

GPS 위성수신용 마이크로스트립 패치 안테나의 설계 및 제작*

김세열 · 정천석
전자공학과

<요 약>

고유전율의 유전체 세라믹 기판을 사용하여 GPS(Global Positioning System) 위성수신용 단일 급전 원형편파 마이크로스트립 패치 안테나를 제작하여 시험하였다. 제작된 안테나는 작기 때문에 차량과 같은 이동체에 사용하기 적합하였다. 우선회 원형편파를 구현하기 위해 정방향 패치면의 모서리를 잘랐다. 급전 방식은 패치면의 50Ω 지점에 동축 프로브로 하였고, 시뮬레이션 하여 1.57542GHz에서 공진되도록 설계하였다.

제작된 안테나의 반사손실은 -13.394dB 이고, 공진 주파수는 설계 주파수보다 약간 높은 1.591GHz로 측정되었다. 따라서 이 안테나는 GPS 위성수신용으로 사용하기에 적합하였다.

Design and Fabrication of Microstrip Patch Antenna for GPS Satellite Receiver

Kim Se-yeol · Jung Chun-suk
Dept. of Electronic Engineering

<Abstract>

Single-feed circularly polarized microstrip patch antenna for GPS Satellite Receiver was fabricated by using high permittivity dielectric ceramic substrate and tested. This miniature antenna is suitable to be used for mobile such as cars. By truncating the corners of squared patch, right hand circular polarization was realized. It was fed by coaxial probe on patch at 50Ω impedance, and was simulated to resonate at 1.57542GHz.

* 이 논문은 1997학년도 울산대학교 학술연구조성비에 의하여 연구되었음

The return loss of this antenna was -13.394dB , and resonant frequency was measured at 1.591GHz higher than desired frequency. Therefore, it could be used for GPS Satellite Receiver.

I. 서론

본 논문에서는 이동 및 위성통신기기의 소형 경량화되는 추세에 따라, GPS 안테나를 소형으로 구현하고자 고유전율의 유전체 세라믹을 안테나기판으로 사용하였다. GPS 위성수신용 마이 크로스트립 패치 안테나를 설계하기 위해 먼저 모서리가 잘려진(truncated) 정사각형 소자를 선택하였고, 우선회 원형편파를 얻기 위해 급전점에서 바라보았을 때, 정사각형 소자의 우측 상단과 좌측 하단의 모서리를 잘랐다. 여기서, 정사각형의 길이와 잘려진 모서리의 길이는 공진주파수에 의해 구하였다. 또한 패치면의 임피던스분포를 분석하여 50Ω 지점에서 구멍을 뚫어 동축케이블로 급전하는 단일급전방식을 사용하였다. 그러므로 급전점이 패치면내에 형성되어지기때문에 일반적인 PCB 기판상에 SMD(Surface Mounted Device) 및 DIP타입으로 실장할 수 있게 되므로써 그 실장성을 대폭 향상시킬 수 있다.[1]-[3]

본 논문에서는 설계상 $1" \times 1"$ 에 가까운 GPS 위성수신용 Antenna을 제작하기 위해 비유전율이 21이고, 두께가 4mm인 고유전율 세라믹 중합체 마이크로스트립 기판을 이용하여 동작주파수 1575.42MHz , 우선편파, 이득 2.5dBi 이상, 입력정제파비(VSWR: Voltage Standing Wave Ratio) 1.5 이하가 되도록 GPS 위성수신용 마이크로스트립패치 안테나를 설계, 제작하여 그 특성을 실험적으로 고찰하였다.

II. 안테나 설계 및 시뮬레이션

II-1. 마이크로스트립 복사 소자의 해석

Richrads W.F., Lo Y.T., 및 Harrison D. 들에 의하여 제안된 공진 모델은 공진기 내부의 전자계를 구하기 위하여 복사소자의 모든 가장자리는 완전자기도체로 되어있다고 가정하며, 복사소자로부터의 전자파 복사는 경계면에서의 자기전류에 의한 것으로 해석한다.[4]

마이크로스트립 패치 안테나는 다음과 같은 사항을 가정하여 해석한다. 유전체가 충분히 얇다면 전계는 z방향의 성분만을 가지며, 자계는 xy방향의 성분만을 가진다. 공진기 내부에서 전계 및 자계의 z방향의 변화는 없다. 복사 패치면의 가장자리에서 전기전류는 접선성분 뿐이다. 즉, 경계면에서의 자계의 접선 성분은 무시될 수 있다. 따라서 복사도체판과 접지도체판 사이의 유전체 영역은 모든 경계면을 따라 자기력이 있는 것으로 가정하면 유전체판의 양쪽에 전기력이 있는 공진기로 볼 수 있으며, 실제의 전자파 복사는 이러한 공진 모델의 경계면을 가장자리분포(fringing field)가 존재하는 영역으로 확장하므로써 계산할 수 있다.[5]

유전체 공진기내의 전계 및 자계는 Helmholtz 방정식을 만족시키므로 식 (1), 식(2)와 같다 .

$$\mathbf{E}_m = \Psi_m \hat{z}, \quad \mathbf{H}_m = \frac{1}{j\omega\mu} \hat{z} \times \nabla_t \Psi_m \quad \text{----- (1)}$$

$$(\nabla_t^2 + k_m^2) \Psi_m = 0 \quad \text{----- (2)}$$

여기서 ∇_t 는 z 방향에 대하여 횡방향 성분의 del 연산자이며, k_m 은 유전체 내의 파수 (wave number)로서 $k_m = \omega_m \sqrt{\mu\epsilon}$ 이다. \hat{z} 는 z방향의 단위벡터이다.

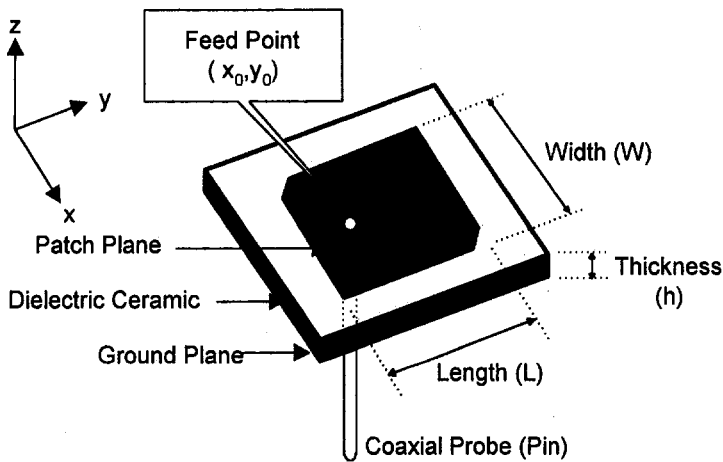


그림 1. 마이크로스트립 패치 안테나

식 (2)로부터 자기벽(magnetic wall)에 $H_t=0$ 인 경계조건을 적용하면, 식 (3)이 된다. $y=0,L$ 및 $x=0,W$ 이다.

$$\frac{\partial \mathbf{E}_z}{\partial \hat{n}} = 0 \quad \text{----- (3)}$$

식 (3)에서 \hat{n} 은 경계면에 대한 법선 방향의 성분을 나타낸다.

따라서, Ψ_{mn} 과 k_{mn} 을 각각 식 (1)의 eigenfunction 및 eigenvalue라 하면, 식 (1)~식 (3)을 이용하여 TM_{mn} 모드의 공진에 대한 해를 식 (4)와 같이 구할 수 있다.

$$\Psi_{mn} = \chi_{mn} \cos(k_m x) \cos(k_n y) \quad \text{----- (4)}$$

$$k_{mn}^2 = \omega_{mn}^2 \mu \varepsilon = k_m^2 + k_n^2 \text{-----} (5)$$

$$k_m = \frac{m\pi}{L}, \quad k_n = \frac{n\pi}{W} \text{-----} (6)$$

단, m,n은 양의 정수이다.

식 (4)에서 χ_{mn} 은 m=0, n=0인 정적장까지를 포함하여 결정되어야 하므로 식 (7)과 같다.

$$\chi_{mn} = \frac{N_{mn}}{\sqrt{\varepsilon WLh}} \text{-----} (7)$$

$$N_{mn} = \begin{cases} 1 & (m=0 \text{ and } n=0) \\ \sqrt{2} & (m=0 \text{ or } n=0) \\ 2 & (m \neq 0 \text{ and } n \neq 0) \end{cases} \text{-----} (8)$$

식 (7)에서 W, L 및 h는 그림 1에서 나타낸 마이크로스트립 복사 소자의 크기와 유전체 판의 두께이며, ω_{mn} 은 TM_{mn}모드의 공진 각주파수이다.

만일, 공진기내에 급전전류 \mathbf{J} 가 존재한다면, 식 (1)은 식 (9)와 같이 된다.

$$(\nabla_i^2 + k_m^2) \mathbf{E}_z = +j\omega\mu \mathbf{J} \cdot \hat{z} \text{-----} (9)$$

따라서, 공진기내의 전계 \mathbf{E}_z 는 식 (1)과 식 (9)를 만족시켜야하며 dyadic Green함수를 이용하여 구할 수 있다.

공진기 내부의 전계 \mathbf{E} 는 식 (10)과 같다.

$$\mathbf{E} = \sum_i A_i \mathbf{E}_i \text{-----} (10)$$

$$\int_{vol} \varepsilon \mathbf{E}_i \cdot \mathbf{E}_j^* dV = \begin{cases} 1 & (i=j) \\ 0 & (i \neq j) \end{cases} \text{-----} (11)$$

식 (10)에서 \mathbf{E} 는 식 (1)~(6)을 만족시키는 각 모드에 대한 표준화된 직교 전계모드이며 식 (1)의 Ψ_{mn} 과 같고, A_i 는 모드계수이다. 또한, E_j^* 는 E_i 의 j번째 전계모드의 공액복소수이다. 따라서, 식 (10)은 식(12)와 같이 쓸 수 있다.

$$\mathbf{E}_z = \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} A_{mn} \Psi_{mn} \text{-----} (12)$$

식 (12)와 (1)를 식 (11)에 대입하고 양변에 E_j^* 를 곱하여 공진기의 전체 체적에 대하여 적분하면 직교정리에 의해 i=j인 항만 남게되므로 모드계수 A_{mn} 을 식 (13)과 같이 구할 수 있다.

$$A_{mn} = \frac{j\omega\mu\epsilon}{k_d^2 - k_{mn}^2} \int_{vol} J_z \Psi_{mn}^* dV \quad (13)$$

그림 1과 같이 급전점 (x_0, y_0) 에서 $\Delta x \Delta y$ 의 영역에서 z 방향으로 I_0 의 급전전류가 주어 진다면 식 (13)의 적분항은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} & \int_{vol} J_z \Psi_{mn}^* dV \\ &= \frac{I_0 N_{mn} \sqrt{h}}{\epsilon WL} \frac{\sin(k_m \frac{\Delta x}{2})}{(k_m \frac{\Delta x}{2})} \frac{\sin(k_n \frac{\Delta y}{2})}{(k_n \frac{\Delta y}{2})} \cos(k_m x_0) \cos(k_n z_0) \\ &= \frac{I_0 N_{mn} \sqrt{h}}{\epsilon WL} G_{mn} \cos(k_m x_0) \cos(k_n y_0) \quad (14) \end{aligned}$$

$$\text{단, } G_{mn} = \frac{\sin(k_m \frac{\Delta x}{2})}{(k_m \frac{\Delta x}{2})} \frac{\sin(k_n \frac{\Delta y}{2})}{(k_n \frac{\Delta y}{2})} \text{ 이다.}$$

식 (13)과 식 (14)를 식 (12)에 대입하면 공진기내의 전계 E_z 를 식 (15)와 같이 구할 수 있다.

$$E_z(x, y) = jI_0 k_d \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\Psi_{mn}(x, y) \Psi_{mn}(x_0, y_0)}{k_d^2 - k_{mn}^2} G_{mn} \quad (15)$$

식 (1)과 식 (2)으로부터 공진 주파수 f_{mn} 은 식 (16)과 같다.

$$f_{mn} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \left[\left(\frac{m\pi}{L} \right)^2 + \left(\frac{n\pi}{W} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (16)$$

식 (16)로부터 $W \geq L \cong \lambda_g/2$ 일 때, TM_{10} 모드가 기본모드이다.

II-2. 안테나 임피던스

입력 임피던스는 급전점을 기준으로 병렬로 연결된 값으로 정의되어지며, 식 (17)과 같이 나타내어질 수 있다.[5]

$$Z = [P + j2\omega(W_M - W_E)] / |I|^2 \quad (17)$$

단, 여기서 $P = P_d + P_{Cu} + P_{sw} + P_{rad}$,

W_E 는 시평균 축적된 전기에너지, W_M 는 시평균 축적된 자기에너지, I 는 전체 입력전류이다.

식 (16)과 식(17)을 이용하여 패치면의 임피던스를 분석한 결과 그림 2와 같은 결과를 얻을 수 있었다. 여기서 50Ω 임피던스값을 갖는 급전위치를 선택하였다

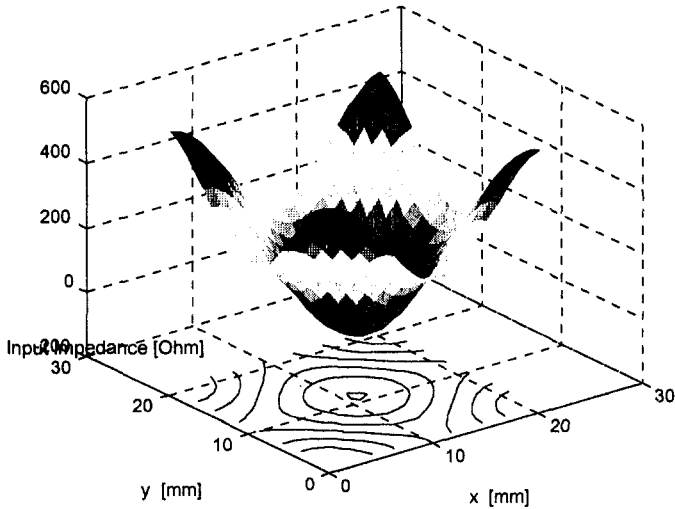


그림 2. 3차원으로 나타낸 패치 안테나의 임피던스

GPS 위성의 신호를 수신하기 위해서는 우선회 원형편파의 수신 안테나로 표 1과 같은 규격을 만족하여야 한다. GPS 위성의 신호를 수신하기 위해 L1대역의 1.57542GHz 중심주파수에서 동작하는 우선회 원형편파 (Right Hand Circular Polarization) 패치안테나를 설계한다. 본 논문에서는 정사각형 패치면의 모서리를 자른 패치를 선택하였다. 또한, 안테나의 크기와 손실을 줄이기 위해 패치면내에 구멍을 뚫어 급전점을 설계하였다.

구 분	규 격
중심주파수	1575.42MHz
대역폭	20MHz min.
반사손실	10dB min.
이 득	2.5 dBi
편파방식	우선회원형편파
임피던스	50Ω

표 1. GPS 위성수신 안테나 사양.

II-3. 안테나 시뮬레이션

GPS 위성을 수신할 수 있는 패치에는 여러 가지 종류가 있으나, 본 논문에서는 정사각형 패치면의 모서리를 자른 패치를 선택하였다. 또한, 안테나의 크기와 손실을 줄이기 위해 패치면에 구멍을 뚫어 급전점을 설계하였다. 또한 패치면에서의 임피던스의 값을 분석

하여 동축 프로브의 급전점 지름을 적당하게 선정하였다.

1.57542GHz에서 동작하는 정사각형 패치의 길이는 20.545mm이었고, 모서리부분에서 잘린 길이는 1.975mm이었다. 축비(Axial Ratio) 개선을 위해 자른 모서리의 길이는 0.895mm이었다. 패치면의 전체적인 모양은 그림 3과 같다.

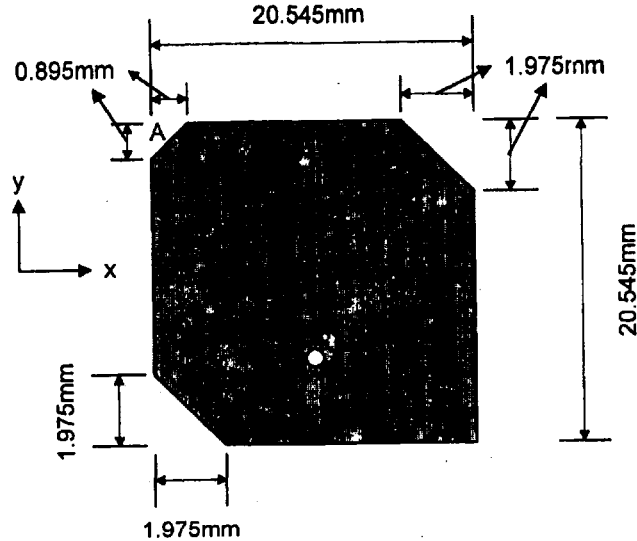
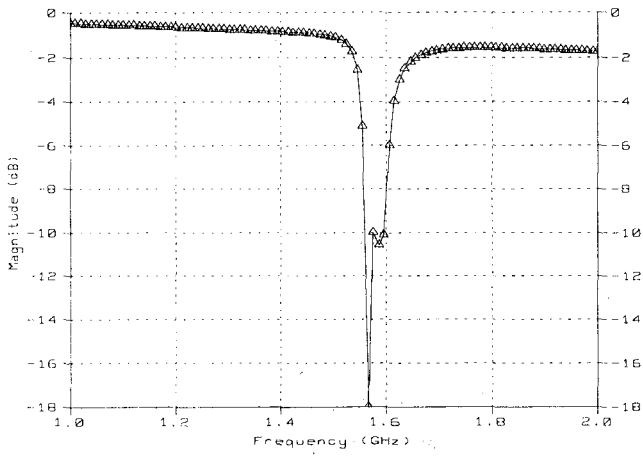


그림 3. 설계된 패치 안테나

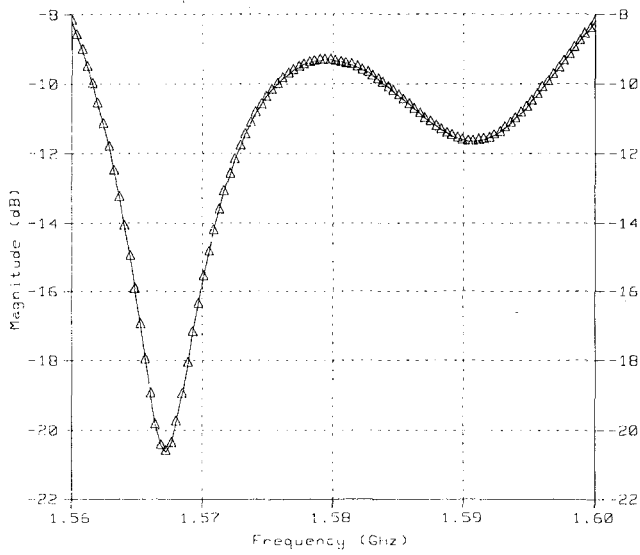
유전율이 높은 기판에서는 $\lambda/4$ 변환기를 사용하여 급전시킬 때, 마이크로스트립 선로의 폭이 굉장히 좁아져 제작하기가 힘들게 된다. 따라서, 안테나의 크기와 손실을 줄이기 위해서 패치면에 구멍을 뚫어 급전점을 설계하였다.

그림 3의 A부분을 자르지 않았을 시를 Type A로 정하고, A부분을 잘랐을 시를 Type B로 정하였다. Type A와 Type B를 시뮬레이션하여 비교한 결과 Type B가 축비와 반사 손실값이 더 향상되었다. Type A를 시뮬레이션한 반사 손실값을 그림 4에 나타내었다. Type A에서는 1.57542GHz에서 약 -10dB의 값이 계산되었고 대역폭은 약 15MHz로 계산되었다.



$\Delta=5(1,1)$

(a)

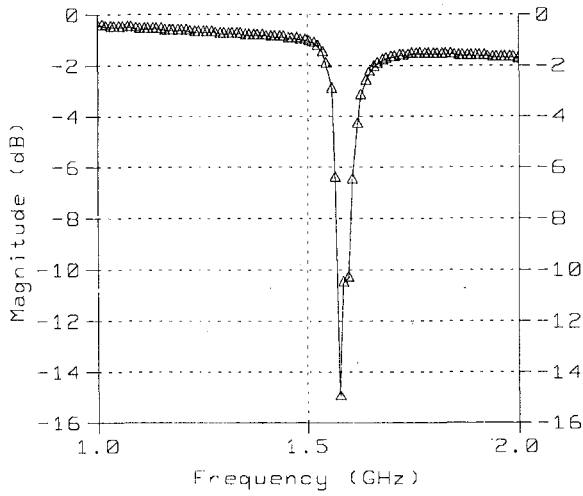


$\Delta=5(1,1)$

(b)

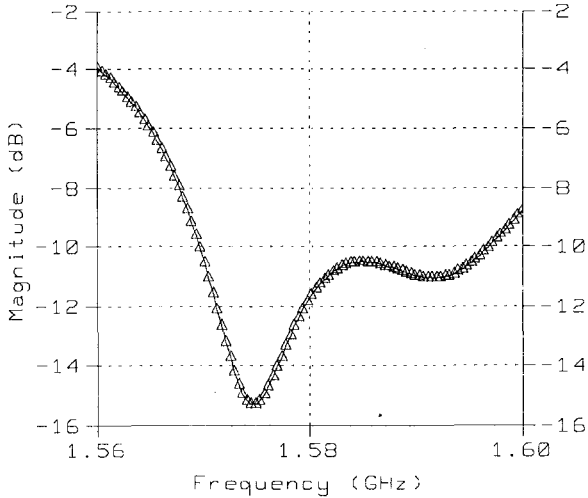
그림 4. Type A의 시뮬레이션한 반사 손실값

Type B의 반사 손실값을 그림 5에 나타내었다. Type B에서는 1.57542GHz에서 약 -15dB의 값이 계산되었고 대역폭은 약 27MHz로 계산되었다.



$$\Delta = S[1, 1]$$

(a)

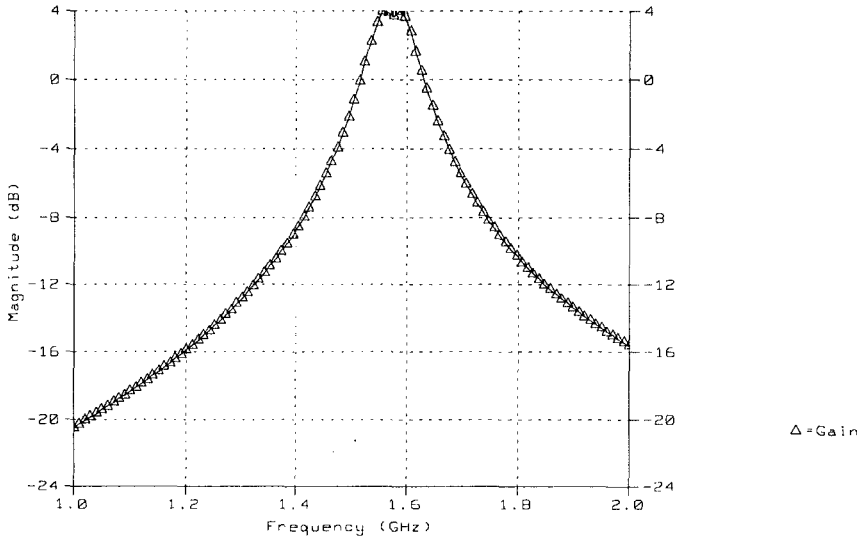


$$\Delta = S[1, 1]$$

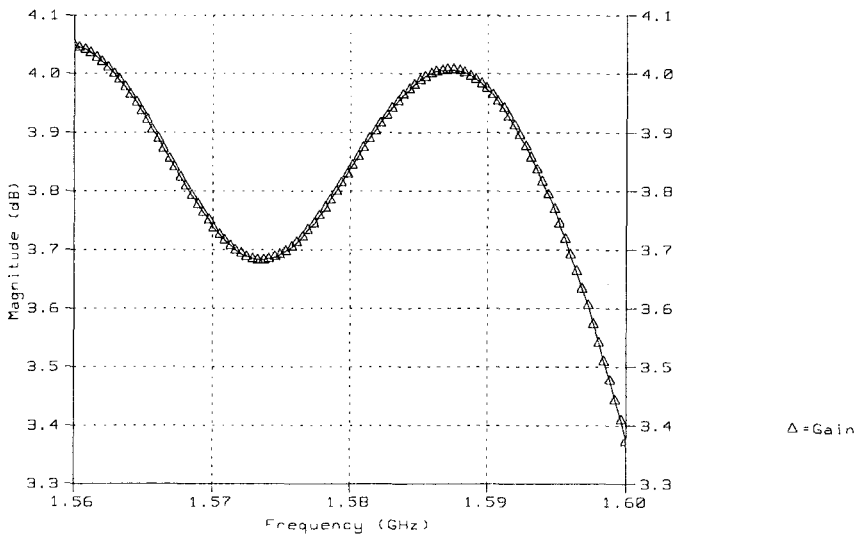
(b)

그림 5. Type B의 시뮬레이션한 반사 손실값

Type A의 시뮬레이션한 이득값을 그림 6에 나타내었다. 1.57542GHz에서 약 3.7dB의 값을 갖는다.



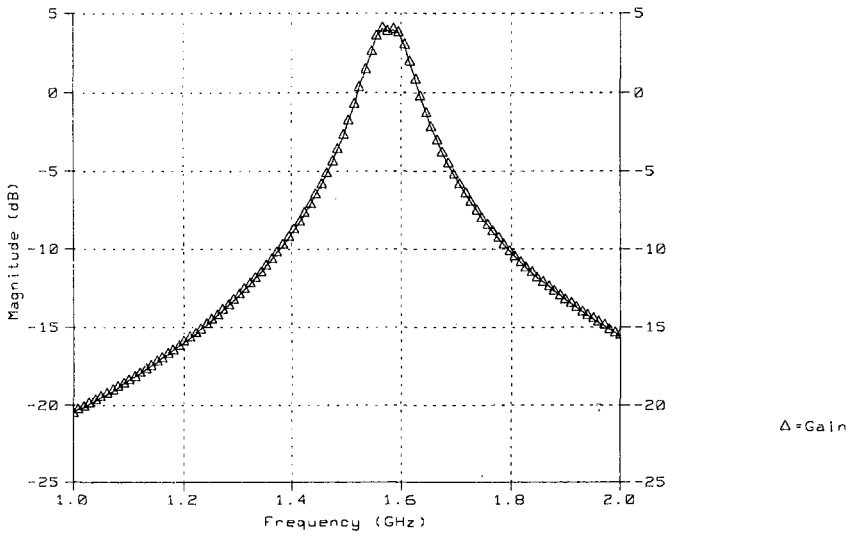
(a)



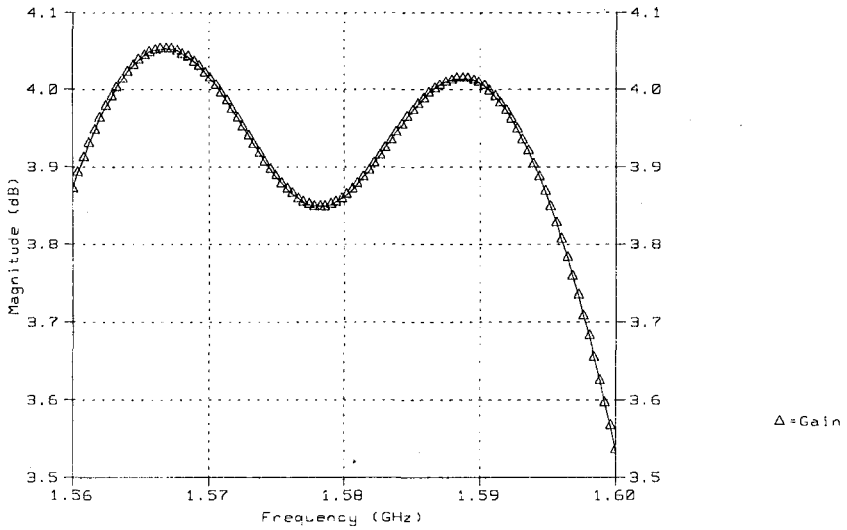
(b)

그림 6. Type A의 시뮬레이션한 이득

Type B의 시뮬레이션한 이득값을 그림 7에 나타내었다. 1.57542GHz에서 약 3.85dB의 값을 갖는다.



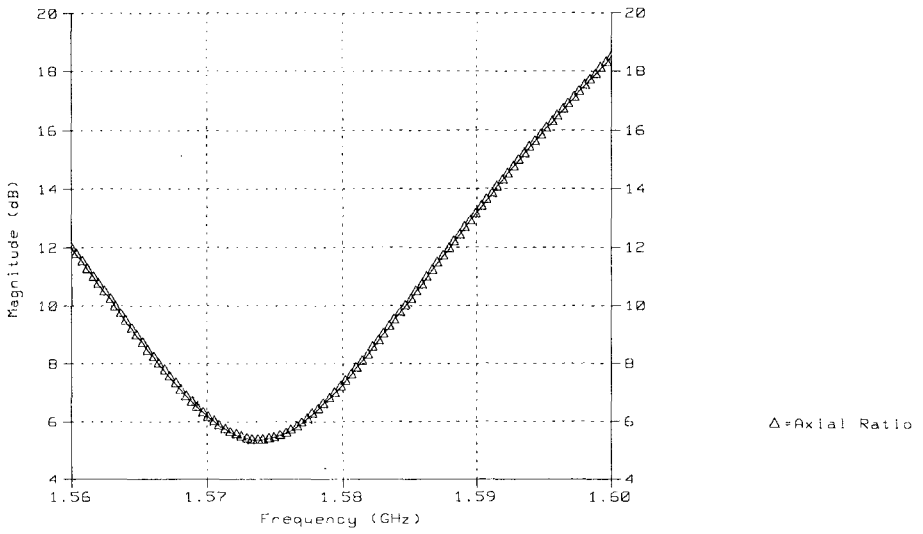
(a)



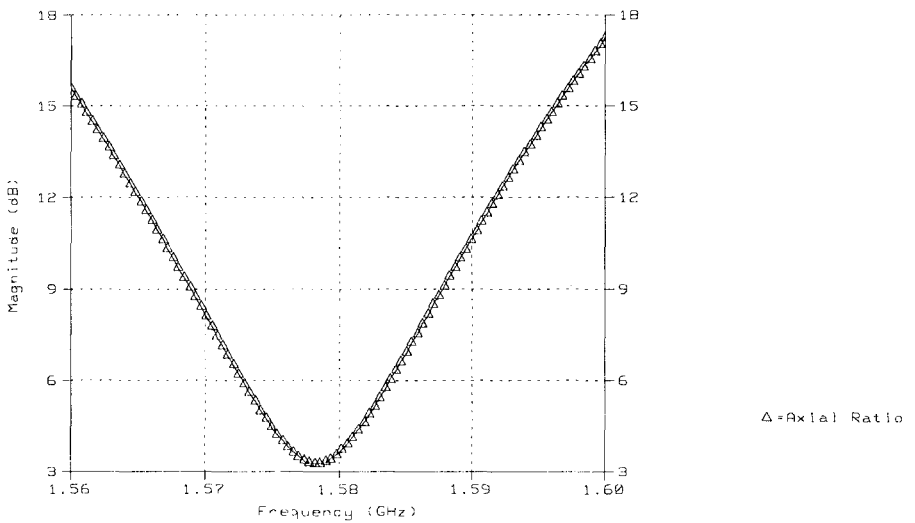
(b)

그림 7. Type B의 시뮬레이션한 이득

Type A, Type B의 시뮬레이션한 축비값을 그림 8에 나타내었다. Type A는 1.57542GHz에서 약 5.6dB의 값을, Type B는 3.85dB을 계산하였다.



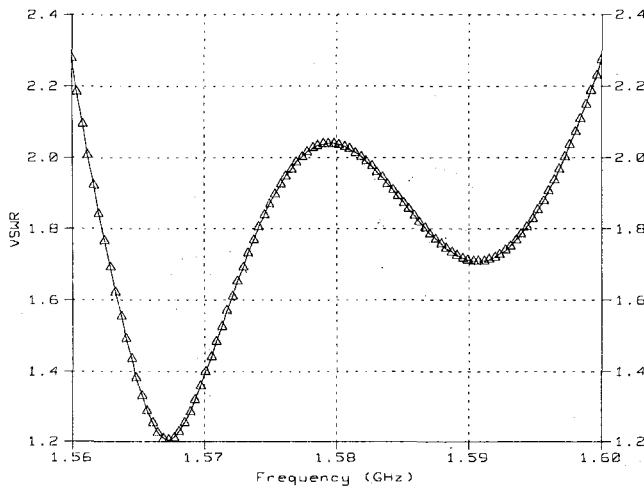
(a) Type A



(b) Type B

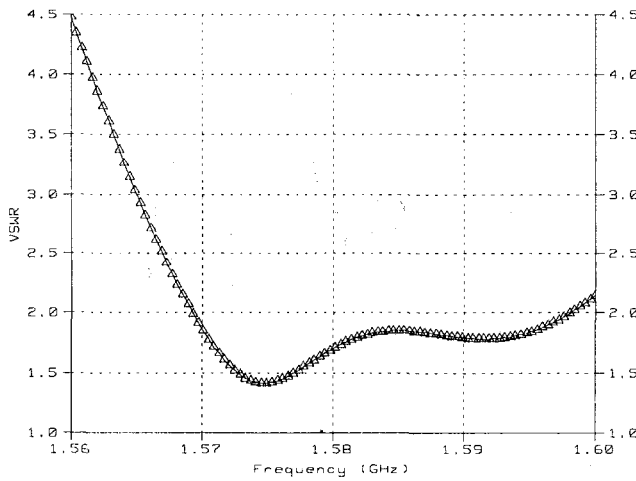
그림 8. 시뮬레이션한 축비값

그림 9는 시뮬레이션한 정재파비를 나타낸 것이다. Type A는 1.57542GHz에서 약 1.86 정도가 Type B는 1.4정도로 계산되었다. 계산된 임피던스를 그림 10에 나타내었다.



$\Delta-S(1,1)$

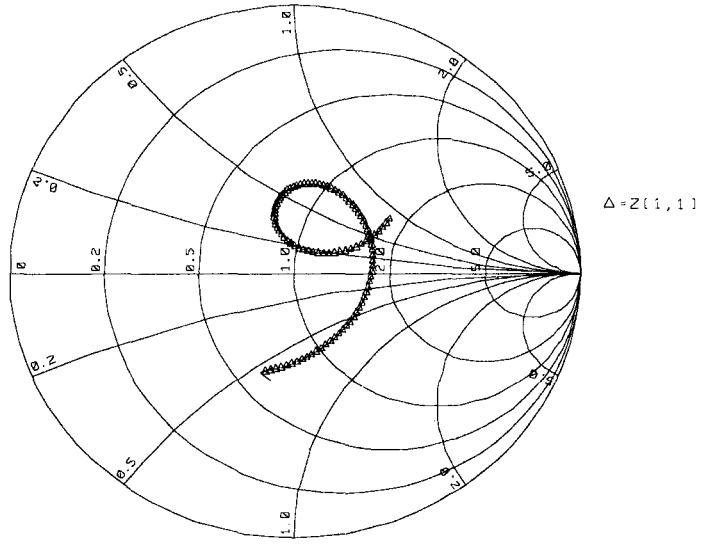
(a) Type A



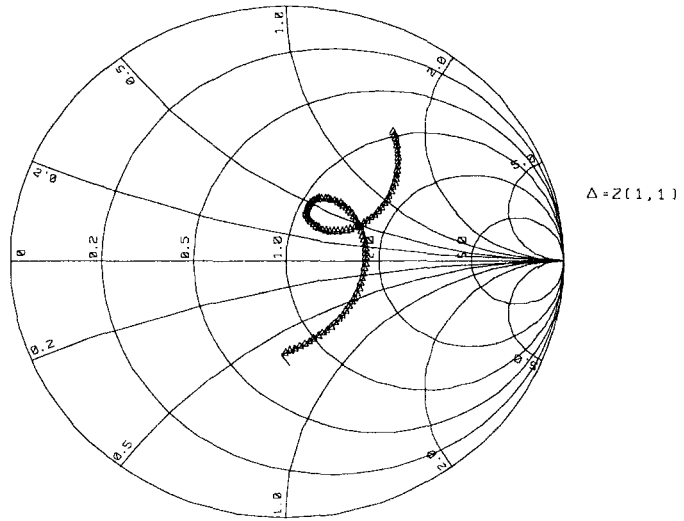
$\Delta-S(1,1)$

(b) Type B

그림 9. 시뮬레이션한 정재파비



(a) Type A



(b) Type B

그림 10. 계산된 임피던스

III. 안테나 제작 및 측정

III-1. 안테나 제작

① Ensemble4.1을 사용하여 dxf파일로 설계하고, 1:1의 비율로 스케일하여 안테나 크기에 맞는 인쇄용 스크린을 제작한다. ② 세라믹 성형체에 드릴을 이용하여, 급전점의 구멍(Hole)을 낸다. ③ 건조된 세라믹 기판위에 인쇄용 스크린을 밀착시킨다. ④ 은(Silver)을 스크린판에 놓고, 접지면과 패치면을 인쇄한다. ⑤ 다시 건조시킨 후 구멍(Hole)에 핀을 넣고, 납땀한다.

이상의 과정을 통하여 제작된 마이크로스트립 패치 안테나는 그림 11과 같다.

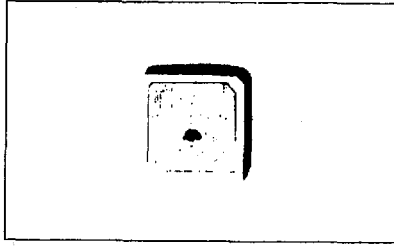


그림 11. 제작된 마이크로스트립 패치 안테나

III-2. 안테나 측정

안테나의 반사손실(Return Loss)과 입력정재파비(VSWR)를 측정하기 위해서 HP 8752C Network Analyzer를 사용하였다.그림 12는 제작된 안테나의 반사손실을 측정하여 나타낸 것이다. 반사손실 -10dB 이하로 대역을 정할 경우, 대역폭은 43MHz 로 대역폭 측정되었다. 이것은 GPS 위성수신용 안테나 규격에 만족하는 값이다.

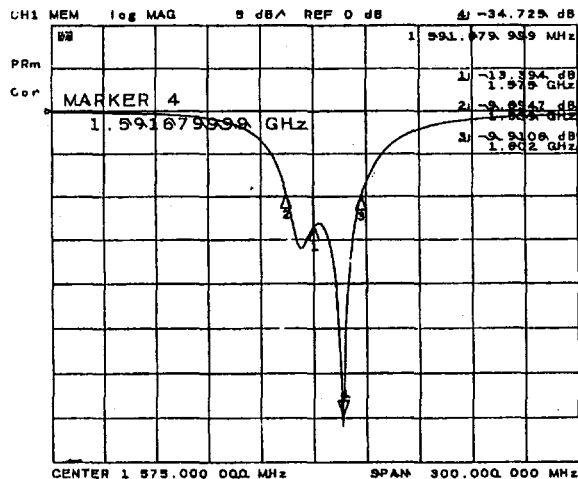


그림 12. 측정된 반사손실

그림 13은 제작된 안테나의 입력정재파비(VSWR)를 측정하여 나타낸 것이다. 원하는 대역에서 약 2이하의 정재파비를 얻었으며, 1.57542GHz에서 1.5445로 측정되었다. 이값은 GPS 위성수신용 안테나 규격에 만족하는 값이다.

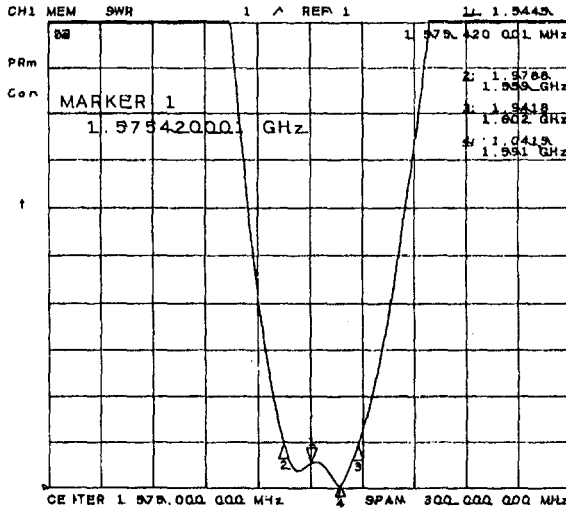


그림 13. 측정된 입력정재파비

그림 14는 안테나의 측정된 임피던스의 값을 Smith Chart상에 나타낸 그림이다. 임피던스 값이 50Ω 부근에 분포하였다. 그림 15는 안테나의 축비(Axial Ratio)를 측정한 값이다. 그림 16는 안테나의 지향성을 측정한 결과이며, 중심주파수 1.57542GHz에서 측정된 2차원 복사패턴이다. 그림 17은 3차원 복사패턴이다.

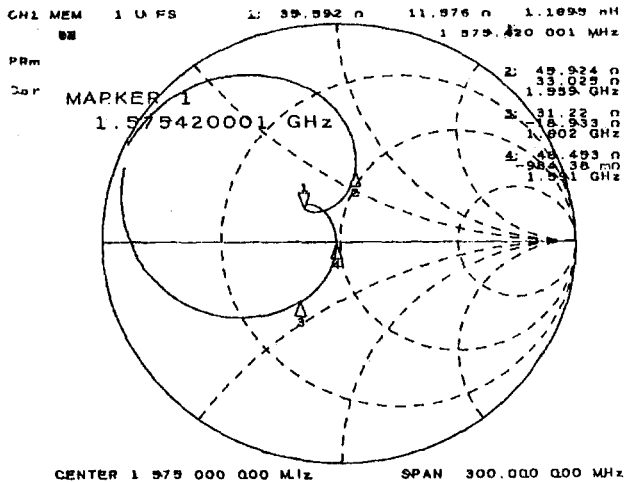


그림 14. 측정된 임피던스값

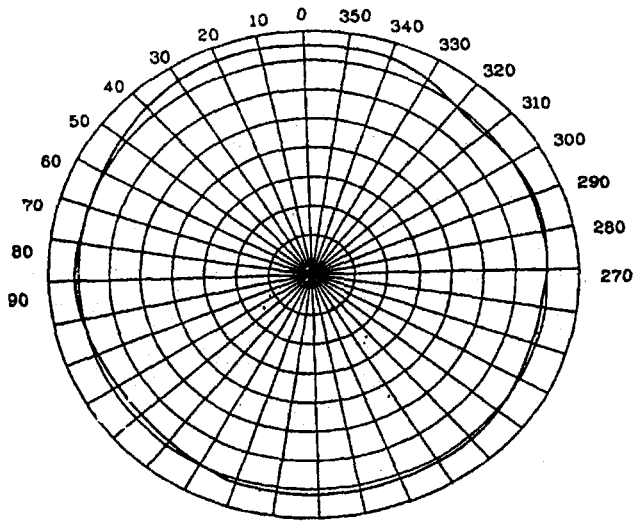


그림 15. 측정된 측비

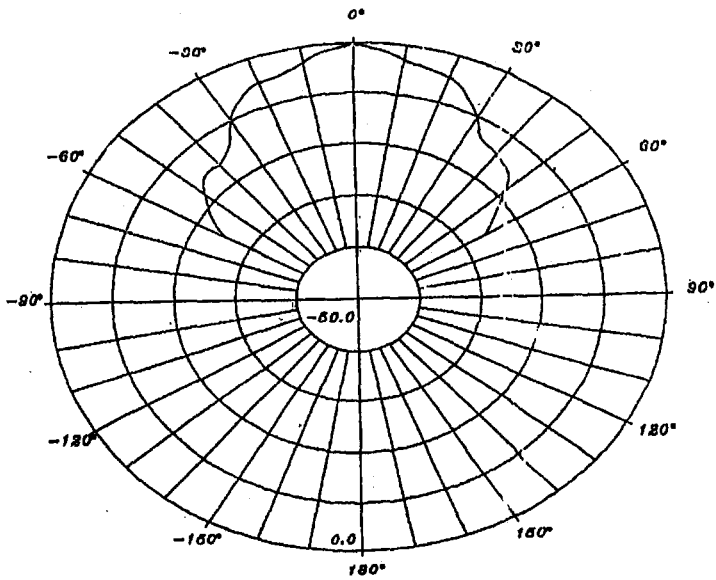


그림 16. 측정된 2차원 복사패턴

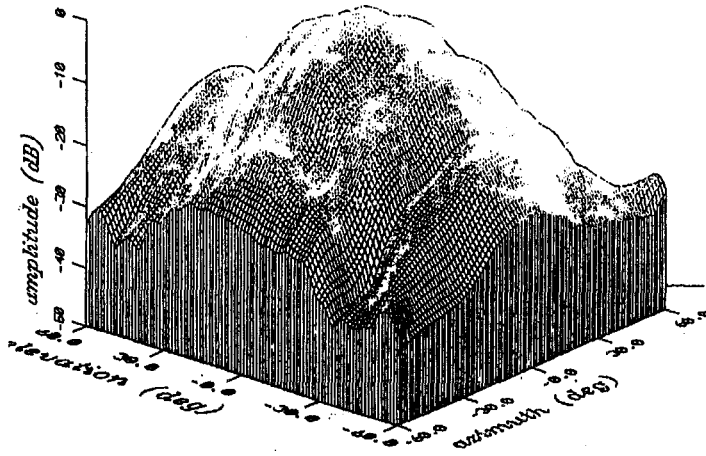


그림 17. 측정된 3차원 복사패턴

III-3. 측정 결과에 대한 고찰

GPS 위성의 L1대역 주파수를 수신하기 위해서 우선회 원형편파를 발생하는 패치 안테나를 제작하여 측정한 결과, 중심주파수 1.57542GHz보다 약간 높은 주파수인 1.591GHz에서 공진이 일어났다. 이것은 설계시 축비를 좋게 하기 위해 급전점에서 바라보았을 때, 왼쪽 윗모서리를 자른 양만큼 패치의 크기가 감소하여 공진주파수가 약간 상승한 것으로 판단되었다. 그림 12와 그림 13에서와 같이 제작된 안테나는 원하는 대역폭에서의 반사손실과 입력정재파비의 특성은 GPS 위성수신용 안테나 규격에 만족하였다. 반사손실 -10dB인 점을 대역폭으로 정하였을 경우, 43MHz로 비교적 넓은 대역폭을 얻었다. 또한, Rockwell사의 GPS수신기에 연결한 결과, GPS 위성신호를 수신하여 위도, 경도, 시간정보를 얻을 수 있었다.

IV. 결 론

본 논문은 1" × 1" 에 가까운 소형화된 GPS 위성수신용 마이크로스트립 패치 안테나를 설계 제작하였다. 차량과 같은 이동체에 사용하기 편리한 작은 크기의 안테나 구현을 위해 비유전율이 21에 가까운 고유전율 유전체 세라믹기판을 사용하였다. 또한, GPS 위성수신용 안테나 편파특성에 맞는 우선회 원형편파방식을 구현하기 위해 정방향의 패치에 모서리를 자른 패치면을 설계하였고, 패치면의 임피던스를 분석하여 50Ω 지점에서 급전점을 설정하였다. 안테나를 제작하여 측정한 결과, 중심주파수 1.57542GHz보다 약간 높은 주파수인 1.591GHz에서 공진이 일어났지만, 원하는 대역폭에서의 반사손실과 입력정재파비의 특성은 GPS 위성수신용 안테나 규격에 만족하였다. 또한, 반사손실은 -13.394dB으로 측정되었다.

[참 고 문 헌]

- [1] Kai P. Yiu, Richard Crawford, Ralph Eschenbach, "A Low-Cost GPS Receiver for Land Navigation", Hewlett-Packard Laboratories, pp. 44-60, May 1982.
- [2] Elliott D. Kaplan, "Understanding GPS Principles and Applications", Artech House Publishers, pp.68-71, 1996.
- [3] Robert A. Sainati, "CAD of Microstrip Antennas for Wireless Applications", Artech House Publishers, pp.113-136, 1996.
- [4] Richards, W.F., Y.T.Lo, and D. Harrison, "An Improved Theory for Microstrip Antennas and Applications", IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. 29, No. 1, Jan. pp.38-46, 1981.
- [5] Sharma, P.C., and K.C.Gupta, "Analysis and Optimized Design of Single Feed Circularly Polarized Microstrip Antennas", IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. 31, No. 6, Nov., pp, 949-955, 1983.