

소형화를 위한 3차원 구조 마이크로스트립 패치 안테나

3-Dimensional Microstrip Patch Antenna for Miniaturization

송 무 하 · 우 종 명

Moo-Ha Song · Jong-Myung Woo

요 약

본 논문에서는 설계 주파수 1.575 GHz에 대해, 패치안테나의 공진길이를 줄이기 위해, 패치의 양단 방사 에지를 음각부로 구성된 에지음각부 선형편파 마이크로스트립 패치 안테나를 제안하였다. 그 결과, 패치의 공진 길이는 평면형의 80 mm에 비해 45 mm로 43.8 %의 단축율을 보였다. 이득은 4.4 dBd, -3 dB 빔폭은 각각 E-면, H-면에서 112°, 66°를 나타내었다. 또한 패치의 전체 면적을 줄이기 위해, 패치 방사 개구상의 네 모서리가 모두 음각으로 구성된 마이크로스트립 패치 안테나를 동일한 설계주파수의 선형편파 및 원형편파에 대해 설계, 제작하였다. 먼저 선형편파의 경우, 패치의 $W(\text{폭})/L(\text{길이})$ 비율이 1.2인 경우에 대해, 패치의 면적은 53 mm×63.6 mm로서 평면형(80 mm×96 mm)과 비교시 56.1 %의 면적축소효과를 얻었다. 이득은 4.3 dBd로서 평면형에 비해 3.7 dB 저하되었고, -3 dB 빔폭은 E-면, H-면에서 각각 120°, 78°를 나타내어 각각 62° 및 10° 증가하였다. 원형편파의 경우, 패치의 면적은 (54.2 mm×61.5 mm)로서 평면형(76 mm×83 mm)에 비해 47.2 %의 패치면적 축소 효과를 얻었다. -3 dB 빔폭은 z-x 평면상의 수평편파 및 z-y 평면상의 수직편파 방사패턴에서 각각 108° 및 93°로서, 평면형과 비교시 각각 52° 및 27° 증가되었다. 최대이득은 z-x 평면상의 수평편파 패턴에서 2.5 dBd로 평면형에 비해 1.7 dB 저하되었다. 축비는 설계주파수 1.575 GHz에서 1.5 dB를 얻었으며, 2 dB 이하 축비 대역폭은 20 MHz (1.3 %)를 얻었다.

Abstract

In this paper, to reduce the resonant length of patch, microstrip patch antenna of linear polarization which is suppressed at two radiation edges is designed and fabricated at the frequency of 1.575 GHz. The result is like that the resonant length of patch is 45 mm and the length reduction effect is 43.8 % when it is compared with that(80 mm) of plane type. The gain is 4.4 dBd and -3 dB beamwidths are 112° and 66° in the E-plane and H-plane, respectively. Also, to reduce the size of patch, microstrip patch antennas those are suppressed at four radiating corners are designed and fabricated at the same frequency in the linear and circular polarization, respectively. For linear polarization, at the 1.2 of width/length(W/L) ratio, the patch area is 53 mm×63.6 mm and the size reduction effect is 56.1 % when compared with that(80 mm×96 mm) of plane type. The gain is 4.3 dBd and the -3 dB beamwidths are 120° and 78° in the E-plane and H-plane, respectively. For circular polarization, the patch size(54.2 mm×61.5 mm) is reduced by 47.2 % than that(76 mm×83 mm) of plane type. -3 dB beamwidth of horizontal polarization in the z-x plane and vertical polarization in the y-z plane are 108° and 93°, respectively and this means the increasement in both planes by 52° and 27° than those of plane type. The maximum gain is 2.5 dBd in the horizontal polarization in the z-x plane. Axial ratio is 1.5 dB at 1.575 GHz and the 2 dB axial ratio bandwidth(ARBW) is 20 MHz(1.3 %).

Key words : Edge Depression, Corner Depression, Microstrip Patch Antenna

충남대학교 전파공학과(Dept. of Radio Science and Engineering, Chungnam National University)

· 논문 번호 : 20020916-113

· 수정완료일자 : 2002년 11월 12일

I. 서 론

최근 주목받는 GPS($f:1.575$ GHz) 시스템은, 위성과의 통신에 있어 편파 정렬(alignment)의 용이함을 위해 원형편파를 사용하며, 상대적으로 좁은 대역만이 요구되고 이동체에 탑재되는 특성을 갖는다. 이러한 이동 단말기 또는 차량내의 GPS 안테나의 경우, 무엇보다도 경량, 박형, 소형화가 요구된다.

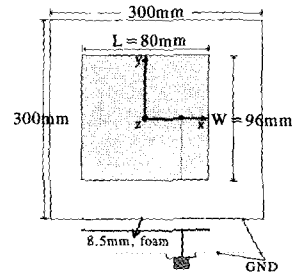
따라서 이러한 시스템에 있어서 GPS 안테나로서는 마이크로스트립 패치 안테나^{[1][2]}가 적합하다고 할 수 있다. 패치 안테나의 크기를 줄이기 위해서는 일반적으로 세라믹과 같은 높은 비유전율의 유전체가 사용되고 있으며, 패치의 크기를 줄이는 방법으로는, 주로 패치 평면상에 슬릿 또는 슬롯을 형성하여 해당 공진모드의 전류 경로 길이를 인위적으로 길게 만드는 방법과, 단락핀등을 이용하는 로딩(loading) 방법 등이 소개되었다^[3].

본 논문에서는 마이크로스트립 패치 안테나의 패치 면적을 축소시키고자, 일반적인 평면형 패치를 삼차원 구조로 변형^{[4]-[7]}, 상대적으로 전계의 세기가 강한 방사 개구상에 내향변형(inward perturbation)을 줌으로써 패치의 공진길이 및 크기를 줄이는 섭동법(perturbational method)^[8]을 이용하였다.

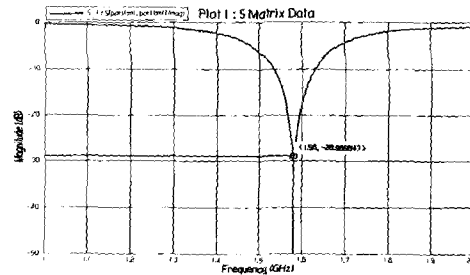
II. 본 론

2-1 평면형 마이크로스트립 패치 안테나

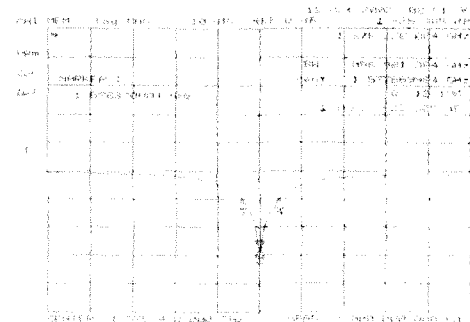
본 논문에서 제시하고자 하는 3차원 구조 패치 안테나의 패치 면적 축소 효과를 확인하고자, 먼저 일반적인 평면형 선형편파 마이크로스트립 패치 안테나를 GPS 주파수인 1.575 GHz에서 제작하였다. 그림 1.1에 제작된 일반적인 평면형 마이크로스트립 패치 안테나의 구조 및 반사손실 특성을 나타내었다. 제작의 경우, 유전체로는 foam을 사용하였고, foam의 비유전율(ϵ_r)은 실측과 시뮬레이션간의 공진주파수 비교를 통해 산출한 1.06을 사용하였다. 높이 8.5 mm의 경우, 패치 면적은 폭/길이 비율이 1.2일 때 80 mm×96 mm를 얻었으며, -10 dB 반사손실 대역폭은 87 MHz(5.5%)을 나타내었다. 설계오차는 실측치가 공진주파수에서는 5 MHz의 하향편차를, 그리고 -10 dB 대역폭은 13 MHz(0.9



(a) 구조
(a) Structure



(b) HFSS 8.0(100 MHz, 6.4 %)



(c) 실측 반사손실(87 MHz, 5.5 %)
(c) Measured return loss(87 MHz, 5.5 %)

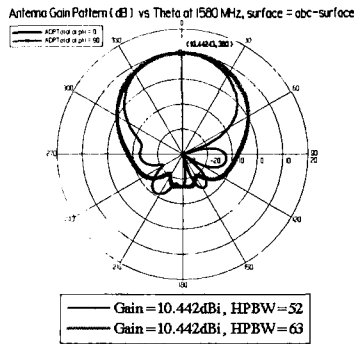
그림 1.1. 8.5 mm 높이 평면형 선형편파 마이크로스트립 패치 안테나의 구조 및 반사손실
Fig. 1.1. Structure and return loss characteristics of linearly polarized plane type MPA in height of 8.5 mm.

%) 협소한 결과를 얻었다.

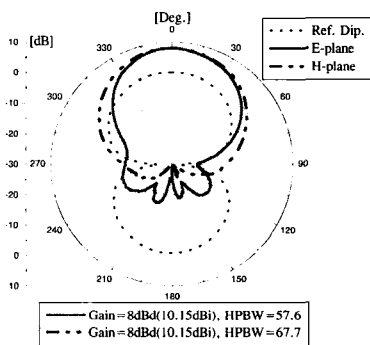
그림 1.1에서, -10 dB 대역폭에 있어 실측치와 시뮬레이션간의 오차는, 시뮬레이션의 경우, 사용한 foam의 손실항(loss term)을 고려하지 않은데 그 원인이 있다. 그림 1.2는 그림 1.1(a) 구조의 E-면 및 H-면 방사패턴을 나타낸다.

그림 1.2의 경우, 이득은 8 dBd(10.15 dBi), 3 dB 범폭은 E-면, H-면에서 각각 57.6° 및 67.7°로서 전

소형화를 위한 3차원 구조 마이크로스트립 패치 안테나



(a) 시뮬레이션 패턴(HFSS 8.0)
(a) Simulation patterns(HFSS 8.0)



(b) 실측 방사패턴
(b) Measured radiation patterns

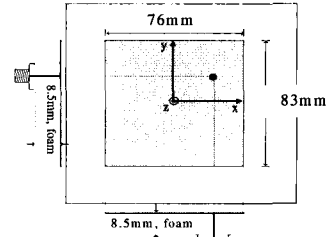
그림 1.2. 8.5 mm 높이 평면형 선형편파 마이크로스트립 패치 안테나의 방사패턴
Fig. 1.2. Radiation patterns of linearly polarized plane type MPA in height of 8.5 mm.

형적인 패치 안테나의 특성을 보였으며, 설계오차는 이득이 0.3 dB를, 3 dB 빔폭은 E-면, H-면 모두에서 5° 내외의 근접한 결과를 얻었다.

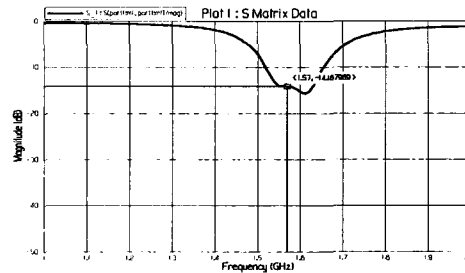
다음으로 동일한 8.5 mm 높이의 평면형 원형편파 마이크로스트립 패치 안테나를 설계, 제작하였다. 그림 1.3은 설계주파수 1.575 GHz에서 임피던스 정합된 8.5 mm 높이 평면형 원형편파 마이크로스트립 패치 안테나의 구조 및 반사손실을 나타낸다.

그림 1.3(a) 구조의 경우, 패치 면적은 76 mm × 83 mm를 얻었으며, 설계주파수에서의 반사손실은 -10 dB를 얻었다. 그림 1.4에 그림 1.3(a) 구조의 방사패턴 및 축비특성을 나타내었다.

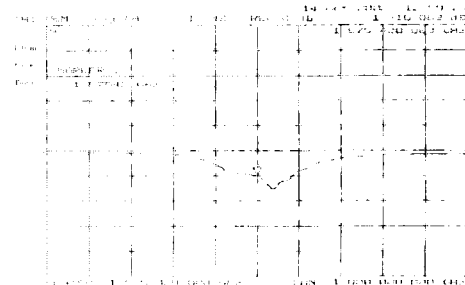
1절에서는 높이 8.5 mm인 foam을 사용하여 제작된, 비교 기준이 되는 평면형 마이크로스트립 패치 안테나의 제특성 및 방사패턴 특성을 선형편파 및



(a) 구조
(a) Structure

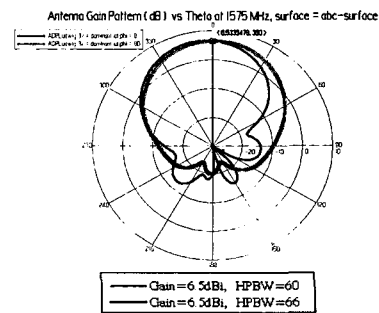


(b) HFSS 8.0(-14.3 dB)

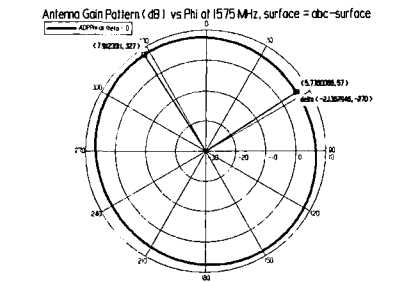


(c) 실측 반사손실(-10 dB)
(c) Measured return loss(-10 dB)

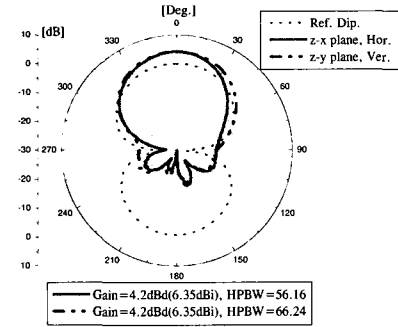
그림 1.3. 8.5 mm 높이 평면형 원형편파 마이크로스트립 패치 안테나의 구조 및 반사손실
Fig. 1.3. Structure and return loss characteristics of circularly polarized plane type MPA in height of 8.5 mm.



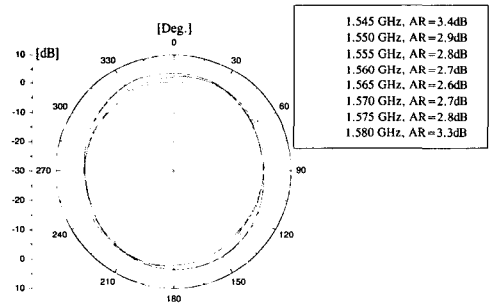
(a) 시뮬레이션 패턴
(a) Simulation patterns



(b) 시뮬레이션 축비패턴(2.2 dB)
(b) Simulated Axial ratio pattern(2.2 dB)



(c) 실측 방사패턴
(b) Measured radiation patterns



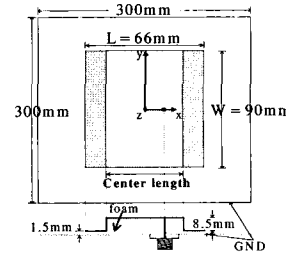
(d) 3 dB 이내 축비대역폭에서의 실측 축비패턴
(d) Measured Axial ratio patterns of those of within 3 dB axial ratio bandwidth

그림 1.4. 8.5 mm 높이 평면형 원형편파 마이크로 스트립 패치 안테나의 방사패턴
Fig. 1.4. Radiation patterns of circularly polarized plane type MPA in height of 8.5 mm.

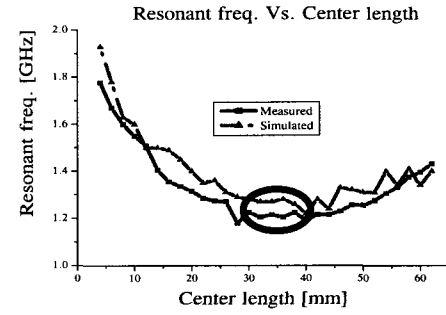
원형편파에 대해 각각 알아보았다.

2-2 3차원 구조 마이크로스트립 패치 안테나

2절에서는 3차원 구조 패치가 평면형 패치에 비해 공진길이의 단축효과를 갖는지 여부를 확인하고자, 동일한 설계주파수의 선형편파에 대해 공진길이



(a) 구조
(a) Structure



(b) 중심 양각폭 변화에 따른 공진주파수 변화 추이
(b) Trend of resonant frequency v.s center length

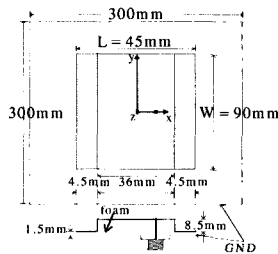
그림 2.1. 에지 음각부 마이크로스트립 패치 안테나의 구조 및 공진 주파수 특성
Fig. 2.1. Structure of edge dpressed microstrip patch antenna and resonant frequency characteristics.

를 따라 존재하는, 상대적으로 전계의 세기가 균일하며 강한 방사개구 부근의 높이를 낮춘, 다시 말해 내향변형을 가해준 에지음각부 마이크로스트립 패치 안테나를 제작하였다. 그림 2.1은 패치에 해당하는 도체면의 실장길이가 80 mm, 유전체에 실장된 패치면의 가시길이가 66 mm로 고정된 경우에 대해, 패치 안테나의 공진길이를 따라 존재하는 방사개구의 양단을 대칭적으로 1.5 mm 높이의 음각부로 처리하였을 때, 그림 1.1(a) 평면형 구조의 높이와 동일한, 8.5 mm 높이인 패치 중앙의 양각부의 폭변화에 따른 해당 패치 안테나의 구조 및 공진주파수 변화추이를 나타낸다.

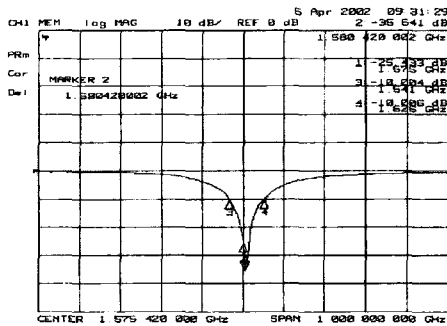
그림 2.1(b)가 나타내듯이, 공진 주파수는 중심부 양각폭이 30~42 mm 사이에서 약 1.2 GHz로 가장 낮은 결과를 얻었다. 따라서, 평균값인 36 mm인 경우를 중심부 양각폭으로 선택하여, 이로부터 설계주파수인 1.575 GHz로 임피던스 정합을 하였다. 그림

2.2에 주파수 1.575 GHz에서 임피던스 정합된 선형 편파 마이크로스트립 패치 안테나의 구조 및 반사 손실 특성을 나타내었다. 이 때 패치의 가시적 공진 길이는 45 mm로서, 8.5 mm 높이 평면형에 비해 43.8 %의 공진길이 단축효과를 얻었으며, 대역폭은 거의 유사한 결과를 얻었다.

그림 2.2(a)의 구조가 동일높이의 평면형 구조에 비해 상대적으로 패치의 공진 길이가 크게 줄어든 이유는, 이미 잘 알려진 공진기 모델(Cavity model)을 이용한 패치 안테나의 해석에 있어, 상대적으로 전계의 세기가 큰 방사개구 부분에 내향변형을 주었을 때, 섭동법에 의해 공진기의 공진 주파수가 낮아지는 현상으로 사료된다. 그림 2.3(a)는 변형이전의 일반적인 도체 공진기 구조와 해당 구조 내부에서 정의되는 전·자계를, (b)는 변형된 도체 공진기 구조 및 해당 구조에서의 전·자계를 각각 나타내며, (c)는 이들간의 구조 변형 차이에 의한 체적 Δ

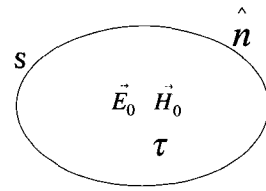


(a) 구조
(a) Structure

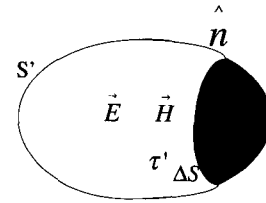


(b) 실측반사손실(85 MHz, 5.4 %)
(b) Measured Return Loss

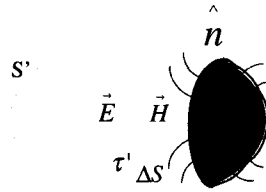
그림 2.2. 1.575 GHz에서 임피던스 정합된 에지 음각부 패치 안테나의 구조 및 반사손실 특성
Fig. 2.2. Return loss characteristics of edge depressed linearly polarized patch antenna at 1.575 GHz.



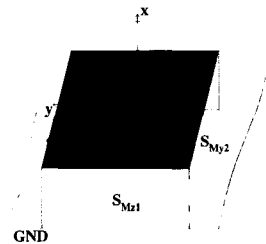
(a) 원형 도체 공진기
(a) Original metal cavity



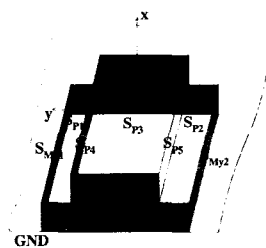
(b) 변형 도체 공진기
(b) Perturbed metal cavity



(c) $\Delta S=S'-S$ 경계면 및 해당 경계면에서의 전속방향
(c) Boundary and direction of electric field at $\Delta S=S'-S$



(d) 평면형 패치 안테나(원형 도체 공진기)
(d) Plane type MPA(original metal cavity)



(e) 에지 음각부 패치 안테나(변형공진기)
(e) Edge depressed MPA(perturbed metal cavity)

그림 2.3. 평면형 및 3차원 구조 마이크로스트립 패치 안테나
Fig. 2.3. Plane and 3-dimensionally structured MPA.

τ 및 이의 경계면 ΔS 를 나타낸다. 또한, (d)는 일반적인 평면형 패치 안테나의 구조를, (e)는 3차원 구조인 에지음각부 패치 안테나의 구조를 각각 나타낸다. 이 경우, (d)의 평면형 패치 안테나는 (a)의 원형 도체 공진기와, 그리고 (e)의 에지 음각부 패치 안테나는 (b)의 변형 도체 공진기에 각각 대응된다.

이 경우, 그림 2.3(a) 및 (b)에 대해, 맥스웰(Maxwell) 방정식 및 벡터 항등식, 그리고 발산정리에 의해 식 (1)이 유도된다.

$$\int \int_S (\nabla \times (\vec{H} \times \vec{E}_0^*) + \nabla \times (\vec{H}_0^* \times \vec{E})) dS = j(\omega - \omega_0) \int \int_V (\epsilon \vec{E} \cdot \vec{E}_0^* + \mu \vec{H} \cdot \vec{H}_0^*) d\tau \quad (1)$$

식 (1)에서, 변형된 공진기의 도체벽상에서 변형 공진기의 내부 전계 \vec{E} 에 대해 $\hat{n} \times \vec{E} = 0$ 이 되므로, 식 (1)의 좌변이 단순화되고 결과적으로,

$$\int \int_S (\nabla \times (\vec{H} \times \vec{E}_0^*) \cdot d\vec{S} = j(\omega - \omega_0) \int \int_V (\epsilon \vec{E} \cdot \vec{E}_0^* + \mu \vec{H} \cdot \vec{H}_0^*) d\tau \quad (2)$$

가 얻어진다. 또한, 변형 도체 공진기는 원형 도체 공진기의 전체에 대해, 오직 일부분만이 변형되었으므로, 원형 도체 공진기와 변형 도체 공진기가 중첩되는 도체벽상에서는 원형 공진기내의 전계 \vec{E}_0 의 접선성분에 대해 $\hat{n} \times \vec{E}_0$ 인 조건이 다시 적용된다. 즉,

$$\int \int_{S-\Delta S} \vec{H} \times \vec{E}_0^* \cdot d\vec{S} = 0 \quad (3)$$

이 되므로, 결과적으로 식 (2)의 좌변은, 그림 2(c)의 회색 체적 $\Delta \tau$ 의 경계면인 $\Delta S = S' - S$ 에 대해, 아래의 식과 동일한 결과를 갖는다.

$$\int \int_S \vec{H} \times \vec{E}_0^* \cdot d\vec{S} = \int \int_{S'-S} \vec{H} \times \vec{E}_0^* \cdot d\vec{S} = - \int \int_{\Delta S} \vec{H} \times \vec{E}_0^* \cdot d\vec{S} \quad (4)$$

식 (4)의 마지막항의 부호가 바뀌는 이유는, 폐곡면에 대해 +로 정의되었던 외향벡터 \hat{n} 의 방향이, 체적 $\Delta \tau$ 를 한정하는 폐곡면 ΔS 에 대해 그림 4(c)와 같이 내향으로 정의되기 때문이다. 결과적으로 일반적인 도체 공진기 구조에 대해, 공진기의 변형에 의해 발생하는 공진 주파수의 변화는,

$$\omega - \omega_0 = \frac{j \int \int_{\Delta S} \vec{H} \times \vec{E}_0^* \cdot d\vec{S}}{\int \int \int_V (\epsilon \vec{E} \cdot \vec{E}_0^* + \mu \vec{H} \cdot \vec{H}_0^*) d\tau} \quad (5)$$

와 같이 되고, 이는 다시 에너지 보존법칙 및 변형 도체 공진기의 전·자계 \vec{E} 및 \vec{H} 를 각각 원형 도체 공진기의 \vec{E}_0 및 \vec{H}_0 로 근사함으로써, 결과적으로 식 (6)을 얻을 수 있다.

$$\frac{\omega - \omega_0}{\omega} \approx \frac{\int \int \int_{\Delta \tau} (\mu \vec{H}_0^2 - \epsilon \vec{E}_0^2) d\tau}{\int \int \int_V (\mu \vec{H}_0^2 + \epsilon \vec{E}_0^2) d\tau} \quad (6)$$

식 (6)에서, 분모항은 원형 도체 공진기의 체적 τ 를, 분자항은 변형된 도체 공진에서의 해당 변형체적 $\Delta \tau$ 를 적분 구간으로 갖게 되며, 결과적으로 고정된 체적인 원형 도체 공진기에 대해, 목적하는 공진주파수 저하효과를 얻기 위해서는 상대적으로 전계의 세기가 강한 부분에 내향변형을 가해주거나, 또는 자계의 세기가 강한 부분에 외향변형(outward perturbation)을 가해주어야 한다는 결론을 도출할 수 있다. 그림 2.3(d)의 평면형 패치 안테나 및 (e)의 에지 음각부 구조는 도체 공진기와 경계조건이 달라지게 되며, 일반적으로 사용되는 공진기모델의 경우, 패치면의 네 변으로 정의되는 종단부를 자계벽(magnetic wall)으로, 패치면과 접지면을 각각 전계벽(electric wall)으로 간주한다. 이 경우, 자계벽에서는 자계의 접선성분이 0이 되고, 전계벽에서는 전계의 접선성분이 0이 된다. 그림 2.3(d)의 평면형 마이크로스트립 패치 안테나의 내부 전·자계는 그림 2.3(a)의 원형 도체 공진기의 내부 전·자계 \vec{E}_0 와 \vec{H}_0 에, 그리고 그림 2.3(e)의 에지 음각부 마이크로스트립 패치 안테나의 전·자계는 그림 2.3(b)의 변형 도체 공진기의 내부 전·자계 \vec{E} 와 \vec{H} 에 각각 해당한다. 먼저 식 (1)에 대해, 좌변의 두 번째항 $\vec{H}_0^* \times \vec{E}$ 는 변형 도체 공진기에서와 마찬가지로 에지음각부 마이크로스트립 패치 안테나에서도 동일하게 0이 된다. 이는 변형 전계 \vec{E} 의 접선성분이 패치면인 $S_{p1}, S_{p2}, S_{p3}, S_{p4}, S_{p5}$ 와 접지면인 GND에서 0이 되고, 또한 원형 자계 \vec{H}_0 가 정의되는 평면형 패치 안테나에서의 방사 및 비방사 개구면인 $S_{M1}, S_{M2}, S_{Mz1}, S_{Mz2}$ 가 에지음각부 패치 안테나의 방사개구 및 비방사 개구면인 $S_{M1'}, S_{M2'}, S_{Mz1'}, S_{Mz2}'$ 를

포함하고 있기 때문이다. 또한 식 (3)의 경우, 변형 자체 \vec{H} 는 오직 변형 공진기 내부에서만 정의되며, 변형 공진기의 체적은 다시 원형공진기의 일부에 해당하므로, 에지음각부 마이크로스트립 패치 안테나에서도 다시 적용된다. 결과적으로 그림 4(e)의 에지 음각부 마이크로스트립 패치 안테나에 대해, 일반 도체 공진기에서의 섭동법이 적용 가능함을 알 수 있다.

식 (6)은 원형 공진기와 변형 공진기간의 변형 차이가 상대적으로 미미한 경우에 대한 근사식이며, 실제로 어느 정도의 구조 변형에 대해 적용 가능인지에 대해선 정확한 이론이 밝혀진 바 없다. 따라서 HFSS 8.0을 이용한 시뮬레이션을 통해, 그림 2.2(a)의 설계주파수에서 정합된 구조에 대해, 해당 음각부 에지의 높이를 변수로 하여 이에 따른 공진주파수 변화추이를 살펴보았다. 그림 2.4는 음각부 에지의 높이에 따른 공진주파수 및 반사손실의 변화추이를 나타낸다.

그림 2.4에서, 공진주파수는 음각부의 높이가 높아짐에 따라 상승함으로써 섭동법이 적용됨을 확인할 수 있었으며, 상대적으로 반사손실의 경우, 음각부 높이 상승에 따른 전체 패치의 높이 증가 효과에 기인하여, 결과적으로 평면형 구조에서 높이가 높아질 경우, 급전 프루브의 길이증가에 의한 인덕턴스 성분의 증가로 정합특성이 저락되는 경향을 따르고 있음을 확인할 수 있다.

궁극적으로 원편파를 사용하는 GPS용 마이크로스트립 패치 안테나의 패치 면적, 즉, 전체 안테나의

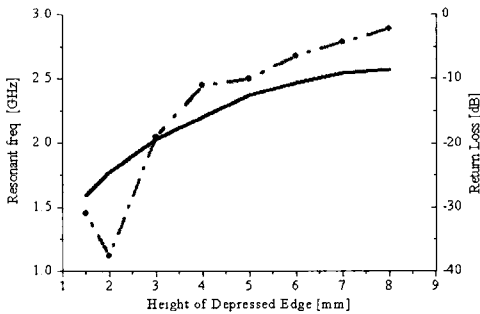
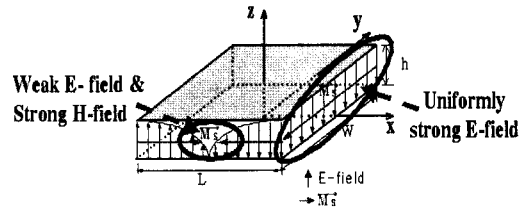


그림 2.4. 음각부 높이에 따른 공진주파수 및 반사손실 변화추이(HFSS 8.0)

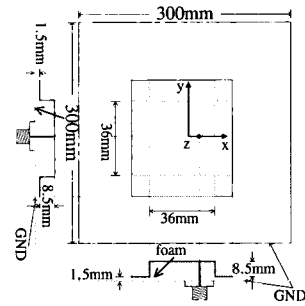
Fig. 2.4. Trend of resonant frequency and return loss v.s height of depressed edge(HFSS 8.0).

크기를 축소하기 위해서는, 전술한 선형편파 에지 음각부 구조를 변형할 필요가 있다. 그림 2.5는 일반적인 평면형 선형편파에서의 패치의 기본모드와 이에 따른 필드 분포, 그리고 그림 2.3(e)의 구조로부터 유도 가능한, 원편파 적용시의 3차원 구조 두 가지를 제시하였다.

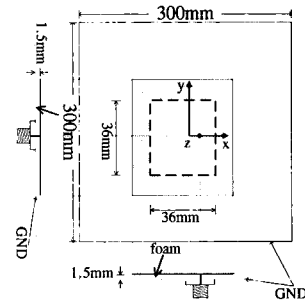
이 경우, 그림 2.5(a)의 필드분포로부터, 공진길이를 따라 존재하는 방사 개구면에서는 균일하면서도



(a) 평면형 패치 안테나의 기본모드에 따른 필드분포
(a) Field distribution of MPA in dominant mode



(b) Type I



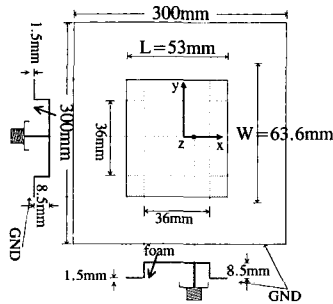
(c) Type II

그림 2.5. 평면형 선형편파 패치 안테나의 기본모드에서의 필드분포 및 제시된 두 가지 구조의 패치 안테나

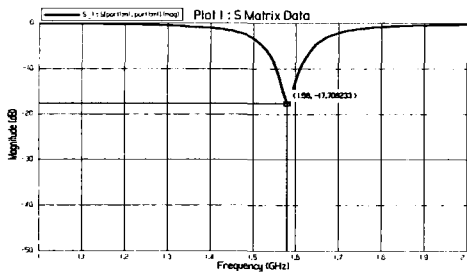
Fig. 2.5. Field distribution of dominant mode in linearly polarized plane type patch antenna and proposed two types of structure.

강한 전계가 존재하는데 비해, 상대적으로 패치의 폭을 따라 존재하는 비방사 개구면에서는 전계의 분포가 정현파 곡선을 가지므로, 결과적으로 해당 공진길이 방향의 중앙부에서는 전계의 세기가 약해지고 자계의 세기가 강함을 알 수 있다. 따라서, 본문에서는 단일급전을 이용, 패치의 장·단변을 모두 설계주파수 f_0 에 비해 각각 조금 낮고, 조금 높은 f_l 및 f_h 의 공진길이를 사용하고, 두 주파수간의 위상차를 통해 원편파를 여기시키는 방법을 채택하였으며, 이 경우, 그림 2.5(c)의 Type II에 비해 (b)의 Type I이 패치 면적 축소효과에 있어 보다 유리함을 예측할 수 있다. 그림 2.6은 그림 2.2(a)의 선형편파 에지음각부 구조의 양각폭인 36 mm를 유지하며, 설계주파수 1.575 GHz에서 임피던스 정합된 코너 음각부 선형편파 마이크로스트립 패치 안테나의 구조 및 반사손실을 나타낸다.

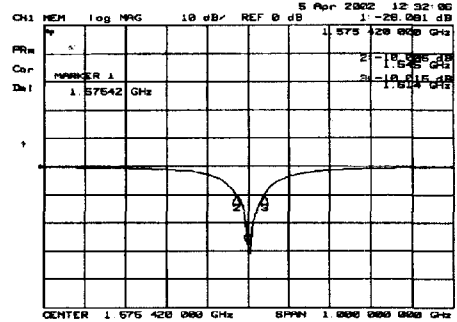
목적하는 패치의 면적축소에 있어, 코너 음각부 구조의 경우 53 mm×63.6 mm로 동일한 폭/길이 비율(1.2)을 갖는 8.5 mm 평면형의 80 mm×96 mm에 비해 56.1 %의 면적 축소효과를 얻었다. 설계오차는 공진주파수의 경우, 실측치가 시뮬레이션에 비해 5 MHz 하향편차를 보였으며, -10 dB 반사손실 대



(a) 구조
(a) Structure



(b) HFSS 8.0(69 MHz, 4.4 %)



(c) 실측치(58 MHz, 3.7 %)

(c) Measured(58 MHz, 3.7 %)

그림 2.6. 1.575 GHz에서 임피던스 정합된 코너 음각부 선형편파 패치 안테나의 구조 및 반사손실

Fig. 2.6. Return loss characteristic of linearly polarized corner depressed patch antenna at 1.575 GHz.

역폭은 시뮬레이션이 11 MHz(0.7 %)보다 넓은 결과를 얻었다.

다음으로 해당 구조가 평면형의 일반적인 방사패턴을 유지하는 지 확인하였다. 그림 2.7은 그림 2.6 (a) 코너 음각부 마이크로스트립 패치 안테나의 방사패턴을 나타낸다.

그림 2.7에서 이득은 8.5 mm 높이 평면형에 비해 3.7 dBd 저하되었고, 이에 따라 3 dB 빔폭은 E-면 및 H-면에서 각각 62° 및 10° 증가하였다. 이러한 이득저하에 따른 빔폭의 증가는 안테나의 일반적인 특성이라 할 수 있으며, 상대적으로 동일한 폭/길이 비율의 평면형에 비해 E-면에서의 빔폭증가가 H-면에 비해 큰 이유는, 패치 중심의 양각부의 폭을 그림 2.2(a)의 선형편파 에지음각부 구조에서의 값을 그대로 적용함으로써, 결과적으로 해당구조에서의 최적화가 이루어지지 않은데 그 원인이 있는 것으로 사료된다.

마지막으로 위의 구조를 이용, 설계주파수 1.575 GHz에 대해 코너음각부 원형편파 마이크로스트립 패치 안테나를 설계, 제작하였다. 그림 2.8은 제작 안테나의 구조 및 반사손실을 나타낸다.

그림 2.8에서 설계오차의 경우, 시뮬레이션을 통한 최적화에서는 3 dB의 축비 및 축비대역폭을 얻었으며, 실제제작에 있어서는 튜닝을 통해 2 dB 이내

소형화를 위한 3차원 구조 마이크로스트립 패치 안테나

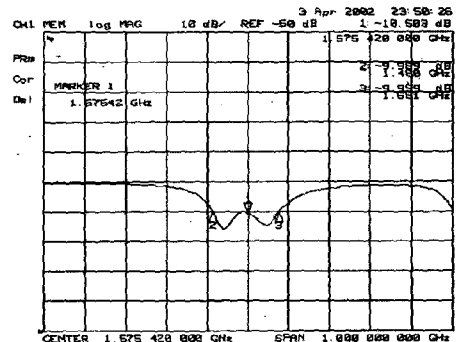
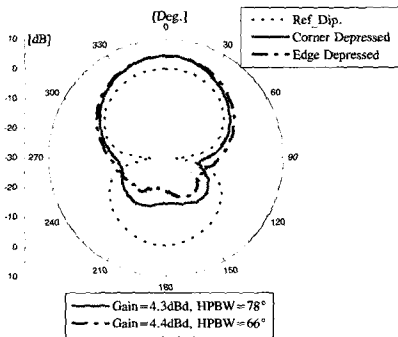
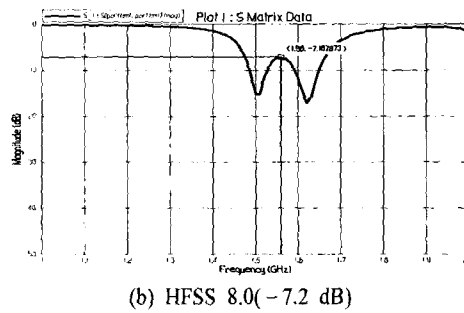
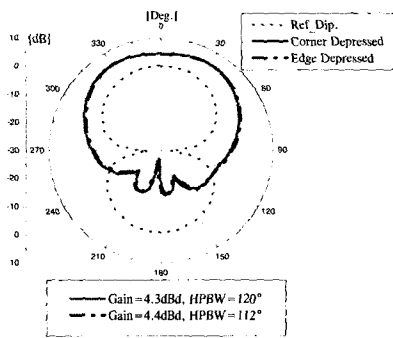
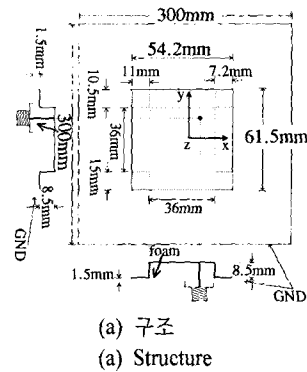
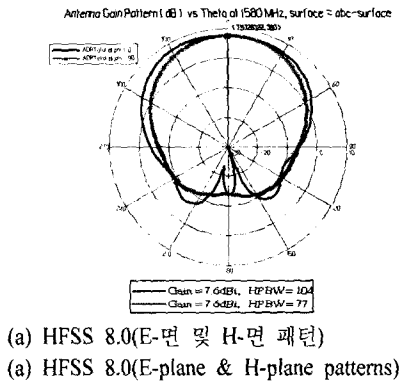


그림 2.7. 코너 음각부 선형편파 마이크로스트립 패치안테나의 방사패턴

Fig. 2.7. Radiation patterns of corner depressed linearly polarized MPA.

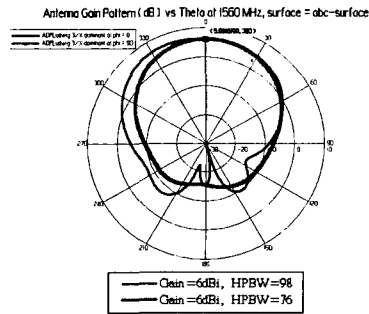
의 축비 및 축비대역폭을 얻었다. 결과적으로 목적하는 패치의 면적 축소효과에 있어서는 코너 음각부 구조가 54.2 mm×61.5 mm로서, 8.5 mm높이 평면형의 76 mm×83 mm에 비해 48 %의 패치 면적 축소효과를 얻었다. 해당 구조의 축비 및 방사패턴

그림 2.8. 1.575 GHz에서 임피던스 정합된 코너 음각부 원형편파 패치 안테나의 구조 및 반사손실

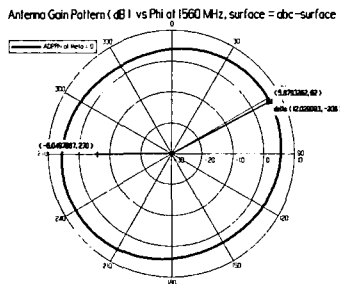
Fig. 2.8. Return loss characteristic of circularly polarized corner depressed patch antenna at 1.575 GHz.

특성을 그림 2.9에 나타내었다.

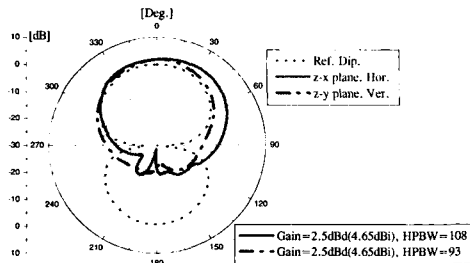
그림 2.9에서, 이득은 8.5 mm 높이 평면형에 비해 1.7 dB 저하되었고, 3 dB 빔폭은 z-x 면상의 수평편파 및 z-y 면상의 수직편파 방사패턴에서 각각 52° 및 27° 넓어진 결과를 얻었다. 전술한 바와 같이, 이러한 이득저하 및 넓어진 빔폭은 패치의 크기



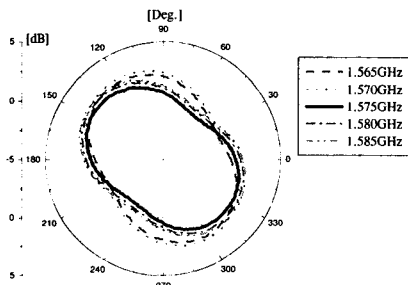
(a) HFSS 8.0(z-x면 및 z-y면 패턴)
(a) HFSS 8.0(z-x plane & z-y plane patterns)



(b) 시뮬레이션 축비패턴(3 dB)
(b) Simulated Axial ratio pattern(3 dB)



(c) 실측 방사패턴
(c) Measured radiation patterns



(d) 2 dB 이내 축비 대역폭에서의 실측 축비패턴
(d) Measured Axial ratio patterns of those of within 2 dB axial ratio bandwidth

그림 2.9. 코너 음각부 원형편파 마이크로스트립 패치 안테나의 방사패턴 및 축비
Fig. 2.9. Radiation and 2 dB axial ratio patterns of corner depressed MPA.

표 1. 주파수 1.575 GHz에서의 평면형 및 코너 음각부 원편파 마이크로스트립 패치 안테나의 특성

Table 1. Characteristics of Corner Depressed Circularly Polarized MPA at 1.575 GHz.

	평면형	코너음각부
패치 크기[mm ²]	76×83	54.2×61.5
안테나 이득[dBd]	4.2	2.5
x-z면상 수평편파의 -3 dB 빔폭 [Deg.]	56.2	108
y-z면상 수직편파의 -3 dB 빔폭 [Deg.]	66.2	93
-10 dB 대역폭[MHz]	85(5.4 %)	163(10.3 %)
축비[dB] / 2(or 3) dB ARBW[MHz]	3 / 25 (3 dB ARBW)	1.5 / 20 (2 dB ARBW)

※ ARBW : Axial Ratio Band Width

가 축소됨에 의한 것이며, 원형편파 구조의 경우, 중앙의 양각폭은 그림 2.2(a)에서음각부 선형편파의 36 mm를 그대로 유지하였으나, 결과적으로 네 모서리의 코너부분은 설계주파수에 대해 최적화가 이루어짐으로써, E-면에 해당하는 z-x면상의 수평편파 방사패턴과 z-y면상의 수직편파 방사패턴간의 3 dB 빔폭 오차가 그림 2.7의 선형편파 경우에 비해 상대적으로 감소하였음을 확인하였다. 패치의 소형화에 있어, 이득의 저하 및 빔폭의 증가는 불가피하게 수반되는 현상이며, 상대적으로 이득에 비해 빔폭이 중요시 되는 GPS 시스템에 있어서는 그다지 문제가 되지 않는다고 할 수 있다. 이상의 결과를 표 1에 요약, 정리하였다.

III. 결 론

본 논문에서는 최근 질적, 양적인 팽창을 거듭하는 GPS 시스템을 목표로, GPS 시스템에 적합한 마이크로스트립 패치 안테나를 소형화하기 위해 일반적인 평면형 구조에 변형을 가하여, 상대적으로 동일한 패치 면적에 대해 공진 주파수를 저하시킨, 다시 말해, 동일한 설계주파수에 대해 보다 소형화된 3차원 주름구조 마이크로스트립 패치 안테나를 설계, 제작하였다. 현재의 GPS 시스템 응용분야는 크게 휴대 단말기 및 차량 탑재용으로 구분되며, 이 경우, 높은 유전율의 세라믹을 사용한 마이크로스트립 패치 안테나를 GPS 시스템 모듈의 윗부분에 장

착하는 방식을 주로 사용한다. 이 때, 갈수록 빨라지는 시스템의 소형화 추세에 맞춰, 안테나의 소형화는 선결되어야 할 과제이다.

본 논문에서 제안한 3차원 주름구조 마이크로스트립 패치 안테나는 본질적으로 공진기 모델을 이용하였으며, 전계의 세기가 상대적으로 센 방사개구 부근에 내향 변형(inward perturbation)을 가해줌으로써, 동일한 패치의 가시면적에 대해 공진 주파수를 저하시키는 데 그 원리가 있다.

실험의 순서는, 먼저 일반적인 평면형 구조에서의 높이에 따른 안테나의 제특성을 조사하였고, 이후 평면형 구조의 높이와 동일한 조건을 갖는 3차원 주름구조를 제작하여, 이들의 특성을 서로 비교하였다.

먼저, 선형편파에 대해 3차원 주름구조가 갖는 패치의 공진 길이 단축효과를, 평면형 및 에지 음각부의 두 가지 구조를 실측 및 시뮬레이션을 통해 서로 비교, 검증하였으며, 다음으로, 사각 패치의 네 군데 방사개구에 각각 내향 변형을 가해준 코너 음각부 구조를 선형편파 및 원형편파에 대해 각각 적용, 이를 평면형 구조와 비교, 해당 구조의 패치 면적 축소효과를 입증하였다.

결과적으로, 코너 음각부 구조는 동일한 높이의 평면형 구조에 비해 현저한 면적축소 효과를 보였으며, 줄어든 패치 면적에 따라 이득은 저하되었고 3 dB 빔폭은 증가하는 결과를 얻었다. 그러나 GPS 시스템의 경우, 안테나의 이득에 비해 상대적으로 빔폭이 중요시된다는 점을 감안할 때, 본 논문에서 제안한 3차원 주름구조 마이크로스트립 패치 안테나가 궁극적인 목표인 패치의 크기축소에 있어 기존 구조에 비해 뚜렷한 장점을 갖는다고 할 수 있겠다.

송 무 하



2001년 2월: 충남대학교 전자공학과 (공학사)
 2001년 3월~현재: 충남대학교 전자공학과 (공학석사)
 [주 관심분야] 안테나 설계

참 고 문 헌

[1] Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*. Wiley, pp. 722-784, 1982.
 [2] Ramesh Garg, Prakash Bhartia, Inder Bahl and Apisak Ittipiboon, *Microstrip antenna design handbook*. Artech House, pp. 8-68, 2001.
 [3] Ramesh Garg, Prakash Bhartia, Inder Bahl and Apisak Ittipiboon, *Microstrip antenna design handbook*. Artech House, pp. 599-619, 2001.
 [4] 송무하, 문상만, 우종명, “소형화를 위한 주름형 선형편파 패치안테나”, 한국통신학회 하계종합 학술발표회, pp. 803-806, 23(1), 2001년 7월 6일.
 [5] 송무하, 우종명, 이호선, “소형화를 위한 격자 구조의 요철형 원편파 마이크로스트립 패치 안테나의 설계”, 한국전자과학회 추계 마이크로파 및 진파학술대회, pp. 351-354, 24(2), 2001년 9월 22일.
 [6] 류미라, 신현철, 우종명, “소형화를 위한 주름형 선형편파 원형 패치 마이크로스트립 안테나”, 한국전자과학회 추계 마이크로파 및 진파학술대회, pp. 367-370, 24(2), 2001년 9월 22일.
 [7] S. Lee, J. Woo, M. Ryu and H. Shin, "Corrugated circular microstrip patch antennas for miniaturization", *Electron. Lett.*, vol. 38, no. 6, pp. 262-263, Mar. 2002.
 [8] Roger F. Harrington, *Time-harmonic Electromagnetic Fields*, IEEE press, pp. 317-320, 2001.

우 종 명



1985년 2월: 건국대학교 전자공학과 (공학사)
 1990년 2월: 건국대학교 전자공학과 (공학석사)
 1993년 2월: Univ. of Nihon Antenna Master
 1996년 2월: Univ. of Nihon Antenna Ph.D.

1996년~현재: 충남대학교 전자공학과 부교수
 [주 관심분야] 안테나 설계