

## 쌍극자 안테나를 고려한 3차원 지표레이다 탐사 모델링과 방사 패턴에 대한 고찰

최윤경<sup>1)</sup> · 설순지<sup>2)</sup> · 서정희<sup>1)</sup>

### Dipole Antennas and Radiation Patterns in the Three-Dimensional GPR Modeling

Yun-Gyoung Choi<sup>1)</sup>, Soon-Jee Seol<sup>2)</sup> and Jung-Hee Suh<sup>1)</sup>

**요 약 :** 지표 레이더(Ground Penetrating Radar; GPR) 탐사를 모사하기 위해서, 시간 영역 유한 차분법을 이용하여 송수신 안테나를 고려한 3차원 모델링 알고리즘을 개발하였다. 국내에서 주로 사용되는 GPR 탐사기기인 쌍극자 안테나를 모사하고, 안테나 끝점에서의 내부반사(ringing) 현상을 줄이기 위해 subcellular법을 사용하였다. 반무한 매질에서 종단 저항에 따른 출력 전압의 변화를 비교하여, 종단 저항의 수가 많아지면 내부반사가 줄어드는 반면 출력 전압이 작아진다는 사실을 알 수 있었고, 이 결과를 토대로 내부반사를 줄이는 쌍극자 안테나를 구현하였다. 각도에 따른 전기장 분포를 알기 위해 안테나에 직교하는 면과 안테나를 포함하는 면에서 방사 패턴을 구하였다. 안테나를 포함하는 면의 전기장 에너지가 안테나에 직교하는 면보다 안테나 직하부로 집중되는 현상을 볼 수 있었다.

**Abstract :** A three-dimensional finite difference time-domain modeling algorithm based on staggered grid and considering transmitting and receiving antennas has been developed to simulate Ground Penetrating Radar (GPR) survey. This algorithm adopted the subcellular method to simulate the dipole antennas being used in GPR system and added resistors to reduce ringing caused by the reflections at the ends of an antenna. Comparison of the output voltages in the presence of the resistors for half-space said that the ringing and the amplitude of output voltage decreased as the number of resistors increased, and the antenna was designed based upon this result. Radiation patterns were derived to understand the distribution of electric field energy in the planes including or normal to the antenna. The electric field energy concentrated on vertical direction in the plane including antenna more than in normal plane.

**Keywords :** 지표 레이더 탐사, 3차원 모델링, 시간 영역 유한 차분법, 쌍극자 안테나, subcellular법, 종단 저항, 방사 패턴

## 서 론

물리탐사 방법 중 지표면 근처 영역을 대상으로 하는 지표 레이더 탐사(Ground Penetrating Radar; GPR)는 1980년대 이후부터 공학적, 환경적, 그리고 고고학적 분야에 널리 사용되고 있다. GPR 탐사법은 고주파수의 전자기파를 송신원으로 이용하여 물성이 서로 다른 매질의 경계에서 산란을 일으켜 돌아오는 파를 수신 안테나에서 측정한다. 이때 GPR 반응의 크기는 안테나의 특성이나 방향, 대상체의 형태, 지하 구조의 물성에 따른 전자기파의 전파 양상 등으로 인해 달라진다. 또한 안테나와 탐사 시스템으로 인해 생기는 인위적인 오차를 대상체에 의한 반응으로 잘못 해석할 가능성도 있으므로 (Radzevicius *et al.*, 2000) 탐사 자료로부터 정확한 땅속 구조를 해석하기 위해서는 수치 모델링이 필요하다. 이 연구에서는 staggered grid를 사용한 시간 영역 유한 차분법(Finite Differ-

ence Time-Domain method; FDTD)을 이용하여 3차원 수치모형 알고리즘을 개발하였으며, 전자기적 물성은 주파수 의존성이 없는 실수로 하였다.

지표 레이더 자료를 정량적으로 해석하고 영상화 하기 위해서는 송수신 안테나가 고려되어야 한다. 지금까지 보타이(bow-tie) 안테나를 고려한 GPR 탐사 모델링 알고리즘에 대한 연구 및 실험 결과와의 비교는 이루어져 왔으나(Roberts and Daniels, 1997; 현승엽 등, 1999), 실지로 국내에서 상용화된 GPR 장비에 많이 사용되는 쌍극자 안테나를 이용한 연구는 거의 없는 실정이다. 따라서 이 연구에서는 쌍극자 안테나를 유한 차분 알고리즘에 잘 결합 시킬 수 있는 subcellular법을 사용하여 3차원 GPR 모형반응 계산에 포함시켰다. 또한 쌍극자 안테나의 간극에서 기전된 순간 전압으로 인해 안테나의 끝점에서 생성되는 내부 반사(ringing)를 줄일 수 있는 안테나의 종단 저항도 수치 모형 계산에 포함시켰다. 종단 저항 소자

\*2001년 3월 19일 접수

1) 서울대학교 지구환경시스템공학부(School of Civil, Urban and Geosystem Engineering, Seoul National University, Seoul 151-742, Korea)

2) 한국지질자원연구원(Korea Institute of Geoscience and Mineral Resources, Taejon 305-350, Korea)

에 따른 출력 전압의 비교 분석을 통해 최적의 안테나 송신 파형을 얻을 수 있는 안테나의 조건을 고찰하였으며 실제로 사용되는 시스템에 가장 근접할 수 있는 모형 반응 계산 알고리즘을 구현하였다.

안테나의 방사패턴은 송수신기간의 최적 거리(offset)의 결정하고 탐사 측선 상에 위치하는 지표 반사체에 의한 영향을 최소화 하는데 이용될 수 있다. 즉, 구현된 쌍극자 안테나가 지표면 위에 있을 때 방향에 따른 에너지 분포를 알아야 대상체를 바로 해석할 수 있으며, 방해물을 최소화하는 측선 설계가 가능하다. Wensink *et al.*(1990)은 보타이 안테나의 근거리장 전기장 측정치와 이론해를 비교하였고, Roberts and Daniels (1996)는 안테나의 분극 현상을 분석하여 층서 대비나 지하수 등에 의한 반사와 주 대상체(파이프 등)에 의한 반사를 구별하고자 하였다. 또한 Arcone(1995)은 미소 안테나와 길이를 가진 안테나의 원거리장 방사 패턴을 유전율이 다른 반무한 매질에 대해 계산하였다. 그러나 이들 연구는 주로 유전체에서의 원거리장 이론해와 측정치의 방사 패턴에 한정된 것이므로 이 연구에서는 반파장 쌍극자 안테나의 방사 패턴을 수치적으로 계산하여 원거리장 이론해와 비교하였다. 또한 하부 매질이 유전체일 때 뿐 아니라 전기전도도가 있는 경우에도 방사패턴을 구함으로써 구현된 안테나와 평행한 성분의 전기장의 분포를 가시화 하였다.

### 쌍극자 안테나의 구현 - subcellular법

시간 영역 유한 차분법을 이용하여 계산 용량이 한정된 환경에서 지하 구조를 수치 모형화 하기 위해서는 전체 격자의 수를 줄이는 것이 매우 중요하다. subcellular법은 전체 공간 중 분산이 일어나지 않는 범위에서 격자 간격을 최대한 크게 하고, 격자보다 작은 구조들이 존재하는 격자 내에서 Maxwell 방정식을 적분하여 보완하는 방식이다(Umashankar *et al.*, 1987; Kunz and Luebber, 1993). 일반적인 격자보다 반경이 작은 쌍극자 안테나는 이러한 subcellular 법을 이용하여 계산 용량의 증가 없이 수치모형 계산에 포함될 수 있다. 또한 이 방법을 이용하면 저항 등의 회로를 안테나에 연결할 때에도 더 이상의 계산 용량의 증가 없이 수치모델링 상에서 구현할 수 있다.

#### 쌍극자 안테나(thin-wire dipole antenna)

Maxwell 방정식을 적분형태로 표현하면 다음과 같다.

$$\oint_C \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} = -\mu \frac{\partial}{\partial t} \int_S \mathbf{H} \cdot d\mathbf{S} \tag{1}$$

$$\begin{aligned} \oint_C \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} &= \epsilon \frac{\partial}{\partial t} \int_S \mathbf{E} \cdot d\mathbf{S} + \int_S \mathbf{J} \cdot d\mathbf{S} \\ &= \epsilon \frac{\partial}{\partial t} \int_S \mathbf{E} \cdot d\mathbf{S} + \sigma \int_S \mathbf{E} \cdot d\mathbf{S} \end{aligned} \tag{2}$$

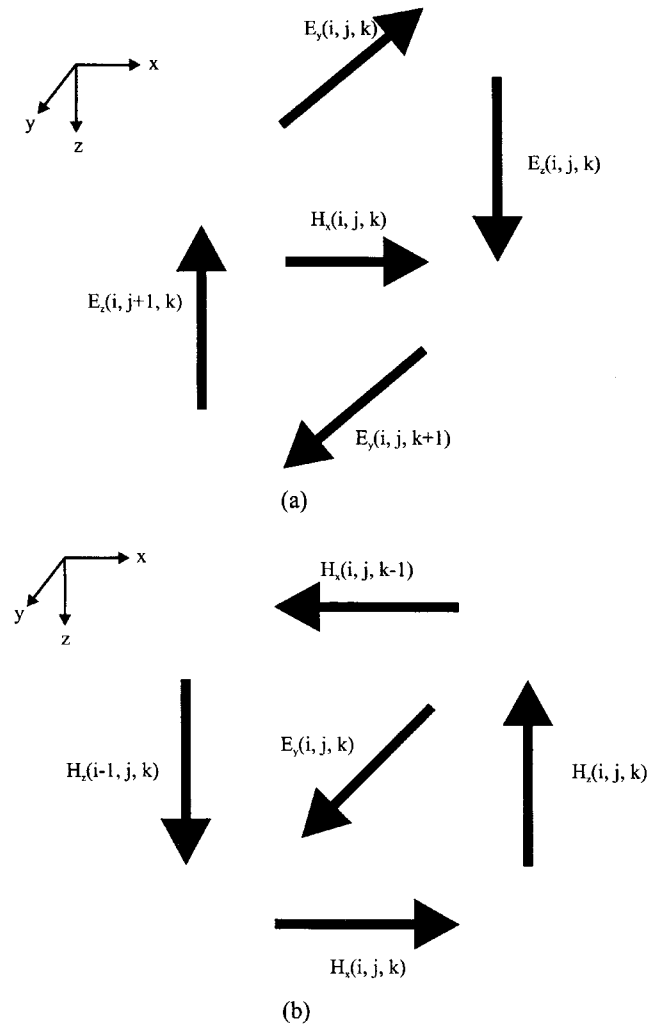


Fig. 1. Field locations in Yee's cell relative (a) to  $H_x(i, j, k)$  and (b) to  $E_y(i, j, k)$  in TE mode polarization.

윗 식의 선적분 경로는 Fig. 1에서와 같이 사각형이고, 적분 경로를 따라 전자기장들이 일정하다고 가정하면 staggered grid를 이용한 시간 영역 유한 차분해가 된다(최윤경, 2001). 그러나 FDTD 요소보다 안테나의 반경이 작은 경우, (1), (2) 식의 전자기장들이 적분 경로를 따라 일정하다는 가정을 만족하지 못한다.

도선의 반경  $r_0$ 가 격자 크기  $\Delta x$ 의 1/2 보다 작으며,  $\Delta x$ 는 파장  $\lambda_0$ 보다 작을 때,  $r_0 \ll \lambda_0$ 를 만족할 수 있다. 또한 도선의 주변에서의 직교 전기장과 그에 둘러싸인 자기장은 도선의 중심으로부터 방사상의 거리 ( $r$ )에 반비례하므로, 쌍극자 안테나 주변의 전자기장들을 근사할 수 있다(Fig. 2). 즉,  $H_z(i, j, k)$ :  $H_z(r, j, k) \approx (2/\Delta x) \cdot (1/r)$ 가 되므로, 적분 경로 내의 임의의 한 점에서의 자기장은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$H_z(r, j, k) \approx H_z(i, j, k) \frac{\Delta x}{2r} \tag{3}$$

또한 적분 경로 중의 격자의 위 아래 부분의 전기장은

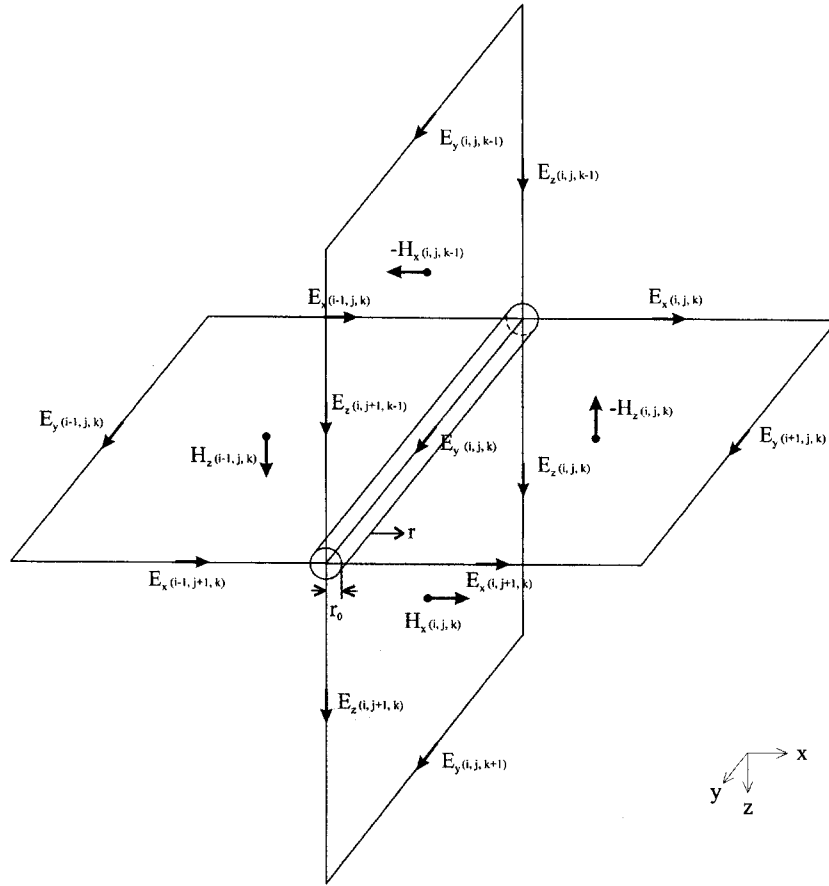


Fig. 2. Field locations and geometry for a thin wire of the  $E_y$  field.

$$E_x(r, j, k) \approx E_x(i, j, k) \frac{\Delta x}{2r} \quad (4)$$

직 자기장을 근사할 수 있다.

가 되며 적분 경로 중의 좌측 부분인  $E_y(i, j, k) = 0$ 이며 우측 부분인  $E_y(i+1, j, k)$  는 그 위치에서의 전기장 값을 갖게 된다. Faraday 법칙인 (1)식을 위의 경우에 대입하면,

$$H_z^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k) = H_z^{n-\frac{1}{2}}(i, j, k) + \frac{\Delta t}{\mu \Delta y} [E_x^n(i, j+1, k) - E_x^n(i, j, k)] - \frac{2\Delta t}{\mu \Delta x \ln \frac{\Delta x}{r_0}} E_y^n(i+1, j, k) \quad (7)$$

$$0 + \int_{r_0}^{\Delta x} E_x(i, j+1, k) \frac{\Delta x dr}{2r} - E_y(i+1, j, k) \Delta y - \int_{r_0}^{\Delta x} E_x(i, j, k) \frac{\Delta x dr}{2r} = \mu \Delta y \frac{\partial}{\partial t} \int_{r_0}^{\Delta x} H_z(i, j, k) \frac{\Delta x dr}{2r} \quad (5)$$

위와 같은 방식으로 안테나 주변의  $H_z^{n+\frac{1}{2}}(i-1, j, k)$ ,  $H_x^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k)$  및  $H_x^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k-1)$  도 얻을 수 있다(부록 A).

이고, 여기서  $\int_{r_0}^{\Delta x} \frac{1}{r} dr = [\ln r]_{r_0}^{\Delta x} = \ln \frac{\Delta x}{r_0}$  이므로 (5)식의 적분은 쉽게 해결된다. 양변을  $\frac{\mu \Delta x \Delta y}{2} \ln \frac{\Delta x}{r_0}$  로 나눠주면,

즉, 안테나의 방향이 좌표계 중  $y$ 방향에 평행할 때, 안테나를 포함하는 주변 격자점에서의 자기장 성분들이 근사적으로 수정될 수 있게 되며, 안테나가 포함되지 않는 다른 격자들은 일반적인 시간 영역 유한 차분식이 적용된다.

$$\frac{\partial}{\partial t} H_z(i, j, k) = \frac{1}{\mu \Delta y} [E_x(i, j+1, k) - E_x(i, j, k)] - \frac{2}{\mu \Delta x \ln \frac{\Delta x}{r_0}} E_y(i+1, j, k) \quad (6)$$

### 저항 소자의 적용

가 되는데, 전자기장들의 시간 항을 고려하고 자기장의 시간 미분도 차분으로 바꾸면 다음과 같이 안테나 오른쪽에서의 수

안테나의 간극에 순간적인 펄스를 인가하는 경우 안테나의 길이가 유한하고 안테나 양단에서 물성이 불연속이므로 파가 안테나 내부에서 계속 반사되는 내부 반사 현상이 발생하게 된다. 이를 줄이기 위해 안테나 내에 저항 소자들을 달기도 하고, 안테나 밖에 얇은 저항막을 씌우기도 하며, 보타이 안테나

처럼 별려진 형태를 사용하기도 한다(Arcone, 1995). 이 연구에서는 쌍극자 안테나에서 사용될 수 있는, 안테나 내부에 저항을 다는 저항 부하(resistively loaded) 형식 안테나를 채택하였다. 안테나의 간극을 중심으로 같은 거리의 임의의 두 점에서 안테나 양단까지 저항 소자를 달기 때문에 이를 중단 저항이라고 하며, 이들이 존재하는 격자의 전기장은 앞서 기술한 subcellular법을 변형하여 계산하였다. 이 경우 수정된 Ampere의 법칙은 다음과 같은 형태가 된다(Piket-May *et al.*, 1994).

$$\nabla \times \mathbf{H} \cdot \hat{\mathbf{y}} = \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} + \mathbf{J}_C + \mathbf{J}_L \quad (8)$$

여기서,  $\mathbf{J}_C$ 는 안테나 요소에서의 전류 밀도이고  $\mathbf{J}_L$ 은 저항 소자에 흐르는 전류 밀도이므로 (8)식은 소자에 흐르는 전류까지 고려된 식이 된다. 이들 회로가 공기 중에 존재하며, 안테나의 축의 방향으로 전기장이 존재한다고 가정할 때, 전류 밀도는 단위면적당 총전류량이므로 저항에 흐르는 총전류량  $I_L$ 로  $J_L$ 을 표현하면,

$$J_L = \frac{I_L}{\Delta x \Delta z} \quad (9)$$

이 되고, Ohm의 법칙을 이용하여  $I_L$ 의  $y$  성분을 구하면 다음과 같다.

$$I_y^{n+1/2}(i, j, k) = \frac{V_y}{R} = \frac{\Delta y}{2R} [E_y^{n+1}(i, j, k) + E_y^n(i, j, k)] \quad (10)$$

이를 이용해 저항 소자의 전류 밀도도 시간의 평균으로 구하고, 변위전류 밀도의 시간 미분도 1차 차분으로 근사하여 (8)식에 모두 대입하면 다음과 같이 저항 소자에 대한 유한 차분 방정식을 얻을 수 있다.

$$\epsilon \frac{E_y^{n+1} - E_y^n}{\Delta t} + \frac{\sigma}{2} (E_y^{n+1} + E_y^n) + \frac{\Delta y}{2R \Delta x \Delta z} (E_y^{n+1} + E_y^n) = \nabla \times \mathbf{H} \cdot \hat{\mathbf{y}} \quad (11)$$

(11)식을  $n+1$ 번째 전기장에 대해 정리하면 다음과 같이 된다.

$$E_y^{n+1}(i, j, k) = \frac{\frac{\epsilon}{\Delta t} \frac{1}{2} \left( \sigma + \frac{\Delta y}{R \Delta x \Delta z} \right)}{\frac{\epsilon}{\Delta t} + \frac{1}{2} \left( \sigma + \frac{\Delta y}{R \Delta x \Delta z} \right)} E_y^n(i, j, k) + \frac{1}{\frac{\epsilon}{\Delta t} + \frac{1}{2} \left( \sigma + \frac{\Delta y}{R \Delta x \Delta z} \right)} \times \left[ \frac{H_z^{n+1/2}(i-1, j, k) - H_x^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta x} + \frac{H_x^{n+1/2}(i, j-1, k) - H_z^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta z} \right] \quad (12)$$

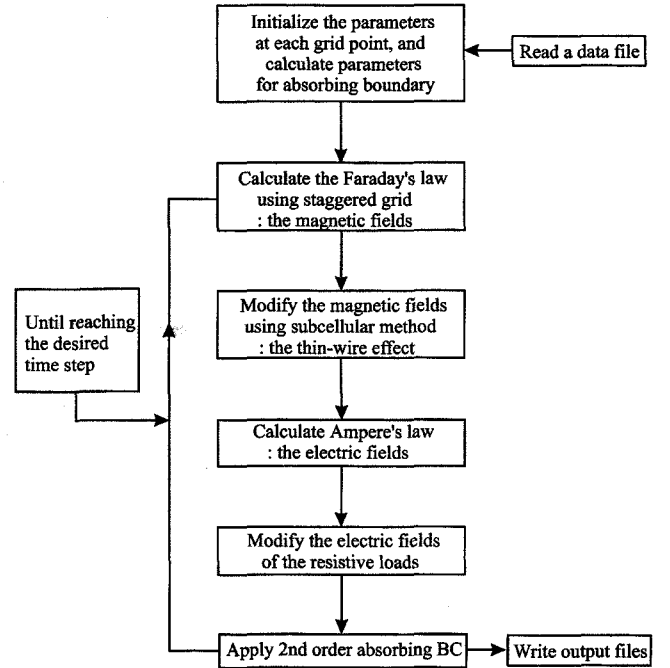


Fig. 3. Flowchart of three-dimensional FDTD modeling with the subcellular method.

이렇게 구성된 모형 반응 계산 알고리즘의 흐름도는 Fig. 3과 같다. 먼저 모형의 물성값과 실행에 필요한 변수들을 입력값으로 하여 모형을 구성한 후, 주어진 송신원 위치에서 전자기파가 방사되면 이로부터 3차원 시간 영역 유한 차분법으로 자기장을 계산하고, 중단 저항이 없는 안테나 격자 주변의 자기장을 subcellular 법으로 수정하며, 유한 차분으로 전기장을 계산한 후 중단 저항이 있는 격자의 전기장을 subcellular법으로 다시 수정한다. 그리고 경계면에 흡수 경계 조건을 적용하면 하나의 시간 간격에 대한 계산이 끝나고, 이를 주어진 측정 시간까지 반복하여 계산한다.

### 쌍극자 안테나의 중단 저항 적용

안테나의 양단에서의 반사에 의한 내부 반사를 줄이기 위해서 안테나의 중단에 저항 소자를 넣는 경우, 중단 저항의 총저항값이 안테나의 특성 임피던스와 일치하도록 하여야 한다. 이 연구에서는 반무한 매질 위에 안테나가 위치하는 경우의 중단 저항의 효과를 살펴보았다. Fig. 4에 나타낸 것처럼 지하 반무한 매질의 물성은 전기전도도가 0.001 S/m이고, 상대 유전율은 4이며, 상부는 공기층으로 가정하였다. 또한 세 축의 공간 격자간격은 모두 0.02 m, 시간간격은 0.035 ns이며, 입력 전압은 50 V이고 송신기와 수신기의 간격은 1 m, 안테나의 길이는 0.74 m, 반경은 0.001 m로 설정하였다.

반무한 매질에서의 안테나의 특성 임피던스는 Generalized Beverage 안테나에서의 임피던스 계산으로부터 구할 수 있다

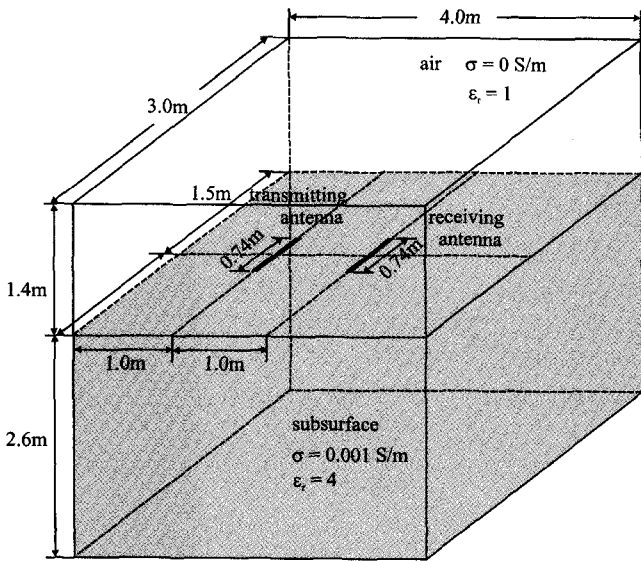


Fig. 4. A half-space model.

(King, 1981).

$$Z_c = \frac{\xi_0}{2\pi} \log\left(\frac{2d}{a}\right) \quad (13)$$

여기서  $d$ 는 안테나의 중심으로부터 지표면까지의 거리이다. 안테나가 지표면 바로 위의 격자에 놓여 있을 때  $2d = 2 \times \Delta z$ 가 되며, 이 때 특성 임피던스는 221.3327 ohm이 된다. 각 저항 소자의 저항 값은 특성 임피던스를 전체 저항 소자의 개수로 나누어 구하였다. 저항 소자가 많아질수록 계산된 출력 전압은 작아지지만(Fig. 5(a)), 안테나 끝점에서의 반사가 제거되는 효과는 커진다. 감쇠 양상을 비교하기 위해 이를 각각의 최대값으로 정규화해 보면 안테나의 반 이상에 저항을 단 경우인 9-1과 15-1은 비슷한 감쇠를 보인다(Fig. 5(b)). GPR 시스템의 안테나로는 내부 반사를 효과적으로 감쇠 시키면서 출력 전압이 큰 경우가 유리하므로 모형실험 결과로부터 저항 소자를 안테나 전체 길이의 반 정도 붙이는 Beverage 안테나를 사용해도 무방하리라 생각되었다.

### 방사 패턴

GPR의 송신원은 쌍극자(dipole)이므로 분극이 발생하여, 기록되는 파형이 송신 안테나와 수신 안테나의 방향, 대상체의 위치 및 방향, 그리고 안테나들과 대상체가 이루는 각에 따라 결정된다. 그러므로, 지하 매질 내 대상체의 반사 특성 뿐 아니라, 공기층과 지하 매질층에서의 전자기파의 방사 패턴, 진행 방향, 산란 등에 대한 완전한 이해가 있어야, 올바르게 GPR 자료를 해석할 수 있다.

이 연구에서는 개발된 알고리즘을 이용하여 지하매질의 전자기적 물성의 변화에 따른 반파장 쌍극자 안테나 방사패턴의

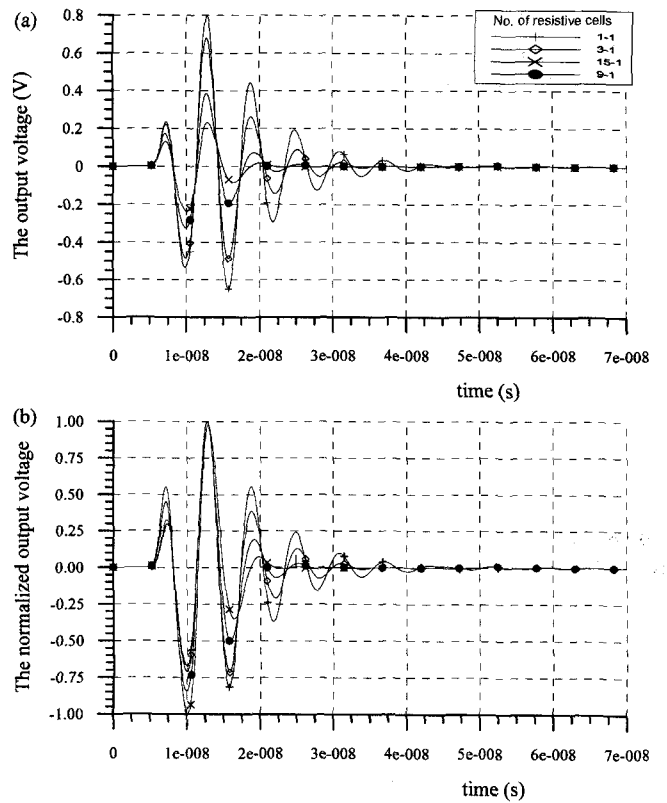


Fig. 5. Effect of the number of the resistive cells on the measured voltage in half-space (Fig. 4). Conductivity ( $\sigma$ ) of the earth is 0.001 S/m, and relative electric permittivity ( $\epsilon_r$ ) is 4. The total volume is 4 m  $\times$  3 m  $\times$  4 m, the spatial grid size is 0.02 m, and the time step is 0.035 ns. Length, radius and height of the antenna are 0.74 m, 0.001 m, 0.02 m, respectively. The input voltage is 50 V.

변화를 고찰하였다. 에너지 분포를 도시하는 방사 패턴으로 각도에 따른 polar plot을 사용하였다(Fig. 6). 먼저 단일 주파수

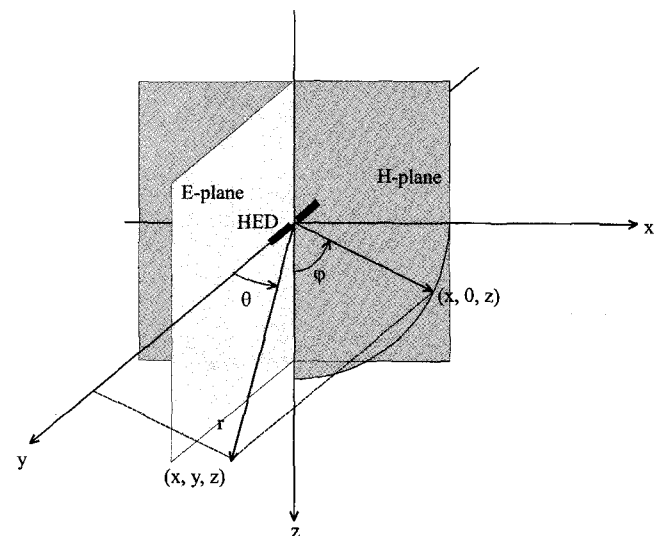
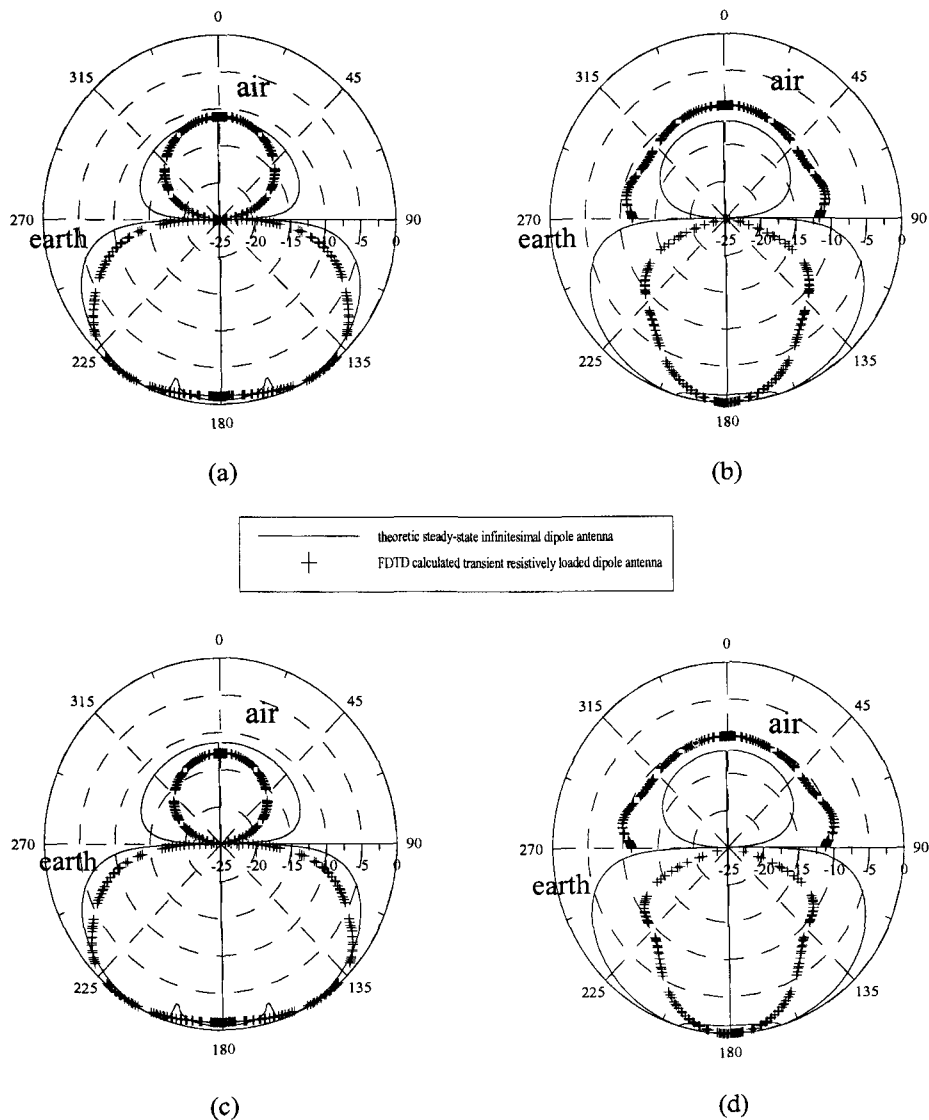


Fig. 6. The spherical polar coordinate system of the y-axis symmetry for subsurface structures.

(steady-state) 미소 쌍극자 안테나의 원거리장 방사 패턴을 유전체에 대해 구한 이론해(Arcone, 1995)와 본 연구에서 계산한 차분해의 방사 패턴을 비교하기 위해 반무한 매질 모형을 사용하였다. 계산 영역을 늘리기 위해, 안테나와 직교하는 면(broadside profile, H-plane)의 방사 패턴을 계산할 때에는  $y$  방향의 계산 영역을  $x, z$  방향의 계산 영역의 반으로 하였으며 ( $3\text{ m} \times 1.5\text{ m} \times 3\text{ m}$ ), 안테나를 포함하는 면(endfire profile, E-plane)에서는  $x$  방향의 계산 영역을 다른 영역의 반이 되도록 하였다( $1.5\text{ m} \times 3\text{ m} \times 3\text{ m}$ ). 모형 상부는 공기층, 하부는 지하 매질로 이루어져 있으며, 안테나는 모형 중심, 지표면 바로 위에 위치하며, 공간 격자의 크기는  $0.01\text{ m}$ , 시간 간격은  $0.0175\text{ ns}$ 이다. 정현파 원거리장 이론해는 전기전도도를 고려하지 않

은 식이므로, 이론해와 비교하기 위해 이 연구의 쌍극자 안테나가 전기전도도는 0, 상대 유전율이 12인 하부 매질 위에 있을 때 두 단면의 방사 패턴을 위의 모형에서 구하였다. 원거리장이 되도록 최대한 측정 반경을 크게 하면서도 인위적인 경계면에 영향을 받지 않도록 반경을  $1.364\text{ m}$ 로 정하고 같은 반경의 측정점에서 시간 트레이스를 기록하여, 각 트레이스의 총 에너지와 최대 주파수의 에너지를 계산하였다. 먼저 같은 반경의 측정점에서 기록된 트레이스의 제곱을 합하여 각도에 따른 총 에너지를 구하였다(Fig. 7(a), (b)). 또한 주주파수 성분만 살펴보기 위해 반파장 안테나가 지하 매질 내에서의 속도로 전파할 때 주주파수 성분 4개의 에너지만을 기록하였다(Fig. 7(c), (d)). 즉 반파장 쌍극자 안테나의 길이가  $0.75\text{ m}$ 이고, 지하



**Fig. 7.** Radiation patterns of the theoretical steady-state infinitesimal dipole (—) and FDTD calculated transient dipole antenna with  $0.75\text{ m}$  length (+). The height of the antenna is  $0.01\text{ m}$ , and  $\epsilon_r$  of half-space is 12. The calculating radius is  $1.364\text{ m}$ .

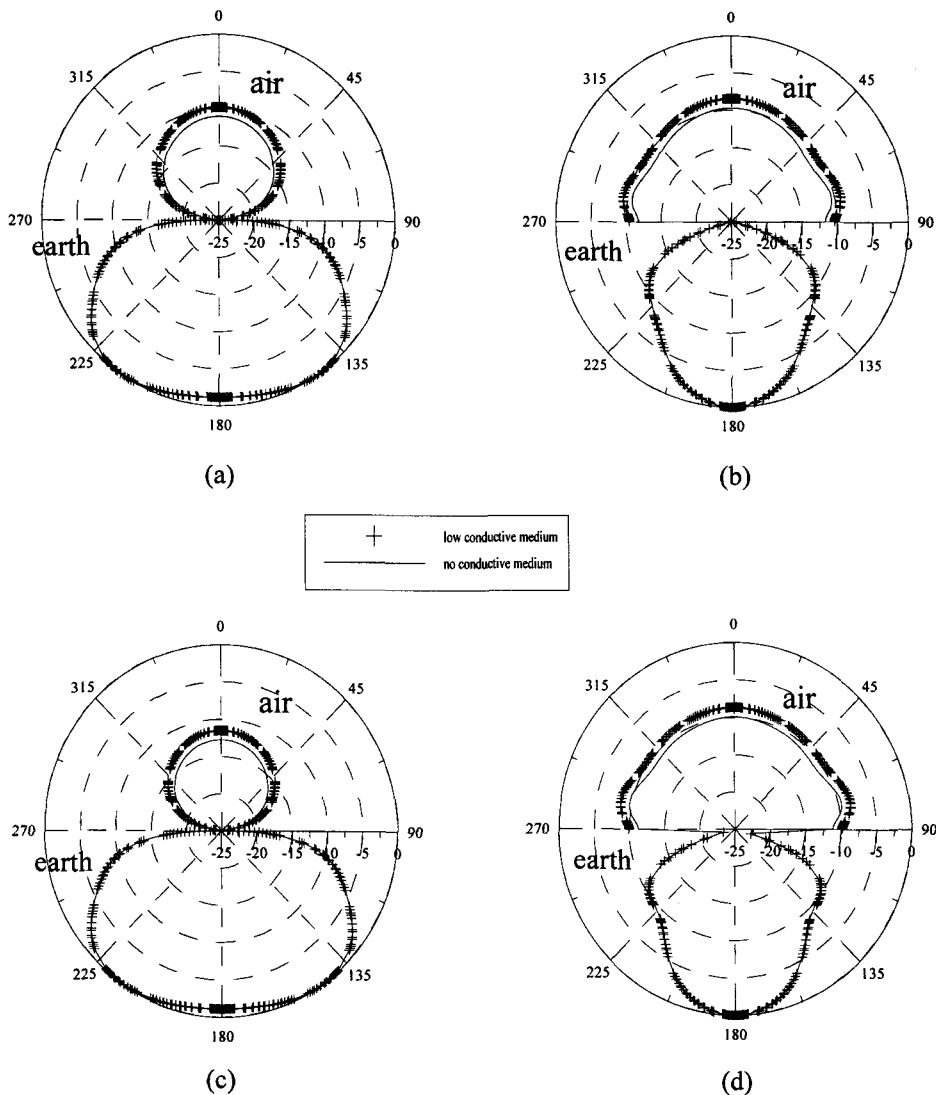
(a) The polar plots of the total energy of H-plane, in dB. (b) The polar plots of the total energy of E-plane, in dB.

(c) The polar plots of the main frequency energy of H-plane, in dB. (d) The polar plots of the main frequency energy of E-plane, in dB.

매질에서 전파 속도가  $8.66 \times 10^7$  m/s일 때, 주주파수는 57.7 MHz이므로 푸리에 변환된 주파수 성분 중 주주파수 주변인 5~8번째만 선택하였다. 이론해와 비교했을 때 총에너지 성분이나 주주파수 성분 모두 안테나에 수직한 면에서는 전반적으로 유사하나, 안테나를 포함하는 면에서는 이론해에 비해 본 연구의 차분해가 안테나 직하부로 에너지가 집중된다. 이론해와 차분해를 원리면에서 살펴볼 때, 이론해는 미소 쌍극자 안테나의 원거리장 해인 반면, 차분해는 반파장 쌍극자 안테나의 근거리장 또는 중간거리장의 해이기 때문이며, 안테나와 직교하는 면에서는 안테나의 길이 차이의 영향이 작으므로 두 해가 유사한 반면, 안테나를 포함하는 면에서는 안테나로 인한 지표에서의 에너지 손실과 안테나 직하부로 에너지가 집중되

는 등 차이점을 보였다. Fig. 7(a)는 안테나와 직교한 면의 총 에너지이고 (c)는 같은 면의 주주파수 성분을 도시한 것인데 하부층의 에너지 성분은 두 경우가 비슷하나, 상부 공기층의 에너지는 Fig. 7(a)보다 Fig. 7(c)에서 더 감소된 것을 볼 수 있다. 그러나 안테나를 포함하는 면에서는 Fig. 7(b)와 (d) 모두 유사한 형태를 보였다.

다음으로 전기전도도의 유무에 따른 차이를 알아보기 위해, 위의 유전체에서의 차분해와 전기전도도가 0.002 S/m인 허부 매질의 차분해를 비교하였다(Fig. 8). 이 경우도 총 에너지와 주주파수 에너지를 모두 고려하였으며 측정 반경은 1.364 m로 위의 경우와 같게 하였다. Turner(1994)는 유전체에 한정된 이론해와 달리 지표층의 유전율과 전기전도도를 모두 고려하게



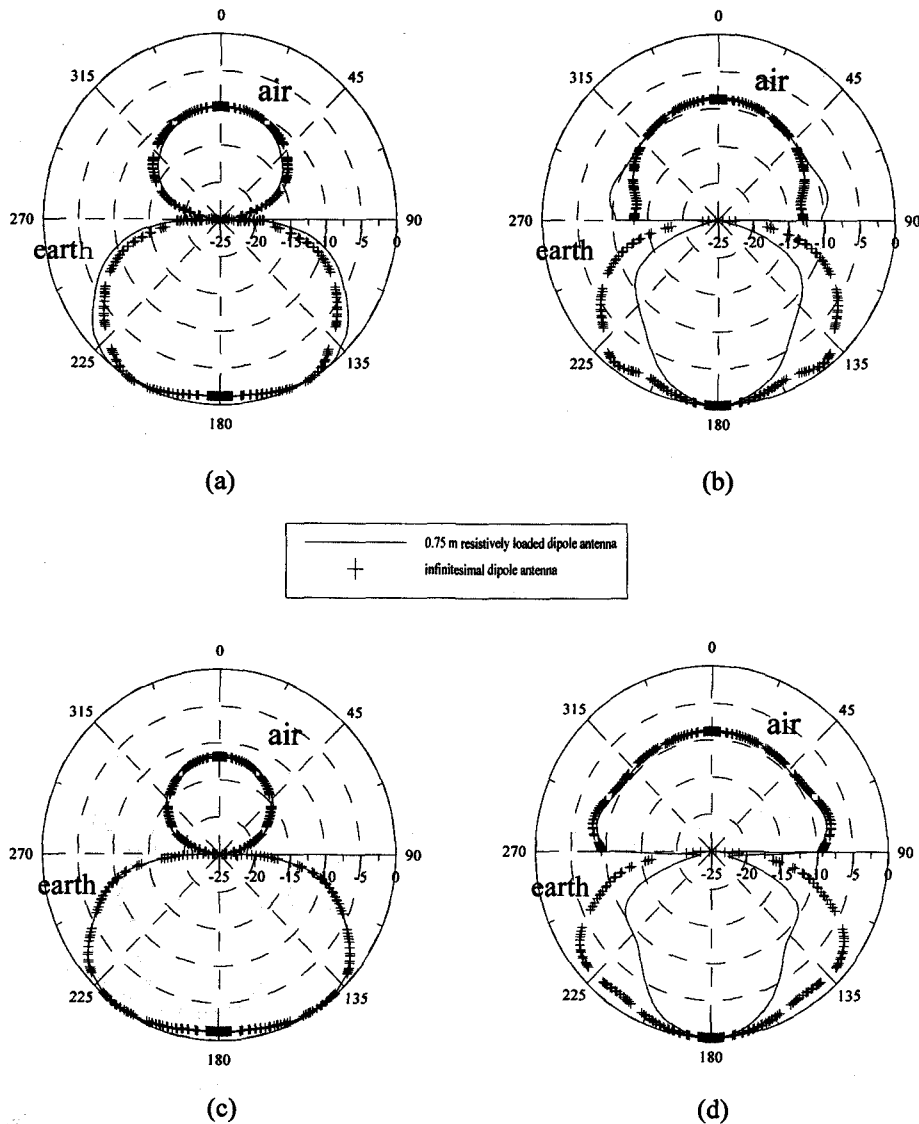
**Fig. 8.** Radiation patterns of FDTD calculated transient dipole antenna with length of 0.75 m on the non-conductive (-) and conductive (+) half-space. The height of the antenna is 0.01 m, and  $\epsilon_r$  of half-space is 12, while  $\sigma$  of the conductive half-space is 0.002 S/m. The calculating radius is 1.364 m.

- (a) The polar plots of the total energy of H-plane, in dB.
- (b) The polar plots of the total energy of E-plane, in dB.
- (c) The polar plots of the main frequency energy of H-plane, in dB.
- (d) The polar plots of the main frequency energy of E-plane, in dB.

되면 지하에너지 방사특성은 여러 로브(lobe)로 나뉘지 않는 전방향성 (omnidirection)을 띠게 되며, 특히 안테나를 포함하는 면에서 지표 근처의 에너지가 최소화되는 부분이 거의 없어진다고 하였다. 이 논문의 결과에서도 안테나에 수직인 면 (H-plane)에서 전방향성을 띠며, 안테나를 포함하는 면에서 안테나로 인해 지표에 가까운 각도에서 최소화가 되지 못한다. 두 단면 모두 전기전도도가 있을 때 공기 중의 에너지가 전기전도도가 없는 경우보다 약간 큰 값을 갖는다. 이것은 지하의 전기전도도로 인해 공기층보다 땅 속으로 들어가는 에너지가 줄어든다는 의미이다. 이 결과는 반무한 매질에서 수평 쌍극자 안테나의 H-plane 방사 패턴을 연구한 Radzevicius *et al.* (2000)의 고찰과도 일치한다. 설순지 외(1996)도 안테나를 포

함하는 면은 전기전도도로 인해 지표 근처 안테나가 존재하는 각도에서 상대적인 지표의 방사 에너지가 커지게 된다고 하였다.

지표층의 전기전도도가 0.002 S/m이고 상대 유전율이 12인 경우, 미소 쌍극자 안테나와 반파장 쌍극자 안테나의 방사 패턴을 비교하였다(Fig. 9). 두 경우 모두 시간 영역 유한 차분법으로 계산하였으며 계산 반경은 위와 동일하다. 안테나에 직교하는 면의 총에너지는 반파장 안테나가 미소 쌍극자보다 지하 쪽으로 넓게 분포하지만 전체적으로 차이가 적으나, 안테나를 포함하는 면의 총에너지는 안테나의 길이로 인한 에너지 손실이 미소 쌍극자일 때가 반파장 안테나보다 작음을 알 수 있으며, 지하로의 에너지도 안테나 길이가 길수록 집중됨을 볼 수



**Fig. 9.** Radiation patterns of FDTD calculated transient of infinitesimal dipole (—) and antenna with length of 0.75 m (+). The height of the antenna is 0.01 m,  $\epsilon_r$  and  $\sigma$  of the half-space are 12 and 0.002 S/m, respectively. The calculating radius is 1.364 m.  
 (a) The polar plots of the total energy of H-plane, in dB. (b) The polar plots of the total energy of E-plane, in dB.  
 (c) The polar plots of the main frequency energy of H-plane, in dB. (d) The polar plots of the main frequency energy of E-plane, in dB.



있다. Fig. 9의 (c)는 안테나에 직교한 면에서의 주주파수 성분 에너지인데 미소 쌍극자 안테나와 반파장 안테나의 에너지 분포가 일치됨을 볼 수 있다. 안테나를 포함하는 면에서는 반파장 안테나보다 미소 쌍극자 안테나가 지하 전 각도로 퍼져 나갔다. 이와 같이 두 안테나의 에너지 분포가 다르므로, 모델링 계산시 미소 쌍극자 안테나로 가정하는 것보다 길이를 가진 안테나를 고려해야 현실적인 반응을 구할 수 있음을 확인하게 되었다.

## 결 론

지표 레이더 탐사를 모사하기 위해서, 시간 영역 유한 차분법을 이용하여 쌍극자 안테나를 고려한 3차원 모델링 알고리즘을 개발하였다. 전자기파의 특성을 나타내는 staggered grid를 사용하였으며, 국내에서 주로 사용되는 GPR 안테나인 쌍극자 안테나를 모사하고, 안테나 끝점에서 반사되는 내부 반사 현상을 줄이는 종단 저항을 달기 위하여 subcellular법을 사용하였다. 반무한 매질에서 종단 저항에 따른 출력 전압의 변화를 비교하여, 종단 저항이 많으면 내부반사가 줄어드는 반면 출력 전압이 작아진다는 사실을 알 수 있었고, 이 결과를 토대로 종단저항의 길이가 안테나의 길이의 1/2에 해당하는 Generalized Beverage 안테나를 송수신 안테나로 선택하였다.

개발된 알고리즘을 이용하여 쌍극자 안테나의 방사 패턴을 고찰 해보기 위해, polar plot으로 방사 패턴을 도시하였다. 지하 유전체의 상대 유전율이 12일 때, 단일 주파수 원거리장 이론해와 본 연구의 쌍극자 안테나가 1.364 m 반경에 있을 때의 방사 패턴을 비교하였다. 이론해와 비교하여 본 알고리즘으로 구한 에너지는 안테나에 직교하는 면에서 지하 전방향으로 전파되고, 안테나를 포함하는 면에서 안테나 직하부로 에너지가 집중되며, 지표 근처에서 안테나로 인한 에너지 손실이 있음을 알 수 있었다. 전기전도성 지하 매질에서의 반응을, 지하 반무한 매질이 단순 유전체인 경우와 비교하였으며, 지하의 전기전도도로 인해 지하로 들어가는 에너지가 줄어든다는 사실을 확인하였다.

## 사 사

본 연구는 한국과학재단 목적기초연구(1999-2-133-003-3) 지원으로 수행되었음.

## 참고문헌

설순지, 권형석, 서정희, 1996, 레이더 탐사의 지표 에너지 방사 특성에 관한 연구, 한국자원공학회, 제 66회 학술발표회 논문집, 243-246.  
 최윤경, 2001, 쌍극자 안테나를 고려한 지표 레이더 탐사의 3차

원 모델링: 공학 박사 학위 논문, 서울대학교.  
 현승엽, 김세운, 김영식, 1999, 지하침투 레이더의 FDTD 모의 계산결과와 측정 자료의 비교, 대한전자공학회논문지, **36**, 581-587.  
 Arcone, S. A., 1995, Numerical studies of the radiation patterns of resistively loaded dipoles, *J. of App. Geophys.*, **33**, 39-52.  
 King, R. W. P., and Smith, G. S., 1981, *Antennas in matter: Fundamentals, theory, and applications*, The MIT Press.  
 Kunz, K. S., and Luebbers, R. J., 1993, *The Finite difference time domain method for electromagnetics*, CRC Press Inc.  
 Piket-May, M., Taflove, A., and Baron, J., 1994, FDTD modeling of digital signal propagation in 3-D circuits with passive and active loads, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, **42**, 1514-1523.  
 Radzevicius, S. J., Guy, E. D., and Daniels J. J., 2000, Pitfalls in GPR data interpretation: Differentiating stratigraphy and buried objects from periodic antenna and target effects, *Geophys. Res. Letters*, **27**, 3393-3396.  
 Radzevicius, S. J., Daniels, J. J., and Chen, C. C., 2000, GPR H-plane patterns for a horizontal dipole on a half-space interface: *Proceedings of GPR 2000*.  
 Roberts, R. L., and Daniels, J. J., 1996, Analysis of GPR polarization phenomena, *J. Environ. Eng. Geophysics*, **1**, 139-157.  
 Roberts, R. L., and Daniels, J. J., 1997, Modeling near-field GPR in 3 dimensions using the FDTD method, *Geophysics*, **62**, 1114-1126.  
 Umashankar, K. R., Taflove, A., and Beker, B., 1987, Calculation and experimental validation of induced currents of coupled wires in an arbitrary shaped cavity, *IEEE Trans. Anten. Propa.*, **AP-35**, 1248-1257  
 Wensink, W. A., 1990, Measured underwater near-field E-patterns of a pulsed, horizontal dipole antenna in air: Comparison with the theory of the continuous wave, infinitesimal electric dipole, *Geophys. Prosp.*, **38**, 805-830.

## 부록 A

안테나의 방향이 좌표계 중 y 방향에 평행할 때, 안테나를 포함하는 주변의 격자점에서의 자기장 성분들이 근사적으로 수정될 수 있게 되며, 자기장 성분  $H_z^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k)$ ,  $H_z^{n+\frac{1}{2}}(i-1, j, k)$ ,  $H_x^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k)$  및  $H_x^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k-1)$  들이 여기에 해당된다(Fig. 2 참조).

이중 안테나 왼쪽의 자기장인  $H_z^{n+\frac{1}{2}}(i-1, j, k)$  는

$$H_z^{n+\frac{1}{2}}(i-1, j, k) = H_z^{n-\frac{1}{2}}(i-1, j, k) + \frac{2\Delta t}{\mu\Delta x \ln \frac{\Delta x}{r_0}} E_y^n(i-1, j, k) + \frac{\Delta t}{\mu\Delta y} [E_x^n(i-1, j+1, k) - E_x^n(i-1, j, k)] \quad (A-1)$$

로 근사된다. 역시 같은 방법으로 상하에 존재하는 수평 자기장  $H_x(i, j, k)$  와  $H_x(i, j, k-1)$  도 계산이 가능하다.

$$\begin{aligned}
 H_x^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k) = & H_x^{n-\frac{1}{2}}(i, j, k) + \frac{\Delta t}{\mu \Delta y} [E_z^n(i, j, k) - E_z^n(i, j+1, k)] \\
 & + \frac{2\Delta t}{\mu \Delta z \ln \frac{\Delta z}{r_0}} E_y^n(i, j, k+1) \quad (\text{A-2})
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 H_x^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k-1) = & H_x^{n-\frac{1}{2}}(i, j, k-1) - \frac{2\Delta t}{\mu \Delta z \ln \frac{\Delta z}{r_0}} E_y^n(i, j, k-1) \\
 & + \frac{\Delta t}{\mu \Delta y} [E_z^n(i, j, k-1) - E_z^n(i, j+1, k-1)] \quad (\text{A-3})
 \end{aligned}$$