
碩士學位論文

有限差分法을 利用한 모노폴 안테나 解析

濟州大學校 大學院

通信工學科



1995年 12月

有限差分法을 利用한 모노폴 안테나 解析

指導教授 張宰成

李昌珍

이 論文을 工學 碩士學位 論文으로 提出함

1995年 12月

李昌珍의 工學 碩士學位 論文을 認准함

審査委員長 李鎔鶴 印

委 員 康領植 印

委 員 張宰成 印

濟州大學校 大學院

1995年 12月

**The Analysis of a Monopole Antenna Using
Finite-Difference Time-Domain Method**

Chang-Jin Lee

(Supervised by professor Jae-Seong Chang)

**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILMENT
OF THE REQUIREMENTS FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING**

**DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATION
ENGINEERING GRADUATE SCHOOL
CHEJU NATIONAL UNIVERSITY**

1995. 12.

목 차

Abstract	1
I. 서 론	2
II. 유한차분법	5
1. 유한차등방정식	5
2. 경계조건	8
III. 모노폴 안테나	12
1. 모노폴 안테나 모델링	12
2. 복사패턴	15
3. 입력임피던스	18
4. 이득	20
IV. 계산결과 및 고찰	21
1. 복사패턴	21
2. 과도상태 전류	26
3. 입력임피던스	28
4. 이득	33
V. 결 론	37
참고문헌	40

Abstract

Three-dimension finite-difference time domain (FDTD) method is useful to analyze time varying electromagnetic phenomena such as scattering and radiation problems. The FDTD is applied to scattering and radiation problems including conducting material, homogeneous or heterogeneous permittivity and magnetic material. The study of monopole antenna for handset is directly treated in the time domain, using this method. Modifications have been made on the classical FDTD method in order to study the monopole antenna mounted portable radio units.

In this paper, the analysis of monopole antenna on a conducting box coating with the dielectric layer such as plastic casing surrounding the radio devices, based on this method, is presented. Assuming an appropriate choice of excitation, the frequency dependency of the relevant parameters can be readily be found using Fourier Transform of the transient currents. Radiation patterns, input impedances and gains of the monopole antenna, which depend on the frequency, are investigated in the case of varying the dimension of box, feeding positions and with dielectric layer. In addition, on a given frequency(1.5 GHz), improving results in the antenna bandwidth are obtained by an appropriate selection of the antenna dimension.

I. 서 론

유한차분법(FDTD : Finite Difference Time Domain Method)은 시간중속 맥스웰 방정식을 미소한 크기의 공간과 시간증분에 대한 차등 방정식으로 변환시켜서 전계와 자계의 전파현상을 시간영역에서 해석하는 수치해석법으로 1966년에 Yee에 의해 처음으로 소개되었다.(Yee, 1968) 이 방법은 지금까지 여러가지 수정과 보완을 거치면서 다양한 형태를 갖는 유전체들간의 상호관계와 경계조건에 적용되었고, 적절한 모델링으로 실제 응용할 수 있는 전자파 해석법으로 발전하였다.

유한차분법은 일정한 시간 증분에 따라 격자들내의 전계와 자계가 연속적으로 변화하므로 자유공간 안테나 복사문제와 같이 해석영역이 단일 매질일때 외부 경계에 대한 전자계 관계를 정의하는 것은 중요하다. 그러므로 시간영역 전자파식을 무한한 공간에 대해서 유한차분법으로 해석하기 위해서는 흡수경계 조건을 사용하여 외부경계면에서 원하지 않은 반사파가 일어나지 않도록 전자계가 계산되는 영역을 제한해야 한다.(Taylor, 1969), (Taflove, 1975), (Mur, 1990)

이 방법은 모멘트법과 기하학적 회절이론등과 같은 방법으로는 해결하기 어려운 시스템의 공진에 관한 광대역주파수 응답예측, 임의의 형태를 갖는 물체의 3차원 모델링, 또는 완전도체, 금속도체, 절연체를 포함하는 물체들간의 상호작용, 유전체, 자성체, 비등방성 플라즈마, 자성화된 페라이트를 갖는 물체들에 대한 전자파 현상을 해석할 수 있다. 이러한 장점에도 불구하고 FDTD가 다른 해석 방법보다 늦게 발전한 이유는 안테나의 특성을 해석하는 데에 소비

되는 시간과 데이터 저장에 필요한 컴퓨터 기억용량이 모멘트법에 비해서 무척 크기 때문이다. 그렇지만 최근에 대형 컴퓨터의 발달로 FDTD는 모멘트법에서는 쉽게 해결할 수 없는 유전체 또는 복잡한 형태를 갖는 안테나 해석에서 효과적인 방법으로 응용의 폭이 넓어지고 있다.

Maloney와 Smith는 2차원 FDTD 계산으로 회전 대칭인 모노폴과 모노콘 안테나의 과도상태 복사패턴 및 안테나 임피던스를 해석하였다.(Maloney, Smith, 1990) Katz은 2차원과 3차원의 안테나 복사패턴에 대한 우수한 결과를 발표하였으나 안테나 임피던스와 이득에 대한 결과는 제시하지 못했다.(Katz, 1990) Luebbers와 Kunz는 완전한 3차원이지만 비교적 간단한 안테나의 자기 임피던스와 상호 임피던스를 계산하였다.(Luebbers, 1992) Tirkas와 Balanis는 모노폴과 혼 안테나에 대한 원거리 영역 복사패턴에 대한 결과를 발표하였다.(Tirkas, 1992) Bhattacharya는 직육면체 상자에 대한 입력 임피던스를 모멘트법으로 해석하였다.(Bhattacharya, 1987) Che는 모멘트법으로 도체성 상자에 있는 모노폴 안테나에 대한 일반적인 복사패턴을 발표하였다.(Che, 1990)

본 논문에서는 유전체와 도체를 포함한 매질들의 상호 작용하는 모노폴 안테나 설계 및 제작에 최적화하기 위해서 시간영역 유한차분법(FDTD)을 이용하여 휴대용 소형 단말기에 부착되는 모노폴 안테나의 특성을 해석하고자 한다.

단말기의 높이를 50, 100, 150, 200 mm로 안테나의 길이인 50 mm 단위로 각각 증가시키면서 1.5 GHz인 정현파 전압 급전에 따른 원거리 복사패턴의 변화 및 단말기의 높이가 50 mm에서 유전체가 있는 경우와 없는 경우의 복사패턴의 변화를 고찰하고, 가우시안 전압급전으로 여기되는 과도상태 입력전류와 입력임피던스를 계산하며, 시간영역 전자계 성분들의 푸리에 변환으로 광대역 주파수에 따른 모노폴 안테나의 이득 특성을 구한다. 또한 1.5 GHz의 단일 주

과수 전압급전으로 최적의 공진 안테나 길이를 구한다. 본 논문의 구성은 1장에서 연구의 배경과 목적을 설명하고 2장에서는 맥스웰 방정식을 시간과 공간 함수로 직접 해석하기 위해서 유한차분법의 정의와 유한차등방정식의 근사식을 유도하고 3장에서는 유한차분법의 이론을 이용하여 휴대용 소형 단말기에 사용되는 모노폴 안테나의 모델링과 응용방법을 고찰한다. 4장에서는 2장과 3장의 이론들을 활용하여 유전체가 없을 경우와 유전체가 있는 경우, 단말기의 높이와 안테나 급전 위치의 변화에 따른 복사패턴, 입력임피던스, 절대이득을 계산하고 끝으로 5장에서는 계산결과를 토대로 본 논문의 결론을 맺는다.



II. 유한차분법

유한차분법(FDTD)은 시간중속 맥스웰 방정식을 정육면체 격자로 이루어진 Yee알고리즘을 사용하여 미소한 크기의 공간증분과 시간증분에 대한 차등방정식으로 변환시켜서 전계와 자계의 전파현상을 시간영역에서 해석하는 수치해석법이다. 1절에서 모노폴 안테나를 해석하기 위한 맥스웰 방정식의 근사적인 유한차등방정식을 유도하고 2절에서는 제한된 해의 영역을 무한한 영역으로 가정하는 데 필요한 최외각 격자의 흡수경계조건에 대해서 고찰한다.

1. 유한차등방정식

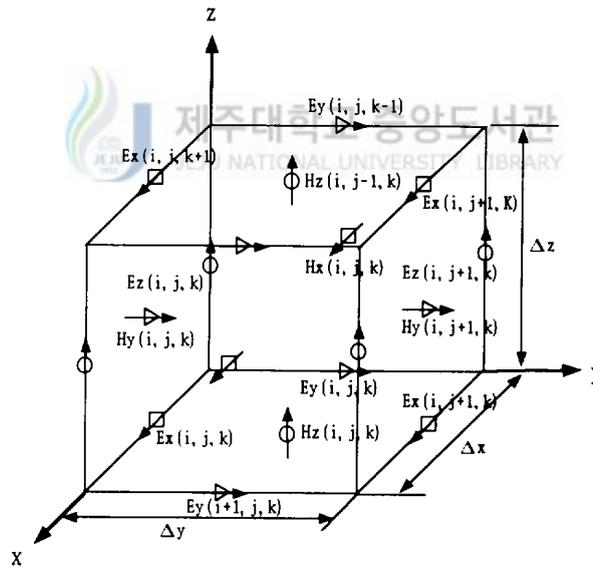


Fig. 1 Yee cell geometry.

Fig. 1은 전계와 자계에 대한 격자위치를 나타낸 Yee 격자 기하도형이다. Yee의 표기 방법에 따라 시간과 공간에 대한 임의의 함수 F 를 공간에서의 증분 ($\Delta x, \Delta y, \Delta z$)과 시간에서의 증분 (Δt)으로 표현할 때 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$F(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, n\Delta t) = F^n(i, j, k) \quad (1)$$

등방성 매질의 맥스웰 방정식은 다음과 같다.

$$\nabla \times \bar{E} = -\frac{\partial \bar{B}}{\partial t} \quad (2)$$

$$\nabla \times \bar{H} = \frac{\partial \bar{D}}{\partial t} + \sigma \bar{E} \quad (3)$$

$$\bar{B} = \mu \bar{H} \quad (4)$$

$$\bar{D} = \varepsilon \bar{E} \quad (5)$$

여기서 도전율 σ 와 투자율 μ , 그리고 유전율 ε 은 시간과 공간의 함수이다.

$$\bar{E} = \bar{E}^{total} = \bar{E}^{incident} + \bar{E}^{scattered} \quad (6)$$

$$\bar{H} = \bar{H}^{total} = \bar{H}^{incident} + \bar{H}^{scattered} \quad (7)$$

산란체 외부영역에서의 산란 전자계는 자유공간으로 전파하므로 맥스웰 방정식은 다음 식이 된다.

$$\frac{\partial \bar{E}^{scat}}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon_0} (\nabla \times \bar{H}^{scat}) \quad (8)$$

$$\frac{\partial \bar{H}^{scat}}{\partial t} = \frac{-1}{\mu_0} (\nabla \times \bar{E}^{scat}) \quad (9)$$

또한 등방성 매질에서의 전자계 식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \frac{\partial \bar{E}^{scat}}{\partial t} &= -\frac{\sigma}{\epsilon} \bar{E}^{scat} - \frac{\sigma}{\epsilon} \bar{E}^{inc} \\ &\quad - \frac{(\epsilon - \epsilon_0)}{\epsilon} \frac{\partial \bar{E}^{inc}}{\partial t} - \frac{1}{\epsilon} (\nabla \times \bar{H}^{scat}) \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial \bar{H}^{scat}}{\partial t} &= -\frac{\sigma}{\mu} \bar{H}^{scat} - \frac{\sigma}{\mu} \bar{H}^{inc} \\ &\quad - \frac{(\mu - \mu_0)}{\mu} \frac{\partial \bar{H}^{inc}}{\partial t} - \frac{1}{\mu} (\nabla \times \bar{E}^{scat}) \end{aligned} \quad (11)$$

식 (8), (9)를 직각좌표계에서의 스칼라 방정식으로 나타내면 전체 E_x 성분과 자계 H_y 성분은 다음과 같다.

$$\frac{\partial E_x^{scat}}{\partial t} = \frac{1}{\epsilon_0} \left(\partial \frac{H_z^{scat}}{\partial y} - \partial \frac{H_y^{scat}}{\partial z} \right) \quad (12)$$

$$\frac{\partial H_y^{scat}}{\partial t} = \frac{1}{\mu_0} \left(\frac{\partial E_z^{scat}}{\partial x} - \frac{\partial E_x^{scat}}{\partial z} \right) \quad (13)$$

또한 공간과 시간증분으로 전체 E_x 성분과 자계 H_y 성분을 표현하면 다음 식이 된다.

$$\frac{E_x^{scat, n} - E_x^{scat, n-1}}{\Delta t} = \frac{1}{\epsilon_0} \left(\frac{\Delta H_z^{scat, n-1/2}}{\Delta y} - \frac{\Delta H_y^{scat, n-1/2}}{\Delta z} \right) \quad (14)$$

$$\frac{H_y^{scat, n+1/2} - H_y^{scat, n-1/2}}{\Delta t} = \frac{1}{\mu_0} \left(\frac{\Delta E_z^{scat, n}}{\Delta x} - \frac{\Delta E_x^{scat, n}}{\Delta z} \right) \quad (15)$$

그러므로 등방성 매질과 자유공간을 포함한 전계 E_x 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 E_x^s(I, J, K)^n &= \left(\frac{\epsilon}{\epsilon + \sigma \Delta t} \right) E_x^s(I, J, K)^{n-1} \\
 &\quad - \left(\frac{\sigma \Delta t}{\epsilon + \sigma \Delta t} \right) E_x^i(I, J, K)^n - \left\{ \frac{(\epsilon - \epsilon_0) \Delta t}{\epsilon + \sigma \Delta t} \right\} E_x^i(I, J, K)^n \\
 &\quad + \left(\frac{\Delta t}{\epsilon + \sigma \Delta t} \right) \frac{H_z^s(I, J, K)^{n-1/2} - H_z^s(I, J-1, K)^{n-1/2}}{\Delta y} \\
 &\quad - \left(\frac{\Delta t}{\epsilon + \sigma \Delta t} \right) \frac{H_y^s(I, J, K)^{n-1/2} - H_y^s(I, J, K-1)^{n-1/2}}{\Delta z}
 \end{aligned} \tag{16}$$

2. 경계조건

유한차분법으로 산란 또는 안테나문제를 해결하는데 있어서 어려운 점은 전자계를 계산하는 영역이 무한하다는 것이다. 무한한 데이터를 컴퓨터가 저장할 수 없기 때문에 전자계를 계산하는 영역을 제한해야 한다. 그러므로 산란물체 또는 안테나를 완전히 포함하는 영역으로 무한한 영역을 제한해야 하는데, 외부면에 대해서 반사를 일으키지 않게 최대한 정확하게 모델링할 수 있는 경계조건을 사용함으로써 가능하다. 이와 같은 경계조건을 흡수경계조건이라 한다.

Taylor는 맥스웰 방정식의 FDTD 근사식으로 간단한 외부삼입법을 이용한 흡수경계조건을 유도하였다.(Taylor, 1969) 그리고 Taflove 와 Brodwin은 진행파의 모든 방향을 설명하기 위해서 진행파를 시뮬레이션하고 평균과정을 사용한 흡수경계조건을 기술하였다.(Taflove and Brodwin, 1975) 이 방법은 모델링된 구조로 둘러싸인 진행파와 격자의 경계에서 반사된 파를 흡수하는 영역

에서 손실을 도입하는 것이다. 흡수경계조건들은 일차 근사식으로 유용하지만 격자의 경계근처의 전자계가 특수한 방향(격자의 경계에서 수직인 방향 또는 장애물 중심을 향하는 방향)으로 진행하지 않을 때는 심한 반사를 일으키는 단점을 가지고 있다. Mur는 2차원과 3차원 영역에서 이차와 고차 근사식의 반사를 심하게 일으키지 않는 흡수경계조건을 개선하였다.(Mur, 1990) 단일 전자계 성분에 대한 Mur의 흡수경계조건을 임의의 함수 W 에 대해서 표현하면 다음 식과 같다.

$$(\partial x^2 + \partial y^2 + \partial z^2 - c_0^{-2} \partial t^2)W = 0 \quad (17)$$

$$S_x = \frac{\partial / \partial x}{\partial / \partial t} = \frac{1}{\partial x / \partial t}, \quad S_y = \frac{1}{\partial y / \partial t}, \quad S_z = \frac{1}{\partial z / \partial t} \quad (18)$$

$$S_x^2 + S_y^2 + S_z^2 = \frac{1}{c_0^2} \quad (19)$$

$$W = \text{Re} [\psi (t + S_x x + S_y y + S_z z)] \quad (20)$$

여기서 $\partial x^2 = \partial^2 / \partial x^2$ 이고, 전파가 $-x$ 방향으로 진행하는 경우에 $x=0$ 에서 흡수경계조건은 다음과 같다.

$$\left[\frac{\partial}{\partial x} - c_0^{-1} \{1 - (c_0 S_y)^2 - (c_0 S_z)^2\}^{1/2} \frac{\partial}{\partial t} \right] W \Big|_{x=0} = 0 \quad (21)$$

식 (21)의 흡수경계조건을 1차 근사식으로 전개하면 다음과 같다.

$$\{1 - (c_0 S_y)^2 - (c_0 S_z)^2\}^{1/2} = 1 + 0 \cdot \{(c_0 S_y)^2 - (c_0 S_z)^2\} \cdot 1 \quad (22)$$

$$\left(\frac{\partial}{\partial x} - \frac{1}{c_0} \frac{\partial}{\partial t} \right) W \Big|_{x=0} = 0 \quad (23)$$

또한 2차 근사식을 전개하면 다음과 같다.

$$\{1 - (c_0 S_y)^2 - (c_0 S_z)^2\}^{1/2} = 1 - \frac{1}{2} \{(c_0 S_y)^2 - (c_0 S_z)^2\} \quad (24)$$

$$\left[\frac{\partial}{\partial x} - c_0^{-1} \left\{ 1 - \frac{1}{2} \{(c_0 S_y)^2 - (c_0 S_z)^2\} \right\} \frac{\partial}{\partial t} \right] W \Big|_{x=0} = 0 \quad (25)$$

$$\left\{ \frac{\partial^2}{\partial x \partial t} - \frac{1}{c_0} \frac{\partial^2}{\partial t^2} + \frac{1}{2} c_0 \left(\frac{\partial}{\partial t} S_y^2 - \frac{\partial}{\partial t} S_z^2 \right) \frac{\partial}{\partial t} \right\} W \Big|_{x=0} = 0 \quad (26)$$

식 (23)와 (26)을 유한차등방정식으로 1차와 2차의 근사식으로 표현하면 식 (27)과 (28)이 된다.

$$E_z^{n+1}(0, j, k+1/2) = E_z^n(1, j, k+1/2) + ctx \{ E_z^{n+1}(1, j, k+1/2) - E_z^n(0, j, k+1/2) \} \quad (27)$$

$$E_z^{n+1}(0, j, k+1/2) = -E_z^{n-1}(1, j, k+1/2) + ctx \{ E_z^{n+1}(1, j, k+1/2) + E_z^{n-1}(0, j, k+1/2) \} + cxx \{ E_z^n(0, j, k+1/2) - E_z^n(1, j, k+1/2) \} + cty \{ E_z^n(0, j+1, k+1/2) - 2E_z^n(0, j, k+1/2) + E_z^n(0, j-1, k+1/2) + E_z^n(1, j+1, k+1/2) - 2E_z^n(1, j, k+1/2) + E_z^n(1, j-1, k+1/2) \} + ctz \{ E_z^n(0, j, k+3/2) - 2E_z^n(0, j, k+1/2) + E_z^n(0, j, k-1/2) + E_z^n(1, j, k+3/2) - 2E_z^n(1, j, k+1/2) + E_z^n(1, j, k-1/2) \} \quad (28)$$

여기서 ctx , cxx , cty , ctz 는 다음 식들로 표현 된다.

$$ctx = \frac{c_0 \Delta t - \Delta x}{c_0 \Delta t + \Delta x}$$

$$cxx = \frac{2\Delta x}{c\Delta t + \Delta x}$$

$$cty = \frac{\Delta x (c\Delta t)^2}{2(\Delta y)^2 (c\Delta t + \Delta x)}$$

$$ctz = \frac{\Delta x (c\Delta t)^2}{2(\Delta z)^2 (c\Delta t + \Delta x)}$$

공간 격자의 크기는 한 개의 전자계 증분이 심하게 변하지 않는 범위에서 선정해야 한다. 아주 좋은 결과를 얻기 위해서 격자의 크기는 파장보다 아주 작아야 하지만, 일반적으로 공간증분의 관계식은 $\Delta x = \Delta y = \Delta z \leq 10/\lambda$ 를 만족하며, λ 는 파장이고, 계산 결과의 정확성과 안정화를 위해서 공간증분 Δx 와 시간증분 Δt 사이의 관계를 정의해야 한다. 전자파가 진행하는 공간상에서 단위 시간증분 동안에 한 격자에서 인접한 격자까지의 거리 이상으로 전파되면 안 되므로 시간증분은 Courant Condition을 필요로 한다. 따라서 공간증분과 시간증분과의 관계에서 전파 매질의 유전율 ϵ 과 투자율 μ 에 대해 최적의 안정화 조건은 다음 식을 만족해야 한다.

$$\sqrt{(\Delta x)^2 + (\Delta y)^2 + (\Delta z)^2} \geq c\Delta t = \sqrt{\frac{1}{\epsilon\mu}} \Delta t \quad (29)$$

여기서 c 는 광속도이며, 또한 공간증분이 $\Delta x = \Delta y = \Delta z$ 일때 시간증분은 Courant 안정화 조건($\Delta t \leq \frac{\Delta z}{\sqrt{3}c}$)이 되고, 여기서 $\Delta t = \frac{\Delta z}{2c}$ 로 선정하였다.

III. 모노폴 안테나

유한차등방정식과 흡수경계조건을 이용하여 이동전화 단말기에 부착되는 모노폴 안테나의 특성을 해석하기 위하여 1절에서 모노폴 안테나를 모델링하고, 2절에서는 주파수영역에서의 벡터포텐셜을 푸리에 역변환을 해서 3차원 공간상의 시간영역 근거리-원거리 변환 복사패턴식을 유도하고, 3절에서 과도상태 입력전류 및 입력임피던스를 구하며, 4절에서는 절대이득에 대해서 고찰한다.

1. 모노폴 안테나 모델링

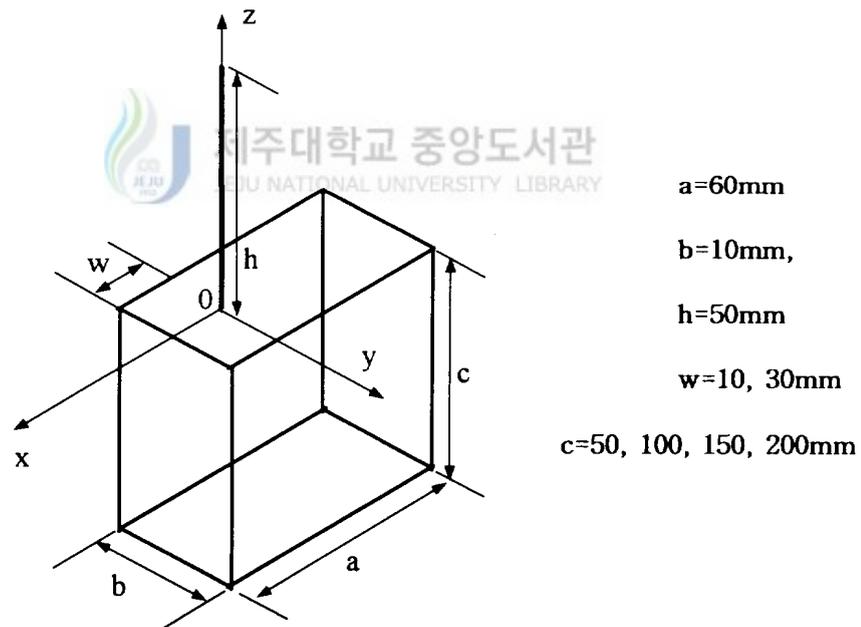


Fig. 2 Geometry of monopole antenna on conducting box.

Fig. 2는 모노폴 안테나를 갖는 소형 이동전화 단말기를 근사화한 도형이다. 모노폴 안테나는 도체성 상자에 연결되어 있고, 모노폴 안테나와 단말기 본체의 연결부분에서 전압이 급전된다. 안테나를 급전시키는 방법에는 전계급전과 자계급전에 의한 급전법이 있는데 여기서는 전계급전법을 사용한다. 이동전화 단말기의 전도성 본체위에 있는 모노폴의 하부에서 z축을 따라 전계 Ez를 급전시키는 것으로 모멘트법에서 델타 갭 급전에 해당한다.(Umashankar, 1987) 이 모노폴 하부에서의 전계 Ez성분은 안테나를 급전시키는 급전원으로 사용된다. 여기서 Yee의 표기를 사용한다면 시간 t는 $n\Delta t$ 로 양자화된다. 안테나를 급전하는 이 방법은 모멘트법에서의 델타 갭 소스급전에 비유된다. 그렇지만 일반적으로 모멘트법에서 공간 간격은 무한히 가는 반면에 유한차분법(FDTD)에서는 1 개의 공간증분 (Δz)을 사용한다. Fig. 3은 모노폴 안테나의 하부에서 z축 상의 전계성분 $E_z^n(I, J, K)$ 를 나타내고 있고, $V_s(n\Delta t)$ 를 급전전압이라 하면 다음 식과 같다.

$$E_z^n(I, J, K) = -V_s(n\Delta t) / \Delta z \quad (30)$$

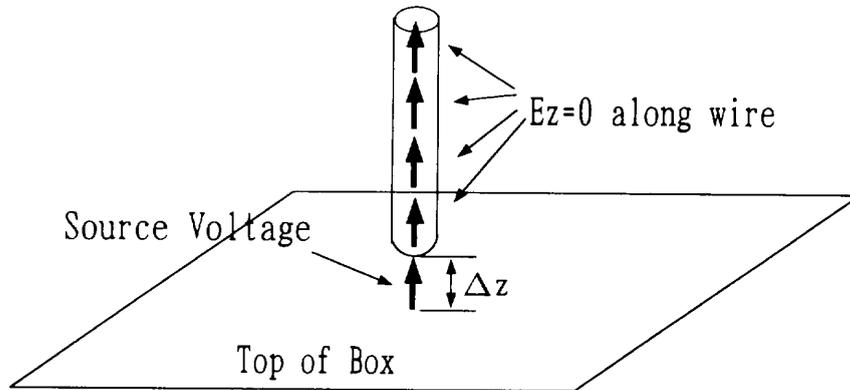


Fig. 3 FDTD monopole antenna excited at the base of the wire.

안테나와 본체의 결합은 y 축의 중심이고, x 축에서는 위치를 보정할 수 있다. 단말기의 본체는 유전율이 3.0인 유전체가 5mm 두께로 둘러싸여 있다고 가정하자. 여기서 5mm는 휴대용 단말기의 플라스틱 보호대에 비유할 수 있다. 또한 단말기의 본체를 통과하는 모노폴 안테나에도 반경이 2.5mm인 동일한 유전체로 덮여있다고 하자. 단말기 본체의 높이는 50, 100, 150, 200mm로 변화될 수 있고, 모노폴 안테나의 전압급전 위치는 x 축으로 $w=10, 30$ mm로 보정할 수 있다. 단말기의 본체는 완전도체라고 하고, 안테나의 반경 r 은 0.5mm로 충분히 작아서 무시할 수 있다고 가정한다. 선형 모노폴 안테나는 도체의 경계조건에 의해서 z 축을 따라서 전기장 E_z 성분을 0으로 정의함으로써 근사화된다. 완전도체면의 경계조건에서 전기장의 접선 성분은 존재하지 않는다. 일반적으로 직육면체의 도체면에서 FDTD 전기장의 접선성분들을 0으로 정의함으로써 이동전화 모노폴 안테나를 모델링할 수 있다. 복사패턴과 입력임피던스 계산에서 본체의 높이 변화($c=50, 100, 150, 200$ mm), 유전체의 유무, 그리고 모노폴의 급전위치 변화($w=10, 30$ mm)를 고려하고, 절대이득 계산에서는 안테나의 높이 $c=50$ mm와 안테나 급전위치 $w=30$ mm인 경우를 고찰한다. 이와같은 모노폴 안테나 모델링으로 이동전화 단말기에 부착된 모노폴 안테나의 복사패턴, 과도상태 입력전류, 입력임피던스, 이득을 유한차분법으로 해석할 수 있다. 안테나와 본체를 연결하는 위치에 1.5GHz인 정현파 전압을 급전해서 단말기 본체의 높이 c 의 변화와 급전 위치의 변화에 따른 복사패턴을 계산하고, 펄스폭이 0.2ns인 가우시안 전압을 급전하여 6GHz의 주파수 대역에서 모노폴 안테나의 급전위치 및 본체 높이의 변화와 유전체가 있을 때와 없을 때의 입력임피던스를 계산한다. 또한 동일한 펄스폭을 가진 가우시안 전압을 급전하여 광대역 주파수에서의 절대이득을 계산한다.

2. 복사패턴

3차원 시간영역의 복사패턴은 주파수 영역의 근거리-원거리 변환을 사용해서 구한 후에 다시 푸리에 역변환하면 구할 수 있다.(Luebbers, 1991) Fig. 4는 원점에 위치한 복사체로부터 폐곡면상의 미소 면적 ds 에 유도된 근거리 전자계에 의해서 원거리 영역의 관측점 Q의 복사전계를 유도하기 위한 기하학이다.

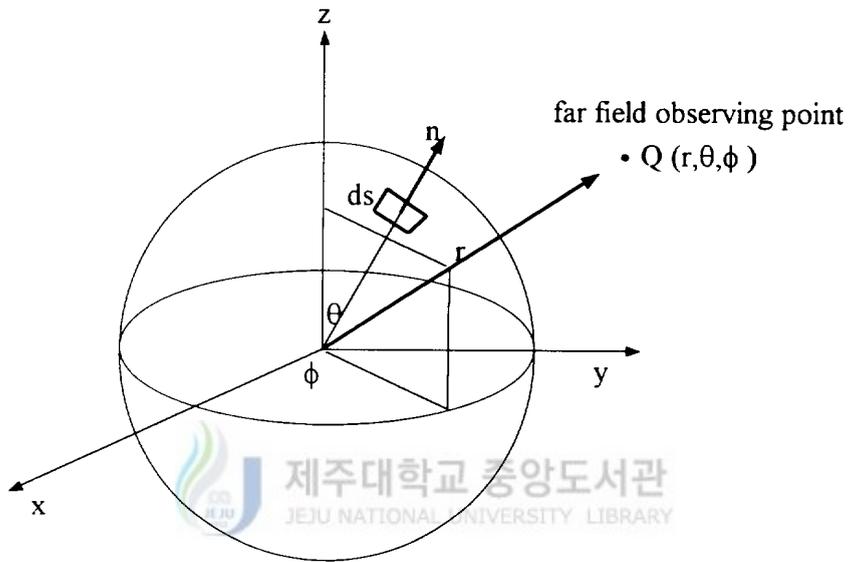


Fig. 4 Coordinates of a near field element on small surface(ds) of closed surface surrounding a general source and far zone point Q

산란체 또는 복사체가 Fig. 4에서 처럼 공간상의 폐곡면 S' 으로 둘러싸여 있다면 표면전류원 $J_s(w)$ 와 표면자류원 $M_s(w)$ 에 의한 전개 복사벡터 $N(w)$ 와 자계 복사벡터 $L(w)$ 은 다음과 같다.

$$N(w) = \int_s J_s(w) \exp(jk \bar{r}' \cdot \hat{r}) ds \quad (31)$$

$$L(w) = \int_s M_s(w) \exp(jk \bar{r}' \cdot \hat{r}) ds \quad (32)$$

여기서 $j = \sqrt{-1}$, $w = 2\pi f$, 전파상수 $k = 2\pi f/c$ 이고, \bar{r}' 은 원점에서 적분면의 소스점까지의 벡터이고, \hat{r} 은 원점에서 원거리 관측점까지의 단위 벡터이다. 식 (32)와 (33)으로 주파수영역에서의 원거리 전계 E_θ 와 E_ϕ 는 다음과 같다.

$$E_\theta = j \exp(-jkR) (-\eta N_\theta + L_\phi) / (2\lambda R) \quad (33)$$

$$E_\phi = j \exp(-jkR) (-\eta N_\phi + L_\theta) / (2\lambda R) \quad (34)$$

여기서 η 는 자유공간 고유임피던스이고, R 은 원점에서 원거리영역 관측점까지의 거리이다. 시간영역에서 근거리-원거리 변환을 효율적으로 하기 위해서 주파수영역에서의 전계 벡터포텐셜 $\mathcal{W}(w)$ 와 자계 벡터포텐셜 $\mathcal{U}(w)$ 를 정의하면 다음과 같다.

$$\mathcal{W}(w) = jw \exp\left(\frac{-jwR}{c}\right) N(w) / (4\pi Rc) \quad (35)$$

$$\mathcal{U}(w) = jw \exp\left(\frac{-jwR}{c}\right) L(w) / (4\pi Rc) \quad (36)$$

위의 식을 푸리에 역변환해서 시간영역으로 전계 벡터포텐셜 $\mathcal{W}(t)$ 와 자계 벡터포텐셜 $\mathcal{U}(t)$ 를 표현하면 다음 식으로 된다.

$$W(t) = \frac{1}{4\pi Rc} \frac{\partial}{\partial t} \left\{ \int_s J_s(t + (\vec{r} \cdot \hat{r})/c - R/c) ds' \right\} \quad (37)$$

$$U(t) = \frac{1}{4\pi Rc} \frac{\partial}{\partial t} \left\{ \int_s M_s(t + (\vec{r} \cdot \hat{r})/c - R/c) ds' \right\} \quad (38)$$

여기서 $J_s(t) = \hat{n} \times H(t)$, $M_s(t) = -\hat{n} \times E(t)$ 이고, \hat{n} 은 적분면의 법선벡터이다. 시간영역에서의 전계 벡터포텐셜 $W(t)$ 와 자계 벡터포텐셜 $U(t)$ 를 유한차분방정식으로 모델링하기 위하여 법선벡터가 y 인 적분면에서 전계의 x 성분만이 존재한다고 가정하면 벡터포텐셜은 다음과 같다.

$$U_z \{ (n+1/2)\Delta t - (\vec{r} \cdot \hat{r})/c \} = \Delta x \Delta z (E_x^{n+1} - E_x^n) / (4\pi c \Delta t) \quad (39)$$

$$\vec{r} = (I - I_c) \Delta x \hat{x} + (J + 1/2 - J_c) \Delta y \hat{y} + (k - k_c) \Delta z \hat{z} \quad (40)$$

여기서 \vec{r} 은 기준격자 (I_c, J_c, K_c) 의 중심에서 임의의 적분면 격자 (I, J, K) 의 중심까지의 벡터이다. 따라서 시간영역에서의 원거리 전계 E_θ 와 E_ϕ 는 다음과 같다.

$$E_\theta(t) = -\eta W_\theta(t) - U_\phi(t) \quad (41)$$

$$E_\phi(t) = -\eta W_\phi(t) + U_\theta(t) \quad (42)$$

유한차분법에 의한 안테나 복사패턴을 계산하는 동안 서로 다른 방향각에서 과도상태의 원거리의 전계를 구할 수 있다. 급전전압이 광대역 주파수를 갖는 펄스전압 또는 가우시안 전압을 급전하였을 때 과도상태의 복사패턴과 주파수

영역의 복사패턴도 이산푸리에 변환을 거쳐서 효율적으로 구할 수 있다. 이 계산에서는 단일 주파수만 사용되므로 급전전압 $V_s(t)$ 을 1.5GHz 정현파로 결정하였다. 정상상태에 도달하면 전계와 자계성분의 크기는 원거리영역의 각각의 각도에서 구해진다.

3. 입력임피던스

이동전화 단말기의 도체성 본체에 부착된 모노폴 안테나의 광대역 입력임피던스를 구하기 위해서 급전전압은 일반적으로 주파수영역에서 크기가 거의 일정한 가우시안 펄스전압을 사용한다. 가우시안 펄스폭은 0.2 ns정도이며, 급전전압 $V_s(t)$ 는 다음 식과 같다.

$$V_s(t) = 1.0 \exp\{-\alpha(t - \beta \Delta t)^2\} \quad (43)$$

여기서 $\alpha = (\frac{4}{\beta \Delta t})^2$, $\beta = 24$ 이다.

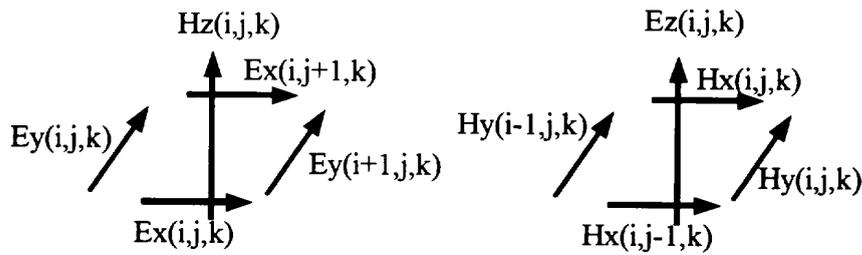


Fig. 5 Yee cell field locations relative to $H_z(i,j,k)$ and $E_z(i,j,k)$.

Fig. 5는 모노폴 안테나 하부의 급전점을 주위로 전계 E_z 에 의해서 유도된 자계들과 자계 H_z 에 의해 유도된 4개의 전계성분들을 나타낸 그림으로 전계와 자계의 위치를 나타낸다. 모노폴 안테나 하부의 급전점 I, J, K에서 전압이 급전되어 전계 E_z 가 있으면 이 급전점 주위로 자계 H_x 와 H_y 가 유도된다. 그러므로 *Ampere's law*에 의해서 모노폴을 통하는 과도상태 입력전류 $I_s(t)$ 는 모노폴 안테나의 하부에 있는 전계성분을 둘러싼 자계성분들을 다음 식으로 선적분함으로써 구해진다.

$$I_s(n\Delta t) = \{H_x^{n+1/2}(I, J-1, K) - H_x^{n+1/2}(I, J, K)\} \Delta x + \{H_y^{n+1/2}(I, J, K) - H_y^{n+1/2}(I-1, J, K)\} \Delta y \quad (44)$$

여기서 시간증분 $1/2$ 은 전압 $V_s(t)$ 와 전류 $I_s(t)$ 사이를 보정한다. 이것은 FDTD 계산에서 전계와 자계 성분사이의 시간 보정에 해당하는 것으로 마이크로파대역에서 정현파의 주기는 충분히 작으므로 무시될 수 있다. 과도상태의 입력전류가 정상상태에 도달된 후에 최종적인 과도 전류 $I_s(t)$ 와 가우시안 급전 전압 $V_s(t)$ 를 이산 푸리에 변환하면 각각의 주파수에서 계산된다. 그러므로 입력임피던스는 다음 식으로 구할 수 있다.

$$Z(w) = V_s(w) / I_s(w) \quad (45)$$

여기서 $w = 2\pi f$ 이고, f 는 주파수이다.

4. 이득

송·수신 안테나의 이득은 동일한 거리에서 동일한 전계강도를 발생시키는 경우 기준 안테나의 입력 전력과 주어진 안테나의 입력 전력의 비로 정의한다. 기준 안테나를 등방성 안테나로 했을 때의 이득을 절대이득이라 하고, 손실이 없는 반파장 안테나로 기준 안테나로 했을 때의 이득을 상대이득이라 한다. 또한 안테나 이득은 지향성과 밀접한 관계가 있는데, 지향성의 관점에서 정의하면 지향성 이득이라 한다.

입력임피던스 계산에서와 같이 동일한 가우시안 급전전압을 사용하면 광대역 주파수의 이득을 구할 수 있다. 급전점의 가우시안 전압 $V_s(t)$ 로 유도된 모노폴을 통과하는 과도상태의 입력전류 $I_s(t)$ 는 일정한 시간이 경과하면 정상상태에 도달한다. 시간영역의 전압과 전류를 푸리에 변환해서 주파수영역의 입력전력 $P_{in}(w)$ 를 구하면 다음 식과 같다.

$$P_{in}(w) = Re\{V_s(w)I_s^*(w)\} \quad (46)$$

여기서 $Re\{\cdot\}$ 는 복소수의 실수부이고, $I_s^*(w)$ 는 주파수영역의 입력전류 $I_s(w)$ 의 공액복소수이다.

등방성 안테나에 대한 구면좌표계에서 θ, φ 의 방향으로 복사되는 모노폴 안테나의 이득 $G(w, \theta, \varphi)$ 를 구하면 다음 식과 같다.

$$G(w, \theta, \varphi) = \frac{|E_F(w, \theta, \varphi)|^2 / \eta_0}{P_{in}(w) / 4\pi} \quad (47)$$

여기서 η_0 는 자유공간의 고유임피던스이고, $E_F(w, \theta, \varphi)$ 는 구면좌표계에서 θ, φ 의 방향으로 복사되는 주파수영역의 원거리 전계이다.

IV. 계산결과 및 고찰

유한차분법의 개념과 안테나 모델링을 토대로 1절에서 1.5 GHz의 정현파를 급전하여 안테나의 급전 위치 및 단말기 본체의 높이 변화와 유전체의 유무에 따른 모노폴 안테나의 원거리 복사패턴을 구하고, 2절과 3절에서는 2ns의 펄스 폭을 갖는 가우시안 펄스 전압을 급전하여 과도상태의 전류 및 입력임피던스를 계산하고 4절에서는 광대역 주파수의 절대이득을 계산하여 그 결과를 고찰한다.

1. 복사패턴

이동전화 단말기에 부착되는 모노폴 안테나의 특성을 유한차분법에 의해서 해석하는 데에는 무한한 자유공간상의 해석 영역을 제한해야 한다. 복사패턴에 대해서 공간증분 $\Delta x = \Delta y = \Delta z = 5\text{mm}$ 로 규격화하면, 단말기의 크기는 격자의 크기로 결정되므로 안테나의 길이는 1.5 GHz의 전압을 사용하였을 때 파장당 40격자가 되고, 중심에서 x축으로 보정되는 변수 w 가 20 mm는 4 격자가 된다. 또한 단말기의 a, b, c 의 길이는 각각 12, 2, 10 격자가 된다. $\phi=0$ 인 $x-z$ 평면에서 복사패턴은 유전체가 없는 경우와 유전체를 포함하는 경우에 대해서 계산한다. 또한 안테나의 급전 위치 및 단말기 본체의 높이 변화에 따른 안테나 복사패턴을 구하여 서로 비교하였다.

Table 1 Parameters to evaluate radiation pattern.

높이 c	해의 영역 크기	급전 위치(w)
50 mm	62×52×60	10, 30 mm
100 mm	62×52×70	30 mm
150 mm	62×52×80	30 mm
200 mm	62×52×80	30 mm

Table 1은 안테나의 급전 위치와 단말기의 높이의 변화에 대한 복사패턴을 계산하기 위해서 해의 영역을 나타낸 것이다.

Fig. 6는 급전전압을 단말기의 상단 도체면의 중심에서 1.5 GHz의 정현파로 급전되었을 때 단말기 본체의 높이 $c=50$ mm인 경우의 수직 복사패턴 E_{θ} 를 나타낸 것으로 4° 씩 증가시키면서 계산한 것이다. 여기서 복사패턴은 무한 평면상에서의 모노폴 안테나의 특성이 다이폴 안테나의 전계 패턴이 되는 것과는 달리 규격화된 단말기의 도체면의 영향으로 하향을 지향하고 있다.

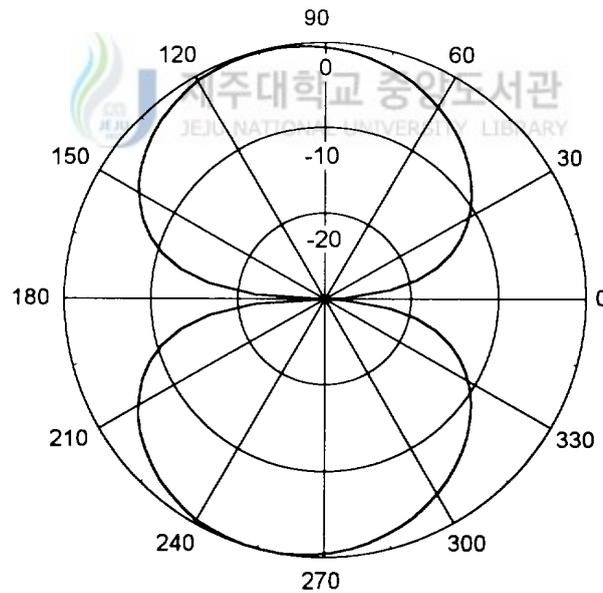


Fig. 6 Calculated radiation pattern at 1.5GHz ($c=50$ mm, $w=30$ mm).

Fig. 7는 $c=100$ mm에 대한 복사패턴을 나타낸 것이다. Fig. 8은 $c=150$ mm 인 경우의 복사패턴을 나타낸 것이고, Fig. 9은 $c=200$ mm에 대한 복사패턴을 나타낸 것이다. Fig. 6에서 Fig. 9까지의 복사패턴의 결과로 단말기의 도체성 본체의 높이가 증가하면서 복사패턴은 각각 104° , 120° , 132° , 140° 로 하향을 지향하고 있음을 알 수 있다. Fig 10은 유전체가 없는 경우, x축의 양 방향으로 20 mm 만큼 이동한 위치에서의 안테나 복사패턴이 한쪽으로 치우치고 있음을 보여준다. x축의 양 방향에서 안테나의 복사패턴은 120° 로 하향을 향하면서 빔폭이 넓은 완만한 특성을 보이는 반면에 반대 방향에서는 주 빔이 276° 로 좁은 빔폭을 갖는 안테나 특성을 보인다. Fig 11은 유전체가 없을 때와 있을 때의 안테나의 수직 복사패턴 E_θ 를 비교한 것으로 거의 동일한 패턴 특성을 보여주며, 도체성 단말기의 본체를 둘러싸는 유전체에는 그다지 많은 영향을 받지 않음을 알 수 있다.

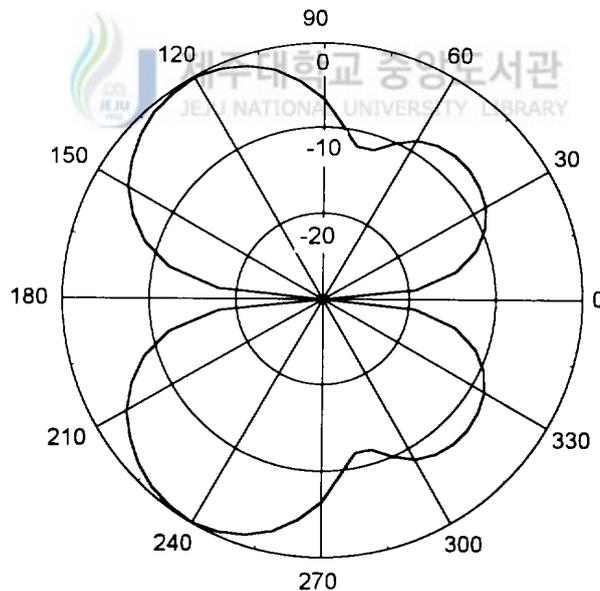


Fig. 7 Calculated radiation pattern at 1.5GHz ($c=100$ mm, $w=30$ mm).

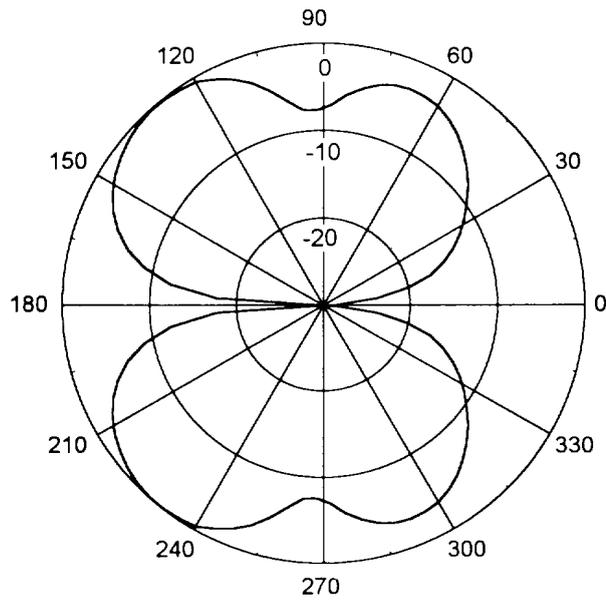


Fig. 8 Calculated radiation pattern at 1.5GHz ($c=150\text{mm}$, $w=30\text{mm}$).

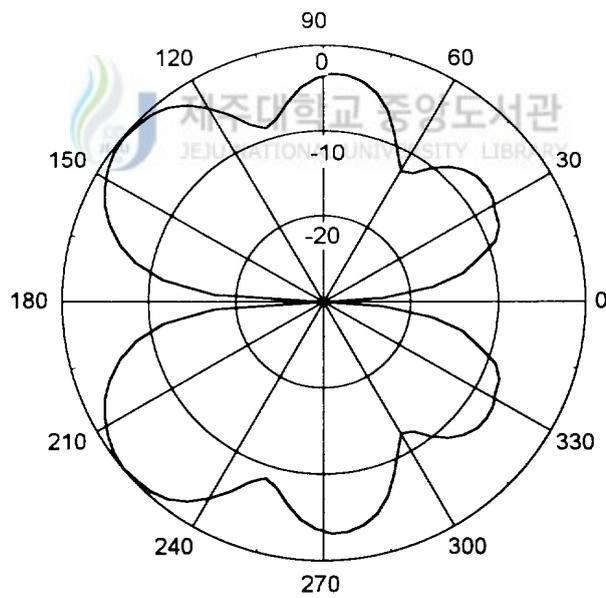


Fig. 9 Calculated radiation pattern at 1.5GHz ($c=200\text{mm}$, $w=30\text{mm}$).

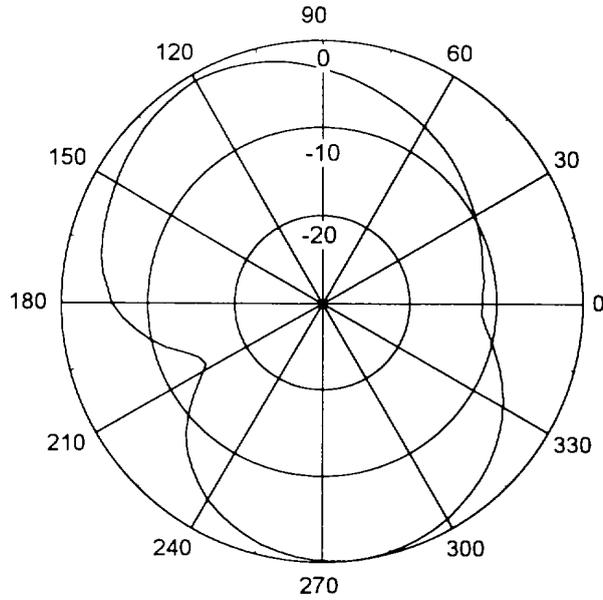


Fig. 10 Calculated radiation pattern at 1.5GHz ($c=50\text{mm}$, $w=10\text{mm}$).

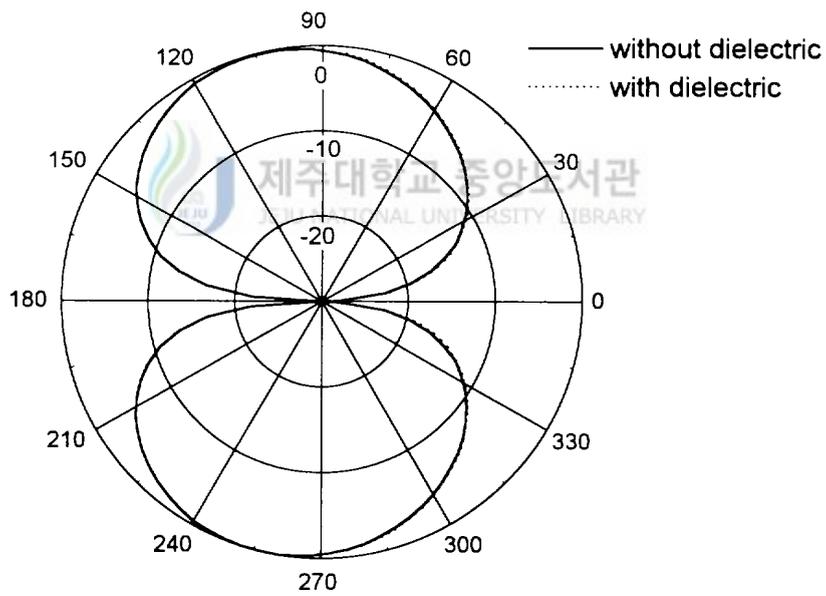


Fig. 11 Comparison of calculated radiation pattern with and without dielectric layer at 1.5GHz ($c=50\text{mm}$, $w=30\text{mm}$, $\epsilon_r=3$).

2. 과도상태 전류

유한차분법은 맥스웰 방정식을 수학적 변환을 거치지 않고 직접 시간과 공간에 대한 근사식을 사용하므로 가우시안 전압 급전으로 시간의 추이에 따른 과도상태의 전류분포를 알 수 있다. 펄스폭이 0.2 ns인 가우시안 소스전압이 급전되었을 때 안테나 급전 위치의 변화와 단말기 본체의 높이 변화에 따른 모노폴 안테나 하부를 통과하는 과도상태 입력전류를 시간영역 유한차분법으로 과도상태에서 정상상태에 이르는 현상을 구해본다. 급전된 전압과 모노폴 하부의 과도상태 전류를 이산 푸리에 변환하여 입력임피던스도 계산해야 하므로 격자의 크기에 민감한 임피던스 계산을 정확하게 하기 위해서는 복사패턴의 경우보다 더 작은 공간격자의 크기를 선정해야 한다. 여기서 공간격자(Δz)의 크기는 2.5 mm로 정의한다.

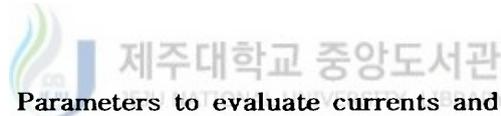


Table 2 Parameters to evaluate currents and impedances.

높이 c	해의 영역 크기	급전 위치(w)
50 mm	100×90×140	10, 30 mm
100 mm	100×90×150	10, 30 mm
150 mm	100×90×160	10, 30 mm

Table 2는 안테나의 급전 위치와 단말기 높이의 변화에 대한 과도상태의 입력 전류를 계산하기 위해서 해의 영역 크기를 정의한 것이다. 공간중분이 복사패턴 계산에서 사용한 5mm 보다 작으므로 해의 영역 크기를 증가하여 최외각 격자의 경계에서 반사가 거의 일어나지 않도록 해야한다. 단말기의 높이 변화

로 해의 영역 크기를 z축으로 증가하면 비교적 정확한 계산을 할 수 있다.

Fig. 12는 안테나의 급전 위치가 x축의 중심($w=30$ mm)이고, 안테나의 길이가 50 mm, 단말기 도체면의 높이가 50 mm인 경우의 과도상태 입력 전류를 나타낸 것으로 입력 전류는 96 ns에서 침투치가 -7 mA 정도이며, 정과 부의 펄스가 연속적으로 반복되면서 점차로 감소하여 정상상태로 수렴함을 보인다. 과도상태에서 나타나는 입력 전류의 맥동 현상은 급전되는 가우시안 전압의 펄스폭이 너무 좁을 경우에 더 심하게 나타난다. 한편 같은 단말기의 높이($c=50$ mm)에서 급전 위치가 x축의 양 방향으로 이동된 경우($w=10$ mm)에서 계산된 전류분포는 이와 거의 유사한 결과를 나타낸다.

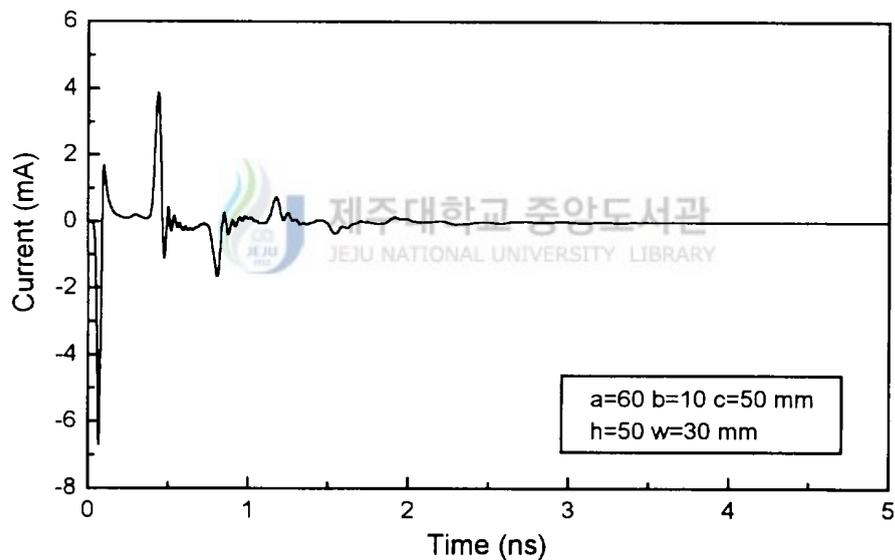


Fig. 12 Transient current flowing in the base of monopole due to 0.2ns Gaussian pulse voltage source ($c=50$ mm, $w=30$ mm).

Fig. 13은 안테나의 급전 위치가 x축의 중심($w=30$ mm)이고, 안테나의 길이

가 50 mm, 단말기 도체면의 높이가 100 mm인 경우의 과도상태 입력 전류를 나타낸 것으로 입력 전류는 Fig. 12의 결과와 같이 첨두치가 -7 mA 이고 정과 부의 펄스가 연속적으로 반복되면서 점차로 감소하여 정상 상태로 수렴하는 것은 유사하지만 단말기 높이의 변화(c=100 mm)로 도체면 증가에 따른 전류의 펄스 진폭은 약간 증가하여 정상상태에 수렴하고 있다. 한편 같은 단말기의 높이(c=100 mm)에서 급전 위치가 이동된 경우(w=10 mm)에도 전류분포는 이와 거의 유사한 결과를 나타낸다.

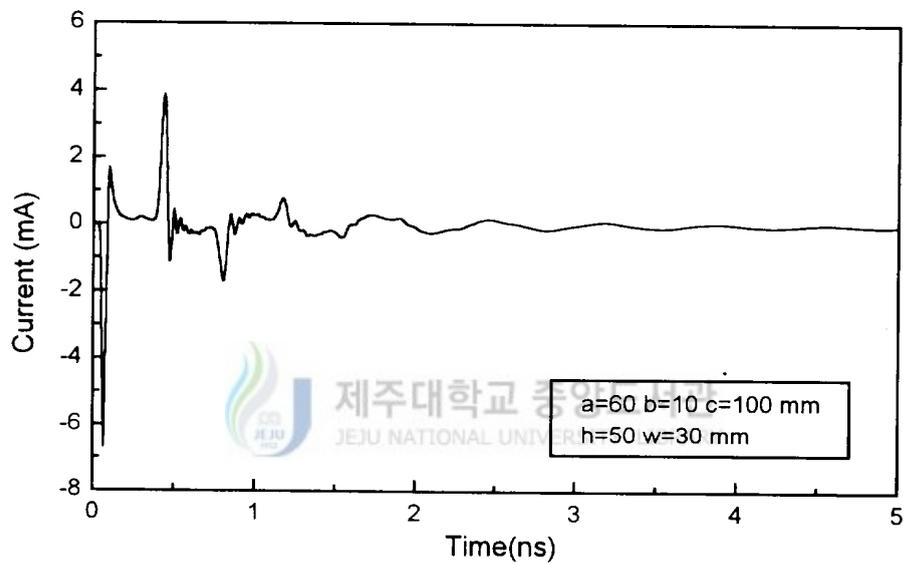


Fig. 13 Transient current flowing in the base of monopole due to 0.2ns Gaussian pulse voltage source (c=100mm, w=30mm).

3. 입력임피던스

과도 상태의 입력 전류 계산에서와 같이 0.2ns의 펄스폭을 가진 가우시안 소

스전압이 급전되었을 때 안테나 위치의 변화, 단말기 본체의 높이의 변화 그리고 유전율이 3인 유전체가 본체를 둘러싼 경우에 각각의 과도상태 입력전류를 구하여 시간영역의 모노폴 입력 전압 $V_s(t)$ 와 전류 $I_s(t)$ 를 푸우리에 변환해서 입력임피던스를 구할 수 있다. 그러므로 해의 영역 크기와 공간중분은 과도상태의 입력 전류 계산에서와 같다.

Fig. 14는 단말기의 높이가 50 mm일 때, 안테나의 급전 위치가 x축의 중심 ($w=30$ mm)인 경우와 양의 방향으로 이동된 경우($w=10$ mm)에 대해 입력임피던스를 비교한 것으로 첫 번째 공진주파수는 각각 1.42 GHz와 1.36 GHz이고, 해당 공진주파수에서 입력임피던스는 각각 72Ω , 73Ω 정도이다. 또한 급전 위치가 이동된 경우, 입력임피던스는 고역보다는 저역에서 더 민감한 변화를 보인다.

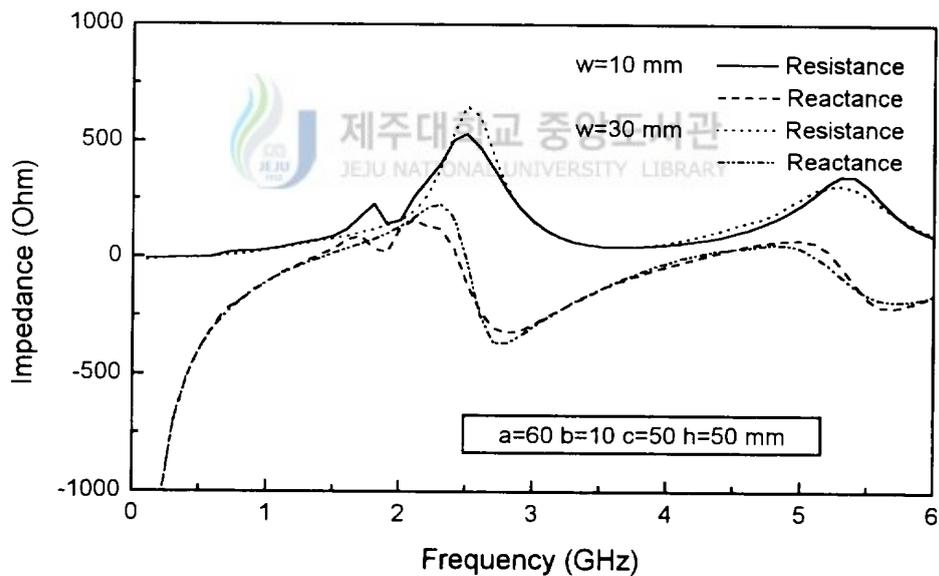


Fig. 14 Input impedance and frequency for monopole antenna on the conducting box ($c=50$ mm) in the case of varying feeding positions.

Fig. 15는 단말기의 높이가 100 mm로 증가한 경우에 안테나의 급전 위치의 변화에 대한 입력임피던스를 비교한 것으로 $w=30$ mm와 $w=10$ mm일 때, 첫 번째 공진주파수는 각각 1.46 GHz 와 1.41 GHz 이고, 해당 공진주파수에서 입력임피던스는 각각 45 Ω , 54 Ω 정도이다.

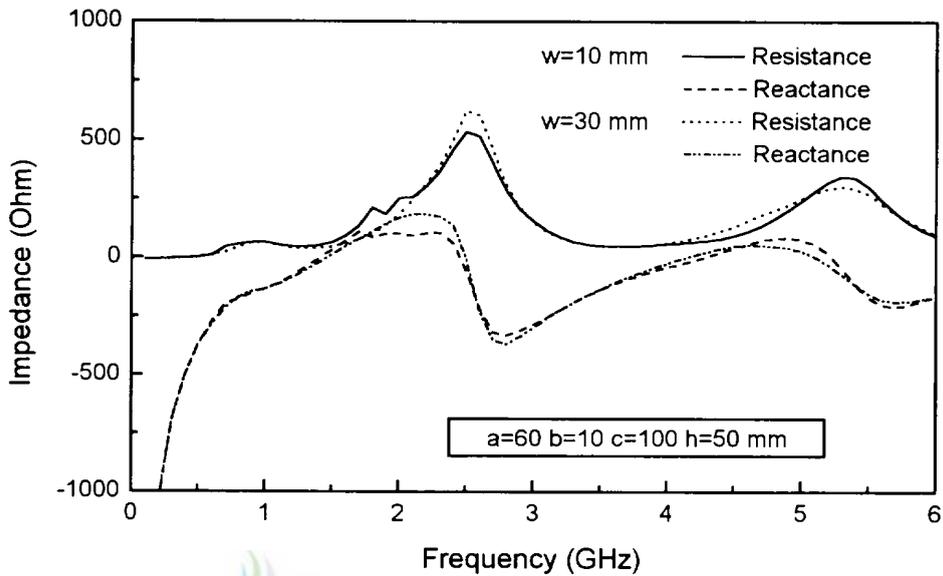


Fig. 15 Input impedance and frequency for monopole antenna on the conducting box ($c=100$ mm) in the case of varying feeding positions.

Fig. 16은 단말기의 길이가 150 mm인 경우에 안테나의 급전 위치 변화에 대한 입력임피던스를 비교한 것으로 $w=30$ mm와 $w=10$ mm일 때, 첫 번째 공진주파수는 각각 1.44 GHz와 1.37 GHz 이고, 해당 공진주파수에서 입력임피던스는 각각 70 Ω , 71 Ω 정도이다. 실제 모노폴 안테나의 길이가 50 mm인 경우에 1.5 GHz에서 공진되지 않고 있음을 알 수 있다. 그러므로 1.5 GHz에서 동축선로의 임피던스인 50 Ω 과 잘 정합하는 안테나의 길이를 구하면 50 mm보다 한 개의 공간증분(Δz)만큼 작은 길이인 47.5 mm이고, 이 때의 공진주파수

는 약 1.5 GHz이며, 입력임피던스는 약 80 Ω 이다.

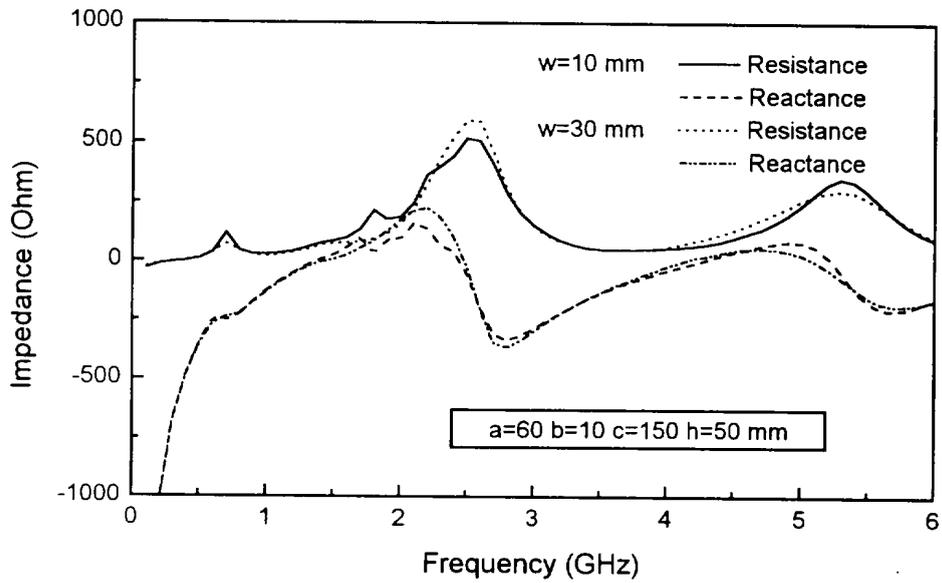


Fig. 16 Input impedance and frequency for monopole antenna on the conducting box ($c=150$ mm) in the case of varying feeding positions.

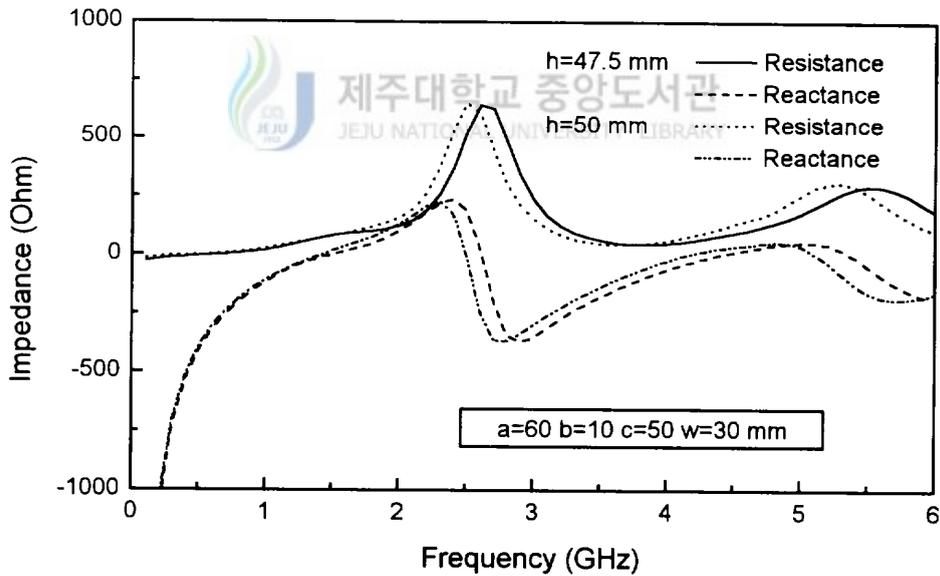


Fig. 17 Input impedance and frequency for monopole antenna on the conducting box ($c=50$ mm) in the case of varying antenna heights.

Fig. 17은 가우시안 전압이 중심($w=30$ mm)에서 급전될 때 안테나의 길이가 50 mm와 47.5 mm인 경우의 입력임피던스를 계산한 것이다. 안테나의 길이가 한 개의 공간증분 만큼 작아지면서 첫 번째 공진주파수가 1.42 GHz에서 1.5 GHz로 증가하고 이 때의 입력임피던스는 각각 72 Ω 에서 80 Ω 으로 증가한다. 또한 급전위치가 중심이고 유전체가 없을 때의 단말기의 높이를 50, 100, 150 mm로 증가하면서 1.5 GHz의 공진주파수에서 입력임피던스가 동축선로의 임피던스인 50 Ω 에 잘 정합되는 도체면의 높이는 100mm로 입력임피던스는 52 Ω 이다.

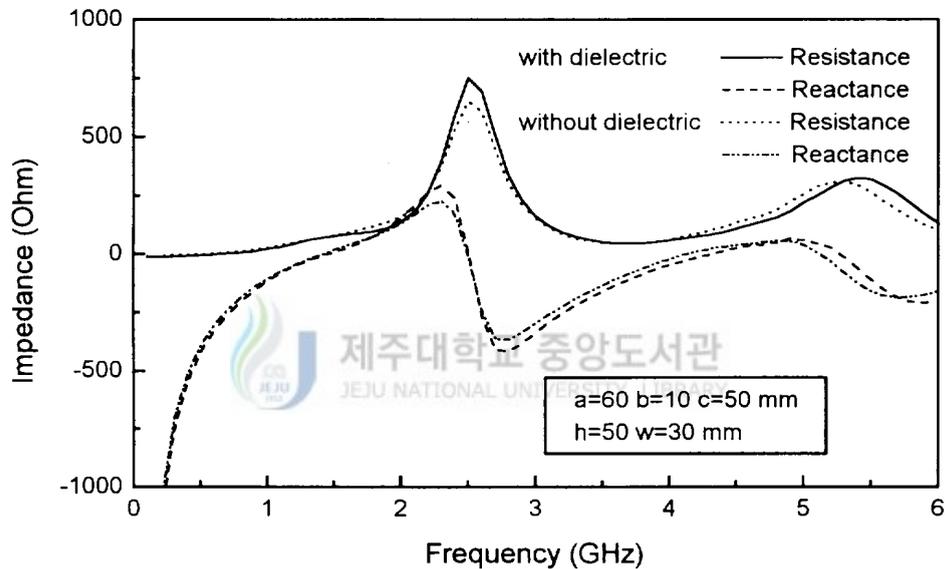


Fig. 18 Input impedance and frequency for monopole antenna on the conducting box ($c=50$ mm) with and without dielectric layer ($\epsilon_r=3$).

Fig. 18은 안테나의 단말기 길이가 50 mm이고, 급전 위치가 x축의 중심 ($w=30$ mm)인 경우에, 도체면을 손실이 없는 유전율 $\epsilon_r=3$ 인 유전체로 둘러싸여 있을 때와 없을 때를 서로 비교한 것으로 휴대용 전화기의 보호대에 비유되

는 플라스틱과 같은 유전체에 의해 공진주파수는 1.45 GHz로 유전체가 없을 때의 공진주파수인 1.42 GHz에 비해서 다소 증가하고, 입력임피던스도 75Ω 으로 유전체에 의해서 약간 증가한다. 위의 결과로 유전체에 의해 공진주파수와 입력임피던스는 증가함을 알 수 있다.

4. 이득

과도상태의 입력전류 계산에서와 마찬가지로 동일한 펄스폭을 가진 가우시안 전압을 급전하여 근거리-원거리 변환으로 원거리 영역의 복사전계를 구하여 R 광대역 주파수에서 등방성 안테나에 대한 모노폴 안테나의 절대이득을 계산할 수 있다.

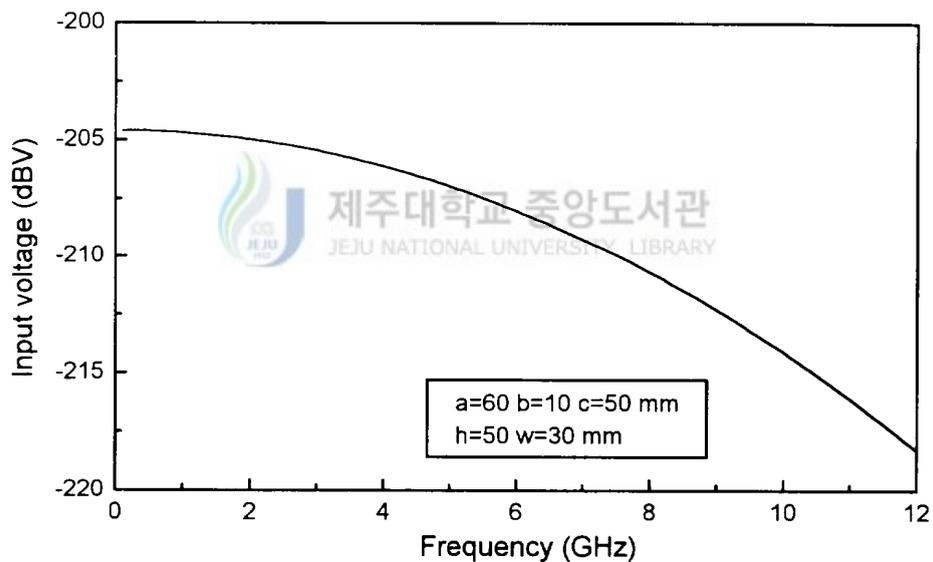


Fig. 19 Magnitude of discrete Fourier transform of Gaussian voltage.

Fig. 19는 입력임피던스와 이득을 구하기 위해서 단말기의 길이가 50 mm이

고, x축의 중심($w=30$ mm)에서 급전전압으로 사용한 펄스폭이 2 ns인 가우시안 전압을 이산 푸리에 변환하여 주파수영역에서 입력 전압을 나타낸 것으로 0에서 6 GHz대역까지 거의 일정한 전압분포를 보이고 있다.

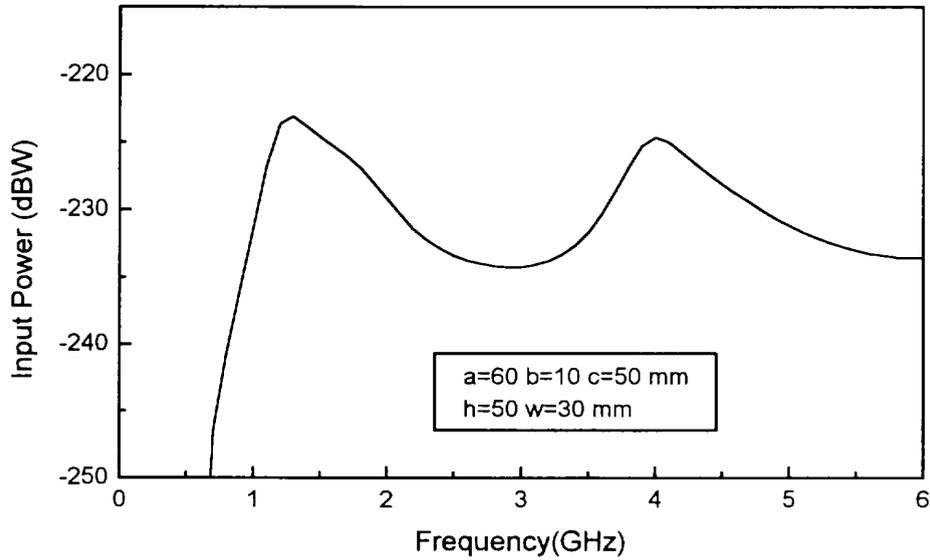


Fig. 20 Magnitude of discrete Fourier transform of input power.



Fig. 20은 모노폴 안테나의 길이가 50 mm이고 x축의 중심($w=30$ mm)에서 급전되는 경우에 가우시안 급전 전압과 과도상태의 입력전류에 의해서 계산된 입력전력을 나타낸 것으로 1.3 GHz와 4 GHz에서 각각 -223 dBW, -225 dBW로 입력전력이 집중되어 있다.

Fig. 21은 Fig. 20에서와 같이 급전된 경우에 x축의 양의 방향($\theta=90^\circ$)에서 원거리 영역 복사전계 E_θ 의 크기를 나타낸 것으로 1.4 GHz에서 -206 dBV/m로 최대의 전계를 가진다.

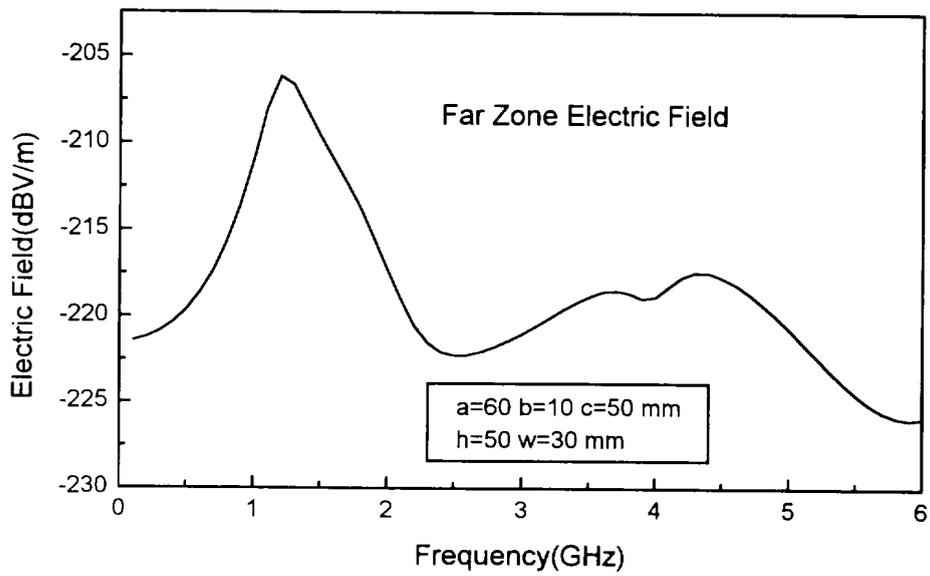


Fig. 21 Magnitude of discrete Fourier transform of far zone electric field.

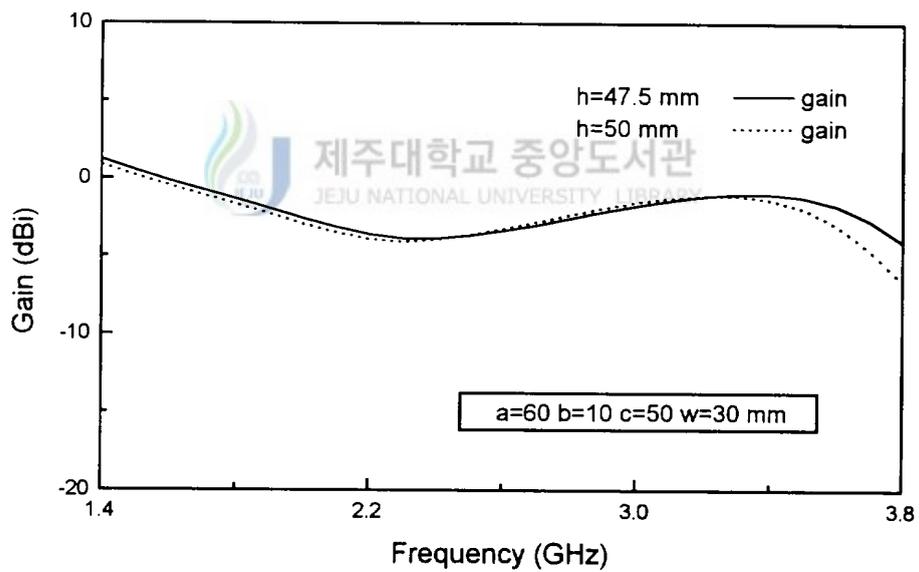


Fig. 22 Absolute gain and frequency of the monopole centered on the small box ($c=50$ mm) in the case of varying antenna heights.

Fig. 22는 안테나의 길이가 50 mm일 때와 입력임피던스 계산에서 구한 1.5 GHz의 공진주파수에 적합한 안테나의 길이인 47.5 mm인 경우에 대한 절대이득을 비교한 것으로 1.4 GHz에서 3.8 GHz 사이의 주파수에 대해서 절대이득은 안테나의 길이가 50, 47.5 mm일 때 1.4 GHz에서 각각 0.9 dBi, 1.2 dBi이고, 2.3 GHz대에서 각각 -4 dBi와 -3.8 dBi로 최저의 이득을 나타내며, 광대역에서 이득 특성은 비교적 양호하다. 1.5 GHz의 주파수에서 공진되는 안테나 길이인 47.5 mm일 때 이득이 향상됨을 알 수 있다.

V. 결 론

유한차분법(FDTD)은 시간중속 맥스웰 방정식을 정육면체 격자로 이루어진 Yee알고리즘을 사용하여 미소한 크기의 공간과 시간증분에 대한 유한차등방정식으로 변환시켜서 전계와 자계의 전파현상을 시간영역에서 해석하는 수치해석법으로 유한차등방정식과 흡수경계조건을 이용하여 이동전화 단말기에 부착되는 모노폴 안테나의 특성을 해석하는 데에 있어서 효율적인 방법이다. 유한차분법은 급전 영역을 일반적인 직각좌표계의 Yee 격자 도형의 FDTD 전계 성분만을 이용해서 모멘트법에서처럼 델타 갭 급전으로 모델링하지만 전체 주파수에 대한 결과가 단일 FDTD 계산으로부터 얻을 수 있기 때문에 모멘트법보다 더 효율적이다.

본 연구는 유한차분법에 의해서 모노폴 안테나를 모델링하고, 주파수영역에서의 벡터포텐셜을 푸리에 역변환을 해서 3차원 공간상의 시간영역 근거리-원거리 변환식을 유도하여 시간영역에서의 원거리 복사패턴을 구하고, 과도상태의 입력전류 및 입력임피던스, 이득을 계산하였다. 단말기 높이의 변화($c=50, 100, 150, 200\text{mm}$) 및 급전되는 안테나의 위치 변화($w=10, 30\text{mm}$)에 따른 복사패턴을 계산한 결과, 급전위치가 중심일 때, 단말기 높이의 증가로 복사패턴은 각각 $104^\circ, 120^\circ, 132^\circ, 140^\circ$ 로 하향을 지향하고 있음을 알 수 있었고, 유전체가 없을 때와 있을 때 안테나의 수직 복사패턴 E_θ 는 거의 동일한 결과를 나타내고, 도체성 단말기의 본체를 둘러싸는 유전체에는 그다지 영향을 받지 않음을 알 수 있다. 급전 위치의 변화로 복사패턴은 x축의 양 방향으로 20 mm 만큼 이동한 경우에 x축의 양 방향에서 120° 로 하향을 향하면서 빔폭이

넓은 완만한 특성을 보이는 반면에 반대 방향에서는 주 빔이 276° 로 좁은 빔 폭을 갖는 복사패턴 특성을 보였다.

단말기의 도체면의 높이가 50 mm, 100 mm인 경우의 과도상태의 입력 전류는 96 ns에서 침두치가 각각 -7 mA 정도였으며, 정과 부의 펄스가 연속적으로 반복하며, 점차로 감소하여 정상상태로 수렴함을 보였다. 과도상태에서 나타나는 입력 전류의 맥동 현상은 급전되는 가우시안 전압의 펄스폭이 너무 좁을 경우에 더 심하게 나타났고, 안테나 높이의 증가로 펄스의 진폭은 증가하여 수렴되는 시간은 약간 지연되었다. 한편, 동일한 단말기의 높이에서 급전 위치가 이동된 경우($w=10$ mm)에도 전류분포는 거의 유사한 결과를 보였다.

입력임피던스는 과도상태의 시간영역 전류분포부터 계산되며, 안테나의 급전 위치가 x축의 중심($w=30$ mm)인 경우에 단말기의 높이가 50, 100, 150 mm로 증가하면서 입력임피던스는 각각 72, 45, 70 Ω 으로 나타났고, 공진주파수는 각각 1.42, 1.46, 1.44 GHz이다. 또한, 급전위치가 x축의 양의 방향으로 이동된 경우($w=10$ mm), 공진주파수는 각각 1.36, 1.41, 1.37 GHz이고, 입력임피던스는 각각 73, 54, 71 Ω 으로 급전위치의 변화로 공진주파수는 감소하면서 입력 임피던스는 증가하였다. 휴대용 전화기의 보호대에 비유되는 플라스틱과 같은 유전체에 의해 공진주파수와 입력임피던스 각각 증가하였다. 한편, 실제 모노 폴 안테나의 길이가 50 mm인 경우에 1.5 GHz의 주파수에서 공진되지 않으므로 급전위치가 중심일 때 1.5 GHz에서 동축선로의 임피던스인 50 Ω 과 잘 정합하는 안테나의 길이를 구하면, 안테나의 높이가 100 mm일 때로, 안테나의 길이 50 mm보다 한 개의 공간중분(Δz)만큼 작은 길이인 47.5 mm이고, 이 때의 공진주파수는 약 1.5 GHz이며, 입력임피던스는 약 52 Ω 으로 동축선로의 임피던스인 50 Ω 과 잘 정합할 수 있었다.

과도상태의 입력전류 계산에서와 마찬가지로 동일한 펄스폭을 가진 가우시안 전압을 급전하여 등방성 안테나에 대한 모노폴 안테나의 절대이득을 계산하였다. 급전위치가 중심이고, 단말기의 높이가 50 mm, 안테나의 길이가 50 mm인 경우와 입력임피던스 계산에서 1.5 GHz의 공진주파수에 적합한 안테나의 높이인 47.5 mm인 경우에 1.4 GHz에서 3.8 GHz 사이의 주파수에 대해서 절대이득은 1.4 GHz에서 각각 0.9 dBi, 1.2 dBi이고, 2.3 GHz대에서 각각 -4 dBi와 -3.8 dBi로 안테나의 높이가 47.5 mm일 때 이득이 향상됨을 보인다.

본 연구의 결과로 유한차분법은 이동전화 단말기의 모노폴 안테나 해석 뿐만 아니라 다양한 형태를 갖는 유전체들간의 전파 현상을 해석하는 데에 있어서 유용한 수치해석법임을 알 수 있었으며, 실제로 여러 가지 전파 환경에 적합한 안테나를 유한차분법을 이용하여 효율적으로 해석하고 설계할 수 있을 것이다.



참고문헌

- Bhattacharya, S. A. Long, and D. R. Wilton, 1987, "The input impedance of a monopole antenna mounted on cubical conducting box", IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. AP-35, pp. 756-762.
- Chu. A, S. A. Long and D. R. Wilton, 1990, "The radiation pattern of a monopole antenna attached to a conducting box", IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. 38, pp. 1907-1912.
- Katz. D. S. et al, 1990, "FDTD Analysis of electromagnetic wave radiation from system containing horn antennas", IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. 39, pp. 1203-1068.
- Luebbers. R and K. Kunz, 1992, "Finite difference time domain calculation of antenna mutual coupling", IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. 34, pp. 357-360.
- Luebbers. R, K. Kunz, M.Schneider, and F. Hunsberger, 1991, "A Finite difference time domain near zone to far zone transformation", IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. 39, pp. 429-433.
- Maloney. James. G, Glenn S. Smith, Waymond R. Scott, 1990, "Accurate computation of the radiation from simple antennas using the Finite-difference time-domain Method", IEEE Trans. Antennas & Propagations., vol. 38, pp. 1059-1068.

-
- Mur. G, 1990, "Absorbing boundary conditions for finite-difference approximation of the time-domain electromagnetic-field equations", IEEE Trans. Electromagn. Compat., Vol. EMC-23, pp. 1073-1077.
 - Taflove. A and M. E. Brodwin, 1975, "Numerical solution of steady state electromagnetic scattering problem using the time dependent Maxwell' equation", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-23, pp. 623-630.
 - Taylor. C. D, D.H. Lam, and T.H. Shumpert, 1969, "Electromagnetic pulse scattering in time-varying in homogeneous media", IEEE Trans. Antennas & Propagat., Vol. AP-17, pp. 585-589.
 - Tirkas. P. A and C. A. Balanis, 1992, "Finite-difference time-domain method for antenna radiation", IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. 40, pp. 334-340.
 - Umashankar. A, Taflove, and B. Beker, 1987, "Calculation and experimental validation of induced currents on coupled wires in an arbitrary shaped cavity", IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. AP-35, pp. 1248-1257.
 - Yee. Kane. S, 1968, "Numerical Solution of Initial Boundary Value Problems Involving Maxwell's Equations in Isotropic Media", IEEE Trans. Antennas & Propagations., vol. AP-14, No. 8, pp. 802-807.

본 논문과 관련된 저자의 발표 논문

1. 학술대회 논문집

- 1) 이창진, 강부식, 장재성, “유한차분법을 이용한 도체성 매질상의 모노폴 안테나 해석”, 한국통신학회 제주지부 합동학술발표 논문집, pp. 35-39, 1995.



感謝의 글

본 論文이 結實을 맺기까지 細心한 配慮와 指導를 해 주신 指導教授 張宰成 教授님께 眞心으로 感謝드리며, 未備한 論文을 審査하여 주시고 많은 가르침을 주신 李鎔鶴 教授님, 金興洙 教授님, 文建 教授님, 林載允 教授님, 梁斗榮 教授님, 康鎮植 教授님께 깊은 感謝를 드립니다.

職場에서 배움의 길을 激勵하고 後援해 주신 吳在煥 技術局長님, 高鎮好 部長님, 曹寅勳 部長님께 感謝를 드립니다. 연구하는 동안 여러 모로 관심을 주신 文基鍾 部長님, 全炫贊 部長님, 李永珍 部長님, 朴均亮 部長님, 金冕進 次長님께 感謝를 드립니다. 그리고 送信運用部에서 같이 근무하면서 많은 助言을 해주신 朴仁洙 次長님, 文孔必 次長님, 孫在京 次長님과 送信運用部 職員 여러분들께도 感謝를 드립니다.

眞率한 討論과 忠告로 어려움을 극복하는데 힘이 되어준 李起台 先輩님과 康富植 先輩님께 感謝를 드립니다. 研究室에서 배움의 同伴者로서 늦은 시간까지 함께 工夫하면서 여러 가지로 도움을 준 性旭, 英姬에게 고마운 마음을 표하고, 原稿整理를 하는데 많은 도움을 준 後輩 權益, 在信, 祺勳, 東炫에게 고마운 마음을 전합니다.

오늘이 있기까지 獻身的인 사랑과 精誠으로 보살피 주신 어머니, 형님 昌勳, 昌成 그리고 형수님, 동생 昌容과 함께 이 論文이 完成된 기쁨을 나누고 싶습니다. 끝으로 古人이 되셨지만 항상 밝은 마음으로 살아가도록 가르치셨던 아버님께 이 작은 논문을 바칩니다.