

SAR용 X-밴드 10×10 도파관 슬롯 배열 안테나 설계 및 제작

Design and Manufacture of X-Band 10×10 Waveguide Slot Array Antenna for SAR

신영종·이범선

Young-Jong Shin · Bom-Son Lee

요약

직각 도파관 내의 주 모드인 TE_{10} 모드의 필드 분포를 기준으로 만든 전송선 등가 모델을 바탕으로 슬롯 결합의 결합을 통해 급전하는 도파관 슬롯 배열 안테나를 설계하였다. 이를 위해 도파관 중심에 위치한 기울어진 슬롯(결합 슬롯)의 적절한 각도와 도파관 축 방향 슬롯(방사 슬롯)의 이격거리를 구해낸 후, 이를 EM 시뮬레이션을 통해 전자기적 특성을 파악하고 특성을 분석하였으며 실제 제작품 측정 결과 비교하였다. 측정된 반사손실 대역폭은 중심주파수 9.15 GHz에서 180 MHz, 부엽레벨은 -25 dB 이하, 반 전력 범폭은 약 9°, 이득은 25.5 dB이며 이러한 결과는 시뮬레이션 데이터와 유사하다.

Abstract

The X-band 10×10 waveguide slot array antenna for SAR is designed, fabricated and measured. The array antenna is designed using the equivalent circuit model based on the field distribution of the dominant mode, TE_{10} , and EM simulation. The method to decide optimum angle of the centered inclined slot(coupling slot) and the optimum offset of the longitudinal slot(radiating slot) is provided. The designed antenna structure is EM simulated and fabricated. The measured return loss bandwidth is 180 MHz at 9.15 GHz, the side lobe level is below -25 dB, HPBW is about 9°, and the gain is 25.5 dB. These results are similar to the simulation data.

Key words : Waveguide Planar Array, Longitudinal Slot, Inclined Slot, Coupling Coefficient

I. 서 론

도파관 슬롯 배열 안테나는 마이크로파 통신과 레이더용 안테나로 많이 사용되고 있다. 특히 도파관 축 방향 슬롯 배열은 가장 널리 사용되는 배열 방법 중의 하나이다. 지금까지는 도파관 내 그린 함수를 이용한 필드 분석을 통해 2D 배열 안테나 설계 법이 제시되었으며^[1], 직렬이나 병렬 등가회로 모델에 의해 설계 분석된 경우^[2]와 다양한 모멘트 법을 사용하여 기울어진 슬롯(결합 슬롯)과 축 방향 슬롯(복사 슬롯)에 대해 산란 특성을 분석한 경우가 있었

다^[3]. 또한 결합 슬롯(coupling slot)과 복사 슬롯(radiating slot) 사이의 상호결합을 고려한 분석도 수행되어져 왔으며^{[4],[5]} 도파관 내의 고차모드에 대한 분석도 있었다^[6]. 본 논문에서는 TE_{10} 모드상의 도파관 내부의 필드 분포를 기준으로 한 등가모델을 통해, 10×10 도파관 슬롯 배열 안테나를 설계, 제작하고 그 특성에 대해 분석해 보고자 한다.

II. 등가 회로 모델

이 배열 안테나의 동작원리를 살펴보면 우선 그림 1에서와 같이 급전 도파관(main waveguide)에서

경희대학교 전파공학과(Department of Radio Science & Engineering, KyungHee University)

· 논문 번호 : 20040617-081

· 수정완료일자 : 2004년 10월 7일

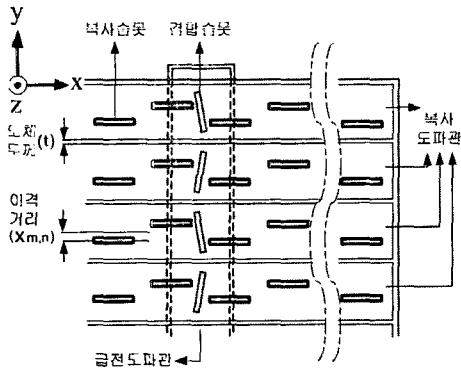


그림 1. 도파관 슬롯 배열 안테나의 구조
Fig. 1. Geometry of waveguide slot array.

결합 슬롯을 통해 전력이 복사 도파관(branch waveguide)으로 결합되고, 이는 다시 복사 슬롯을 통해 외부로 복사되는 구조이다. 급전 도파관에서 복사 도파관으로의 결합되는 전력량은 결합슬롯 각도(θ)에 의해 조절되며, 복사슬롯에서 복사되는 전력량은 복사 도파관 중심으로부터의 이격 거리(offset, $x_{m,n}$)로 결정된다. 그림 1에서 L_C 는 결합 슬롯의 길이를 W_C 는 결합 슬롯의 폭을 나타내며, L_R 는 복사 슬롯의 길이를, W_R 은 복사 슬롯의 폭을 나타낸다. 급전 도파관과 복사 도파관의 종단은 모두 단락(short)된 상태이다.

사각 도파관 크기는 급전 도파관과 복사 도파관 모두 폭 $a=22.23$ mm, 높이 $b=11.115$ mm로 하였다. 이는 결합슬롯의 사이 간격뿐 아니라, 복사 슬롯의 가로 세로 간격 모두를 $\lambda_g/2$ 로 맞춰주기 위해 식 (1), (2)로 표현된 두 개의 방정식을 연립해서 풀어나온 결과이며 X-band용 도파관(WR-90)에서 약간 변형된 치수이다. 그림 1에서 이 식들에서 λ_0 는 자유공간 파장, λ_g 는 관내 파장, β 는 전파상수, a 는 사각 도파관의 폭, t 는 도파관 벽의 두께($t=2$ mm)를 나타낸다.

$$a + t = \lambda_g / 2 \quad (1)$$

$$\lambda_t = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{2a}\right)^2}} \quad (2)$$

따라서 설계 주파수 $f=9.15$ GHz에 대한 자유공간의 파장(λ_0)은 32.765 mm이고 도파관내 파장(λ_g)은

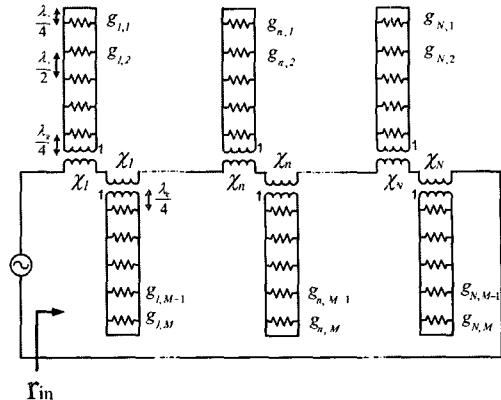


그림 2. M×N 슬롯 배열에 대한 등가 회로 모델
Fig. 2. Equivalent circuit model(M×N slot array).

48.47 mm가 된다. 결합 슬롯의 경우는 기울기(θ)에 따라 결합 전력량이 결정되며, 복사 슬롯은 이격 거리($x_{m,n}$) 값에 따라 복사 전력량이 결정된다.

그림 2는 $M\times N$ 배열을 했을 경우, 전체적인 안테나 구조에 대한 등가 회로이다. 우선 급전 도파관에 대해 살펴보면, 내부 자계에 상응하는 관내 위쪽 도체 벽면에 표면 전류가 발생하고, 축(longitudinal) 방향의 표면전류 흐름이 최대가 되는 곳에 결합 슬롯을 위치시키며, 이 축 방향의 전류흐름을 막아서 결합이 이루어진다. 이때 결합 슬롯과 복사 슬롯을 통한 전체 방사에 대한 영향을 직렬 임피던스로 등가화 하는 것이 편리하다. 또한 이 결합 슬롯들이 정확히 전류가 최대인 $\lambda_g/2$ 위치와 공진주파수에 맞는 길이(L_C)로 구현되면, 저항(r) 값으로만 표현할 수 있으며 전력은 $P = \frac{1}{2} |I|^2 r$ 과 같은 형태로 나타내진다. 따라서 모두 $\lambda_g/2$ 간격으로 저항(r)이 직렬 연결된 회로로 볼 수 있다. 각도(θ)에 따라 급전 도파관에서 복사 도파관으로 결합되는 전압을 조절할 수 있는데, 이 결합되는 전압 비를 나타내기 위해 그림 2에서 보는 바와 같이 이상적인 변압기를 사용한다.

복사 슬롯은 복사 도파관 횡단면(transverse) 방향의 전류성분의 흐름을 막아서 방사한다. 복사 슬롯들은 전압이 최대인 위치에 $\lambda_g/2$ 간격으로 배열되므로 병렬 어드미터스로 등가화 한다. 복사슬롯은 중심주파수 9.15 GHz의 자유공간에서의 파장(32.765 mm)의 약 절반인 16 mm에서 공진하며 폭은 3 mm이다. 이때 모두 컨덕턴스(g)만으로 표현되므로 전

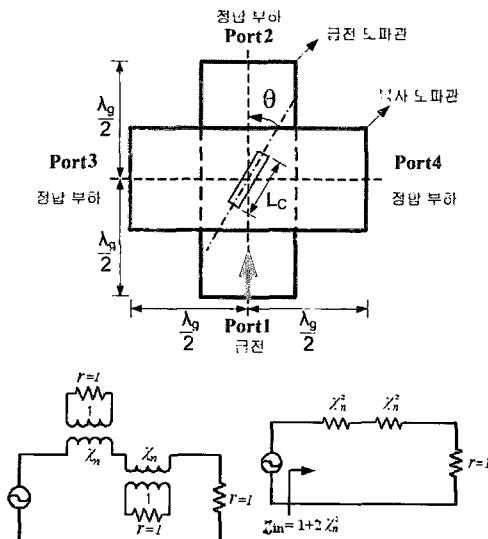


그림 3. 정합 부하로 연결된 결합 슬롯에 대한 등가 회로

Fig. 3. Equivalent circuit of coupling slot with the matched load.

력은 $P = \frac{1}{2} g |V|^2$ 와 같은 형태로 나타낼 수 있다. 이 때 복사되는 전력은 중심으로부터의 이격 거리($x_{m,n}$)로 조절된다.

그림 3은 결합 슬롯에서 복사 도파관으로 결합되는 전력량을 결정하기 위한 EM simulation 구조와 이에 대한 등가 모델이다. Port 2, 3, 4는 모두 정합 조건(matched condition)이고 port 1에서 입사된 파는 결합 슬롯을 통해 port 3과 4로 일부의 전력이 결합되고 나머지는 port 2로 진행한다. 이때 반사계수(S_{11})는 식 (3)처럼 전개되며, 임의의 χ_n^2 을 구현하기 위해서는 그림과 같은 정합 조건에서 특정한 각도(θ), 길이(L_θ), 폭(W_c)을 갖는 결합 슬롯의 반사계수를 이용해 얻을 수 있다^[1].

$$S_{11} = \frac{Z_m - 1}{Z_m + 1} = \frac{\chi_n^2}{\chi_n^2 + 1} \quad (3)$$

특정한 각도(θ)에 대한 공진 길이는 포트 1에서 측정한 반사계수($S_{11}(\theta)$)의 위상이 0° 가 되어 순 실수가 되는 경우이다^[1].

식 (4)는 복사 슬롯에 대한 파동 임피던스로 정규화 된 g 값을 구하는 식이다. 식 (5)는 반대로 원하는 g 값을 입력하여 도파관 중심으로부터의 복사 슬

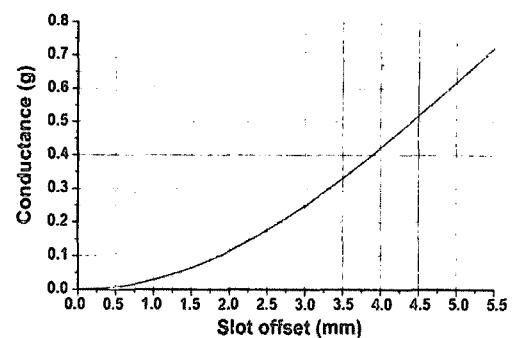


그림 4. 이격거리에 대한 공진 길이 축 방향 슬롯의 컨덕턴스 값($a=22.23$ mm, $b=11.115$ mm, $f_0=9.15$ GHz)

Fig. 4. Conductance as a function of resonant longitudinal slot offset.

롯의 이격길이(offset) $x_{m,n}$ 을 결정하는 식이며^[2], $a=22.23$ mm, $b=11.115$ mm, $f_0=9.15$ GHz에 대한 이격 길이와 컨덕턴스 값은 그림 4에 도시하였다.

$$g = 0.29 \frac{\lambda_g}{\lambda_0} \frac{a}{b} \cos^2 \left(\frac{\pi \lambda_0}{2 \lambda_g} \right) \sin^2 \left(\frac{\pi x_{m,n}}{a} \right) \quad (4)$$

$$x_{m,n} = \frac{a}{\pi} \sin^{-1} \left(\sqrt{\frac{\frac{\lambda_0}{\lambda_g} b}{\frac{\lambda_0}{\lambda_g} a} \frac{g}{2.09 \times \cos^2 \left(\frac{\pi \lambda_0}{2 \lambda_g} \right)}} \right) \quad (5)$$

그림 2로부터 한 복사도파관에 $\lambda_g/2$ 간격으로 연결된 복사 슬롯의 복사 영향을 나타낸 컨덕턴스 값을 모두 더하면 이 값은 그 복사 도파관 아래 연결된 결합 슬롯으로부터 $\lambda_g/4$ 떨어져 있기 때문에, 입력 임피던스는 결합 슬롯의 영향인 결합 계수를 곱하여 식 (6)과 같이 나타낼 수 있다. 결국 입력 임피던스는 식 (8)과 같으며 파동 임피던스로 정규화 된 값이다. 여기서 r_m 은 n 번째 결합슬롯과 그 결합 슬롯에 연결된 10개의 복사 슬롯의 영향을 포함한 저항 값이며, $g_{m,n}$ 은 m, n 번째 복사 슬롯의 컨덕턴스, $a_{m,n}$ 은 m, n 번째 복사 슬롯의 필드 크기, $x_{m,n}$ 은 m, n 번째 복사 슬롯의 이격거리, k 는 정규화된 입력 임피던스가 1이 되도록 하는 비례 상수이다.

$$\bar{r}_m = (\chi_1^2 \cdot \sum_{n=1}^{10} g_{1,n}) + (\chi_2^2 \cdot \sum_{n=1}^{10} g_{2,n}) + \cdots + (\chi_{10}^2 \cdot \sum_{n=1}^{10} g_{10,n}) \quad (6)$$

$$= \chi_1^2 \cdot k \sum_{n=1}^{10} a_{1,n}^2 + \chi_2^2 \cdot k \sum_{n=1}^{10} a_{2,n}^2 + \cdots + \chi_{10}^2 \cdot k \sum_{n=1}^{10} a_{10,n}^2 \quad (7)$$

$$\bar{r}_m = r_1 + r_2 + \cdots + r_{10} = \sum_{n=1}^{10} \chi_n^2 \sum_{m=1}^{n(10)} g(\chi_{m,n}) \quad (8)$$

그림 5는 다양한 결합 슬롯의 각도(θ)와 폭(W_c)에 대한 결합 슬롯의 정규화된 공진 길이($2L_c / \lambda_0$)를 나타내고 있다. 결합슬롯의 폭이 넓어질수록 공진 길이는 대체적으로 짧아지며, 또한 결합 슬롯의 각도가 커질수록 공진 길이는 짧아짐을 알 수 있다. 결합계수 값에 따라 결합 슬롯의 각도가 달라지고, 그 각도에 따라 결합 슬롯의 공진 길이가 달라지며, 결합 슬롯의 폭에 따라서도 약간씩의 공진 길이 차이가 생긴다. 여기서 길이 변화는 최대 4 %로 공진 길이가 각도에 크게 민감하지 않은 것으로 나타났다.

정규화된 입력 임피던스를 1로 구현하는 방법에는 작은 각도(작은 x_n^2)와 큰 이격거리(큰 g 값)의 조합, 큰 각도(큰 x_n^2)와 작은 이격거리(작은 g 값) 등의 다양한 조합을 얻을 수 있는데, 복사 슬롯의 이격거리는 복사 도파관의 폭의 제한으로 인해 $a/2 - W_R/2$ 값보다 작아야 하며 결합 슬롯 각도는 위상 오차가 많이 나는 10° 보다는 커야 한다. 또한 해당 복사 도파관의 위, 아래의 복사 도파관 상의 복사 슬롯과의 간격을 적절하게 유지하여 불필요한 슬롯간의 상호 결합 문제를 최소화하여야 하는데, 본 논문에서는 $x_n^2=0.1$ 로 하는 결합 슬롯과 최대값이 $a/5$ 정도의 offset을 갖는 컨덕턴스 값을 사용하여 전체 컨덕턴스 값이 10이 되도록 복사 슬롯을 설계하였다. 이때 W_c 는 1.5 mm, W_R 은 3 mm, θ 는 14.5° 로 하였다.

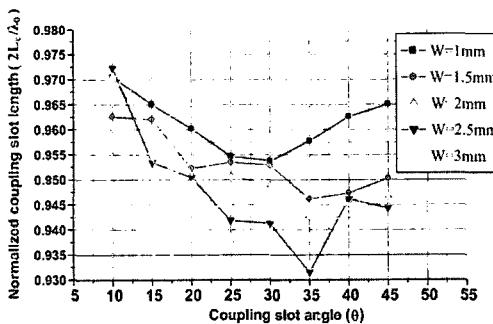


그림 5. 각도(θ)와 폭(w)에 따른 정규화된 결합 슬롯 공진 길이

Fig. 5. Normalized coupling slot length for different angle and slot width.

III. 필드 분포와 Chebyshev 배열

원하는 복사패턴과, 반 전력 범폭(HPBW)을 얻기 위해서 복사슬롯을 30 dB Chebyshev 배열 비율에 맞게 설계하였다.

슬롯간의 간격이 $\lambda_g/2$ 이면 이는 0.74 λ_0 에 상응하며, 이때 반 전력 범폭이 9° , 부엽레벨이 -30 dB이 되도록 하기 위해서는 수평단면뿐만 아니라 수직단면으로도 10개의 슬롯에 여기되는 필드 크기의 상대적인 비율이 (0.2575, 0.4299, 0.6692, 0.878, 1, 1, 0.878, 0.6692, 0.4299, 0.2575)이어야 하며, 이는 모두 동위상으로 여기되어야 한다. 따라서 가로 세로 각각 위와 같은 비율의 값을 그림 6에 넣고 계산한 다음, 그 필드 크기 비율에 따라서 식 (5)와 (8)을 이용해 10×10개의 성분을 구하면 표 1의 이격거리를 구할 수 있다.

표 1은 복사슬롯이 배열된 안테나 전면부에 부엽레벨 -30 dB Chebyshev 배열을 갖는 필드분포에 따른 이격거리(offset) 값을 100개의 슬롯 중 그림 6에서 점선으로 표시한 1/4만 나타내였다. $x_{m,n}$ 은 m, n 번째 방사슬롯을 나타내며, 아래의 수치는 복사 도파관 중심에서부터 이격된 거리를 나타낸다. 이와 같은 이격거리를 통해 설계 목표인 -30 dB 부엽레벨과 반 전력 범폭 9° 를 갖는 방사패턴을 구현할 수 있게 되며, 이 offset들은 복사 도파관 중심으로부터 위, 아래 교대로 둔다.

a_1			a_{n-1}	a_n	a_n	a_{n-1}			a_1	
a_1	a_1^2	o	o	$a_1 a_{n-1}$	$a_1 a_n$	$a_1 a_n$	$a_1 a_{n-1}$	o	o	a_1^2
o	o	o	o	o	o	o	o	o	o	o
o	o	o	o	o	o	o	o	o	o	o
a_{n-1}	$a_n a_{n-1}$	o	o	a_{n-1}^2	$a_n a_{n-1}$	$a_n a_{n-1}$	a_{n-1}^2	o	o	$a_1 a_{n-1}$
a_1	$a_1 a_n$	o	o	$a_n a_{n-1}$	a_n^2	a_n^2	$a_n a_{n-1}$	o	o	$a_1 a_n$
a_{n-1}	$a_1 a_{n-1}$	o	o	a_{n-1}^2	$a_n a_{n-1}$	$a_n a_{n-1}$	a_{n-1}^2	o	o	$a_1 a_{n-1}$
o	o	o	o	o	o	o	o	o	o	o
o	o	o	o	o	o	o	o	o	o	o
a_1	a_1^2	o	o	$a_1 a_{n-1}$	$a_1 a_n$	$a_1 a_n$	$a_1 a_{n-1}$	o	o	a_1^2

그림 6. $N \times N$ 배열에 대한 필드 분포 행렬

Fig. 6. $N \times N$ array field distribution matrix.

표 1. 부엽레벨 -30 dB Chevyshev 배열의 슬롯의 이격거리(mm)

Table 1. Slot offset length(Side lobe level -30 dB Chebyshev array).

X11 0.248	X12 0.4141	X13 0.6451	X14 0.8472	X15 0.9656
X21 0.4141	X22 0.6921	X23 1.0797	X24 1.4206	X25 1.6212
X31 0.6451	X32 1.0797	X33 1.69	X34 2.2333	X35 2.5567
X41 0.8472	X42 1.4206	X43 2.2333	X44 2.968	X45 3.4128
X51 0.9656	X52 1.6212	X53 2.5567	X54 3.4128	X55 3.938

IV. 측정 결과

그림 7은 설계된 배열 안테나와 제작된 배열 안테나에 대한 반사 손실을 비교하고 있다. 시뮬레이션은 EM Simulator를 사용하였으며 -10 dB 기준 9.05 GHz~ 9.226 GHz까지 약 176 MHz이며 중심주파수(9.15 GHz)에 대해 1.92% 이다. 측정된 반사 손실은 -10 dB 기준 대역폭은 9.005 GHz~ 9.24 GHz까지 약 235 MHz이며 -14 dB 기준 대역폭은 9.04 GHz~ 9.22 GHz까지 약 180 MHz 정도이며, 중심주파수(9.15 GHz)에 대해 2% 이다.

그림 8과 9는 EM 시뮬레이션을 통한 결과와 실제 제작물로 측정한 원거리장 복사패턴(Far Field radiation pattern)을 비교한 것이다. YZ 평면(고각, Elevation), XZ 평면(방위각, Azimuth) 모두 이론과 유사

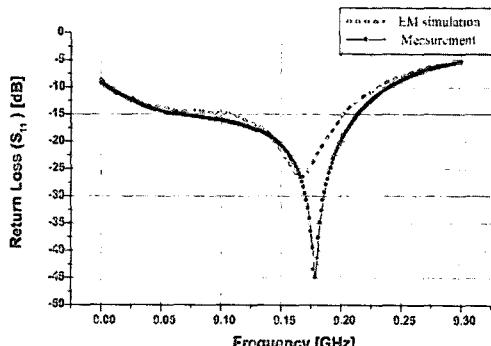


그림 7. 설계치와 측정된 반사손실 비교

Fig. 7. Simulated and measured return loss(S_{11}).

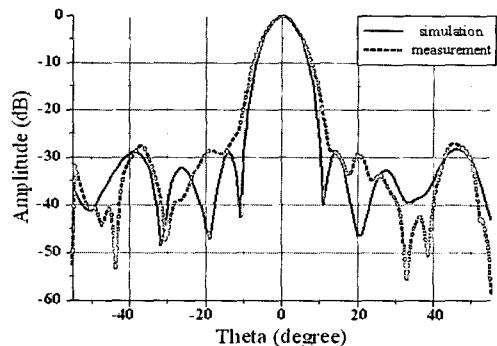


그림 8. 방사패턴(YZ 평면, 고각)

Fig. 8. Radiation patterns in YZ plane(Elevation).

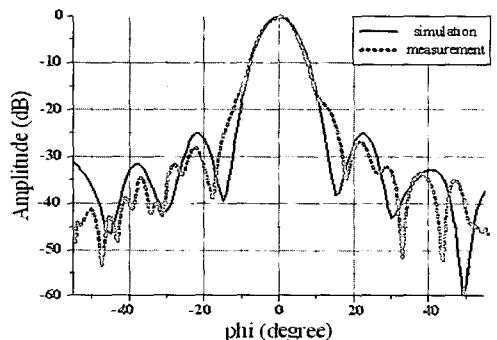


그림 9. 방사패턴(XZ 평면, 방위각)

Fig. 9. Radiation patterns in XZ plane(Azimuth).

한 패턴을 보이고 있으며, 부엽레벨은 각 단면에 대해 약 -27 dB(고각), -25 dB(방위각) 정도를 나타나고 있다. 또한 반전력 빔폭은 양쪽 모두 약 9° 정도로 나타났다. 이들은 중심주파수 9.15 GHz에서 약 25.5 dB로 측정되었다.

그림 10은 근접 전계 측정 시스템(Near Field Measurement System)에서 측정된 안테나 표면에서 16 cm(약 $5\lambda_0$) 떨어진 곳에 있는 probe에서 측정된 전계강도의 크기와 위상분포를 보이고 있다. 각각에 실선은 H-면(방위각)이고 긴 점선은 E-면(고각)에 대한 분포도이며, 짧은 점선은 설계치이다. 전계 강도의 크기는 Chebyshev 배열 비율에 맞게 나타나야 정확한 설계가 된 것이고, 위상은 안테나 전면에 거의 평탄한 결과가 나와야 동위상으로 여기되어, 설계대로의 방사패턴과 이득을 얻을 수 있는 최적의 경우일 것이다. 여기서 안테나의 크기는 0.24 m로 그림에서 가로축의 -0.12 m와 0.12 m까지가 유효한 값

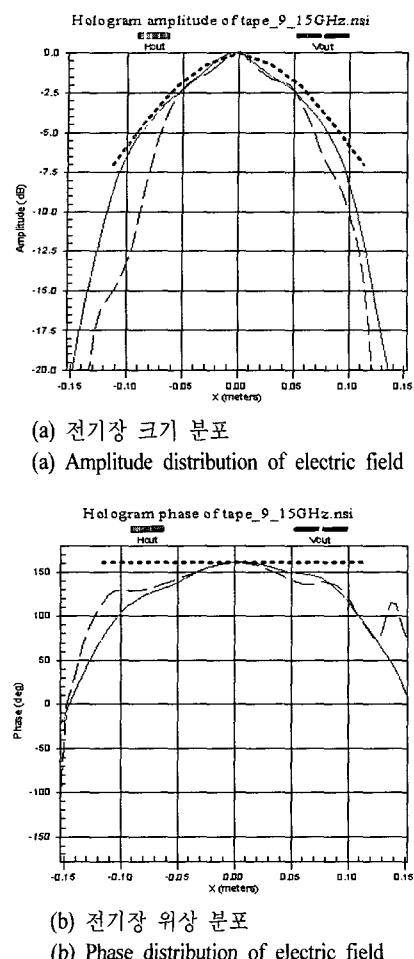


그림 10. 안테나 표면에서의 전기장 크기와 위상분포
Fig. 10. Amplitude and phase distribution of E-field on the antenna surface.

이며, 전계 강도 크기는 -30 dB 부엽레벨을 갖는 Chebyshev 배열의 설계 값과 거의 유사하며, 위상은 약 $30^\circ \sim 60^\circ$ 정도의 편차를 가지고 분포하였으나, 좀 더 안테나 표면에 근접해서 측정을 한다면 이론과 더욱 근접한 결과를 얻을 것이라 보여진다. 또한 결합구조 및 복사 슬롯에 대한 더욱 세밀한 조정을 통해 위상 분포를 더욱 균일하게 만든다면, 이론과 더욱 근접한 좋은 결과를 얻을 수 있을 것이며 이에 대한 분석은 차후 논문에서 더욱 자세히 다뤄질 예정이다.

V. 결 론

X-band 10 × 10 도파관 슬롯 배열 안테나를 설계, 제작, 측정하였다. 도파관 슬롯 배열 안테나의 결합 슬롯과 복사 슬롯을 TE₁₀ 모드의 필드 분포를 기준으로 한 등가회로를 통하여 전체적인 설계를 하였고, 결합 슬롯의 각도 구현을 위해 결합 슬롯 하나만 존재하는 정합조건의 EM 시뮬레이션을 이용하였다. 도파관 내부의 고차모드, 슬롯간의 상호 결합에 대한 복잡한 계산 없이도 원하는 특성을 얻을 수 있는 결합 계수에 따른 단순하고 다양한 구현 방법을 제시하였으며, 결합 슬롯에 대한 특성 분석도 수행되었다. 또한 E-면과 H-면에 Chebyshev 배열을 하여 중심주파수 9.15 GHz에 대해 -14 dB 기준으로 반사 손실 대역폭은 180 MHz(2 %@9.15 GHz), 부엽레벨은 각 단면에 대해 약 -27 dB(E 면), -25 dB(H 면) 반전력 빔폭은 약 9° , 이득은 25.5 dB 정도의 특성을 얻었으며 이는 설계하고자 했던 특성과 거의 일치하였다.

참 고 문 헌

- [1] Robert S. Elliot, *The Design of Waveguide-Fed Slot Arrays*, Antenna Handbook Antenna Theory 1993 chap. 12.
- [2] Robert E. Collin, *Antennas and Radio Wave Propagation*, McGraw-Hill, pp. 265-272, 1988.
- [3] W. Hanyang, W. Wei, "Moment method analysis of a feeding system in a slotted-waveguide antenna", *IEE Proceedings*, vol. 135, Pt. H, no. 5, Oct. 1988.
- [4] Robert E. Collin, L. A. KURTZ, "The design of small slot arrays", *AP*, vol. AP-26, no. 2, Mar. 1978.
- [5] Sembian R. Rengarajan, "Analysis of a centered-inclined waveguide slot coupler", *MTT*, vol. 37, no. 5, May 1989.
- [6] Sembian R. Rengarajan, "Higher order mode coupling effects in the feeding waveguide of a planar slot array", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 39, no. 7, Jul. 1991.

신 영 종



2002년 2월: 경희대학교 전파공학
과 (공학사)
2002년 3월~현재: 경희대학교 전
파공학과 석사과정
[주 관심분야] 안테나, 마이크로파
수동회로, RFID

이 범 선



1982년 2월: 서울대학교 전기공학
과 (공학사)
1991년 8월: 미국 네브래스카 주립
대 전자공학과 (공학석사)
1995년 5월: 미국 네브래스카 주립
대 전자공학과 (공학박사)
1995년 5월~1995년 8월: 미국 네브
래스카 주립대 포닥(Post Doctor)
2001년 4월~현재: 경희대학교 전자정보학부 부교수
[주 관심분야] 안테나 및 전자파이론, 초고주파 수동회로