

論文2000-37TC-6-6

등가회로망 모델을 이용한 Bistatic 지하탐사 레이더 시스템의 수신응답 해석

(Analysis of Receiving Responses for a Bistatic Ground-Penetrating Radar System by Using Equivalent Network Model)

玄昇燁*, 金尙昱**, 金世潤**

(Seung-Yeup Hyun, Sang-Wook Kim, and Se-Yun Kim)

요 약

3차원 FDTD 법과 등가회로망 모델을 이용하여 bistatic GPR 시스템의 수신응답을 해석하였다. 기존의 델타갭 급전모델은 안테나와 선로간의 임피던스 정합특성을 고려하지 않았기 때문에 부정확하다는 것을 알 수 있었다. 본 논문에서는 실제 GPR의 물리적 특성을 고려하여 개선된 급전모델을 구성하였다. 실제 bistatic GPR 시스템에 대한 3차원 FDTD 해석결과를 이용하여 각주파수 영역의 등가 회로망 모델을 구성하여 실제 수신전압을 계산하였다. 계산결과가 측정자료에 접근함을 보임으로써 제시한 모델의 타당성을 입증하였다.

Abstract

The receiving responses of a bistatic GPR system are analyzed by using three-dimensional FDTD method and equivalent network model. The conventional delta-gap feed model may be inaccurate because of neglecting the impedance matching characteristics between the antenna and the transmission line. In this paper, the feed model is improved by considering the physical characteristics of the actual GPR. The actually received voltage is calculated by employing the equivalent network model in angular frequency-domain, which is composed by using the results of three-dimensional FDTD analysis for an actual bistatic GPR system. The validity of the presented model is assured by showing the convergence of the computed results to the measured data.

I. 서 론

GPR(ground-penetrating radar)^[1]은 지하매질, 지하

표적 등이 안테나의 근거리장(near-field region) 내에 위치하므로 이로 인하여 상호작용이 매우 크게 발생한다. 따라서 GPR 시스템이 위치한 상황의 각부를 독립적으로 해석할 수 없으므로 시스템 전체를 동시에 해석할 수 있는 기법이 필요하다. 일반적으로 GPR은 시간영역의 펄스 송수신 문제를 다루므로 유한차분 시간영역(FDTD; finite-difference time-domain) 법이 적합하다. 최근 3차원 FDTD를 이용하여 실제 GPR 시스템을 구성하는 안테나, 분산 지하매질, 지하표적 전체를 모델링하여 시뮬레이션 결과와 측정자료가 정규화된

* 學生會員, 高麗大學校 電波工學科

(Dept. of Radio Sciences and Eng., Korea Univ.)

** 正會員, 韓國科學技術研究院 映像미디어研究센터

(Imaging Media Research Center, Korea Institute of Science and Technology)

接受日字:1999年11月5日, 수정완료일:2000年6月13日

패턴으로 부합됨이 입증되었다.^[2, 3] 급전선을 FDTD 공간상에 직접 포함시켜 모델링할 경우 셀 크기가 충분히 작지 않으면 오차를 무시할 수 없으며, 계산영역을 구성하는 셀의 수가 증가하므로 GPR처럼 큰 계산영역을 갖는 경우에는 비효율적이다. 따라서 선로를 FDTD 공간상에 직접 모델링하지 않고서도 등가로 수신 응답을 계산할 수 있는 모델이 필요하다.

안테나의 FDTD 해석에서 급전부에 대해서 주로 델타갭(delta-gap) 모델을 이용한다^[4,5]. 그러나 수신단에서 델타갭 모델은 급전갭(feed gap)에 걸리는 등가개방전압(equivalent open-circuit voltage)이 모두 선로로 전달되는 것으로 간주하여 수신안테나의 급전점에서 임피던스 정합특성을 고려하지 못한 부정확한 모델이다. 따라서 본 논문에서는 GPR 시스템을 등가회로망으로 해석하고, 이 회로망에 GPR의 물리적 특성을 고려하여 송신단과 수신단을 독립적으로 등가 해석할 수 있음을 보였다. 특히 본 논문에서 다룬 수신단에 대한 등가회로는 수신안테나의 입력 임피던스와 등가개방전압으로 구성되며, 선로와 수신기의 특성을 포함한 전송선 이론을 이용한 해석으로 실제 수신기에서 검출되는 응답의 패턴뿐만 아니라 레벨까지 등가로 계산할 수 있음을 보였다.

실제 GPR 시스템의 운용 상황에서는 안테나 안테나, 안테나-지하매질, 안테나-지하매질-지하표적간의 상호작용이 매우 높으므로 수신단에 대한 등가회로를 구성하는 수신안테나의 입력 임피던스 선정에 혼동의 우려가 높다. 따라서 본 논문에서는 공기 중에 안테나가 위치한 경우를 기준으로 GPR을 고려한 여러 가지 상황에 대한 FDTD 시뮬레이션으로 검토함으로써 수신단에 대한 등가회로를 효율적으로 구성할 수 있는 방법을 제시하였다. 자체 제작한 안테나로 구성된 bistatic GPR 시스템과 동일한 상황에 대한 3차원 FDTD 해석 결과로 수신단에 대한 등가회로를 구성하여 수신응답을 계산하였다. 급전부에 대하여 각각 델타갭 모델과 본 논문의 모델을 적용한 결과를 실제 측정자료와 비교함으로써 본 논문의 타당성을 입증하였다.

II. GPR 시스템의 등가회로망 모델

두 안테나가 지표면에 평행으로 위치한 bistatic GPR 시스템은 그림 1(a)와 같이 크게 송신단, 공기/지하매

질, 지하표적, 수신단으로 구성된다. 송신단은 신호를 발생시키는 송신기[발생전압 $V_{TX}^G(\omega)$, 내부 임피던스 $Z_{TX}(\omega)$], 송신기의 출력신호를 안테나에 전달하는 전송선로[전파상수 $\gamma_{TX}(\omega)$, 특성 임피던스 $Z_0^{TX}(\omega)$, 선로의 길이 l_{TX}], 선로를 통해 전달된 전기적인 신호를 공간으로 향하는 전자파로 변환하는 송신안테나로 이루어진다. 이에 대응하는 수신단은 공간을 전파해온 전자파를 전기적인 신호로 변환하는 수신안테나, 안테나에 유기된 신호를 수신기로 전달하는 전송선로[전파상수 $\gamma_{RX}(\omega)$, 특성 임피던스 $Z_0^{RX}(\omega)$, 선로의 길이 l_{RX}]와 신호를 검출하는 수신기[내부 임피던스 $Z_{RX}(\omega)$, 수신전압 $V_{RX}(\omega)$]로 구성된다. 그림 1(a)에서 두 안테나간에 존재하는 주된 신호는 다음과 같다. 우선 두 안테나간의 상호결합이 없으면 송신안테나에 되돌아오는

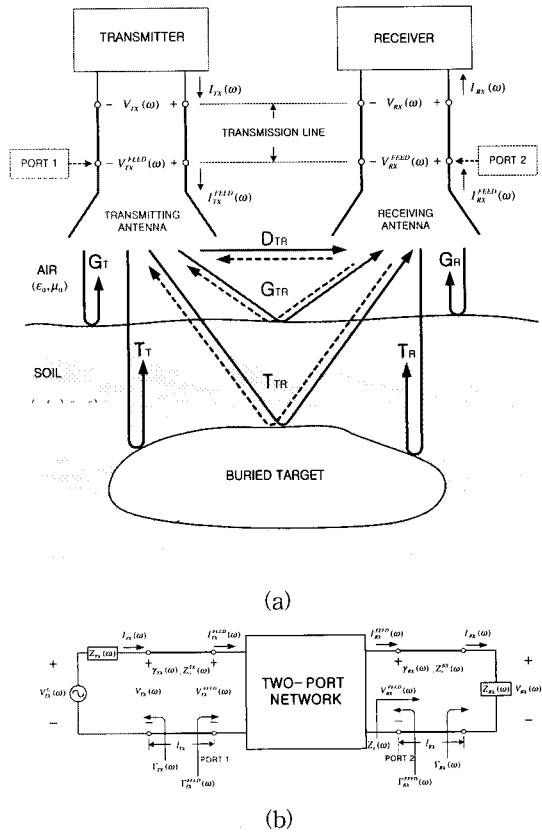


그림 1. Bistatic GPR 시스템
(a) 실제 구조 (b) 등가회로망 모델
Fig. 1. Bistatic GPR system.
(a) Actual structure.
(b) Equivalent network model.

신호는 지표면 반사성분(G_T)과 지하표적에 의한 반사 성분(T_T)으로 구성된다. GPR은 송·수신안테나가 매우 인접해 있으므로 G_T , T_T 이외에 수신안테나로 결합되는 성분과 수신안테나에 유기된 성분에 의한 재복사에 의해 송신안테나로 재결합되는 성분, 지표면 반사(G_R)와 지하표적에 의한 반사(T_R)로 수신안테나로 돌아오는 성분이 존재한다. 여기서 두 안테나간의 상호결합(TR coupling; mutual coupling)은 공기 중을 통한 직접결합(D_{TR} ; direct coupling), 지표면과의 상호작용에 의한 지표면 반사(G_{TR} ; ground reflection), 매설된 물체에 의한 지하표적 반사(T_{TR} ; target reflection) 신호의 중첩으로 나타난다.

그림 1(a)의 두 안테나의 급전점(feed point)에서 전압과 전류를 각각 $V_{TX}^{FEED}(\omega)$, $I_{TX}^{FEED}(\omega)$ 와 $V_{RX}^{FEED}(\omega)$, $I_{RX}^{FEED}(\omega)$ 라 두면 급전점을 기준으로 안테나, 공기/지하, 지하표적을 포함하는 공간을 회로관점에서 2-포트 회로망(two-port network)으로 간주할 수 있으므로 GPR 시스템 전체를 그림 1(b)와 같이 나타낼 수 있다^[6,7]. 기존의 델타갭 모델은 각주파수(angular frequency) 영역에서 그림 2와 같은 등가회로로 표현된다. 그러나 수신단에 대한 등가회로를 살펴보면 수신안테나의 급전점간의 개방전압 $V_{RX}^{OC}(\omega)$ 가 안테나 임피던스에 그대로 걸리는 것으로 간주하고 있다. 이는 수신안테나에 유기된 신호 전체가 선로로 전달되는 것으로 다루고 있으므로 실제 수신안테나와 선로간의 임피던스 정합 특성을 고려하지 않은 부정확한 모델이다. 따라서 본 논문에서는 그림 1(b)의 2-포트 등가회로망에 대한 정확한 등가모델을 다음과 같은 과정에 의하여 제시하고자 한다.

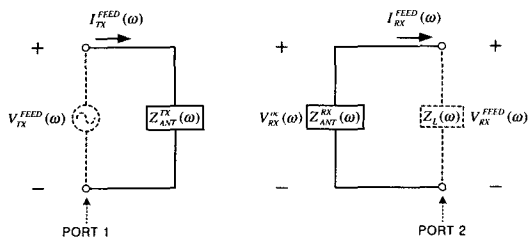


그림 2. Bistatic GPR 시스템에 대한 델타갭 급전모델의 등가회로

Fig. 2. Equivalent circuit of delta-gap feed model for a bistatic GPR system.

우선 그림 1(a)의 두 안테나는 가역성(reciprocity)이 성립하므로 그림 1(b)의 2-포트 회로망에 대하여 임피던스 파라미터(impedance parameters; Z-parameter)를 구하면 그림 3(a)와 같이 T형 등가회로망(T-type equivalent network)으로 표현할 수 있다^[6,7]. 여기서 각각의 성분은 그림 1(a)에서 수신안테나가 존재하지 않는 경우 송신안테나의 입력 임피던스를 $Z_{ANT}^{TX}(\omega)$, 송신안테나가 존재하지 않는 상황에서 수신안테나의 입력 임피던스를 $Z_{ANT}^{RX}(\omega)$, 두 안테나간의 상호결합 D_{TR} , G_{TR} , T_{TR} 을 임피던스로 나타낸 성분을 $Z_{TR}(\omega)$ 로 나타내었다.

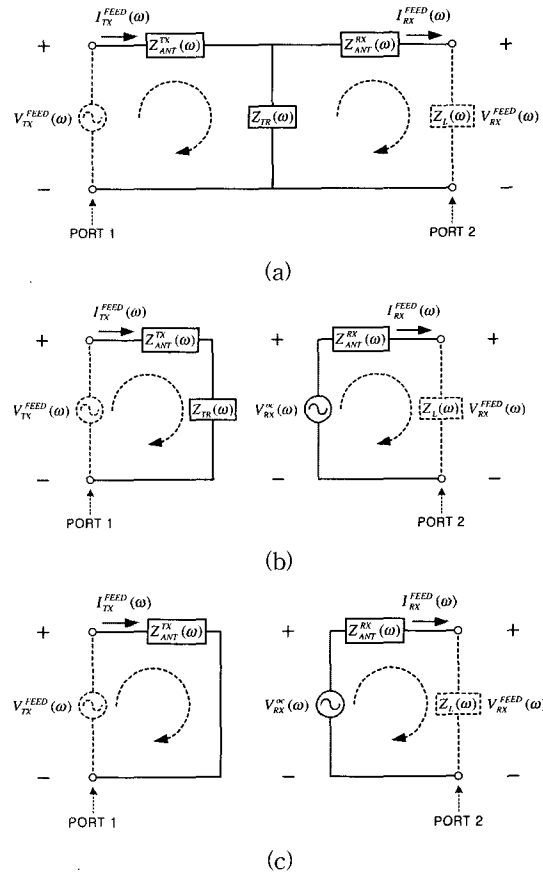


그림 3. Bistatic GPR 시스템의 급전점에 대한 등가회로망 모델

- (a) T형 등가회로망 (b) 근사모델 #1
- (c) 근사모델 #2

Fig. 3. Equivalent network model of a bistatic GPR system at the feed gaps.

- (a) T-type equivalent network.
- (b) Approximation model #1.
- (c) Approximation model #2.

그림 3(a)의 두 매쉬(mesh)에 대하여 KVL(Kirchhoff's voltage law)을 적용하면 다음과 같은 방정식을 얻을 수 있다.

$$V_{TX}^{FEED}(\omega) = Z_{ANT}^{TX}(\omega)I_{TX}^{FEED}(\omega) + Z_{TR}(\omega) [I_{TX}^{FEED}(\omega) - I_{RX}^{FEED}(\omega)] \quad (1)$$

$$Z_{TR}(\omega) [I_{TX}^{FEED}(\omega) - I_{RX}^{FEED}(\omega)] = Z_{ANT}^{RX}(\omega)I_{RX}^{FEED}(\omega) + Z_L(\omega)I_{RX}^{FEED}(\omega) \quad (2)$$

식(1)의 좌변은 송신안테나의 급전점에 걸리는 전체 전압이고, 우변의 첫째 항은 안테나에 의해 공간으로 복사되는 성분, 둘째 항은 수신안테나의 존재로 인하여 송신안테나로 되돌아온 성분을 전압으로 나타낸 것이다. 식(2)의 우변은 송신안테나에서 수신안테나로 결합된 신호 전압을 나타내며, 우변의 첫째 항은 수신안테나에 의하여 재복사(reradiation)되는 전압 성분, 둘째 항은 수신기가 연결된 선로로 전달되는 전압이다.

그림 1(a)와 같은 bistatic GPR 시스템에서 수신신호는 송신신호에 비하여 매우 낮은 레벨이므로 ($I_{RX}^{ANT} \ll I_{TX}^{ANT}$), 식(1)과 식(2)를 다음과 같이 근사화할 수 있다.

$$V_{TX}^{FEED}(\omega) \approx Z_{ANT}^{TX}(\omega)I_{TX}^{FEED}(\omega) + Z_{TR}(\omega)I_{TX}^{FEED}(\omega) \quad (3)$$

$$Z_{TR}(\omega)I_{TX}^{FEED}(\omega) \approx Z_{ANT}^{RX}(\omega)I_{RX}^{FEED}(\omega) + Z_L(\omega)I_{RX}^{FEED}(\omega) \quad (4)$$

식(3)과 식(4)에 Thévenin의 등가정리를 적용하면 그림 3(b)와 같이 나타낼 수 있으므로 송신단과 수신단을 독립적으로 다룰 수 있다. 특히 수신단에 대한 등가회로는 수신안테나에 선로가 연결되지 않은 경우 급전점에 걸리는 등가개방전압 $V_{RX}^{OC}(\omega) = Z_{TR}(\omega)I_{TX}^{FEED}(\omega)$ 와 수신안테나의 입력 임피던스 $Z_{ANT}^{RX}(\omega)$, 수신기와 선로에 대한 입력 임피던스 $Z_L(\omega)$ 로 구성된다.

송신단에서 송신안테나에 의해서 복사되는 성분은 수신안테나와의 상호결합 성분보다 매우 높으므로 ($Z_{ANT}^{TX}(\omega)I_{TX}^{FEED}(\omega) \gg Z_{TR}(\omega)I_{TX}^{FEED}(\omega)$) 식(3)은 다음과 같이 근사할 수 있다. 따라서 그림 3(b)는 그림 3(c)와 같이 근사화된 회로로 나타낼 수 있다.

$$V_{TX}^{FEED}(\omega) \approx Z_{ANT}^{TX}(\omega)I_{TX}^{FEED}(\omega) \quad (5)$$

그림 1(b)의 2-포트 회로망을 그림 3(c)로 대체한 경우에 대하여 송신기와 선로의 접속점에서 송신기 방향으로 바라본 전압 반사계수를 $\Gamma_{TX}(\omega)$, 송신안테나의

급전점에서 안테나 쪽으로 바라본 전압반사계수를 $\Gamma_{TX}^{FEED}(\omega)$ 라 두면, 송신안테나의 급전점에 인가되는 전압 $V_{TX}^{FEED}(\omega)$ 는 전송선 이론에 의하여 다음과 같이 나타낼 수 있다^[6].

$$\begin{aligned} V_{TX}^{FEED}(\omega) &= \frac{Z_0^{TX}(\omega)V_{TX}^G(\omega)}{Z_0^{TX}(\omega) + Z_{TX}(\omega)} e^{-\gamma_{TX}(\omega)l_{TX}} \\ &\quad \frac{1 + \Gamma_{TX}^{FEED}(\omega)}{1 - \Gamma_{TX}(\omega)\Gamma_{TX}^{FEED}(\omega)e^{-2\gamma_{TX}(\omega)l_{TX}}} \\ &= \frac{Z_0^{TX}(\omega)V_{TX}^G(\omega)}{Z_0^{TX}(\omega) + Z_{TX}(\omega)} e^{-\gamma_{TX}(\omega)l_{TX}} [1 + \Gamma_{TX}^{FEED}(\omega) \\ &\quad + \Gamma_{TX}(\omega)\Gamma_{TX}^{FEED}(\omega)e^{-2\gamma_{TX}(\omega)l_{TX}} + \dots] \\ &= V_{TX}^{FEED(1)+} + V_{TX}^{FEED(1)-} + V_{TX}^{FEED(2)+} + V_{TX}^{FEED(2)-} + \dots \quad (6) \end{aligned}$$

식(6)에서 $V_{TX}^{FEED(1)+}$ 는 송신기의 출력전압이 선로를 통하여 송신안테나의 급전점에 가장 먼저 도달한 입사파이고, 이때 선로와 안테나간의 임피던스 부정합(mismatch)에 의하여 처음 반사되어 송신기 쪽으로 진행하는 반사파가 $V_{TX}^{FEED(1)-}$ 이다. 또한 반사파 $V_{TX}^{FEED(1)-}$ 가 송신기에 도달하면 선로와 송신기간의 임피던스 부정합에 의하여 재반사되어 안테나 쪽으로 진행하는 성분이 $V_{TX}^{FEED(2)+}$ 이다. 따라서 $V_{TX}^{FEED(1)-}$ 이후의 항은 안테나 선로, 선로-송신기간의 임피던스 부정합에 의해 발생하는 다중반사(multiple reflection) 성분이다.

수신전압 $V_{RX}(\omega)$ 도 송신단과 마찬가지로 의하여 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} V_{RX}(\omega) &= \frac{Z_0^{RX}(\omega)V_{RX}^{OC}(\omega)}{Z_{ANT}^{RX}(\omega) + Z_0^{RX}(\omega)} e^{-\gamma_{RX}(\omega)l_{RX}} \\ &\quad \frac{1 + \Gamma_{RX}(\omega)}{1 - \Gamma_{RX}^{FEED}(\omega)\Gamma_{RX}(\omega)e^{-2\gamma_{RX}(\omega)l_{RX}}} \\ &= \frac{Z_0^{RX}(\omega)V_{RX}^{OC}(\omega)}{Z_{ANT}^{RX}(\omega) + Z_0^{RX}(\omega)} e^{-\gamma_{RX}(\omega)l_{RX}} [1 + \Gamma_{RX}(\omega) \\ &\quad + \Gamma_{RX}^{FEED}(\omega)\Gamma_{RX}(\omega)e^{-2\gamma_{RX}(\omega)l_{RX}} + \dots] \\ &= V_{RX}^{(1)+} + V_{RX}^{(1)-} + V_{RX}^{(2)+} + V_{RX}^{(2)-} + \dots \quad (7) \end{aligned}$$

여기서 $\Gamma_{RX}(\omega)$ 는 수신기와 선로의 접속점에서 수신기 방향으로 바라본 전압 반사계수, $\Gamma_{RX}^{FEED}(\omega)$ 는 수신안테나의 급전점에서 안테나 쪽으로 바라본 전압반사계수로서 각각의 접속점에서 임피던스 정합특성을 나타낸다.

수신단에서 선로와 수신기가 완전정합($Z_{RX}(\omega) =$

$Z_0^{RX}(\omega)$]된 경우에는 선로상에 반사파가 존재하지 않으므로, 수신전압은 $V_{RX}(\omega) = V_{RX}^{(1)+}$ 가 되며, 만일 선로의 길이(l_{RX})가 무시할 수 있을 정도로 매우 짧은 경우에는 다음과 같이 근사화할 수 있다.

$$V_{RX}(\omega) \approx V_{RX}^{(1)+} \Big|_{l_{RX}=0} = \frac{Z_0^{RX}(\omega) V_{RX}^{OC}(\omega)}{Z_{ANT}^{RX}(\omega) + Z_0^{RX}(\omega)} \quad (8)$$

따라서 그림 3(c)의 등가회로를 구성하는 두 안테나의 임피던스 $Z_{ANT}^{TX}(\omega)$, $Z_{ANT}^{RX}(\omega)$ 와 수신안테나의 급전점에 걸리는 등가개방전압 $V_{RX}^{OC}(\omega)$ 를 알고 있으면 전송선 이론에 의하여 수신기에서 검출되는 신호를 등가로 계산할 수 있음을 알 수 있다.

III. GPR 시스템의 FDTD 모델링

앞의 II에서 제시한 등가회로를 구성하기 위하여 본 논문에서는 3차원 FDTD를 이용하였다. 안테나, 분산 지하매질, 지하표적, 인가신호 등의 모델링은 [8]에서 제시한 것과 동일하다. 특히 FDTD 공간에 y 축 방향으로 한 셀크기 Δy 인 급전갭을 갖는 안테나로 모델링하면 급전갭은 파장에 비해서 매우 작으므로 갭에 걸리는 전압은 정전계(static electric field), 급전전류는 정자계(static magnetic field)로 근사화할 수 있다. 우선 송신안테나는 급전점이 (i_{TX}, j_{TX}, k_{TX}) 인 경우로 급전갭에 인가한 전압에 의해 발생하는 급전 전계는 Faraday 법칙에 의하여 다음과 같은 관계가 성립한다^[9].

$$E_y^n(i_{TX}, j_{TX} + 1/2, k_{TX}) = -v_{TX}^{FEED}(t = n\Delta t) / \Delta y \quad (9)$$

또한 식(9)의 전계를 둘러싸는 자계에 대하여 Ampère 법칙을 적용하면 다음과 같이 급전전류를 정의할 수 있다.

$$\begin{aligned} i_{TX}^{FEED}(t = (n + \frac{1}{2})\Delta t) \\ = \left[\begin{array}{l} H_x^{n+\frac{1}{2}}(i_{TX}, j_{TX} + \frac{1}{2}, k_{TX} + \frac{1}{2}) \\ - H_x^{n+\frac{1}{2}}(i_{TX}, j_{TX} + \frac{1}{2}, k_{TX} - \frac{1}{2}) \end{array} \right] \Delta x \\ - \left[\begin{array}{l} H_z^{n+\frac{1}{2}}(i_{TX} + \frac{1}{2}, j_{TX} + \frac{1}{2}, k_{TX}) \\ - H_z^{n+\frac{1}{2}}(i_{TX} - \frac{1}{2}, j_{TX} + \frac{1}{2}, k_{TX}) \end{array} \right] \Delta z \quad (10) \end{aligned}$$

수신안테나는 급전점이 (i_{RX}, j_{RX}, k_{RX}) 인 경우로서

송신안테나와는 달리 안테나에 입사한 전자파에 의하여 급전갭에 전계가 발생하므로, 이 전계에 의하여 유기되는 개방전압은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$v_{RX}^{OC}(t = n\Delta t) = -E_y^n(i_{RX}, j_{RX} + 1/2, k_{RX}) \Delta y \quad (11)$$

Bistatic GPR 시스템의 송신안테나와 수신안테나가 동일 구조이면서 가역성이 성립하는 경우에는 두 안테나의 입력 임피던스가 동일하므로 송신안테나의 급전전압과 급전전류의 푸리에 변환(Fourier transform) 비로 구할 수 있다^[8].

VI. FDTD 시뮬레이션 결과와 측정자료의 비교

GPR 시스템에 대한 FDTD 해석의 정확성은 [8,9]에서 입증하였다. 본 논문에서는 GPR 시스템에 대한 등가회로망 모델의 타당성을 입증하기 위하여 우선 자체 제작한 동일한 구조인 두 bow-tie 다이폴이 마른 모래 위에 높이 2 cm, 두 안테나의 중심간의 거리는 10 cm를 이루는 bistatic GPR 시스템을 구성하고, 지하표적으로 14.6 cm×14.6 cm×1 cm 크기의 알루미늄 판이 5 cm 깊이에 매설된 경우로 선정하였다^[8]. 측정과 동일한 상황을 3차원 FDTD 공간에 모델링하였으며, 안테나 및 인가신호, 지하매질의 모델링에 대해서는 [8,9]에서 다룬 바와 동일하고, FDTD 계산영역은 $\lambda_{\epsilon, \min} / 26$ 인 육면체 셀로 총 68×42×35 셀 영역을 구성하여 Courant의 안정조건을 만족하는 범위의 시간 간격 $t = 5.8$ ps로 $n = 3000$ step동안 시뮬레이션을 수행하였다.

Bistatic GPR 시스템의 수신단에 대한 등가회로를 구성하는데 필요한 수신안테나의 입력 임피던스를 결정하는 방법에 대하여 조사하였다. 송신안테나와 수신안테나는 가역성이 성립하므로 두 안테나가 독립적으로 위치한 경우에 대한 입력 임피던스는 동일하다. 그러나 bistatic GPR 시스템에서는 두 안테나와 지하매질, 지하표적이 모두 서로 인접해 있으므로 각각의 구조가 안테나의 임피던스에 미치는 영향을 무시할 수 없다. 따라서 비교상황을 그림 4와 같이 (a) 공기 중에 송신안테나만 존재하는 경우, (b) 모래 표면에 송신안테나만 위치한 경우, (c) (b)의 상황에 수신안테나도 존재하는 경우, (d) 지하표적이 존재하는 상황에서 모래

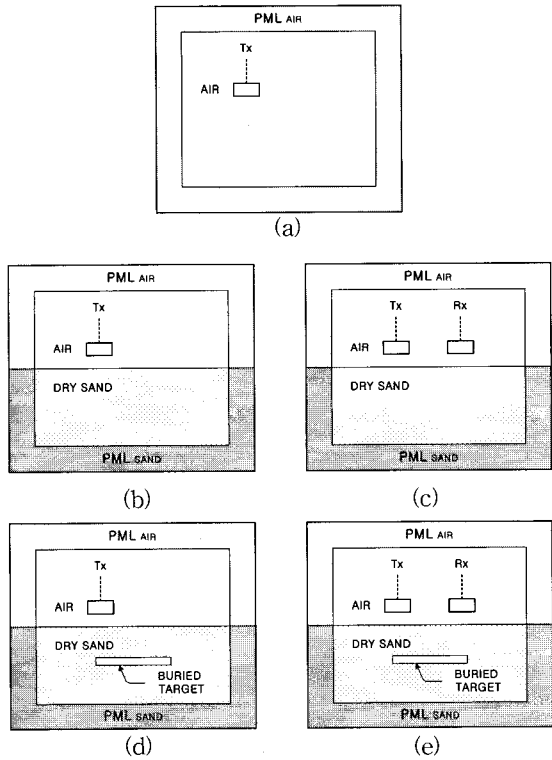


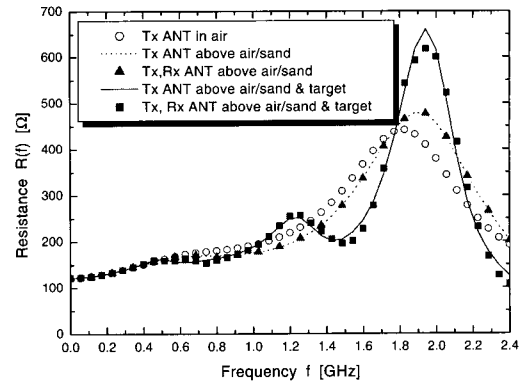
그림 4. 주변 환경에 따른 송신안테나의 입력 임피던스 계산구조

- (a) 공기 중에 송신안테나만 위치한 경우
- (b) 마른 모래표면 위에 송신안테나만 위치한 경우
- (c) 마른 모래표면 위에 송·수신안테나가 존재하는 경우
- (d) 지하표적이 존재하는 상황에서 마른 모래표면 위에 송신안테나만 위치한 경우
- (e) 지하표적이 존재하는 상황에서 마른 모래표면 위에 송·수신안테나가 존재하는 경우

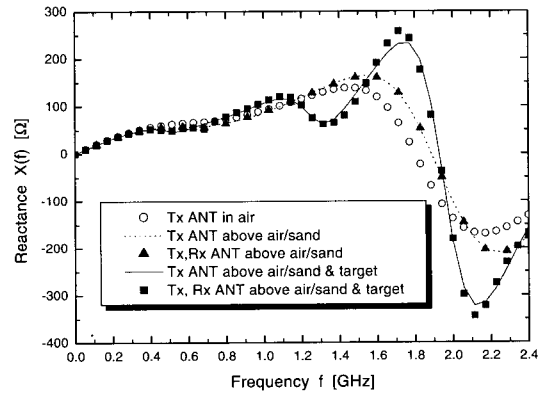
Fig. 4. Computational geometry of the input impedance of the transmitting antenna according to environmental situations.

- (a) Transmitting antenna in air.
- (b) Transmitting antenna above dry sand.
- (c) Transmitting and receiving antennas above dry sand.
- (d) Transmitting antenna above dry sand in case that the target is buried.
- (e) Transmitting and receiving antennas above dry sand in case that the target is buried.

표면 위에 송신안테나만 위치한 경우, (e) (d)와 동일한 상황에 수신안테나도 존재하는 경우로 5가지에 대한 송신안테나의 입력 임피던스를 조사한 결과 그림 5와



(a)



(b)

그림 5. 주변 환경에 따른 송신안테나의 입력 임피던스

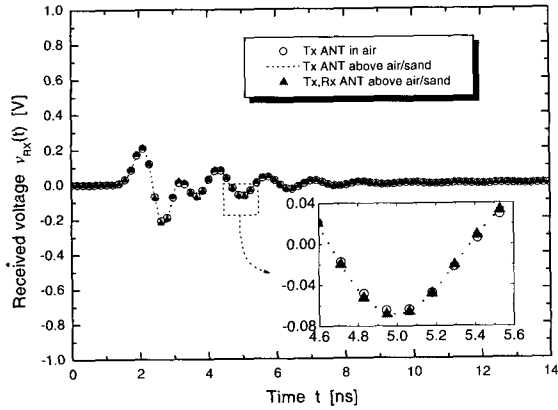
(a) 저항 (b) 리액턴스

Fig. 5. Input impedance of the transmitting antenna according to environmental situations.

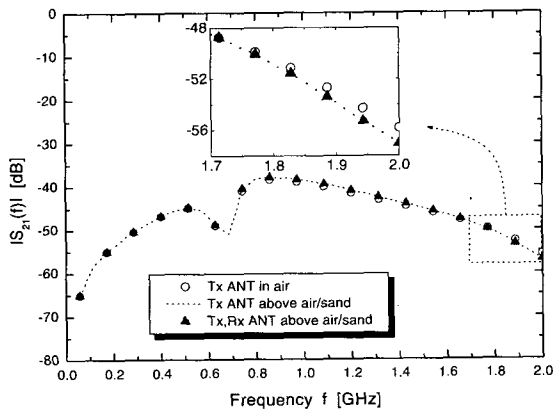
(a) Resistance. (b) Reactance.

같다. 그림 5에서 지하표적 없이 공기 중에 송신안테나만 있는 경우와 모래 표면에 송신안테나만 존재하는 경우의 입력 임피던스를 비교해보면 0.6 GHz 이상의 주파수에서 지하매질(상대유전율=2.72인 마른 모래)의 존재로 인하여 수~수십Ω의 임피던스의 변화를 볼 수 있다. 지하표적이 없는 상태에서 모래표면에 송신안테나만 위치한 경우와 이 상황에 수신안테나도 함께 존재하는 경우에 임피던스는 거의 동일하므로 수신안테나에서 송신안테나로의 결합신호가 매우 낮음을 알 수 있다. 반면에 지하표적이 존재하는 경우에는 수신안테나의 유무에 따라 1.2 GHz 이후에 수~수십Ω 정도의 임피던스 차이를 보였다. 이것은 지하표적의 존재로 수

신안테나에 의한 재복사 성분 중에서 송신안테나 방향으로 결합되는 신호가 증가하였음을 나타낸다.



(a)



(b)

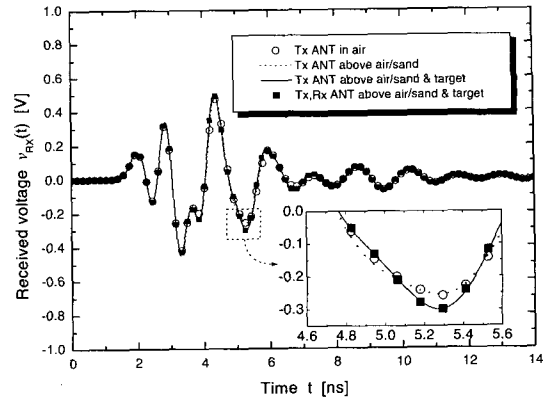
그림 6. 지하표적이 존재하지 않는 경우 입력 임피던스에 따른 수신응답의 비교

(a) 수신 전압 (b) $|S_{21}|$

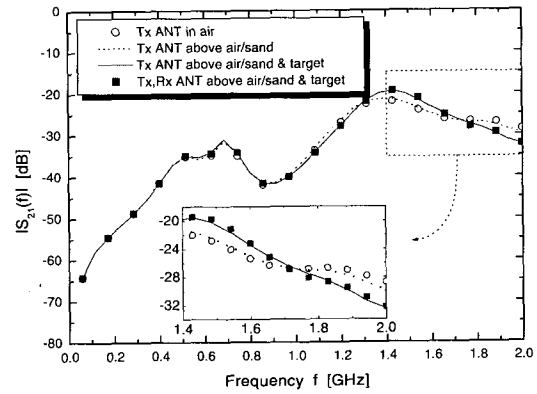
Fig. 6. Comparison of receiving responses according to input impedances in case that no target is buried.

(a) Received voltage. (b) $|S_{21}|$.

그림 5의 임피던스를 이용하여 Π 에서 다른 등가회로망 모델을 적용하면 그림 6(지하표적이 없는 경우)과 그림 7(지하표적이 존재하는 경우)과 같은 수신응답을 얻을 수 있었다. 그림 5에서 지하표적이 없이 공기 중에 위치한 안테나와 모래표면 위에 송신안테나만 위치한 경우의 입력 임피던스의 차이가 작기 때문에 이를 등가회로에 적용한 수신응답인 그림 6의 결과는 전체적으로 거의 일치하였다. 이와는 달리 지하표적이 존재



(a)



(b)

그림 7. 지하표적이 5 cm 깊이에 존재하는 경우 입력 임피던스에 따른 수신응답의 비교

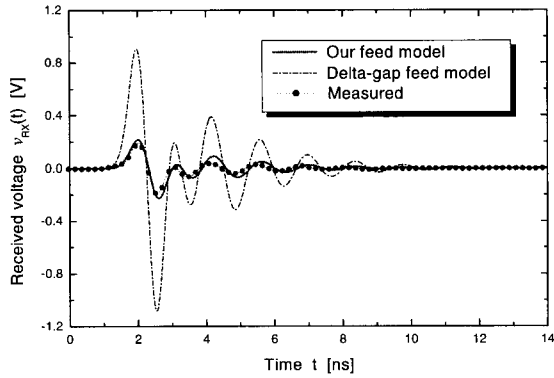
(a) 수신 전압 (b) $|S_{21}|$

Fig. 7. Comparison of receiving responses according to input impedances in case that the target is buried at the depth of 5 cm.

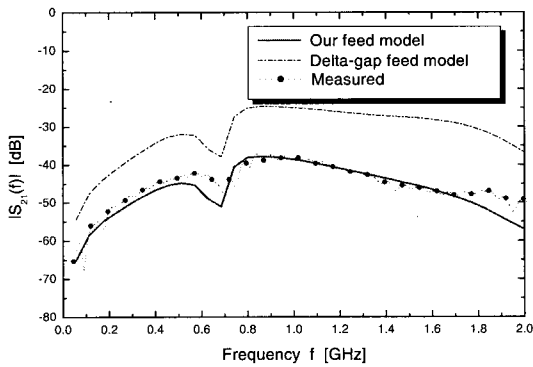
(a) Received voltage. (b) $|S_{21}|$.

하는 경우에는 그림 7과 같이 존재하지 않는 경우에 비하여 수신전압은 최고 약 0.05 V, $|S_{21}|$ 는 약 2 dB 정도 차이를 보였다. 또한 지하표적이 존재하는 상황에서 수신안테나의 존재 유무에 따라 수신전압은 약 0.001 V, $|S_{21}|$ 는 0.5 dB 차이가 생겼다. 따라서 수신단에 대한 등가회로를 구성할 때 수신안테나에서 송신안테나로의 결합신호가 무시할 수 있을 정도로 매우 낮은 경우 한번의 FDTD 시뮬레이션만으로도 안테나의 입력 임피던스와 수신안테나의 개방전압을 얻을 수 있으나, 결합신호 레벨이 높은 경우에는 하나의 안테나만 존재하는 경우에 대한 시뮬레이션으로 안테나의 입력 임피던스를 구하고 송·수신안테나가 동시에 존재하는

상황을 다시 시뮬레이션을 수행하여 수신안테나의 급전갭에 걸리는 등가개방전압을 구해야 함을 알 수 있다.



(a)

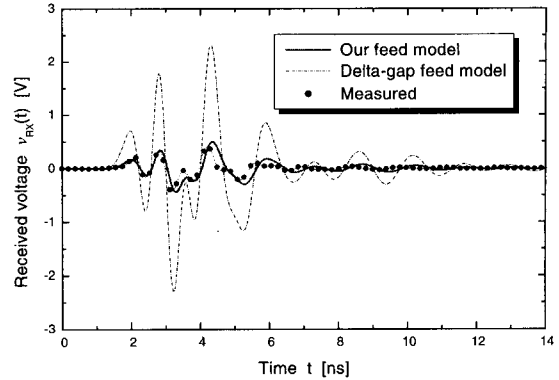


(b)

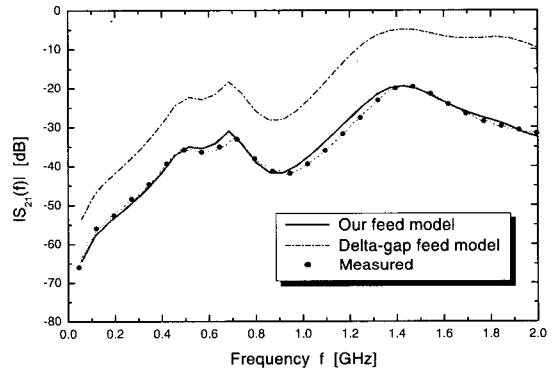
그림 8. 지하표적이 존재하지 않는 경우 측정자료와 계산결과의 비교
(a) 수신 전압 (b) $|S_{21}|$

Fig. 8. Comparison of measured data and simulation results in case that no target is buried.
(a) Received voltage. (b) $|S_{21}|$.

FDTD와 등가회로 모델로 환산한 결과를 측정자료와 함께 나타내면 지하표적이 존재하지 않는 경우는 그림 8, 지하표적이 존재하는 경우에는 그림 9와 같다. 계산은 기존의 델타갭 모델을 적용한 경우와 본 논문에서 다룬 등가회로 모델을 각각 이용한 경우 2가지를 다루었다. 계산결과를 측정자료와 비교하면 전체적으로 응답패턴은 거의 유사하다. 그러나 실제 레벨은 본 논문의 모델을 적용한 경우에 평균적으로 측정값보다 수신 전압은 약 0.025 V, $|S_{21}|$ 는 1 dB 정도의 낮은 오차로 비교적 일치하나 델타갭 모델을 이용한 경우에는 전압은



(a)



(b)

그림 9. 지하표적이 5 cm 깊이에 존재하는 경우 측정자료와 계산결과의 비교
(a) 수신 전압 (b) $|S_{21}|$

Fig. 9. Comparison of measured data and simulation results in case that the target is buried at the depth of 5 cm.
(a) Received voltage. (b) $|S_{21}|$.

약 4 배, $|S_{21}|$ 은 15 dB 정도로 높게 나타났다. 이는 델타갭 모델이 안테나의 급전갭에 선로가 연결된 경우에 대하여 선로와 안테나간의 임피던스 정합특성을 고려하지 않고, 급전갭의 개방전압 모두 선로로 전달되는 것으로 다루기 때문에 발생한 오차이다. 반면에 본 논문에서 다룬 모델은 수신안테나의 재복사 성분과 선로와 안테나간의 임피던스 정합특성을 고려한 모델이므로 델타갭 모델보다 비교적 적은 오차를 보인 것이다. 본 논문의 모델을 적용한 결과와 측정자료간의 오차는 측정에서 지하표적이 FDTD 모델링처럼 수평으로 위치하기 어렵고, FDTD에서는 모든 크기를 단위 셀의 정수 배로 모델링해야하는 제약조건 때문에 발생한 것이다.

IV. 결 론

본 논문에서는 bistatic GPR 시스템의 최적 설계시 매우 중요한 성분 중에 하나인 수신응답을 등가로 계산할 수 있는 등가회로망 모델에 대한 이론 및 실제 수치계산으로 조사함으로써 기존 모델의 문제점을 지적하고, GPR 시스템의 물리적 특성을 고려하여 개선된 모델을 제시하였다. 본 논문에서 다른 모델을 입증하기 위하여 자체 제작한 bow-tie 안테나로 구성된 GPR 시스템의 측정과 동일한 상황에 대하여 FDTD 시뮬레이션을 수행한 후 수신안테나의 입력 임피던스와 등가개방전압으로 구성되는 수신단에 대한 등가회로를 이용하여 계산한 수신응답을 측정자료와 비교하였다.

수신단의 등가회로를 구성하는 주요성분인 안테나의 입력 임피던스를 결정하기 위하여 FDTD 계산으로 GPR이 위치한 상황(안테나, 지하매질, 지하표적)의 영향을 조사하였다. 지하매질의 존재로 안테나와 지하매질 간의 상호작용으로 인하여 고주파 영역에서 입력 임피던스의 변화가 크게 나타남을 볼 수 있었으며, 지하매질과 수신안테나가 존재하는 상황에서 지하표적이 존재하는 경우에는 수신안테나의 재복사 성분중에 송신안테나로 재결합되는 성분이 증가하였다. 따라서 수신안테나에서 송신안테나로의 결합신호가 무시할 수 있을 정도로 매우 낮은 경우에는 한번의 FDTD 시뮬레이션만으로도 수신단에 대한 등가회로를 구성할 수 있으나, 결합신호 레벨을 무시할 수 없는 경우에는 하나의 안테나만 존재하는 경우에 대한 시뮬레이션으로 안테나의 입력 임피던스를 구하고, 송·수신안테나가 동시에 존재하는 상황에서 다시 시뮬레이션을 수행하여 수신안테나의 개방전압을 구해야 함을 알 수 있었다.

기존의 델타갭 급전모델과 본 논문의 모델을 적용한 결과를 실제 측정자료와 비교하였다. 델타갭 모델은 수신안테나와 선로간의 임피던스 정합특성을 고려하지 않으므로 계산된 수신응답의 패턴은 측정결과와 유사하나 레벨은 큰 오차를 보였다. 반면에 본 논문의 모델은 실제 bistatic GPR 시스템에서 수신안테나의 재복사 특성과 수신안테나와 선로간의 임피던스 정합특성을 고려함으로써 수신응답을 패턴뿐만 아니라 레벨도 비교적 적은 오차로 계산할 수 있었다. 따라서 본 논문에서 다른 3차원 FDTD와 등가회로망 모델을 조합한 해

석방법은 실제 응용목적에 적합한 GPR 시스템의 최적화에 매우 유용할 것이다.

참 고 문 헌

- [1] D. J. Daniels, D. J. Gunton, and H. F. Scott, "Introduction to subsurface radar," Proc. IEE, vol. 135, pt. F, no. 4, pp. 278-320, Aug. 1988.
- [2] J. M. Bourgeois and G. S. Smith, "A fully three-dimensional simulation of a ground-penetrating radar: FDTD theory compared with experiment," IEEE Trans. Geosci. Remote Sensing, vol. GRS-34, no. 1, pp. 36-44, Jan. 1996.
- [3] R. L. Roberts and J. J. Daniels, "Modeling near-field GPR in three dimensions using the FDTD method," Geophysics, vol. 62, no. 4, pp. 1114-1126, July-Aug. 1997.
- [4] P. A. Tirkas and C. A. Balanis, "Finite-difference time-domain method for antenna radiation," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-40, no. 3, pp. 334-340, March 1992.
- [5] K. S. Kunz and R. J. Luebbers, The Finite Difference Time Domain Method for Electromagnetics, Boca Raton; CRC Press, US, 1993.
- [6] D. K. Cheng, Field and Wave Electromagnetics, 2nd ed., New York : Addison Wesley, US, 1989.
- [7] C. T. A. Johnk, Engineering Electromagnetic Field and Waves, 2nd ed., New York : John Wily & Sons , US, 1988.
- [8] 현승엽, 김세윤, 김영식, "지하침투 레이더의 FDTD 모의계산 결과와 측정자료의 비교" 대한 전자공학회 논문지, 제 36권, D편, 제 7호, 1-8쪽, 1999
- [9] 현승엽, 김상욱, 김세윤, "3차원 FDTD를 이용한 GPR 안테나의 복사해석," 대한전자공학회 논문지, 제 36권, D편, 제 3호, 12-18쪽, 1999
- [10] 현승엽, 김상욱, 김세윤, "자체 설계한 안테나로 구성된 GPR의 파이프 검출 능력에 관한 측정,"

대한전자공학회 논문지, 제 36권, D편, 제 3호,
19-26쪽, 1999

저 자 소 개

玄 昇 燁(學生會員) 第 36卷 D編 第 3號 參照
현재 고려대학교 대학원 전파공학
과 박사과정 재학 중

金 世 潤(正會員) 第 32卷 A編 第 6號 參照
현재 한국과학기술연구원 영상미디어
연구센터 책임연구원

金 尙 昱(正會員) 第 32卷 A編 第 8號 參照
현재 한국과학기술연구원 영상미디어
연구센터 연구원