

論文94-31A-12-4

지표면에서 연속 전자파를 사용하는 지하 탐사용 안테나 설계에 관한 연구

(A study on the antenna design for subsurface cw radar
above the earth surface)

朴東國*, 柳在祐**, 羅正雄**

(Dong Kook Park, Jae Woo Lyu and Jung Woong Ra)

要約

본 논문에서는 지표면 위에 설치된 송수신 안테나 사이의 직접 결합을 감소시켜, 연속파를 사용하여, 지하의 매설물을 찾을 수 있는 안테나 구조를 제안 하였다. 모멘트 방법을 사용하여 안테나의 전류 분포를 구하고, 입력 임피던스와 일정한 거리를 두고 평행하게 놓여 있는 송수신 안테나 간의 산란 파라미터 S_{21} 을 수치 계산 하였고, scale down 실험을 통하여 이론치와 실험치를 비교하였다. 또한 scale down 실험으로 도체 파이프를 묻고 제안하는 안테나를 사용하여 도체 파이프를 검출 할 수 있음을 보였다.

Abstract

In this paper, we present an antenna which can be used for subsurface continuous wave electromagnetic probing. Its input impedance and transmission coefficient of the two port scattering parameters, S_{21} , are calculated numerically and the numerical results are compared with measured values from laboratory scale-down experiment. Scale-down experiment results using this antenna show that we can detect a metallic pipe, which has 0.8 cm in diameter and buried at a depth of 5.7cm in saline solution, in frequency range from 200 MHz to 1000 MHz.

1. 서론

지하의 특성을 조사하는 방법에는 여러 가지가 있다. 먼저 지진파를 이용하는 방법(seismic method)

^[1]이 있다. 이것은 땅 속 깊은 곳의 지질의 특징을 측정하기 위해 많이 사용되고 있다. 반면에 물 속에서의 탐사에는 음파를 많이 사용하고 있다. 그밖에도 저항 측정법, 전위 측정법, 자력 측정법, 중력 측정법 등이 있다.^[1] 이것은 산란체의 크기가 매우 큰 경우에 효과적으로 사용된다.

이런 방법에 비해 전자파를 이용하는 방법은 전원(source)을 제어 가능하다는 특징이 있다. 즉 주파수 대역폭, 복사 빔 모양 및 송신 신호를 여러가지 형태로 변조가 가능하다는 잇점이 있다. 더구나 subsurface 레이다는 지표면과 접촉 되지 않으므로

*正會員, 金星社 情報技術研究所

(GlodSter Go. Ltd., Information Technology R&D Lab.)

**正會員, 韓國 科學 技術院 電氣 및 電子工學科

(Dept. of Elec. Eng., KAIST)

接受日字 : 1994年 4月 6日

지표면 위에서 쉽고 빠르게 움직이며 측정가능하다는
이점이 있다.

전자파를 사용하여 지하 탐사를 하는 방법에는 송수신 안테나가 놓여 있는 위치에 따라 크게 두 가지로 나눌 수 있다. 하나는 borehole을 뚫고 그 속에서 송수신 안테나를 움직이면서 측정하는 방법이며, 또 하나는 지표면 위에서 송수신 안테나를 움직이면서 측정하는 방법이다. 지하 수십 m 깊이에 있는 산란체를 탐지하기 위해서는 송수신 안테나가 움직일 수 있는 borehole을 산란체가 위치한 깊이까지 파고, borehole내에서 송수신 안테나를 움직이며 산란체를 탐지하는 것이 바람직하다. 그러나 지표면으로부터 수 m내에 얇게 묻혀진 산란체의 탐사에는 송수신 안테나를 지표면 위에서 움직이면서 측정하는 방법이 효과적이다.

지표면 위에서 송수신 안테나를 움직이며 지하 탐사를 하는 방법으로는 펄스(pulse)와 주파수 변조 연속 전자파(fmcw) 방식이 많이 사용되고 있다. 펄스 방식은 펄스의 시간 지연 특성을 이용하여 산란체에서 반사되어 온 전자장을 추출해 내는 방법이다.^{[2][4]} 그러나 자유공 간파는 달리 손실 비균일 매질인 땅속을 진행하는 펄스의 분산(dispersion) 및 감쇄가 크게 생겨 subsurface 레이다의 측정 가능 거리가 짧기 때문에 폭이 좁은 펄스(short pulse)를 만 들어야 하며, 이것은 광대역의 주파수 스펙트럼을 갖기 때문에 광대역 특성을 갖는 안테나를 요구한다. 주파수 변조 연속파 레이다는 일반적으로 선형 주파수 변조 방식을 많이 사용하고 있다. 동작 원리는 송신 안테나에서 어느 시간 동안 주파수가 연속적으로 증가하는 송신 신호를 보내고 현재 송신되고 있는 신호와 지하의 산란체로부터 반사되어 온 시간 지연 된 다른 주파수 성분의 수신 신호를 혼합기(mixer)를 이용해 차 주파수 신호(beat frequency)를 만들게 되며, 이것으로부터 산란체까지의 거리를 추출해 내는 방식이다.^{[5][7]} 이 방식은 일반적으로 펄스 방식에 비해 주파수 대역폭이 작아도 되며, 송신 스펙트럼 모양을 쉽게 제어 할 수 있고, 넓은 동작 범위(dynamic range)를 갖는 장점이 있다. 펄스나 주파수 변조 연속파 방식에서 사용되고 있는 안테나들은 모노폴^[8], 다이폴^[9], TEM 모드^[3], bow-tie^[10], 쌍원추형^[11], sprial^[12] 안테나 등이 있다. 이들 안테나들은 광대역 특성에 중점을 두고 개발된 것 들이다.

단일 주파수 연속 전자파(cw)를 사용하여 지하 산란체를 탐지하는 방법도 있다. 이것은 산란파와 입사파 사이의 간섭에 의한 총전계 크기 패턴으로 물체의 깊이와 위치를 알아내는 방식으로 borehole 방법에

의한 측정에서 사용되고 있다.^[13] 이 방식은 단일 주파수를 사용하므로 측정 범위(dynamic range)가 넓고, 땅 속을 진행하는 전자파의 분산이 없으며, 기존의 방식에서 요구되는 복잡하고 많은 양의 신호 처리 과정을 거치지 않고 매설물의 깊이와 위치 를 예측 할 수 있다는 장점이 있다. 그러나 이 방식을 지표면 위에서 사용하고자 할때, 송수신 안테나 사이의 직접 결합이 커서 산란체로부터의 신호를 분리해 내기가 어려운 단점이 있다.

본 논문에서는 지표면 위에서 연속 전자파를 사용하는 송수신 안테나 사이의 직접 결합을 감소시켜 지하 산란체를 탐지하는데 사용할 수 있는 안테나 구조를 제안하고자 한다. 제안하는 안테나의 구조 및 근본적인 개념은 다음과 같다. 지표면 위 일정한 높이에 도체면이 있고 그 아래로 유전체 슬랩이 있으며 유전체 슬랩 속에 송수신 안테나를 설치하게 된다. 한쪽면은 도체이고 다른면은 공기와 경계로 이루어진 유전체 슬랩은 유전체 도파관으로 동작하게 된다. 유전체 도파관의 차단 주파수는 유전체의 비유전율과 두께에 따라 결정되므로 실제 안테나에서 사용하는 주파수 대역에서 도파관의 차단 주파수 영역에 들도록 유전체의 비유전율과 두께를 정하게 되면 송신 안테나에서 유전체 슬랩을 거쳐 직접 수신 안테나에 전달되는 신호는 제거 될 수 있다.

본 논문에서는 해석의 편의를 위하여 송수신 안테나로서 평판 다이폴을 사용했으며, 안테나의 임피던스 정합은 유전체 슬랩을 손실 매질을 사용하여 손실 매칭(lossy matching) 방법으로 임피던스 정합을 구현하였다.

Ⅱ장에서는 제안하는 안테나 구조에서 평판 다이폴의 전류 분포, 입력 임피던스를 구하는 방법을 제시하고 Ⅲ장에서는 송수신 다이폴이 일정한 거리를 두고 평행하게 놓여 있는 경우에 대해 산란 파라미터 S_{21} 를 구하고자 한다. Ⅳ장에서는 scale down 실험을 통하여 이론치와 실험치를 비교하였으며, Ⅴ장에서는 결론을 맺었다.

Ⅱ. 안테나 해석 및 수치 계산

제안하는 안테나 구조는 그림 1과 같다. 평판 다이폴의 길이 L 과 폭 W 를 $L \gg W$ 으로 가정하여 다이폴에 유기되는 전류 밀도 J 를 x 축 방향만 있다고 생각하여 J_x 로 나타내었다.

다이폴에 유기되는 전류 밀도 J_x 를 모멘트(moment) 방법을 이용하여 구하기 위해 J_x 를 기초 함수(basis function)의 중첩으로 나타내하고자 한다.

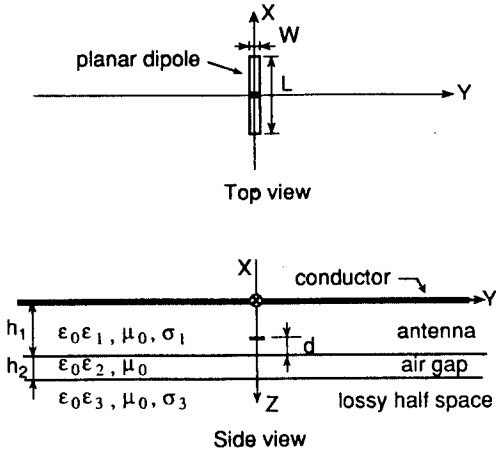


그림 1. 안테나 구조.
Fig. 1. Geometry of antenna.

이때 기초 함수의 선택은 실제 전류 분포의 모양을 생각하여 적절히 잘 선택하여야 전류 밀도 J_x 의 수렴도(convergence)가 좋아진다. 그러므로 여기에서도 손실 매질 내에서 다이폴 안테나에 유기되는 전류 밀도 J_x ¹⁴⁾를 생각하여

$$J_x(x, y) = \sum_{n=1}^N \{a_n J_{sm}(x, y) + b_n J_{cn}(x, y)\} \quad (1)$$

으로 나타내었으며, 여기서 J_{sm} , J_{cn} 은 각각

$$J_{sm}(x, y) = \frac{\sin[k_1(\Delta x - |x - x_n|)]}{W \sin(k_1 \Delta x)}, \quad |x - x_n| < \Delta x, |y| < W/2, \quad (2)$$

$$J_{cn}(x, y) = \frac{1 - \cos[k_1(\Delta x - |x - x_n|)]}{W(1 - \cos(k_1 \Delta x))}, \quad |x - x_n| < \Delta x, |y| < W/2 \quad (3)$$

이며, 그밖의 영역에서는 영이 된다. 여기서 $\Delta x = L/(N+1)$, $x_n = -L/2 + n\Delta x$ 이며, k_1 은 다이 폴이 놓여 있는 유전체의 파수이고, N 은 기초 함수의 갯수를 나타내며, a_n , b_n 은 구해야 할 미지의 전류 밀도 전개 계수이다.

다이폴이 놓여 있는 면($z = h_1 - d$)에서 전계 $E_x(x, y, h_1 - d)$ 는

$$E_x(x, y, h_1 - d) = \left(\frac{1}{2\pi}\right)^2 \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{G}_{xx}(k_x, k_y; h_1 - d) \tilde{J}_x(k_x, k_y) \times e^{-jk_x x} e^{-jk_y y} dk_x dk_y \quad (4)$$

으로 주어지며, 여기서 $\tilde{J}_x(k_x, k_y)$ 은 $J_x(x, y)$ 을 x, y 에 대해 푸리에 변환한 것으로

$$\tilde{J}_x(k_x, k_y) = \sum_{n=1}^N \{a_n \tilde{J}_{sm}(k_x, k_y) + b_n \tilde{J}_{cn}(k_x, k_y)\} \quad (5)$$

으로 쓸 수 있고, $\tilde{J}_{sm}(k_x, k_y)$ 및 $\tilde{J}_{cn}(k_x, k_y)$ 은 각각

$$\tilde{J}_{sm}(k_x, k_y) = \int_{-W/2}^{W/2} \int_{x_n - \Delta x}^{x_n + \Delta x} \frac{\sin[k_1(\Delta x - |x - x_n|)]}{W \sin(k_1 \Delta x)} e^{jk_x x} e^{jk_y y} dx dy, \quad (6)$$

$$\tilde{J}_{cn}(k_x, k_y) = \int_{-W/2}^{W/2} \int_{x_n - \Delta x}^{x_n + \Delta x} \frac{1 - \cos[k_1(\Delta x - |x - x_n|)]}{W(1 - \cos(k_1 \Delta x))} e^{jk_x x} e^{jk_y y} dx dy \quad (7)$$

으로 주어지며, $\tilde{G}_{xx}(k_x, k_y; h_1 - d)$ ¹⁵⁾은

$$\tilde{G}_{xx}(k_x, k_y; h_1 - d) = -\frac{k_y^2}{k_x^2 + k_y^2} \times \left\{ \frac{\omega \mu (e^{\beta_1(h_1-d)} - e^{-\beta_1(h_1-d)}) (e^{\beta_1 d} + \Gamma_e(z=h_1) e^{-\beta_1 d})}{x_1 \{2(e^{\beta_1 h_1} + \Gamma_e(z=h_1) e^{-\beta_1 h_1})\}} + \frac{x_1 (e^{\beta_1(h_1-d)} - e^{-\beta_1(h_1-d)}) (e^{\beta_1 d} + \Gamma_m(z=h_1) e^{-\beta_1 d}) k_x^2}{\omega \epsilon_0 \epsilon_1 \{2(e^{\beta_1 h_1} + \Gamma_m(z=h_1) e^{-\beta_1 h_1})\}} \frac{k_x^2}{k_x^2} \right\} \quad (8)$$

으로 주어진다. 여기서

$$\Gamma_m(z=h_1) = \frac{x_2 \epsilon_1 A_m - x_1 \epsilon_2 B_m}{x_2 \epsilon_1 A_m + x_1 \epsilon_2 B_m}, \quad (9)$$

$$\Gamma_e(z=h_1) = \frac{x_1 A_e - x_2 B_e}{x_1 A_e + x_2 B_e}, \quad (10)$$

$$A_m = x_3 \epsilon_3 \cos x_2 h_2 + j x_2 \epsilon_3 \sin x_2 h_2, \quad (11)$$

$$B_m = x_2 \epsilon_3 \cos x_2 h_2 + j x_3 \epsilon_2 \cos x_2 h_2, \quad (12)$$

$$A_e = x_2 \cos x_3 h_2 + j x_3 \sin x_2 h_2, \quad (13)$$

$$B_e = x_3 \cos x_2 h_2 + j x_2 \sin x_2 h_2, \quad (14)$$

$$x_i = \sqrt{k_i^2 - k_p^2}, \quad k_i = \omega \sqrt{\mu \epsilon_i}, \quad i = 1, 2, 3 \quad (15)$$

이다. 미지수 a_n , b_n 을 구하기 위하여 식 (4)의 양변에 $J_{sm}^*(k_x, k_y)$, $J_{cn}^*(k_x, k_y)$ 과의 내적(inner product)을 취하면, 아래의 행렬(matrix) 방정식을 얻을 수 있다. 여기서 *는 공액 복소수를 의미하며, $m = 1, 2, \dots, N$ 이다.

$$\begin{bmatrix} A_{3s} & A_{3c} \\ A_{1s} & A_{1c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_n \\ b_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} B_s \\ B_c \end{bmatrix}, \quad (16)$$

여기서 A_{pq} , B_p (p, q 는 s 혹은 c)는

$$A_{pm} = \left(\frac{1}{2\pi}\right)^2 \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{G}_{xx}(k_x, k_y; h_1 - d) \tilde{J}_{pm}(k_x, k_y) \tilde{J}_{sm}^*(k_x, k_y) dk_x dk_y, \quad (17)$$

$$B_s = \int_{-W/2}^{W/2} \int_{-L/2}^{L/2} E_x(x, y, h_1 - d) J_{sm}^*(x, y) dx dy \quad (18)$$

를 의미한다. 식 (18)은 안테나 도체면 위에서는 전

계가 영(zero)인 경계 조건에 의해 안테나 급전점을 제외한 모든 부분에서의 적분값은 영이되며, 급전점에서의 적분값은 각각

$$\int_{-W/2}^{W/2} \int_{-L/2}^{L/2} J_{sm}^*(x, y) E_i(x, y, h_i - d) dx dy = \lim_{\delta \rightarrow 0} \int_{-W/2}^{W/2} \int_{-\delta}^{\delta} \frac{\sin[k_1(\Delta x - |x|)]}{W \sin(k_1 \Delta x)} \frac{1}{2\delta} dx dy = 1 \quad (19)$$

$$\int_{-W/2}^{W/2} \int_{-L/2}^{L/2} J_{cm}^*(x, y) E_i(x, y, h_i - d) dx dy = \lim_{\delta \rightarrow 0} \int_{-W/2}^{W/2} \int_{-\delta}^{\delta} \frac{1 - \cos[k_1(\Delta x - |x|)]}{W(1 - \cos(k_1 \Delta x))} \frac{1}{2} dx dy = 1 \quad (20)$$

이 된다. 식 (16)의 행렬 방정식을 풀면 a_n, b_n 을 구할 수 있고, 따라서 식 (1)에 의해 전류 밀도를 얻을 수 있다.

식 (17)의 무한 이중 적분식을 각(angular) 스펙트럼으로 변환하면 무한 적분 하나와 유한 적분 하나의 형태로 나타낼 수 있다.¹⁶⁾

$$\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \cdot dk_x dk_y \rightarrow \int_0^{2\pi} \int_0^{\infty} \cdot k_\rho dk_\rho d\phi \quad (21)$$

또한 식 (17)은 $k_\rho = k_3$ 에서 branch point를 가지며, 복사 조건을 만족하기 위해서는 $\text{Im}(\sqrt{k_\rho^2 - k_3^2})$ 이어야 한다. 이러한 조건하에서 식 (17)의 적분식을 Gaussian quadrature 기법을 사용하여 수치 계산으로 구할 수 있다.

급전점에서의 다이폴 안테나의 입력 임피던스 Z_{in} 은 급전점 양단의 전압을 V , 급전점에서 전류를 I 라 할 때 $Z_{in} = V/I$ 으로 정의된다.¹⁴⁾ 급전점 양단의 전압 V 를 1 volt로 인가했을 때 급전점인 $x = 0$ 에서의 전류 I 는

$$I = \int_{-W/2}^{W/2} J_x(x=0, y) dy \quad (22)$$

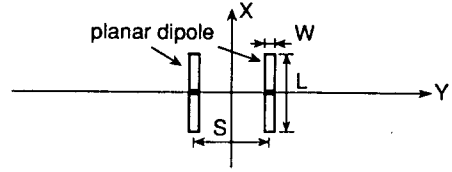
이므로 입력 임피던스 Z_{in} 은

$$Z_{in} = \frac{1}{\int_{-W/2}^{W/2} J_x(x=0, y) dy} \quad (23)$$

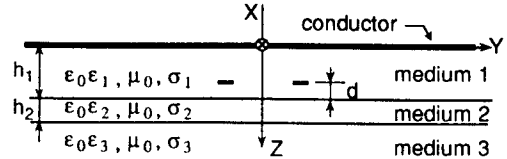
이 된다.

III. 상호 임피던스와 산란 정수

송수신 다이폴이 지표면 위에 그림 2같은 형태로 거리 S 를 두고 서로 평행하게 떨어져 있을 때 이들 간의 상호 임피던스를 구하고자 한다.



Top view



Side view

그림 2. 서로 평행하게 놓여 있는 송수신 평판 다이폴

Fig. 2. The transmitting and receiving planar dipoles which are oriented parallel to each other.

두 다이폴 안테나를 2-단자망 회로로 볼 수 있으므로 두 다이폴의 급전점에서의 전압, 전류를 각각 $V_i, I_i, i = 1, 2$ 으로 나타내면, 이들은

$$V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 \quad (24)$$

$$V_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 \quad (25)$$

의 관계가 있다. 그리고 가역 정리에 의해 $Z_{11} = Z_{22}, Z_{12} = Z_{21}$ 이므로 Z_{11}, Z_{12} 을 구하면 송수신 다이폴 사이의 상호 특성을 알 수 있게 된다. Z_{11}, Z_{12} 을 구하기 위하여 먼저 $I_1 = I_2$ 을 인가하면 식 (24)에 의해

$$Z_s = \frac{V_1}{I_1} = (Z_{11} + Z_{12}) \quad (26)$$

이 되고, $I_1 = -I_2$ 을 인가하면

$$Z_o = \frac{V_1}{I_1} = (Z_{11} - Z_{12}) \quad (27)$$

이 된다. 따라서 식 (26) 및 (27)로부터

$$Z_{11} = (Z_s - Z_o) / 2 \quad (28)$$

$$Z_{12} = (Z_s - Z_o) / 2 \quad (29)$$

이 되어 Z_s, Z_o 으로부터 $Z_{11} = Z_{22}$ 를 얻을 수 있다.¹⁷⁾

송수신 다이폴에 흐르는 전류 밀도를 각각 J_{x1}, J_{x2} 라 하면 각각의 전류 밀도는 식 (1)처럼

$$J_{r_1}(x, y) = \sum_{n=1}^N \{a_n J_{m_1}(x, y, +S/2) + b_n J_{c_1}(x, y, +S/2)\} \quad (30)$$

$$J_{r_2}(x, y) = \sum_{n=1}^N \{c_n J_{m_2}(x, y, -S/2) + d_n J_{c_2}(x, y, -S/2)\} \quad (31)$$

로 나타낼 수 있다. 여기서 a_n, b_n, c_n, d_n 은 구해야 할 미지의 전류 밀도 전개 계수이다.

Z_s 를 얻기 위해 $J_{x1} = J_{x2}$ 을 인가 하면 $a_n=c_n, b_n=d_n$ 이 되고, Z_n 를 얻기 위해 $J_{x1} = -J_{x2}$ 을 인가 하면 $a_n = -c_n, b_n = -d_n$ 이 되므로, 각각의 경우에 대해 a_n, b_n 을 구하기 위하여 양변에 $J'_{sm_1}(x, y), J'_{cm_1}(x, y)$ 과의 내적을 취하면, 식 (16)과 유사한 행렬 방정식을 얻을 수 있고, 이것을 풀면 Z_s, Z_n 을 각각 구할 수 있다. 따라서 Z_s, Z_n 으로부터 식 (28) 및 (29)에 의해 Z_{11}, Z_{12} 을 얻을 수 있다. 한편 송수신 안테나에 50Ω 부하가 연결 되어 있을 때 Z -파라미터와 S -파라미터와의 관계식을 이용하면 산란 파라미터 S_{21} 은

$$S_{21} = \frac{2Z_{21}}{(Z_{11} + 1)(Z_{22} + 1) - Z_{12}Z_{21}} \quad (32)$$

이므로, Z_{11}, Z_{12} 를 구하면 S_{21} 을 알 수 있다.

IV. 실험

이 장에서는 본 논문에서 제안하는 안테나 구조를 제작, 실험하여 수치계산 결과와 비교 하였다. 실제로 땅에서 측정을 하여야하나 땅은 전기적 특성이 기 후에 의해 변화가 심하고, 신호가 지나가는 경로 상에서의 땅 속의 전기적 특성을 정확히 알아야 한다. 또 한번 물어 놓은 산란체를 교환하려면 흙을 파내어야 하는 번거로움이 있으며 이 과정에서 땅의 전기적 특성이 바뀌게 된다. 이런 문제점들을 피하기 위하여 실험실 내에서 scale down 실험을 하였다. 땅을 대신하는 매질로 구하기가 쉽고 취급이 비교적 용이한 '물'을 사용하였다. 땅이 손실 매질이므로 매질의 손실은 물에 소금물을 넣어 도전율을 조정하였다. scale down 실험 장치의 모양은 다음과 같다. 한 변의 길이가 70 cm인 정육면체 모양의 수족관을 만들어 소금물을 가득 채운다. 이 소금물이 그림 2에서 매질 3에 해당한다. 매질 1에 해당하는 손실 유전체로는 또 다른 소금물을 이용하였다. 이 소금물을 담기 위하여 폴리에틸렌(polyethylene)으로 상자를 만들었으며, 이것이 매질 2에 해당한다. 제작한 안테나의 모양을 그림 3에 나타내었다.

실험은 주파수 대역이 200 MHz에서 1000 MHz인 범위내에서 했다.

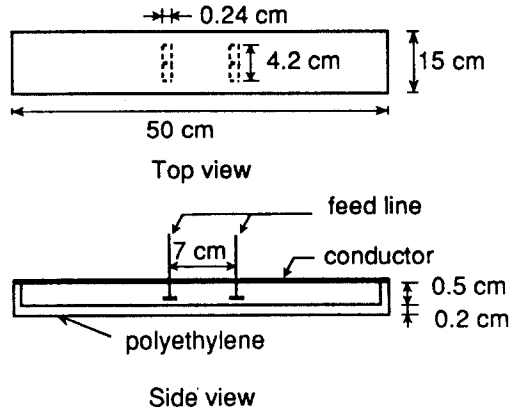


그림 3. Scale down 실험에 사용된 안테나
Fig. 3. Antenna for laboratory scale down experiment.

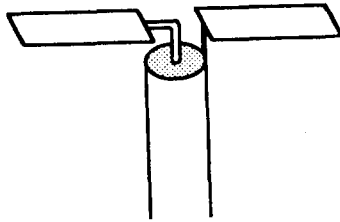
그림 3의안테나 시스템에서 각 매질 층의 비유전율 및 도전율을 알아야 안테나의 특성을 이론적으로 계산할 수 있다. 주파수 200 MHz에서 1000 MHz 범위에서 폴리에틸렌은 비유전율 $\epsilon_2 = 2.3$, 도전율 $\sigma_2 = 0.0$ 으로 가정을 하였다.^[18] 소금물의 비유전율과 도전율은 동축선을 사용하여 투과 계수를 측정하여 얻었다. 동축선으로는 길이가 15 cm이며 외경이 3.6 mm인 50Ω air line을 사용하였다. 수족관 속의 소금물은 이 주파수 대역에서 $\epsilon_3 = 80, \sigma_3 = 0.1$ 이며, 폴리에틸렌 속의 소금물은 $\epsilon_1 = 78, \sigma_1 = 2$ 으로 측정되었다.

안테나의 입력 임피던스, 전압 정재파비(vswr) 및 S_{21} 을 측정하기 위하여 HP 8510B network analyzer와 HP 70000 series spectrum analyzer를 이용하였으며 컴퓨터를 사용하여 측정 장비를 제어하고 측정 데이터를 수록 하였다.

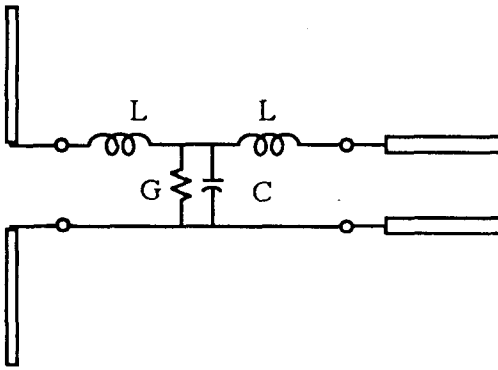
1. 입력 임피던스 및 전압 정재파비 측정

폭 0.24 cm, 길이 4.2 cm의 평판 다이폴을 두께 2 mm의 동판을 사용하여 만들었다. 동축선을 사용하여 평판 다이폴에 급전하는 경우에 그림 4(a)와 같은 모양이 된다. 그러므로 실제로 안테나를 제작하여 측정을 하면, 평판 다이폴 안테나 특성외에도 동축선으로부터 다이폴까지 연결하는 선의 특성까지 포함하여 모두 측정 된다. 따라서 동축선으로부터 다이폴까지 연결하는 선에 대한 영향도 고려를 하여야 한다. 이것에 의한 영향은 동축선으로부터 다이폴까지 연결하는 선을 평행한 두 전송선(parallel two wire transmission line)으로 생각하여, 그림 4(b)에서

보듯이 이 전송선의 등가 회로를 다이폴의 급전점과 동축선 사이에 연결하여 안테나의 특성을 해석하므로 해서 이것에 의한 영향을 고려해 주었다.



(a)



(b)

그림 4. (a) 동축선에 의해 급전되는 평판 다이폴. (b) 등가 회로 모델

Fig. 4. (a) Planar dipole fed by coaxial cable. (b) Equivalent circuit model.

그림 5에 안테나의 입력 임피던스 및 vswr의 실험치와 이론치를 비교하여 나타내었다. vswr 이 400 MHz에서 900 MHz인 범위에서 3 이하임을 볼 수 있다. 도파관을 손실 유전체를 사용하여 손실 매칭을 하므로해서 이러한 광대역 특성을 얻을 수 있었다.

2. S_{21} 측정

송수신 다이폴이 평행하게 거리 7 cm 떨어져 있을 때 S_{21} 을 측정하여 그림 6에 이론치와 비교하여 나타내었다. 이론치는 동축선으로부터 다이폴까지 연결하는 선의 영향을 고려하여 구하였다. S_{21} 의 값이 이론치와 실험치가 차이를 보이는 이유는 이론치는 유전체 슬랩이 무한한 경우를 가정하여 구하였으나 실제 제작한 안테나는 유한한 크기를 갖기 때문에 생긴 것으로 생각된다.

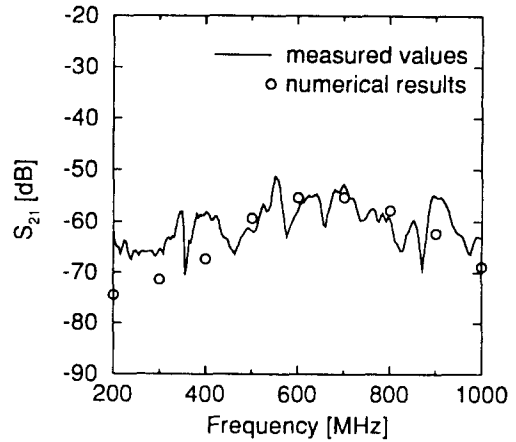


그림 6. 주파수에 대한 S_{21}

Fig. 6. S_{21} vs. frequency.

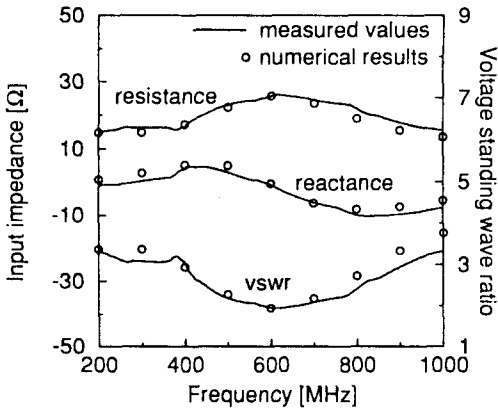


그림 5. 안테나 입력 임피던스 및 전압 정재파비
Fig. 5. Input impedance and vswr of the antenna.

3. 도체 파이프의 측정

수직관의 소금물 속 깊이 5.7 cm에 다이폴과 평행하게 직경 0.8 cm의 도체 파이프를 두고 파이프의 축 방향과 수직인 방향으로 파이프를 움직여가면서 수신 전력을 측정하여 그림 7에 나타내었다. 안테나가 도체 파이프 근처에 있을 때 큰 간섭 패턴을 볼 수 있다. 이것은 송신 안테나에서 수신 안테나로 직접 온 전파와 산란체에 의해 산란되어 수신 안테나에 전파되어온 신호와의 간섭에 의해서 생긴다. 이 정보로부터 산란체에 대한 깊이 및 위치 정보를 알 수 있으며, 그 구체적 내용에 대해서는 앞으로 계속 발표를 해 나갈 것이다.

參考文獻

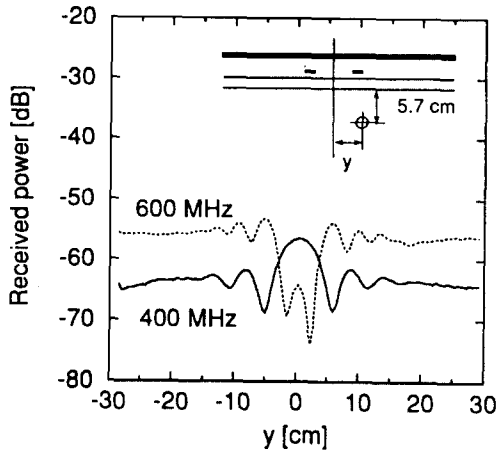


그림 7. 안테나의 위치에 따른 수신 전력
Fig. 7. Received power as function of antenna position.

V. 결론

지표면에 송수신 안테나를 설치하여 지하의 매질물을 찾고자 할 때 가장 큰 문제가 되는 것은 송수신 안테나 사이의 직접 결합 신호가 땅 속에 묻혀 있는 산란체로부터 온 신호 보다 크다는 점이다. 본 논문에서는 지표면위에 도파관을 만들고 그 속에 송수신 안테나를 설치하여, 안테나의 동작 범위에서 이 도파관이 차단(cutoff) 영역에 있도록 하여 송수신 안테나 사이의 직접 결합을 줄였다. 사용한 안테나는 폭이 있는 평판 다이폴 안테나로서 다이폴에 유기되는 전류를 구하여, 입력 임피던스 및 송수신 다이폴 사이의 S_{21} 을 수치 계산으로 구하였으며, scale down 실험을 통하여 이론치와 실험치를 비교하였다.

앞으로 계속 해야 할 일들로서는 scale down 실험을 근거로 실제 site에서 사용되는 안테나를 제작하여 땅 속에 묻혀있는 도체 파이프를 검출해 보는 일을 해야하며, 산란체에 의한 간섭 패턴으로부터 산란체의 깊이와 위치를 찾는 방법에 관한 연구도 계속 해나가야 할 것이다. 또한 제안하는 안테나 구조는 안테나 뒷면에 놓여 있는 도체판에 의한 영상전류로 인하여 복사 효율이 나쁜 단점을 갖고 있다. 그러므로 이것을 개선하는 연구도 이루어져야 할 것이다. 또한 송수신 안테나로서 평판 다이폴이 아닌 다른것을 사용하여 안테나의 특성을 개선하는 연구도 해야 할 것이다.

- [1] M. B. Dobrin, and C. H. Savit, *Introduction to geophysical prospecting*, McGraw-Hill, Inc., 1988.
- [2] R. Caldecott, A. J. Terzuoli, and J. P. Hall, "An underground mapping system using impulse radar," *7th IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition*, pp. 99-107, 1979.
- [3] D. J. Daniels, "Short pulse radar for stratified lossy dielectric layer measurement," *IEE Proc.*, vol. 127, pt. F, no. 5, pp. 384-388, Oct. 1980.
- [4] L. A. Robinson, W. B. Weir, and L. Young, "Location and recognition of discontinuities in dielectric media using synthetic rf pulses," *Proc. IEEE*, vol. 62, no. 1, pp. 36-44, Jan. 1974.
- [5] A. Z. Botros, A. D. Olver, L. G. Cuthbert, and G. Farmer, "Microwave detection of hidden objects in walls," *Electron. Lett.*, vol. 20, pp. 379-380, 1984.
- [6] G. A. Farmer, L. G. Cuthbert, A. D. Olver, and A. Z. Botros, "Distinguishing between types of hidden objects using an FMCW radar," *Electron. Lett.*, vol. 20, pp. 824-825, 1984.
- [7] A. D. Olver, and L. G. Cuthbert, "FMCW radar for hidden object detection," *IEE Proc.*, vol. 135, pt. F, pp. 354-361, 1988.
- [8] M. Kanda, "A relatively short cylindrical broadband antenna with tapered resistive loading for picosecond pulse measurements," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-26, no. 3, pp. 439-447, May 1978.
- [9] L. C. Chan, L. Peters, and D. L. Moffatt, "Improved performance of a subsurface radar target identification system through antenna design," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-29, no. 2, pp. 307-311, Mar. 1981.

- [10] S. A. Arcone, "Distortion of model subsurface radar pulses in complex dielectrics," *Radio Sci.*, vol. 16, no. 15, pp. 855-864, Sep. 1981.
- [11] G. H. Brown, and O. M. Woodward, "Experimentally determined radiation characteristics of conical and triangular antennas," *RCA Rev.*, vol. 13, pp. 425-452, Dec. 1952.
- [12] H. F. Scott, and D. J. Gunton, "Radar detection of buried pipes and cables," *Proc. Inst. Gas Eng. 53rd Autumn Mtg., Comm.* 1345, 1987.
- [13] T. K. Lee, S. O. Park, J. W. Ra, and S. Y. Kim, "Near-field diffraction pattern by an underground void of circular cylinder," *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 2, no. 5, pp. 179-183, May 1989.
- [14] J. Galejs, "Driving point impedance of linear antennas in the presence of a stratified dielectric," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-13, pp. 725-737, Sep. 1965.
- [15] L. Vegni, R. Cicchetti, and P. Capece, "Spectral dyadic green's function formulation for planar integrated structures," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-36, no. 8, pp. 1057-1065, Aug. 1988.
- [16] D. M. Pozar, "Input impedance and mutual coupling of rectangular microstrip antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-30, no. 6, pp. 1191-1196, Nov. 1982.
- [17] J. Galejs, "Mutual impedance of linear antennas in the presence of a stratified dielectric," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-14, no. 2, pp. 195-202, Mar. 1966.
- [18] C. L. Mantell, *Engineering materials handbook*, McGraw-Hill, Inc., 1958.

 著者紹介



朴東國(正會員)

1964年 10月 21日生. 1987年 2月 부산대 전자공학과 졸업(공학사). 1989年 2月 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(공학석사). 1994年 8月 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(공학박사). 1994年 8月 ~ 현재 금성사 정보기술연구소 선임 연구원. 주관심 분야는 안테나, 무선통신, 다층 구조에서의 전자파 해석 등임.



柳在祐(正會員)

1966年 4月 7日生. 1989年 2月 한양대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1991年 2月 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(공학석사). 1991年 2月 ~ 현재 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 박사과정 재학중. 1993年 4月 ~ 현재 금성 정보 통신(주). 주관심 분야는 전자파 및 안테나 이론 및 RF 시스템 등임.

羅正雄(正會員) 第31卷 A篇 第5號 참조

한국과학기술원 전기 및 전자공학과 교수