

# 저항성 및 유도성 부하를 가진 평판형 광대역 안테나의 설계 및 제작

論 文  
56-6-18

## Design and Implementation of Wideband Microstrip Antenna with Resistive and Inductive Loading

全相鳳\* · 安昌會†  
(Sangbong Jeon · Chang-Hoi Ahn)

**Abstract** - Antennas of the near field detection radar require little distortion in time domain caused by multi reflections between feed and open ends of the antenna, so that help to discriminate the target signal from the clutters. The resistive loading techniques have been used to reduce the late time distortions in order to prevent masking of target. In this paper, we design a microstrip antenna with two arms having sloted lines, which have inductance loading effect. Implemented antenna shows better performance on reducing late-time ringing, and the peak value of the received signal becomes 45% greater than the one by the antenna with two non-slotted lines.

**Key Words** : Late-time ringing, Wideband antenna, Resistive loading technique, Parallel-plate transmission line .

### 1. 서 론

유한한 길이의 안테나에 짧은 펄스를 인가하는 경우 안테나의 표면을 따라 진행하는 전자기파는 불연속 지점이나 중단된 개방부분에서 반사가 일어나며, 이 반사는 안테나 전류에 대해 정재파를 발생시킨다. 안테나의 급전점과 개방부분 사이의 다중반사에 의한 정재파는 떨림 현상(late-time ringing)을 생성시키고 이 현상을 줄이는 방법으로서 잘 알려진 Wu-King profile[1]은 저항성 부하를 삽입하여 안테나의 대역 특성을 확장시킴으로써 떨림 현상을 줄이는데 유용하게 사용되어진다.

송수신간의 거리가 가까워서 짧은 송신펄스를 사용하는 GPR(Ground Penetrating Radar) 시스템이나 신호가 빨리 감쇠하는 공진특성을 측정하는 공진 산란 측정시스템에서 산란체에 의한 신호의 보호를 위해 송신신호의 왜곡을 줄이는 것이 중요하다. 이런 목적으로 많은 종류의 광대역 안테나에 관한 논문들이 발표되어왔다[2-4].

본 논문에서는 기존 안테나들에 비해서 제작이 용이하고 광대역 특성을 갖는 마이크로스트립 라인을 사용한 양면 급전 안테나 구조를 이용하여 다이폴 배열 안테나로 모델링하였다. 이에 부가해서 안테나 내부의 반사를 줄이기 위해 저항성 부하(혹연)를 도포하는 방법으로 구현하였고, 방사효율을 높이기 위해 리액턴스 성분인 유도성 부하를 슬롯을 내어 구현함으로써 송신 신호의 떨림 현상을 대폭 개선하면서 방사효율을 높인 광대역 안테나를 설계 및 제작하고 특성을 측정하였다.

### 2. 양면 전송 선로의 특성 임피던스

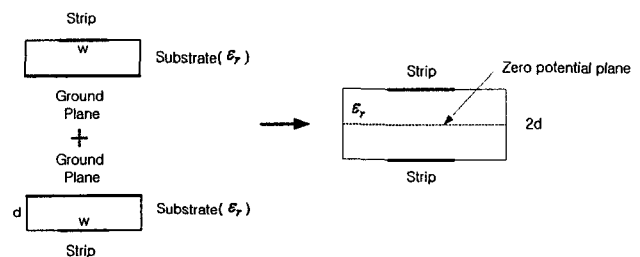


그림 1 마이크로스트립을 이용한 평행판 전송선로 구조

Fig. 1 The parallel-plate transmission line design using microstrip

그림 1은 마이크로스트립을 이용한 평행판 전송선로의 구조를 보여준다[5,6]. 일반적인 마이크로스트립 라인의 특성 임피던스는 식(1)에 의해 구해진다.

$$Z_0 = \frac{\eta_0}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left\{ F_1 / (w/d) + \sqrt{1 + 4/(w/d)} \right\} \quad (1)$$

$$F_1 = 6 + (2\pi - 6) \times \exp \left\{ - (30.666 / (w/d))^{0.7528} \right\}$$

여기서  $\eta_0 = 120\pi\Omega$ 이다. 따라서 비유전율이  $\epsilon_r = 4.6$ , 두께  $d = 0.794mm$ 이고 스트립 폭이  $w = 3.99mm$ 인 에폭시 기판을 사용하면 전송선로의 특성 임피던스  $Z_0 = 25\Omega$ 이 된다. 그림 1의 왼쪽은 두개의 일반적인 마이크로스트립 라인을 나타내며, 특성 임피던스가  $Z_0 = 25\Omega$ 인 전송선로를 접지가 포개어 지도록 직렬 연결하면 특성 임피던스가  $Z_0 = 50\Omega$ 인 그림 1의 오른쪽 그림과 같은 전송선로의 구조가 된다. 그러므로 전체 특성 임피던스가  $50\Omega$ 이고, 유전체 기판의 두께가  $1.59mm$ 인 평행판 전송선로가 되며, 이 전송선로는 안테나의 급전선으로 사용된다. 또한 광대역 특성을 얻기 위해 안테

\* 正 會 員 : 嶺南大 電子工學科 博士課程  
† 교신저자, 正會員 : 嶺南大 電子工學科 教授 · 工博  
E-mail : chahn@yu.ac.kr  
接受日字 : 2007年 2月 28日  
最終完了 : 2007年 4月 4日

나는 지수적으로 증가하는 구조를 가지게 되며 이는 평행판 전송선로의 윗면과 아랫면이 서로 분리되는 구조가 된다. 따라서 지수적으로 증가하는 구조에서의 임피던스도 달라진다. 그림 2는 전송선로의 윗면과 아랫면 사이의 간격에 의한 특성임피던스를 전송선로 모델로 근사화한 것이다[7].

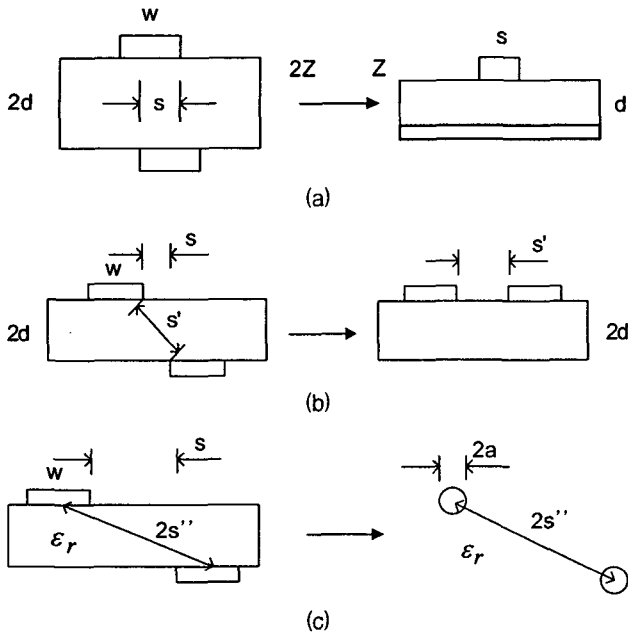


그림 2 평행판 전송선로의 특성임피던스 근사모델  
 (a) 마이크로스트립 근사모델(1mm < s < 3.99mm)  
 (b) 슬롯 근사모델(0mm < s ≤ 10mm)  
 (c) 2선식 근사모델(s > 10mm)

Fig. 2 Characteristic impedance approximation for the parallel plate line  
 (a) microstrip approximation model  
 (b) slot-line approximation  
 (c) two-wire line approximation

그림 2(a)는 윗면과 아랫면 전송선로의 겹치는 부분이 없을 때부터 완전히 일치하게 겹치는 부분에 대한 모델로서 겹쳐지는 간격만큼의 폭을 가지는 마이크로스트립 특성임피던스의 두 배가 된다. 그림 2의 (b)와 (c)는 윗면과 아랫면이 포개어 지는 부분이 없을 때, 간격이 10mm 이하이면 슬롯라인으로 10mm 이상이면 2선식 모델로 근사가 되며 특성임피던스는 아래 식(2)와 (3)과 같이 각각 나타난다.

$$Z_0 = \frac{\eta_0}{\sqrt{\epsilon_e}} \frac{\pi/2}{\ln\left(\frac{8w}{s'} + 4\right)}, \quad \frac{w}{s'} \geq \frac{1}{3} \quad (2)$$

$$\epsilon_e = \frac{1 + \epsilon_r}{2}, \quad 2d \gg s'$$

$$Z_0 = \frac{120}{\sqrt{\epsilon_e}} \cosh^{-1} \frac{s''}{2a} \quad (3)$$

$$\epsilon_e = \frac{1 + 1 + \epsilon_r}{3}$$

여기서  $\epsilon_e$ 는 실효 유전율이며 식(2)에서  $s' = \sqrt{(2d)^2 + s^2}$  이며, 식(3)에서  $2w = 2\pi a$  이므로  $a = w/\pi$ 가 된다.

### 3. 안테나 설계

일반적으로 시간 영역에서 짧은 펄스를 사용하기 위한 안테나의 경우, 광대역의 주파수 영역에서 방사 효율이 높아야 한다. 이런 목적으로 많은 종류의 안테나들이 개발되었으며 그 중 V 안테나나 Vivaldi 안테나의 경우 급전을 슬롯형태로 사용하기 때문에 슬롯 간격이 아주 작아 구현하는데 어려움이 있다[8,9]. 본 논문에서는 이런 단점을 보완하기 위해 양면에 급전을 하는 안테나 구조를 설계하였다. 그림 3은 제안된 안테나 구조이며, 두 개의 스트립 라인들은 안테나의 급전선으로 사용되며 폭이 3.99mm이고 길이는 102.43mm이다. 급전선의 끝부분에서부터 광대역 특성을 얻기 위해서 안테나의 모양이 점차 지수적으로 증가하는 형태를 가진다. 그림 3에서 실선은 기판 윗면의 스트립 라인을 나타내며 점선은 기판 아랫면의 스트립 라인을 나타낸다. 이 실선과 점선은 대칭적 구조를 가지며, 스트립 라인 끝지점 사이의 간격은 42.4mm 이다. 급전선은 구리로 코팅 하였고, 안테나 영역은 구리로 코팅한 경우(PEC 안테나), 흑연으로 코팅한 경우(R 안테나)와 R 안테나에 슬롯을 내어 구현한 경우(RL 안테나)를 각각 제작하였는데 그림 3에서는 RL 안테나를 나타내었다. R 안테나의 경우 PEC 안테나에 비해 내부 반사를 줄이는데 효과적이거나 방사효율은 다소 줄어든다. 하지만 RL 안테나의 경우 내부 반사는 줄이고 슬롯을 스트립 라인에 도입함으로써 유도성 부하를 가지게 되므로 방사효율은 높일 수 있다. 또한 슬롯으로 인해서 스트립의 면적이 줄어들게 되므로 안테나의 임피던스가 끝단으로 가면서 더욱 증가되게 된다. 따라서 이 슬롯의 시작위치와 슬롯 간격을 변화시킴으로써 임피던스를 조절할 수 있게 된다.

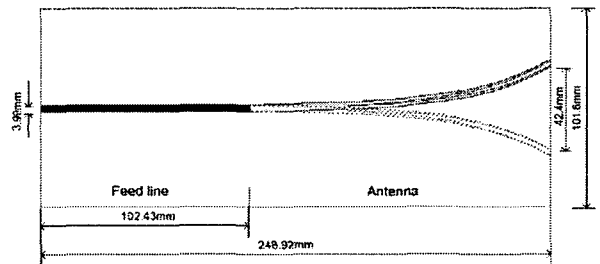


그림 3 양면 마이크로스트립 안테나의 구조  
 Fig. 3 The geometry of double-sided microstrip antenna

본 연구에서 제안된 안테나 모델을 수치적으로 해석하기 위해 그림 4에서 보이는 것처럼 많은 쌍의 다이폴 안테나 배열로 고려될 수 있다. 슬롯이 없는 부분에서 하나의 다이폴 쌍은 윗면 스트립과 아랫면 스트립으로 구성되며 슬롯이 있는 부분에서는 윗면에 두 개의 스트립과 아랫면의 두 개의 스트립으로 구성된 다이폴로 고려되어진다. 즉 안테나의 해석은 다이폴 배열 이론에 따라 계산되어진다. 또한 각각의 다이폴에서는 수평전류와 수직 전류로 분리해서 구해지며 수직전류는 대부분 x축으로 방사되며 수평전류는 위와 아래의 전류방향이 반대이므로 x축으로 방사되는 성분은 상쇄되며 x축과 수직인 면으로 방사를 한다. 여기서 2h는 각 다이폴 쌍의 중심에서 중심사이의 거리이고  $\phi$ 는  $r_0$ 과 y축사이의 각이며,  $r_1$ 과  $r_2$ 는 관측점과 다이폴 사이의 거리이며

$r_0$ 와의 관계는  $r_1 = r_0 - h \cos \phi$ ,  $r_2 = r_0 + h \cos \phi$ 이다. 각 다이폴에서 전류는 수평전류  $I_v$ 와 수직 전류  $I_h$ 성분의 합으로 나타낸다. 안테나 이론[10]에 의해 관측점에서 각 다이폴 쌍의 전계는 두 다이폴 안테나의 합으로써 식(4)와 식(5) 같이 표현되어 진다.

$$E_v \cong E_{mv} \sin \phi e^{-j\beta r_0} (e^{j\beta h \cos \phi} + e^{-j\beta h \cos \phi}) \sin \tau \quad (4)$$

$$E_{mv} = j\eta_0 \beta I_{0v} h_{0v} / 4\pi r_0$$

$$E_h \cong E_{mh} \cos \phi e^{-j\beta r_0} (e^{j\beta h \cos \phi} - e^{-j\beta h \cos \phi}) \cos \tau \quad (5)$$

$$E_{mh} = j\eta_0 \beta I_{0h} h_{0h} / 4\pi r_0$$

여기서  $E_v$ 와  $E_h$ 는 관측점에서 전계의 수직성분과 수평성분이며,  $I_{0v}$ 와  $I_{0h}$ 는 각 수직, 수평다이폴에서의 수직전류와 수평전류이다.  $h_{0v}$ 과  $h_{0h}$ 는 수직과 수평다이폴의 길이이며,  $\tau$ 는 안테나를 따라 흐르는 전류의 방향과 x축과의 각을 나타낸다. 식(4)와 식(5)에서  $E_{mv}$ 와  $E_{mh}$ 는 고정된 주파수에서는 상수 값을 가진다. 따라서 전계의 수직성분과 수평성분은 공간에서  $\phi$ 에만 의존하는 함수로 나타난다. 만약에 충분히 많은 다이폴로 근사한다면, 지수적으로 증가하는 스트립 안테나는 그림 4에서 보는 바와 같이 다이폴 안테나 배열로 근사될 수 있다. 원거리 영역에서 전계의 강도는 모든 등가 다이폴 안테나의 합으로부터 얻을 수 있으며 단지 다이폴 사이에 전류의 전파로 인한 위상 지연만 나타나게 된다. 따라서 전체 전계는 식(6)과 같이 나타난다.

$$E_{v\_total} = A_v \sin \phi [(e^{j\beta h_1 \cos \phi} + e^{-j\beta h_1 \cos \phi}) \sin \tau_1 + (e^{j\beta h_2 \cos \phi} + e^{-j\beta h_2 \cos \phi}) e^{-j\beta d} \sin \tau_2 + \dots + (e^{j\beta h_n \cos \phi} + e^{-j\beta h_n \cos \phi}) e^{-jn\beta d} \sin \tau_n] \quad (6)$$

$$E_{h\_total} = A_h \cos \phi [(e^{j\beta h_1 \cos \phi} - e^{-j\beta h_1 \cos \phi}) \cos \tau_1 + (e^{j\beta h_2 \cos \phi} - e^{-j\beta h_2 \cos \phi}) e^{-j\beta d} \cos \tau_2 + \dots + (e^{j\beta h_n \cos \phi} - e^{-j\beta h_n \cos \phi}) e^{-jn\beta d} \cos \tau_n]$$

여기서  $d$ 는 이웃하는 두 다이폴 사이의 전파거리,  $h_n$ 은  $n^{th}$  두 다이폴 사이의 높이이며,  $A_v$ 와  $A_h$ 는 식(4)와 식(5)에서 구할 수 있는 상수이다.  $\tau_n$ 은  $n^{th}$ 에서의 전류의 진행 방향과 x축 사이의 각이며,  $\sin \tau_n$ 과  $\cos \tau_n$  수직전류와 수평전류의 인자이다. 즉  $I_v = I \sin \tau$ 이고,  $I_h = I \cos \tau$ 이다. 슬롯이 있는 구조에 대한 전계 필드는 식(6)을 이용하여 쉽게 구할 수 있다.

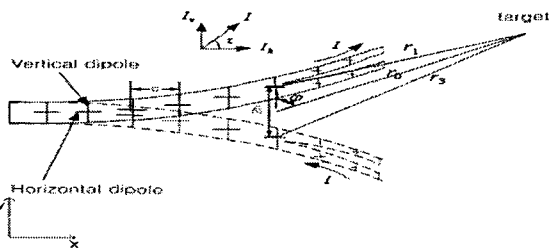
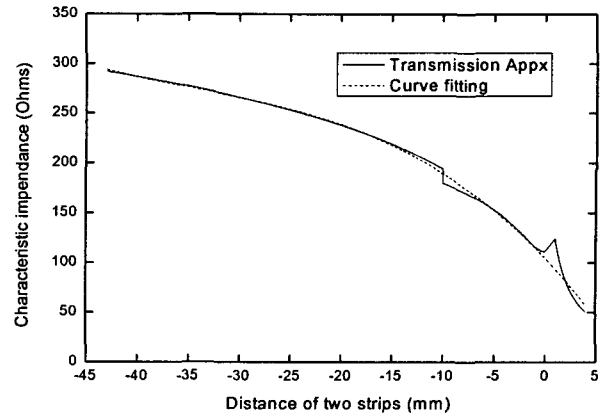
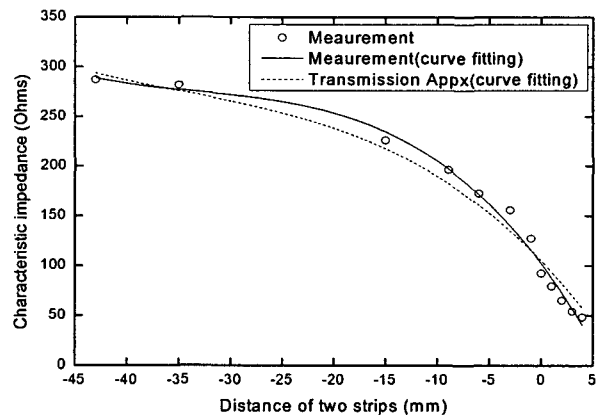


그림 4 양면 마이크로스트립 안테나에 대한 다이폴 모델  
Fig. 4 Model of the dipole for double-sided microstrip antenna



(a)



(b)

그림 5 특성임피던스

(a) 전송선로 모델의 근사화 (b) 측정값

Fig. 5 Characteristic impedance

(a) approximation by transmission line model (b) by measurement

#### 4. 수치해석 결과 및 측정

본 연구에서는 제안된 안테나 구조의 특성임피던스를 3가지 전송선로 모델(마이크로스트립, 슬롯라인, 2선식)로 근사화 하였다. 즉 안테나 윗면의 스트립과 아랫면의 스트립 사이의 거리가 변함에 따른 특성임피던스를 그림 5에서 나타내었다. x축은 윗면과 아랫면의 가장자리가 완전히 겹쳐졌을 때인  $s$ 가 3.99mm일 때부터 점차적으로 윗면과 아랫면이 분리되는  $s$ 가 -43mm일 때까지의 거리를 나타낸다. 그림 5(a)는 식(1) - (3)에 의해 특성임피던스를 전송선로 모델로 근사화해서 얻어진 값이며, 그림 5(b)는 네트워크 분석기를 이용하여 측정하였으며, FR4는 고주파에서 손실이 있기 때문에 저주파 대역(200MHz-350MHz)에서 종단에 50옴의 더미저항을 연결하여 S11을 측정하였다. 윗면과 아랫면이 분리된 구조의 특성임피던스를 측정하기 위해 스트립 양단에 와이어를 접합함으로써 윗면과 아랫면의 스트립을 SMA 커넥터에 연결하여 한 쪽단은 네트워크 분석기로 급전하고 다른 한 쪽단은 50옴의 더미저항을 연결하여 측정하였다. 물론 와이어에 의해 인덕턴스가 발생하나 양 쪽단에 두 개의

와이어가 서로 대칭적이기 때문에 임피던스를 측정하는 데는 영향이 없었다. 이와 같은 방법으로 측정된 S11으로부터 특성임피던스를 추출하게 되는데, 50개의 세그먼트로 분리하여 각각의 세그먼트에서의 원의 중심을 구하고 이를 평균하여 중심점의 위치를 찾았다. 이 결과는 또한 3차 보간 다항식을 이용하여 근사 곡선을 구하였다. 결과에서 보듯이 측정된 결과와 전송선로 모델로 근사화한 것이 일치함을 볼 수 있다.

그림 6에서는 실제 제작된 안테나를 보여준다. 그림 6(a)는 구리로 코팅된 PEC 안테나, 그림 6(b)는 저항체인 흑연으로 코팅된 R 안테나 그리고 그림 6(c)는 흑연으로 코팅된 부분에 슬롯이 있는 RL 안테나이다.

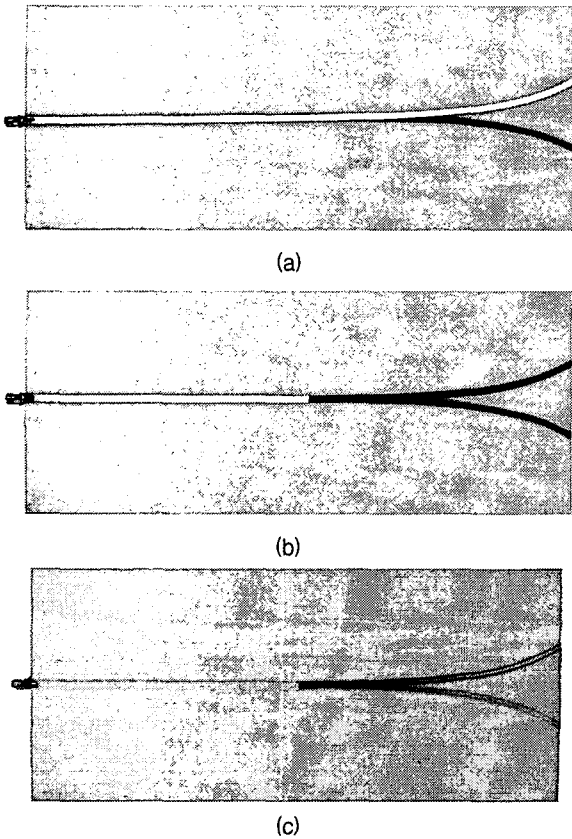
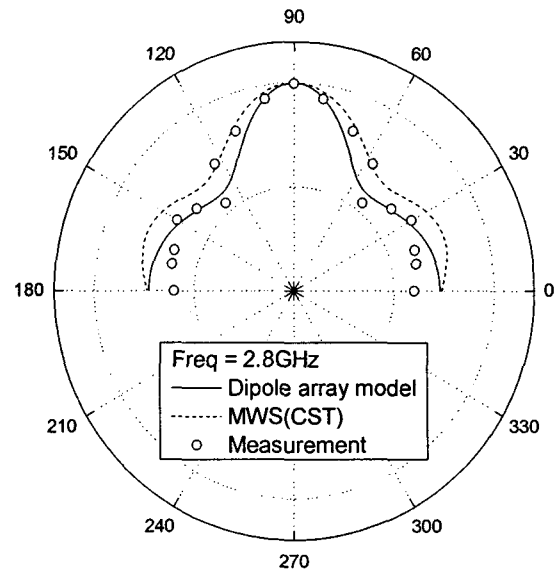


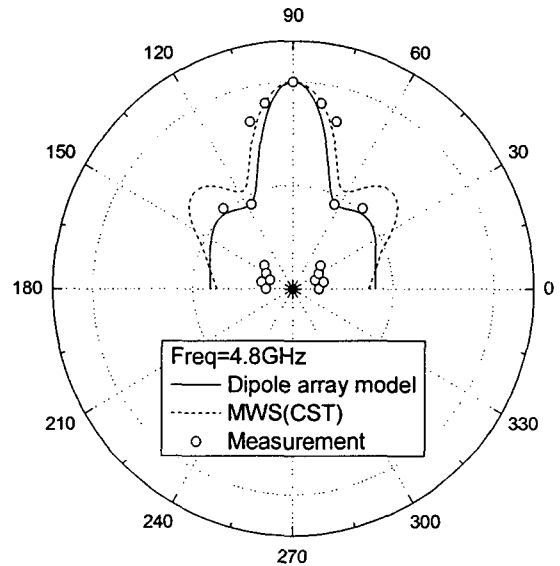
그림 6 제작된 안테나 (a) PEC 안테나 (b) R 안테나 (c) RL 안테나

Fig. 6 Implemented antennas (a) PEC antenna (b) R antenna (c) RL antenna

그림 7은 RL 안테나의 구조를 식(6)에 의해서 다이폴 배열 모델로 계산되어진 x-y 평면에서의 방사패턴, 일반적으로 잘 알려진 상용소프트웨어인 MWS사의 CST 프로그램을 이용하여 계산된 결과와 측정된 결과를 비교한 것이다. 그림 7(a)는 주파수가 2.8GHz에서 비교한 결과이며, 그림 7(b)는 주파수가 4.8GHz에서 비교한 결과이다. 결과가 일치함을 볼 수 있으며, 4.8GHz에서는 0-30도 부근의 방사패턴이 시뮬레이션과 다소 차이가 있으나 실제 적용하는 문제에서는 흡수체를 사용하여 방사를 억제하는 방향이다. 따라서 실제 제작된 안테나로서의 방사패턴은 더 좋다고 볼 수 있다.



(a)



(b)

그림 7 x-y 평면에서의 방사패턴 (a) 2.8GHz (b) 4.8GHz  
Fig. 7 Radiation patten in x-y plane (a) at 2.8GHz (b) at 4.8GHz

그림 8은 각 안테나 내부의 전류분포를 알기 위해서 작성된 RWG기초함수를 이용한 모멘트법[11]을 사용하여 주파수에 따른 전류분포를 계산한 결과이다. PEC 안테나의 경우 안테나 내부에서 정재파가 발생하여 주파수에 따라 전류분포가 많이 변함을 알 수 있다. 이는 안테나 내부에서의 공진현상이 발생하는 요인이며 이를 줄이기 위해, 즉 주파수에 따른 전류분포의 변화를 억제하기 위해 저항성분을 삽입하였고, 그 결과가 그림 8(b)에 보이는 것처럼 전류의 변화가 줄어들게 됨을 알 수 있다. 하지만 저항성분에 의한 전류 억제는 안테나의 방사효율을 저하시키기 때문에 그림 8(c)처럼 인덕티브 성분을 추가하여 전류변화는 줄이면서 전류의 억제는 줄이는 것으로 방사효율을 개선시켰다.

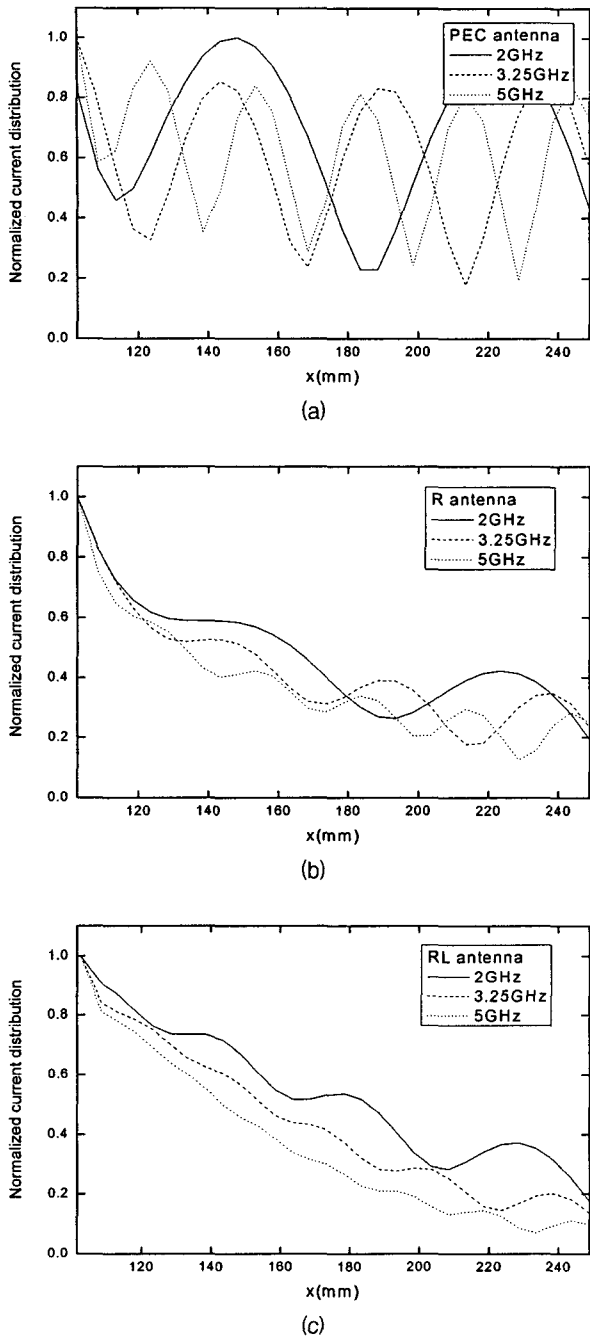


그림 8 주파수에 따른 안테나 내부의 정규화된 전류분포 (a) PEC 안테나 (b) R 안테나 (c) RL 안테나  
 Fig. 8 Normalized current distribution on antenna (a) PEC antenna (b) R antenna (c) RL antenna

안테나의 성능을 평가하기 위해 안테나와 가까운 거리에 완전도체 평판을 두고 네트워크 분석기로 측정하였다. 안테나의 급전은 동축 케이블을 사용한 불평형 구조로 급전을 하였으며, 이는 안테나가 양면에 선로를 가지는 평형 구조로 되어 있으므로 입력단에 의한 반사가 발생한다. 측정의 정확도를 높이기 위해 전자파 무향실에서 도체 평판이 없을 때의 신호를 측정하여 그 두 결과를 뺀으로써 입력단에서 발생하는 반사 및 잡음에 의한 신호를 제거하고 순수한 도

체 평판에 의한 산란된 신호만을 그림 9에 나타내었다. 그림 9에서 알 수 있듯이 PEC 안테나의 경우 산란체에 의한 신호가 가장 크며, 그 다음은 RL 안테나, R 안테나 순으로 나타난다. PEC 안테나의 경우 3.5ns경에 안테나 내부의 다중반사로 인한 신호가 나타나는 것을 볼 수 있다. 하지만 RL 안테나와 R 안테나는 내부 반사가 줄어들을 알 수 있고, RL 안테나는 R 안테나에 비해 첨두치가 약 45% 증가된 신호를 측정할 수 있었다.

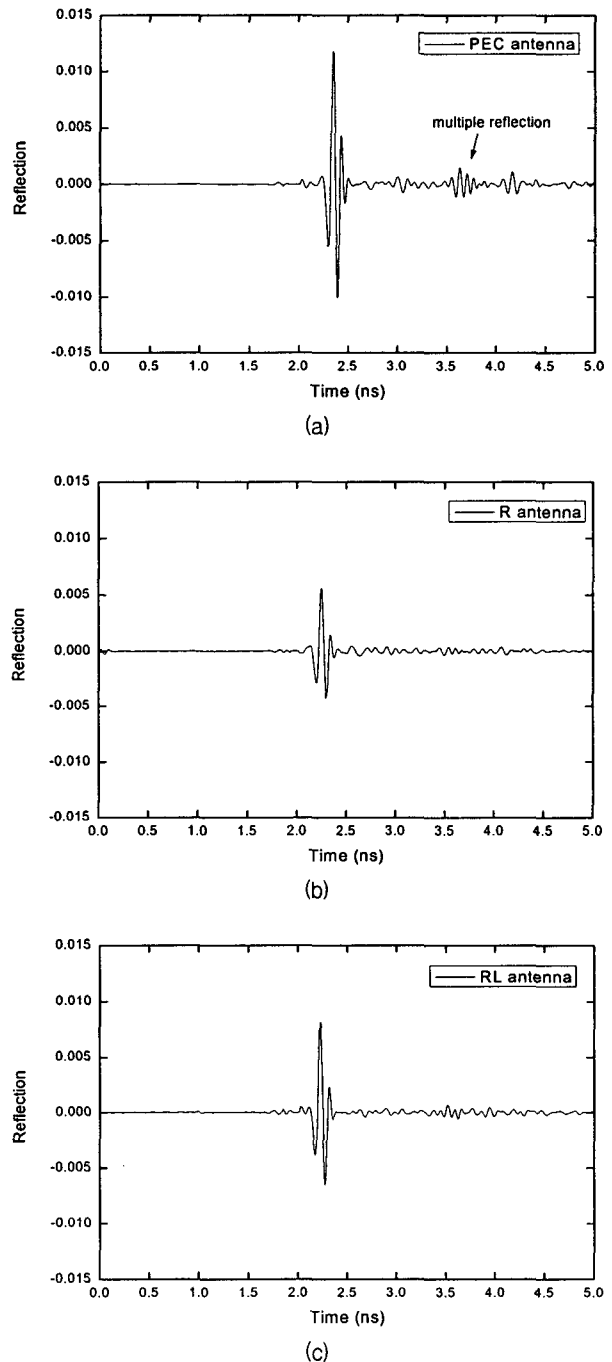


그림 9 산란체로부터 산란된 신호 (a) PEC 안테나 (b) R 안테나 (c) RL 안테나  
 Fig. 9 The scattered signal from target (a) PEC antenna (b) R antenna (c) RL antenna

5. 결 론

본 논문에서는 기존의 광대역 안테나에 비해 제작하기 간편한 양면 급전형 안테나에 저항성 부하를 스트립라인에 흑연을 도포함으로써 구현하고, 유도성 부하인 인덕티브 성분은 스트립라인에 슬롯을 삽입하여 설계하였다. 설계된 안테나는 모멘트법을 사용하여 전류분포를 구하였고, 다이폴 배열 안테나로 모델링하여 안테나 패턴을 계산하여 유효성을 검증하였다. 저항성부하가 있는 경우와 없는 경우, 유도성부하가 있는 경우와 없는 경우를 각각 제작하여 결과를 비교하였다. 저항성부하가 없는 경우는 방사효율은 좋으나 안테나 내부 반사로 인한 다중 반사가 발생하며, 저항성부하와 유도성 부하를 둘 다 구현한 경우는 저항성 부하를 삽입함으로써 내부반사는 줄이고 방사효율은 유도성 부하인 인덕티브 성분을 삽입함으로써 높이는 효과를 가져 올 수 있음을 보였다.

참 고 문 헌

[1] T. T. Wu and R. W. P. King, "The cylindrical antenna with nonreflecting resistive loading," IEEE Trans. Antennas Propag., Vol. AP-13, pp. 369-373, 1965.

[2] B. L. J. Rao, Joseph E. Ferris and Wiley E. Zimmerman, "Broadband Characteristics of Cylindrical Antennas with Exponentially Tapered Capacitive Loading," IEEE Trans. Antennas Propag., Vol. 17, pp. 145-151, 1969.

[3] T. P. Montola and G. S. Smith, "Land mine diction using ground penetrating radar based on resistively loaded vee dipoles," IEEE Trans. Antennas Propag., Vol. 47, pp. 1795-1806, 1999.

[4] A. A. Lestari, A. G. Yarovoy, and L. P. Ligthart, "R-C loaded bow-tie antenna for improved pulse radiation," IEEE Trans. Antennas Propag., Vol. 52, pp. 2555-2563, 2004.

[5] Y. Chen, W. T. Joines, Z. Xie, G. Shi, Q. H. Liu, and L. Carin, "Double-sided exponentially tapered GPR antenna and its transmission line feed structure," IEEE Trans. Antennas Propag., Vol. 54, pp. 2615-2623, 2006.

[6] Z. Zhao, C. H. Ahn and L. Carin, "Nonuniform

frequency sampling with active learning: application to wide-band frequency-domain modeling and design," IEEE Trans. Antennas Propag., Vol. 53, pp. 3049-3057, 2005.

[7] B. C. Wadell, Transmission Line Design Handbook, Artech House, Inc., Norwood, MA, 1991.

[8] G. A. Thiele and E. p. Ekelman, "Design formulas for vee dipoles," IEEE Trans. Antennas Propag., Vol. 28, pp. 588-590, 1980.

[9] P. J. Gibson, "The vivaldi aerial," Proc. 9th European Microwave Conference, pp. 101-105, 1965

[10] W. L. Stutzman, G. A. Thiele, Antenna Theory and Design, John Wiley & Sons, Inc., New York, NY, 1998.

[11] S. M. Rao, D. R. Wilton and A. W. Glisson, "Electromagnetic scattering by surface of arbitrary shape", IEEE Trans. Antennas Propag., Vol. 30, pp. 409-418, 1982

저 자 소 개



전 상 봉 (全相鳳)

1974년 1월 7일생. 2001년 영남대학교 공과대학 전기전자공학부 졸업, 2003년 동대학원 전자공학과 졸업(석사). 현재 동대학원 전자공학과 박사수료.  
e-mail : jsb0107@yumail.ac.kr



안 창 회 (安昌會)

1985년 서울대학교 공과대학 전기공학과 졸업. 1992년 한국과학기술원 졸업 (공학박사). 1997년 University of Illinois at Urbana-Champaign post-doctorial fellowship, 2004년 Duke university 방문교수. 현재 영남대학교 전자정보공학부 교수  
e-mail : chahn@yu.ac.kr