

# 9 GHz 마이크로스트립 패치 안테나의 방사패턴 시뮬레이션

황운택\* · 이헌택\*\* · 황호웅\*\*\*

A Radiation Pattern Simulation of Microstrip Patch Antenna for 9 GHz

*Woon-Taek Hwang\* · Hun-Taek Lee\*\* · Ho-Woong Hwang\*\*\**

<목 차>	
Abstract	3-1. 단일조자의 방사패턴
1. 서론	3-2. 一次元 array antenna의 패턴
2. 단형 마이크로스트립 패치 안테나	3-3. 二次元 array antenna의 패턴
2-1. 단형 마이크로스트립 패치 안테나 폭 (width)과 길이(length)	4. computer simulation
2-2. 공진기의 복사저항과 입력어드미턴스	5. 결론
3. 방사패턴(radiation pattern)	参考文献

## Abstract

In this paper, we simulated a radiation pattern directivity of microstrip patch antenna for 9[GHz] using the computer. It is analyzed and compared the directivity of field characteristics at two different aspects.

One is that of 1-dimension and 2-dimension array, the other is that of a linear and planar array antenna. We tried the constants for the simulation of teflon substrate, dielectric constant  $\epsilon_r=2.50$ , ground plane conductor thickness  $t=0.03556$ , substrate height  $h=0.72188$ , dielectric loss degree  $\tan\delta=0.00085$ , characteristic impedance of line  $Z_0=50(\Omega)$ .

The major advantage of microstrip patch antenna is that the arrangement of antenna is associated with the directivity and effectiveness. We have been studied the difference of the radiation pattern of antenna with wave variety through computer simulation.

\* 통신과 교수, 인천전문대학

\*\* 통신과 교수, 인천전문대학

\*\*\* 통신과 강사, 인천전문대학

I. 서 론

마이크로스트립 패치 안테나(microstrip patch antenna)는 대역폭이 좁고, 효율 및 이득은 낮으나 일반적인 마이크로웨이브 안테나에 비해서 가격이 저렴하고, 소형 경량으로 유전체 기판위에 photo etching기법으로 대량 생산이 가능하고 설치가 용이하여 수백 MHz에서 수십 GHz의 넓은 주파수범위에서 널리 이용되고 있다. 또한 원통 주위에 부착시킬 수 있어 고속으로 움직이는 물체인 로켓트 미사일 및 항공기와 같은 비행체등의 안테나로 활용되고 있다.(3)(6) 이렇게 사용되는 복사소자의 형태는 구형(rectangular), 사각형(square), 원형(circular) 및 타원형(ellipse) 등이 있고, 급전(feed) 형태는 패치의 가장 자리나 접지 평면의 뒤쪽에서 한개 또는 그 이상의 급전점을 통해 여기(excitation)하는 방법이 이용되고 있다. 마이크로스트립 복사소자의 개념은 1953年 Deschamps에 의해서 최초로 제안되었고, 마이크로스트립 선로의 개방회로에서 복사이론은 L.Lewin 에 의해서 연구되었다. (4)(5)

그러나 1970年代에 이르러 실용적으로 안테나가 J.Q.Howell에 의해 선형 편파 및 원형 편파특성을 갖는 마이크로스트립 안테나가 실용적으로 제작되었으며, R.E.Munson에 의해서 선형 어레이 안테나가 발표된 후 마이크로스트립 안테나의 이론적 모델에 관한 연구와 응용이 활발히 진행되고 있다.(1)(2)

본 논문에서는 단일소자를 이용한 방사패턴과 일차원 선형 array 안테나의 방사패턴 그리고 이차원 선형 array 안테나 방사패턴을 비교하였으며 각 안테나에 따른 지향성을 컴퓨터 시뮬레이션을 통해서 비교하여 보았다.

II. 구형 마이크로스트립 패치 안테나

II-1. 구형 마이크로스트립 안테나의 폭(width)과 길이 (length)

구형 마이크로스트립 패치 안테나(그림1)의 가장 단순한 해석법은 Dernaryd의 전송선로 모델로 두 평행슬롯에서 구형 마이크로스트립 패치 안테

나를 전송모델로 하여 등가전송 회로망을 구성하고 공진길이 L에 대해 복사하는 가장자리는 좁은 슬롯에서 모델화 한다.

우선 안테나를 설계할 때 첫단계로서 제작이 가능한 유전체기판 (dielectric substrate)를 고려하고 그림 1에서 보는 바와 같이 기판의 사양이 결정되어야 한다. 고려 대상으로는 유전체 기판의 비유전율  $\epsilon_r$ 과, 두께 h, 도체의 두께 t, 유전체손실각  $\tan\delta$  등이 우선 선정되어야 설계가 가능하다.

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

여기서 C는 광속도이며, fr은 공진주파수이다.

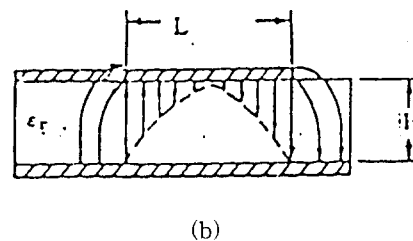
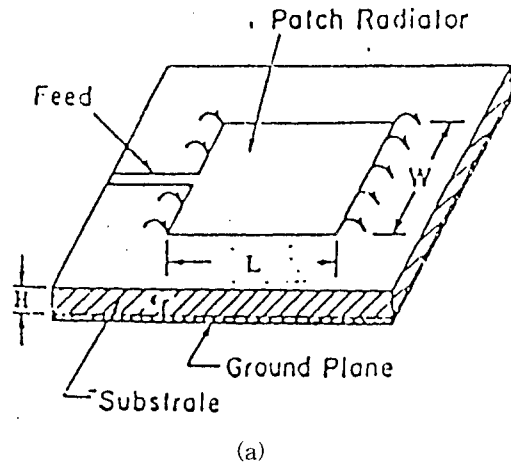


그림 1. 구형 마이크로스트립 패치 안테나 모형

마이크로스트립 안테나의 대역폭이 좁기 때문에 공진길이 L은 설계시 중요한 상수로써 취급된다. 우선 폭 W(width)를 알고 실효 유전상수  $\epsilon_e$ 와 선

로 개방단에서의 전기력선이 미치는 범위까지 계산되어야 하므로 fringing field에 의한 선로의 효과의 길이  $\Delta l$ 을 고려하여 공진길이 L이 설계되어야 하며 다음식으로 주어진다.

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

여기서

$$\Delta l = 0.412 \frac{(\epsilon_e + 0.300)(w/h + 0.261)}{(\epsilon_e - 0.258)(w/h + 0.800)} h \quad (3)$$

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon\gamma + 1}{2} + \frac{\epsilon\gamma - 1}{2} F(w/h) \quad (4)$$

$w/h \leq 1$ 인 경우

$$F(w/h) = (1 + 12h/w)^{-1/2} + 0.04(1 - w/h)^2 \quad (5)$$

$w/h \geq 1$ 인 경우

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon\gamma + 1}{2} + \frac{\epsilon\gamma - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{w}\right)^{-1/2}$$

$$C = \frac{\epsilon\gamma}{4.6} \cdot \frac{t/h}{w/h} \quad (6)$$

이다.

## II-2 공진기의 복사저항과 입력어드미턴스

공진기의 복사저항 Rr은 다음식으로 주어진다.

$$Rr = \frac{120 * \pi^2}{I_1^2} \quad (7)$$

여기서, I1은 다음과 같다.

$$I_1 = \int_0^\pi \sin^2\left(\frac{\pi W \cos\theta}{\lambda_0}\right) \tan^2 \theta \sin \theta d\theta \quad (8)$$

$$w \ll \lambda_0 \text{인 경우, } Rr = \frac{90}{2} * (\lambda/w)^2 \quad (9)$$

$$w \gg \lambda_0 \text{인 경우, } Rr = \frac{120}{2} * \frac{\lambda_0}{w} \quad (10)$$

이며, 식(7)에서 슬롯(slot)의 단위길이당 복사저항 Rr은

$$Rr = 120 * \lambda_0 (\Omega/m) \quad (11)$$

가 되며 여기서 기판의 두께 h가 작다고 하면

$$Rr = \frac{120 * \lambda_0}{1 - \frac{(k_0 * h)^2}{24.0}} \quad (12)$$

가 되어 식(11)은 실제 설계시에 적용되는 식이다. 그리고 복사소자의 입력 어드미턴스 Yin은 다음식으로 표시된다.

$$Y_{in} = Gr + jB + y_0 \frac{Gr + j(B + Y_0 \tan \beta L)}{Y_0 + j(Gr + jB) \tan \beta L} \quad (13)$$

여기서

$$Gr = 1/Rr = \frac{120 * \lambda_0}{1 - \frac{(k_0 * h)^2}{24.0}} \text{이며}$$

Rr은 공진시 패치의 공진 임피던스를 말한다. 그리고  $B = K_0 \Delta l \epsilon_e / Z_0$ 이며  $\beta$ 는  $2\pi \epsilon_e / \lambda_0$ 로 전파정수,  $Y_0 = 1/Z_0$ 이며  $Z_0$ 는 마이크로스트립 선로의 특성 임피던스이다.

이때 마이크로스트립 안테나의 등가회로 모델을 그림 2에 나타내었다. 그러나 식(12)의 입력어드미턴스 식에서 공진시에는 허수성분은 존재하지 않으므로 공진시 입력 어드미턴스는 다음과 같다.

$$Y_{in} = 2Gr \quad (14)$$

이다. 식(14)은 패치 안테나가 급전선로와 정합되어질 때 중요한 상수가 된다.

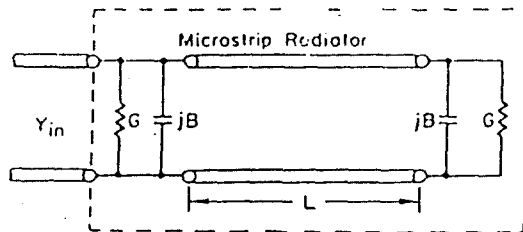


그림 2. 마이크로스트립 안테나의 등가회로

### III. 방사패턴(radiation pattern)

#### III-1. 단일소자의 방사패턴

TM10 Mode 상에서 동작되는 구형 마이크로스트립 패치 안테나의 원거리 방사패턴중 E-plane과 H-plane에서 동시에 존재한 방사패턴은 길이 L과 폭 W로 두개의 병렬로 분리된 magnetic line Source를 모델화 하므로써 계산되어 진다. 스롯전압 (slot Voltage)이 각 radiating edge에서  $V_0$ 을 갖는다고 하면 전계를 구할 수 있으며 이를  $E_\theta$ 과  $E_\phi$ 로 나타내면 다음 식으로 주어진다.

$$E_\theta = K \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \cos(k_0 h \sqrt{\epsilon_r} \cos \theta) \cdot \frac{\sin(\frac{\pi W}{\lambda_0} \sin \theta \sin \phi) \cos(\frac{\pi L}{\lambda_0} \sin \theta \sin)}{\sin \theta \sin \phi} \cos \phi \quad (15)$$

여기서  $0 \leq \theta \leq \pi$

$$E_\phi = -K \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \cos(k_0 h \sqrt{\epsilon_r} \cos \theta) \cdot \frac{\sin(\frac{\pi W}{\lambda_0} \sin \theta \sin \phi) \cos(\frac{\pi L}{\lambda_0} \sin \theta \sin)}{\sin \theta \sin \phi} \cos \theta \sin \phi \quad (16)$$

여기서  $0 \leq \theta \leq \pi$ ,  $K = K_0 \sqrt{\epsilon_r}$ 이며 image factor  $\cos(Kt \cos \theta)$ 는 스롯이 유전상수  $\epsilon_r$ 에 대해 반파장

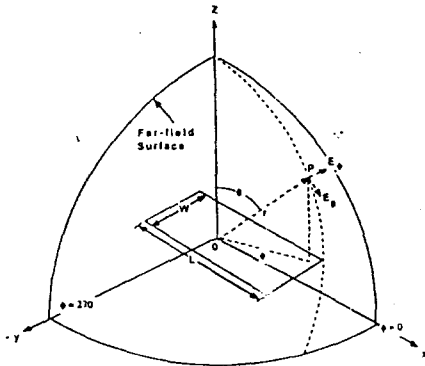


그림 3. 좌표계를 이용한 단일소자의 원거리 복사패턴

의 거리에 있다고 가정하므로써 얻어진다. 그림 3은 단일소자의 원거리 방사패턴을 나타낸다.

#### III-2. 1 차원 array antenna의 복사패턴

그림 4에서 보는바와 같이 Z축을 따라서 마이크로스트립 안테나 N개가 같은 간격으로 배열되어 있는 경우에 대해 1번째 소자의 원방 전계는 다음 식으로 주어진다.

$$E_1(\theta, \phi) = f(\theta, \phi) * I_1 \exp[j(K_0 * Z_1 * \cos \theta)] \quad (17)$$

가 되고 N개의 素子로 되어있는 total field는

$$E(\theta, \phi) = \sum_{i=1}^N E_i(\theta, \phi) \quad (18)$$

$$= f(\theta, \phi) * I_i * \exp[j(K_0 * Z_1 \cos \theta + \beta_i)] \quad (19)$$

$$\text{단, } \beta_i = -\frac{2\pi}{\lambda} (i-1) \cos \theta$$

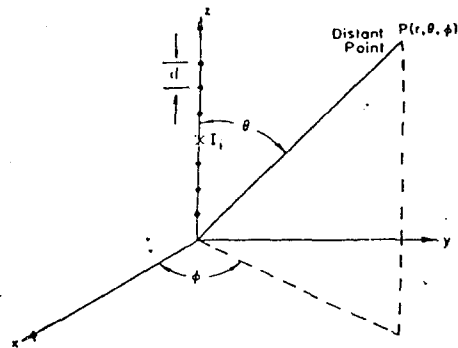


그림 4. 좌표계를 이용한 1차원 선형 Array Antenna 구조

로 주어지며, 복사패턴은  $E(\theta, \phi)$ 의 진폭을 고려하여 각소자의 field pattern과 array factor T의 곱으로 나타내었다.

즉

$$[E(\theta, \phi)] = [f(\theta, \phi)] * T \quad (20)$$

여기서 T는

$$[T] = \sum_{i=0}^n I_i \cdot \exp[j(K_o \cdot Z_i \cdot \cos \theta + \beta_i)] \quad (21)$$

여기서 array factor T는 side lobe와 beam width를 결정하기 위해 사용된다.

그리고 근축 ( $Z = 0, d, 2d, \dots, (n-1)d$ )에 따라 같은 간격으로 일정하게 떨어지고 위상에 따라 여기된 소자의 array factor의 최대치는 다음과 같을 때 얻어진다.

즉,

$$m \cdot k_o \cdot d \cdot \cos \theta_m + \beta_m = 0, \quad m = 0, 1, 2, \dots, (n-1) \quad (22)$$

여기서

$$\theta_m = \cos^{-1}(\beta_o \cdot \lambda_o / (2 \cdot \pi \cdot d)), \quad \beta_m = m \cdot \beta_o \quad (23)$$

$\beta_o$ 는 phase shift factor인 상수이고,  $\theta_m$ 은 main beam의 방향을 결정하고 broad side array antenna에 있어서 beam은 array에 대해서 수직인 방향으로 나타내어지며 directive beam에 대한 grating lobe는  $d < \lambda_o$ 을 선택하므로써 해결되며, 만약 소자 전류의 크기가 같다고 하면 array factor T는 다음 식으로 주어진다.

$$[T] = \frac{\sin(N \cdot U / 2.0)}{(N \cdot \sin(U / 2.0))} \quad (24)$$

여기서,  $U = K_o \cdot d \cdot (\cos \theta_o - \cos \theta_m)$ , broad side array인 경우  $\theta_m$ 은  $\pi/2$ 가 되고, 이때  $\cos \theta_o$ 는  $\lambda / (2 \cdot d)$ 가 되며 end fire array인 경우는  $\theta_m$ 이 0이 되고 이때  $\cos \theta_o$ 는  $(1 - \lambda_o / (n \cdot d))$ 이다.

### III-3. 2 차원 array antenna의 방사패턴

그림 5는 좌표계를 이용한 2 차원 planar array이며, 이 구조는 1차원 array의 구조를 확장한 것으로 볼 수 있다.

그림 5에서 보는 바와 같이 X-축, Y-축 방향으

로 선형으로 배열되어 있고, 2 차원 X-Y의 2 차원

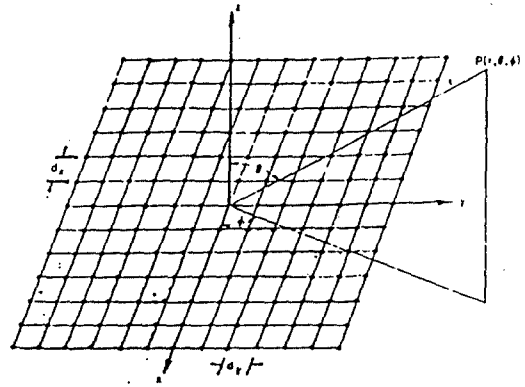


그림 5. 좌표계를 이용한 2차원 planar array Antenna의 구조

평면에 균일하게 분포되어 있는 planar array로 보면 된다. 이 경우에 있어서의 방사패턴을 구하면 다음과 같은 식으로 나타낼 수 있다.

$$E(\theta, \phi) = f(\theta, \phi) \cdot S_x(\theta, \phi) \cdot S_y(\theta, \phi) \quad (25)$$

여기서,

$f(\theta, \phi)$ 는 단일 소자의 방사 패턴

$S_x(\theta, \phi)$ 는 X-방향으로의 array factor

$S_y(\theta, \phi)$ 는 Y-방향으로의 array factor

만일 모든 소자가 같은 위상으로 여기되어 main beam의 방향을 0 [degree]로 하였을 때 maximum beam을 산출할 수 있는데 이 경우의 식은 다음과 같다.

$$E(\theta, \phi) = f(\theta, \phi) \cdot \left[ \frac{\sin(M \cdot u_x / 2.0)}{M \cdot \sin(u_x / 2.0)} \right] + \left[ \frac{\sin(N \cdot u_y / 2.0)}{N \cdot \sin(u_y / 2.0)} \right] \quad (26)$$

여기서,  $u_x$ 는  $k \cdot d_x \cdot \sin \theta \cdot \cos \phi$

$u_y$ 는  $k \cdot d_y \cdot \sin \theta \cdot \cos \phi$

이며,  $dx$ 와  $dy$ 는 X와 Y방향으로 배열된 각 소자

사이의 간격을 말하며, M과 N은 X와 Y방향으로 배열된 소자의 갯수를 말하며, 전체소자의 갯수는  $M * N$  개로서 이루어진다. dx와 dy의 값과 M과 N을 같게 하면 균일하게 분포된 2 차원 array antenna를 설계할 수가 있다.

#### IV. Computer Simulation

우선 computer simulation을 하기 위하여 유전체 기판(dielectric substrate)의 사양이 주어져야 하는데, 본 논문에서는 실제로 많이 사용되고 있는 테프론 기판(teflon substrate)으로 가정하여 설계하였다. 이 경우 비유전율(dielectric constant)  $\epsilon_r$ 을 2.50으로, conductor thickness t를 0.03556 [mm]으로, 기판의 두께 h를 0.72188[mm]으로, 유전체 손실각  $\tan \delta$ 를 0.00085로 하고, 선로의 특성 임피던스  $Z_0$ 를 50[ohm]으로, 설계를 위한 공진주파수를 9[GHz]하여 초기치를 설정하였다.

computer simulation을 하기 위한 program 작성 순서는 다음과 같다.

- (1) 설계를 위한 초기치 설정
- (2) 공진기의 폭(width)와 fringing field에 따른  $\Delta l$ , 공진기의 길이(leng-th) L를 구한다.
- (3) 단일소자에 대한  $[E_\theta]$ 와  $[H_\phi]$ 를 구한다.
- (4) 1차원 선형 array antenna의  $[E_\theta]$ 와  $[H_\phi]$ 를 구한다.
- (5) 2차원 선형 array antenna의  $[E_\theta]$ 와  $[E_\phi]$ 를 구한다.
- (6) (3),(4),(5)의 각 data를 graphic을 이용하여 plot한다.

그림 6에서 그림 12까지의 각각의 방사패턴은 설계 공진 주파수 9[GHz]에서 computer simulation한 결과  $[E_\theta]$ 는  $\phi$ 를 0[degree]로 고정시키고,  $\theta$ 를 -90[degree]에서 +90[degree]까지 회전한 경우이며,  $[E_\phi]$ 는  $\theta$ 를 45[degree]로 고정하여,  $\theta$ 를 -90[degree]에서 -90[degree]까지 회전한 경우로서, main beam의 방향은 0[degree]로 고정시킨 경우로 하여 각각의 경우에 대해서  $[E_\theta]$ 와  $[E_\phi]$ 의

방사패턴을 함께 graphic을 이용하여 나타내었다.

그림 6은 단일소자에 대한 방사패턴을 그림 7, 8, 9는 패치 안테나를 각각 5개, 10개, 20개를 1-차원 array한 경우로서, 이때의 각각의 지향성(directivity)은 13.9[dB], 16.5[dB], 19.4[dB]으로 나타내어, 패치의 개수가 많을수록 지향성이 향상되어 안테나의 효율이 증가함을 알 수 있었다.

그림 10, 11, 12에서는 패치 안테나를 각각 4\*4개, 6\*6개, 10\*10개를 2-차원 array로서, 이때의 각각의 지향성(directivity)은 20.94[dB], 23.86[dB], 27.79[dB]으로 나타내어, 패치의 갯수가 많을수록 지향성이 향상됨을 알 수 있었다. 또한 1-차원으로 배열된 경우의 갯수가 20개인 경우와 2-차원으로 배열된 경우의 갯수가 4\*4개인 경우와 비교한 경우 2-차원으로 배열된 갯수가 적지만, 지향성은 높다는 것을 입증할 수 있었다.

single-elemen radiation pattern elenent no=1,  
space =0.0

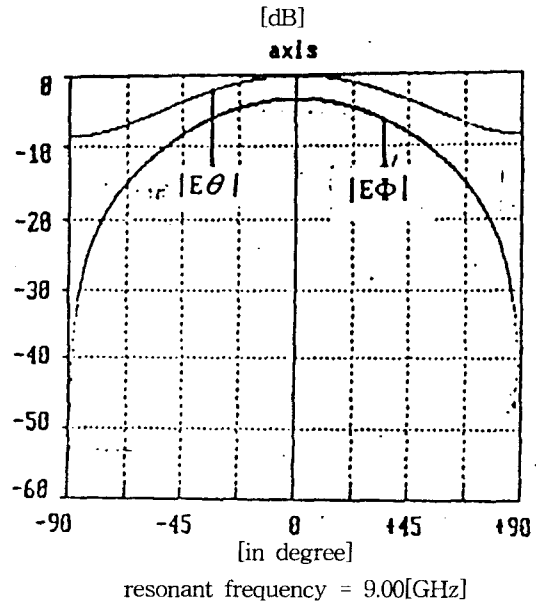
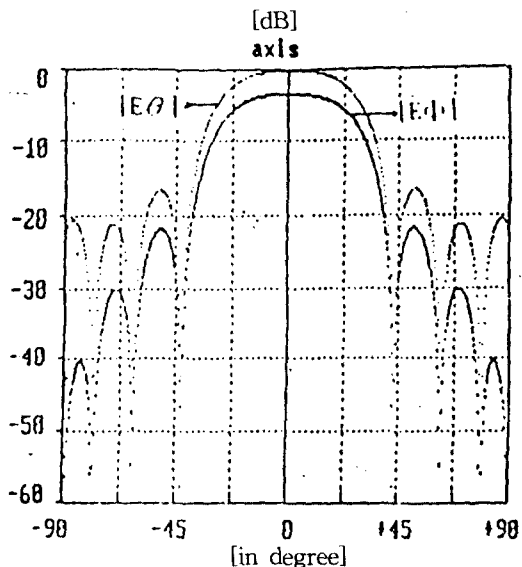


그림 6.

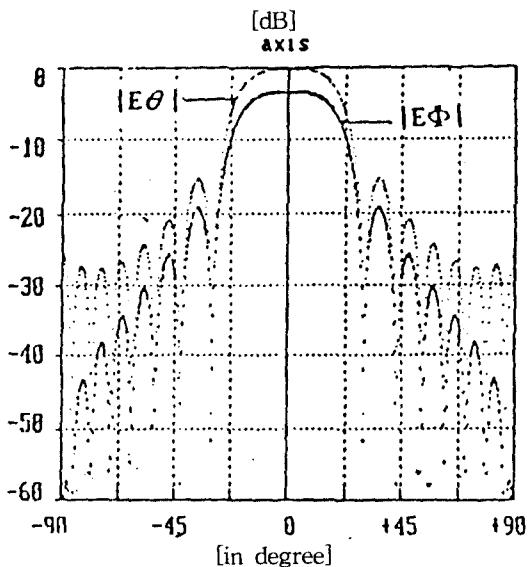
1-dimensional radiation pattern element no.= 5 ,  
space = 0.75



resonant frequency = 9.00[GHz]

그림 7.

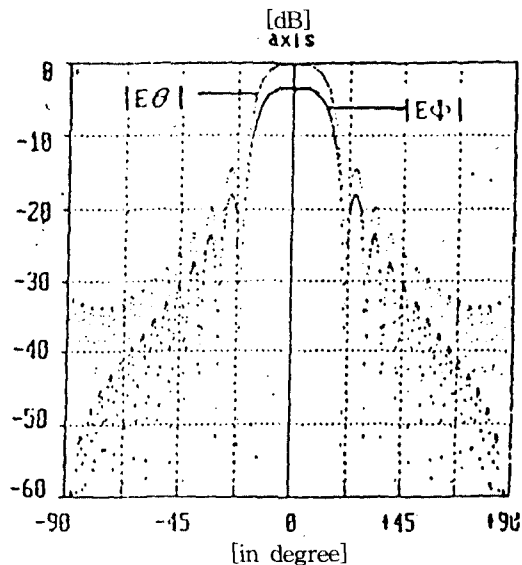
1 - dimensional radiation pattern element no.=  
10, space=0.75



resonant frequency = 9.00 [GHz]

그림 8.

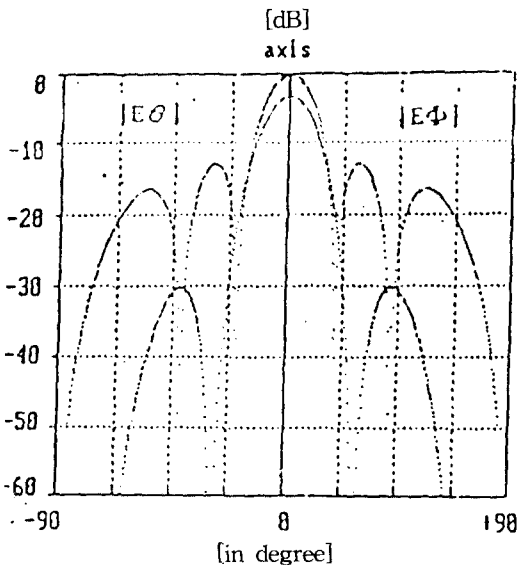
1-dimensional radiation pattern element no.= 20  
, space = 0.75



resonant frequency = 9.00[GHz]

그림 9.

2 - dimensional radiation pattern element no. =  
4\*4, space = 0.75



resonant frequency = 9.00[GHz]

그림 10.

2 - dimensional radiation pattern element no.=  
6\*6, space = 0.75

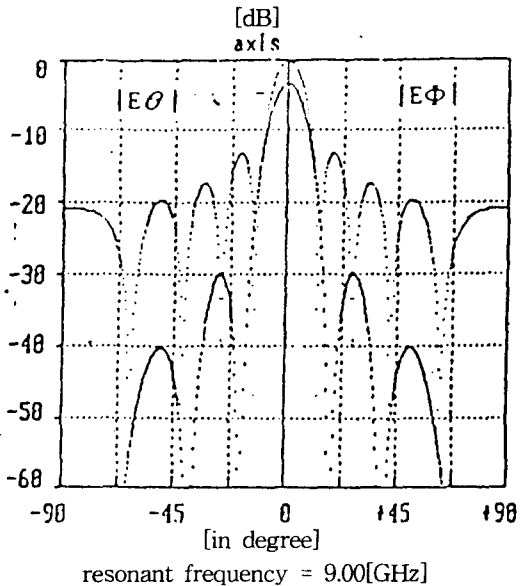


그림 11.

2 - dinesional radiation pattern element no.=  
10\*10, space = 0.75

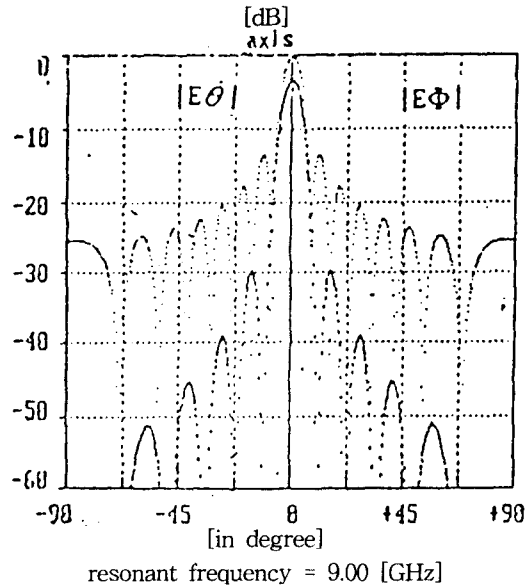


그림 12.

### V. 결 론

본 논문에서는 패치 안테나의 기판으로 실제로 많이 사용되고 있는 테프론 기판(teflon substrate)를 가정하여 설계하였다. 이 경우 비유전율 (dielectric constant)  $\epsilon_r$ 을 2.50으로, conductor thickness  $t$ 를 0.03556[mm]으로, 기판의 두께  $h$ 를 0.72188 [mm]으로, 유전체 손실각  $\tan \delta$ 를 0.00085로 하고 선로의 특성 임피던스  $Z_0$ 를 50[ohm]으로 설계를 위한 주파수를 9[GHz] 하여 초기치를 설정 하였으며, 각각의 방사패턴은 설계 공진 주파수 9[Ghz]에서  $|E_\theta|$ 는  $\theta$ 를 0[degree]로 고정시키고,  $\phi$ 를 -90[degree]에서 +90[degree]까지 회전한 경우이며,  $|E_\phi|$ 는  $\phi$ 를 45[degree]로 고정하여,  $\theta$ 를 -90[degree]에서 -90[degree]까지 회전한 경우로서, main beam의 방향은 0[degree]로 고정시킨 경우로 하여 각각의 경우에 대해서  $|E_\theta|$ 와  $|E_\phi|$ 의 방사패턴을 함께 graphic을 이용하여 나타내었다.

그림 6.은 단일소자에 대한 방사패턴을 그림

7,8,9는 패치 안테나를 각각 5개, 10개, 20개를 1-차원 array로 구성하였고, 이때의 각각의 지향성 (directivity)은 13.92[dB], 16.55[dB], 19.46[dB]으로 나타났으며, 그림 10, 11, 12에서는 패치 안테나를 각각 4\*4개, 6\*6개, 10\*10개를 2-차원 array로서, 이때의 각각의 지향성(directivity)은 20.94[dB], 23.86[dB], 27.79[dB]으로 나타내어, 패치의 갯수가 많을수록 지향성이 향상되어 안테나의 효율이 증가함을 알 수 있었다.

실제 제작시에서는 설계 주파수와 공진 주파수가 달라지는 점과, array의 간격에 따라서도 방사패턴이 달라지며, 급전점에서의 전류 분포를 어떻게 하느냐에 따라서 여러가지의 형태로 2-차원 구조가 달라진다는 것을 착안하여야 할 것이며, 이 분야에 대해서도 앞으로 계속 연구가 진행되어야 할 것이다.



참 고 문 헌

- (1) R.E.Munson, "Conformal Microstrip Antenna and Microstrip phased Arrays," IEEE Trans. Ant.Propagation., Vol. AP-22, No.1, pp. 74-78, Jan., 1974.
- (2) I.J.Babl and P.Bhartia, "Microstrip antennas," Artech House : Dedham, 1982.
- (3) V.F.Fusco, "Microstrip Circuits, Analysis and Computer-Aided Design." Prentice-Hall International Ltd, 1987.
- (4) Y.T.Lo and S.W.Lee, "Antenna Handbook," Van Nostrand Reinhold Company Inc. : New York, 1988.
- (5) W.C.Chew, "Resonance Frequency of a Rectangular Microstrip Patch," IEEE Trans. AP, vol-36, No. 4, 1988.
- (6) J.R.James and P.S.Hall, "Handbook of Microstrip Antennas," IEE Electromagnetic Waves Series, 1989.
- (7) R.C.Johnson and H.Jasik, "Antenna Engineering Handbook," McCraw-Hill Book Company, 1980.
- (8) S.Silver, "Microwave Antenna Theory and Design," IEE Electromagnetic Waves Series 19, Peter Peregrinus Ltd., 1984.
- (9) R.Mitra, "Computer Techniques for Electromagnetics," Pergamon Press, 1973.
- (10) U.J.Yoon, "Antenna Design Personal Computers," Memo, 1990.
- (11) H.L.Hirsch and D.C.Grove, "Practical Simulation of Radar Antenna and Radomes," Artech House., 1987.
- (12) W.L.Stutzman and G.A.Thiele, "Antenna Theory and Design," John Wiley and Sons, Inc, 1981.
- (13) R.E.Collin, "Antennas and Radiowave Propagation," McGraw-Hill Book Company, 1985.
- (14) P.Bhartia, K.V.S.Rao, R.S.Tomar, "Millimeter-Wave Microstrip and Printed Circuit Antennas," Artech House, Inc. 1991