
FDTD법을 이용한 GPS용 마이크로스트립 패치 안테나의 원형편파 특성해석 및 설계

최희주*, 김민호**, 정주수***, 변전식****

Design and Analysis of Circular Polarization Characteristics of Microstrip Patch Antenna for GPS using FDTD Method

Hee-Joo Choi*, Min-Ho Kim**, Joo-Soo Jeong***, Kun-Sik Byon****

요 약

본 논문에서는 구형 패치를 이용하여 GPS용 마이크로스트립 안테나를 설계하였으며 안테나의 특성을 확인하기 위하여 시뮬레이션을 통해 단일 구형 마이크로스트립 패치 안테나의 폭과 급전선을 변화 시켰다. 그리고 축비를 이용하여 우선회 원형편파 특성을 확인하였고, 결과를 통해 유한차분 시간영역법은 마이크로스트립 안테나를 설계하기 위한 효과적인 방법임을 확인하였다. 시뮬레이션을 통한 GPS위성으로부터 수신된 주파수의 공진점을 확인하였고, 측정치와 비교적 잘 일치하였다.

Abstract

In this paper, a microstrip antenna is designed using a rectangular patch. To find characteristics of the antenna, computer simulations of the rectangular single microstrip patch antenna are performed with changing width and feed line. And we found characteristics of RHCP using axial ratio. Through the results, we found that the Finite Difference Time Domain(FDTD) method is an effective method for designing microstrip patch antenna. According to simulation the resonant point has been found it in the frequency received from GPS satellite. And these results were in relatively good accordance with the measured values.

* 동아대학교 전자공학과 박사과정

** 구미기능대학 전자과 전임강사

*** 경남정보대학 전자과 조교수

**** 동아대학교 전자공학과 교수

접수일자 : 1999년 2월 4일

I. 서 론

통신의 발달과 더불어 안테나에 대한 연구는 많은 발전을 거듭하였으며 그 중 마이크로스트립 안테나는 가격이 저렴하고 소형 경량이며, 제작이 쉽고 대량생산이 용이하여 특히 고속으로 움직이는 물체에 부착할 수 있는 부착력과 적용 성이 뛰어나 미사일과 같은 움직이는 물체에 널리 사용되고 있다. 그러나 주파수 대역폭이 좁고 효율이 낮아 이를 극복하기 위해 다양한 방법의 연구가 이루어지고 있으며, 또한 마이크로스트립 안테나의 특성 해석을 위한 다양한 해석방법들이 제시되고 있다.

그 중 유한차분 시간영역법(FDTD ; Finite Difference Time Domain Method)은 시간적 변화를 갖는 Maxwell 방정식을 유한차분 방정식으로 시간과 공간에서 동시에 이산화 시키는 방법으로 Yee가 등방성 매질에서의 전자파 산란문제에 이 방법을 처음 적용한 후 마이크로스트립 라인의 불연속 및 마이크로스트립형 회로 해석 등에 널리 이용되고 있다.

본 연구에서는 3차원 유한차분 시간영역법을 마이크로스트립 안테나의 특성 해석에 적용하여, 시간 영역에서 전자파의 진행 및 반사되는 전계, 입력 임피던스를 0~6000 Δt 까지 계산하였다. 또한, 시간영역에서 구한 값을 Fourier변환하여 주파수 영역에서의 반사손실, 입력 임피던스, 방사패턴 등의 특성을 고찰하였으며 반사 파의 영향을 줄이기 위해 우선회 원형편파성질을 가진 GPS안테나를 설계하고, 입력 임피던스와 축비를 통해 그 특성을 확인했으며 안테나의 파라미터 계산 값을 가지고 제작 및 실험을 통하여, 단일 마이크로스트립 안테나의 특성들과 비교하였다[1].

II. FDTD 알고리즘에 의한 이론적 해석

FDTD법은 유한 공간 체적에 대하여 맥스웰 방정식을 이산화하고, 그 도함수에 중심 차분 근사(centered difference approximation)를 사용, 근사화하여 수식 화하는 방법[2]으로 임의의 소자형태, 다양한 급전구조, 다층구조등 다양한 전자기적 문제를 해석하는데 광범위하게 사용되고 있다. 본 논

문에서는 도체선로 및 접지 면의 접선 전계성분을 영(零)으로 처리하였고, 컴퓨터 처리속도와 기억용량의 한계 때문에 해석 대상영역을 제한하고, 제한 영역에 구조와 동일하도록 흡수경계조건을 부여하고, 계산영역의 경계 면에서 FDTD계산영역내로 들어오는 불필요한 반사를 최소화시키기 위해 특별한 경계조건인, Mur1차 흡수경계조건(absorbing boundary condition)을 적용하였다[3].

여진 원은 식(1)로 표현되는 가우스형 펄스(Gaussian pulse)를 사용하였고, 그림2에 보이는 feed point에 인가하였다.

$$y(t) = A e^{-((\Delta t - T)/0.29T)^2} \dots\dots\dots (1)$$

A: 임의의 상수, T=0.646/ f₀

f₀: 전력 스펙트럼이 3dB이하 되는 주파수

소스 면상에서의 재 반사 때문에 나타날 수 있는 수치적인 오차를 줄이기 위해, 가우스형 펄스를 인가한 후 해석대상체 회로의 불연속으로부터 반사되는 전압 파가 소스 면상에 도달하기 이전에 소스 면상의 경계조건을 식(2)로 표현되는 흡수경계조건으로 바꾸었다.

$$U_{(l=0)}^{n+1} = U_{(l=0)}^n + \frac{c\Delta t - \Delta x}{c\Delta t + \Delta x} (U_{(l=1)}^{n+1} - U_{(l=0)}^n) \dots\dots\dots (2)$$

(C: 광속, Δt: 시간간격, Δx: 공간간격)

식(2)가 나타내는 의미는 현재시간 n+1에 흡수 경계 l=0에서의 U를 알기 위해서는 그 위치에서의 과거시간 n에서의 U와 영역내부 격자점 l=1에서 과거와 현재시간의 U를 알아야 한다. 위의 경계 조건은 법선 방향의 입사 파에 대해서만 정확하며 경사져 입사하는 파에 대해서는 반사가 존재한다. 그러나 해석 대상 영역의 측면 벽은 1차 흡수 경계조건을 적용할 때, 45° 로 입사하는 파에 대해서는 약 17%정도의 반사가 일어난다고 알려져 있지만, 측면이 마이크로스트립 회로 구조와 멀리 떨어져 있는 경우에는 측면에서의 전자계의 세기가 상대적으로 아주 작아 입사방향을 무시할 수 있으며 상면 벽에서의 경우에도 외부 자유공간으로의 전자계의 세기가 지수 함수적으로 감쇄하므로 이 경계 면에서 1차 흡수 경계조건을 부여하여도 반

사를 무시 할 수 있다.

FDTD방법을 이용해 시간응답을 얻은 후 푸리에 변환을 통해 주파수 영역에서의 산란 행렬 계수(scattering matrix coefficients)를 식(3)처럼 구할 수 있고, 단일 마이크로스트립 안테나의 산란 계수는 마이크로스트립 급전선로가 개방 종단으로 되어 있으므로 1port회로가 된다[4].

$$S_{11}(f) = \frac{\mathcal{F}[V_{ref}(t)]}{\mathcal{F}[V_{inc}(t)]} \dots\dots\dots (3)$$

여기서 $V_{ref}(t)$ 는 기준 점에서 반사전압을 나타내며 $V_{inc}(t)$ 는 기준 점에서 입사전압을 나타낸다. 안테나의 입력 임피던스는 기준 점에서의 산란계수 계산 결과를 마이크로스트립 안테나 급전종단 점에 변환시킴으로 구할 수 있다.

$$Z_i = Z_0 \frac{1 + S_{11}e^{-j2kl}}{1 - S_{11}e^{-j2kl}} \dots\dots\dots (4)$$

여기서, Z_0 는 급전 선로의 특성 임피던스 (50 Ω), k 는 파수(wave number: $2\pi/\lambda g$), l 은 급전선로 종단으로부터 기준 점까지의 길이를 나타낸다. FDTD계산 결과로부터 식(4)를 적용하여 안테나의 입력 임피던스 값을 계산할 수 있다. FDTD법에 있어서 far-field를 구하는 방법은 각 FDTD step에서 계산된 전자계성분에 대하여 이산 푸리에 변환(DFT)를 행하고, 필요한 주파수에 대응하는 전자계 성분을 phase로 구한다. 이들 phase를 FDTD시뮬레이션 종료 후에 원방으로 변환하는 것에 의해 far-field를 얻을 수 있다. 원거리에서 전계성분중 E_θ , E_ϕ 성분은

$$E_\theta = -j\omega A_x \cos \theta \cos \phi - j\omega A_y \cos \theta \sin \phi \dots\dots\dots (5)$$

$$E_\phi = j\omega A_x \sin \phi - j\omega A_y \cos \phi \dots\dots\dots (6)$$

이다. 여기서, 벡터 퍼텐셜 A_x , A_y 는

$$A = \frac{\mu}{4\pi} \int_s \frac{J e^{-jkR}}{R} ds \dots\dots\dots (7)$$

$$\begin{aligned} \text{단, } R &\cong r - r' \cos \varphi \\ r' \cos \varphi &= r' \cdot \hat{r} \\ &= x' \sin \theta \cos \phi + y' \sin \theta \sin \phi + z' \cos \theta \end{aligned}$$

식(5),(6)에서 얻어진 E_θ 와 E_ϕ 값으로 식(8)를 이용하여 축비(axial ratio)를 계산하여, 원형편파특성을 확인한다. 통상 축비는 $20 \log_{10} |AR|$ 인 dB 값으로 표시하고, AR=1일 때 원형편파이다.

$$AR = \frac{|E_\theta|}{|E_\phi|} = \frac{|E_L| + |E_R|}{|E_L| - |E_R|} \dots\dots\dots (8)$$

또 우선회 원형편파인지 좌선회 원형편파인지를 알기 위해 식(9)를 이용한다.

$$\begin{aligned} \frac{E_y}{E_x} &= e^{j(\phi_y - \phi_x)} \dots\dots\dots (9) \\ &= \cos(\phi_y - \phi_x) + j \sin(\phi_y - \phi_x) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \Delta \phi &= \phi_y - \phi_x = 90^\circ : \text{LH(Left Hand)} \\ &= -90^\circ : \text{RH(Right Hand)} \end{aligned}$$

계산 결과 위상이 90° 이거나 허수부가 1이면 좌선회 원형편파이고, 위상이 -90° 이거나 허수부가 -1이면 우선회 원형편파이다[5]. 그림1은 위상 $0^\circ \sim 360^\circ$ 에 대한 전계값의 변화를 나타낸 그림이다.

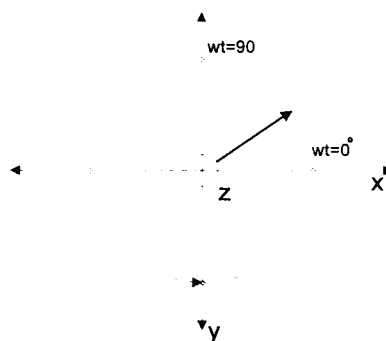


그림 1. 원형편파의 전계 벡터
Fig. 1 Electric field vector of circularly polarization

III. GPS 안테나의 원형편파특성

GPS 안테나 부는 위성으로부터 전파를 수신하여 고주파 회로에 그 신호를 전달하는 역할을 한다. 따라서 GPS 안테나 부는 위성으로부터의 전파를 고효율로 수신하는 안테나와 그 신호를 열화 없이 고주파 회로에 전송하기 위한 기능을 가져야

한다. GPS 위성으로부터의 신호는 매우 미약하므로 안테나에서 손실이 작아야 한다. GPS 위성은 주회 위성으로 지구에서 보는 위성의 위치는 시간의 변화에 따라 계속 이동하여 방위각이나 안각이 고정되어 있지 않기 때문에 GPS 안테나는 전체의 방위에 대해 저 안각으로 수신 가능한 지향성을 가져야 한다.

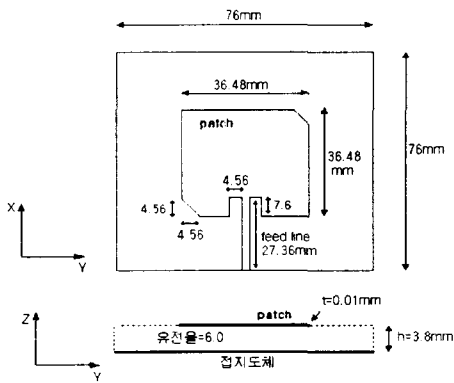


그림 2. 마이크로스트립 패치 안테나의 기본 패치
Fig. 2 The standard patch type of microstrip patch antenna

또한 반사 파의 영향을 적게 하기 위해 우선회 원형편파방식의 전파를 사용하므로 이를 고려하여 설계하여야 한다. 따라서 본 논문에서는 안테나의 방사소자 뿐만 아니라 발진기의 공진 기로 사용된 패치 안테나를 임의의 모양에 적용 될 수 있는 FDTD방법을 이용하여 해석하였다. 완벽한 원형편파에서의 주파수 동작은 두 공진 주파수들 사이에 있게 된다. 이것은 입력 임피던스가 하나의 모드에 대해서는 inductive로 되고 이것과는 직교가 되는 모드는 capacitive로 되게 한다.

따라서 이 두 모드에 의해 생긴 필드는 위상이 90°가 되어 재배치된다. 이 90°의 위상 차가 원형편파를 초래한다. 따라서 이 동작은 면적의 변화에 결정적으로 좌우된다. 반면에 하나의 feed line을 지닌 원형편파 안테나에 있어서는 부적절하게 위치한 feed line은 축비 또한 열화시켜 버린다. GPS에서 사용하는 우선회 원형편파를 얻기 위해서는 그림2의 모서리를 그림3과 같이 잘라서

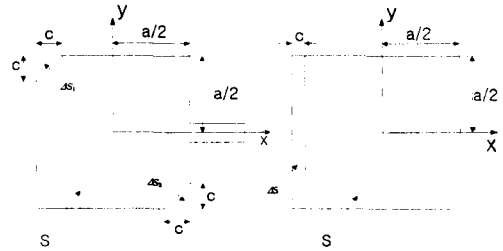


그림 3. 단일 급전형 우선회 원형편파 패치
Fig. 3 The configuration of a circularly polarized microstrip antenna

Perturbation segment(ΔS)를 만들고 Feed line을 x축상에 두면 된다. Perturbation segment(ΔS)의 크기는 식(10)을 만족하면 된다.

$$\left| \frac{\Delta S}{S} \right| Q_0 = \frac{1}{2} \dots\dots\dots (10)$$

Q_0 는 Unloaded Q Factor이다.

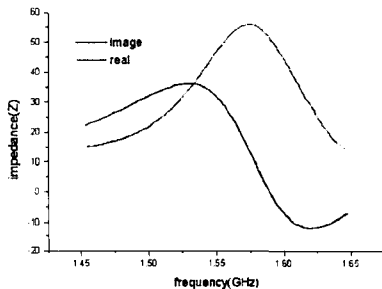
계산된 ΔS 값은 패치의 전체면적 S에 대해서 1.4%에 해당하는 면적이다.

그림3의 안테나는 Generated Mode가 잘린 모서리의 Perturbation Segment의 효과에 의해 두개의 직교 모드(Orthogonal Mode)로 분리된다. 따라서 ΔS 를 적절히 조절하여 두개의 직교 모드가 동일 크기의 90° 위상 차를 갖게 함으로써 원형편파 안테나를 만들 수 있다.

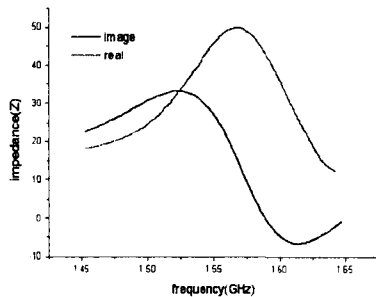
IV. 시뮬레이션 및 특성 해석 결과

그림2는 기판 하부의 얇은 접지평면과 중간층의 유전체면 또한 상부의 방사 면을 가진 center feed line방식의 구형 마이크로스트립 안테나의 구조를 나타내고 있으며 그림의 파라미터 값은 마이크로스트립 안테나 학습용CAD tool을 사용하여, 제작 가능한 기본적인 수치 유효를 잡은 뒤 유한차분 시간영역 프로그램에 적용시켜 정확한 값을 도출했다. 그림2와 같이 center feed line을 갖는 구형 마이크로스트립 패치 안테나의 폭(W)및 feed line 길이의 증가에 따른 임피던스 특성 변화를 그림4에 나타내고 있으며 3차원 유한차분 시간영역법을 이용하여 시뮬레이션 하였다[6]. 여기서 사용한 공간분할 간

격은 $\Delta x = \Delta y = \Delta z = 0.76\text{mm}$ 이고 총격자 크기는 x, y, z방향으로 각각 $100\Delta x \times 100\Delta y \times 20\Delta z$ 로 하였다. 이때 시뮬레이션에 사용한 안테나의 최적 입력치는 폭과 길이가 $36.48\text{mm} \times 36.48\text{mm}$ 이고 feed line폭은 4.56mm , feed line길이는 27.36mm , 유전율은 6.0 이고, 기관두께는 3.8mm 를 사용했다. 그리고 패치의 cutting한 부분의 셀 처리는 보통의 메쉬방법을 취했고, 셀의 크기를 더 줄인 뒤 시뮬레이션 해본 결과 큰 차이가 없었고, 시뮬레이션에 걸리는 시간의 증가가 너무 많아 본 수치를 그대로 적용했다.



(a)



(b)

그림 4. 파라미터 변화에 대한 입력 임피던스
(a) feed line=27.36mm (b) feed line=30.4mm
Fig. 4 Input impedance by variation of parameters
(a) feed line=27.36mm (b) feed line=30.4mm

그림5는 설계할 GPS안테나를 FDTD로 시뮬레이션 하여 입력 임피던스를 나타낸 그림이다. 그 결과 GPS의 L1주파수인 1.575GHz , 대역폭 20.46MHz 의 GPS신호를 수신하는 GPS안테나 특

성이 얻어짐을 확인하였고, 임피던스의 값은 급전선인 마이크로스트립 선로의 특성 임피던스로 정규화한 값으로 정확하게 정합이 이루어지는 경우는 $R_{input} = 1, x_{input} = 0$ 일 때이다.

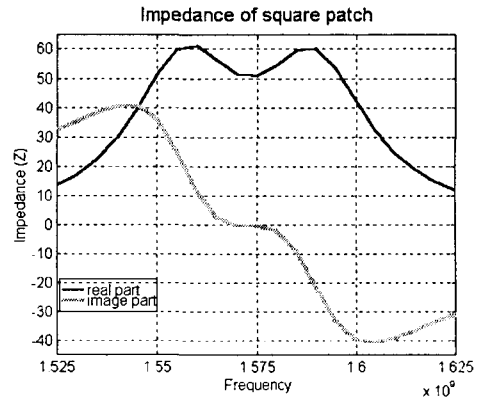


그림 5. 입력 임피던스
Fig. 5 Input impedance

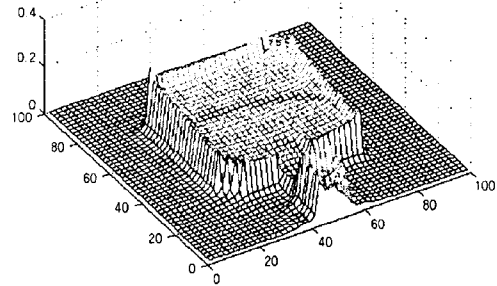


그림 6. n=800일 때 펄스의 진행 상태
Fig. 6 Progress state of the pulse at n=800

그림6은 단일 구형 마이크로스트립 안테나에서 펄스가 시간에 따라 진행되는 것으로 n=800일 때 전파의 진행상태를 3차원 그래프로 나타내었다.

그림7은 3차와 같은 모양을 나타내는 원형편파 특성을 스미스 차트를 통해 보여주고 있으며, 50Ω 의 impedance matching에 근접함을 보여주고 있다 [7-8].

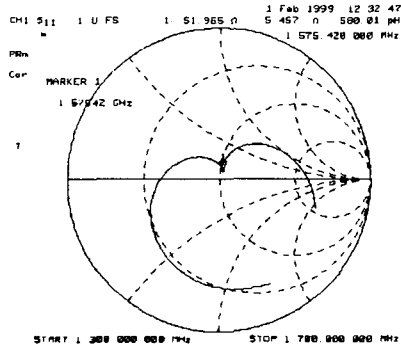
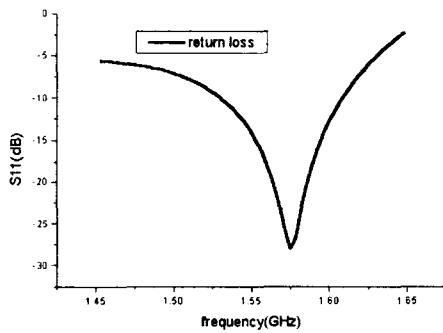
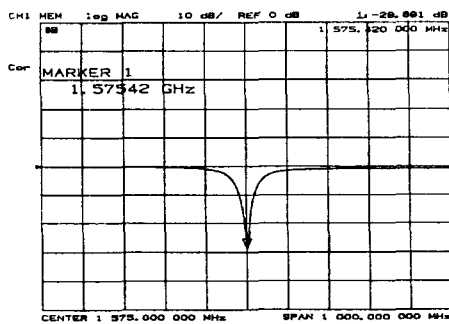


그림 7. 모서리 cutting을 이용한 안테나의 입력 임피던스(측정치)

Fig. 7 Input impedance of antenna using edge cutting(measured value)



(a)



(b)

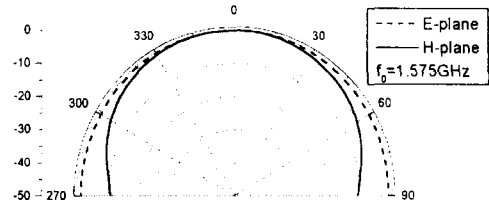
그림 8. 반사손실의 특성

(a)계산치 (b)측정치

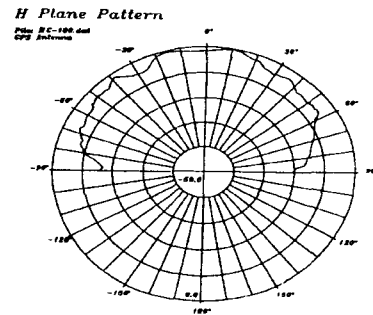
Fig. 8 Characteristics of return loss

(a) Calculated value (b) Measured value

그림8은 HP 8753D Network Analyzer를 이용하여 안테나 반사손실 특성을 측정한 결과이며, V.S.W.R=1.5를 기준으로 20.46MHz의 대역폭을 가짐으로 L1대역의 신호를 수신할 수 있다[10-11].



(a)



(b)

그림 9. 마이크로스트립 안테나의 Near Field Pattern($f_0=1.575\text{GHz}$) (a)계산치 (b)측정치

Fig. 9 Near Field Pattern of a microstrip antenna($f_0=1.575\text{GHz}$)

(a) Calculated value (b) Measured value

그림9는 Near Field Pattern을 측정하기 위한 것으로 안테나의 중심 축을 기준으로 60° 의 지역으로만 신뢰성을 가지므로 안테나의 상반 구에 대한 특성만 고려하여 측정안테나의 방향을 바꿔 측정한 후 그 결과를 분석하고 다시 예측한 후 Polar Pattern형태로 나타낸 것으로 계산치와 비교한 것이다.

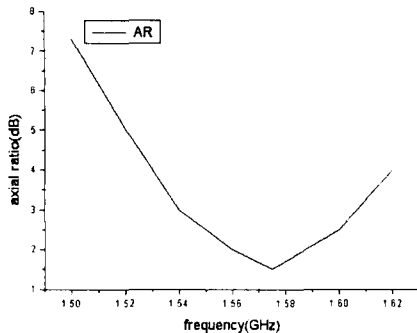


그림 10. 축비(계산치)
Fig. 10 Axial ratio(Calculated value)

그림 10은 공진 주파수에서 1.5dB정도의 축비[12]를 나타내고 있으며 GPS안테나에서 보통 4dB이하의 축비를 원형편파로 보고 있다.

V. 결 론

시간영역 해석법인 3차원 유한차분 시간영역법을 이용하여 구형 마이크로스트립 패치 안테나의 특성을 컴퓨터 시뮬레이션 하여 본 결과 구형 마이크로스트립 패치안테나는 폭(W)의 증가와 패치 속의 line feed(X_0) 길이의 증가에 따라 입력 임피던스 값이 작아지고, 길이(L)의 변화에 따라 공진 주파수의 이동이 나타남을 알 수 있었다. 시뮬레이션 결과 GPS 수신 주파수에 공진 점이 나타남을 확인할 수 있으며 특성 임피던스에 정확히 정합시킬 수 있었고, 입력 임피던스와 축비를 통해 GPS안테나 사양에 맞는 원형편파특성을 확인하였다. 측정결과도 시뮬레이션 값과 유사하게 나타남을 알 수 있다.

참고문헌

[1] Lee, Chen, "Advances in Microstrip and Printed Antennas", Wiley 1997.
[2] K.S. Yee, "Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equation in isotropic media," IEEE Trans.

Antennas Propagate. vol. AP-14, pp. 302-307, May 1966.
[3] G.Mur, "Absorbing boundary conditions for the finite-difference approximation of the time-domain electromagnetic field equations", IEEE Trans. Electromagn. Compat vol. EMC-23, pp.377-382, 1981
[4] Balanis, "Antenna Theory" Wiley 1997.
[5] I.J.Bahi, P.Bhartia "Microstrip Antennas", Artech House 1982.
[6] 변진식, 최희주, "FDTD법을 이용한 GPS 위성 수신안테나의 설계 해석," 대한전자공학회 및 한국통신학회 춘계 논문집 제7권 1호, pp. 100-104 1998. 6
[7] 橋本,修/阿部, "FDTD時間領域差分法入門", 森北 1997.
[8] 伊 藤公一, "アンテナの解析,設計技術", トリケシプス 1995.
[9] 山下榮吉, "FDTD法によるマイクロ波平面回路・アンテナ 特性の解析", リアライズ 1996.
[10] 변진식, 홍성일, "GPS데이터 수신을 위한 하드웨어설계," 대한전자공학회 논문지 제32권 A편 제10호, pp. 1326-1336, 1995.
[11] 변진식, 홍성일, "RF수신부를 내장한 GPS 안테나시스템의 설계 및제작," 대한전자공학회 논문지 제33권 A편 제6호, pp. 99-107, 1996.
[12] N.Motoyuki, I.Koichi "FDTD Analysis of Unit-Radiator for a Circularly Polarized Printed Array Antenna Composed of Strips and Slots" IEICE TRANS. COMMUN., VOL. E77-B 12, 1994.



최 희 주(Hee-Joo Choi)

1993년 2월 동아대학교 전자공학과 (공학사)

1995년 2월 동아대학교 대학원 전자공학과(공학석사)

1999년 2월 동아대학교 전자공

학과 박사수료

1996년 3월~현재 동아대 정보통신연구소 특별연구원

1997년 3월~현재 양산대학 전자통신과 겸임전임강사



정 주 수(Joo-Soo Jeong)

1989년 2월 동의대학교 전자공학과 졸업(공학사)

1991년 2월 동아대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사)

1998년 2월 동아대학교 대학원

전자공학과 졸업(공학박사)

1992년 8월 ~ 현재 경남정보대학 전자정보과 조교수



김 민 호(Min-Ho Kim)

1992년 2월 경남대학교 전자공학과 졸업(공학사)

1994년 2월 동아대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사)

1997년 2월 동아대학교 대학원

전자공학과 박사수료

1997년 1월 ~ 현재 구미기능대학 전자과 전임강사



변 건 식(Kun-Sik Byon)

1972년 2월 한국항공대학교 항공전자공학과 (공학사)

1980년 2월 동아대학교 대학원 전자공학과 (공학석사)

1987년 2월 영남대학교 대학원

전자공학과 (공학박사)

1977년 3월~1980년 2월 동의공업대학 전자공학과 조교수

1989년 9월~1990년 8월 국립요코하마대학교 정보통신공학과 객원교수

1980년 2년~현재 동아대학교 전자공학과 교수