

論文94-31A-8-2

끝이 둥근 슬롯의 분극률에 대한 다항 근사식을 이용한 Ku-Band용 도파관 십자형 방향성 결합기 제작

(Implementation of a Waveguide Cross Guide Directional Coupler for Ku-Band using Polynomial Approximations for the Polarizabilities of the Rounded End Slot)

柳 旻 完*, 李 宰 鉉*, 朴 光 亮*, 金 在 明*

(Kyung Wan Yu, Jae Hyun Lee, Kwang Ryang Park and Jae Myung Kim)

要 約

본 논문에서는 30dB의 결합도를 갖는 Ku-band용 십자형 형태의 방향성 결합기를 설계하였다. 설계시 선택한 개구면은 십자형 슬롯이다. 십자형 슬롯의 전기분극률과 자기분극률을 구하기 위해 끝이 둥근 슬롯의 다항식을 이용하였고 그 결과를 Cohn의 실험결과와 비교하였다. 십자형 개구면의 최적의 위치와 크기는 프로그램의 반복작업으로 구하였다.

설계한 결합기의 측정결과, 결합도는 설계한 주파수 대역인 12.25GHz - 12.75GHz에서 29.80 ± 0.04 dB로 매우 평탄하며 최소 방향성은 25dB로 측정되었다. 유한한 횡격막의 두께에 따른 개구면의 감쇄는 횡격막의 두께 0.5mm당 약 2.0dB로 이론적인 결과와 일치한다. 전송손실과 입력반사손실은 중심주파수에서 각각 0.0564dB 와 48.16dB 이다. 두 개구면이 원형인 결합기의 최소 방향성은 약 13dB로 측정되어 십자형 개구면을 이용한 결합기가 원형 개구면을 이용한 결합기보다 방향성이 우수함을 알 수 있다.

Abstract

In this paper, the directional coupler for Ku-band, which is designed, is of the crossguide type with a coupling value of about 30dB. The apertures chosen for this design are crosses. We used polynomial approximations of rounded end slot to obtain the electric and magnetic polarizability of crossed-slot and compared the results with Cohn's experimental results. The optimized dimensions and positions of the cross aperture are obtained by a trial-and-error reiteration of the program.

This paper presents the measurement results for the designed coupler. The very flat coupling shows a total variation of only 29.80 ± 0.04 dB for the design frequency ranges of 12.25GHz - 12.75GHz. The measured minimum directivity is 25dB. The aperture attenuation for the finite diaphragm thickness is about 2dB per 0.5mm, which is in agreement with the theoretical value. The transmission loss and input return loss at center frequency are 0.0564dB and 48.16dB respectively. We obtained the measured minimum directivity of the coupler, whose apertures are both circles, is about 13dB. Therefore it can be realized that the coupler containing crosses is better than that containing holes in the performance of directivity.

*正會員, 韓國電子通信研究所
(Electronics and Telecommunications

Research Institute)
接受日字 : 1993年 12月 27日

I. 서론

마이크로웨이브 시스템에서는 출력신호감시, 출력 레벨제어, 성능시험등을 위해 신호를 추출할 목적으로 전송라인 상에 낮은 결합도를 갖는 방향성 결합기를 사용한다. 방향성 결합기(directional coupler)란 입사파와 전력의 일부가 두 결합포트중 한 포트에서만 추출되고 다른 포트로는 전송되지 않는 즉, 전력결합이 방향성을 갖는 4-포트 소자이다.

초기의 방향성 결합기는 두 도파관의 공통면에 하나 또는 그 이상의 원형 개구면을 두어 결합시키는 형태로 작은 개구면에 의해 도파관을 결합시키는 Bethe 이론에 기초를 두고 있다. 1/4 파장 간격으로 여러 개구면을 갖는 방향성 결합기(multihole directional coupler)는 광대역에서 높은 결합도와 방향성이 요구되는 시스템에 널리 사용된다. 이러한 높은 방향성을 실현하는 다른 방법으로 Riblet-Saad 방향성 결합기가 있다. 이는 결합슬롯쌍을 통한 자계결합을 이용하는 것으로 원하는 주파수에서 높은 방향성과 결합평탄도를 얻을 수 있다. 최근에는 자계결합을 이용하는 방향성 결합기로서 직각으로 교차된 두 도파관에 십자형 결합구멍을 통하여 신호를 결합시키는 십자형 방향성 결합기에 대한 전기적인 성능향상, 즉 보다 우수한 결합 평탄도(coupling flatness)와 높은 방향성(directionality)을 목적으로 개선되고 있다.^[1-2] 이러한 십자형 방향성 결합기는 결합도나 방향성이 모두 광대역이고 구조가 간단하여 시스템의 수신부와 송신부에 각각 설치되어 약 30dB의 결합도를 갖는 측정포트(test port)를 통해 신호를 측정할 목적으로 사용할 수 있다.

본 논문에서는 12.25GHz - 12.75GHz에서 사용되는 측정용 결합기(test coupler)로서 십자형 도파관 결합기를 설계 및 제작하였다. 결합 개구면으로 두 개의 십자형 슬롯을 사용하였으며 이 두 슬롯의 위치와 개구면의 크기에 따라 원하는 결합도가 변화함을 보였다. 또한, 횡격막 두께 및 결합 개구면의 크기와 모양에 따른 특성변화 및 각각에 대한 결합도와 방향성을 측정, 비교하였다. II장에서는 방향성 결합기에 대한 설계이론과 결합기에 사용된 십자형 슬롯을 설계하기 위하여 사용한 끝이 둥근 슬롯에 대한 다항식에 대하여 설명하였다. III장에서는 프로그램 반복작업으로 원하는 결합도와 최대의 방향성을 갖는 개구면 위치와 크기를 결정하여 제작한 방향성 결합기의 실험결과를 보였다.

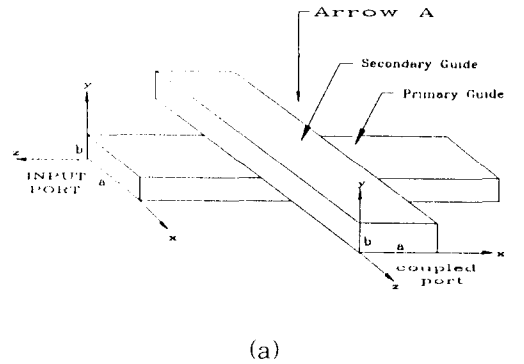
II. 십자형 방향성 결합기

1. 십자형 방향성 결합기의 구조

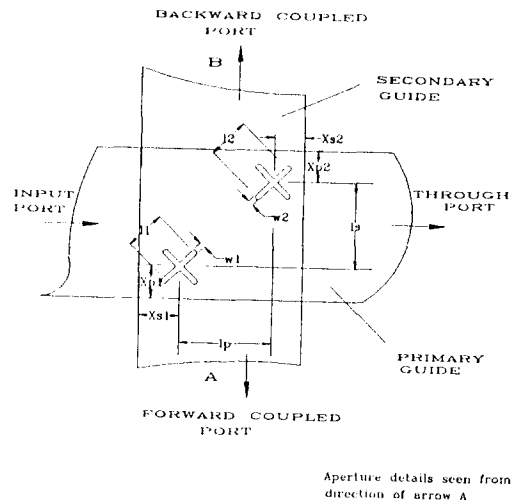
방향성 결합기는 용도에 맞도록 원하는 주파수 영

역에서 성능을 최적화하여야 하며 결합계수, 방향성, 전송손실, 반사손실등 여러 사양을 고려해야 하며 각각의 사양은 결합기가 원하는 용도에 최적의 성능을 만족하도록 선택된다.

그림 1은 본 논문에서 선택한 결합기로서 비대역폭이 18% 정도로 비교적 광대역에서 결합도와 방향성이 우수하며 구조가 간단하여 널리 이용된다.^[3,5]



(a)



Aperture details seen from direction of arrow A

(b)

그림 1. (a) 두 개구면을 갖는 십자형 방향성 결합기 (b) 결합기의 결합영역

Fig. 1. (a) Cross guide directional coupler with two apertures (b) the coupling region of the coupler.

이 결합기는 두 도파관의 상하면이 겹치고 축이 직각이 되도록 놓고 두개의 결합 슬롯을 설치한 것이다. 구형도파관을 전송하는 기본모드 TE₁₀파의 자계는

측벽가까운 곳에서 180°의 위상차를 가지고 주도파관에서의 파가 두 개구면을 통해 부도파관으로 자체결합을 일으킨다. 관의 측벽가까이의 전계는 매우 작으므로 두 도파관의 결합은 주로 자체결합에 의해서 이루어진다. 입력포트로 파가 입사될 때 B 포트(격리포트)의 위상경로가 같으므로 원래 자체성분이 갖는 180°의 위상차 때문에 상쇄되어 출력되는 신호가 없게 된다. 반면, A 포트(결합포트)에서는 원래 자체의 위상차와 경로차가 합성되어 신호가 출력된다.

이 결합기를 해석하기 위해 도파관이 기본모드 TE₁₀만을 전파한다고 하자. 또한 두 개구면 파장에 비해 작다고 하면 부도파관에 결합된 파는

$$\begin{Bmatrix} A \\ B \end{Bmatrix} = \frac{jk}{2S} \begin{Bmatrix} +M_t H_{st} H_{pt} + M_l H_{sl} H_{pl} - P_n E_{sn} E_{pn} \\ - \end{Bmatrix} \quad (1)$$

으로 표현되며, 여기서

A : 결합파

B : 격리파

S : $\int(\vec{E} \times \vec{H})_z ds$: 도파관 면적

k : $2\pi/\lambda$ (λ : 자유공간파장)

M_t : 진행방향 자기분극률

M_l : 진행방향에 직각인 방향으로의 자기분극률

P_n : 수직방향 전기분극률

i_z : 전파방향으로의 단위벡터

\vec{E} : 전계벡터성분

\vec{H} : 자기계벡터성분

이다. 첨자 n, t, l은 각각 직각, 진행방향에 수직, 진행방향을 나타내며 p,s는 각각 주도파관과 부도파관에서의 성분을 나타낸다. 여러 모양에 대한 분극률은 많이 발표되고 있으나 정확한 해석은 간단한 개구면에 제한되어 있으며 복잡한 모양에 대해서는 수학적 복잡성으로 표현하기가 어렵다. 전자계성분은 개구면이 존재하지 않을 경우를 가정하여 개구면 중심에서의 전자계로 해석한다.

그림 1에서 개구면 1, 2를 통해 부도파관으로 결합하는 파는

$$\begin{Bmatrix} A_1 \\ B_1 \end{Bmatrix} = \frac{jk}{2S} \begin{Bmatrix} +M_{t1} H_{t1}(X_{t1}) H_z(a - X_{p1}) \\ -M_{l1} H_{l1}(a - X_{p1}) H_z(X_{t1}) \\ +P_{n1} E_v(a - X_{p1}) E_v(X_{t1}) \end{Bmatrix} \quad (2)$$

$$\begin{Bmatrix} A_2 \\ B_2 \end{Bmatrix} = \frac{jk}{2S} \begin{Bmatrix} +M_{t2} H_{t2}(a - X_{p1}) H_z(X_{p2}) \\ -M_{l2} H_{l2}(X_{p2}) H_z(a - X_{t2}) \\ -P_{n2} E_v(X_{p2}) E_v(a - X_{t2}) \end{Bmatrix} \quad (3)$$

으로 주어진다. 여기서 a는 도파관 장변의 길이이다. 첨자 1, 2는 각각 입력포트에서 가장 가까운 개구면

과 가장 먼 개구면을 나타낸다.

양의 z 방향으로 진행하는 구형 도파관에서 TE₁₀모드를 고려하면 전자계 성분은

$$\begin{aligned} H_x &= H_x(X) e^{-jYz} \\ H_z &= H_z(X) e^{-jYz} \\ E_y &= E_y(X) e^{-jYz} \end{aligned} \quad (4)$$

으로 주어지며 여기서 전파상수는

$$\gamma^2 = k^2 - (\pi/a)^2 \quad (5)$$

이다. 식 (4)에서 진폭만을 나타내는 전자계 성분은 다음

$$\begin{aligned} H_x(X) &= -\sin(\pi x/a) \\ H_z(X) &= j \frac{\lambda}{2a} \cos(\pi x/a) \\ E_y(X) &= \frac{\lambda}{a} \sin(\pi x/a) \end{aligned} \quad (6)$$

과 같이 표현되며, λ_g와 a는 각각 관내파장과 도파관 장변의 길이이다. 이상과 같이 정량적으로 표현한 수식을 바탕으로 부도파관에 결합되고 격리된 파를 구할 수 있다. 이 때 두 개구면사이의 거리로 인해 발생하는 위상차를 고려하면 전체적인 파는

$$\begin{aligned} A_T &= A_1 + A_2 e^{-jY(l_p + l_s)} \\ B_T &= B_1 e^{jYl_s} + B_2 e^{jYl_p} \end{aligned} \quad (7)$$

과 같이 표현할 수 있다. 이상적인 결합기와 같이 총 격리파 B_T를 0으로 만들고 총 결합파 A_T가 원하는 결합계수와 같아지도록 하여 결합기를 설계한다. 본 논문에서는 이상의 이상적인 결합기의 조건을 만족하는 두 결합개구면의 위치, 즉 결합개구면 사이의 위상경로를 구하여 설계하였다. 식 (7)에서 A_T와 B_T는 L_s, L_p, M_t, M_l, P_n의 함수이므로 동일한 결합계수를 갖는 방향성 결합기라도 여러종류의 결합 영역이 존재한다. 주파수에 따른 결합도의 변화가 개구면의 위치로 인한 위상과 전자계 분포 그리고 횡격막의 두께로 인한 감쇄등에 의해 크게 좌우되므로 이를 고려하여 원하는 결합도와 방향성을 얻을 수 있다. 특히 각 개구면의 모양과 크기에 따른 분극률 특성은 결합기 설계상의 중요한 사항으로 개구면에 의한 전계 및 자체 결합에 대한 수학적 해석이 요구된다.

2. 개구면에 의한 초고주파 결합

Bethe는 미소산란이론에 따라 두 도파관을 연결하는 개구면의 크기가 동작파장에 비해 작은 경우의 결합관계에 대한 일반적인 이론을 제시하였다. 이 이론

은 횡격막의 두께가 무한히 얇은 경우로 제한되지만 유한한 두께에 대해서도 개구면을 통한 전송이 감소한다는 점을 제외하면 매우 유용하다.

작은 개구면에 의해 왜곡된 장(field)을 여기된 전계와 자계에 의해 각각 개구면에 유기된 등가 전기 쌍극자 모멘트(electric dipole moment)와 자기 쌍극자 모멘트(magnetic dipole moment)로 대처하고 이로부터 복사되는 장을 해석한다.^[6] 여러 모양의 개구면에 대한 실험적인 분극률 특성은 많이 제시되어 있으나 수학적인 표현은 간단한 모양에 제한되어 있다. 본 논문에서 사용한 십자형 슬롯(cross slot)에 대한 정확한 표현은 발표되고 있지 않으나, 십자형 슬롯의 모양이 끝이 둥근 슬롯(rounded end slot)을 겹쳐 놓은 형태로 서로의 실험적인 분극률 특성곡선이 매우 유사하다. 그러므로 수학적인 표현이 가능한 끝이 둥근 슬롯의 다항식으로 부터 십자형 슬롯에 대한 분극률 식을 근사적으로 이용하였다. 다항식은 횡격막의 두께가 무한히 얇고 개구면의 크기가 파장에 비해 작다는 가정하에 표현된 것이다. 그림 2는 끝이 둥근 슬롯의 모양을 보여준다.

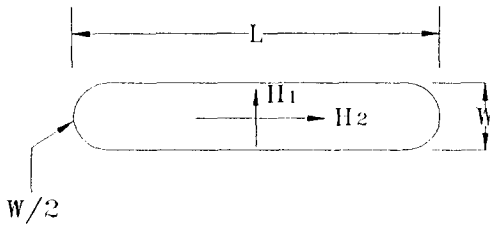


그림 2. 끝이 둥근 슬롯의 모양
Fig. 2. The shapes of rounded end slot.

1) 전기분극률

다음은 십자형 슬롯의 특성곡선과 유사한 형태를 갖는 끝이 둥근 슬롯의 분극률을 개구면의 폭과 길이의 비로 나타낸 근사식^[7]이다.

끝이 둥근 슬롯의 전기분극률을

$$P_e / l^3 = \frac{\pi}{16} \alpha^2 [1.0 - 0.7650\alpha + 0.1894\alpha^2] \quad (8)$$

와 같이 표현할 수 있으며 십자형 슬롯의 전기분극률은 식(8) 값의 거의 2배가 된다. 근사식에서 \$P_e\$는 전기분극률, \$l, w\$는 각각 슬롯의 길이와 폭을 그리고 \$\alpha\$는 길이와 폭의 비로서 \$w/l\$이다. 다음 표 1은 식(8)을 이용하여 십자형 슬롯의 전기분극률을 얻은 결과로 Cohn의 실험결과와 비교한 것^[8]으로 본 논문의 경우와 같이 \$\alpha\$ 값이 0.25, 0.30, 0.35인 경우의

오차는 각각 7.37%, 5.12%, 3.20%이다.

표 1. 십자형 슬롯의 전기분극률 계수

Table 1. Electric polarizability coefficient of a rounded end slot as a function of \$\alpha\$.

w/l	Cohn의 실험결과	다항식 결과
0.25	0.0217	0.0201
0.30	0.0293	0.0278
0.35	0.0375	0.0363

2) 자기분극률

전계의 경우 분극률은 기준방향 설정과 무관하게 하나의 근사식으로 표현될 수 있으나 자계의 경우는 그림 2와 같이 기준방향에 따라 다르게 표현된다.

자계가 \$H_1\$ 방향으로 인가되는 경우의 분극률(transverse magnetic polarizability)^[9]은

$$P_{m1} / l^3 = \frac{\pi}{16} \alpha^2 [1.0 - 0.0857\alpha - 0.0654\alpha^2] \quad (9)$$

으로 표현된다.

자계가 \$H_2\$ 방향으로 인가되는 경우의 분극률(longitudinal magnetic polarizability)^[10]은

$$P_{m2} / l^3 = \frac{0.187 + 0.052\alpha(1 - \alpha)}{\ln(1 + \frac{2.12}{\alpha})} \quad (10)$$

으로 표현되며 본 논문에서는 자계가 \$H_2\$ 방향으로 인가되는 경우의 분극률이 십자형 슬롯의 경우와 거의 같다는 점에 착안하여 식(10)을 이용하였다. 표 2는 다항식(10)의 결과와 Cohn의 실험결과를 비교한 것이다.^[11]

표 2. 십자형 슬롯의 자기분극률 계수

Table 2. Longitudinal magnetic polarizability coefficient of a rounded end slot as a function of \$\alpha\$.

w/l	Cohn의 실험결과	다항식 결과
0.25	0.0930	0.0875
0.30	0.1020	0.0948
0.35	0.1093	0.1018

표 2의 비교에서 본 논문의 경우와 같이 \$\alpha\$ 값이 0.25, 0.30, 0.35인 경우의 오차는 각각 5.91%, 7.06%, 6.81%이다. 이상의 표 1과 2의 비교에서 횡격막의 두께는 무한히 얇고 개구면은 파장에 비해 작

다고 가정하였다. 그러므로 실제의 실험 결과와는 개구면의 두께와 크기에 따른 오차가 발생할 것이다. 각각의 분극률은 개구면의 크기에 의해 결정되므로 분극률은 결합기 설계시 중요한 사항으로 이러한 조건을 보정할 수 있는 다항식 표현에 대한 연구가 더 필요하며 고차 다항식 접근방식으로 오차를 줄일 수 있을 것이다.

Ⅲ. 설계 및 측정

본 논문에서 제안한 설계이론을 적용하여 구현하고자 하는 십자형 방향성 결합기의 사양을 표 3에 보였다.

표 3. 방향성 결합기의 사양

Table 3. Specification of the directional coupler.

Frequency range[GHz]	12.25 - 12.75
Coupling flatness[dB]	30.0 ± 0.1
Directivity[dB] min.	20
Transmission loss[dB]	0.05
Inut/output return loss[dB] min.	23

횡격막의 두께와 십자형 결합슬롯의 폭에 따른 특성 변화 및 두 결합 개구면의 크기가 같은 경우와 다른 경우를 비교, 측정하였으며 원형인 경우도 비교하였다.

표 4는 크기가 다른 두 결합 개구면의 설계치를 나타낸다.

표 4. 크기가 다른 두 결합 개구면의 설계치 (단위 : mm)

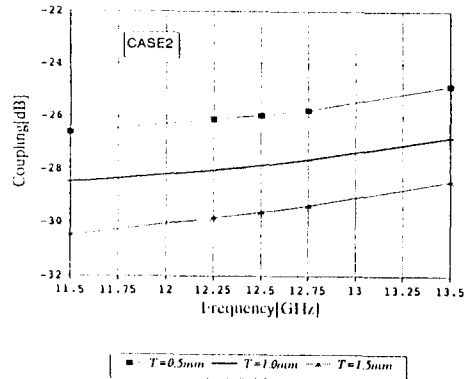
Table 4. The dimensions of two coupling apertures with different size (unit : mm).

	w1	l1	w2	l2
case1	1.820	7.280	1.143	4.572
case2	2.184	7.280	1.372	4.572
case3	2.548	7.280	1.600	4.572
case4	d=7.280(hole)		d=4.572(hole)	

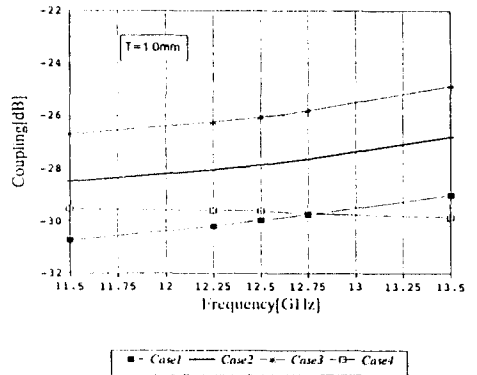
case 4는 개구면이 원형인 경우이다. 결합구멍의 형태는 보통 십자형 구멍으로 만들지만 반드시 그렇게 해야하는 것은 아니다. 그러나 결합구멍이 원형인 경우는 전계결합이 생겨 방향성이 나빠지므로 전계결합을

작게하기 위해서 보통 십자형 결합구조를 사용한다. 이것은 결합개구면의 면적에 비해서 전계단락효과를 갖는 개구면의 주위길이를 크게 하기 위한 것이다.

그림 3은 그림 1에서 개구면의 크기가 표 4와 같이 서로 틀린 경우의 결합도이다.



(a)



(b)

그림 3. 측정된 결합도 변화 (크기가 다른 경우)

(a) 횡격막 두께에 따른 결합도 (b) 개구면 폭에 따른 결합도

Fig. 3. Measured coupling variation (different size)

(a) coupling versus thickness of the diaphragm (b) coupling versus width of the aperture.

(a)는 case2의 경우 두께에 따른 결합도로서 두께 0.5mm당 약 2.0dB 정도의 변화를 보여 준다. 이와 같은 두께에 따른 결합도 감쇄에 대한 이론적인 결과

[12] 에 의하면 두께 0.5mm당 1.9 - 2.1dB의 결합도 변화율을 보인 본 논문의 실험치와 잘 일치함을 알 수 있다. (b)는 두께가 1mm로 일정할 때, 각 경우와 같이 개구면 폭의 변화에 따른 결합도 변화를 나타내며 십자형 개구면인 경우 방향성은 모두 21dB 이상이다. 그러나 개구면이 원형인 case4의 경우 결합도의 평탄도는 향상되었으나 방향성은 약 13dB로 저하되었다. 따라서 십자형 개구면의 방향성이 원형 개구면보다 우수함을 알 수 있다.

표 5는 크기가 다른 두 결합 개구면의 설계치로서 case 8은 개구면이 원형인 경우이다.

표 5. 크기가 같은 두 결합 개구면의 설계치 (단위 : mm)

Table 5. The dimensions of two coupling apertures with equal size (unit : mm).

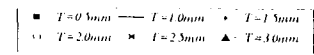
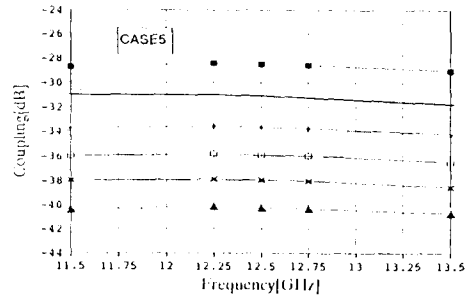
	w1	l1	w2	l2
case5	1.563	6.250	1.563	6.250
case6	1.875	6.250	1.875	6.250
case7	2.188	6.250	2.188	6.250
case8	d=6.250(hole)		d=6.250(hole)	

그림 4는 개구면의 크기가 표 5와 같이 서로 같은 경우의 결합도를 보여준다. (a)는 두께에 따른 case5의 결합도의 변화이며 그림 3에서와 마찬가지로 두께 0.5mm당 약 2.0dB 정도의 결합도 변화를 보이고 있다. (b)는 두께가 0.5mm로 일정할 때, 표 3과 같이 개구면 폭의 변화와 모양에 따른 결합도 변화를 나타낸다. 그림 3과 마찬가지로 십자형 개구면인 경우 방향성은 모두 21dB 이상이나 개구면이 원형인 경우는 방향성이 13 - 14dB 정도로 저하되었다.

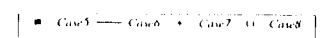
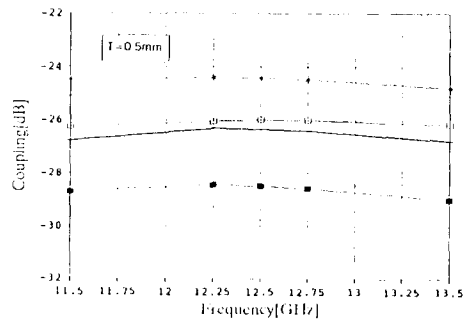
그림 3과 4에서 개구면이 십자형인 경우 모두 방향성이 21dB 이상이며 원형인 경우는 모두 13dB 정도로 감소하였다. 그림 4의 경우는 그림 3의 경우에 비해 결합도 평탄도 특성이 우수하다.

그림 5는 설계하고자 하는 결합기의 측정결과를 나타낸다. 두 결합슬롯의 폭과 길이는 각각 1.4mm와 6.25mm이다. 결합도 평탄도는 29.80 ± 0.04 dB 정도이며 방향성은 25dB 이상으로 우수한 특성을 얻었다. 전송손실과 반사손실은 각각 중심주파수에서 0.0564dB와 48.16dB 이다. 입력반사손실 측정시 종단 포트는 VSWR이 각각 1.015와 1.10인 도파관 종단부

하와 SMA 종단부하를 사용하여 비교 측정한 결과 48.16dB 와 약 22dB의 입출력 반사손실을 얻었다.



(a)

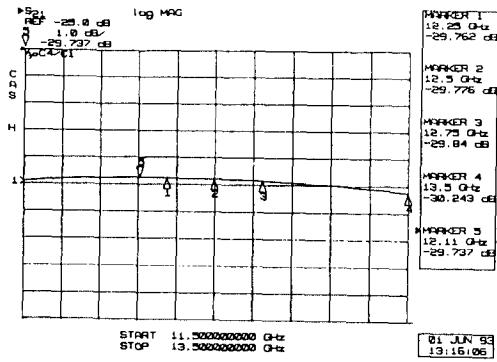


(b)

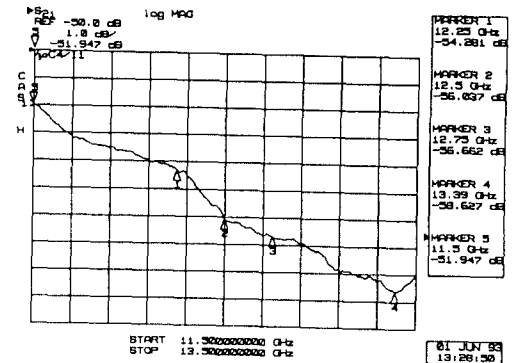
그림 4. 측정된 결합도 변화 (크기가 같은 경우) (a) 횡격막 두께에 따른 결합도 (b) 개구면 폭에 따른 결합도

Fig. 4. Measured coupling variation (equal size) (a) coupling versus thickness of the diaphragm (b) coupling versus width of the aperture.

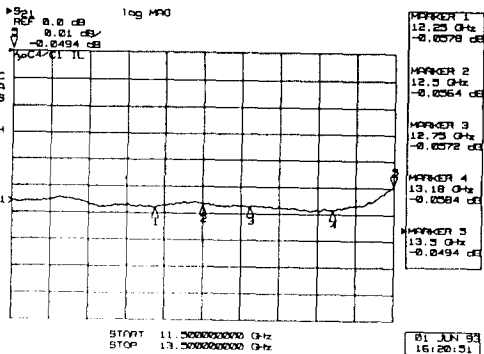
SMA 종단부하의 VSWR 특성이 도파관 종단부하의 특성에 미치지 못하나 SMA 종단부하를 사용하여도 설계사양을 만족하는 입출력 반사손실을 얻을 수 있었다. 또한, SMA 종단부하를 사용함으로써 결합기의 무게를 줄일 수 있었다. 그러므로 VSWR 특성이 보다 우수한 SMA 종단부하를 사용한다면 보다 가볍고 우수한 입출력 반사특성을 갖는 결합기를 제작할 수 있을 것이다.



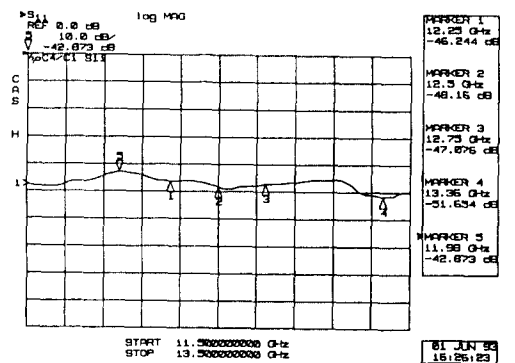
(a)



(b)



(c)



(d)

그림 5. 설계한 결합기의 측정 결과

(a) 결합도 (b) 격리도 (c) 전송손실 (d) 입력 반사손실

Fig. 5. Measured results of the designed coupler

(a) coupling (b) isolation (c) trans-mission loss (d) input return loss.

실물로서 4개의 포트를 볼 수 있다.

IV. 결론

본 논문에서는 원하는 결합도와 방향성을 만족하는 두 결합개구면의 위치를 프로그램 반복작업으로 구하고 다항식 형태의 분극률을 이용하여 12.25GHz - 12.75GHz에서 동작되는 십자형 도파관 방향성 결합기를 설계 및 제작하였다. 측정결과 29.80 ± 0.04 dB 결합특성과 25dB 이하의 방향성을 갖는 양호한 전기적인 특성을 얻었다. 또한 개구면의 폭과 모양 및 횡격막의 두께 변화에 따른 결합도와 방향성의 변화를 측정하였다. 앞으로 개구면 분극률의 오차를 줄이기 위해 표현한 다항식을 고차 다항식으로 발전시켜 연구할 필요가 있다. 또한, 본 논문에서 제안한 설계방

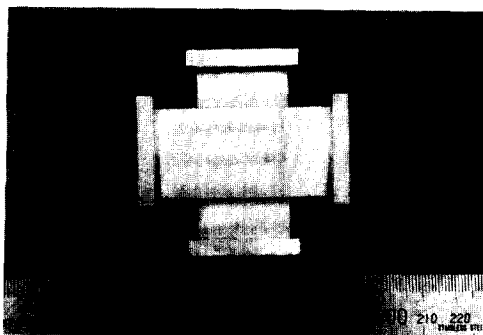


그림 6. 제작한 방향성 결합기의 실물

Fig. 6. Manufactured directional coupler.

그림 6은 제작한 십자형 형태의 방향성 결합기의

법을 이용하여 고전력 신호의 세기를 측정할 수 있는 방향성 결합기에 대한 연구를 할 수 있을 것이다.

參 考 文 獻

- [1] S.B.Cohn and R.Levy, "History of Microwave Passive Components with Particular Attention to Directional Coupler," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, Vol. MTT-32, No. 9, Sep.1984, pp.1046-1054.
- [2] P.A.Rizzi, *Microwave Engineering Passive Circuits*, Prentice Hall, Inc., 1988.
- [3] D.J. Seguin, "Improved Waveguide Cross Guide Couplers," *Microwave Journal*, Nov.1992, pp.118-126.
- [4] W.A.G. Voss, "Optimized Crossed Slot Directional Coupler," *Microwave Journal*, May 1963, pp.83-87.
- [5] D.C. Cooper, "Waveguide Directional Couplers using Inclined Slots," *Microwave Journal*, August 1966, pp.97-104.
- [6] G.L. Matthaei, L. Young, and E.M. T.Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*, Artech House, INC., 1980.
- [7] N.A. McDONALD, "Polynomial Approximations for the Electric Polarizabilities of Some Small Apertures," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, Vol. MTT-33, No 11, Nov. 1985, pp.1146-1149.
- [8] S.B. Cohn, "The Electric Polarizability of Apertures of Arbitrary Shape," *Proc. IRE*, Vol.40, September 1952, pp. 1069-1071.
- [9] N.A. McDONALD, "Polynomial Approximations for the Transverse Magnetic Polarizabilities of Some Small Apertures," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, Vol. MTT-35, No 1, January 1987, pp.20-23.
- [10] N.A. McDONALD, "Polynomial Approximations for the Longitudinal Polarizabilities of Some Small Apertures," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, Vol. MTT-36, No 7, July 1988, pp.1141-1144.
- [11] S.B. Cohn, "Determination of Aperture Parameters by Electrolytic-Tank Measurements," *Proc. IRE*, Vol.39, Nov. 1951, pp.1416-1421.
- [12] S.B. Cohn, "Microwave Coupling by Large Aperture," *Proc. IRE*, Vol.40, June 1952, pp.696-699.

著 者 紹 介



柳 秉 完(正會員)

1968年 1月 13日生. 1991年 2月
광운대학교 전자통신공학과 졸업.
1993年 2月 광운대학교 대학원 전
자통신공학과 석사. 1993年 2月
~ 1994年 7月 현재 한국전자통신
연구소 위성통신기술연구단 탑재

장치연구실 연구원. 주관심 분야는 초고주파 회로설
계, 위성통신 등임.



李 宰 鉉(正會員)

1959年 10月 10日生. 1982年 2
月 인하대학교 전자공학과 졸업.
1985年 2月 한국과학기술원 전기
및 전자공학과 석사. 1993年 2月
한국과학기술원 전기 및 전자공학
과 박사학위 취득. 1991年 ~ 현

재 한국전자통신연구소 위성통신기술연구단 탑재장치
연구실 선임연구원. 주관심 분야는 정자파 소자 해
석, 위성중계기용 초고주파회로 등임.

朴 光 亮(正會員)

1956年 8月 14日生. 1980年 2月 한양대학교 전자통
신공학과 졸업. 1982年 2月 서강대학교 대학원 전자
공학과 석사. 1994年 7月 서강대학교 대학원 전자공
학과 박사. 현재 한국전자통신연구소 위성통신기술연
구단 탑재장치연구실 선임연구원. 주관심 분야는 위
성통신시스템, 위성중계기 및 부품설계 등임.



金 在 明(正會員)

1951年 12月 17日生. 1974年 2
月 한양대학교 전자공학과 졸업.
1981年 미국 남가주대학교 전기공
학과 석사. 1987年 연세대학교 전
자공학과 박사. 1974年 2月 ~
1979年 6月 KIST, KTRI 근무.

1982年 ~ 현재 한국전자통신연구소 위성통신기술연
구단 위성통신시스템연구부 책임연구원. 주관심 분야
는 위성통신시스템, 이동통신시스템 등임.