

평행한 두 개의 슬롯을 갖는 마이크로스트립 안테나 설계

강 봉 수* · 김 흥 수**

Design of Microstrip Antenna with Dual Parallel Slots

Bong-Soo Kang* and Heung-Soo Kim**

ABSTRACT

In this paper, a microstrip antenna with dual parallel slots is designed and its characteristics are verified by simulation. The antenna is designed on multilayered substrate with an air dielectric layer. The air dielectric layer decreases the equivalent permittivity and increases the substantial thickness of the substrate. And the dual parallel slots are etched on the patch in order to compensate for the inductive reactance of the feeding probe. The designed antenna have the bandwidth of about 20% and the gain of 7.9 dBi at the operation band.

Key Words : microstrip, antenna, dual slots

1. 서 론

마이크로스트립 안테나의 가장 큰 단점은 대역폭이 1~5%로 좁다는 것이다. 이는 보다 광범위한 활용에 많은 제약을 수반한다. 따라서 마이크로스트립 안테나의 대역폭을 개선하기 위한 많은 방법이 연구되고 있다.

먼저 유전체 기판의 두께를 증가시켜 안테나의 방사효율을 높임으로써 대역폭을 향상시키는 방법이 있다. 그러나 이 방법에서는 가장자리에서의 회절로 인해 방사효율의 저하가 발생한다[1]. 다른 방법으로는 개구 결합 적층 안테나로 접지면의 개구를 통하여 급

전시켜 대역폭을 개선하는 방법이다. 이 방법에서는 접지면이 방사패턴이나 편파특성을 열화시키는 급전선의 기생 방사를 방지할 수는 있지만, 전자기적 결합을 위한 패치 안테나의 개구와 급전선의 정렬이 어렵고 안테나의 부피를 크게 하는 단점이 있다[2]. 또 다른 방법으로는 여러 개의 패치를 적층 배열하거나 동일 평면상에 배열함으로써 대역폭을 개선시키는 방법이다[3,4]. 그러나 이 방법에서는 방사 패치와 기생 패치의 간격이나 크기에 따라 방사 특성의 변화가 크며 안테나의 두께나 크기가 커지는 단점이 있다.

안테나의 대역폭을 확장시키기 위한 가장 기본적인 방법은 두껍고 유전율이 낮은 기판을 사용하여 안테나를 제작하는 것이다. 본 논문에서는 유전율이 낮은 기판과 동일한 효과를 얻기 위하여 유전율 $\epsilon_r = 2.6$ 인 두 개의 기판 사이에 공기층을 놓음으로써 실제 기판의 유전율보다 낮은 등가 유전율을 얻을 수 있도록 하였고 기판 사이의 공기층으로 인한 실제의 등가

* 제주대학교 대학원

Graduate School, Cheju Nat'l Univ.

** 제주대학교 통신컴퓨터공학부, 첨단기술연구소

Faculty of Telecommunication & Computer Engineering, Research Institute of Advanced Technology, Cheju Nat'l Univ.

기판 높이를 증가시킴으로써 안테나의 대역폭 향상을 도모하였다. 그리고 프로브 급전 방법에서 발생하는 프로브의 유도성 리액턴스로 인한 안테나 정합의 어려움을 안테나에 이중 슬롯을 도입하여 슬롯의 용량성 리액턴스를 이용함으로써 이러한 정합의 문제점을 해소하였다.

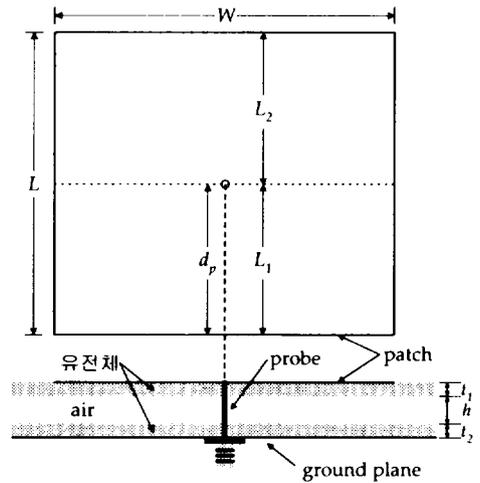
II. 마이크로스트립 안테나

프로브로 급전되는 마이크로스트립 패치 안테나는 Fig. 1(a)와 같다. 그림에서 기판의 구조는 가운데 부분이 공기층이고 공기층의 상하부에는 $\epsilon_r = 2.6$ 인 유전체 기판이 위치하는 구조이다. 마이크로스트립 안테나의 전송선로 모델에서 패치는 그림 Fig. 1(b)와 같이 두 개의 평행한 방사슬롯과 두 방사슬롯을 연결하는 전송선로로 이루어진 구조로 간주된다. Fig. 2는 그림 1(b)의 전송선로 모델의 등가모델을 나타낸다. Fig. 2에서 Y_s 는 방사 슬롯의 자기(self) 어드미턴스, Y_m 은 방사 슬롯의 상호(mutual) 어드미턴스, Y_c, γ 는 패치의 특성 어드미턴스, γ 는 전파상수를 나타낸다.

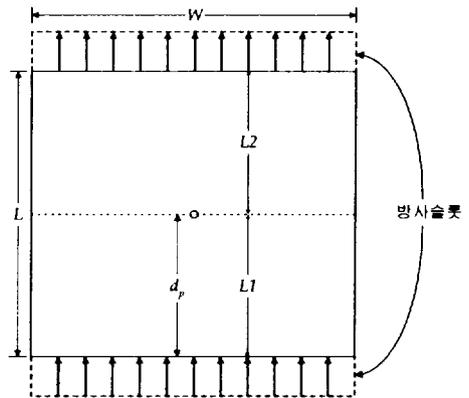
패치의 길이와 패치의 폭은 식 (1)과 (2)를 이용하여 구한다[5].

$$W = \frac{c}{2f_r} \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (1)$$

$$L = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_e}} - 2\Delta l \quad (2)$$



(a) Microstrip patch antenna



(b) Transmission-line model of microstrip antenna

Fig. 1. Microstrip antenna and equivalent model.

여기서 c 는 자유공간에서의 광속, ϵ_r 은 기판의 유

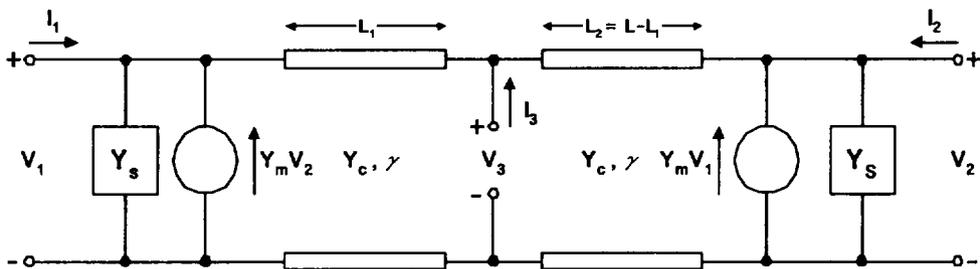


Fig. 2. Equivalent model of figure 1(b).

전을, f_r 은 공진주파수 그리고 Δl 은 가장자리에서의 등가 확장길이를 나타낸다.

Fig. 1에서 d_p 는 패치 하단에서 급전점까지의 거리이며 Fig. 2에서는 L_1 에 해당한다. Fig. 2의 L_1 , L_2 선로의 어드미턴스 행렬은 각각 식 (3), (4)와 같다.

$$[Y] = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_c \coth \theta_1 & Y_c \operatorname{csch} \theta_1 \\ Y_c \operatorname{csch} \theta_1 & Y_c \coth \theta_1 \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$[Y'] = \begin{bmatrix} Y'_{11} & Y'_{12} \\ Y'_{21} & Y'_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_c \coth \theta_2 & Y_c \operatorname{csch} \theta_2 \\ Y_c \operatorname{csch} \theta_2 & Y_c \coth \theta_2 \end{bmatrix} \quad (4)$$

Fig. 2의 각 포트에서의 전류 방정식은 식 (5)와 같이 쓸 수 있다.

$$I_1 = (Y_s + Y_c \coth \theta_1) V_1 - Y_m V_2 - Y_c \operatorname{csch} \theta_1 V_3 \quad (5-1)$$

$$I_2 = -Y_m V_1 + (Y_s - Y_c \coth \theta_2) V_2 - Y_c \operatorname{csch} \theta_2 V_3 \quad (5-2)$$

$$I_3 = -Y_c \operatorname{csch} \theta_1 V_1 - Y_c \operatorname{csch} \theta_2 V_2 + (Y_c \coth \theta_1 + Y_c \coth \theta_2) V_3 \quad (5-3)$$

여기서 $\theta_1 = \beta L_1$, $\theta_2 = \beta L_2$ 이고, β 는 파수이며 식 (6)과 같이 정의된다.

$$\beta = k_0 \sqrt{\epsilon_{eff}} \quad (6)$$

식 (5)의 전류 방정식으로부터 마이크로스트립 패치

안테나의 어드미턴스 행렬을 구하면 식 (7)과 같다. 패치의 끝에서부터 거리 L_1 인 위치에서 프로브로 급전되는 경우는 $I_1 = I_2 = 0$, $I_3 \neq 0$ 이므로 식(5)의 전류 방정식으로부터 입력 어드미턴스 Y_{in} 을 (8)과 같이 구할 수 있다.

$$Y_{in} = \frac{I_3}{V_3} = -Y_c \operatorname{csch} \theta_1 \frac{V_1}{V_3} - Y_c \operatorname{csch} \theta_2 \frac{V_2}{V_3} + (Y_c \coth \theta_1 + Y_c \coth \theta_2) \quad (8)$$

여기서 $\frac{I_1}{V_3}$, $\frac{I_2}{V_3}$ 는 각각 식 (9)와 같이 구해진다.

$$\frac{V_1}{V_3} = \frac{Y_c \operatorname{csch} \theta_1}{Y_s + Y_c \coth \theta_1} + \frac{Y_m}{Y_s + Y_c \coth \theta_1} \frac{V_2}{V_3} \quad (9-1)$$

$$\frac{V_2}{V_3} = \frac{Y_m Y_c \operatorname{csch} \theta_1 + Y_c \operatorname{csch} \theta_2 (Y_s + Y_c \coth \theta_1)}{(Y_s + Y_c \coth \theta_1)(Y_s + Y_c \coth \theta_2) - Y_m^2} \quad (9-2)$$

따라서 입력 어드미턴스는 식 (10)과 같이 구할 수 있다.

식 (10)에서 Δ 는 다음과 같다.

$$\Delta = \left| \frac{L}{2} - L_1 \right| = \left| \frac{L}{2} - L_2 \right| \quad (11)$$

2.1. 자기 어드미턴스

방사 슬롯의 자기 어드미턴스는 다음과 같이 정의된다.

$$Y_s = G_s + jB_s$$

$$[Y] = \begin{bmatrix} Y_s + Y_c \coth(\theta_1) & -Y_m & -Y_c \operatorname{csch}(\theta_1) \\ -Y_m & Y_s + Y_c \coth(\theta_2) & -Y_c \operatorname{csch}(\theta_2) \\ -Y_c \operatorname{csch}(\theta_1) & -Y_c \operatorname{csch}(\theta_2) & Y_c \coth(\theta_1) + Y_c \coth(\theta_2) \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$Y_{in} = 2Y_c \left[\frac{Y_c^2 + Y_s^2 - Y_m^2 + 2Y_s Y_c \coth(\gamma L) - 2Y_m Y_c \operatorname{csch}(\gamma L)}{(Y_c^2 + Y_s^2 - Y_m^2) \coth(\gamma L) + (Y_c^2 - Y_s^2 + Y_m^2) \cosh(2\gamma \Delta) \operatorname{csch}(\gamma L) + 2Y_s Y_c} \right] \quad (10)$$

자기 컨덕턴스 G_s 는 식 (12)를 이용하여 구할 수 있다.

$$G_s = \frac{1}{\pi\eta_0} \left\{ \left(w \operatorname{Si}(w) + \frac{\sin w}{w} + \cos w - 2 \right) \left(1 - \frac{s^2}{24} \right) + \frac{s^2}{12} \left(\frac{1}{3} + \frac{\cos w}{w^2} - \frac{\sin w}{w^3} \right) \right\} \quad (12)$$

여기서 w, s 는 정규화된 슬롯의 길이와 정규화된 슬롯의 폭을 나타내며 $\operatorname{Si}(x)$ 는 사인 적분으로서 식 (13)과 같이 정의된다.

$$w = k_0 W_e \quad (13-1)$$

$$s = k_0 \Delta l \quad (13-2)$$

$$\operatorname{Si}(x) = \int_0^x \frac{\sin u}{u} du \quad (13-3)$$

패치 방사 슬롯의 자기 서셉턴스는 다음의 식을 이용하여 구할 수 있다[6].

$$B_s = Y_c \tan(\beta \Delta l) \quad (14)$$

여기서 Y_c 는 패치의 특성 어드미턴스, β 는 파수, Δl 은 패치 끝에서의 가장자리 효과에 기인하는 등가 확장길이로 식 (15)를 이용하여 구할 수 있다.

$$\frac{\Delta l}{h} = 0.412 \frac{(\epsilon_e + 0.3)(W/h + 0.264)}{(\epsilon_e - 0.258)(W/h + 0.813)} \quad (15)$$

2.2. 상호 어드미턴스

방사 슬롯의 상호 어드미턴스는 다음과 같이 정의된다.

$$Y_m = G_m + jB_m$$

여기서 상호 컨덕턴스 G_m 및 상호 서셉턴스 B_m 은 식 (16)과 (17)을 이용하여 구할 수 있다[6].

$$G_m = G_s \left\{ J_0(l) + \frac{s^2}{24 - s^2} J_2(l) \right\} \quad (16)$$

$$B_m = B_s \left\{ \frac{\pi}{2} \frac{Y_0(l) + \frac{s^2}{24 - s^2} Y_2(l)}{\ln\left(\frac{s}{2}\right) + C^e - \frac{3}{2} + \frac{s^2/12}{24 - s^2}} \right\} \times (1 - \exp(-0.21w)) \quad (17)$$

여기서 l 은 정규화된 방사 슬롯 중심간의 거리로서 식 (18)과 같이 정의된다.

$$l = k_0 L_e \quad (18-1)$$

$$L_e = L + \Delta l \quad (18-2)$$

그리고 $J_i(x)$ 와 $Y_i(x)$ 는 각각 제 1종 i 차 베셀 함수 및 제 2종 i 차 베셀함수를 나타내며 $C^e = 0.577216$ 으로서 오일러 상수를 나타낸다.

2.3. 마이크로스트립 파라미터

마이크로스트립의 실효 유전율은 식 (19)를 이용하여 구할 수 있다[7].

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10}{u} \right)^{-ab}, \quad (19-1)$$

$$\epsilon_r \leq 128, \quad 0.01 \leq u \leq 100$$

$$a = 1 + \frac{1}{49} \ln \left(\frac{u^4 + \left(\frac{u}{52}\right)^2}{u^4 + 0.432} \right) \quad (19-2)$$

$$+ \frac{1}{18.7} \ln \left[1 + \left(\frac{u}{18.1} \right)^3 \right]$$

$$b = 0.564 \left(\frac{\epsilon_r - 0.9}{\epsilon_r + 3} \right)^{0.053} \quad (19-3)$$

$$u = W/h \quad (19-4)$$

여기서 W 와 h 는 각각 스트립의 넓이와 기판이 높이를 나타낸다.

패치의 특성 임피던스는 식 (20)을 이용하여 구할 수 있다.

$$Z_c = \frac{\eta_0}{2\pi\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln \left[\frac{F}{u} + \sqrt{1 + \left(\frac{2}{u}\right)^2} \right], \quad (20)$$

$$u \leq 1000$$

여기서 F 는 식 (21)과 같다.

$$F = 6 + (2\pi - 6) \exp \left[- \left(\frac{30.666}{u} \right)^{0.7528} \right] \quad (21)$$

$$\frac{\lambda_1}{2} = A + B \quad (29)$$

Fig. 4는 평행 이중 슬롯 안테나의 전류분포를 나타내는 그림이다. 두 개의 평행 슬롯이 패치에 추가되면서 구형 패치에서의 공진 특성에 변화가 발생한다. 패치의 중심부에서는 슬롯이 패치 전류에 평행하기 때문에 공진 특성의 변화 없이 패치의 크기에 해당하는 주파수에서 공진이 발생한다. 그러나 패치의 양쪽 가장자리 부분에서는 패치 전류가 슬롯 주위를 따라 흐르게 된다. 따라서 전류의 이동 경로가 길어지기 때문에 패치의 중심부보다 낮은 주파수에서 공진이 발생하여 이중 공진 특성을 얻게 된다. 이러한 이중 공진으로부터 대역폭 확장 효과를 얻는다.

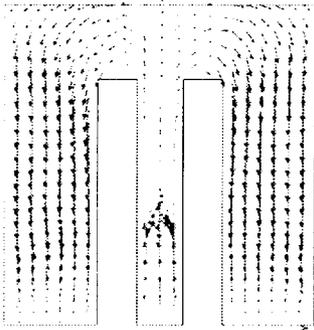


Fig. 4. Current distribution of the microstrip antenna with dual parallel slots.

IV. 안테나 설계 결과 및 고찰

본 논문에서는 무선랜 주파수 대역인 2.4 GHz에서 동작하는 이중 슬롯 마이크로스트립 안테나를 설계한다. 구형 마이크로스트립 안테나와 이중 슬롯 마이크로스트립 안테나를 설계하여 그 특성을 비교함으로써 대역폭 확장 효과 및 기판의 두께증가에 따른 프로브의 유도성 리액턴스 성분의 상쇄효과를 확인한다.

4.1. 구형 마이크로스트립 안테나 설계

Table 1은 구형 마이크로스트립 패치 안테나의 설계 파라미터이다. W 는 패치의 폭, L 은 패치의 길

이. h 는 기판의 높이, ϵ_{eq} 는 기판의 등가 유전율, L_p 는 프로브의 인덕턴스 그리고 f_r 은 공진주파수를 나타낸다.

Table 1. Design parameters of rectangular microstrip antenna

W	60.1mm	ϵ_{eq}	1.2133
L	45mm	L_p	9.384nH
h	11.2mm	fr	2.44GHz

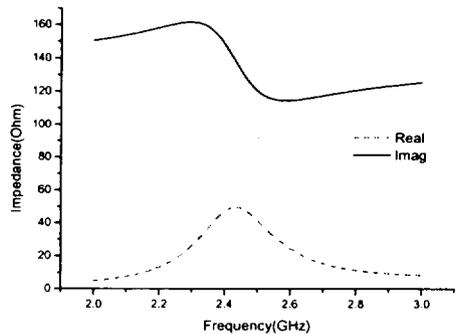


Fig. 5. Input impedance of rectangular microstrip patch antenna.

Fig. 5는 Table 1의 파라미터를 이용하여 설계한 구형 마이크로스트립 패치 안테나의 주파수에 따른 입력 임피던스를 나타낸다. 그림에서 알 수 있듯이 공진주파수에서 프로브의 유도성 리액턴스로 인해 '0'이 아닌 리액턴스 값을 가지며 이는 안테나의 임피던스 정합을 어렵게 한다.

4.2. 평행 이중 슬롯 마이크로스트립 안테나 설계

Table 2. Design parameters of microstrip antenna with parallel dual slots

W	30mm	fr	2.5GHz
L	43.45mm	S	6mm
h	11.2mm	W_1	5mm
ϵ_{eq}	1.2133	l	35.45mm
L_p	9.265nH		

Table 2는 이중 슬롯 마이크로스트립 안테나의 설

계 파라미터이다. 설계 파라미터는 각각 2.3GHz와 2.5 GHz에서 공진이 발생하도록 패치의 길이와 폭을 설정하였다.

Table 2에서 슬롯의 크기는 슬롯의 폭과 슬롯 사이의 간격을 적절한 값으로 미리 선정한 후 식 (25), (26)을 이용하여 결정한다. 그리고 안테나 패치의 폭은 식 (27), (28), (29)를 이용함으로써 결정한다.

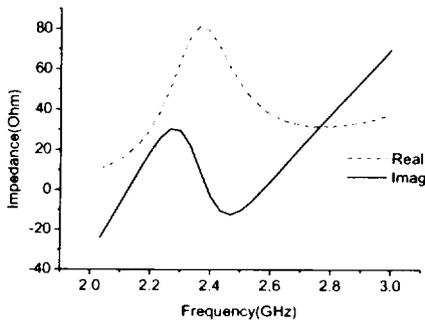


Fig. 6. Input impedance of the microstrip antenna with dual parallel slots.

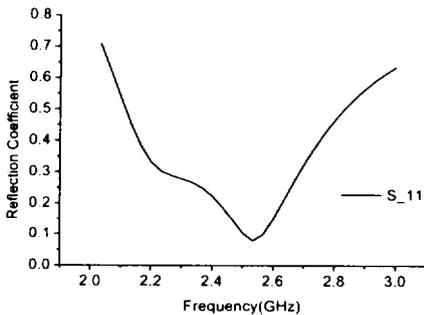


Fig. 7. Reflection coefficient of the microstrip antenna with dual parallel slots.

Fig. 6과 Fig. 7은 Table 2의 파라미터를 이용하여 설계한 이중 슬롯 마이크로스트립 안테나의 시뮬레이션 결과를 나타낸다.

Fig. 5와 Fig. 6의 임피던스 특성을 비교함으로써 공진주파수에서 프로브의 리액티브 성분이 평행 이중 슬롯에 의하여 상쇄되었음을 확인할 수 있다.

Fig. 7에서는 설계 주파수인 2.3GHz, 2.5GHz와 근접한 주파수에서 이중 공진이 발생하는 것을 확인할 수 있으며 약 500MHz의 대역폭을 얻을 수 있었다.

동작 대역폭 내에서 안정적인 반사계수를 갖도록 Table 2의 파라미터를 다소 수정한 안테나의 설계 파라미터를 Table 3에 나타내었다. 파라미터의 수정은 안테나의 설계 주파수를 벗어나지 않도록 패치의 길이를 선정한 후 패치의 폭을 다시 계산함으로써 이루어진다.

Table 3. Design parameters of the modified microstrip antenna with parallel dual slots

W	40mm	fr	2.5GHz
L	44.9mm	S	6mm
h	11.2mm	W_1	5mm
ϵ_{eq}	1.2133	l	35.45mm
L_p	9.265nH		

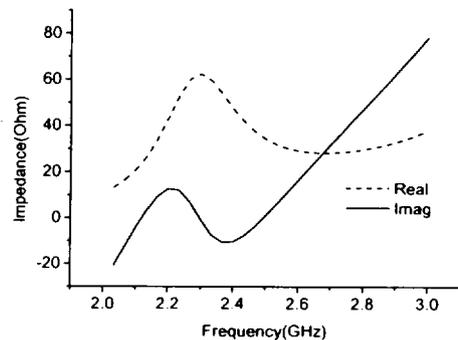


Fig. 8. Input Impedance of designed antenna using parameters of Table 3.

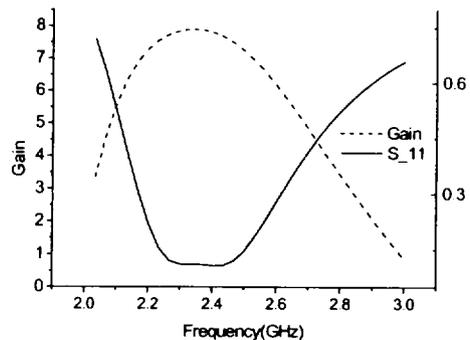


Fig. 9. Gain and reflection coefficient of the designed antenna using parameters of Table 3.

Fig. 8과 Fig. 9는 최종 설계된 안테나의 입력 임피

던스, 이득 및 반사계수를 나타낸다. 시뮬레이션 결과 설계된 안테나는 약 20%의 대역폭을 가지며 대역폭 내에서 6.1 ~ 7.9 dBi의 이득을 가짐으로써 양호한 이득 특성을 가짐을 확인할 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 평행 이중 슬롯을 가지는 마이크로 스트립 안테나를 설계하고 Ansoft사의 Ensemble을 이용한 시뮬레이션을 통하여 대역폭 확장 효과를 검증하였다. 안테나의 대역폭 확장을 위하여 중간에 공기층을 가지는 적층 구조를 이용하여 안테나를 설계하였다. 그리고 기판의 두께가 두꺼워짐으로써 발생하는 프로브의 유도성 리액티브 성분은 패치에 슬롯을 도입함으로써 상쇄시킬 수 있었고 슬롯에 의한 패치의 공진 특성 변화에 기인하는 이중 공진 특성으로부터 대역폭 약 20%의 마이크로스트립 안테나를 설계할 수 있었다. 본 논문에서는 무선랜 주파수 대역인 2.44 GHz를 중심으로 설계하였으나 제안한 안테나를 적절한 주파수에서 설계한다면 무선랜, 블루투스 및 IMT-2000 등 유사 주파수 대역을 사용하는 시스템의 서비스에 통합적으로 응용될 수 있다.

참고문헌

- 1) A.G. Derneryd, A.G. Lind, 1979, Extended analysis of rectangular microstrip resonator antenna, IEEE Trans., AP-27, no.6, pp.846-849
- 2) Eli Aloni and Raphale Kastner, 1994, Analysis of a dual circularly polarized microstrip antenna fed by crossed slots, IEEE Trans., Antenna & Propagat., Vol.42, no.8, pp.1053-1058
- 3) C.K. Aanandan, P. Mohanan and K.G Nair, 1990, Broad-band gap coupled microstrip antenna, IEEE Trans. Antenna and Propagat., Vol.38, no.10, pp.1581-1586
- 4) Mohamed Sanad, 1996, A compact dual-broadband microstrip antenna having both

stacked and planar parasitic elements, IEEE Antennas Propagat. Soc. International Symp. Dig., Vol.34, pp.6-9

- 5) I.J. Gahl and P. Bhartia, 1980, Microstrip Antennas, Artech House
- 6) H. Pues, A. Van de Capelle, 1984, Accurate transmission-line model for the rectangular microstrip antenna, IEE Proc. Vol.131, Pt. H., pp.71-77
- 7) E. O. Hammerstad, O. Jensen, 1980, Accurate models for microstrip computer-aided design, IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp.407-409
- 8) Wan Khairuddin, Wan Ali and Sami H. Al-Charahafchi, 1998, Using equivalent dielectric constant to simplify the analysis of patch microstrip antenna with multi layer substrates, IEEE Symposium Digest, Vol.36, pp.676-679
- 9) Jian-Xiong Zheng and David C. Chang, 1991, End-correction network of a coaxial probe for microstrip patch antenna, IEEE Trans. on Antenna and Propagat., Vol.39, no.1, pp.115-118
- 10) R. Bernard, R. Tchabquiz and A. Papiernik, 1994, Capacitors provide input matching of microstrip antennas, Microwaves & RF, Vol.33, no.7, pp.103-106
- 11) Terry Edwards, 1992, Foundation for Microstrip Circuit Design Second Edition, Wiley
- 12) Fan Yang and Yahya Rahmat-Samii, 2000, Wideband dual parallel slot patch antenna (DPSA) for wireless communications, IEEE Antenna & Propagat. International Symp., Vol. 38, pp.1650-1653
- 13) R. Bhalla and L. Shafai, 2002, Resonance behavior of single U-slot microstrip patch antenna, Microwave and Optical Technology Letters, Vol.32, no.5, pp.333-335
- 14) 이진선, 강치운, 윤서용, 이봉석, 김우수, 이문수, 1999, 마이크로스트립 U 슬롯 패치 안테나의 설계, 한국 해양정보통신학회 논문지, Vol.3, no.3, pp.509-515