

## 상호 결합을 최소화한 연속파(CW) Ground Penetrating Radar(GPR)용 공기 도파관 안테나 설계

제 도 흥(諸度興), 나 정 응(羅正雄)  
한국 과학 기술원 전자 전산학과  
전화 : (042) 869-8014 / 팩스 : (042) 869-3410

### Design of Decoupled PMC-backed Air Waveguide Antenna for Continuous Wave Ground Penetrating Radar

Do Heung Je and Jung-Woong Ra  
Department of Electrical Engineering and Computer Science  
Korea Advanced Institute of Science and Technology  
E-mail : s\_jerry@cais.kaist.ac.kr

#### Abstract

A decoupled, wide-band, perfectly magnetically conductor(PMC)-backed air waveguide antenna is designed and constructed for the use of the continuous electromagnetic wave ground penetrating radar in the frequency range from 200MHz to 600 MHz. Two planar dipoles are located inside air slab covered by PMC on the top side and separated by an air gap from the bottom ground interface. The coupling between the transmitting and the receiving dipoles is calculated by less than -60dB over the frequency from 200MHz to 600MHz.

#### I. 서론

지표면 탐사 레이더에 사용되는 안테나는 광대역에 걸쳐 작은 상호 결합 특성을 필요로 한다. 펄스 [1]와 주파수 변조 레이더 [2]에서는 송신 펄스의 시간 게이팅(time gating)에 의해 송신 안테나에서 수신 안테나로 직접 결합되는 신호를 제거할 수 있다. 연속파 레이더에 있어서는 송·수신 안테나 사이의 상호 결합의

크기가 시스템의 동작 범위를 결정하기 때문에 상호 결합을 최소화한 안테나를 개발하는 것이 매우 중요한 문제이다.

손실 매질 위에 한쪽 면이 도체로 된 유전체 도파관을 형성하고 그 안에 송·수신 평판 다이폴을 위치시켰을 때, 안테나는 5 대 1의 대역폭을 갖으며, 송·수신 다이폴 사이의 거리가 한 파장 가량 떨어져 있을 때 -90 dB까지의 상호 결합을 얻을 수 있었다 [3]. 윗 면은 도체이고 아랫 면은 손실 매질 위에 놓여 있는 공기 층과 닿아 있는 얇은 유전체 층으로 이루어진 이 안테나는 유전체 도파관의 차단 주파수 범위에서 동작하게 되어 감쇄파인 lateral wave와 leaky wave에 의해서만 송·수신 다이폴 사이의 상호 결합이 이루어진다 [4]. 다이폴이 도체면에 더 가까워질수록 상호 결합은 감소하지만, 송신 안테나에서 복사되는 전력도 감소한다.

완전 전기 도체에 의해 나타나는 안테나의 낮은 효율을 개선하기 위해 유전체 층의 윗면을 전기 도체 대신에 완전 자기 도체(Perfect-Magnetic-Conductor, PMC)를 사용함으로써 송·수신 다이폴 사이의 상호 결합을 감소시키면서, 송신 안테나에서 복사되는 전력을 증가시키고자 하였다 [7]. 이 구조에서 유전체 도파관을 채우는 물질의 유전율이 감소하는 경우 더 작은

상호 결합을 얻을 수 있었다. 그래서 본 논문에서는 한쪽 면이 완전 자기 도체로 되어 있고, 다른 쪽 면이 지표면으로 되어 있는 얇은 공기 도파관 속에 송수신 평판 다이폴을 놓으므로써 송수신 안테나 사이의 최소화된 상호결합을 얻으면서 복사 전력의 감소를 막을 수 있는 구조의 안테나를 제안하고자 한다. 2장에서는 안테나 구조의 formulation을 설명하고, 3장에서 설계된 안테나의 상호 결합 결과를 보여주고, 그 결합원리에 대해 물리적으로 설명하고자 한다.

## II. Formulation

안테나의 구조는 그림 1과 같다. 길이가 L이고 폭이 W인 두 개의 평판 다이폴이 복소 상대 유전율이  $\epsilon_1$ , 두께가 h인 공기 도파관 내부의 z=d 평면에  $h_x$  만큼 떨어져 있다. 이 유전체 도파관의 윗 면은 z=0에서 완전 자기 도체로 되어 있고 아랫 면은 지표면과 분리되어 있다. 땅의 복소 상대 유전율은  $\epsilon_3$ 로 두었다. x축과 y축은 각각 평판 다이폴의 길이 방향과 폭 방향이 되도록 하였다.

xy 평면에 평행한 방향으로 무한 경계면이기 때문에, 전기장은  $e^{-j\alpha x - i\beta y}$  의존성으로 표현될 수 있으며 [5], 여기서  $\alpha$ 와  $\beta$ 는 각각 x 방향과 y 방향의 전파 상수를 의미한다. 이 구조에서 전기장은 평면파 고유함수의 중첩으로 표현될 수 있다. 평판 다이폴은 전기장의 접선 성분이 0이 되는 도체면으로 두었다. 평판 다이폴에서의 경계 조건을 만족하기 위하여, z=h<sub>10</sub> 평면에서 전기장의 접선 성분  $E_x$ 는

$$E_x(x, y, h_{10}) = F^{-1}\{\widehat{G}_{xx}(\alpha, \beta, h_{10})\widehat{J}_x(\alpha, \beta)\} \quad (1)$$

로 쓸 수 있다[3]. 여기서  $F^{-1}$ 는 2차원 푸리에 역변환이고,  $\widehat{G}_{xx}$ 는 z=0 평면에서 PMC 경계 조건을 만족하고 z=h 평면에서 연속 조건을 만족하고 z=+∞에서 복사 조건을 만족하는 dyadic 그린 함수의 xx 방향 성분  $G_{xx}$ [6]의 푸리에 변환이다.

식 (1)에서  $\widehat{J}_x(\alpha, \beta)$ 는 평판 다이폴 위에서의 미지의 전류 밀도  $J_x(x, y)$ 의 푸리에 변환을 나타낸다. 다이폴의 폭이 파장과 다이폴의 길이에 비해 아주 작을 경우, 다이폴 위에서의 y 방향의 전류는 무시할 수 있다. x축으로는 정현파 기초 함수  $J_m(x)$ ,  $j=s, c$ 로 나타내고, y축으로는 균일한 분포를 갖도록

$$J_x(x, y) = \begin{cases} \sum_{j=s, c} \sum_{n=1}^{N-1} a_{jn} J_m(x), & |x| < \frac{W}{2} \\ 0 & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (2)$$

여기서

$$J_{sn}(x) = \frac{\sin[k_1(\Delta x - |x - x_n + \frac{h_x}{2})]}{W \sin(k_1 \Delta x)}, \quad (3)$$

$$J_{cn}(x) = \frac{1 - \cos[k_1(\Delta x - |x - x_n + \frac{h_x}{2})]}{W(1 - \cos(k_1 \Delta x))} \quad (4)$$

로 표현될 수 있다. 평판 다이폴 위에서의 경계 조건은  $\widehat{E}_x$ 와  $\widehat{J}_m^*$ 의 내적을

$$\begin{aligned} & \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \widehat{J}_m^* \widehat{E}_x(\alpha, \beta) d\alpha d\beta \\ & = \sum_{n=1}^{N-1} a_{jn} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \widehat{J}_m^* \widehat{G}_{xx}(\alpha, \beta, h_{10}) \widehat{J}_m d\alpha d\beta \end{aligned} \quad (5)$$

과 같이 취하므로써 만족된다. 여기서  $a_{jm}$ 는 상수, \*는 복소 공액(complex conjugate)을 나타낸다. 도체로 된 평판 다이폴 위에서는 접선 성분의 전기장이, 다이폴 외부에서는 전류 밀도가 0이 되어, Parseval 정리에 의해 z=d 평면에서 다이폴의 급전점 이외의 다른 부분에서는 식 (5)의 좌변은 0이 된다. 급전점에 1 volt를 인가하고 전류 밀도의 크기를 정규화할 경우, 이 위치에서 식 (5)의 좌변은 -1이 된다. 식 (5)의 우변의 무한 이중 적분식은 수치 계산으로 구할 수 있으며, 이로써  $a_{jm}$ 를 구하여 평판 다이폴 위에서의 표면 전류 밀도를 구하게 된다.

두 개의 송·수신 다이폴 사이의 상호 결합을 구하기 위해 급전점에서의 전압과 전류를  $V_i, I_i, i=1, 2$ 로 나타내면, 안테나의 임피던스 행렬은

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} \quad (6)$$

로 정의되고, 다이폴의 대칭, 비대칭 인가로부터 입력 임피던스  $Z_s = Z_{11} + Z_{12}$ 와  $Z_a = Z_{11} - Z_{12}$ 를 얻는다. 먼저  $a_{jm}$ 를 수치적으로 구한 후에 전압과 전류의 관계에서 임피던스를 얻게 된다. 상호 결합은 구해진 임피던스로부터  $S_{21} = 2Z_{12} / \{(1 + Z_{11})^2 - Z_{12}^2\}$ 의 관계식을 사용하여 얻어진다.

## III. 안테나의 설계

안테나 구조에서 송수신 평판 안테나 사이의 상호 결합에 영향을 미치는 것은, 점 전원에 대한 점근적

해석으로 계산한 결과로서, lateral wave와 leaky wave이다. 송수신 평판 안테나 사이의 거리  $h_x$ 는 실제 실험의 용이성과 사용 주파수를 가정하여 1m로 두었다. 공기 도파관의 두께  $h$ 가 증가함에 따라 lateral wave는 감소하고, leaky wave는 증가한다. 즉,  $h$ 가 lateral wave와 leaky wave가 모두 큰 값을 갖지 않는 적절한 값의  $h$ 를 정해야 한다. 이 경우  $h$ 는 사용 주파수 대역에 직접적으로 연관되어 있으며, 중심주파수가 대략 350MHz에서는  $h=10\text{cm}$ 가 두 wave의 영향을 최소로 하는 값으로 나타났다. 평판 다이폴의 길이  $L=40\text{cm}$ , 폭  $W=5\text{cm}$ 로 정하였다. 이상에서 정한 값을 사용하여 제안된 안테나 구조에서 송수신 다이폴 사이의  $S_{21}$ 을 구하고, 이를 완전 정합 되었을 경우로 가정하여 최대 상호 결합을 계산하여 그림 2에 나타내었다. 200MHz이하의 주파수에서는 두께  $h$ 가 파장에 비해 매우 작은 값이기 때문에 lateral wave의 영향으로 큰 값의 상호 결합이 나왔으며, 600MHz 이상의 주파수에서는 leaky의 영향으로 상호 결합이 다시 증가함을 볼 수 있다. 결론적으로 설계된 안테나 구조에서는 200MHz에서 600MHz대역에서 -60dB 이하의 상호 결합을 얻을 수 있었다.

## VI. 결론 및 추후 연구

본 논문에서는 지표면 탐사의 목적을 위해 사용되는 안테나의 상호 결합을 줄이기 위해 완전 자기 도체와 지표면으로 이루어진 공기 도파관에 송수신 다이폴을 설치하여 200MHz - 600MHz의 주파수 대역에서 -60dB이하의 상호 결합을 얻을 수 있음을 보였으며, 각 주파수 대역에서의 상호 결합의 원리를 설명하였다. 공기 도파관의 두께  $h$ 에 따라 최소화된 상호 결합이 얻어지는 주파수 대역이 바뀌게 된다.

제안된 안테나 구조를 실제로 구현하여, 원하는 상호 결합을 얻을 수 있음을 확인하고, 앞에서 설명한 lateral wave와 leaky wave의 영향이 실제로 나타남을 보고자 한다. 그리고 PMC대신에 PEC가 있는 구조에 대해서도 각 wave 성분의 영향이 어떻게 나타나는지를 점근적 해석 방법으로 보고자 한다.

## 참고문헌

- [1] D. J. Daniels, "Short Pulse Radar for Stratified Lossy Dielectric Layer Measurement," *IEE Proc. Pt. F*, Vol. 127, No. 5, pp. 384-388, Oct. 1980.
- [2] A. Z. Botros, A. D. Olver, L. G. Cuthbert, and G. Farmer, "Microwave Detection of Hidden Objects in Walls," *Electron. Lett.* Vol. 20, No. 9, pp. 379-380, April 1984.
- [3] D. K. Park and J. W. Ra, "Decoupled Planar Dipoles for Subsurface CW Interface Radar," *Micro. and Opt. Tech. Lett.*, Vol. 7, No. 8, pp. 367-370, June 5 1994.
- [4] D. K. Park and J. W. Ra, "Decoupling Mechanism of Two Dipoles in a Conductor Backed Thin Dielectric Layer above Earth," *APMC'94 Proceedings*, pp. 617-620, 1994.
- [5] T. Itoh and R. Mittra, "Spectral-Domain Approach for Calculating the Dispersion Characteristics of Microstrip Lines," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. MTT-21, pp. 496-499, July 1973.
- [6] 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.
- [7] 제 도홍, 나 정웅, "완전 자기 도체를 이용한 지하 탐사용 평판 안테나", 마이크로파 및 전파전자 학술발표회 논문집, pp. 143-145, Sep. 1998.

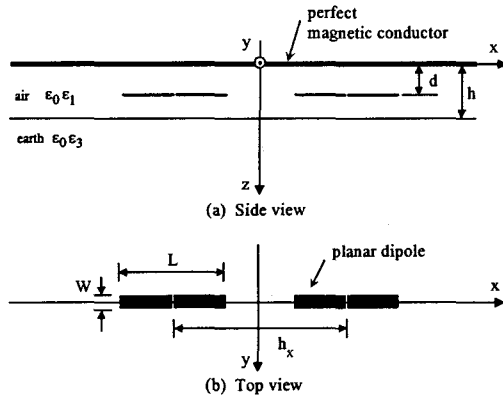


그림 1. 제안한 안테나 구조

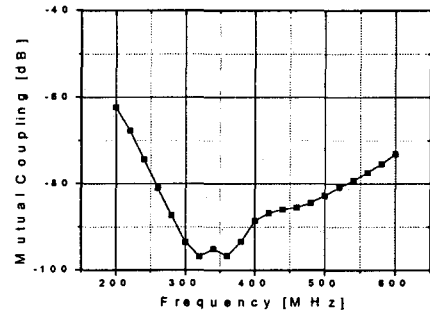


그림 2.  $L=40\text{cm}$ ,  $W=5\text{cm}$ ,  $h_x=1\text{m}$ ,  $h=10\text{cm}$ ,  $d=2\text{cm}$ ,  $\epsilon_1=1$ ,  $\epsilon_2$ 의 실수부는 10, 도전율은 0.001인 경우에 계산한 송수신 안테나사이의 상호 결합