
직사각형 도파관 속으로 전파하는 초고주파 전력 수신용 사각형 마이크로스트립 패치 안테나 설계

박 동 국*

Design of rectangular microstrip patch antenna for receiving a microwave power propagating in a rectangular waveguide

Dong-Kook Park*

요 약

본 논문에서는 직사각형 도파관내에 놓여 있는 동축선으로 급전되는 사각형 마이크로스트립 패치 안테나의 입력 임피던스를 공진기 모델 및 안테나에 의해 여기되는 도파관내의 전송 모드로부터 이론적으로 계산하였다. 자유공간과 도파관내에서 패치 안테나의 급전 위치에 따른 return loss 및 효율을 계산하여 비교하였으며 최대 효율을 얻을 수 있는 급전점이 자유공간과 도파관내에서 차이가 있음을 보였다.

Abstract

In this paper, the input impedance of coaxial fed rectangular microstrip patch antenna located inside rectangular waveguide is calculated by using the cavity model and the mode excited in the waveguide by the patch antenna. The return loss and efficiency of the patch antennas as a function of feed position in free space and in waveguide are calculated and compared. The maximum efficiency of the antennas in waveguide and in free space are obtained at different feed position.

1. 서 론

우주공간에 설치된 태양 전지판에 의해 생성된 에너지를 무선 전송에 유리한 마이크로파 형태로 변환하여 지상으로 전력을 전송하려는 연구 및 무

인 등대등의 원격지에 마이크로파에 의한 전력 전송 등 무선 전력 전송(wireless power transmission)을 위한 연구가 선진국을 중심으로 이루어지고 있다[1]. 개구간(open space)이 아닌 폐구간속에서의 무선 전력 전송에 대해서도 연구중이며, 특히 파이

* 한국해양대학교 전자통신공학과

접수일자 : 1997년 8월 27일

프속을 전파하는 초고주파 전력을 파이프내에서 안테나를 이용하여 수신하고, 이것을 정류회로를 거쳐 직류전력을 얻고자하는 연구가 일본에서 1990년대 초부터 이루어지고 있다[2]. 이것은 파이프와 같은 배관 내의 좁은 공간을 따라 움직이면서 적외선에 의한 이상부위의 분석작업이 가능한 마이크로머신 개발에 응용될 수 있고, 이것으로부터 플랜트의 배관을 비파괴로 변질 및 부착물의 분석이 가능해져 플랜트 배관의 유지보수관리가 용이해질 수 있기 때문이다.

본 논문에서는 이러한 일련의 연구의 기초 연구로서 직사각형 금속 도파관 속에서 사각형 마이크로스트립 패치 안테나가 수신 안테나로 사용되는 경우, 도파관 속에서의 패치 안테나로부터 여기되는 전송모드를 구하여 패치 안테나의 입력 임피던스를 조사한 문헌[3]을 토대로 직사각형 도파관내에서 급전위치에 따른 임피던스의 변화를 조사하여 전력 수신 효율이 좋은 안테나를 설계하고자 한다.

II. 직사각형 도파관 속에서의 사각형 패치 안테나의 해석

동축케이블로 급전되는 사각형 마이크로스트립 패치 안테나가 직사각형 도파관 속에서 그림 1처럼 놓여 있다. 자유공간에 놓여 있는 패치 안테나의 해석 방법중의 하나인 공진기 모델 방법을 사용하기 위해, 그림 1에서 패치면과 접지면 사이의 영역에서 전계는 z 성분만 있고, 자계는 x, y 성분만이 존재하고, z의 변화에 대해서는 전자계의 변화가 없으며, 패치면 상의 전기전류는 패치면의 임의의 모서리에서 모서리와 수직인 성분은 없다고 가정한다.

그림 1의 사각형 마이크로스트립 패치 안테나를 동축케이블을 사용하여 점 (x', y')에서 급전하는 경우, 동축케이블의 내심의 직경을 균일 전류가 흐르는 스트립선으로 근사했을때의 유효 스트립 폭을 d라고 하면 안테나에 인가되는 전류는

$$J_z = \begin{cases} 1, & |x-x'| < d, y=y' \\ 0, & \text{그밖의영역} \end{cases} \dots\dots\dots (1)$$

으로 모델링 할 수 있다. 패치면과 접지면의 도체

벽(electric wall)과 패치 모서리를 따라 패치면과 접지면 사이의 자기벽(magnetic wall)으로 이루어진 공동(cavity)에 식 (1)의 전류 J_z가 인가될 때 공진기 내에서의 전계 E_z는

$$(\nabla^2 + k^2)E_z = j\omega\mu J_z$$

인 파동 방정식을 만족하며, E_z는 모드함수 ψ_{mn} 의 중첩으로

$$E_z = jk_0\eta_0 \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\psi_{mn}(x, y) \psi_{mn}^*(x', y')}{k^2 - k_{mn}^2} \times \text{Si}\left(\frac{m\pi d}{2W}\right) d \dots\dots (2)$$

으로 표현된다[4]. 여기서 k₀는 자유공간의 파수, $\eta_0 = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0}$, $k^2 = \epsilon_r(1 - j\tan\delta)k_0^2$, $k_{mn}^2 = \left(\frac{m\pi}{W}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L}\right)^2$, $\text{Si}(x) = \frac{\sin x}{x}$, $\psi_{mn}(x, y) = \sqrt{\frac{\epsilon_{0m}\epsilon_{0n}}{WL}} \cos\frac{m\pi x}{W} \cos\frac{n\pi y}{L}$, $\epsilon_{0m} = \begin{cases} 1, & m=0 \\ 2, & m \neq 0 \end{cases}$, ψ_{mn}^* 은 ψ_{mn} 의 공액복소 (complex conjugate) 함수이고, W는 패치폭이며, L는 패치의 길이에 해당한다.

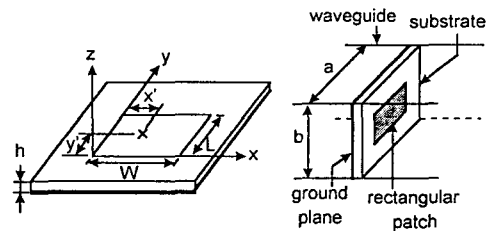


그림 1. 직사각형 도파관 내에 놓여있는 사각형 마이크로스트립 패치 안테나 구조

Fig. 1. Schematic diagrams of the rectangular microstrip patch antenna in rectangular waveguide

패치 길이는 사용주파수의 파장에 대략 1/2배 되도록 선택하고, 급전점이 패치폭의 중심선 상에 위치하면 전자파 진행 방향을 z 축이라 할 때 E_z는 TM₀₁ 모드만으로 표시하는 것이 가능하다. TM₀₁ 모드의 전계 E_z는 식 (2)으로부터

$$E_z(y) = E_0 \cos \frac{\pi}{L} y$$

이며 여기서 계수 E_0 는

$$E_0 = jk_0 \eta_0 \frac{(\frac{2}{WL})d}{k^2 - (\frac{\pi}{L})^2} \cos \frac{\pi y'}{L}$$

이다.

한편 급전점에서의 전압 V_0 은

$$V_0 = h E_0 \cos \frac{\pi}{L} y'$$

으로 표현된다.

또한 포인팅 이론에 의하면 패치 안테나에 공급 되는 입력 전력 P_{in} 은

$$P_{in} = P_T + j2\omega(W_E - W_H)$$

으로 표현된다. 여기서 P_T 는 유전손실 전력(P_d), 도체손실 전력(P_c), 복사손실 전력(P_r)의 합이며, W_E 는 시간평균 전계 저장에너지, W_H 는 시간평균 자계 저장에너지이다.

따라서 급전점에서의 입력 어드미턴스는

$$Y_{in} = \frac{P_{in}}{|V_0|^2} = \frac{P_T + j2\omega(W_E - W_H)}{|V_0|^2} \\ = G_L + j(\omega C - \frac{1}{\omega L})$$

으로 표현되며, G_L 은

$$G_L = G_r + G_d + G_c$$

이 되고,

$$G_r = \frac{P_r}{|V_0|^2}, G_d = \frac{P_d}{|V_0|^2}, G_c = \frac{P_c}{|V_0|^2}$$

으로 정의된다. 따라서 각각의 손실 전력 및 저장 에너지를 구하면 입력 임피던스를 구할 수 있다. 유전체 손실, 도체 손실, 시간평균 전계 저장에너지 및 시간평균 자계 저장에너지를 구하는 방법은 자유공간에서의 패치 안테나의 각각의 파라미터를 구하는 방법[5]과 같으며, 그 결과값을 그대로 사용할 수 있다. 단지 자유공간으로의 복사손실에 의한 전력이 도파관 속에서는 전파 모드에 의해 도파관을 따라 흐르는 전력으로 바뀌는 차이만 있다. 그러므로 G_r 을 구하는 문제는 결국 패치 안테나에 의해 여기되는 모드에 의해 전달되는 전력을 구하는 문제가 된다.

자유공간에서 패치 안테나의 복사전력을 구하는 방법은 안테나의 자기벽(magnetic wall) 위에 $M = -\hat{n} \times E$ 인 등가 자기전류 M 을 놓고, 이것에 의한 원거리 영역에서의 전자계를 구하여 복사전력을 계산한다. 이것은 패치 안테나를 전자파에너지의 전달 관점에서보면 도체면위에 등가 자기전류 M 이 놓여 있는 것으로 근사할 수 있음을 보여준다. 따라서 도파관 속에 놓여 있는 패치 안테나를 그림 2와 같이 도체면위의 등가 자기전류 M 으로 두면, $M = \hat{x} M_x$ 인 M_x 의 값은

$$M_x = \begin{cases} E_0, & x_0 - W/2 \leq x \leq x_0 + W/2 \\ & y_0 - h/2 \leq y \leq y_0 + h/2 \\ E_0, & x_0 - W/2 \leq x \leq x_0 + W/2 \dots\dots\dots (3) \\ & y_1 - h/2 \leq y \leq y_1 + h/2 \\ 0, & \text{그 밖의 영역} \end{cases}$$

으로 근사할 수 있다. 여기서 (x_0, y_0) 및 (x_0, y_1) 은 각각 그림 2의 등가자기 전류원의 중심점의 좌표이다.

도파관의 x축 및 y축 방향의 길이를 각각 a, b 라고 할 때, $a > b$ 을 가정하고, 패치 안테나의 길이가 y축과 나란하다고 가정하면, 전류원이 \hat{x} 의 방향이므로 여기된 전계 E 는 패치면상에서 y 성분만을 갖는다. 즉 $z=0$ 에서 $E_x=0$ 라 두면 $z>0$ 에서의 전자계는 TE 모드와 TM 모드의 합으로 표현이 된다[3].

한편 식 (3)의 자기 전류 밀도를 아래처럼 도파관 모드의 중첩으로 표현할 수 있다.

$$M_x = \sum_{p,q} M_{p,q} \sin \frac{p\pi x}{a} \cos \frac{q\pi y}{b}$$

각 모드의 직교성을 이용하여 M_x 와 mn번째 모드의 내적(inner product)으로부터 mn번째 모드의 계수 M_{mn} 을 구해보면 $n=0$ 일 때

$$M_{m0} = \frac{8 E_0}{m\pi} \frac{h}{b} \sin \frac{m\pi x_0}{a} \sin \frac{m\pi W}{2a} \dots\dots\dots (4)$$

으로 표현됨을 알 수 있다.

$z=0$ 에서 자기 면전류는 $z=0$ 평면에서의 전계의 불연속을 야기하며, $M_x = -E_y$ 이므로

$$M_x = \sum_{m,n} \frac{j\omega\mu a}{m\pi} A_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b}$$

$$= \sum_{m,n} M_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b}$$

이다. 따라서

$$A_{mn} = M_{mn} \frac{m\pi}{a} \frac{1}{j\omega\mu} \dots\dots\dots (5)$$

이므로 식(4)과 (5)로부터 $n=0$ 일 때

$$A_{m0} = \frac{8E_0 h}{j\omega\mu ab} \sin \frac{m\pi x_0}{a} \sin \frac{m\pi W}{2a} \dots\dots\dots (6)$$

이 됨을 알 수 있다.

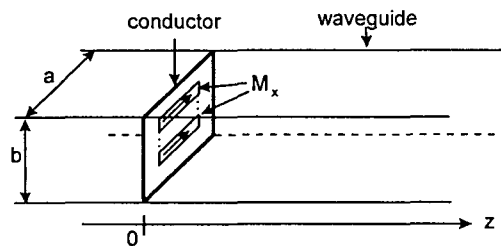


그림 2. 사각형 도파관 속에서의 사각형 마이크로스트립 패치 안테나 등가 모델
Fig. 2. Equivalent model of rectangular microstrip patch antenna in rectangular waveguide

한편 안테나의 동작주파수 범위에서 직사각형 도파관 속에 기본 모드(dominant mode)인 TE_{10} 모드만이 전파하는 경우, 패치 안테나에 의해 TE_{10} 모드에 의해 도파관을 따라 전달되는 전력은

$$P_{10} = \frac{1}{2} Re \int_{x=0}^a \int_{y=0}^b \mathbf{E} \times \mathbf{H}^* \cdot \hat{z} dy dx$$

$$= \frac{\omega\mu a^3 \beta |A_{10}|^2 b}{4\pi^2}$$

으로 표현된다[6]. 여기서 전파상수 β 는

$$\beta = \sqrt{k^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2}$$

이다.

따라서 식 (6)로부터 A_{10} 을 구하고 $P_{10} = |V_0|^2 G_r/2$ 의 관계를 이용하면 콘덕턴스 G_r 을 구할 수 있다.

이것으로부터 안테나의 급전점에서 안테나를 바

라본 반사계수 Γ 및 return loss RL은 각각

$$\Gamma = \frac{Z_{in} - 50}{Z_{in} + 50}, \quad RL = 20 \log |\Gamma|$$

으로 구할 수 있으며, 또한 마이크로스트립 안테나의 효율은 안테나와 전송선 사이의 부정합에 의한 반사와 마이크로스트립 안테나 내부에서의 유전체 및 도체 손실을 고려하여

$$\eta = \frac{P_r}{P_r + P_d + P_c} (1 - |\Gamma|^2)$$

으로 구할 수 있다.

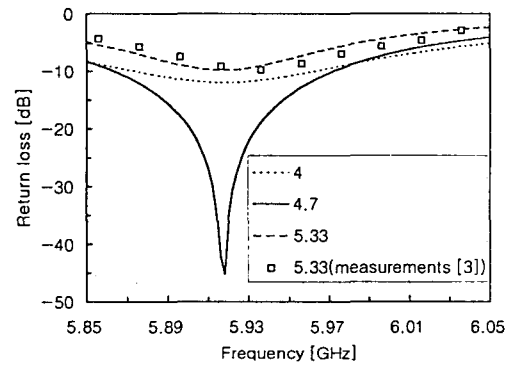


그림 3. 사각형 마이크로스트립 패치 안테나의 return loss
Fig. 3. Return loss of rectangular microstrip patch antenna

III. 수치계산

유전상수 $\epsilon_r = 3.2$, 기판두께 $h = 0.79$ mm, 길이 $L = 13.6$ mm, 폭 $W = 13.72$ mm 인 사각형 마이크로스트립 패치 안테나가 사용주파수 범위가 4.64GHz에서 7.05 GHz까지인 직사각형 도파관 WR159 (40.390 mm × 20.193 mm) 속에 있을 때, 급전점 (x', y') 을 패치폭의 중심선 상에서 길이 방향으로만 움직일 때, y' 값이 각각 4 mm, 4.7 mm, 5.33 mm 으로 변할때의 return loss의 변화를 계산하여 그림 3에 나타내었으며, 그림 4에 y' 에 따른 return loss의 최소값을 나타내었다. 그림 4로부터 위의 안테나의 경우 $y' = 4.7$ mm에서 50 Ω의 동축선과 정합이 좋은 것을 알 수 있다. 또한 안테나가 자유공간 상에 놓여 있는 경우와의 비교

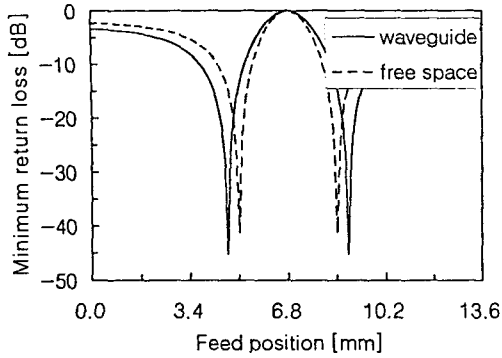


그림 4. 급전 위치에 따른 return loss의 최소화
Fig. 4. Minimum return loss as a function of feed position

를 위해 자유공간에서의 입력 임피던스를 구하여 return loss가 최소가 되는 y' 을 구해보면, $y' = 5.1$ mm에서 정합이 좋은 것으로 계산 되었다. 즉 도파관 및 자유공간에서 정합이 좋은 급전점의 위치는 다르다는 것을 알 수 있다.

그러므로 그림 1과 같이 직사각형 도파관 속에서 동작하는 효율이 좋은 사각형 마이크로스트립 패치 안테나를 설계하기 위해서는 먼저 직사각형 도파관 속으로 기본모드인 TE_{10} 모드만이 전파할 수 있는 주파수 대역을 구하고, 두 번째로 이러한 주파수 대역에서 동작하는 사각형 마이크로스트립 패치 안테나의 치수를 결정하고, 마지막으로 안테나에 TM_{01} 모드가 여기되면서 정합이 잘되는 급전 위치를 본 논문의 수치계산 방법으로 구하면 된다.

패치 안테나의 효율을 도파관속 및 자유공간에서 각각 구해보면 그림 5와 같다. 그림 5로부터 본 실험에서 제작한 안테나가 도파관내에 놓여있는 경우 공진주파수에서의 안테나의 최대효율은 약 92% 인 것을 알 수 있고, 자유공간에 있는 경우보다 더 큰 값을 갖는 것을 볼 수 있다.

IV. 결 론

직사각형 도파관 내에 놓여 있는 사각형 마이크로 스트립 패치 안테나를 50Ω 동축선으로 급전할 때 급전점의 위치에 따른 입력 임피던스의 변화를 조사 하여 정합 및 효율이 좋은 급전 위치를 구하였다. 도

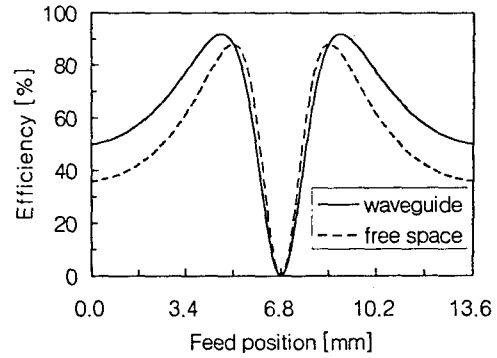


그림 5. 급전 위치에 따른 효율
Fig. 5. Efficiency as a function of feed position

파관 및 자유공간에서 정합이 좋은 급전점의 위치는 다르다는 것을 알 수 있었고 이것을 이용하면 직사각형 도파관 속에서 도파관을 따라 진행하는 전자파 에너지를 손실이 적게 흡수할 수 있는 수신 마이크로스트립 패치 안테나를 설계할 수 있다.

참고문헌

- [1] W. C. Brown, "The history of power transmission by radio waves," *IEEE Trans. Microwave Theory & Tech.*, vol. 32, no. 9, 1984.
- [2] K. Sasaki, "Technique of wireless energy service for micro-robots using microwave," 4th Symp. *Micromachine & Human Science*, 1993.
- [3] 박동국, 이대성, 황학인, "직사각형 도파관 속에 놓여있는 사각형 패치 안테나의 입력 임피던스," 한국전자과학회 영남지부 학술발표회 논문집, pp. 57-60, 1997.
- [4] W. F. Richards, Y. T. Lo, and D. D. Harrison, "An improved theory for microstrip antennas and applications," *IEEE Trans., Antennas Propagat.*, vol. 29, pp. 38-46, 1981.
- [5] Y. T. Lo, D. Solomon, and W. F. Richards, "Theory and experiments on microstrip antennas," *IEEE Trans., Antennas Propagat.*, vol. 27, pp. 137-145, 1979.
- [6] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, Addison-Wesley Publishing Company, p. 726, 1990.



朴 東 國(Dong-Kook Park)

1987年 2月 부산대 전자공학과
졸업(공학사).

1989年 2月 한국과학기술원 전기
및 전자공학과 졸업(공
학석사).

1994年 8月 한국과학기술원 전
기 및 전자공학과 졸업(공학박사).

1994年 8月~1996年 3月 LG전자 미디어통신연구
소 선임 연구원.

1996年 4月~현재 한국해양대학교 전자통신공학과
전임강사.

* 주관심분야 : 안테나, 무선통신, 전자장수치해석,
다층구조에서의 전자파해석