

Mobile 시스템을 위한 마이크로스트립 안테나 설계에 관한 연구

(A Study on the Desin of Microstrip Antenna for Mobile System)

고 영 혁*, 이 종 악**
(Y.H. Go, J.A. Lee)

본 논문은 한국 학술 진흥 재단의 연구비에 의해 연구된 논문입니다.

요 약

Mobile 시스템을 위한 마이크로스트립 안테나는 공진 주파수가 0.88GHz로 설계하였다. 마이크로스트립 어레이 안테나를 Tchebyscheff 다항식을 이용하여 구형 마이크로스트립 패치 크기에 의존하도록 상대적 전류 분포를 1:4.69:1로 설계하고 주 부엽 차를 20dB의 이룬치로 설계하였다. 설계된 마이크로스트립 어레이 패치 안테나는 반사 손실, V. S. W. R, 방사 패턴, 밴드폭등 여러 특성을 측정하였고 이론치와 서로 일치함을 확인하였다. 또한 빔 스캐닝을 위해 상대적 전류 분포에 따른 패치 어레이 안테나의 위상 변환 과정을 제시했다.

ABSTRACT

A microstrip antenna for mobile system are designed at the resont frequency 0.88 GHz. The microstrip array antenna are designed to depend on the size of rectanular microstrip path for the relative current distribution to be 1:4.69:1 using Tchebyscheff polynominals. Gain difference between the main lobe and sidelobe is calculated for theoritical values of 20 dB. The designed microstrip array antenna are mesureed various characteristics, such as return loss, radiation pattern, V. S. W. R, bandwidth, and agreed with each other and theoretical value.

Also it is presented a process of phase variation of patch array antenna depend on relative current distribution for beam scanning.

I. 서 론

* 동신 대학교
** 건국 대학교

정보화 시대의 발전에 따라 정보 이용자의 수준은
특정 기관이나 단체간 통신에서 개인간 통신으로 급

속히 확장되어 가고 있으며, 전송량이 비약적으로 팽창하고 있다.

따라서, 위성이나 항공기, 미사일, 자동차, 선박 등의 이동 통신업무가 보편화되고 있으며 넓은 대역폭과 1Ghz 대의 초 고주파 디지털 통신의 보편화되고 있는 실정이며 이에 적합한 안테나의 필요성이 대두되고 있는 실정이다. 빠른 속도로 이동하는 물체 즉, 자동차, 항공기, 인공위성, 미사일, 로켓트등에서 요구되는 통신용 안테나와 물체 탐색을 위한 레이더 안테나는 먼저 고속 비행에 방해를 주지않도록 동체 표면과 같은 형상으로 부착하기 위해 두께가 얇고 특정 곡면에 쉽게 부착될 수 있는 신축성이 있어야 하기 때문에 마이크로스트립 안테나와 같은 conformal 형태를 사용하는 것은 필연적 이다. 특히, 모든 mobile 통신 시스템 장비가 더욱 작아지는 추세에 있고, 자동차 및 기차등에 사용하는 안테나는 차체의 지붕에 부착하거나 벽면에 부착시킬 수 있어야 하므로 평면 형태이며, 소형 경량인 구조 특성을 필요로 한다. 그러나 안테나 크기가 작으면 작을수록 안테나 효율은 떨어지므로 그런 작은 장비를 위한 안테나 동작은 효율이 떨어지지 않는 마이크로스트립 안테나가 적합하다. 그렇지만, 마이크로스트립 안테나가 차체의 지붕에 부착될 때 복사 패턴은 위로향하기 때문에, mobile 통신에 활용하기 위해서 자동차의 전후 방향 즉, 20도~30도의 양각 방향으로 복사 패턴이 선택되도록 동일 마이크로스트립, 기관위에 급전 선로의 위상을 고정시킨 마이크로스트립 안테나 구조를 설계하였다.

또한, 건물과 도로에 따른 신호의 회절과 반사등으로 전파 경로가 복잡한 multipath fading을 개선시키기 위해, Tchebyscheff 다항식을 이용하여 주엽과 부엽의 차를 20dB 차가 나도록 하고 상대적 전류 분포가 1:4.69:1이 되도록 마이크로스트립 패치 크기를 다르게 설계하였으며, 위상 변화에 따라 복사 패턴이 스케닝됨을 보였다.

II. 손실을 갖는 구형 마이크로스트립 패치 안테나의 해석

1. 입력 콘덕턴스

공진에서 패치에 대한 입력 콘덕턴스는 도체에 따른 콘덕턴스 G_c , 유전체에 따른 콘덕턴스 G_d , 그리고 복사 콘덕턴스 G_r 의 합과 같다.^[1,2]

$$G_t = G_c + G_d + G_r \quad (1)$$

공진에서 복사 콘덕턴스는 식(2)와 같다.^{3,4,5]}

$$G_r/G_0 = R_0/R_t = (2\pi^3/5)(W/\lambda_0)^{1/2} \quad (2)$$

여기서 $R_0 = 1/G_0$: 선로 특성 임피던스

$$\lambda_0 = f(\mu_0 \epsilon_0)^{1/2} \quad (3)$$

식 (2)는 $Wh/\lambda_0^2 \ll 0.1$ 때 정확하다.

공진에서 유전체에 따른 콘덕턴스 G_d 는 식 (4)와 같다.^{16]}

$$G_d = (\pi/2)(Y_0 \tan \delta) \quad (4)$$

여기서 Y_0 : 마이크로스트립 라인의 콘덕턴스

$\tan \delta$: 유전체 손실각

식 (4)를 다시쓰면 식(5)와 같다.

$$G_d/G_0 = (\pi/2) \epsilon_r (W \tan \delta / h) \quad (5)$$

여기서 ϵ_r : 유전체 상수

또한, 마이크로스트립 안테나는 대역폭이 좁기 때문에 공진길이 L 이 공진 주파수에 중요한 파라미터로 작용한다. 일단 폭 W 가 선택된다면 실효 유전율에 따라 공진기의 길이 L 은 식(6)과 같이 쓰인다.^{17,8,9]}

$$L = \frac{C}{2f_r \sqrt{\epsilon_{eff}}} - 2\Delta l \quad (6)$$

여기서 Δl 은 마이크로스트립 선로의 개방단에서부터 전기력선이 미치는 범위까지 이용할 수 있는 선로 연장 성분을 고려하여 Hammerstad Bekkadal에 의해서 실험식으로 주어진다.^[10,11,12]

$$\Delta l = 0.412 \frac{(\epsilon_{eff} + 0.3)(W/h + 0.264)}{(\epsilon_{eff} - 0.258)(W/h + 0.8)} h$$

또한 도전율 σ 에 따른 콘덕턴스는 $h \ll W$ 일때 식(7)과 같이 주어진다.^[13]

$$G_c = \alpha_c L Y_0 \quad (7)$$

여기서 $\alpha_c = Y_0 / (W d_s \sigma)$

$d_s = (f \pi \mu_0 \sigma)^{-1/2}$: Skin depth

따라서 정규화된 도전율에 따른 콘덕턴스는 식(8)과 같다.

$$G_c/G_0 = (\pi/2)(W/h)(\epsilon_{eff})(d_s/h) \quad (8)$$

공진에서 (2), (5), (8)식으로부터 패치에 대한 입력 콘덕턴스는 식(9)와 같이 표현된다.

$$G_i/G_0 = \frac{2\pi^3}{5} \left(\frac{W}{\lambda_0}\right)^2 + \frac{\pi W}{2h} \sqrt{\epsilon_{eff}} (\tan \delta + d_s/h) \quad (9)$$

2. 복사 패턴

마이크로스트립 선로에서 불연속으로부터 복사는 마이크로스트립 선로의 개방단과 접지면에 의해 개구면(aperture)이 형성되고 Lewin에 의해서 처음 설명되었다. 마이크로스트립 복사 소자는 Transverse Field변화가 없는 선로 공진기로서 취급된다. 전계는 길이 L에 따라 변하고 그 길이는 일반적으로 $\lambda/2$ 이다. 그리고 복사는 그림 1에서 보인바와 같이 개방단에서 주로 프링징 장(fringing field)으로 부터 일어난다. 복사기(radiator)는 X-Z평면에서 L만큼 떨어진 스롯으로서 표현된다. 스롯에서 전계는 수직과 수평 성분으로 구분된다. 두 스롯에서 수직 성분은 위상에서 역위상으로 없어지고, 수평 성분은 동위상으로 추가된다. 원점에서 r만큼 떨어진 거리에서의 복사 전계는 하나의 스롯에서 구할 수 있다. 즉, 단일 복사 스롯에 대하여 거리 r로 부터의 전계는 식(10)과 같다.^[14]

$$E_{\Phi} = -jWV_0k_0 \frac{e^{-jkr}}{2\pi r} F(\theta, \Phi) \quad (10)$$

$$E_{\theta} = 0$$

여기서

$$F(\theta, \Phi) = \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 h}{2} \sin\theta \cos\Phi\right) \sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos\theta\right)}{\frac{k_0 h}{2} \sin\theta \cos\Phi \quad \frac{k_0 W}{2} \cos\theta} \right] \sin\theta$$

또한 거리 L만큼 떨어진 두 스롯에 대하여 broadside 어레이로서 평면 복사 패턴은 식(11)과 같다.

$$F_T(\Phi) = \frac{\sin\left(\frac{k_0 h}{2} \sin\theta \cos\Phi\right)}{\cos\left(\frac{k_0 h}{2} \cos\Phi\right)} \cos\left(\frac{K_0 L}{2} \cos\Phi\right) \quad (11)$$

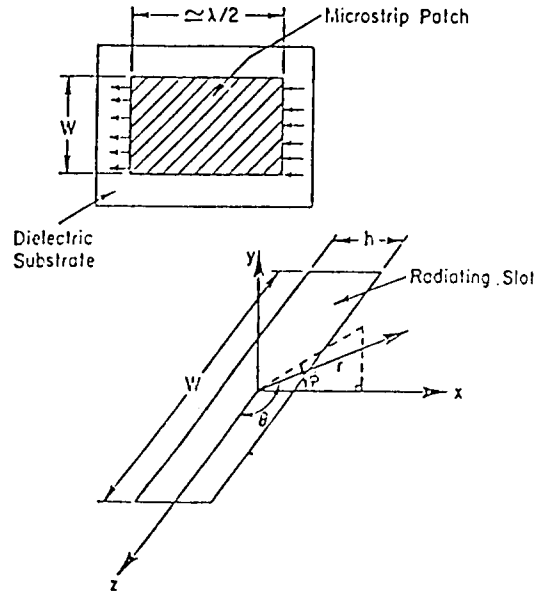


그림 1. 좌표계로 나타난 복사 스롯

Fig 1. Slot represented as coordinate system

동일한 복사소자를 동일 간격 선형 배열할 때 원거리에서의 합성 전계는

$$|E(\theta, \phi)| = |F(\theta, \phi)| \cdot |AF| \quad (12)$$

이다.

여기서 AF(array factor) : Tchebycheff 다항식을 이용한 구동계수(excitation coefficient)

III. Tchebyscheff 다항식의 상대적 전류 분포

Tchebyscheff 다항식은 주로 안테나 어레이 설계와 합성에서 가장 좁은 주 빔을 나타내기 위해 상대적 안테나의 전류비가 요구된다. 일반적으로 많은 다른 전류 분포 즉, 예를 들어 Triangular, Cosine, Square형태보다 훨씬 좁은 주엽(main lobe)를 나타낸다. 따라서 그에따른 Tchebyscheff 다항식은 식(13)으로 표현된다.^[15,16]

$$T_m(X) = \cos(m \cos^{-1} X) \quad -1 < X < 1$$

$$T_m(X) = \cosh(m \cosh^{-1} X) \quad X > 1 \quad (13)$$

$m=2$ 인 Tchebyscheff 다항식은 그림 2와 같다. 그림 2에서와 같이 $-1 < X < 1$ 영역에서 리플의 크기는 $|1|$ 사이에서 변하고 부엽으로 만들어진다. 또한 $|1|$ 보다 큰 $|X|$ 영역에서는 지수적으로 증가하는 변화를 주엽으로 만든다. 즉, 균등한 부엽의 크기 1에 대해 최소 가능한 빔폭을 준다. 따라서 X 의 적당한 선택으로 주엽과 부엽비를 얻을 수 있다.^[17]

$$R = \text{주엽/부엽} \quad (14)$$

dB로 나타내면 $20\text{Log}(R)$ 로 나타낸다. 주엽과 부엽의 이득차를 크게하면 할수록 R 이 크게 되지만 빔폭이 넓어진다. 따라서 R 에 따른 $|X| > 1$ 영역에서 최대빔의 위치를 X_0 라 한다면 식(15)로 표현된다.^[17]

$$X_0 = ((R + \sqrt{R^2 - 1})^{1/m} + (R - \sqrt{R^2 - 1})^{1/m}) / 2 \quad (15)$$

여기서 m : Tchebyscheff 다항식의 차수

3개의 복사 소자를 갖는 경우, 식(15)에 의해 $R=10$ 를 선택함에 따라 주엽과 부엽의 이득차는 20dB이고 요구된 상대적 전류 분포는 1:4.69:1이다. 따라서 X 변화에 따른 R 의 크기는 식(16)과 같다.

$$X = X_0 \cos(\phi/2) \quad (16)$$

여기서 $\phi = K_0 d \cos\theta + \delta$

K_0 : 전파 상수

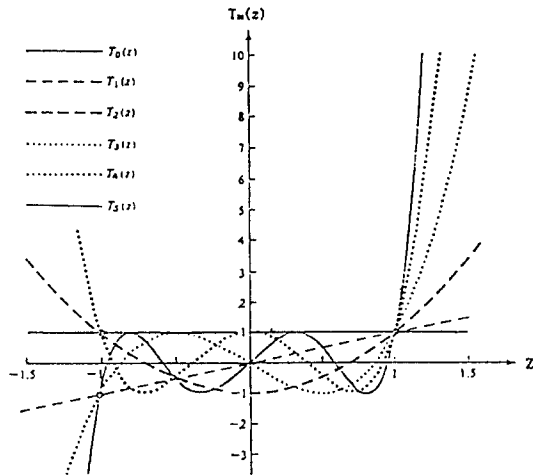


그림 2. Tchebyscheff 다항식 ($m=1..5$)
Fig 2. Tchebyscheff polynomials ($m=1..5$)

d : 안테나 간격

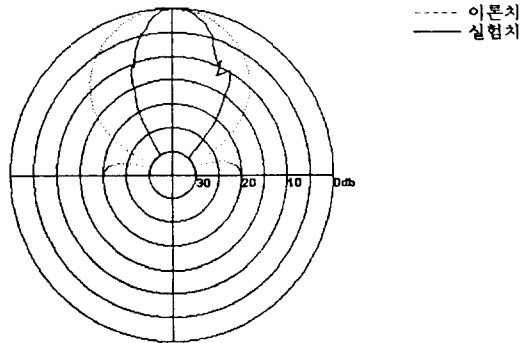
δ : 각 안테나가 갖는 위상

$\text{EXP}(j0) = 1$, 즉 $\phi=0$ 일때 최대 빔이다. 따라서 θ 변화에 따라 δ 를 변화시키면 $\phi=0$ 의 값은 등방향성인 전개 분포의 경우 빔 스케닝할 수 있다. 따라서 표 1과 같은 위상 변화에 따라 그림 3과 같은 빔 스케닝을 나타낸다.

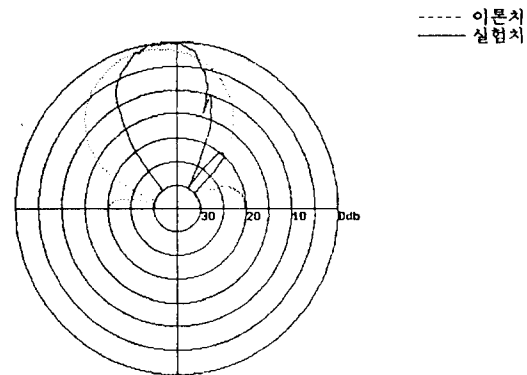
표 1. 각 복사 소자가 갖는 위상 변환

Table 1. Phase shifter with each radiation element

위 상	δ_1	δ_2	δ_3
1	0	0	0
2	0	45	90
3	90	45	0
4	0	90	180
5	180	90	0



a) 0도



b) 45도

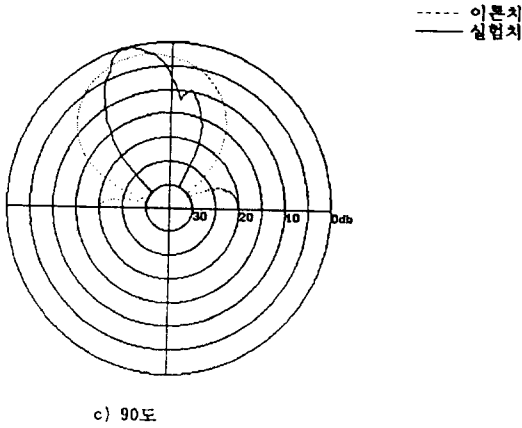


그림 3. 위상 변화에 따른 복사 패턴 a)0도, b)45도, c)90도
 Fig 3. Radiation pattern which is depended on the phase shifter a)0°, b)45°, c)90°

IV. 마이크로스트립 패치 어레이 안테나의 설계

상대적 전류 분포에 따른 마이크로스트립 패치 어레이 안테나는 그림 4와 같다. 그리고 구형 마이크로스트립 패치 안테나소자와 방사 저항 R_r , 유전체 손실 저항 R_d , 동관의 음 손실 저항 R_c 는 식(2), (5), (8)를 이용하여 계산하였고 표 2와 같다.

설계에 사용한 기판은 CGP-502를 사용하였으며 재질의 특성은 $\epsilon_r = 2.60 \pm 0.04$, $\tan \delta = 0.0022$, $h = 1\text{mm}$ (이때 동관의 두께는 $36\mu\text{m}$)인 테프론에 양면 도체를 입힌 것을 사용했다. 또한 급전 선로는 Gestinger 등에 의해서 보고된 관계식을 이용하여 컴퓨터 계산을 하였다. 그에 따른 계산치는 표 3과 같다. 그리고 상대적 전류분포 1:4.69:1비로 그림 4와 같이 설계함에 따라 구형 마이크로스트립 패치 크기에 따라 입력 저항이 4.69:1이되게 설계하였다.

표 2. 구형 마이크로스트립 패치안테나의 공진주파수와 입력 임피던스

Table 2. resonant frequency and impedance of rectangular microstrip patch antenna

공진 주파수(GHz)	R(Ω)	R _r (Ω)	R _c (Ω)	R _d (Ω)	길이 l(mm)	폭(w(mm))
0.88	112.979	218.826	236.0766	22002.5	105.344(L1)	126.961(W1)
0.88	529.918	2021.11	725.9399	67658.1	106.604(L2)	41.7760(W2)

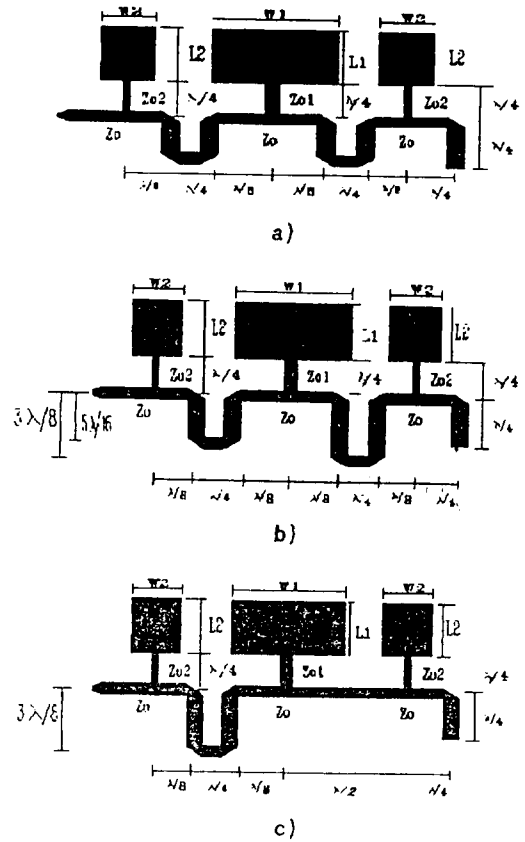


그림 4. 위상 변화에 따른 마이크로스트립 안테나 a)0도, b)45도, c)90도

Fig 4. Microstrip antenna which is depended on the phase shifter a)0°, b)45°, c)90°

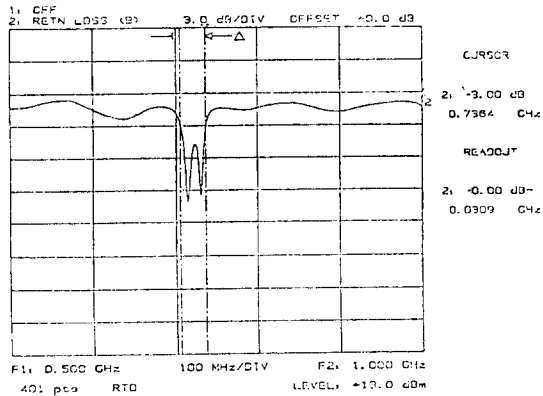
표 3. 급전 선로

Table 3. Feed line

임피던스(Ω)	과장(λ) (mm) (0.88GHz)	폭(mm)
50(Z_0)	232.4266	2.79000
75.16(Z_{01})	237.3821	1.40445
162.77(Z_{02})	245.8349	0.83494

V. 실험 및 고찰

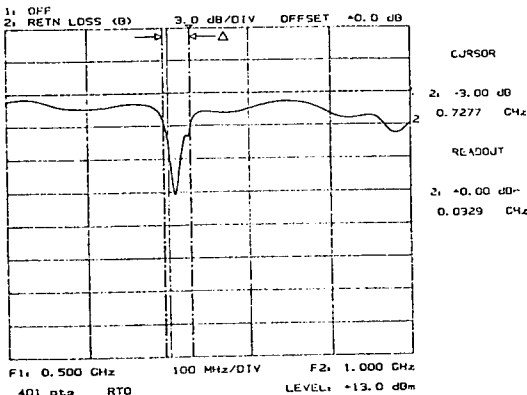
그림 4와 같이 구현한 마이크로스트립 어레이 안테나는 Wiltron사의 Scalar network analyzer 측정 장치를 이용하여 주파수를 소인시키면서 반사 손실 (return loss) 및 V. S. W. R를 측정하고, V. S. W. R이 가장 낮은 주파수에서 복사 패턴을 측정하였다. 상대적 전류 분포가 1:4.69:1인 마이크로스트립 어레이 안테나의 반사손실은 그림 5과 같다. 위상 변환이 0도일 때 공진 주파수가 0.7074GHz에서 V. S. W. R이 2.048이며, 위상 변환이 45도일 때 공진 주파수가 0.7153GHz에서 V. S. W. R이 1.109이다. 그리고 위상변환이 90도일 때 공진 주파수가 0.7182GHz에서 V. S. W. R이 1.374이다. 또한 위상 변환이 0도, 45도, 90도일 때의 빔 패턴은 그림 3과 같다.



(c)90도

그림 5. 반사 손실 a)0도, b)45도, c)90도

Fig 5. Return loss a)0°, 2)45°, c)90°



(a)0도

VI. 결 론

Mobile 통신용 시스템을 위해 마이크로스트립 어레이 안테나를 공진 주파수 0.880GHz로 설계 제작하였다. 그러나 제작된 마이크로스트립 어레이 안테나는 이론치보다 낮은 0.710GHz대의 공진 주파수가 측정되었으며 프링징 효과에 의한 공진 주파수로 사려된다. 그리고 위상 변환 0도, 45도, 90도에 따른 빔 패턴 측정시 빔 스캐닝 각도는 이론치와 실험치가 매우 양호하게 일치되나 빔폭은 이론치에 비해 상당히 좁게 나타냄을 보였다. 그러나 두꺼운 유전체 기판을 선택함으로써 이론치와 실험체의 빔폭이 일치될 것으로 생각된다.

또한 Pin 다이오드를 사용하여 위상 변환을 한다면 완전한 전자적 방식의 빔 스캐닝으로 multipath fading을 개선할 수 있으리라 사려된다.

참 고 문 헌

1. G. Dubost, "Transmission line model analysis of a lossy rectangular microstrip patch," Electron Letter, Vol.18, No.7, pp.281-282, 1982.
2. Belahubek and Denliger, "Loss considerations for microstrip resonator," IEEE Trans. Microwave Theory Tech. Vol. MTT-23, pp.522-526, June 1975.

(b)45도

3. H. Sobel, "Radiation conductance of open circuit microstrip," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-19, pp.885-887, Nov. 1971.
4. H. Pues and A. Van De Cupelle, "A simple Accurate formula for the radiation conductance of a rectangular microstrip antenna," IEEE Ap-s. Int. Symp. Digest, pp.23-26, June 1981.
5. C. Wood et al, "Radiation conductance of open circuit low dielectric constant microstrip," Electron Letter, Vol.14, No.4, pp.121-125, 1978.
6. J. Watkins, "Radiation from open circuit dielectric resonator," IEEE Trans., Microwave Theory Tech., Vol. MTT-21, pp.636-640 oct 1973.
7. I. J. Bahl, p. Bhartia, "Microstrip antenna," Artech House, Inc pp.48-51, 1980.
8. G. Sanford and L. Klein, "Development and test of a conformal microstrip airborne phased array for use with the ATS-6 satellite," IEE int. conf. on Antenna for aircraft and spacecraft, pp.115-122, 1975.
9. S. K. Chowdhury, "Resonant length of a linearly polarized microstrip radiator," Electron Letter, Vol.14, No.18, pp.594-595 Aug 1978.
10. K. C. Gupta and I. J. Bahl, "Microstrip line and slotline," Artech House, inc., 1979.
11. T. C. Edwards, "Foundation for microstrip circuit design," John Wiley and Sons. 1976.
12. E.O. Hammerstad, "Equation for microstrip circuit design," 5th european Microwave Conf., pp.268-272, Sept 1975.
13. J. H. C Van Heuven, "Conduction and radiation losses in microstrip," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., pp.441-445, 1974.
14. E. J. Denlinger, "Radiation from microstrip resonators," IEEE Trans. Microwave Theory Tech. pp.235-236, 1969.
15. C. E. Jordan, "Electromagnetic wave and radiating system," Prentice-Hall, inc. pp.438-448, 1968.
16. Warren L. Stutzman and Gray A. Thiele, "Antenna theory and design," John Wiley and sons, Inc., 1981.
17. John. D. Kraus, "Antennas," McGraw-Hall, pp.97-109 1950.