

FDTD법을 이용한 GPS 위성 수신 안테나의 설계 해석

최 회 주, 진 태 훈, 홍 성 일, 정 주 수, 변 건 식
동아대학교 전자공학과

Design Analysis of GPS Satellite Receiver Antenna using FDTD Method

Hee Joo Choi, Tae Hoon Jin, Seong Il Hong, Joo Soo Jeong, Kun Sik Byon
Dept. of Electronics Dong-a University
ksbyon@seunghak.donga.ac.kr

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 we compared the result of computer simulation with the experimental value. Through the results, we found that the 3-D FDTD method is an effective method for designing microstrip patch antenna.

According to simulation the resonant point has been found in the frequency received from GPS satellite. It is thought that make it match by adjusting the feedpoint.

I. 서론

통신의 발달과 더불어 안테나에 대한 연구는 많은 발전을 거듭하였으며 그중 마이크로스트립 안테나는 가격이 저렴하고 소형 경량이며, 제작이 쉽고 대량생산이 용이하여 특히 고속으로 움직이는 물체에 부착할 수 있는 부착력과 적용성이 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.

그중 시간영역 유한 차분법(FDTD : Finite Difference Time Domain Method)은 시간적 변화를 갖는 Maxwell 방정식을 유한 차분 방정식으로 시간과 공간에서 동시

에 이산화 시키는 방법으로 Yee가 등방성 매질에서의 전자와 산란문제에 이 방법을 처음 적용한 후 마이크로스트립 라인의 불연속 및 마이크로스트립형 회로 해석 등에 널리 이용되고 있다.

본 연구에서는 3차원 시간영역 유한차분법을 마이크로스트립 안테나의 특성 해석에 적용하여, GPS 위성 수신 안테나를 설계하고 그 특성을 확인하고자 한다.

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 수식화하는 방법으로 임의의 소자형태, 다양한 급전구조, 다층구조 등 다양한 전자기적 문제를 해석하는데 광범위하게 상용되고 있다.

이 방법에서 도체선로 및 접지면은 접선 전계성분을 영(零)으로 놓음으로써 처리하고, 계산영역을 유한하게 제한하는데 사용한 다른 면들은 면으로부터 반사를 최소화시키기 위해 특별한 경계조건인 흡수경계조건(absorbing boundary condition)을 적용한다.

매질이 균일성(uniform), 등방성(isotropic), 균질성(homogeneous)이고, 구조가 무손실(lossless)이라고 가정한다면 맥스웰 방정식은 다음 식(1)과 같다.

$$\begin{aligned} \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} &= \frac{1}{\epsilon} \nabla \times \mathbf{H} \\ \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} &= \frac{-1}{\mu_0} \nabla \times \mathbf{E} \end{aligned} \quad (1)$$

연속적인 1차 편미분 방정식들의 이산적인 근사식을 얻기 위해 시간과 공간에 대하여 중심 차분 근사를 사용한 다.

그림1과 같이 전자계성분들이 분포하는 단위격자를 고려하면 전체 계산영역은 이러한 격자들이 쌓여서 만들어지게 된다.

단위격자의 x,y,z방향 차원은 각각 $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ 이다. 이러한 전자계성분 배열을 각 성분 계산에서 중심 차분이 이루어지고 접선성분의 연속성이 자연스럽게 성립하는 장점을 갖는다.

단위격자에는 여섯 개의 유일한 성분만이 존재하므로 그림1에 보이는 단위격자의 한 점과 접하는 여섯 개의 성분들을 x,y 및 z방향의 노드 수에 대응되는 아래첨자 i,j,k를 갖는 단위노드로 생각할 수 있다.

시간 스텝(time step)은 윗첨자 n을 가지고 표기한다. 이 전자계성분 배열, 중심 차분 근사를 사용하면 식(1)의 유한차분 근사식은 식(2)로 표현된다.

$$H_{x,i,j,k}^{n+\frac{1}{2}} = H_{x,i,j,k}^{n-\frac{1}{2}} + \frac{\Delta t}{\mu \Delta z} (E_{y,i,j,k}^n - E_{y,i,j,k-1}^n) - \frac{\Delta t}{\mu \Delta y} (E_{z,i,j+1,k}^n - E_{z,i,j,k}^n)$$

$$H_{y,i,j,k}^{n+\frac{1}{2}} = H_{y,i,j,k}^{n-\frac{1}{2}} + \frac{\Delta t}{\mu \Delta x} (E_{z,i,j,k}^n - E_{z,i-1,j,k}^n) - \frac{\Delta t}{\mu \Delta z} (E_{x,i,j,k}^n - E_{x,i,j,k-1}^n)$$

$$H_{z,i,j,k}^{n+\frac{1}{2}} = H_{z,i,j,k}^{n-\frac{1}{2}} + \frac{\Delta t}{\mu \Delta y} (E_{x,i,j+1,k}^n - E_{x,i,j,k}^n) - \frac{\Delta t}{\mu \Delta x} (E_{y,i,j,k}^n - E_{y,i-1,j,k}^n)$$

$$E_{x,i,j,k}^{n+1} = E_{x,i,j,k}^n + \frac{\Delta t}{\epsilon \Delta y} (H_{z,i,j,k}^{n+\frac{1}{2}} - H_{z,i,j-1,k}^{n+\frac{1}{2}}) - \frac{\Delta t}{\epsilon \Delta z} (H_{y,i,j,k+1}^{n+\frac{1}{2}} - H_{y,i,j,k}^{n+\frac{1}{2}})$$

$$E_{y,i,j,k}^{n+1} = E_{y,i,j,k}^n + \frac{\Delta t}{\epsilon \Delta z} (H_{z,i,j,k+1}^{n+\frac{1}{2}} - H_{z,i,j,k}^{n+\frac{1}{2}}) - \frac{\Delta t}{\epsilon \Delta x} (H_{x,i+1,j,k}^{n+\frac{1}{2}} - H_{x,i,j,k}^{n+\frac{1}{2}})$$

$$E_{z,i,j,k}^{n+1} = E_{z,i,j,k}^n + \frac{\Delta t}{\epsilon \Delta x} (H_{x,i+1,j,k}^{n+\frac{1}{2}} - H_{x,i,j,k}^{n+\frac{1}{2}}) - \frac{\Delta t}{\epsilon \Delta y} (H_{x,i,j,k}^{n+\frac{1}{2}} - H_{x,i,j-1,k}^{n+\frac{1}{2}}) \quad (2)$$

식(2)에서 +1/2,-1/2 시간 스텝들은 전계 E와 자계 H가 시간 도함수들의 중심 차분을 얻는데 교대로 계산된다는 것을 나타낸다. 이 방정식들에서 유전율과 투자율은 각 전자계성분들의 위치에 따라 적절한 값으로 설정되어야 한다. 공기와 유전체 경계면상의 전계성분들에 대하여 두 유전율의 평균을 사용한다.

이 근사식들을 이끌어낼 때 중심 차분의 사용으로 공간과 시간 스텝들에 2차 오차가 발생한다. 즉, $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ 그리고 Δt 가 Δl 에 비례한다면 전체적인 오차는

$O(\Delta l^2)$ 가 된다.

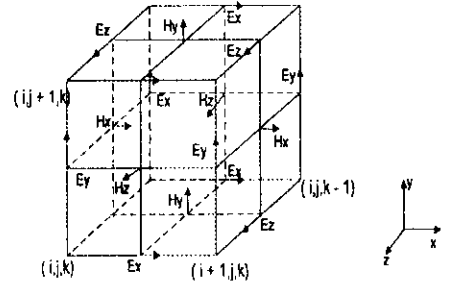


그림1. 직각 좌표계에서의 격자 구조

사용할 수 있는 최대 시간 스텝은 유한 차분 방정식들의 안정조건인 식(3)에 의해 제한된다.

$$\Delta t \leq \frac{1}{v_{max}} \left(\frac{1}{\Delta x^2} + \frac{1}{\Delta y^2} + \frac{1}{\Delta z^2} \right)^{-1/2} \quad (3)$$

여기서 v_{max} 는 계산영역내의 최대 광속이며 일반적으로 계산영역내에 유전율 상수 $\epsilon_{r=1}$ 을 갖는 영역이 포함된다면 자유공간에서의 광속이 된다.

공급 전원은 식(4)로 표현되는 가우스형 펄스(Gaussianpulse)를 사용하였고 그림2에 보이는 포트1(feed point)에 인가하였다.

$$y(t) = A e^{-((\Delta m - T)/0.29T)^2} \quad (4)$$

A: 임의의 상수, $T=0.646/f_0$

f_0 : 전력 스펙트럼이 3dB이하 되는 주파수

소오스 면상에서의 재반사 때문에 나타날 수 있는 수치적인 오차를 줄이기위해, 가우스형 펄스를 인가한후 해석대상체 회로의 불연속으로부터 반사되는 전압파가 소오스 면상에 도달하기 이전에 소오스 면상의 경계조건을 식(5)로 표현되는 흡수경계조건으로 바꾸었다.

$$U_{(i=0)}^{n+1} = U_{(i=0)}^n + \frac{c\Delta t - \Delta x}{c\Delta t + \Delta x} (U_{(i=1)}^{n+1} - U_{(i=0)}^n) \quad (5)$$

(C: 광속, Δt : 시간간격, Δx : 공간간격)

FDTD방법을 사용해 시간응답을 얻은 후 푸리에 변환을 통해 주파수 영역에서의 산란 행렬 계수(scattering matrix coefficients)를 식(6)처럼 구할 수 있다.

$$[V]^r = [S][V]^i \quad (6)$$

여기서 $[V]^r$ 와 $[V]^i$ 는 반사 전압 벡터와 입사 전압벡터이고 $[S]$ 는 산란 행렬이다. 매 시간 스텝마다 각

포트를 구성하는 도체선로와 접지면 사이의 경로를 따라 수직방향 전계성분 E_z 를 선적분함으로써 전압과형을 구하고, 이 시간응답들의 푸리에 변환으로부터 산란 파라미터값, S_{jk} 을 식(7)과 같이 계산한다.

$$S_{jk}(w) = \begin{cases} \frac{V_{rk}(w) - V_k(w)}{V_k(w)} & j=k \\ \frac{V_j(w)/\sqrt{Z_j(w)}}{V_k(w)/\sqrt{Z_k(w)}} & j \neq k \end{cases} \quad (7)$$

($j, k = 1, 2, 3, \dots$)

여기서, $V_j(w)$ 는 변환된 j번째 포트 전압과형, $V_k(w)$ 는 변환된 k번째 포트 입사 전압과형, $V_{rk}(w)$ 는 k번째 포트에서 변환된 입사와 반사전압과형의 합, $Z_j(w)$ 는 j번째 포트임피던스, $Z_k(w)$ 는 k번째 포트 임피던스이다.

급전선의 임의의 위치 $y = y_j$ 에서 계산되는 주파수영역 임피던스 $Z(w, y_j)$ 는 식(8)에 의해서 정의된다.

$$Z(w, y_j) = \frac{F[V(t, y_j)]}{F[I(t, y_j)]} \quad (j = 1, 2, 3, \dots) \quad (8)$$

여기서 $Z(w, y_j)$, $F[V(t, y_j)]$ 및 $F[I(t, y_j)]$ 는 각각 푸리에 변환된 임피던스, 전압과형, 그리고 전류과형을 나타낸다.

$V(t, y_j)$ 와 $I(t, y_j)$ 는 각각 식(9)와 (10)으로 정의된다.

$$V(t, y_j) = \int_a^b E_z(x, z, t, y_j) \cdot \overrightarrow{dt} \quad (9)$$

$$I(t, y_j) = \oint_c H_x(x, z, t, y_j) \cdot \overrightarrow{dl} \quad (10)$$

여기서 a는 접지면상의 점, b는 포트를 구성하는 도체선로의 중앙점, 그리고 c는 포트를 구성하는 도체선로를 둘러싼 폐곡선을 나타낸다.

그러면 포트1에서의 반사손실 $S_{11}(w)$ 는 다음 식(11)로 정의된다.

$$S_{11}(w) = \frac{V_{1r}(w) - V_1(w)}{V_1(w)} \quad (11)$$

III. 컴퓨터 시뮬레이션 및 특성 해석

그림2는 기판 하부의 얇은 접지면면과 중간층의 유전체면 또한 상부의 방사면을 가진 Coaxial feed방식의 구형 마이크로스트립 안테나의 구조를 나타내고 있다.

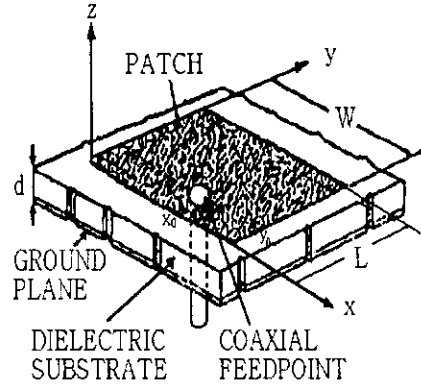


그림2. 구형 마이크로 스트립 안테나의 구조

그림2와 같이 Coaxial feed를 갖는 구형 마이크로스트립 패치 안테나의 길이(L)의 증가에 따른 임피던스 특성 변화를 3차원 시간영역 유한차분법을 이용하여 시뮬레이션하였다. 이때 시뮬레이션에 사용한 안테나의 최적 입력치는 폭과 길이가 36.1mm * 36.1mm이고 feed point는 17(10.83mm), 유전율은 6.0, 기판두께는 3.8mm를 사용했다.

그림3과4는 설계할 GPS안테나를 FDTD로 시뮬레이션하여 입력 임피던스를 feed point에 따라 비교한 그림이다. 그 결과 GPS의 L1주파수인 1.575GHz, 대역폭 10.23MHz의 GPS신호를 수신하는 GPS안테나 특성이 얻어짐을 확인하였고, 임피던스의 값은 급전선인 마이크로스트립 선로의 특성 임피던스로 정규화한 값으로 정확하게 정합이 이루어지는 경우는 $R_{input} = 1$, $x_{input} = 0$ 일때이다.

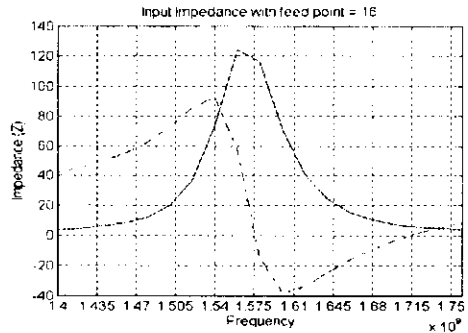


그림3. 입력 임피던스, feed point=16

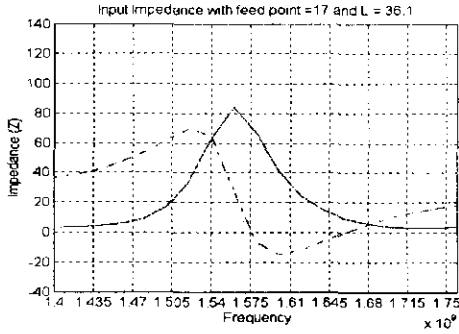


그림4. 입력 임피던스, feed point=17

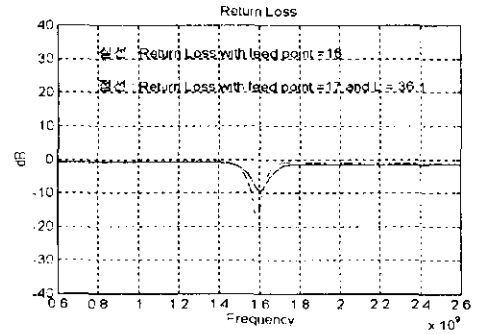


그림6. 반사손실(Return Loss)

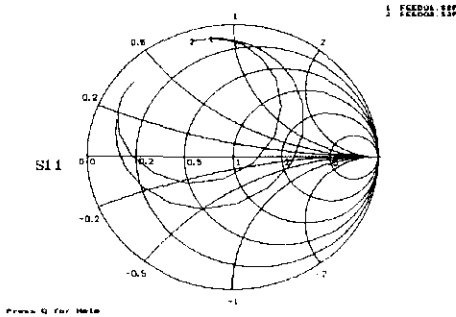


그림5. 스미스도표

그림5에서 1번곡선은 feed point를 16으로 설계한 경우이며, 2번곡선은 feed point를 17로 설계한 경우의 스미스도표이다. 따라서 feed point를 17로 한 경우가 50Ω의 impedance matching에 근접함을 보여주고 있고, 그림6은 feed point를 17로 하고, 길이를 36.1mm로 한 경우의 반사손실(Return Loss)를 나타낸 것이다.

안테나의 폭(W)이 증가함에 따라 공진주파수에서의 입력임피던스가 급전선의 특성 임피던스에 근접하게 되어 반사계수가 적어지고 대역폭은 상대적으로 넓어지며 패치의 폭 변화에 대한 공진 주파수의 변화는 거의 나타나지 않음을 알 수 있다. 따라서 마이크로스트립 패치 안테나의 공진 주파수는 길이(L)의 변화에 의해 결정되고, 폭의 변화에 따라 대역폭이 결정되며, 대략 패치의 길이가 주파수의 반파장($\lambda/2$)인 주파수에서 공진이 일어난다는 것을 알 수 있다.

IV. 결론

시간영역 해석법인 3차원 시간영역 유한 차분법을 이용하여 구형 마이크로스트립 패치 안테나의 특성을 컴퓨터 시뮬레이션하여 본 결과 구형 마이크로스트립 패치 안테나는 폭(W)의 증가에 따라 대역폭이 넓어지고, 길이(L)의 변화에 따라 공진 주파수의 이동이 나타남을 알 수 있었다.

시뮬레이션 결과 GPS 수신 주파수에 공진점이 나타남을 확인할 수 있으며 특성 임피던스에 정확히 정합되지 않는 면도 있으나 이는 feeding point를 조절하여 정합시킬 수 있다고 사료된다. 앞으로 설계한 안테나를 제작하여 실험치와 시뮬레이션 값과의 차를 연구할 계획이며 또한 원편파를 만들기 위한 fringe edge cutting 작업도 병행해 나갈 계획이다.

참고문헌

- [1] Lee, Chen, "Advances in Microstrip and Printed Antennas", Wiley 1997.
- [2] Balanis, "Antenna Theory" Wiley 1997.
- [3] I.J.Bahi, P.Bhartia "Microstrip Antennas", Artech House 1982.
- [4] 橋本,修/阿部, "FDTD時間領域差分法入門", 森北 1997.
- [5] 伊 勝公, "アンテナの解析,設計技術",トリケブス 1995.