

# 전송선로 모델을 이용한 마이크로스트립 슬롯 배열 안테나 설계

## Microstrip Slot Array Antenna Design by Using Transmission Line Model

한석진 · 박익모 · 신철재

Seok-Jin Han · Ik-Mo Park · Chull-Chai Shin

### 요 약

본 논문은 T-모양 급전선을 갖는 마이크로스트립 슬롯 안테나를 전송선로 모델로 해석을 하였다. 마이크로스트립 선로와 슬롯 선로의 접합면을 트랜스포머로 모델링을 하였으며 실험적인 방법으로 트랜스포머의 turn ratio 를 유도하였다. 전송선로 모델을 이용하여 단일 안테나뿐만 아니라 1×2, 1×4 배열 안테나를 해석하여 설계하였고 제작하여 전송선로 모델로 계산한 반사손실 값과 측정값의 비교를 통해 전송선로 모델이 안테나 설계에 유용함을 입증하였다. 측정된 단일 안테나, 1×2, 1×4 배열 안테나의 대역폭은 VSWR ≤ 2를 기준으로 하여 각각 28.5%, 47.8% 50.9% 였고 1×4 배열 안테나의 E-평면에서 주빔의 3 dB 빔폭은 약 27°, 이득은 7.97 dBi 였다.

### Abstract

A T-shaped microstripline-fed printed slot antenna is analyzed by using the transmission line model (TLM) in this paper. Microstrip-slotline junction is modeled by employing a transformer and the transformer turn ratio is derived empirically. The method is extended to the case of 1×2, 1×4 array antennas. Return loss results obtained by using the transmission line model are compared with measured results and demonstrated the usefulness of the transmission line model. The maximum bandwidths of a single antenna, 1×2, 1×4 array antennas are 28.5%, 47.8%, and 50.9%, respectively, for the VSWR ≤ 2. The gain of 1×4 array antenna is 7.97 dBi and the beamwidth is about 27°.

### I. 서 론

최근 국내의 셀룰라, PCS 등 이동 통신과 위성통신 시장의 수요가 급격히 증가함에 따라 빔폭이 좁고, 높은 지향성 이득을 요구하는 안테나가 필요하게 되었다. 단일 안테나로는 이러한 요구를 충족시키기 어렵고 안테나의 배열을 통해 이를 만족시킬 수 있으며 이에 대한 연구가 많이 진행되어 왔다<sup>[1],[2]</sup>. 본 논문에서는 선형이나 평면 배열로 만들기가 쉬울 뿐만 아니라 초고주파 회로와 집적화하기가 쉬우며 마이크로스트립 패치 안테나에 비하여 대역

폭이 넓고 낮은 교차편파를 갖는 마이크로스트립 슬롯 안테나를 사용하여 배열 안테나를 설계하였다.

마이크로스트립 안테나가 널리 사용되면서 마이크로스트립 안테나를 해석하는 연구들이 많이 진행되고 있다. 현재 널리 알려진 Method of Moments (MoM), Finite-Difference Time-Domain (FDTD) method, Finite Element Method (FEM) 등의 full wave 해석법은 정확한 해석을 할 수 있지만 계산시간이 오래 걸리는 단점이 있다. 반면에 Munson<sup>[3]</sup>이 제안한 전송선로 모델 (TLM)은 full wave 해석방법에 비해 계산량이 적고 간단한 식으로 표현할 수

이주대학교 전자공학부(School of Electronics Engineering, Ajou University)

· 논문 번호 : 991230-128

· 수정완료일자 : 2000년 3월 27일

있는 장점이 있으며 비교적 정확한 결과를 제공함으로써 안테나 초기설계에 유용하다<sup>[4],[5]</sup>. 마이크로스트립 슬롯 안테나를 전송선로로 모델링 하는 경우 Chambers<sup>[6]</sup>가 마이크로스트립 선로와 슬롯 선로의 접합면을 트랜스포머로 등가화 하는 것을 처음 제안 하였으며 이것을 Knorr<sup>[7]</sup>가 트랜스포머의 turn ratio를 구하여 이론값과 실험값의 비교를 통해 전송선로 모델의 유용함을 입증하였다. 기존의 굽전선로가 슬롯을 가로지르는 방식에서 문제가 되는 높은 복사저항을 줄이기 위해 Yoshimura<sup>[8]</sup>가 굽전선의 위치를 중심에서 양끝으로 offset시키는 방식을 제안하였으며 이를 Axelrod<sup>[4]</sup>는 Knorr<sup>[7]</sup>가 구한 turn ratio를 사용하여 전송선로 모델로 해석하였다.

본 논문에서는 슬롯 폭이 넓은 경우에도 낮은 복사저항 값을 가지면서 넓은 대역에서 좋은 정합특성을 가지는 T-모양 굽전방식<sup>[9]</sup>을 전송선로 모델로 해석하였다. T-모양 굽전방식은 기존의 굽전구조와 다르기 때문에 Knorr<sup>[7]</sup>와 Das<sup>[10]</sup>가 구한 turn ratio를 사용할 수 없다. 따라서 T-모양 굽전구조에 사용할 수 있는 turn ratio가 필요하며 본 논문에서는 실험적인 방법으로 turn ratio를 구하였다. 이를 사용하여 단일 안테나뿐만 아니라 배열 안테나를 전송선로 모델로 해석을 하였으며 중심주파수 1.81 GHz에서 단일 안테나를 약 반 파장 간격으로 배열하여 1×2, 1×4 배열 안테나를 설계하였고 제작하여 전송선로 모델로 계산한 반사손실 값과 측정된 값을 비교하여 전송선로 모델의 유용함을 입증하였다. 그 이론값과 비교 분석하였다.

## II. 슬롯 배열 안테나의 해석 및 설계

### 2-1 단일 안테나

T-모양 굽전선을 갖는 마이크로스트립 슬롯 안테나의 구조는 그림 1과 같다. 밑면에 있는 T-모양 마이크로스트립 굽전선으로 전자기파가 굽전되어 접지면에 있는 직사각형 모양의 복사소자인 슬롯을 여기시켜 복사하는 구조를 가진다.

유전상수가 4.3이고 두께가 1mm인 FR-4 기판을 사용하였으며 설계 변수로서  $L$ 은 슬롯의 길이,  $W$ 는 슬롯의 폭,  $l_d$ 는 T-모양 굽전선의 가로길이,  $w_f$ 는

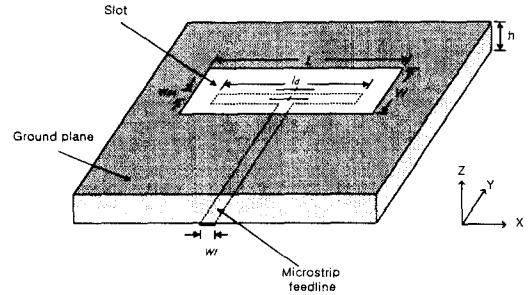


그림 1. T-모양 굽전선을 갖는 단일 마이크로스트립 슬롯 안테나 구조

Fig. 1. Structure of a single microstrip slot antenna with T-shaped feedline.

굽전선의 폭,  $w_{os}$ 는 슬롯 중심에서 T-모양 굽전선 중심 사이의 간격으로 offset 길이를 각각 나타낸다. 여러 설계변수 중 공진 주파수를 결정하는데 슬롯의 길이가 가장 큰 변수로 작용하며, 슬롯의 공진 길이와 공진 주파수 사이의 관계는 다음과 같다<sup>[4]</sup>.

$$L = L_{eq} - 2\Delta \quad (1)$$

$$L_{eq} = \frac{150}{\sqrt{\epsilon_{eff}} \cdot f_{res} (GHz)} \quad [mm] \quad (2)$$

여기서  $\epsilon_{eff}$ 는 슬롯의 실효 유전상수,  $f_{res}$ 는 공진 주파수,  $L_{eq}$ 는 전기적인 공진 길이를 각각 나타내며 일반적으로 전기적인 공진 길이 ( $L_{eq}$ )는 실제 물리적인 공진 길이 ( $L$ )보다 약간 크게 되는데 이것은 슬롯 선로가 단락으로 종단되었을 때 종단 부근에서 생기는 인덕티브 종단 효과 때문이다<sup>[11]</sup>.

그림 2에서는 T-모양 굽전선을 갖는 단일 마이크로스트립 슬롯 안테나를 전송선로 모델로 등가화 하여 나타냈다. 마이크로스트립 선로와 슬롯 선로의 접합면을 트랜스포머로 나타내어 마이크로스트립 선로에 직렬로 연결하여 등가화 하였다<sup>[6]</sup>.  $Z_m$ 은 마이크로스트립 선로의 특성 임피던스로  $50 \Omega$ 이고,  $Z_s$ 는 슬롯 선로의 특성 임피던스이며,  $C_o$ 는 마이크로스트립 선로의 개방 종단에서 발생하는 커패시턴스이다. 굽전단에서의 입력 임피던스  $Z_{in}$ 은 식 (3)처럼 구할 수 있다.

$$Z_{in} = jX_m + (jX_s // R_o // jX_s) \quad (3)$$

여기서  $jX_m$ 은  $l_d/2$ 의 길이를 갖는 개방 마이크로

스트립 급전선로의 입력 임피던스로  $C_o$ 를 무시했을 때 식 (4)와 같고

$$jX_m = -j\frac{1}{2} Z_m \cot\left(\beta_m \cdot \frac{l_d}{2}\right) \quad (4)$$

$jX_s$ 는  $L_{eq}/2$ 의 길이를 갖는 단락 슬롯 선로의 입력 임피던스로 식 (5)와 같다.

$$jX_s = j Z_{os} \tan\left(\beta_s \cdot \frac{l_{eq}}{2}\right) \quad (5)$$

식 (4)와 (5)에서의  $\beta_m$ 과  $\beta_s$ 는 각각 마이크로스트립 선로와 슬롯 선로의 위상상수를 나타낸다. 식 (5)에서  $Z_{os}$ 는 마이크로스트립 선로와 슬롯 선로의 커플링을 고려하여 등가화 한 임피던스로 식 (6)과 같이 표현할 수 있다.

$$Z_{os} = n^2 \cdot Z_s \quad (6)$$

식 (6)의  $n$ 은 트랜스포머의 turn ratio로 마이크로스트립 선로와 슬롯 선로 사이의 커플링량을 나타낸다. 본 논문에서는 커플링에 많은 영향을 주는 offset ( $w_{os}$ )과 슬롯 폭( $W$ )을 변수로 하여 슬롯 폭( $W$ )의 범위가 4 mm에서 20 mm까지 4 mm 간격으로 안테나를 제작하여 각각의 입력 임피던스를 구하였고, 그 값과 전송선로 이론으로 구한 값과 근접하도록 여러  $n$  값을 대입해  $n$  값을 도출해 내고 curve fitting 방법으로 식 (7)을 유도하였다.

$$n = \left(0.43 + \frac{0.15}{W}\right) \times \left(1 - \frac{w_{os}}{W}\right) \quad (7)$$

식 (7)에서  $n$ 은  $w_{os}$ 와  $W$ 의 함수로도 잘 나타낼 수 있는데 이는 T-모양 급전선의 가로길이( $l_d$ ) 변화에 의한 커플링 영향은 식 (4)의 입력 임피던스에 포함되어 있기 때문이다. 그림 2의  $R_o$ 는 T-모양 급전선이 슬롯 중심에서 offset될 때 offset에 따른 복사저항을 나타내며 앞에서와 같은 실험적인 방법으로  $R_o$ 를 식 (8)과 같이 유도하였다.

$$R_o = R_r \left(1 - 2.6 \frac{w_{os}}{W}\right) \quad (8)$$

여기서  $R_r$ 은  $w_{os}$ 가 0일 때의 복사저항 값을 나타낸다. 슬롯 폭( $W$ )이 16 mm일 경우 실험한 복사저항  $R_r$ 은 169  $\Omega$  이었으며, 그림 3에서  $w_{os}$  설계

변수에 의한  $n$ 값과  $R_o$ 값의 변화치를 나타내고 있다.  $w_{os}$ 가 증가하면서  $n$ 과  $R_o$ 의 값이 줄어드는 경향을 나타내며  $w_{os}$ 가 커플링과 복사저항에 주는 영향을 알 수 있다.

앞에서 제시한 전송선로 모델을 이용하여 중심주파수가 1.81 GHz인 단일 안테나를 설계하였다. 그리고 각각의 설계변수에 따른 입력 임피던스의 변화를 관찰하였고 이를 바탕으로 안테나를 최적화 하였다. 최적화 한 단일 안테나의 설계변수는 슬롯 길이( $L$ )가 63 mm, 슬롯 폭( $W$ )이 16 mm, offset( $w_{os}$ )이 4.0 mm, 그리고 T-모양 급전선 가로길이( $l_d$ )와 급전선

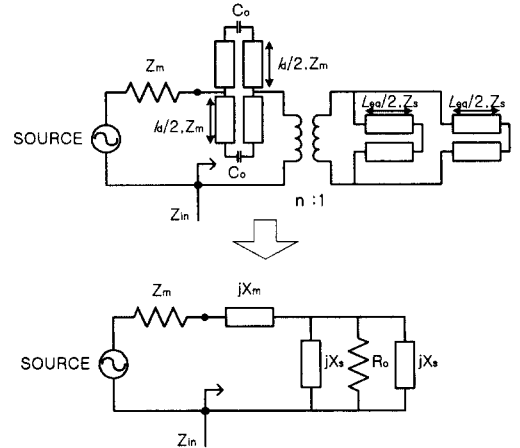


그림 2. T-모양 급전선을 갖는 단일 마이크로스트립 슬롯 안테나 등가모델

Fig. 2. Equivalent circuit of a single microstrip slot antenna with T-shaped feedline.

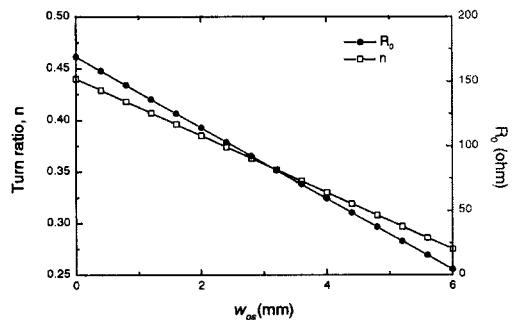


그림 3. 슬롯 폭이 16 mm일 때  $w_{os}$ 의 변화에 의한 Turn ratio와  $R_o$

Fig. 3. Turn ratio and  $R_o$  with respect to  $w_{os}$  when the width of the slot is 16 mm.

폭( $w_y$ )이 각각 44.5 mm와 2 mm이다.

### 2-2 배열 안테나

2-1절의 단일 안테나를 기본으로  $1 \times 2$ ,  $1 \times 4$  배열 안테나를 설계하였고 그림 4와 6에 각각 그 구조를 나타내었다. 그림 4와 같은 급전구조의 경우 아래에 위치한 안테나는 위에 위치한 안테나와 비교하여 급전하는 방향이 반대이므로  $180^\circ$  위상차가 생긴다. 이를 보상하기 위하여 아래 안테나에 급전선의 길이를  $\lambda_g/2$  만큼 더 길게 하였다<sup>[12]</sup>. 이와 같은 급전구

조는 일반적인 급전구조에 비하여 구조가 간단하므로 안테나의 전체 크기를 줄일 수 있다. 그리고  $\lambda_g/4$  트랜스포머를 사용하여 각 단일 안테나에 동일한 크기로 전력이 분배되도록 하였고 안테나간의 간격( $d$ )은 안테나 사이의 거리에 따른 복사패턴 특성을 고려하여  $\lambda_g/2$ 로 설계하였다.

그림 5는  $1 \times 2$  배열 안테나를 전송선로 모델로 등가화 한 것이다. 급전단에서의 입력 임피던스  $Z_{in}$ 은 식 (9)와 같이 구할 수 있다.

$$Z_{in} = Z_m \frac{Z_c + jZ_m \tan(\beta_m \cdot l_1)}{Z_m + jZ_c \tan(\beta_m \cdot l_1)} \quad (9)$$

여기서  $Z_c$ 는 식 (10)과 같이 나타낼 수 있으며  $\lambda_g/4$  트랜스포머로 인한 불연속 부분을 등가화한 인덕턴스 ( $L_1, L_2$ )와 커패시턴스 ( $C_s$ )를 포함한 입력 임피던스이다<sup>[13]</sup>.

$$Z_c = j\omega L_1 + \left[ \frac{1}{j\omega C_s} // (Z_{mt} + j\omega L_2) \right] \quad (10)$$

식 (10)의  $Z_{mt}$ 는  $\lambda_g/4$  트랜스포머에서의 입력 임피던스이며 식 (11)과 같이 나타낼 수 있다.

$$Z_{mt} = Z_i \frac{(Z_u // Z_d) + jZ_i \tan\left(\beta_t \cdot \frac{\lambda_g}{4}\right)}{Z_i + j(Z_u // Z_d) \tan\left(\beta_t \cdot \frac{\lambda_g}{4}\right)} \quad (11)$$

여기서  $Z_i, \beta_t$ 는 각각  $\lambda_g/4$  트랜스포머의 특성 임피던스와 위상상수이며  $Z_u$ 와  $Z_d$ 는 각각 위와 아래 안테나에서의 입력 임피던스로 식 (12)와

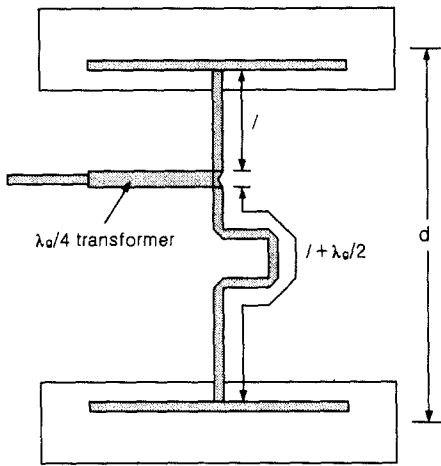


그림 4. T-모양 급전선을 갖는  $1 \times 2$  마이크로스트립 슬롯 배열 안테나

Fig. 4. Layout of a  $1 \times 2$  microstrip slot array antenna with T-shaped feedline.

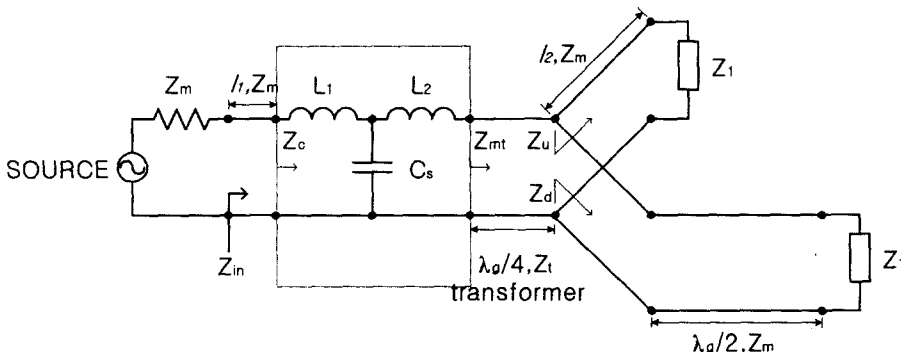


그림 5. T-모양 급전선을 갖는  $1 \times 2$  마이크로스트립 슬롯 배열 안테나 등가모델

Fig. 5. Equivalent circuit of a  $1 \times 2$  microstrip slot array antenna with T-shaped feedline.

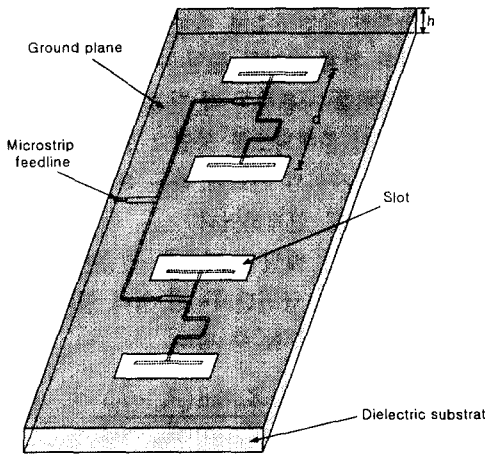


그림 6. T-모양 급전선을 갖는 1×4 마이크로스트립 슬롯 배열 안테나 구조

Fig. 6. Structure of a 1×4 microstrip slot array antenna with T-shaped feedline.

(13)과 같이 나타낼 수 있다.

$$Z_u = Z_m \frac{Z_1 + j Z_m \tan(\beta_m \cdot l_2)}{Z_m + j Z_1 \tan(\beta_m \cdot l_2)} \quad (12)$$

$$Z_d = Z_m \frac{Z_1 + j Z_m \tan\left[\beta_m \cdot \left(l_2 + \frac{\lambda_g}{2}\right)\right]}{Z_m + j Z_1 \tan\left[\beta_m \cdot \left(l_2 + \frac{\lambda_g}{2}\right)\right]} \quad (13)$$

단일 안테나의 경우와 같이 각 설계변수에 따른 입력 임피던스의 변화를 조사하여 1×2 배열 안테나를 최적화 하였다. 최적화 한 1×2 배열 안테나의 설계변수는 슬롯 길이 ( $L$ )가 68 mm, T-모양 급전선 가로길이 ( $l_d$ )가 56.5 mm이며, 슬롯 폭 ( $W$ ), offset ( $w_{os}$ ), 그리고 급전선 폭 ( $w_f$ )은 단일 안테나의 경우와 같다. 배열 안테나의 경우 단일 안테나 간의 상호결합으로 인해 슬롯 길이와 T-모양 급전선 가로길이의 값이 단일 안테나와는 다르게 나타났다. 1×4 배열 안테나는 1×2 배열 안테나를 병렬로 연결한 구조와 같으며 급전단에서의 입력 임피던스는 1×2 배열 안테나 경우와 같은 방법으로 구할 수 있다. 최적화 하였을 때의 설계변수 값은 T-모양 급전선 가로길이 ( $l_d$ )가 48.5 mm이고 그 외 값은 1×2 배열 안테나와 같다.

### 2-3 복사패턴

슬롯의 전계와 자계의 관계를 이용해 Far-field 영역에서의 복사패턴을 구할 수 있다. far-field 영역에서 전계를 구하면 식 (14), (15)와 같다<sup>[14]</sup>.

$$E_\theta = j\beta \frac{e^{-j\beta r}}{4\pi r} E_o L W \sin\phi \frac{\sin\left(\beta \frac{L}{2} \sin\theta \cos\phi\right)}{\beta \frac{L}{2} \sin\theta \cos\phi} \cdot \frac{\sin\left(\beta \frac{W}{2} \sin\theta \sin\phi\right)}{\beta \frac{W}{2} \sin\theta \sin\phi} \quad (14)$$

$$E_\phi = j\beta \frac{e^{-j\beta r}}{4\pi r} E_o L W \cos\theta \cos\phi \frac{\sin\left(\beta \frac{L}{2} \sin\theta \cos\phi\right)}{\beta \frac{L}{2} \sin\theta \cos\phi} \cdot \frac{\sin\left(\beta \frac{W}{2} \sin\theta \sin\phi\right)}{\beta \frac{W}{2} \sin\theta \sin\phi} \quad (15)$$

E-평면에서 전계는  $\phi$ 가 90°일 때로 식 (14)를 식 (16)과 같이 나타낼 수 있으며

$$E_\theta = j\beta \frac{e^{-j\beta r}}{4\pi r} E_o L W \frac{\sin\left(\beta \frac{W}{2} \sin\theta\right)}{\beta \frac{W}{2} \sin\theta} \quad (16)$$

H-평면에서 전계는  $\phi$ 가 0° 일 때로 식 (15)를 식 (17)과 같이 표현할 수 있다.

$$E_\phi = j\beta \frac{e^{-j\beta r}}{4\pi r} E_o L W \cos\theta \frac{\sin\left(\beta \frac{L}{2} \sin\theta\right)}{\beta \frac{L}{2} \sin\theta} \quad (17)$$

단일 안테나를 선형으로 약 반 파장 간격씩 배열을 할 경우 원거리에서의 합성한 전계  $E_t(\theta, \phi)$ 는 단일 안테나의 전계  $E(\theta, \phi)$ 에 array factor(AF)를 곱한 형태로 식 (18)과 같이 나타낼 수 있다.

$$|E_t(\theta, \phi)| = |E(\theta, \phi)| \times AF \quad (18)$$

여기서 AF는 식 (19)처럼 일반형으로 나타낼 수 있으며

$$AF = \frac{\sin(N\phi/2)}{N \sin(\phi/2)} \quad (19)$$

$N$ 은 방사소자의 개수,  $\phi$ 는 각 소자가 반 파장 간격으로 배열되고 동일한 위상으로 급전하였을 경우  $\pi \cos \theta$ 로 표현할 수 있다.

### III. 실험결과 및 분석

2장에서 설계한 단일 안테나와 1×2, 1×4 배열 안테나를 접지면의 크기가 각각 150 mm × 150 mm, 180 mm × 230 mm, 180 mm × 400 mm인 기판에 제작을 하였으며 전송선로 모델이 안테나 설계에 유용함을 보이기 위해 측정된 반사손실 값과 전송선로 모델로 계산한 값을 비교하였다. 단일 안테나의 반사손실 값을 그림 7에 나타내었으며 두 값이 근접한 결과를 보이고 있다. 전송선로 모델의 경우 전압정재파비 2이하의 대역폭은 38.3%였고 제작한 안테나는 28.5%였다. 1×2 배열 안테나의 경우는 그림 8에 나타내었으며 오차가 조금 있지만 전체 결과는 유사한 것을 알 수 있다. 오차는 배열에 의해 만들어지는 단일 안테나간의 상호결합과 표면파 등의 손실을 전송선로 모델에서는 고려하지 않았기 때문이다<sup>[15],[16]</sup>. 1×2 배열 안테나의 전송선로 모델의 대역폭은 46.6%였고 제작한 안테나는 47.8%였다. 1×4 배열 안테나는 그림 9에 나타내었으며 마찬가지로 오차가 조금 있지만 전체 결과는 유사한 것을 알 수 있다. 1×4 배열 안테나의 전송선로 모델의 대역폭은 46.2%였고 제작한 안테나는 50.9%였다.

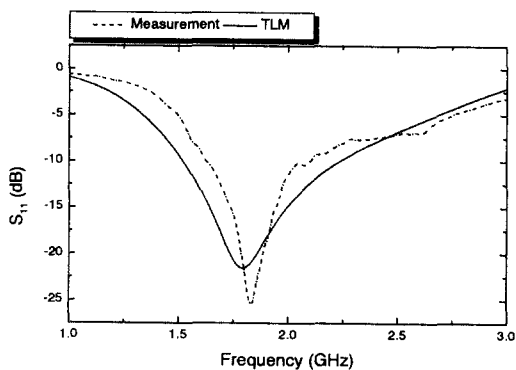


그림 7. T-모양 급전선을 갖는 단일 마이크로스트립 슬롯 안테나 반사손실 값

Fig. 7. Return loss of a single microstrip slot antenna with T-shaped feedline.

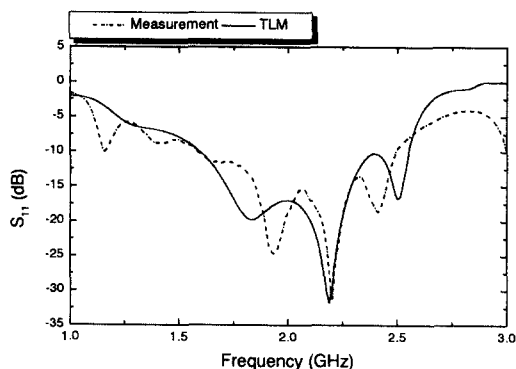


그림 8. T-모양 급전선을 갖는 1×2 마이크로스트립 슬롯 배열 안테나 반사손실 값

Fig. 8. Return loss of a 1×2 microstrip slot array antenna with T-shaped feedline.

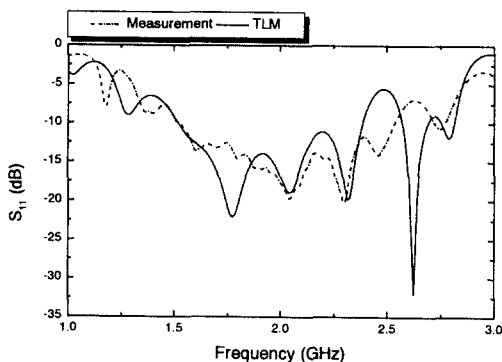
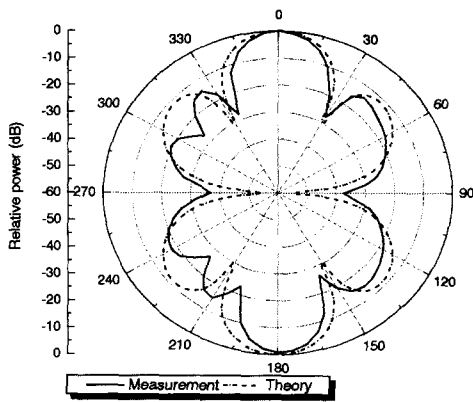


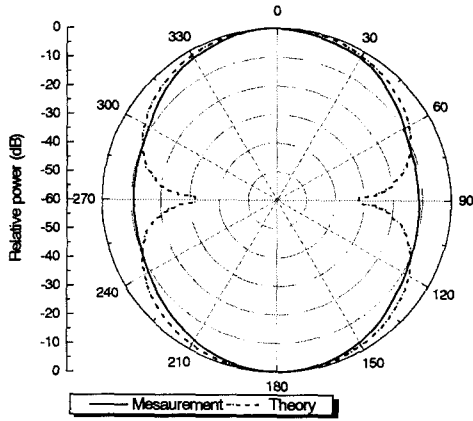
그림 9. T-모양 급전선을 갖는 1×4 마이크로스트립 슬롯 배열 안테나 반사손실 값

Fig. 9. Return loss of a 1×4 microstrip slot array antenna with T-shaped feedline.

그림 10은 1×4 배열 안테나의 복사패턴 측정치와 2-3절의 이론값을 비교한 결과이다. E-평면과 H-평면에 동일편파(Co-polarization)를 비교한 것으로 측정치와 이론치간의 차이를 보이는 것은 측정치의 경우 유한 접지면으로 인해 생기는 종단 회절현상 때문이다. 접지면이 슬롯 길이에 비해 아주 크지 않기 때문에 H-평면 복사패턴은  $\theta$ 가  $\pm 90^\circ$  방향에서 null이 나타나지 않고 있다. 만약 접지면의 크기를 점점 더 크게 하면  $\theta$ 가  $\pm 90^\circ$  방향에서 복사세기가 점점 작아져 무한 접지면으로 해석한 이론치와 같이 null이 나타날 것이다<sup>[17]</sup>. 측정치의 경우 E-평



(a)



(b)

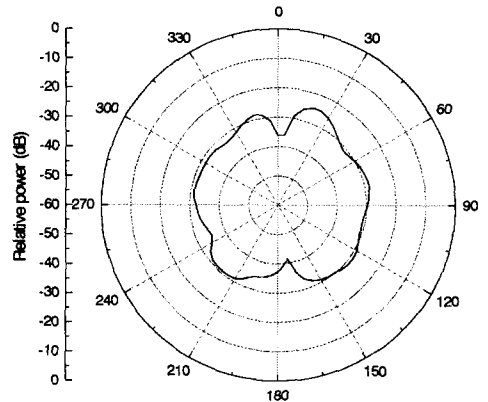
그림 10. T-모양 급전선을 갖는 1×4 마이크로스트립 슬롯 배열 안테나 동일편파 패턴: (a) E-평면, (b) H-평면.

Fig. 10. Co-polarized patterns of a 1×4 microstrip slot array antenna with T-shaped feedline: (a) E-plane, (b) H-plane.

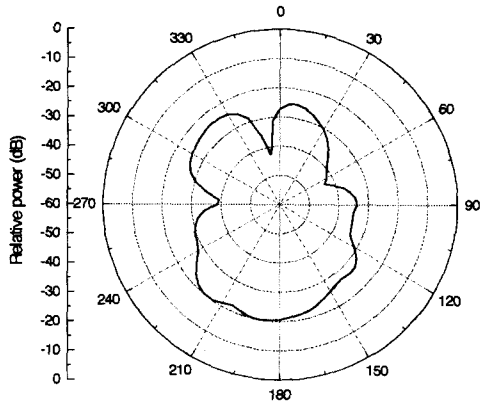
면에서 주빔의 3 dB 빔폭은 약 27°이며 이득은 7.97 dBi 였다. 그림 11은 E-평면과 H-평면에 교차편파 (Cross-polarization)의 측정치로 -20 dB 이하이고 이론적으로 교차편파는 E-평면에서  $\phi$ 가 90°일 때 식 (15)에 의해서 0이 되고, H-평면에서  $\phi$ 가 0°일 때 식 (14)에 의해서 0이 된다.

#### IV. 결 론

본 논문에서는 T-모양 급전선을 갖는 마이크로스



(a)



(b)

그림 11. T-모양 급전선을 갖는 1×4 마이크로스트립 슬롯 배열 안테나 교차편파 패턴: (a) E-평면, (b) H-평면.

Fig. 11. Cross-polarized pattern of a 1×4 microstrip slot array antenna with T-shaped feedline: (a) E-plane, (b) H-plane.

트립 슬롯 안테나를 계산량이 적고 간단한 식으로 표현할 수 있는 전송선로 모델로 해석을 하였다. 마이크로스트립 선로와 슬롯 선로의 접합면을 트랜스포머로 모델링을 하였으며 실험적인 방법으로 트랜스포머의 turn ratio를 유도하였다. 전송선로 모델을 이용하여 단일 안테나뿐만 아니라 1×2, 1×4 배열 안테나를 해석하여 설계하였다. 단일 안테나와 1×2, 1×4 배열 안테나를 제작하였고 측정된 반사손실 값

과 전송선로 모델로 계산한 값의 비교를 통해 전송선로 모델이 안테나 설계에 유용함을 입증하였다. 측정된 단일 안테나와  $1 \times 2$ ,  $1 \times 4$  배열 안테나의 대역폭은  $VSWR \leq 2$ 를 기준으로 하여 각각 28.5%, 47.8%, 50.9% 였다.  $1 \times 4$  배열 안테나의 E-평면에서 주빔의 3dB 빔폭은 약  $27^\circ$ , 이득은 7.97 dBi 였다.

본 안테나는 빔폭이 좁고 높은 지향성 이득을 요구하는 곳에 사용할 수 있으며 스마트 안테나 같은 차세대 기지국용 안테나로도 사용할 수 있다. 그 외에 가볍고 평면 구조로 대량생산에 용이하며 근거리 무선통신, 이동 통신용 및 위성용 송수신 안테나 그리고 그 밖의 통신 시스템에 유용하리라 기대된다.

### 참 고 문 헌

- [1] D. M. Pozar, "Microstrip antennas," *IEEE Proc.*, vol. 80, no. 1, pp. 79-91, Jan., 1992.
- [2] R. J. Mailloux, J. F. Mcilvanna, and N. P. Kernweis, "Microstrip array technology," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-29, pp. 25-37, Jan., 1981.
- [3] R. E. Munson, "Conformal microstrip antennas and microstrip phased arrays," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-22, pp. 74-78, Jan., 1974.
- [4] A. Axelrod, M. Kisluk, and J. Maoz, "Broadband microstrip-fed slot radiator," *Microwave J.*, pp. 81-94, June, 1989.
- [5] C. J. Ong, R. L. Ooi, M. S. Leong, and T. S. Yeo, "Analysis and design of microstrip-fed slot antenna arrays by an improved transmission line model," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 19, no. 4, pp. 247-252, Nov., 1998.
- [6] D. Chambers, S. B. Cohn, E. G. Cristol, and F. Young, "Microwave active network synthesis," *Stanford Res. Inst.*, Menlo Park, Calif., June, 1970.
- [7] J. B. Knorr, "Slot line transitions," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-22, pp. 548-554, May, 1974.
- [8] Y. Yoshimura, "A microstrip slot antenna," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-20, pp. 760-762, Nov., 1972.
- [9] 장용웅, 윤종철, 박익모, 신철재, "T-모양 급전선을 갖는 마이크로스트립 슬롯 안테나의 특성 분석," *한국전자과학회 논문지* 제 9권, 제 5호, pp. 630-639, 1998년 10월.
- [10] N. K. Das, "Generalized multiport reciprocity analysis of surface to surface transition between multiple printed transmission line," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-41, pp. 1164-1177, June, 1993.
- [11] J. B. Knorr and J. Saenz, "End effect in a shorted slot," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-21, pp. 579-580, Sept., 1973.
- [12] J. S. Herd, L. D. Poles, J. P. Kenney, J. S. Derov, M. H. Champion, J. H. Silva, M. Davidovitz, K. G. Herd, W. J. Bocchi, S. D. Mittleman, and D. T. Hayes, "Twenty-GHz broadband microstrip array with electromagnetically coupled high  $T_c$  superconducting feed network," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-44, no. 7, pp. 1384-1389, July 1996.
- [13] K. C. Gupta, R. Garg, I. J. Bahl, and P. Bhartia, *Microstrip Lines and Slotlines*, 2nd Ed. Norwood, MA : Artech House, 1996.
- [14] W. L. Stutzman and G. A. Thiele, *Antenna Theory and Design*, 2nd Ed., John Wiley & Sons, 1998.
- [15] J. R. James and P. S. Hall, *Handbook of Microstrip Antennas*. London : Peter Peregrinus, 1989.
- [16] E. H. Van Lil and A. R. Van De Capelle. "Transmission line model for mutual coupling between microstrip antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-32, no. 8, pp. 816-821, Aug., 1984.
- [17] I. J. Bahl and P. Bhartia, *Microstrip Antennas*. Dedham, MA: Artech House, 1980.



한 석 진



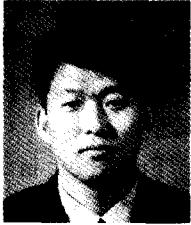
1973년 1월 2일 생  
1998년 2월: 단국대학교 (학사)  
2000년 2월: 아주대학교 (석사)  
2000년~현재: 삼성전자 정보통신  
[주 관심 분야] 안테나 및 전파전  
파, 마이크로파 회로설계

신 철 재



1964년: 연세대학교 전자공학과(공  
학사)  
1968년: 연세대학교 전자공학과(공  
학석사)  
1983년: 연세대학교 전자공학과(공  
학박사)  
1970년~1977년: 광운대학교 조교수

박 익 모



1984년: 뉴욕주립대학교 전기전자 공  
학(공학사)  
1989년: 일리노이대학교 전기전자공  
학(공학석사)  
1994년: 일리노이대학교 전기전자공  
학(공학박사)  
1994년~1996년: LG 전자기술원 선

1986년~1987년: 플로리다대학교 방문교수  
1977년~현재: 아주대학교 전기전자공학부 교수  
[주 관심분야] 안테나 설계 및 해석, EMI/EMC, 초고주  
파 통신 부품 개발, 전파전파

임연구원

1996년~현재: 아주대학교 전기전자공학부 조교수  
[주 관심분야] 안테나 설계 및 해석, EMI/EMC, 수치해  
석