 는 표준 도파관 WR-75의 크기와 동일하다. 결합슬롯의 폭과 두께는 측면포트 특성에 민감하게 영향을 주지 않으며 가장 중요한 설계변수는 슬롯의 길이 D_1 와 위치 L_1 이다.

수직편파 신호가 입사될 경우, 공용 도파관에서 바라본 직교모드 변환기의 등가회로를 다음과 같이 표현할 수 있다. 즉, 공용 도파관은 전송선으로 나타내고 측면포트는 결합슬롯 중심의 위치에 병렬로 연결된 어드미턴스로 나타낸다. 직선포트는 수직편파 신호가 전달되지 않고 모두 되돌아오게 되므로 결합슬롯의 어드미턴스와 같은 위치에 연결된 서셉턴스로 나타낼 수 있다. 수직편파 신호가 직선 포트에 진행할 경우 도파관 변환부의 특정 위치에서 모드의 차단에 의한 전반사가 발생하므로 직선포트를 등가적으로 나타낸 서셉턴스는 슬롯의 위치에 따라 값이 변하게 된다. 위와 같은 원리로 결합슬롯의 크기와 위치를 조정하여 측면 포트가 임피던스 정합되게 할 수 있다.

측면포트를 다음과 같은 순서로 설계한다. 우선 도파관 테이퍼 길이 L_5 와 결합슬롯 두께 L_4 는 초기 값으로 20 mm와 3 mm로 설정한 결합슬롯 길이 D_1 와 위치 L_1 를 조정하면서 측면포트의 반사계수 특성이 가장 양호한 값을 찾는다. 도파관 변환부가 양호한 반사계수 특성을 가지도록 L_5 의 초기 값은 12.5 GHz에서 WR-75 도파관 관내 파장인 30.8 mm의 0.5 배 이상인 20 mm로 하였다. 결합슬롯 두께 L_4 는 원

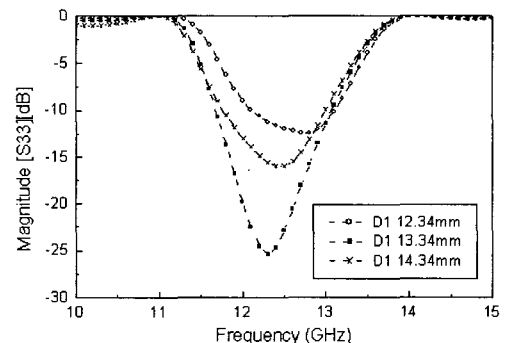
형 도파관 벽 두께와 유사한 값을 초기 값으로 하였다. 결합슬롯의 폭의 경우 여러 가지 경우 시뮬레이션을 통해 슬롯 길이의 1/2로 할 경우 양호한 특성을 얻을 수 있었다. 결합 슬롯의 길이와 위치가 결정된 다음에 사각형 도파관 테이퍼 길이 L_5 와 슬롯 두께 L_4 를 미세 조정하여 특성을 개선한다.

그림 8과 그림 9는 각각 결합슬롯 위치 L_1 과 길이 D_1 에 따른 측면포트의 반사계수를 계산한 것이다. 그림 10은 사각형 도파관 테이퍼 길이 L_5 에 따른 측면포트의 반사계수를 보인 것이다. 그림 8에 의하면 슬롯 위치가 변함에 따라 반사계수의 중심 주파수가 변함을 알 수 있다. 그림 9로부터 슬롯의 길이는 반사 계수의 중심 주파수에는 큰 영향을 미치지 않고



($D_1=13.34$ mm, $C_1=0.5D_1$)

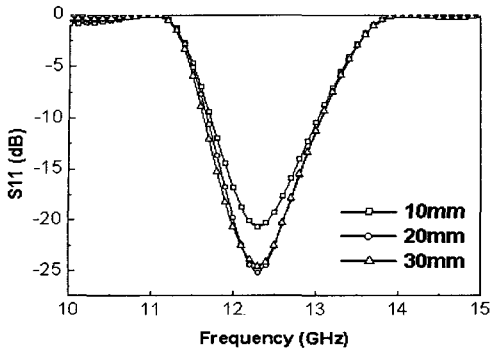
그림 8. 결합슬롯 위치 L_1 에 따른 측면포트 반사계수
Fig. 8. Reflection coefficient of the side port versus the coupling slot position L_1 .



($L_1=11.78$ mm, $C_1=0.5D_1$)

그림 9. 결합슬롯의 길이 D_1 에 따른 측면포트의 반사계수

Fig. 9. Reflection coefficient of the side port for various values of coupling slot length D_1 .



($L_1=11.78$ mm, $D_1=13.34$ mm)

그림 10. 변환부 길이 L_5 에 따른 측면포트 반사계수
Fig. 10. Reflection coefficient of the side port versus transition length L_5 .

반사 계수를 낮추는 역할을 함을 알 수 있다. 그림 10으로부터 사각형 도파관 테이퍼의 길이는 초기 값인 20 mm로 하여도 무방함을 알 수 있다.

위와 같은 방법으로 측면포트의 최종 설계 값으로 $L_1=11.78$ mm, $D_1=13.34$ mm, $C_1=0.5D_1$, $L_4=3.8$ mm, $L_4=20$ mm를 얻었다.

III. 직교모드 변환기의 제작 및 측정

설계의 타당성을 검증하기 위해 위에서 얻은 치수로 직교모드 변환기를 제작하였다. 직교모드 변환기 구조의 대부분을 수치제어 선반을 이용하여 가공하고 도파관 변환부는 wire cutting 방법으로 가공하였다. 가공상의 용이성을 고려하여 각 부분을 나누어 가공한 후 플레인지를 이용하여 서로 연결하였다. 그림 11은 제작된 직교모드 변환기의 모습이다.

제작된 직교모드 변환기의 특성을 측정하였다. WR-75 도파관 calibration kit과 회로망 분석기를 이용하여 직교모드 변환기의 반사계수 특성과 격리도 특성을 측정하였다. 삽입손실 특성은 동일한 직교모드 변환기 2개를 back-to-back으로 연결한 후에 전달계수를 측정함으로써 구할 수 있다. 그러나 직교모드 변환기가 도전성이 뛰어난 알루미늄으로 제작되었으며 제작시 도파관 내면의 표면 거칠기를 충분히 작게 하였으므로 삽입손실은 주로 각 포트에서의 반사파에 의해 발생하게 된다. 따라서 반사 계수의 크기 $|Γ|$ 로부터 삽입손실은 $1 - |Γ|^2$ 의 식을 사용하여 구할 수 있다. 공용포트의 원형 도파관 정합부하를

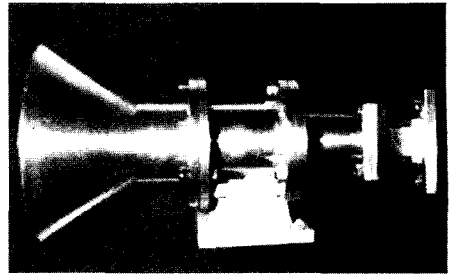
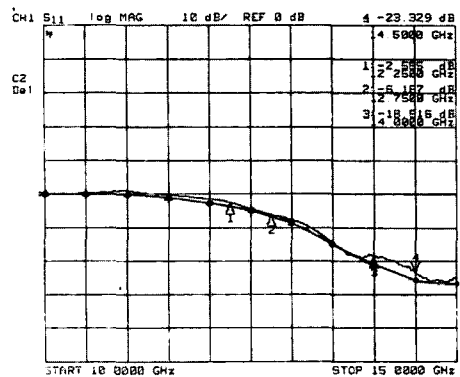


그림 11. 제작된 직교모드 변환기
Fig. 11. Fabricated orthomode transducer.



(실선: 측정 값, 등근 기호선: 이론 값)

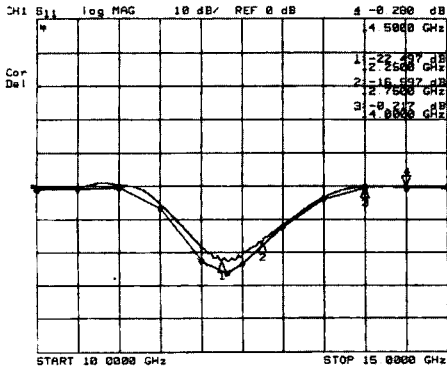
그림 12. 제작된 직교모드 변환기의 직선포트 반사계수

Fig. 12. Reflection coefficient of the straight port of the fabricated orthomode transducer.

구하기가 용이하지 않은 관계로 이 대신 반사계수가 작은 혼 안테나를 사용하였다.

그림 12와 13은 제작된 직교모드 변환기의 직선포트와 측면포트 반사계수를 측정하는 것이다. 직선포트는 14.0~14.5 GHz 대역에서 -18 dB 이하의 반사 계수 특성을 보였으며 측면포트는 12.25~12.75 GHz 대역에서 -17 dB 이하의 반사계수 특성을 보였다. 반사계수의 측정치는 계산 값과 잘 일치함을 알 수 있다.

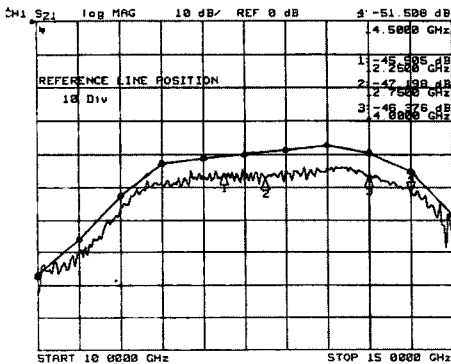
그림 14는 제작된 직교모드 변환기의 직선포트-측면 포트 전달계수를 측정하는 것이다. 이로부터 12.25~12.75 GHz 대역과 14.0~14.5 GHz 대역에서 제작된 직교모드 변환기는 45 dB 이상의 분리도 특성을 보임을 알 수 있다. 제작된 직교모드 변환기의 격리도가 계산값 보다 더 우수한 결과를 보이는데 이는 시뮬레이션에 사용한 변환부의 내부 형상과 실



(실선: 측정 값, 등근 기호선: 이론 값)

그림 13. 제작된 직교모드 변환기의 측면포트 반사 계수

Fig. 13. Reflection coefficient of the side port of the fabricated orthomode transducer.



(실선: 측정 값, 등근 기호선: 이론 값)

그림 14. 제작된 직교모드 변환기의 직선-측면포트 전달계수

Fig. 14. Straight-side port transmission coefficient of the fabricated orthomode transducer.

제 제작한 변환부 형상이 정확히 일치하지 않은 것에 기인한다고 판단된다.

IV. 결 론

본 논문에서는 12/14 GHz 대역에서 동작하는 직교 모드 변환기의 설계기법을 제시하였다. 공용 도파관으로 원뿔형 혼 안테나와 결합이 용이한 원형 도파관을 사용하였으며 직선포트와 측면포트의 출

력단에는 WR-75 표준 도파관을 사용하였다. 공용포트와 직선 포트의 변환에는 2단의 테이퍼 변환기를 사용하였으며 공용포트와 측면포트는 결합슬롯으로 연결하였다.

우선 공용포트-직선포트 변환부를 설계하고 다음 단계로 공용포트-측면포트 결합슬롯을 설계하였다. 결합 슬롯의 크기와 위치를 최적화한 후 측면포트 도파관과 결합슬롯의 임피던스를 테이퍼형 임피던스 변환기를 이용하여 정합하였다.

설계한 직교모드 변환기를 제작하여 측정한 결과 12.2~12.75 GHz 대역과 14.0~14.5 GHz 대역에서 직선포트의 반사계수는 -18 dB 이하, 측면 포트의 반사계수는 -17 dB 이하, 측면포트와 직선 포트의 격리도는 45 dB 이상의 특성을 얻을 수 있었으며 측정치가 이론치와 잘 일치함을 확인할 수 있었다.

참 고 문 헌

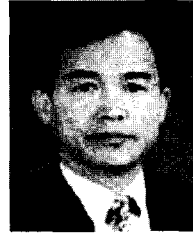
- [1] O. Ishida, Y. Isota, M. Miyazaki, and F. Takeda, "A wideband orthomode transducer for a Ku-band earth station", *Trans. Inst. Electronics Comm. Eng. Japan*, vol. J68, no. 11, pp. 1408-1414, Nov. 1986.
- [2] N. D. Dang, S. Kapartis, and D. J. Brain, "A wideband compact end-entry septum polarizer OMT", *Proc. 1987 Int. Conf. Antennas Propagat. (ICAP 87)*, vol. 1, no. 274, pp. 419-423, 1987.
- [3] O. Shahan, "Orthomode transducer fits tight quarters", *Microwave System News*, vol. 19, no. 8, pp. 60-62, 1989.
- [4] A. M. Boifot, "Simple and broadband orthomode transducer", *IEE Proc., Pt. H*, vol. 137, no. 6, pp. 396-400, 1990.
- [5] S. J. Skinner, G. L. James, "Wideband orthomode transducers", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 39, no. 2, pp. 294-300, Feb. 1991.
- [6] J. Uher, J. Bornemann, and U. Rosengerg, *Waveguide Components for Antenna Feed Systems : Theory and CAD*, Artech House, 1993.

리 준 문



1996년 7월: 중국 하얼빈공업대학교 통신공학과 (공학사)
2003년 3월~현재: 충북대학교 전파공학과 석사과정
[주 관심분야] 안테나, RF 시스템, 고주파 부품

박 동 희



1985년 2월: 청주대학교 공과대학 전자공학과 (공학사)
1987년 2월: 중앙대학교 전자공학과 (공학석사)
1992년 8월: 중앙대학교 전자공학과 (공학박사)
1996년 12월~1998년 1월: Pennsylvania 주립대학교 전기공학과 Post Doc.

1992년 4월~현재: 충주대학교 전기전자정보공학부 교수
[주 관심분야] 안테나 및 전자파 산란, EMI/EMC, 전자파 흡수

김 진 영



1997년 3월: 충북대학교 전파공학과 (공학사)
2004년 8월: 충북대학교 전파공학과 (공학석사)
2004년 7월~현재: (주)가텔레콤 연구원
[주 관심분야] 초고주파 RF 응용 시스템, 초고주파 능동회로

안 병 철



1981년 2월: 서울대학교 전기공학과 (공학사)
1983년 2월: 한국과학기술원 전기전자공학과 (공학석사)
1992년 12월: Univ. of Mississippi 전기전자공학과 (공학박사)
1983년 3월~1986년 7월: (주)금성

정밀 주입연구원
1992년 12월~1995년 2월: 국방과학연구소 선임연구원
1995년 3월~현재: 충북대학교 전파공학과 교수
[주 관심분야] 전자파 응용, 안테나

고 한 응



2004년 2월: 충북대학교 전기전자 컴퓨터공학부 (공학사)
2004년 2월~현재: 충북대학교 전파공학과 석사과정
[주 관심분야] 안테나, 초고주파 회로