

# 유도성 포스트가 위치한 도파관 $\pi$ -결합의 전력분배 특성 해석

<sup>0</sup>김용수\*, 고영호\*, 고광태\*\*, 백락준\*\*\*

전북대학교 전기공학과\*, 호원대학교 전자공학과\*\*, (주)에이스테크놀로지  
우) 561-756 전북 전주시 덕진구 덕진동 1가 664-14

E-mail : koyh@moak.chonbuk.ac.kr

## An Analysis of the Divided Power Characteristics of Waveguide $\pi$ -Junction with an Inductive Post

<sup>0</sup>Y. S. Kim\*, Y. H. Ko\*, K. T. Ko\*\*, R. J. Baek\*\*\*

Dept. of Electrical Engineering, Chonbuk Nat'l Univ.\*

Dept. of Electronic Engineering, Howon Univ.\*\*, ACE Technology\*\*\*

### Abstracts

본 연구에서는 단층구조 평면형 슬롯 도파관 배열 안테나에 있어서 전력분배기로 이용되는 유도성 포스트가 있는 도파관  $\pi$ -결합의 특성과 각 포트로 나누어지는 전력의 주파수 특성을 고찰하였다.

$\pi$ -결합은 한 개의 결합창을 통해서 두 개의 도파관으로 전력을 분배하여 결합된 도파관들을 동위상·동진폭으로 급전시킬 수 있다. 전력분배 특성은 Galerkin 법을 사용해서 해석했고 유도성 포스트를 붙임으로써  $\pi$ -결합으로부터의 반사는 -27dB이하로 억제할 수 있음을 확인하였다.

전송손실을 갖기 때문에 고효율 평면형 안테나로 사용하기에 적합하다. 그러나 급전도파관이 방사도파관의 아래에 위치하는 3차원적인 구조를 가질 경우 제작이 어렵고 제작비용이 많이 들게 되므로 비용절감을 위해서는 평면배열의 간단한 급전구조가 필수적이라고 하였다.

본 연구에서는 단층형 슬롯 도파관 배열(single layered slotted waveguide array)을 위한 간단한 급전구조를 설계하고 그 특성을 해석하였다.

### II. 유도성 포스트가 위치한 도파관 $\pi$ -결합

#### I. 서론

최근 이동통신 및 위성통신 기술이 발전함에 따라 마이크로파 통신 시스템과 레이더 안테나 시스템 분야에 도파관 슬롯 배열 안테나가 많이 응용되고 있다. 이러한 도파관 안테나는 다음과 같은 장점을 가지고 있기 때문에 이동통신 기지국용 및 위성방송 수신용 등에 많이 쓰이고 있다.<sup>[1]</sup>

(1) 도파관은 고주파에서도 폐쇄된 구조 때문에 적은 전송손실을 갖는다.

(2) 도파관은 low-profile 구조를 가지고 있기 때문에 안테나 설치가 용이하다.

이와 같이 슬롯형 도파관 배열 안테나는 매우 작은

$\pi$ -결합( $\pi$ -junction)은 한 개의 급전도파관과 두 개의 방사도파관으로 구성되어 있고 급전도파관이 방사도파관과 동일평면에 놓여 있는 2차원적인 구조를 갖는다.

그림 1은 결합창이 급전도파관의 협벽(narrow wall)에 위치하는 단층구조 슬롯형 도파관 배열(single layered slotted waveguide array)을 나타낸다. 배열된 방사도파관들을 동위상으로 급전시키기 위해 급전도파관의 관내 파장은 방사도파관의 광벽(broad wall) 폭의 약 2배가 되도록 설계하며 이러한  $\pi$ -결합을 종속(cascade)접속하면 다중경로 전력분배기(Multiple-Way Power Divider)를 구성하게된다.

본 연구에서는 전력분배 특성을 Galerkin법<sup>[2]</sup>을 이용

해서 해석하고 두 개의 방사도파관으로 동일한 전력을 분배하기 위한 조건들에 대하여 고찰하였으며, 각 방사도파관으로 입사전력의 25%(약 -6dB)를 분배하는  $\pi$ -결합을 설계하였다.

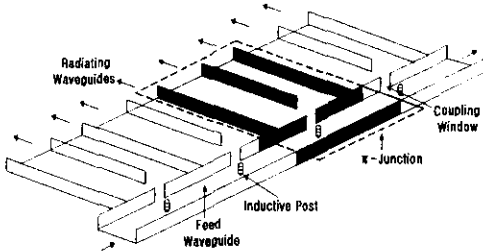


그림 1 단층구조 슬롯형 도파관 배열의 급전구조

1. 구조

그림 2는 유도성 포스트를 갖는 도파관  $\pi$ -결합의 구조를 나타낸다. 여기서  $l$ 과  $a$ 는 각각 방사도파관과 급전도파관의 폭을 나타내고,  $t$ 는 도파관 공통의 벽 두께를 나타낸다. 한 개의  $\pi$ -결합은 한 개의 급전도파관과 두 개의 방사도파관으로 구성되어 있고 한 개의 결합장을 통해 전자계 결합한다.

결합장에서의 반사를 줄이고 주파수 대역폭을 넓게 하기 위해서 각각의 결합장 앞에 유도성 포스트를 위치시킨다. 이 유도성 포스트는 임피던스 정합을 향상시키고 넓은 주파수 대역에서  $\pi$ -결합의 불연속성을 보상해줌으로써 각 창으로부터의 반사를 억제시킨다. 또한 급전도파관에서 결합장 때문에 생기는 관내파장의 감소를 억압하는 효과가 있다.<sup>[3],[4]</sup>

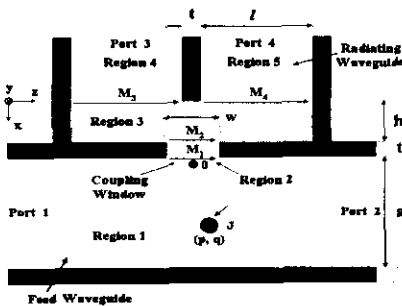


그림 2 유도성 포스트가 위치한 도파관  $\pi$ -결합

2. Galerkin법에 의한 해석

$\pi$ -결합의 등가 산란행렬은 Galerkin법을 이용해서 계산한다. 포트 1과 포트 2의 기준평면은  $z=0$ 인 평면이고 포트 3과 포트 4의 기준평면은  $x=-t$ 인 평면이다.  $y$ -성분만을 갖는 미지의 전기전류는 유도성 포스트의 표면에만 존재하고, 포트 1으로부터 기본모드로서  $TE_{10}$  모드가 입사한다고 가정한다.

$\pi$ -결합의 구조뿐만 아니라 입사파도  $y$ -방향으로 균일하기 때문에 전체 계 또한  $y$ -방향 변화가 없으며 계동가정리(field equivalence theorem)에 의해  $\pi$ -결합은 그림 2와 같이 5개의 영역으로 나눌 수 있다. 포트 3과 포트 4로 전달되는 전력을 정확하게 계산하기 위해서는 급전도파관의 벽 두께를 고려해야 한다.

계동가정리에 따라 개구면  $S_{Mk}$ 는  $z$ -성분만을 갖는 미지의 자기전류  $M_k(k=1\sim 4)$ 로 대체되며 포스트의 표면  $S_j$ 는  $y$ -방향 성분만을 갖는 미지의 전기전류  $J$ 로 가정할 때  $J$ 와  $M_k$ 는 식 (1), (2)로 표시된다.

$$J = a_y \sum_m A_m \frac{Y_0}{2\pi r} \cos(m\theta) = \sum_m A_m j_m \quad (m=0, 1, 2, \dots) \quad (1)$$

$$M_k = a_z \sum_n B_{kn} \left(\frac{2}{lb}\right)^{1/2} \cos \frac{kn\pi z}{l} = \sum_n B_{kn} m_{kn} \quad (n=1, 3, 5, \dots) \quad (2)$$

각 영역의 계는 구형도파관 내부의 다이애딕 그린함수(dyadic Green's function)와  $J$  그리고  $M_k$ 를 사용해서 식 (3)~(8)과 같이 나타낼 수 있다.

$$E_1 = E_{in} + \int_{S_j} G_{ex}(1) \cdot J dS_o + \int_{S_{M1}} G_{em}(1) \cdot M_1 dS_o \quad (3)$$

$$H_1 = H_{in} + \int_{S_j} G_{me}(1) \cdot J dS_o + \int_{S_{M1}} G_{mm}(1) \cdot M_1 dS_o \quad (4)$$

$$H_2 = \int_{S_{M1}} G_{mm}(2) \cdot M_1 dS_o + \int_{S_{M2}} G_{mm}(2) \cdot M_2 dS_o \quad (5)$$

$$H_3 = \int_{S_{M1}} G_{mm}(3) \cdot M_1 dS_o + \int_{S_{M2}} G_{mm}(3) \cdot M_2 dS_o + \int_{S_{M3}} G_{mm}(3) \cdot M_3 dS_o \quad (6)$$

$$H_4 = - \int_{S_{M2}} G_{mm}(4) \cdot M_2 dS_o \quad (7)$$

$$H_5 = - \int_{S_{M3}} G_{mm}(5) \cdot M_3 dS_o \quad (8)$$

여기서  $E_1$ 과  $H_k(k=1\sim 5)$ 는 각 영역의 전계와 자계를 나타내고  $G(k)(k=1\sim 5)$ 는 다이애딕 그린함수를 나타낸다.

$S_j$ 에 대한 전계의 접선성분의 연속조건과  $S_{Mk}$ 에 대한 자계의 접선성분의 연속조건으로부터 미지의 전

기전류  $J$ 와 자기전류  $M_k$ 에 대한 적분방정식을 유도할 수 있으며 이러한 적분방정식을 선형방정식으로 줄이기 위해서 Galerkin법을 적용하면 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$E_{in} = - \int \int_S G_{ec}(1) \cdot J dS_0 - \int \int_{S_{M1}} G_{em}(1) \cdot M_1 dS_0 \quad (9)$$

$$H_{in} = - \int \int_S G_{mc}(1) \cdot J dS_0 - \int \int_{S_{M1}} G_{mm}(1) \cdot M_1 dS_0 + \int \int_{S_{M2}} G_{mm}(2) \cdot M_2 dS_0 + \int \int_{S_{M3}} G_{mm}(2) \cdot M_3 dS_0 \quad (10)$$

$$\int \int_{S_{M1}} G_{mm}(2) \cdot M_1 dS_0 + \int \int_{S_{M2}} G_{mm}(2) \cdot M_2 dS_0 - \int \int_{S_{M2}} G_{mm}(3) \cdot M_2 dS_0 - \int \int_{S_{M3}} G_{mm}(3) \cdot M_3 dS_0 - \int \int_{S_{M4}} G_{mm}(3) \cdot M_4 dS_0 = 0 \quad (11)$$

$$\int \int_{S_{M2}} G_{mm}(3) \cdot M_2 dS_0 + \int \int_{S_{M3}} G_{mm}(3) \cdot M_3 dS_0 + \int \int_{S_{M4}} G_{mm}(3) \cdot M_4 dS_0 + \int \int_{S_{M5}} G_{mm}(4) \cdot M_5 dS_0 = 0 \quad (12)$$

$$\int \int_{S_{M3}} G_{mm}(3) \cdot M_2 dS_0 + \int \int_{S_{M4}} G_{mm}(3) \cdot M_3 dS_0 + \int \int_{S_{M5}} G_{mm}(3) \cdot M_4 dS_0 + \int \int_{S_{M6}} G_{mm}(5) \cdot M_4 dS_0 = 0 \quad (13)$$

이러한 방법을 사용해서 미지의 전류  $J$ 와  $M_k$ 는 Fourier 급수 형태의 기저함수(basis function)로 확장되며 각각의 적분방정식은 가중함수(weighting function)들에 의해 곱해지고 표면  $S_J$ 와  $S_{M_k}$ 에 대해 적분된다.

포트 1에 대한 반사전력  $S_{11}$ 은 식 (14)와 같이 포트 표면의 전기전류  $J$ 와 개구면  $S_{M1}$ 의 자기전류  $M_1$ 에 의한 산란파의 합으로 계산된다.

$$S_{11} = - \frac{1}{2} \int \int_S E_1 \cdot J dS + \frac{1}{2} \int \int_{S_{M1}} H_1 \cdot M_1 dS \quad (14)$$

포트 2로 전달되는 전력  $S_{21}$ 은 입사파와  $J$  그리고  $M_1$ 에 의해 산란되는 파의 합으로 계산된다.

$$S_{21} = 1 - \frac{1}{2} \int \int_S E_1 \cdot J dS + \frac{1}{2} \int \int_{S_{M1}} H_1 \cdot M_1 dS \quad (15)$$

포트 3과 4로 분배되는 전력은 각각 식 (16), (17)과 같이  $M_3$ 와  $M_4$ 에 의해 산란되는 파로 계산된다.

$$S_{31} = \frac{1}{2} \int \int_{S_{M3}} H_4 \cdot M_3 dS \quad (16)$$

$$S_{41} = \frac{1}{2} \int \int_{S_{M4}} H_5 \cdot M_4 dS \quad (17)$$

### III. $\pi$ -결합의 설계와 모의실험 결과

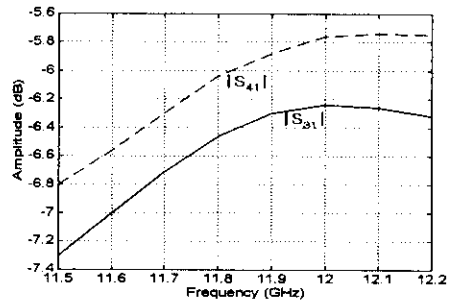
본 연구에서  $\pi$ -결합의 설계목적은 포트 3과 포트 4에 동일한 전력을 전달하는 것과 결합창에서의 반사를 억제하는 것으로서, 설계 주파수 11.85GHz에서 입력전력의 -6dB (25%)를 각각 포트 3과 포트 4로 분배하는  $\pi$ -결합을 설계한다. 이때 결합창의 폭  $w$ 는 이러한 결합강도를 결정하는 중요한 파라미터로써 분배되는 전력의 양을 결정한다.

포트  $\#k$ 에 분배되는 전력은  $\pi$ -결합의 산란행렬  $S_{k1}$ 을 계산함으로써 얻을 수 있으며 설계된 파라미터는 표 1과 같다. 유도성 포스트의 위치 ( $p, q$ )는 반사성분  $|S_{11}|$ 을 최소화하도록 결정한다.

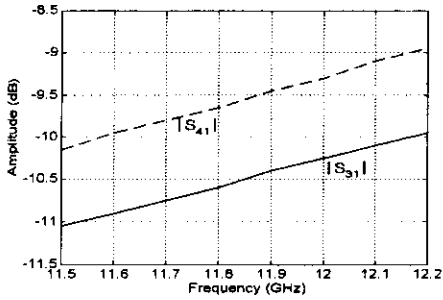
설계 주파수	11.85GHz	
급전도파관의 폭	a	17.8mm
방사도파관의 폭	l	17mm
공통의 벽 두께	t	1mm
도파관의 높이	b	7.91mm
결합창의 폭	w	12mm
결합창으로 부터의 거리	h	9mm
유도성 포스트의 직경	2r	1mm

표 1  $\pi$ -결합의 설계 파라미터

그림 3은  $p=11.3mm, q=2.2mm$ 인 경우의 분배전력  $|S_{31}|$ 과  $|S_{41}|$ 에 대한 주파수 특성을 나타낸다. 설계 주파수 11.85GHz에서 유도성 포스트가 있을 때  $|S_{31}|$ 과  $|S_{41}|$ 이 각각 -6.3dB와 -5.9dB를 나타냄으로써 설계조건인 -6dB와 거의 일치함을 확인할 수 있었다.



(a) 유도성 포스트가 있을 때



(b) 유도성 포스트가 없을 때  
그림 3 분배전력  $|S_{31}|$ 과  $|S_{41}|$ 의 주파수 특성

그림 4는 포트 3과 포트 4로 분배되는 전력차이  $S_{41}/S_{31}$ 의 주파수 특성을 나타낸다. 이것으로부터 유도성 포스트가 있을 때는 분배되는 전력의 크기와 위상차이가 넓은 주파수 대역에서 거의 일정한 값을 유지한다는 것을 알 수 있었다.

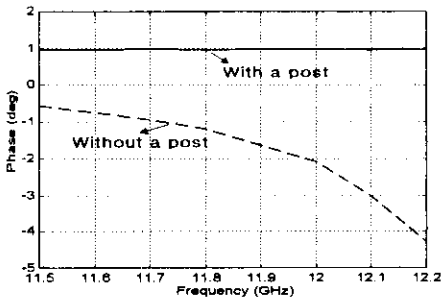
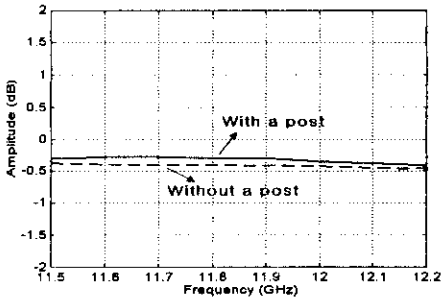


그림 4 전력차이  $S_{41}/S_{31}$ 의 주파수 특성

그림 5는 반사  $|S_{11}|$ 의 주파수 특성을 나타낸다. 유도성 포스트가 없는 경우(-12dB)보다 유도성 포스트가 있을 때(-27dB) 2배 이상 반사를 더 잘 억제할 수 있었다.

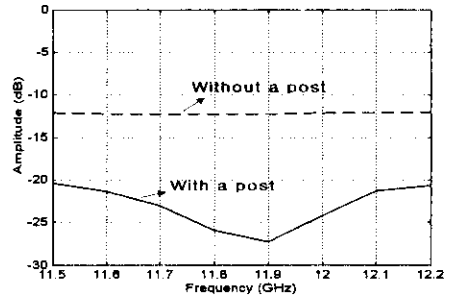


그림 5 반사  $|S_{11}|$ 의 주파수 특성

#### IV. 결론

본 연구에서는 단층구조 평면형 슬롯 도파관 배열 안테나용 전력분배기로 사용되는 유도성 포스트를 갖는 도파관  $\pi$ -결합을 설계하고 그 특성을 고찰했다.

$\pi$ -결합의 전력분배 특성을 Galerkin법을 이용해서 해석한 결과, 유도성 포스트를 붙임으로써 이것이 없을 때보다 2배 이상(-27dB) 반사를 억제할 수 있음을 확인하였으며 각 포트에 분배되는 전력의 크기도 약 -6dB로써 설계조건과 잘 일치함을 확인하였다. 앞으로의 연구과제로는 도파관 배열을 위해  $\pi$ -결합이 종속 접속된 경우의 주파수 특성이 해석되어야 할 것이다.

#### 참고 문헌

- [1] J. Hirogawa, M. Ando and N. Goto, "A single-layer multiple-way power divider for a planar slotted waveguide array," IEICE Trans. Commun., vol. E75-B, no. 8, pp. 781-787, Aug. 1992.
- [2] R. F. Harrington, *Field Computation by Moment Method*, The Macmillan Company, N.Y., 1968.
- [3] Y. Leviatan, P. G. Li, A. T. Adams and J. Perini, "Single-post inductive obstacle in rectangular waveguide," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., MTT-31, pp. 806-812, Oct. 1983.
- [4] R. E. Collin, *Field Theory of Guided Waves*, IEEE PRESS, 1991.