

지하 매질 안테나를 이용한 지상 표적의 위치파악 기법

The Detection Method of a Target Position above a Ground Medium using the Buried Antenna

조정식 · 김채영 · 이승학 · 정종철

Jeong-Sik Cho · Che-Young Kim · Seung-Hak Lee · Jong-Chul Jung

요 약

본 논문에서는 손실 및 분산특성을 가지는 지하매질내에 매설된 안테나를 이용하여 매질 위에 놓인 표적에 의한 산란파 추출방법을 제안하였다. 신호 송신 및 수신시는 다이폴 안테나를 사용하였고, 급전 모델로는 실제 시스템의 전송선 영향이 고려된 전송선 급전 모델을 사용하였다. 지하매질은 분산 및 손실을 가진 2차항 Debye 근사로 모델링하였다. 2차항 Debye 근사모델을 유한차분 시간영역법(FDTD)에 적용하기 위해서 선형구간 반복 컨벌루션을 사용하였으며, 손실매질의 흡수 경계조건으로는 DPML을 사용하였다.

또한 수신신호에 포함되어 있는 표적의 산란파를 추출하기 위해서 지연시간 추출 알고리즘을 사용하여 매질의 수분함량에 따른 산란파의 크기 변화를 관찰하여 표적의 위치를 파악하였다.

Abstract

This paper presents the extraction scheme of the scattered waves by a target above the ground using the buried antenna in a lossy and dispersive medium. The half wave dipole antennas are used to transmit and to receive a signal. The transmission line model as a feeding model is considered to take into account the effect of transmission line in a real system. The ground is modeled by the 2nd order Debye approximation with the dispersion and loss. PLRC algorithm and DPML as absorbing boundary condition are utilized to apply the 2nd order Debye approximation to FDTD.

To extract the scattered wave, in addition, we employed the delay time extraction algorithm. The simulations are conducted to observe the variation of magnitude in scattered wave and detection of target position according to the change of moisture content of the lossy medium.

I. 서 론

본 논문의 해석 구조는 손실 매질내에 송수신 반파장 다이폴 안테나가 위치하고, 매질 위에 임의 표적이 있는 구조이다. 손실 매질내의 안테나 특성은 매질 손실로 인해 자체공진 특성이 강하게 나타나며, 본 논문에서는 이를 해결하기 위하여 저항중단

안테나를 사용하였다. 그리고 매질 경계면의 반사파와 표적에 의한 산란파 추출에 대한 알고리즘을 제시하고, 이 정보를 이용한 표적의 대략적인 이동방향 및 위치 판단법을 제시하였다.

본 논문에서 사용된 신호는 변조된 Gaussian 펄스인데, 이 신호의 매질내 전파특성의 기술을 위해서는 분산특성이 고려되어야 한다. 이를 위한 매질

「본 연구는 2001년도 두뇌한국21 지원 사업에 의하여 수행되었음」

경북대학교 전자·전기공학부(Department of Electronics, Kyungpook National University)

· 논문 번호 : 20001221-152

· 수정완료일자 : 2001년 3월 15일

모델로서 분산 및 손실특성을 가지는 2차항 Debye 모델을 사용했으며, 매질에 대한 시간영역 유한차분법 적용을 위해서 선형구간 반복 컨벌루션(PLRC; Piecewise Linear Recursive Convolution) 알고리즘을 사용했다^[1]. 그리고 표적에 의한 산란과 추출은 지연시간 추출 알고리즘을 사용했다^[2]. 흡수경계조건으로서 손실매질 위의 공기에 대해서는 GPML (Generalized PML)을, 분산 및 손실을 갖는 매질에서는 DPML(PML for Dispersive media)을 각각 사용하였다^{[3]~[5]}.

II. 안테나 모델 및 전송선 급전 모델

그림 1은 사용된 안테나모델이고, 두 개의 안테나가 각각 Ant₁과 Ant₂로 표기되어 있다.

안테나는 반파장 다이폴을 사용하였으며, 자체공진 현상을 최소화하기 위해서 저항중단시켰다^[6]. 안테나는 완전 도체상자내에 위치하며, 그림 1에서처럼 양의 z축 방향으로 향하는 한 면은 열려 있고, 음의 z축 방향 한 면은 닫혀 있다. 이때 열린 개구면이 지면을 향하며, 닫힌 면으로 인해 지면 방향의 지향성이 높아진다. 또한 안테나와 손실매질과의 직접 접촉을 방지하기 위해서 도체상자 내부를 손실매질 유전율과 비슷한 무손실 유전체(ε_r=4)로 채웠다. 그리고 두 안테나간 상호간섭을 막기 위해서 중앙에 완전도체판을 설치하였다. 안테나는 가는 도선 근사법(thin wire approximation)을 이용하여 모델링했다. 급전은 안테나 중앙점이고, 전송선 급전방식을 사용

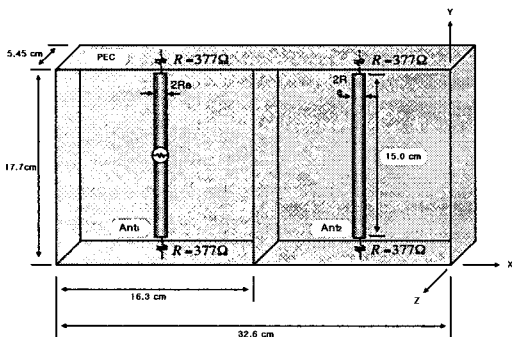


그림 1. 두 개의 안테나로 구성된 시스템 모델
Fig. 1. Two dipole antennas in module.

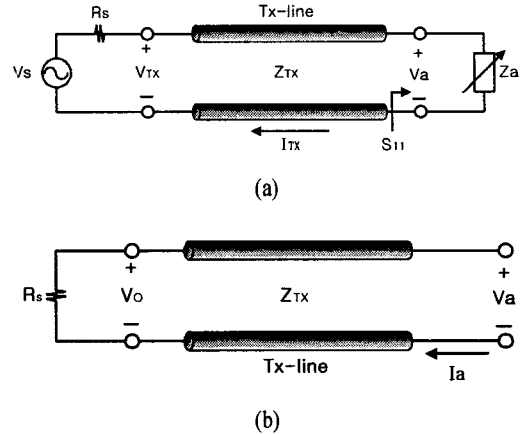


그림 2. (a) 송신 급전 모델의 등가회로

(b) 수신 급전 모델의 등가회로

Fig 2. (a) The equivalent feeding model of the transmitter

(b) The equivalent feeding model of the receiver.

하였다^[7]. 전송선 급전 방식은 내부 시스템의 임피던스와 안테나 임피던스 사이의 관계가 고려된 형태이므로 실시스템에 근접한 급전모델이다. 급전모델 등가회로는 그림 2와 같다.

그림 2에서 전송선과 인가 전원 사이의 관계는 완전정합관계로 가정한다. 그림 2(a)에서

$$V_a(\omega) = \frac{Z_a(\omega)}{Z_a(\omega) + Z_{Tx}(\omega)} V_S(\omega) \quad (1)$$

이다. 여기서 $Z_a(\omega)$ 는 안테나 입력 임피던스이다. $Z_{Tx}(\omega)$ 와 R_S 는 각각 전송선의 특성 임피던스 및 입력 전원의 내부저항으로 동일한 50 [Ω]의 값을 가진다. $V_a(\omega)$ 는 안테나급전전압, $V_S(\omega)$ 는 신호원이고, $I_{Tx}(\omega)$ 는 전송선 전류이다. 식 (1)에서 안테나의 임피던스를 급전전압과 급전전류의 비로 표현하고, 역푸리에 변환하면 이산시간에서 다음과 같이 전개할 수 있다.

$$V_a^n = V_S^n - Z_{Tx} I_{Tx}^n \approx V_S^n - Z_{Tx} I_{Tx}^{n-1/2} \quad (2)$$

여기서 n 은 이산시간을 나타낸다. 그림 2에서 안테나와 전송선의 임피던스 부정합으로 인해 반사

파가 생기게 되며, 이것이 식 (2)의 두 번째 항이다. 안테나와 전송선의 정합관계에 따라서 전송선 전류와 안테나 입력전압이 결정된다. 수신안테나 모델도 송신안테나와 동일한 형태가 된다. 그림 2(b)에서 수신안테나의 경우는 안테나의 등가 임피던스에 흐르는 전류가 그대로 전송선을 통해서 부하저항, $R_s = 50 [\Omega]$ 으로 흐른다. 따라서 다음과 같이 이산시간에서 표현된다.

$$V_o^n = R_s I_A^n \approx R_s I_A^{n-1/2} \quad (3)$$

일반적인 급전모델의 경우 주파수에 따른 안테나 입력 임피던스의 영향을 고려하기 위해서는 시간영역의 응답모델을 푸리에 변환한다. 그 후 주파수 영역에서 그 영향을 고려 후 다시 역푸리에 변환을 통해서 시간영역의 응답을 구해야 하는 번거로운 과정을 거쳐야 한다. 그러나 이 모델은 시간영역 모델이므로 부가적인 과정을 거치지 않고서도 FDTD 계산만으로 수신전압 및 송신전압을 등가로 계산 가능하다. 그림 2(a)에서 신호원(V_s)이 영이면, 안테나 모델은 수신안테나 모델과 같아진다. 따라서 하나의 안테나로 송수신이 모두가 가능하다. 여기서 사용된 전송선의 특성임피던스는 $50 [\Omega]$ 이다. 다 이플의 반경 및 종단저항의 조정하여 각 안테나의

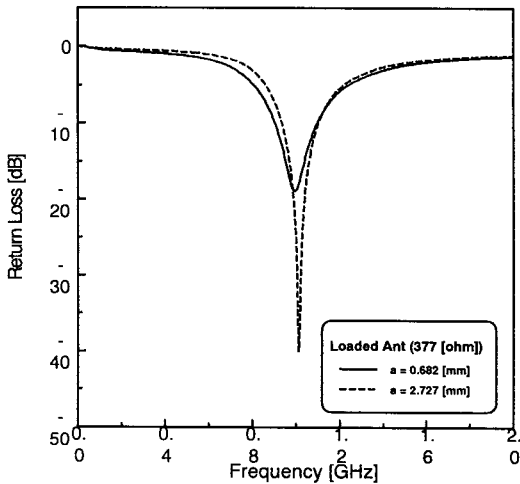


그림 3. 급전선과 안테나 사이의 S_{11}
 Fig. 3. Return loss between a feed line and an antenna.

입력저항을 $50 [\Omega]$ 으로 하였다. 그림 3은 $S_{11}(\omega)$ 은 V_a 에서의 부하 반사계수이다.

사용된 안테나의 반경 $R_a = 2.727 [\text{mm}]$ 이며, 종단저항은 $377 [\Omega]$ 이다.

III. 손실매질 모델 및 PLRC 알고리즘

3-1 손실매질 모델

기본적인 Maxwell 방정식은 다음과 같다.

$$\nabla \times \overline{H}(\omega) = \frac{\partial \overline{D}(\omega)}{\partial t} + \sigma \overline{E}(\omega) \quad (4a)$$

$$\nabla \times \overline{E}(\omega) = -\frac{\partial \overline{B}(\omega)}{\partial t} \quad (4b)$$

여기서 σ [S/m]는 전도도이다. 매질 특성 방정식은 아래와 같다.

$$\overline{D}(\omega) = \epsilon(\omega) \overline{E}(\omega) \quad (5a)$$

$$\overline{B}(\omega) = \mu \overline{H}(\omega) \quad (5b)$$

여기서 $\epsilon(\omega)$ 는 주파수의 함수인 유전율이고, μ 는 주파수와 무관한 상수인 투자율이다. 공기에 대한 유한차분식은 식 (4a)와 (4b)를 시간 및 공간에 대해서 차분화함으로써 쉽게 얻을 수 있다^[8]. 이에 대한 유도과정은 이미 많이 알려져 있으므로 본 논문에서는 생략하였다.

손실 매질은 주파수에 따라서 분산 및 손실의 정도가 달라진다. 본 논문에서는 손실매질의 모델링을 위해서 매질의 수분함유량에 따라서 서로 다른 매질 상수 값을 갖는 2차항 Debye 모델 근사식을 사용하였다^[9].

$$\epsilon(\omega) = \epsilon_0 \epsilon_\infty + \epsilon_0 \sum_{p=1}^2 X_p(\omega) \quad (6a)$$

$$X_p(\omega) = \frac{A_p}{1 + j\omega\tau_p} \quad (6b)$$

이다. 단 ϵ_∞ 는 무한대 주파수에서 유전상수 값이고, τ_p 는 이완시간(relaxation time)이다. A_p 는 극점에서의 크기이다. 그 상수 값을 표 1에 보였다^[9].

표 1. 수분함유량에 따른 매질 상수

Table 1. Medium parameters according to moisture content.

수분함유량	ϵ_∞	σ (ms/m)	A_1	A_2	τ_1 (nsec)	τ_2 (nsec)
2.5%	3.20	0.397	0.75	0.30	2.71	0.108
5%	4.15	1.11	1.80	0.60	3.79	0.151
10%	6.00	2.00	2.75	0.75	3.98	0.251

표 1의 수치는 북미대륙 토양에 대한 전기적 특성자료이다. 손실 매질에서의 전계 강도와 전속 밀도간의 주파수 영역에서의 관계는 식 (5a)와 같다. 식 (5b)를 시간영역의 관계식으로 변환하면 다음과 같다.

$$D(t) = \epsilon(t) * E(t) \quad (7)$$

여기서 (*)는 컨벌루션(Convolution)이다. 그 정의식은

$$\begin{aligned} A(t) * B(t) &= \int_0^t A(t-\tau)B(\tau) d\tau \\ &= \int_0^t A(\tau)B(t-\tau) d\tau \end{aligned} \quad (8)$$

이다. 식 (6)을 시간영역의 식으로 변환한 후 이를 식 (7)에 대입하면 다음과 같다.

$$D(t) = \epsilon_0 \epsilon_\infty E(t) + \epsilon_0 \sum_{p=1}^2 \chi_p(t) * E(t) \quad (9)$$

식 (9)에서 $\chi_p(t)$ 는 $X_p(\omega)$ 의 시간 영역함수이다. 식 (7)에 2차항 Debye 모델 근사식을 적용하면 다음 식이 얻어진다.

$$\begin{aligned} D(t) &= \epsilon_0 \epsilon_\infty E(t) + \epsilon_0 \chi_1(t) * E(t) \\ &+ \epsilon_0 \chi_2(t) * E(t) \end{aligned} \quad (10)$$

식 (10)에서 $\chi_1(t) = A_1 e^{-t/\tau_1}$ 이고, $\chi_2(t) = A_2 e^{-t/\tau_2}$ 이다. 식 (10)의 컨벌루션을 직접 계산하게 되면, 수행시간 및 컴퓨터 메모리 사용량이 증가한다. 이 단점을 보완하기 위해 선형구간 반복 컨벌루션을 사용하였고, 이를 이용한 전속 밀도의 시간영역 유한차분법의 결과 식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} D^n - D^{n-1} &= \epsilon_0 \epsilon_\infty (E^n - E^{n-1}) \\ &+ \epsilon_0 (X_1^0 + X_2^0) E^n + \epsilon_0 (\zeta_1^0 + \zeta_2^0) (E^{n-1} - E^n) \\ &- \epsilon_0 (F_1^{n-1} + F_2^{n-1}) \end{aligned} \quad (11a)$$

$$\begin{aligned} F_1^n &= (\Delta X_1^0 - \Delta \zeta_1^0) E^n + \Delta \zeta_1^0 E^{n-1} \\ &+ e^{-\Delta t/\tau_1} F_1^{n-1} \end{aligned} \quad (11b)$$

$$\begin{aligned} F_2^n &= (\Delta X_2^0 - \Delta \zeta_2^0) E^n + \Delta \zeta_2^0 E^{n-1} \\ &+ e^{-\Delta t/\tau_2} F_2^{n-1} \end{aligned} \quad (11c)$$

$$X^0 = \int_0^{\Delta t} X(\tau) d\tau \quad (11d)$$

$$\zeta^0 = \frac{1}{\Delta t} \int_0^{\Delta t} \tau X(\tau) d\tau \quad (11e)$$

$$\Delta X^0 = X^0 - X^1 = (1 - e^{-\Delta t/\tau}) X^0 \quad (11f)$$

$$\Delta \zeta^0 = \zeta^0 - \zeta^1 = (1 - e^{-\Delta t/\tau}) \zeta^0 \quad (11g)$$

이다. 식 (10)을 식 (4b)에 적용하면 다음과 같은 시간영역 유한차분식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} E_x|_{i+1/2,j,k}^n &= \frac{C_m}{C_m} E_x|_{i+1/2,j,k}^{n-1} \\ &+ \frac{\epsilon_0}{\Delta t C_m} \{ F_{1x}|_{i+1/2,j,k}^{n-1} + F_{2x}|_{i+1/2,j,k}^{n-1} \} \\ &+ \frac{1}{\Delta C_m} \left(\{ H_z|_{i+1/2,j+1/2,k}^{n-1/2} - H_z|_{i+1/2,j-1/2,k}^{n-1/2} \} \right. \\ &\left. - \{ H_y|_{i+1/2,j,k+1/2}^{n-1/2} - H_y|_{i+1/2,j,k-1/2}^{n-1/2} \} \right) \end{aligned} \quad (12a)$$

$$\begin{aligned} E_y|_{i,j+1/2,k}^n &= \frac{C_m}{C_m} E_y|_{i,j+1/2,k}^{n-1} \\ &+ \frac{\epsilon_0}{\Delta t C_m} \{ F_{1y}|_{i,j+1/2,k}^{n-1} + F_{2y}|_{i,j+1/2,k}^{n-1} \} \\ &+ \frac{1}{\Delta C_m} \left(\{ H_x|_{i,j+1/2,k+1/2}^{n-1/2} - H_x|_{i,j+1/2,k-1/2}^{n-1/2} \} \right. \\ &\left. - \{ H_z|_{i+1/2,j+1/2,k}^{n-1/2} - H_z|_{i-1/2,j+1/2,k}^{n-1/2} \} \right) \end{aligned} \quad (12b)$$

지하 매질 안테나를 이용한 지상 표적의 위치파악 기법

$$\begin{aligned}
 E_z|_{i,j,k+1/2}^n &= \frac{C_n}{C_m} E_z|_{i,j,k+1/2}^{n-1} \\
 &+ \frac{\epsilon_0}{\Delta t C_m} \{ F_{1z}|_{i,j,k+1/2}^{n-1} + F_{2z}|_{i,j,k+1/2}^{n-1} \} \\
 &+ \frac{1}{\Delta C_m} \left(\begin{aligned} &\{ H_y|_{i+1/2,j,k+1/2}^{n-1/2} - H_y|_{i+1/2,j,k-1/2}^{n-1/2} \} \\ &- \{ H_x|_{i,j+1/2,k+1/2}^{n-1/2} - H_x|_{i,j-1/2,k+1/2}^{n-1/2} \} \end{aligned} \right) \quad (12C)
 \end{aligned}$$

여기서

$$\begin{aligned}
 C_m &= \frac{\epsilon_0}{\Delta t} \{ \epsilon_\infty + (X_1^0 + X_2^0) - (\zeta_1^0 + \zeta_2^0) \} + \frac{\sigma}{2} \\
 C_n &= \frac{\epsilon_0}{\Delta t} \{ \epsilon_\infty - (\zeta_1^0 + \zeta_2^0) \} - \frac{\sigma}{2}
 \end{aligned}$$

이다. 그리고 Δ 는 시간영역 유한차분법에서 공간 단위격자 증가분을 의미한다. 본 논문에서는 $\Delta = \Delta x = \Delta y = \Delta z$ 로 두었다. 그리고 Courant 안정조건을 만족하도록 $\Delta t \leq \Delta / \sqrt{3} \cdot C$ 로 정하였고, C 는 빛의 속도이다. 본 논문에서 사용된 매질은 유전상수만이 주파수의 함수이기에, 손실 매질에서의 자장 계산식은 자유공간 시간영역 유한차분식을 그대로 사용하면 된다.

3-2 흡수 경계조건

그림 4는 해석구조이다. 지면위는 GPML을 사용하였고, 지하매질에는 DPML을 사용하였다. 사용된 GPML의 유도과정과 DPML의 유도과정은 유사하다. 단지 GPML의 유도과정에 선형구간 반복 컨벌

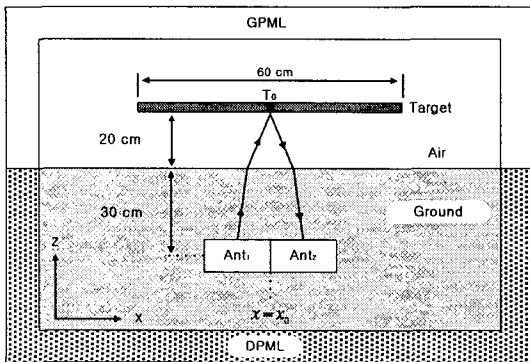


그림 4. 해석구조

Fig. 4. The analysis structure.

루션 방법이 적용된 것이 DPML의 유도과정이다. 본 논문에서는 DPML의 유도과정을 간단히 제시하였다. $e^{j\omega t}$ 의 시간 의존성이 사용된 확장 좌표계 (stretched coordinate)에서 Maxwell 방정식은 아래와 같다^[10].

$$\nabla_s \times E = -\frac{\partial B}{\partial t} \quad (13a)$$

$$\nabla_s \times H = \frac{\partial D}{\partial t} + \sigma E \quad (13b)$$

여기서

$$\nabla_s = \frac{1}{s_x} \frac{\partial}{\partial x} + \frac{1}{s_y} \frac{\partial}{\partial y} + \frac{1}{s_z} \frac{\partial}{\partial z} \text{ 이고,}$$

$s_p = 1 + \frac{\sigma_p}{j\omega\epsilon_0}$ ($p = x, y, z$)이다. σ_p 와 σ 는 각각 PML과 매질내부 손실이며, 이들은 주파수와 무관한 거리함수로 표현된다. 식 (10)을 식 (13b)에 대입 후, x성분 전자계에 대한 식을 쓰면, 식 (14)가 구해진다.

$$\begin{aligned}
 \frac{1}{s_y} \frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{1}{s_z} \frac{\partial H_y}{\partial z} \\
 = \frac{\partial}{\partial t} \{ \epsilon_0 \epsilon_\infty E_x(t) + \epsilon_0 \chi_1(t) * E_x(t) \\
 + \epsilon_0 \chi_2(t) * E_x(t) \} + \sigma E_x(t) \quad (14)
 \end{aligned}$$

식 (14)를 시간영역 유한차분법에 직접 적용하는 것은 불가능하다. 그러므로 식 (13b)의 x성분에 대한 Maxwell 방정식에 분할 장 공식(split field formulation)을 적용하여 시간영역 유한차분법에 적용한다^{[3],[4]}. 분할 장 공식에 적용된 식은 다음과 같다.

$$\frac{1}{s_y} \frac{\partial H_z}{\partial y} = \frac{\partial D_{xy}}{\partial t} + \sigma E_{xy} \quad (15a)$$

$$-\frac{1}{s_z} \frac{\partial H_y}{\partial z} = \frac{\partial D_{xz}}{\partial t} + \sigma E_{xz} \quad (15b)$$

식 (15a)와 식 (15b)를 각각 시간영역 유한차분법에 적용시킨 후 구한 E_{xy} 와 E_{xz} 를 합하면 E_x 를 구할 수 있다. 식 (15a)을 변형하면 다음과 같다.

$$\frac{\partial H_z}{\partial y} = s_y \frac{\partial D_{xy}}{\partial t} + s_y \sigma E_{xy}$$

$$\begin{aligned}
 &= \left(1 + \frac{\sigma_y}{j\omega\epsilon_0}\right) \frac{\partial D_{xy}}{\partial t} + \left(1 + \frac{\sigma_y}{j\omega\epsilon_0}\right) \sigma E_{xy} \\
 &= \frac{\partial D_{xy}}{\partial t} + \frac{\sigma_y}{\epsilon_0} D_{xy} + \sigma E_{xy} + \frac{\sigma\sigma_y}{j\omega\epsilon_0} E_{xy}
 \end{aligned} \tag{16}$$

식 (16)에 평균값 정리 및 선형구간 반복 컨벌루션을 적용하여 시간영역 유한차분식을 얻으면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 E_{xy}|_{i+1/2,j,k}^n &= \frac{C_n}{C_m} E_{xy}|_{i+1/2,j,k}^{n-1} \\
 &+ \frac{\epsilon_0}{\Delta t C_m} (F_{1xy}|_{i+1/2,j,k}^{n-1} + F_{2xy}|_{i+1/2,j,k}^{n-1}) \\
 &- \frac{\sigma_y}{C_m} (G_{1xy}|_{i+1/2,j,k}^{n-1} + G_{2xy}|_{i+1/2,j,k}^{n-1}) \\
 &+ \frac{1}{C_m} P_{xy}|_{i+1/2,j,k}^{n-1/2} \\
 &+ \frac{1}{\Delta C_m} \{H_z|_{i+1/2,j+1/2,k}^{n-1/2} - H_z|_{i+1/2,j-1/2,k}^{n-1/2}\}
 \end{aligned} \tag{17a}$$

$$\begin{aligned}
 F_{ixy}|_{i+1/2,j,k}^{n-1} &= (\Delta X_i^0 - \Delta \zeta_i^0) E^n \\
 &+ \Delta \zeta_i^0 E^{n-1} + e^{-\Delta t/\tau_i} F_{ixy}|_{i+1/2,j,k}^{n-2}
 \end{aligned} \tag{17b}$$

$$\begin{aligned}
 G_{ixy}|_{i+1/2,j,k}^{n-1} &= (\Delta X_i^0 - \Delta \zeta_i^0) E^n \\
 &+ \zeta_i^0 E^{n-1} + e^{-\Delta t/\tau_i} G_{ixy}|_{i+1/2,j,k}^{n-2}
 \end{aligned} \tag{17c}$$

$$X_i^0 = \int_0^{\Delta t} \chi_i(\tau) d\tau \tag{17d}$$

$$\zeta_i^0 = \frac{1}{\Delta t} \int_0^{\Delta t} \tau \chi_i(\tau) d\tau \tag{17e}$$

$$\Delta X_i^0 = X_i^0 - X_i^1 = (1 - e^{-\Delta t/\tau_i}) X_i^0 \tag{17f}$$

$$\Delta \zeta_i^0 = \zeta_i^0 - \zeta_i^1 = (1 - e^{-\Delta t/\tau_i}) \zeta_i^0 \tag{17g}$$

$$\Delta X_i^0 = X_i^0 + X_i^1 = (1 + e^{-\Delta t/\tau_i}) X_i^0 \tag{17h}$$

$$\Delta \zeta_i^0 = \zeta_i^0 + \zeta_i^1 = (1 + e^{-\Delta t/\tau_i}) \zeta_i^0 \tag{17i}$$

$$\begin{aligned}
 P_{xy}|_{i+1/2,j,k}^{n+1/2} \\
 = P_{xy}|_{i+1/2,j,k}^{n-1/2} - \frac{\sigma\sigma_y\Delta t}{\epsilon_0} E_{xy}|_{i+1/2,j,k}^n
 \end{aligned} \tag{17j}$$

여기서,

$$\begin{aligned}
 C_m &= \left(\frac{\epsilon_0}{\Delta t} + \sigma_y\right) \\
 &\cdot \{\epsilon_\infty + (X_1^0 + X_2^0) - (\zeta_1^0 + \zeta_2^0)\} + \frac{\sigma}{2}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 C_n &= \frac{\epsilon_0}{\Delta t} \{\epsilon_\infty - (\zeta_1^0 + \zeta_2^0)\} \\
 &- \sigma_y \{\epsilon_\infty + (\zeta_1^0 + \zeta_2^0)\} - \frac{\sigma}{2}
 \end{aligned}$$

이다. 다른 성분에 대한 DPML 영역에서의 시간영역 유한차분식도 동일하게 얻을 수 있으므로 본 논문에서는 생략한다. DPML 영역에서의 자장에 대한 시간영역 유한차분식 또한 동일한 반복을 거쳐서 얻을 수 있다.

IV. 지연시간 측정 알고리즘

그림 4의 구조에서 안테나 2에 유기되는 신호의 종류는 ① 송신기에서 오는 직접파, ② 지면 반사파, ③ 표적 산란파, 그리고 ④ 기타 잡음 신호가 있다. 지면의 굴곡 상태나 다른 변화가 없다고 가정하면 다음 방법에 의해서 산란신호의 근사적 추출이 가능하다. 우선 지상에 표적이 없을 때 유기된 신호를 S_0 이라 하고, 표적이 있을 때 유기되는 신호를 S 라 하면, 산란신호 S_r 는

$$S_r \approx S - S_0 \tag{18}$$

가 된다. 본 논문 해석구조에서 안테나는 동일 지점의 손실매질에 매설되어 있다. 따라서 표적이 없을 경우에 유기되는 신호는 지면 굴곡의 변화가 없거나, 지면위의 환경의 변화가 없으면 거의 일정한 신호가 수신된다. 그러나 표적이 놓이게 되면 표적에 의한 산란파가 기존 신호에 첨가된다. 따라서 단순히 두 신호의 차를 구함으로 근사적인 산란신호를 얻을 수 있다.

V. 해석구조 및 수치해석 결과

5-1 2차원 구조 해석

그림 5는 무한 선전류를 전원으로 하는 2차원 해석구조이다. 전원의 위치는 매질의 경계로부터 1λ (30 cm) 깊이에 매설되어 있다. 그리고 완전 도체판은 지면으로부터 1λ (30 cm) 지점에 위치한다. 무한 선전류의 최대 전류는 1 A이고, 1 GHz의 단일주

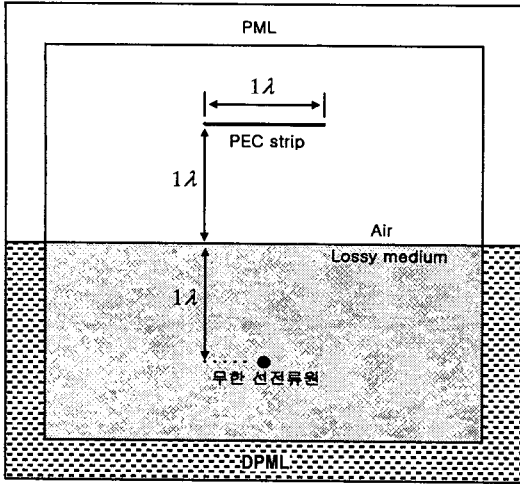


그림 5. 2차원 해석구조

Fig. 5. The 2-D analysis structure.

우의 결과는 단일주파수 해석에서 잘 일치함을 확

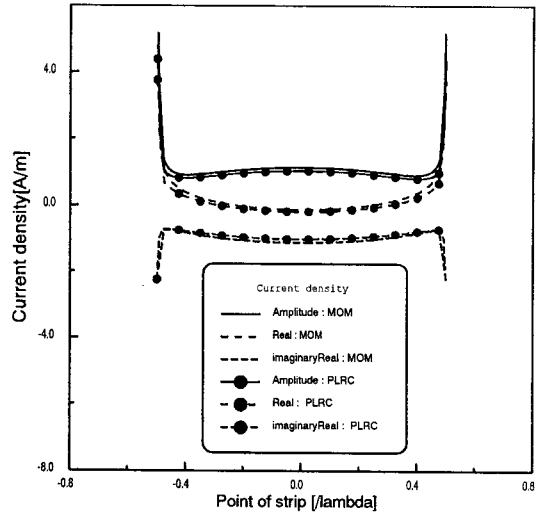


그림 7. PLRC 모델과 모멘트법의 비교

Fig. 7. Comparison between the PLRC model and the MOM.

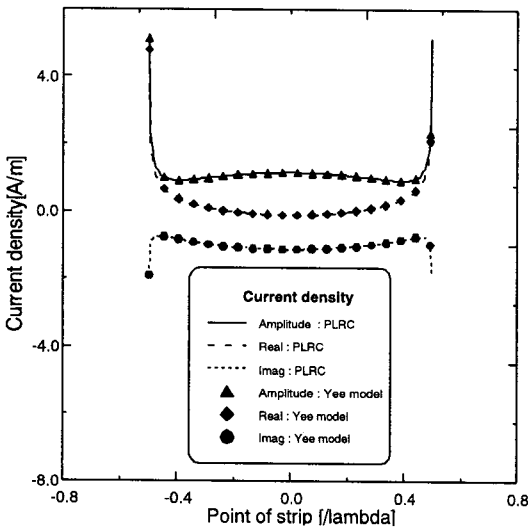


그림 6. Yee 모델과 PLRC 모델의 비교

Fig. 6. Comparison between the Yee model and the PLRC model.

파수를 사용하였다. 본 논문에서는 그림 5의 구조를 Yee 모델 및 PLRC 모델 그리고 모멘트법(MOM : Method Of Moment)을 이용하여 판상에 유기되는 전류밀도를 모의실험을 통해서 계산했다. 결과는 그림 6 및 그림 7과 같다.

그림 6에서 Yee 모델과 PLRC 모델의 경우 두 경

인할 수 있다. 또한 그림 7에서 모멘트법을 이용한 해석 결과와 PLRC 모델을 이용한 해석결과가 거의 유사함을 확인할 수 있다. 이 결과를 바탕으로 본 논문에서는 실제 구조와 비슷한 그림 4의 구조를 PLRC방법을 이용하여 모의실험하였다.

5-2 3차원 구조 해석

본 논문의 해석구조는 그림 4와 같다. 이는 앞절의 2차원 구조 해석의 확장된 형태이다. 손실매질과 공기와의 경계로부터 깊이 30 cm 지점에 안테나가 매설되어 있다. 그리고 경계로부터 20 cm 높이의 공기중에 표적이 있는 구조이다. 안테나 중심의 위치는 x 축 상의 x_0 에 고정되어 있으며, 표적의 중심은 y 축 상에서는 안테나중심과 일치한다. 표적은 x 축을 따라서 이동한다. 그리고 그림 4에서 T_0 는 표적의 중심을 나타낸다. 사용된 표적은 각 변의 길이가 중심주파수 파장의 2배인 정사각형 완전도체 판을 사용했다. 여기서 파장(λ)은 30 cm이다. 급전은 중심주파수로 변조된 가우시안 펄스를 전송선 급전방식을 사용해서 급전하였고, 그림 5에 입력 펄스가 나타나 있다.

급전 초기, Ant₁에서 그림 8의 신호가 방사된다.

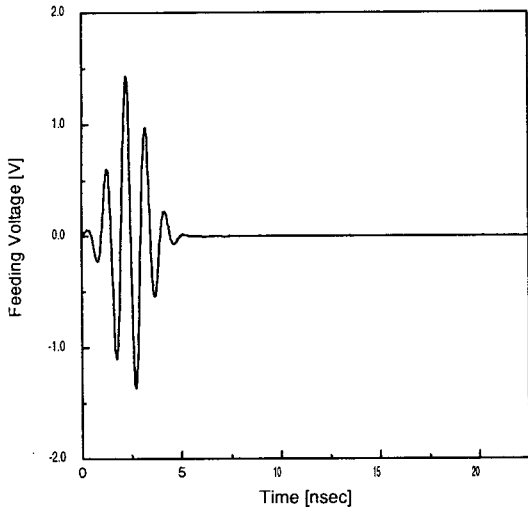


그림 8. 변조된 가우시안 입력 펄스
Fig. 8. M modulated Gaussian pulse.

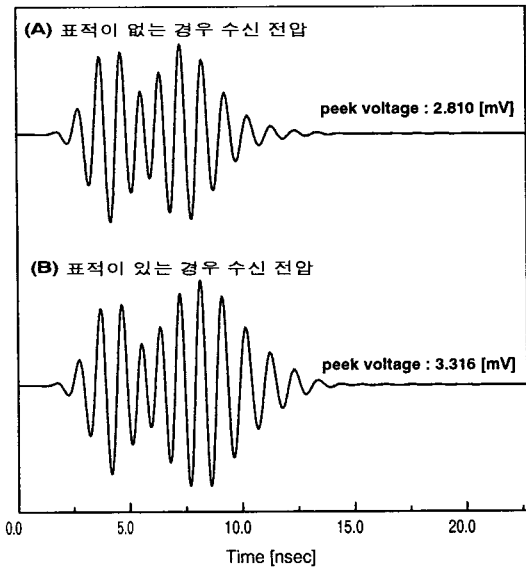


그림 9. 표적 존재유무에 따른 수신전압의 비교
($T_0 = x_0$)
Fig. 9. Received voltages for presence and absence of a target($T_0 = x_0$).

적에 의한 산란파, 그리고 그 외 여러 잡음이 Ant₁과 Ant₂에 수신된다. 우선 그림 4의 구조에서 표적이 없는 구조에서 모의실험을 하여 S₀를 얻는다. S₀는 모든 경우에 대한 기준 신호가 된다. 그 후

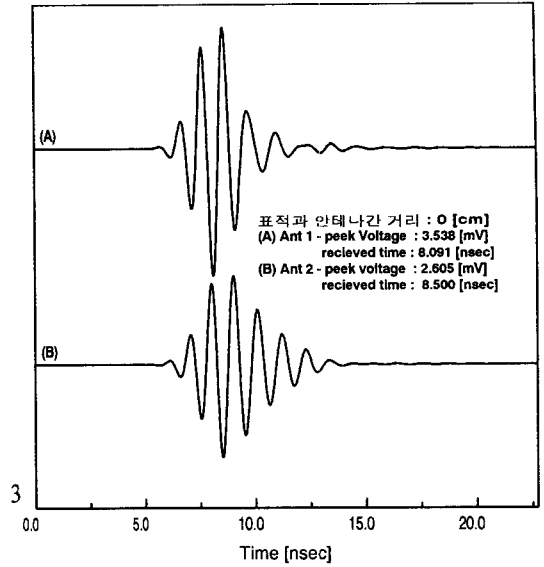


그림 10. $T_0 = x_0$ 일 때, 동일시간에 수신된 신호들
Fig. 10. The received signals at the same time ($T_0 = x_0$).

매질 위에 완전도체판을 둔 후 S를 얻고, 그 후 지연시간 추출 알고리즘을 사용하여 산란파인 S_r을 얻는다. 그림 6은 판이 없는 경우와 있는 경우의 Ant₂에서 수신된 신호이다. 단 안테나와 도체판간의 수평거리는 영이다.

그림에서 실선으로 표시된 신호가 S₀ 신호이고, 점선으로 표시된 신호가 S 신호이다. 이 두 신호를 지연시간 추출 알고리즘에 적용시켜 구한 산란파가 그림 10에 나타나 있다. 그림 10은 손실매질의 수분함량이 2.5%이고, 표적의 중심이 안테나 시스템의 중심과 수평적 거리가 영일 때의 결과이다.

그림 10로부터 두 안테나에 수신된 신호간의 시간적 차이 및 수신레벨의 차이를 확인할 수 있다. 그림 11은 수평거리가 3λ (90 cm)일 때의 모의실험 결과이다. 그림 10과 그림 11의 결과를 이용하면 표적의 대략적인 위치 정보와 이동방향에 대한 정보를 얻을 수 있다. Ant₁의 경우 그림 10의 첨두치 전압은 3.538 mV이고, 그림 8의 첨두치 전압은 0.061 mV이다. 즉 그림 10의 경우가 안테나와 표적간의 거리차가 작다는 것을 알 수 있다. 또한 각각의 경우에 Ant₁과 Ant₂의 첨두치 전압과 첨두치

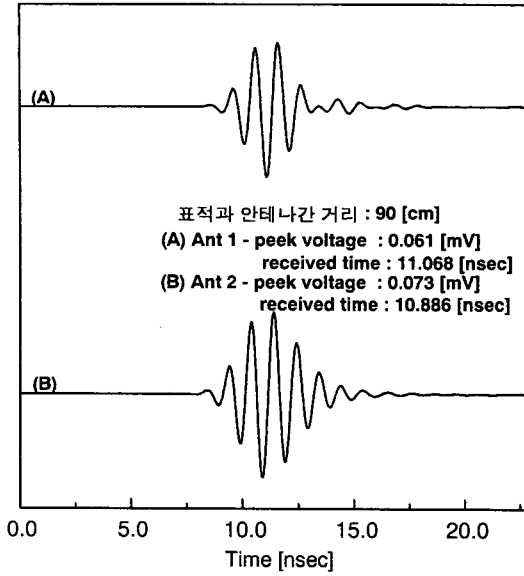


그림 11. $T_0 = x_0 + 3\lambda$ 일 때, 동일시간에 수신된 신호들
 Fig. 11. The received signals at the same time ($T_0 = x_0 + 3\lambda$).

의 수신시간을 비교하면 판의 이동정보를 얻을 수 있다. 그림 10의 결과가 수신된 후 그림 11의 결과가 수신되었다면, Ant₂의 수신시간이 짧아지고, 첨두치가 Ant₁에 비해 커짐을 확인할 수 있다. 이는 표적이 Ant₂에 더 가까이 있음을 나타낸다. 즉 판이 Ant₁에서 Ant₂쪽으로 이동하고 있음을 알 수 있다. 본 논문에서 T_0 를 x_0 를 중심으로 λ (30 cm)씩 증가시켜서 표적이 이동하는 형태를 모의실험하였다. 표 2와 그림 12는 각 경우에 대한 수치해석의 결과를 비교한 것이다.

표 2. T_0 의 변화에 따른 첨두치 전압과 수신시간

Table 2. The peak voltage value and received time according to change of T_0 .

	$T_0 = x_0$		$T_0 = x_0 + 1\lambda$		$T_0 = x_0 + 2\lambda$		$T_0 = x_0 + 3\lambda$	
	수신전압 [mV]	도달시간 [nsec]	수신전압 [mV]	도달시간 [nsec]	수신전압 [mV]	도달시간 [nsec]	수신전압 [mV]	도달시간 [nsec]
Ant ₁	3.538	8.091	1.310	8.227	0.262	9.318	0.061	11.068
Ant ₂	2.605	8.500	1.523	8.500	0.326	9.295	0.073	10.886

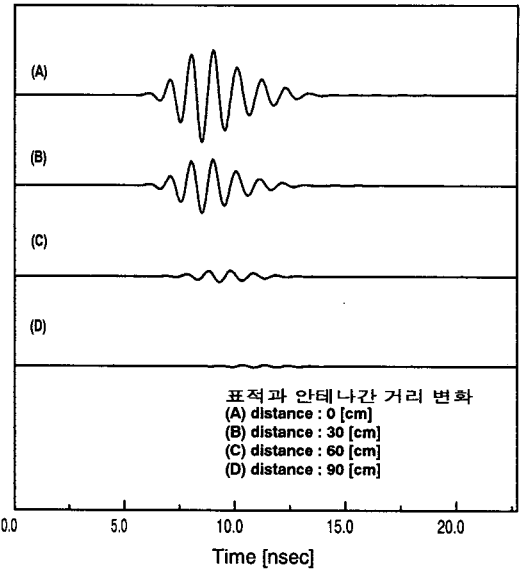


그림 12. 표적의 위치 변화에 따른 수신전압 신호들
 Fig. 12. Received voltage signals according to change of a target position.

그림 12는 Ant₂에서 수신한 신호들을 나타내고 있다. 거리가 멀어짐에 따라서 수신레벨의 감소와 수신신호의 지연이 커짐을 확인할 수 있다. 따라서 수신신호를 기준신호와 비교로 움직이는 표적이 안테나로 접근하는지 멀어지는지를 판단할 수 있다. 표 2의 결과는 각 경우에 대한 Ant₁과 Ant₂에서 수신시간 및 수신레벨을 비교한 결과이다. 이 결과에서 보면 거리가 멀어질수록 Ant₂의 수신신호가 수신레벨이 작아지고, 수신시간이 늦어짐을 알 수 있다. 본 논문에서는 수분함량에 따른 수신신호의 크기를 비교하기 위해서 $T_0 = x_0$ 일 때 수분함량

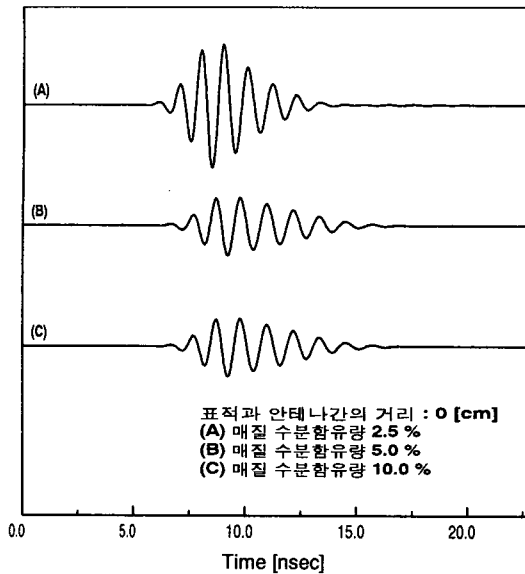


그림 13. $T_0 = x_0$ 일 때 손실매질의 수분함량에 따른 수신전압 신호들

Fig. 13. The received voltage signals according to moisture content in the lossy medium ($T_0 = x_0$).

을 변화시켜가면서 모의실험하였다. 그림 13은 그 결과를 나타내고 있다. 그림 13은 Ant₂에서 수신된 신호이다. 수분함량의 변화에 따라서 수신신호의 레벨의 차이와 수신신호의 분산 정도가 달라짐을 확인할 수 있다. 그림 13의 결과에서 수분함량 5%일 때와 수분함량 10%일 때의 결과가 유사함을 볼 수 있다. 이는 본 논문에서 모델링된 손실 매질의 감쇠 상수가 서로 유사하기 때문에 나타나는 결과이다.

VI. 결 론

본 논문에서는 제시된 구조에 대한 모의실험을 통하여 지하에 매설된 안테나를 이용하여 지상 표적의 위치에 따른 산란파를 구하였다. 그리고 수분 함량과 매질종류에 따른 산란파 응답을 살펴보았다. 두 개의 안테나로 산란파를 수신하고 이를 분석함으로써 표적의 이동방향과 표적의 위치 판단법을 제시하였다. 단일 안테나로 송수신하는 경우는 단순히 표적의 거리 정보만을 산출할 수 있지만, 2개의

수신안테나를 사용함으로써 표적의 거리 및 이동방향에 대한 정보를 얻을 수 있다.

산란파의 침투치는 판이 안테나에 근접할수록 증가하는데, Ant₂의 경우를 보면 최대 침투치가 2.605 mV로서 표적과 안테나 사이의 수평거리가 영일 때이고, 수평거리가 3λ (90 cm)일 때 침투치가 0.073 mV로서 최소였다. 이는 표적의 위치 정보를 제공한다. 또한 두 안테나 사이의 침투치 변화와 수신시간의 변화를 분석하면 표적의 이동방향에 대한 정보를 얻을 수 있음을 본 논문에서 보였다. 도출된 결과는 실제 표적의 위치나 진행 방향에 대한 정보를 얻기 위한 실시간 시스템 구현에 이용될 수 있는 것으로 기대된다.

참 고 문 헌

- [1] David F. Kelley, "Piecewise linear recursive convolution for dispersive media using FD-TD," *IEEE Trans. AP-44*, no. 6, pp. 792-797, June, 1996.
- [2] Jacqueline M. Bourgeois, "A fully three-dimensional simulation of a ground penetrating radar: FDTD theory compared with experiment," *IEEE Trans. Geosci. Remote sensing*, vol. 34, no. 1, pp. 36-44, Jan., 1996.
- [3] J. P. Berenger, "A perfectly matched layer for the absorption of electromagnetic waves," *J. Comput. Phys.*, vol. 114, pp. 184-200, Oct., 1994.
- [4] Jiayuan Fang and Zhonghua Wu, "Generalized perfect matched layer for the absorption of propagation and evanescent waves in lossless and lossy media," *IEEE Microwave Theory Tech.*, vol. 44 no. 12, pp. 2216-2222, Dec., 1996.
- [5] Toru Uno, "Perfectly matched layer absorbing boundary condition for dispersive medium," *IEEE Microw. Guid. Wav. Lett.*, vol. 7, no. 9, pp. 264-266, Sep., 1997.
- [6] Karl S. Kunz and Raymond J. Lubbers, *The*

Finite Difference Time Domain Method for Electromagnetics, CRC PRESS, U.S.A, pp. 190-194, 1993.

- [7] Yasuhiro Nishioka, "FDTD analysis of resistor-loaded bow-tie antennas covered with ferrite coated conducting cavity for subsurface radar," *IEEE AP-47*, no. 6, pp. 970-976, June, 1999.
- [8] Allen Taflove, *Computational Electrodynamics: The Finite Difference Time Domain Method*, Artech House, U.S.A, pp. 51-80, 1995.

- [9] F. L. Teixeira, "Finite-difference time-domain simulation of ground penetrating radar on dispersive, inhomogeneous, and conductive soils," *IEEE Trans. Geosci. Remote sensing*, vol. 36, no. 6, pp. 1928-1937, Nov., 1998.
- [10] W. C Chew and W. H. Weedon "A 3D perfectly matched medium from modified Maxwell's equations with stretched coordinates," *Microwave Optical Technol. Lett.*, pp. 599-604, Sep., 1994.

김 채 영



1976년 2월: 경북대학교 전자공학과(공학사)
 1978년 2월: 한국과학원 전기 및 전자공학과(공학석사)
 1990년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과(공학박사)
 1985년 9월~1993년 2월: 미국

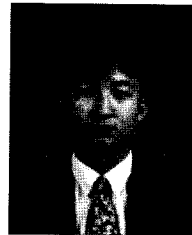
MIT 공대 연구과학자

1979년 4월~1992년 9월: 경북대학교 전자공학과 전임강사-부교수

1992년 10월~현재: 경북대학교 전자·전기공학부 전자파연구실 교수

[주 관심분야] 이동통신 전파환경, 무선망 설계, 무선호출기 안테나 설계, 전자파 이론 및 응용 등

조 정 식



1999년 2월: 경북대학교 전자공학과(공학사)
 1999년 3월~2001년 2월: 경북대학교 대학원 전자공학과(공학석사)
 현재: 삼성전자무선개발팀 근무
 [주 관심분야] 원격탐사, 안테나 해석 및 설계

석 및 설계

이 승 학



1996년 2월: 경북대학교 전자공학과(공학사)
 1998년 2월: 경북대학교 대학원 전자공학과(공학석사)
 1998년 3월~현재: 경북대학교 대학원 전자공학과 박사과정

[주 관심분야] 전자파 산란특성, 안테나 해석 및 설계, 원격 탐지, 전자파의 인체 영향

정 종 철



1970년 2월: 한국항공대학교 통신공학과(공학사)
 1983년 2월: 건국대학교 대학원 전자공학과(공학석사)
 1997년 8월: 경상대학교 대학원 전자공학과(공학박사)
 1974년 3월~1978년 12월: 통영수

산전문대 및 대전공업전문대 조교수

1978년 12월~현재: 국방과학연구소 책임연구원

[주 관심분야] 안테나, 소형 탐지레이더