

수평 자기쌍극자 송신원을 이용한 2.5차원 전자탐사 모델링

권형석¹⁾ · 송윤호²⁾ · 손정술²⁾ · 서정희³⁾

2.5 Dimensional EM Modeling considering Horizontal Magnetic Dipole Source

Hyoung-Seok Kwon¹⁾, Yoonho Song²⁾, Jeong-Sul Son²⁾ and Jung-Hee Suh³⁾

요약 : 이 연구에서는 최근에 개발되어 적용성에 대한 시험이 진행되고 있는 1 kHz~1 MHz 주파수대역의 수평 자기쌍극자를 송신원으로 하여 전기장과 자기장을 측정하는 탐사법의 모델링 알고리즘을 개발하고자 하였다. 이를 위해 공간주파수 영역에서 수평 자기쌍극자를 송신원으로 하는 이차장 Maxwell 방정식을 구성하고 유한요소법을 이용하여 2.5차원 모델링 알고리즘을 구현하였다. 또한, 검증된 층서구조 반응결과와 비교하여 그 정확도를 검증하였다. 개발된 알고리즘을 이용하여 균질 반무한공간 내에 전도성 및 비전도성 고립이상체가 존재하는 2차원 모형에 대한 전기장, 자기장과 임피던스를 계산하였다. 계산된 전기장, 자기장과 임피던스의 거동에 대한 고찰 결과 고립이상체와 같이 2차원 구조에서 전기장과 임피던스가 자기장에 비해 이상체의 탐지에 효과적임을 보였다. 특히, 전기장을 자기장으로 나눈 값인 임피던스는 전기장의 공간 분해능을 가지면서 보다 안정된 결과를 보여 주었다. 따라서 자기장만을 측정하는 기존의 전자탐사법에 비해 전기장과 자기장을 모두 측정하는 탐사법이 천부에 존재하는 이상체의 탐지에 보다 효과적임을 알 수 있었다.

주요어 : 수평 자기쌍극자, 공간주파수 영역, 2.5차원 모델링, 임피던스

Abstracts : In this study, the new modeling scheme has been developed for recently designed and tested electromagnetic survey, which adapts horizontal magnetic dipole with 1 kHz~1 MHz frequency range as a source. The 2.5-D secondary field formulation in wavenumber domain was constructed using finite element method and verified through comparing results with layered-earth solutions calculated by integral equations. 2-D conductive- and resistive-block models were constructed for calculating electric field, magnetic field and impedance - the ratio of electric and magnetic fields which are orthogonal each other. This study showed that electric field and impedance are superior in identifying 2-D isolated-body model to magnetic field. In particular, impedance gives more stable results than electric field with similar spatial resolving power, because electric field is divided by magnetic field in impedance. Thus the impedance analysis which uses electric and magnetic fields together would give better result in imaging the shallow anomalies than conventional EM method.

Keywords : horizontal magnetic dipole, wavenumber domain, 2.5-D modeling, impedance

서론

전자탐사는 전도체 내부에 유기되는 산란전류에 의한 이차전자기장을 측정하여 지하의 전기전도도 분포양상 및 구조를 파악하는 탐사방법으로 지하 하부 수십 m~수 km 내외의 지하구조 규명에 널리 적용되고 있다. 최근 들어서는 기존 전자탐사와 GPR 탐사의 중간 주파수 대역인 수 kHz~수십 MHz 주파수 대역을 이용한 수십 m 내외 심도의 지하구조를 고해

상도로 규명하는 탐사법에 대한 관심 및 필요성이 증대되고 있다.

이러한 고주파수 전자탐사에 대한 이론 연구로는 수평 및 수직루프를 이용한 수십 m 내외 심도의 전기전도도 분포 규명(Stewart *et al.*, 1990), 평면파를 이용한 임피던스 분석(Song *et al.*, 1997), 자기장 측정자료에 대한 역산을 통한 수평 층서구조의 전기전도도 및 유전을 탐지(Kim *et al.*, 1997), 단일 시추공 자료를 이용한 파쇄대 특성 규명(설순지, 1999)

*2001년 6월 26일 접수

1) (주)회송지오택

2) 한국지질자원연구원, 탐사개발연구부 (Geophysical Exploration and Mining Research Division, Korea Institute of Geoscience and Mineral Resources)

3) 서울대학교 지구환경시스템공학부

등이 있다.

이러한 여러 이론 연구에 힘입어 최근 들어 1 kHz~1 MHz의 주파수대역에 걸쳐 수평 자기쌍극자 송신원에 대해 서로 직교하는 전기장 및 자기장, 즉 임피던스를 측정하는 전자탐사 장비가 개발되어 이의 적용성에 대한 시험이 진행되고 있다 (송윤호 등, 2001). 이에 이 연구에서는 1 kHz~1 MHz의 주파수대역을 가지는 수평 자기쌍극자에 의한 전기장과 자기장을 계산하는 알고리즘을 구성하여 전자기장과 임피던스의 거동을 고찰하고자 하였다.

자기쌍극자 송신원을 고려한 모델링을 위해서는 정확하고 신속한 전자탐사 모델링 알고리즘이 필요하다. 전자탐사 모델링 기법으로는 적분방정식법, 근사해법, 유한차분법, 유한요소법 등이 있으며, 이중 적분방정식법은 임의의 모델 설정이 어려우며, 근사해법은 이 연구의 관심 주파수대역인 고주파에서는 적용이 어렵다. 이에 이 연구에서는 비교적 모델 설정이 자유로운 유한요소법을 사용하였으며, 요구되는 기억용량과 계산 시간을 줄이기 위하여 송신원은 3차원으로 고려하고 지하 매질은 2차원 구조를 가정하는 2.5차원 모델링 기법을 도입하였다.

구성된 알고리즘의 타당성을 검증하기 위하여 전도성 지층이 존재하는 수평 층서구조 모형을 설정하여 주파수 1 kHz와 1 MHz에서 지표에서의 전자기장을 계산하였으며, 이를 공간영역에서 수평 층서구조에 대한 해를 구하는 프로그램인 EM1D(Pellerin *et al.*, 1995)의 결과와 비교하였다. 일반적으로 Slingram 등의 전자탐사에서는 수평 또는 수직 루프에 의한 자기장만을 이용하여 지하매질의 전기전도도를 규명하는데 (Frischknecht *et al.*, 1991), 2차원 구조에서는 음의 값으로 인해 정량적인 해석이 불가능하다. 한편, 전기장은 2차원 구조 직상부에서 부호가 역전되는 특성이 있어 수직 경계면 탐지에 효과적이다. 이에 이 연구에서는 전도성 및 비전도성 고립이상체가 존재하는 2차원 모형을 설정하여 주파수 1 kHz와 1 MHz에서 송수신기가 일정거리에 위치할 때의 전자기장을 계산하였으며, 계산된 전자기장으로부터 임피던스를 구하여 고립이상체 상부에서의 전자기장과 임피던스의 거동에 대해 살펴보았으며, 이를 통해 임피던스 분석의 적용성과 장점에 대해 고찰하였다.

2.5차원 유한요소 모델링

2.5차원 전자탐사 모델링은 전기전도도가 주향방향으로 무한한 2차원 모형에 대해 3차원 송신원에 의한 전자기장을 구하는 방법이다. 이 연구에서 송신원은 주향방향인 y방향 수평 자기쌍극자(horizontal magnetic dipole; HMD)이며, 균질한 반무한공간 내에 불균질체가 존재할 경우 이에 의한 수평성분 전자기장을 지표에서 계산한다.

자기쌍극자 송신원을 고려한 이차장 Maxwell 방정식

자기쌍극자와 같이 유한한 송신원을 직접적으로 수치 모델링에 사용하는 경우에는 송신원이 가지는 공간상의 특이성으로 인하여 여러가지 수치적인 문제를 발생시킨다. 이는 전체 전자기장을 균질한 반무한공간의 반응인 일차장과 이상체에 의한 반응인 이차장으로 분리하고, 다음과 같이 이차장에 대한 Maxwell 방정식을 구성함으로써 해결이 가능하다(Hohmann, 1988).

$$\nabla_s \cdot \left(\frac{\sigma}{\gamma^2} \nabla_s \tilde{E}_y^s \right) - \sigma \tilde{E}_y^s + ik_y \left\{ \nabla_s \tilde{H}_y^s \times \nabla_s \left(\frac{1}{\gamma^2} \right) \right\} \cdot \hat{\mathbf{j}} = \Delta \sigma \tilde{E}_y^p - ik_y \nabla_s \cdot \left(\frac{\Delta \sigma}{\gamma^2} \tilde{\mathbf{E}}^p \right) \quad (1a)$$

$$\nabla_s \cdot \left(\frac{\hat{z}}{\gamma^2} \nabla_s \tilde{H}_y^s \right) - \hat{z} \tilde{H}_y^s - ik_y \left\{ \nabla_s \tilde{E}_y^s \times \nabla_s \left(\frac{1}{\gamma^2} \right) \right\} \cdot \hat{\mathbf{j}} = -\hat{z} \left(\nabla_s \times \left(\frac{\Delta \sigma}{\gamma^2} \tilde{\mathbf{E}}^p \right) \right) \cdot \hat{\mathbf{j}} \quad (1b)$$

여기서 ∇_s 는 $\nabla_s = \partial/\partial x \hat{\mathbf{i}} + \partial/\partial z \hat{\mathbf{k}}$ 로 x 및 z 방향에 대한 2차원 벡터 미분연산자이며, \sim 는 y 방향으로 Fourier 변환된 양을 나타낸다. 또한, $\gamma^2 = k_y^2 - k^2$, 전파상수 $k = \sqrt{-\gamma z} = \sqrt{-i\omega\mu\sigma}$ 이며, $\Delta\sigma = \sigma(x, z) - \sigma_b$ 는 불균질체의 전기전도도와 균질한 반무한공간의 전기전도도 차이이다. 이 연구에서는 유전율과 투자율은 각각 공기중에서의 값 $\epsilon = \epsilon_0$ (8.8542×10^{-12} F/m), $\mu = \mu_0$ ($4\pi \times 10^{-7}$ H/m)로 가정하였다.

(1)식은 공간주파수 영역에서 일차 전기장과 불균질체에서의 전기전도도 차이의 곱인 $\Delta\sigma \tilde{\mathbf{E}}^p$ 를 송신원으로 하는 이차 전자기장의 주향방향 성분 \tilde{E}_y^s 와 \tilde{H}_y^s 에 대한 2차 미분방정식이다. (1)식을 보면 \tilde{E}_y^s 와 \tilde{H}_y^s 가 유한한 송신원에 의한 3차원 효과를 표현하는 k_y 에 의해 결합되어 있으며, 따라서 이를 동시에 계산하여야 한다.

한편, 이차 전자기장의 x 방향 성분은 주향방향의 이차 전자기장 \tilde{E}_y^s , \tilde{H}_y^s 와 일차 전기장 \tilde{E}_x^p , \tilde{E}_z^p 가 결합된 형태로 표현된다(Hohmann, 1988).

$$\tilde{E}_x^s = \frac{1}{\gamma^2} \left(-ik_y \frac{\partial \tilde{E}_y^s}{\partial x} - \hat{z} \frac{\partial \tilde{H}_y^s}{\partial z} - \hat{z} \Delta \sigma \tilde{E}_x^p \right) \quad (2a)$$

$$\tilde{H}_x^s = \frac{1}{\gamma^2} \left(\sigma \frac{\partial \tilde{E}_y^s}{\partial z} + \left(-ik_y \frac{\partial \tilde{H}_y^s}{\partial x} \right) + ik_y \Delta \sigma \tilde{E}_z^p \right) \quad (2b)$$

(1)식과 (2)식을 계산하기 위해서는 송신원에 포함된 공간주파수 영역에서의 일차 전기장 \tilde{E}_x^p 와 \tilde{E}_z^p 에 대한 계산이 요구된다. 이 연구에서는 균질한 반무한공간에서 지표에 위치한 주향방향 수평 자기쌍극자에 의한 전자기장을 일차장으로 고려하였으며, 이에 대한 해석적인 표현을 구성한 후 수치적분을 통해 이를 계산하였다.

유한요소법

변분식의 유도

유한요소법은 주어진 미분방정식과 등가의 변분식의 유도로 시작되며, 이 연구에서는 비교적 이론이 간단하고, 임의의 미분방정식에 적용이 용이한 가중잔여법을 이용하여 변분식을 유도하였다. 가중잔여법에 의한 유한요소 방정식은 잔여값(residual)을 정의한 후, 시험함수(test function) $v_1(x, z)$ 과 $v_2(x, z)$ 를 도입하여 잔여값과의 내적을 0으로 하여 구성된다. 구성된 식에 벡터 항등식, Green 정리와 Stoke 정리를 적용하여 정리하면 최종적으로 다음과 같은 변분식을 구할 수 있다.

$$\int_{\Omega} \left\{ \frac{\sigma}{\gamma^2} \left(\frac{\partial \tilde{E}_y^s}{\partial x} \frac{\partial v_1}{\partial x} + \frac{\partial \tilde{E}_x^s}{\partial z} \frac{\partial v_1}{\partial z} \right) + \sigma \tilde{E}_y^s v_1 - \frac{ik_y}{\gamma^2} \left(\frac{\partial \tilde{H}_y^s}{\partial x} \frac{\partial v_1}{\partial z} - \frac{\partial \tilde{H}_x^s}{\partial z} \frac{\partial v_1}{\partial x} \right) \right\} dx dz \\ = - \int_{\Omega} \left\{ \Delta \sigma \tilde{E}_y^s v_1 + ik_y \frac{\Delta \sigma}{\gamma^2} \left(\tilde{E}_x^s \frac{\partial v_1}{\partial x} + \tilde{E}_z^s \frac{\partial v_1}{\partial z} \right) \right\} dx dz \quad (3a)$$

$$\int_{\Omega} \left\{ \frac{\hat{z}}{\gamma^2} \left(\frac{\partial \tilde{H}_y^s}{\partial x} \frac{\partial v_2}{\partial x} + \frac{\partial \tilde{H}_x^s}{\partial z} \frac{\partial v_2}{\partial z} \right) + z \tilde{H}_y^s v_2 + \frac{ik_y}{\gamma^2} \left(\frac{\partial \tilde{E}_y^s}{\partial x} \frac{\partial v_2}{\partial z} - \frac{\partial \tilde{E}_x^s}{\partial z} \frac{\partial v_2}{\partial x} \right) \right\} dx dz \\ = - \int_{\Omega} \left\{ \frac{\hat{z}}{\gamma^2} \Delta \sigma \left(\tilde{E}_x^s \frac{\partial v_2}{\partial z} - \tilde{E}_z^s \frac{\partial v_2}{\partial x} \right) \right\} dx dz \quad (3b)$$

유한요소 방정식

유한요소 방정식은 요소 내부에서의 전자기장을 절점에서의 전자기장과 요소의 기하학적 형상과 관련된 임의의 보간함수를 사용하여 근사함으로써 구해진다. 또한, 유한요소법에서는 격자를 구성하여 전체영역을 작은 요소로 분할한다. 이 연구에서는 여러 개의 주파수를 사용하므로 계산을 수행하고자 하는 영역에서는 최대 주파수에서의 표피심도보다 작게 등간격으로 격자를 구성하였으며, 영역 밖에서는 거리가 멀어짐에 따라 격자간격이 증가하도록 구성하였다. 또한, 송수신기가 위치하는 지표부근에서는 전자기장의 변화가 심하므로 최대 주파수에서의 표피심도의 1/4보다 작게 촘촘하게 격자를 구성하였다 (Stoyer and Greenfield, 1976).

선형 직사각형 함수를 요소 형상함수(shape function) ψ_i^e 로 사용하여 (3)식을 정리하면 한 요소에 대한 유한요소 방정식은 다음과 같이 행렬 형태로 표현된다.

$$\sum_{j=1}^{N_e} \begin{bmatrix} S_{ij} & T_{ij} \\ T_{ij}^x & V_{ij} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{E}_{yi}^{se} \\ \tilde{H}_{yi}^{se} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{1i} \\ F_{2i} \end{bmatrix} \quad (4)$$

여기서 S_{ij} , T_{ij} , V_{ij} 는 한 요소에 대한 계수행렬(coefficient matrix)이며, F_{1i} , F_{2i} 는 송신원 벡터(source vector)로서 다음과

같이 표현된다.

$$S_{ij} = \sigma \iint \left\{ \frac{1}{\gamma^2} \left(\frac{\partial \psi_i}{\partial x} \frac{\partial \psi_j}{\partial x} + \frac{\partial \psi_i}{\partial z} \frac{\partial \psi_j}{\partial z} \right) + \psi_i \psi_j \right\} dx dz \quad (5a)$$

$$T_{ij} = -\frac{ik_y}{\gamma^2} \iint \left(\frac{\partial \psi_i}{\partial x} \frac{\partial \psi_j}{\partial z} - \frac{\partial \psi_i}{\partial z} \frac{\partial \psi_j}{\partial x} \right) dx dz \quad (5b)$$

$$V_{ij} = \hat{z} \iint \left\{ \frac{1}{\gamma^2} \left(\frac{\partial \psi_i}{\partial x} \frac{\partial \psi_j}{\partial x} + \frac{\partial \psi_i}{\partial z} \frac{\partial \psi_j}{\partial z} \right) + \psi_i \psi_j \right\} dx dz \quad (5c)$$

$$F_{1i} = -\Delta \sigma \iint \left\{ \tilde{E}_{yi}^p \psi_i + \frac{ik_y}{\gamma^2} \left(\tilde{E}_{xi}^p \frac{\partial \psi_i}{\partial x} + \tilde{E}_{zi}^p \frac{\partial \psi_i}{\partial z} \right) \right\} dx dz \quad (6a)$$

$$F_{2i} = -\hat{z} \frac{\Delta \sigma}{\gamma^2} \iint \left(\tilde{E}_{xi}^p \frac{\partial \psi_i}{\partial z} - \tilde{E}_{zi}^p \frac{\partial \psi_i}{\partial x} \right) dx dz \quad (6b)$$

유한요소 행렬식의 계산 및 경계조건의 적용

(4)식을 모델링 영역의 분할된 모든 요소에 대해 고려하면, 전체 계수행렬과 송신원 벡터는 각 요소에서의 계수행렬과 송신원 벡터의 해당 절점에서의 조합으로 표현된다. 따라서 풀고자 하는 유한요소 방정식은 다음과 같이 선형 연립방정식을 푸는 문제가 된다.

$$\mathbf{K} \cdot \mathbf{x} = \mathbf{s} \quad (7)$$

여기서 \mathbf{K} 는 모든 요소에 대한 계수행렬이며, \mathbf{x} 는 각각의 절점에서 계산하고자 하는 \tilde{E}_y^s 와 \tilde{H}_x^s 에 대한 벡터이며, \mathbf{s} 는 송신원에 대한 벡터로 이상체가 존재하는 절점에서의 일차 전기장으로 이루어진다. 일반적으로 \mathbf{K}_y 로 표현되는 계수행렬은 이하의 전기전도도 분포와 분할된 영역의 기하학적 구조와 관련되는데, 일정한 띠틈(band width)을 가지는 산재된(sparse) 대칭(symmetric) 구조를 가진 복소행렬이다.

이 연구에서는 (7)식을 LU 행렬분해를 이용하여 계산하였으며, 경계조건은 상하좌우의 네 방향 모두의 인위적 경계면에 흡수 경계조건(absorbing boundary condition)을 적용시켰다 (Jin, 1993).

공간 영역에서의 전자기장 계산

이 연구에서는 공간주파수 영역에서 유한요소법을 이용하여 (7)식을 계산하여 \tilde{E}_y^s , \tilde{H}_x^s 를 구하며, 수치미분을 통해 (2)식을 계산하여 \tilde{E}_x^s , \tilde{H}_z^s 를 구한다. 또한, 공간주파수 영역에서 계산된 전자기장에 대한 역 Fourier변환을 통해 공간영역에서의 전자기장을 계산한다.

수신원 위치에서의 전자기장을 구하기 위해서는 유한요소법에 의해 계산되는 불균질체에 의한 이차장과 함께 반무한공간에 의한 일차장이 필요하다. 공간영역의 수신 위치에서 쌍극자 송신원에 의한 반무한매질에서의 전자기장인 일차장은 광대역 주파수대역에 대해 쌍극자 송신원에 의한 수평 층서구조의 전자기장을 정확하게 계산한다고 알려진 EMID 프로그램(Pellerin et al., 1995)을 이용하여 계산하였다.

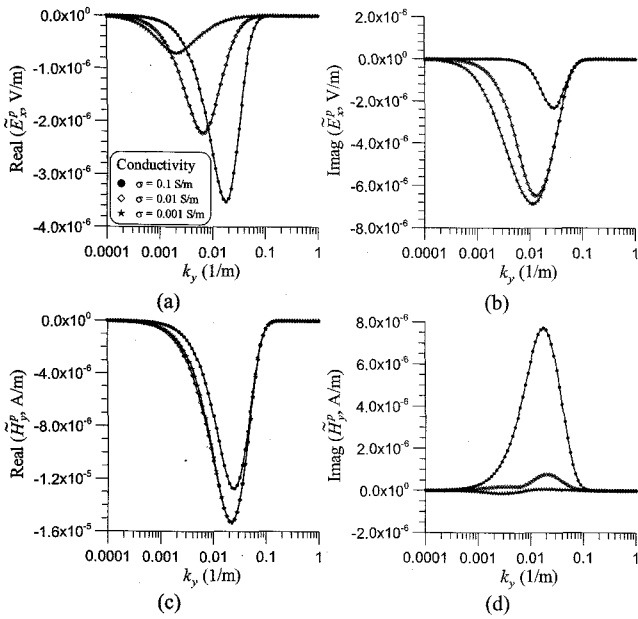


Fig. 1. Primary Ex and Hy fields at 1 kHz in wavenumber domain for a homogeneous half-space with different conductivities. Conductivities of half-space are 0.1 S/m, 0.01 S/m, and 0.001 S/m, respectively. A HMD source is located on the surface and fields are calculated at 50 m and 50 m in depth and in x-direction, respectively. (a) and (b) are real and imaginary components of primary Ex fields, respectively, and (c) and (d) are those of primary Hy fields, respectively.

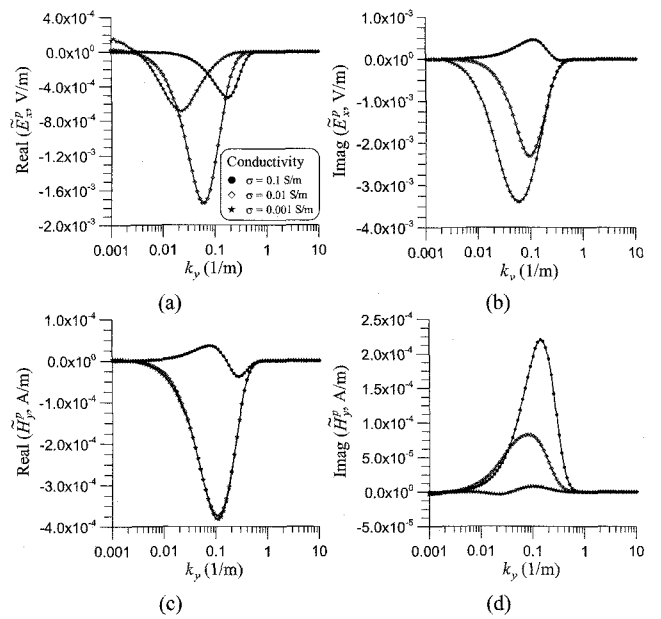


Fig. 2. Primary Ex and Hy fields at 100 kHz in wavenumber domain for a homogeneous half-space with different conductivities. Conductivities of half-space are 0.1 S/m, 0.01 S/m, and 0.001 S/m, respectively. A HMD source is located on the surface and fields are calculated at 5 m and 5 m in depth and in x-direction, respectively. (a) and (b) are real and imaginary components of primary Ex fields, respectively, and (c) and (d) are those of primary Hy fields, respectively.

공간주파수 범위 및 개수

2.5차원 모형반응 계산에서는 로그크기로 분할된 k_y 에서 전자기장을 계산하며, 나머지 k_y 에서는 cubic spline을 적용하여 계산한다. 이를 위해서는 k_y 의 최소값, 최대값과 개수를 먼저 결정하여야 하는데, 이 연구의 관심주파수 대역인 1 kHz~1 MHz에 대해서는 이에 대한 연구가 거의 수행되지 않았다. 이에 적절한 k_y 의 대역을 결정하기 위하여 전기전도도가 0.001 S/m, 0.01 S/m, 0.1 S/m로 서로 다른 반무한공간에서 지표에 위치한 주향방향 수평 자기쌍극자 송신원에 의한 전기장 \vec{E}_x^p 와 자기장 \vec{H}_x^p 를 계산하였으며 이를 k_y 에 대해 도시하였다.

Fig. 1은 주파수가 1 kHz 일 때의 결과로 송신원으로부터 x 와 z 방향으로 각각 50 m 떨어진 위치에서의 일차장을 계산하였다. Fig. 1을 보면, 반무한공간의 전기전도도가 0.1 S/m인 경우에는 전자기장의 주된 에너지가 k_y 가 0.001~0.1인 구간에 분포하고 있으며, 0.01 S/m, 0.001 S/m인 경우에는 0.0005~0.1인 구간에 분포하고 있다. 따라서 주파수가 1 kHz인 경우에는 k_y 의 구간을 0.0005~0.1로 설정하는 것이 타당한 것으로 생각된다. Fig. 2는 주파수가 100 kHz 일 때의 결과로 송신원으로부터 x 와 z 방향으로 각각 10 m 떨어진 위치에서의 일차장을 계산하였다. Fig. 2를 보면, 주파수가 100 kHz인 경우에는 전자기장의 주된 에너지가 1 kHz의 경우보다 큰 k_y 가 0.005~0.5인 구간에 분포하고 있다.

이상의 결과로 보면, 전자기장의 에너지가 분포하는 k_y 의 구간은 주파수가 증가함에 따라 최소값과 최대값 모두 증가하며, 또한 동일 주파수에서는 전기전도도가 증가함에 따라 최소값이 증가한다. 이 연구에서와 같이 광대역 주파수를 사용하는 경우 임의의 전기전도도 모델에 대해 k_y 의 최소값과 최대값을 일반화하는 것이 쉽지 않기 때문에 이 연구에서는 임의의 전기전도도와 주파수에 무난하게 적용이 가능한 0.0005~1.0으로 k_y 의 범위를 설정하여 모델링을 수행하였다.

일반적으로 공간주파수의 개수는 전자기장의 반응양상에 맞춰 적절히 샘플링 되었을 때 12개에서 16개 정도면 충분하다고 알려져 있으며(Stoyer and Greenfield, 1976; Unsworth *et al.*, 1993), 이 연구에서는 16개의 공간주파수를 선택하여 모든 계산을 수행하였다.

수평 층서구조 모형에의 적용

이 연구에서 구성된 유한요소법을 이용한 이차장 모델링 알고리즘의 타당성 검증을 위하여 해석적인 해가 알려진 반무한공간 내에 전도성 지층이 존재하는 수평 층서구조 모형을 설정하여 모델링을 수행하였다. 송신원이 지표 원점에 위치할 때 지표에서 거리에 따른 이차 전자기장 E_x^s 와 H_y^s 를 계산하였으며, 그 결과를 공간영역에서 쌍극자 송신원에 의한 수평 층서

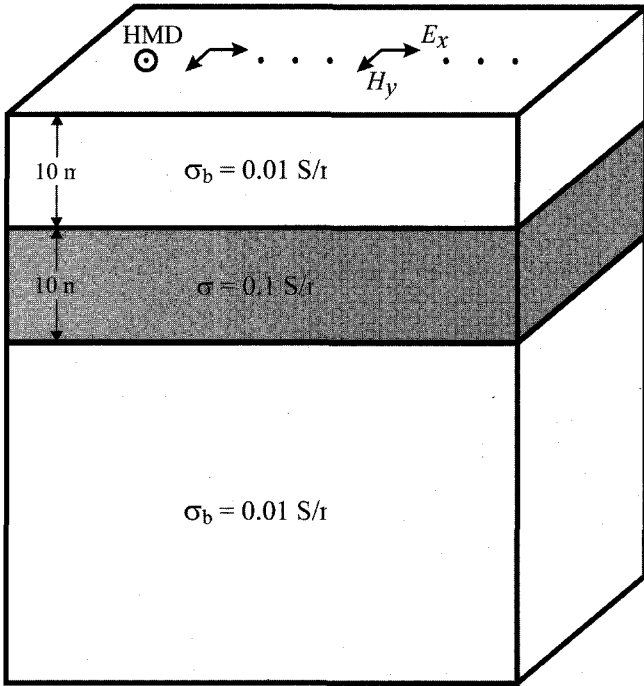


Fig. 3. A schematic diagram of a layered earth-model. Conductive (0.1 S/m) layer with 10 m thickness is embedded in a 0.01 S/m homogeneous half-space at the depth of 10 m.

구조에서의 전자기장을 정확히 계산한다고 알려진 EMID(Pellerin *et al.*, 1995)의 결과와 비교하였다. Fig. 3은 비교에서 사

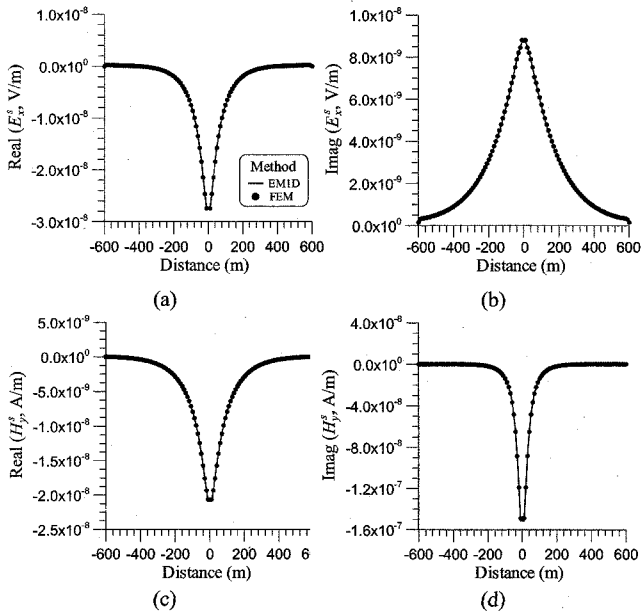


Fig. 4. Secondary E_x and H_y fields at 1 kHz on the surface for the 0.1 S/m conductive-layer model shown in Fig. 3. A HMD source is located at the origin and fields are calculated along the x-axis. (a) and (b) are real and imaginary components of primary E_x fields, respectively, and (c) and (d) are those of primary H_y fields, respectively.

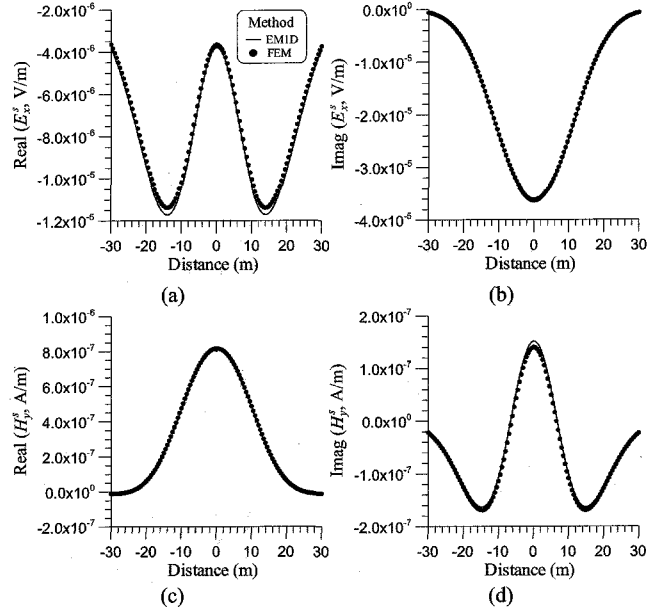


Fig. 5. Secondary E_x and H_y fields at 1 MHz on the surface for the 0.1 S/m conductive-layer model shown in Fig. 3. A HMD source is located at the origin and fields are calculated along the x-axis. (a) and (b) are real and imaginary components of secondary E_x fields, respectively, and (c) and (d) are those of secondary H_y fields, respectively.

용한 층구조 모형에 대한 모식도로 0.01 S/m의 전기전도도를 가지는 반무한공간 내에 0.1 S/m의 전도성 지층이 10 m~20 m 심도에 존재하고 있다.

Fig. 4와 Fig. 5는 Fig. 3의 모형에 대해 이 연구의 관심 주파수대역의 가장 저주파와 고주파에 해당하는 1 kHz와 1 MHz에서의 이차 전자기장 E_x^s 와 H_y^s 를 각각 계산한 결과로, 실선은 EMID로 계산된 결과이며 검게 채워진 원은 이 연구에서 계산된 결과이다. Fig. 4는 주파수 1 kHz를 사용하여 -600 m~600 m 거리에서 계산된 E_x^s 와 H_y^s 로 송신원으로부터 거리가 멀어짐에 따라 지수함수적으로 감소하는 양상을 잘 보여주고 있으며, 전기장에 비해 자기장이 급격하게 감소하고 있다.

Fig. 5는 주파수 1 MHz를 사용하여 -50 m~50 m 거리에서 계산된 이차 전자기장으로 주파수 1 kHz를 사용한 결과와 달리 변위전류에 의해 E_x^s 의 실수성분과 H_y^s 의 허수성분에서 거리가 증가함에 따라 진폭이 진동하고 있다. 또한, 주파수 1 MHz에서 표피심도는 약 5 m인데, E_x^s 의 실수성분과 H_y^s 의 허수성분을 보면 표피심도의 4배 이상의 거리에서 큰 진폭을 가지고 있다. 이는 주파수가 1 MHz에서는 유전율에 의해 단순한 분산 뿐만 아니라 전파특성이 나타나기 때문이다. 일반적인 전자탐사의 관심 주파수대역인 수십 kHz 이하에서는 Fig. 4에서와 같이 표피심도의 4배의 거리에서 진폭이 충분히 감소하므로, 계산영역을 표피심도의 4배 정도로 설정하면 된다. 그러나, 1 MHz의 고주파수 대역에서는 Fig. 5와 같이 표피심도

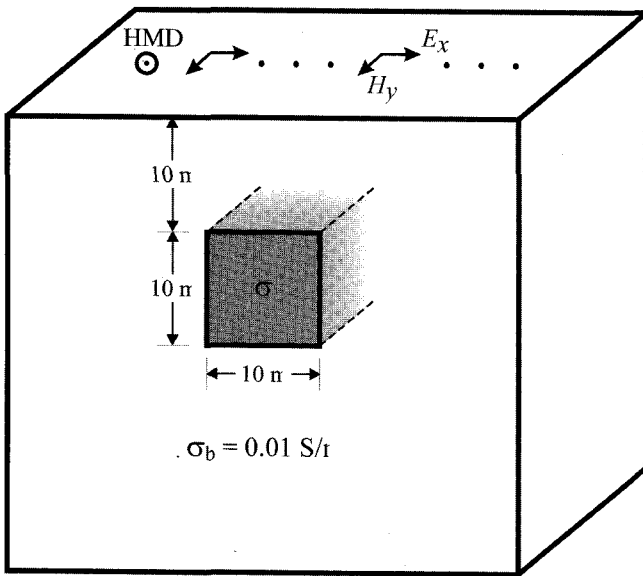


Fig. 6. A schematic diagram of an isolated-block model. Conductive (0.1 S/m) or resistive (0.001 S/m) block with the dimension of 10 m \times 10 m is embedded in a 0.01 S/m homogeneous half-space at the depth of 10 m.

의 4배 정도의 거리에서 에너지가 충분히 감소되지 않으므로 계산영역을 표피심도의 10배 이상으로 확장하는 것이 타당한 것으로 보인다. 한편, Fig. 4와 Fig. 5의 두 경우 모두 이 연구에서 계산된 결과와 EM1D의 결과가 잘 일치하여 이 연구에서 구성된 알고리즘이 정확한 계산을 수행함을 알 수 있다.

고립이상체 모형에의 적용

2차원 모형에서의 전기장과 자기장의 거동을 살펴보기 위하여 전도성 고립이상체와 비전도성 고립이상체 모형을 설정하였으며, 계산된 전자기장으로부터 전기장과 자기장의 비인 Cagniard 임피던스를 계산하여 이의 거동도 함께 살펴보았다.

Fig. 6은 모형에 대한 모식도로 0.01 S/m의 전기전도도를 가지는 반무한공간 내에 0.1 S/m의 전도성 고립이상체와 0.001 S/m의 비전도성 고립이상체가 10 m \times 10 m의 크기로 -5 m~5 m 위치와 10 m~20 m 심도에 존재하고 있다. 송수신기는 지표면에 위치하며 주파수 1 kHz에서는 40 m, 1 MHz에서는 10 m의 일정한 거리를 유지하며 고립이상체의 좌에서 우로 이동하며 계산을 수행하였다. 계산되는 이차장 E_x^s 와 H_y^s 는 송수신기의 중간점에 도시하였으며, 임피던스는 수신기 위치에 도시하였다.

Fig. 7은 주파수 1 kHz를 사용하여 전도성 고립이상체 상부 지표면 -200 m~200 m 거리에서 계산된 이차장과 임피던스이다. 균질한 반무한공간에 전도성 고립이상체가 존재하는 경우에는 이상체 경계면에 전하가 축적되며, 전류밀도 연속 조건에

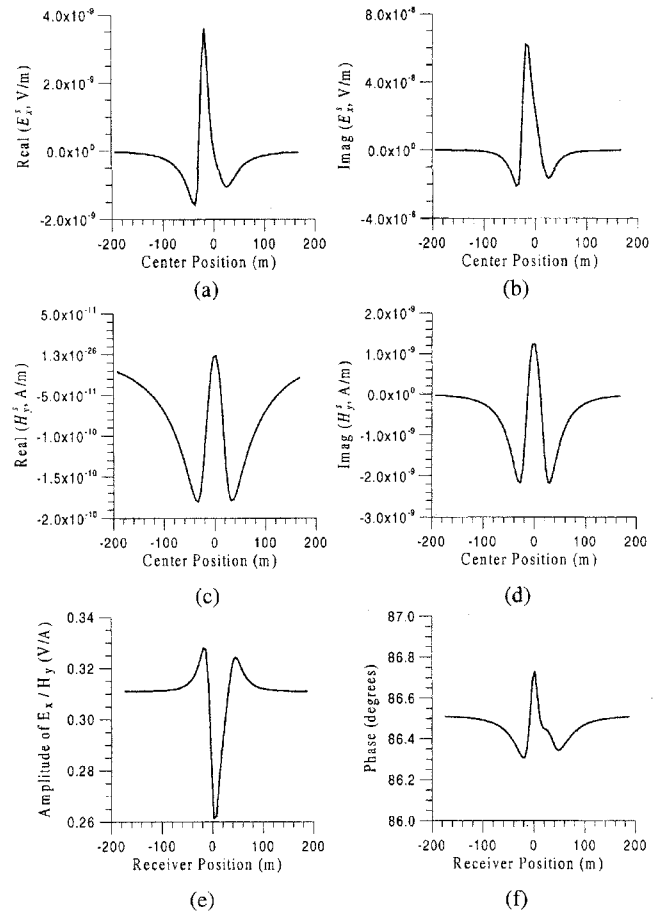


Fig. 7. Surface profiles of secondary E_x and H_y fields and amplitude and phase curves of impedance at 1 kHz for the 0.1 S/m conductive-block model shown in Fig. 6. The separation of source and receiver is 40 m. Fields are plotted at the center position of source and receiver and impedances are plotted at the receiver position. (a) and (b) are real and imaginary components of secondary E_x fields, respectively, (c) and (d) are those of secondary H_y fields, respectively, and (e) and (f) are amplitude and phase curves of impedance (E_x/H_y), respectively.

의해 축적된 전하는 이상체 내부에서 일차장을 감소하는 방향으로 전도전류(conduction current)에 의한 이차 전기장을 유기하며 이상체 경계면에서 부호가 바뀌는 특성을 가지고 있다. Fig. 7을 보면 이차 전기장이 고립이상체 직상부에서 일차 전기장에 반대되는 양의 최대 진폭을 보이며, 이상체의 경계면에서 부호가 바뀌어 이상체 좌우에서는 음의 진폭을 보인다. 이에 반해, 유도전류에 의해 유기되는 이차 자기장은 고립이상체 직상부에서 최대값을 보이며, 이상체 좌우에서 100 m 이상의 거리에 걸쳐 완만하게 음의 진폭값을 보인다.

일반적으로 Slingram 탐사법 등과 같이 코일 또는 루프를 이용한 전자탐사에서는 자기장의 측정을 통해 전기적 이상체의 위치를 탐지한다. Fig. 7을 보면 자기장은 고립이상체 상부에서 최대값을 보이지만, 송신원의 영향으로 최대값 주위에 큰 폭의 음(-)의 값이 존재하여 여러 개의 이상체가 복합적으로

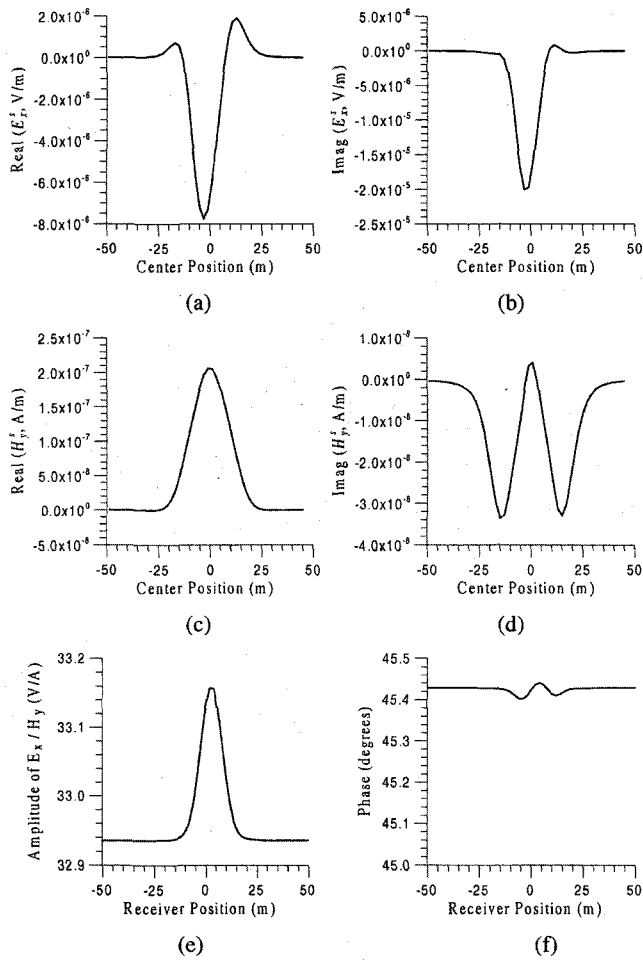


Fig. 8. Surface profiles of secondary E_x and H_y fields and amplitude and phase curves of impedance at 1 MHz for the 0.1 S/m conductive-block model shown in Fig. 6. The separation of source and receiver is 10 m. Fields are plotted at the center position of source and receiver and impedances are plotted at the receiver position. (a) and (b) are real and imaginary components of secondary E_x fields, respectively, (c) and (d) are those of secondary H_y fields, respectively, and (e) and (f) are amplitude and phase curves of impedance (E_x/H_y), respectively.

존재하는 경우에는 이의 해석이 쉽지 않다. 이에 반해 전기장은 전류밀도 연속조건에 의해 이상체에 직교하는 방향성분이 이상체의 경계면에서 부호가 바뀌며, 이상체 좌우에서의 이상대도 그 폭이 그리 넓지 않다. 따라서 자기장과 함께 전기장을 측정한다면 이상체를 보다 효과적으로 탐지할 수 있다.

Fig. 7을 보면, 전기장과 자기장의 비인 임피던스의 진폭은 고립이상체 직상부에서 최소값을 보이며, 위상은 고립이상체 직상부에서 최대값을 보이며 송신원의 영향으로 전체적으로 90° 내외의 값을 보인다. 임피던스는 전기장을 이용함으로써 높은 공간적 분해능을 보이며 전기장을 자기장으로 나누어 줌으로써 전기장에 비해 안정된 결과를 보여주고 있다. 또한, 전기장과 자기장은 이상체 좌우에서 부호가 달라지는 반면에 임피던스는 양의 값만을 보여주고 있다.

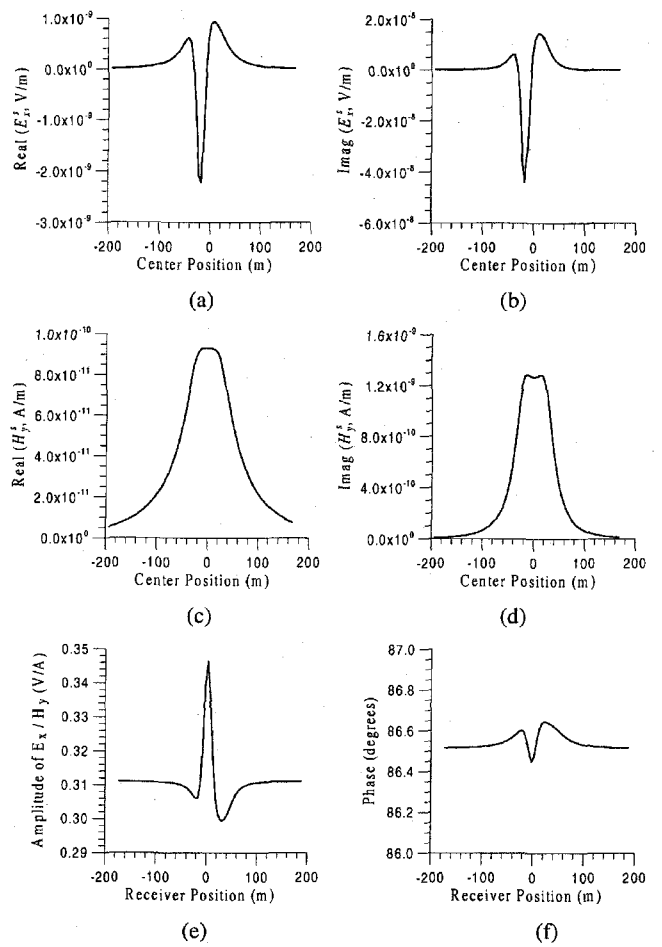


Fig. 9. Surface profiles of secondary E_x and H_y fields and amplitude and phase curves of impedance at 1 kHz for the 0.001 S/m resistive-block model shown in Fig. 6. The separation of source and receiver is 40 m. Fields are plotted at the center position of source and receiver and impedances are plotted at the receiver position. (a) and (b) are real and imaginary components of secondary E_x fields, respectively, (c) and (d) are those of secondary H_y fields, respectively, and (e) and (f) are amplitude and phase curves of impedance (E_x/H_y), respectively.

Fig. 8은 주파수 1 MHz를 사용하여 전도성 고립이상체 상부 지표면 -50 m~50 m 거리에서 계산된 이차장과 임피던스로 주파수 1 kHz에서의 결과에 비해 부드러운 곡선의 양상을 보인다. 이는 주파수 1 kHz에서의 표피심도는 약 150 m로 10 m×10 m의 크기의 고립이상체가 작은 이상체로 간주되지만, 1 MHz에서 표피심도는 약 5 m로 10 m×10 m의 크기의 고립이상체가 면을 가지는 큰 이상체로 간주되기 때문이다. Fig. 8에서 이차 전기장은 이상체 직상부에서 음의 최대값을 보이며 이상체 좌우에서 부호가 바뀌며, 이차 자기장은 이상체 직상부에서 최대값을 보이며 실수성분은 완전한 양의 이상을 보이는 반면에 허수 성분은 이상체 좌우에서 부호가 바뀌는 완전한 곡선을 보인다. 주파수 1 MHz에서의 결과가 1 kHz에서의 결과보다 안정적인 이유는 송수신기의 거리가 10 m로 표피심도

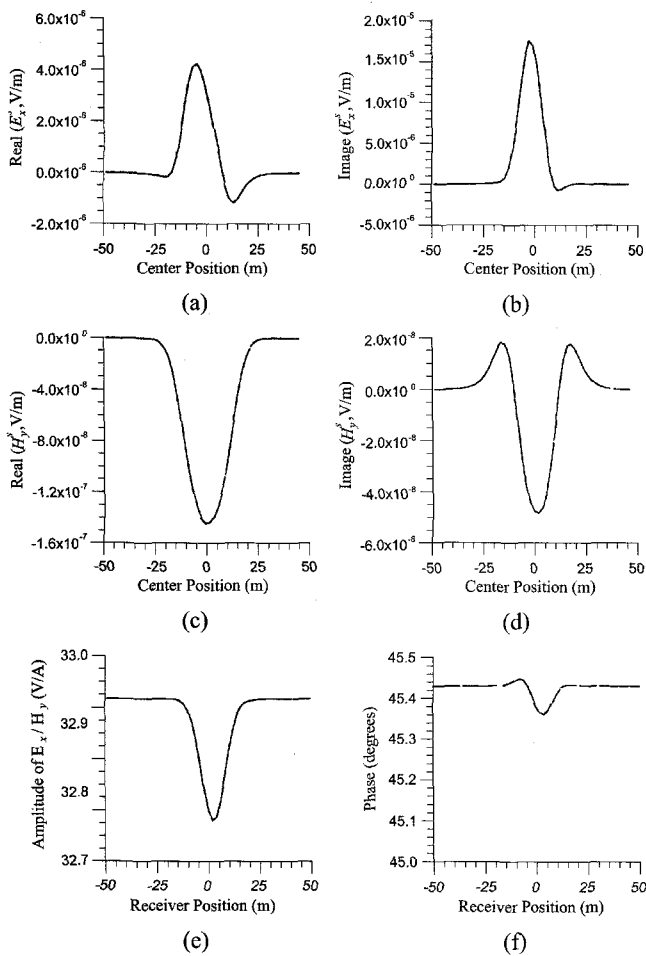


Fig. 10. Surface profiles of secondary E_x and H_y fields and amplitude and phase curves of impedance at 1 MHz for the 0.001 S/m resistive-block model shown in Fig. 6. The separation of source and receiver is 10 m. Fields are plotted at the center position of source and receiver and impedances are plotted at the receiver position. (a) and (b) are real and imaginary components of secondary E_x fields, respectively, (c) and (d) are those of secondary H_y fields, respectively, and (e) and (f) are amplitude and phase curves of impedance (E_x/H_y), respectively.

의 약 2배에 해당하여 송신원의 효과가 적기 때문이다. 한편, 임피던스의 진폭은 이상체 직상부에서 최대값을 갖는 양의 곡선을 보이며, 위상은 수신기가 이상체의 경계면에 위치할 때 최소 및 최대값을 보이며 송신원에 의한 영향이 작아 45° 내외의 값을 보인다.

Fig. 9와 Fig. 10은 각각 주파수 1 kHz와 1 MHz를 사용하여 비전도성 고립이상체 상부 지표면에서 계산된 이차장과 임피던스이다. 이차 전기장을 보면, 앞서 전도성 고립이상체에서의 결과에 비해 크기는 감소되고 이상체 주위에서 반대되는 부호의 이상치를 보이는데, 이는 배경매질에 비해 이상체의 전기전도도가 낮아 일차장을 증가하는 방향으로 이차장이 유기되기 때문이다. 이차 자기장은 고립이상체 직상부에서 최대 또는 최

소값을 보이며 거리가 멀어짐에 따라 전반적으로 진폭이 감소하는 단순한 양상을 보여준다. 한편, 임피던스의 진폭은 이상체 상부에서 각각 최대 또는 최소값을 보이며 안정된 양의 값을 보인다.

따라서 전도성 또는 비전도성 고립이상체와 같이 2차원 구조가 존재하는 경우에는 전기장의 측정이 이상체의 탐지에 효과적임을 알 수 있었다. 한편, 임피던스는 전기장을 자기장으로 나누어 줌으로써 전기장의 공간 분해능을 가지면서 보다 안정된 결과를 보여 주었다.

결론

이상의 연구에서는 유한요소법을 이용하여 수평 자기쌍극자 송신원에 의한 이차 전자기장을 계산하는 알고리즘을 구성하였다. 여러가지 모형을 설정한 후 구성된 알고리즘을 이용하여 1 kHz~1 MHz 주파수대역에서의 수평 자기쌍극자 송신원에 의한 전기장, 자기장과 임피던스의 거동을 살펴보았으며, 그 결과 다음과 같은 결론을 얻을 수 있었다.

공간주파수 영역에서 수평 자기쌍극자를 송신원으로 하는 이차장 Maxwell 방정식을 구성하고 유한요소법을 이용하여 2.5차원 모델링 알고리즘을 구현하였다. 공간주파수 영역에서의 계산시 필요한 공간주파수의 최대값과 최소값은 전기전도도가 서로 다른 배경매질에서의 일차 전기장의 거동에 대한 고찰을 통해 각각 0.0005와 1.0으로 설정하였으며, 16개의 공간주파수를 이용하여 모델링을 수행한 결과 정확하고 안정된 해를 얻을 수 있었다.

균질 반무한공간 내에 전도성 지층이 존재하는 수평 층서구조 모형을 설정하여 주파수 1 kHz와 1 MHz에서 지표에서의 전자기장을 계산하였으며, 이를 공간영역에서 층서구조에 대한 해를 계산하는 프로그램 EMID와 비교하였다. 그 결과 이 연구에서 계산된 결과가 수 % 이하의 작은 오차 범위 내에서 EMID 결과에 잘 근사하였으며, 이 연구에서 구성한 알고리즘 및 설정한 변수가 타당함을 확인할 수 있었다.

균질한 반무한공간 내에 2차원 구조인 전도성 및 비전도성 고립이상체가 존재하는 모형을 설정하여 주파수 1 kHz와 1 MHz에서 송수신기가 일정거리에 위치할 때의 전자기장과 임피던스의 거동을 고찰하였다. 자기장은 전기적 이상체의 경계면에서 연속이므로 이상체 상부에서 완만한 곡선 형태를 보이는데 반해, 전기장은 직교성분이 불연속이어서 이상체의 위치 탐지에 매우 효과적임을 알 수 있었다. 한편, 임피던스는 전기장을 자기장으로 나누어 줌으로써 전기장의 공간 분해능을 가지면서 보다 안정된 결과를 보여 주었다.

따라서 자기장만을 측정하는 기존의 전자탐사법에 비해 전기장과 자기장을 모두 측정하는 탐사법이 천부에 존재하는 이상체의 탐지에 효과적임을 확인하였다.

참고문헌

- 설순지, 1999, 파쇄대 특성 규명을 위한 단일 시추공 고주파수 전자탐사: 공학박사학위논문, 서울대학교.
- 송윤호, 정승환, 이상규, 김정호, 황세호, 황학수, 이성근, 조성준, 이명종, 설순지, 박인화, 2001, 지반 물리탐사 연구, 1999-R-TI02-P-01, 산업자원부.
- Frischknecht, F. C., Labson, V. F., Spies, B. R. and Anderson W. L., 1991, Profiling methods using small sources, in Nabighian, M. N., Ed.: *Electromagnetic methods in applied geophysics-Application, Soc. Expl. Geophys.*
- Hohmann, G. W., 1988, Numerical modeling for electromagnetic methods of geophysics, in Nabighian, M. N., Ed.: *Electromagnetic methods in applied geophysics-Theory, Soc. Expl. Geophys.*
- Jin, J. M., 1993, The finite element method in electromagnetics: *John Wiley & Sons, Inc.*
- Kim, H. J., Song, Y., and Lee, K. H., 1997, High-frequency electromagnetic inversion for a dispersive layered earth: *J. Geomag. Geoelectr.*, **49**, 1439-1450.
- Pellerin, L., Labson, V. F., and Pfeifer, M. C., 1995, VETEM - A very early time electromagnetic system: *Proceeding of the Symposium on the Application of Geophysics to Engineering and Environmental Problems (SAGEEP)*, 725-731.
- Song, Y., Morrison, H. F., and Lee, K. H., 1997, High frequency electromagnetic impedance for subsurface imaging: *Proceeding of the Symposium on the Application of Geophysics to Engineering and Environmental Problems (SAGEEP)*, 761-772.
- Stewart, D., Anderson, W. L., Grover, T. P., and Labson, V. F., 1990, New instrument and inversion program for near-surface mapping: High-frequency EM sounding and profiling in the frequency range 300 kHz to 30 MHz: *60th Ann. Internat. Mtg., Soc. Expl. Gophys., Expanded Abstracts*, 410-413.
- Stoyer, C. H., and Greenfield, R. J., 1976, Numerical solution of the response of a two-dimensional earth to an oscillating magnetic dipole source: *Geophysics*, **41**, 519-530.
- Unsworth, M. J., Travis, B. J., and Chave A. D., 1993, Electromagnetic induction by a finite electric dipole source over a 2-D earth: *Geophysics*, **58**, 198-214.