

마이크로스트립 원형 편파 개구면-패치 8×8 배열 안테나의 특성

Characteristics of a Microstrip Circularly-Polarized Aperture-Patch 8×8 Array Antenna

김인광* · 박위상**

In Kwang Kim* · Wee Sang Park**

요 약

X 대역에서 동작하는 마이크로스트립 원형 편파 개구면-패치 8×8 배열 안테나의 방사 특성에 대한 연구가 수행되었다. 복사 소자는 접지면에 모서리가 잘린 정사각형 개구면과 그 안에 기울어진 패치로 구성했고, 접지면의 반대편에서 마이크로스트립 라인으로 coupling 시켰다. 상호결합을 최소화 하고, gain을 최대화 하기 위하여 소자 간의 간격은 $0.8 \lambda_0$ 로 선택하였다. 급전구조는 병렬 형태로 구성하여 각 소자에 4개의 Wilkinson 분배기와 2개의 T-junction 분배기를 거쳐 전력을 공급한다. 8×8 배열 안테나를 10 GHz에서 측정한 결과 directivity는 26.3 dBi, gain은 22.2 dBi, axial ratio는 2.97 dB, side lobe level은 -12.7 dB로 나타났다. 배열의 크기가 커짐에 따라 directivity는 증가하는 반면 효율은 감소하는 것을 확인하였다.

Abstract

The radiation characteristics of a microstrip circularly-polarized aperture-patch 8×8 array antenna are investigated at X-band. The radiator consists of a truncated square aperture on the ground plane with an inclined rectangular patch inside, and it is coupled by a microstrip line on the opposite side of the ground. The element spacing of the array was chosen as $0.8 \lambda_0$ so as to minimize the mutual coupling and maximize the gain. A corporate feed network was employed to distribute the power to each element through four Wilkinson and two T-junction dividers. Measurement results for the 8×8 array at 10 GHz showed a directivity of 26.3 dBi, a gain of 22.2 dBi, an axial ratio of 2.97 dB, and a side lobe level of -12.7 dB. It was observed that when the array size increases, the directivity increases while the efficiency decreases.

* 현대전자산업주식회사 통신연구소(Telecommunication Systems, Hyundai Electronics Industries Co., Ltd.)

** 포항공과대학교 전자전기공학과, 전자파특화연구센터(Department of Electronic and Electrical Engineering, Microwave Application Research Center, Pohang University of Science and Technology)

· 논문 번호 : 990305-022

· 수정완료일자 : 1999년 7월 15일

I. 서 론

마이크로스트립 안테나는 무게와 부피가 작고, 경제적이며, 집적화가 가능하고, 표면 부착력이 탁월하여 많은 분야에서 응용되고 있다. 단일 마이크로스트립 안테나의 지향성은 낮으며, 그 방사 패턴은 반파장 다이폴 안테나의 그것과 유사하다. 그러나, 레이더나 위성통신 등에서는 빔 폭이 좁은 방사 패턴을 요구한다. 이를 달성하기 위해서는 마이크로스트립 안테나를 배열 형식으로 구현해야 하며, 이에 대한 연구는 이미 많이 진행되어 왔다^{[1]~[6]}. 배열을 설계하려면 여러가지 요소를 고려해야 한다. 소자 간의 간격이 가까우면 상호결합(coupling)에 의해 영향을 받는다^[7]. 배열의 수는 방사 패턴을 결정하며, 이의 수가 클수록 효율은 떨어진다^[3]. 급전구조^{[8]~[9]}와 기판의 종류^[3]에 따라서도 배열의 특성은 달라진다.

원형 편파는 위성통신과 우천시에 유리하다. 원형 편파를 구현하는 가장 일반적인 방법은 90° 위상차가 나는 두 선형 편파 요소를 직교하도록 인가하는 것이다. 그 구체적인 방법으로 사각형 패치(patch)의 대각선 방향의 모서리를 자르거나, 대각선 방향으로 slot을 형성하는 방법^[10], cross-slot에 위상차를 고려하여 급전하는 방법^[11], 사각형 패치^[12]나 원형 패치^[13]에 90°로 slot을 형성하여 급전하는 방법 등이 있다.

본 논문에서는 대역폭을 10% 이상 구현하기 위해 폭이 넓은 개구면 형태를 택하였으며, 원형 편파를 구현하기 위해 우측 하단과 좌측 상단의 모서리를 자르고, field의 형성이 더 잘 되도록 개구면 안에 대각선으로 metal strip을 삽입한 구조의 단일 소자를 설계하였다. 단일 소자를 병렬 형태의 급전구조로 2×2 배열을 구성하고, 이를 기본 모듈로 하여 4×4, 8×8으로 확장하였다^[6]. 각 소자는 Wilkinson 전력 분배기^[14]로 연결하여 각 출력 단자의 간섭을 적게 하였다. 그리고, 안테나의 특성을 반사 손실,

axial ratio, directivity, gain, 방사 패턴의 측정을 통해 확인하였다.

II. 배열 요소 설계

배열을 형성할 때 고려할 요소 중 소자(element) 사이의 간격은 매우 중요하다. 소자 사이의 간격은 소자의 중심과 중심 사이의 거리이다. 이는 gain, directivity, 빔 폭, grating lobe의 위치 등을 결정하는 요소이며, 각 소자 간의 간격이 너무 좁으면 coupling이 일어나 특성이 불안정해지기 때문이다^[7]. 안테나 간의 mutual coupling은 side lobe level을 증가하게 하고, main beam을 어긋나게 하며, null을 발생하게 하거나 이동하게 한다.

Coupling에 의한 영향을 고려하기 위해 Boulder Microwave Technologies사의 Ensemble 5.1 프로그램을 이용하여 동일한 구조의 단일 소자를 그림 1과 같이 1×2 배열로 배치하여 간격을 달리하면서 시뮬레이션하였다. 그 결과를 그림 2~4에 나타내었다. 그림 2는 간격에 따른 axial ratio 값인데, 간격이 넓어질수록 서로의 영향이 작아져서 axial ratio가 좋아지는 것을 볼 수 있다. 그림 3은 간격에 따른 gain의 변화인데, 0.7λ와 0.8λ일 때 gain이 가장 높고 간격이 더 넓어지면 오히려 gain이 떨어진다. 이것은 0.9λ 이상일 때 표면파 손실(surface wave loss)이 증가하기 때문이며 Levine^[4]의 결과와도 잘 일치

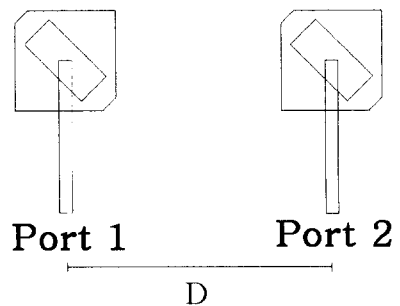


그림 1. 1×2 배열 시뮬레이션 모델
Fig. 1. 1×2 array simulation model.

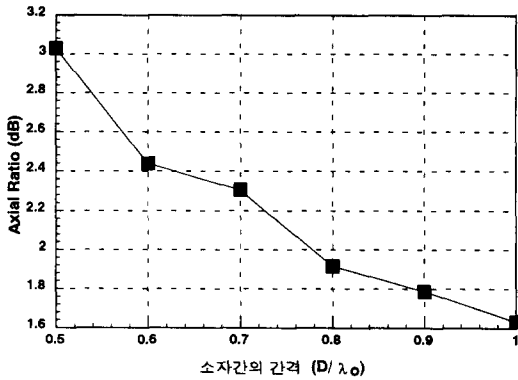


그림 2. 소자 간의 간격에 따른 axial ratio의 변화
Fig. 2. Axial ratio versus the distance of the element.

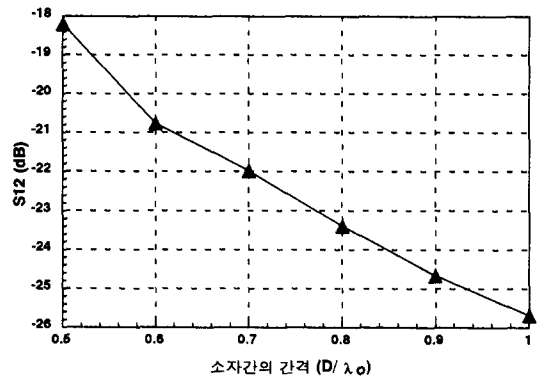


그림 4. 소자 간의 간격에 따른 S₁₂ 값의 변화
Fig. 4. S₁₂ versus the distance of the element.

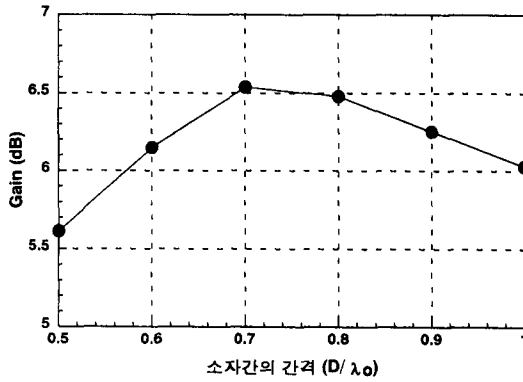


그림 3. 소자 간의 간격에 따른 gain의 변화
Fig. 3. Gain versus the distance of the element.

한다. 그림 4는 한 소자의 단자에 입력을 가했을 때 다른 소자의 단자의 출력비인 S₁₂ 값의 변화이다. 간격이 멀어질수록 서로의 coupling에 의한 영향이 적어지는 형태를 보인다. 급전구조의 복잡성도 고려하여 각 소자 간의 간격은 0.8λ₀로 결정하였으며, 이는 10 GHz에서 24 mm에 해당한다.

소자의 수는 배열 안테나의 방사 패턴을 결정한다. 배열 안테나의 소자의 간격이 일정할 때 소자의 수가 많아지면 빔 폭이 좁아지고, directivity가 향상된다. 소자의 수는 주로 2°으로 구성한다. 모든 전력 분배기를 대칭적 구조로 설계하여 각각의 소자에 같은 전력을 분배하는 것이 더 용이하기 때문이다. 본

논문에서는 8×8 배열을 구현하는 것이 최종 목표이다. 배열의 증가에 따른 방사 패턴의 특성을 계산해 보기 위해 Balanis의 문헌^[15]을 참조하였다.

먼저 first null이 발생하는 각도를 계산하기 위해 평면 배열의 normalized array factor를 구하면 식 (1)과 같다.

$$AF_n(\theta, \phi) = \left\{ \frac{1}{M} \frac{\sin\left(\frac{M}{2} \psi_x\right)}{\sin\left(\frac{\psi_x}{2}\right)} \right\} \cdot \left\{ \frac{1}{N} \frac{\sin\left(\frac{N}{2} \psi_y\right)}{\sin\left(\frac{\psi_y}{2}\right)} \right\} \quad (1)$$

M과 N은 축과 축 방향의 소자의 수이고, ψ_x와 ψ_y는 식 (2)와 같이 정의된다.

$$\begin{cases} \psi_x = kd_x \sin \theta \cos \phi + \beta_x \\ \psi_y = kd_y \sin \theta \cos \phi + \beta_y \end{cases} \quad (2)$$

x축을 고려하면, $\frac{M}{2} \psi_x = \pm \pi$ 에서 first null이 발생하므로, φ = 0이라고 하고, 소자 간의 거리가 d_x이면, first null이 발생하는 각도 θ_n는 식 (3)에서 구한다.

$$\theta_n = \sin^{-1} \left\{ \frac{\lambda}{Md_x} \right\} \quad (3)$$

따라서, 8×8 배열이고 소자 간의 간격이 $0.8 \times \lambda$ 인 경우, 첫번째 null은 약 $\pm 9^\circ$ 에서 발생한다. Directivity는 식 (4)와 같이 주어진다.

$$D_o = \frac{4\pi [AF(\theta_o, \phi_o)][AF(\theta_o, \phi_o)]^* |_{\max}}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi [AF(\theta_o, \phi_o)][AF(\theta_o, \phi_o)]^* \sin \theta d\theta d\phi} \quad (4)$$

또한 소자의 수가 늘어날수록 효율은 급격히 떨어진다. 마이크로스트립 안테나의 복사 효율 η 는 식 (5)처럼 입력 전력 P_i 에 대한 복사 전력 P_{SP} 의 비로 정의되며, 안테나의 중요한 특성 인자들 중의 하나이다.

$$\eta = \frac{P_{SP}}{P_i} \quad (5)$$

입력 전력 P_i 는 공간으로 복사되는 전력 P_{SF} , 표면파 전력 P_{SU} , 유전체 손실 전력 P_d , 도체 손실 전력 P_c , 그리고 급전기의 손실 P_f 의 합으로 식 (6)과 같이 표현할 수 있다.

$$P_i = P_{SP} + P_{SU} + P_d + P_c + P_f \quad (6)$$

급전기 손실은 단일 소자의 경우에는 작아서 그리 문제가 되지 않지만 배열 구조에서는 그 양이 증가하여 배열의 크기가 커짐에 따라 효율이 급격히 떨어진다.

배열의 급전구조에는 직렬 형태(series feed)와 병렬 형태(corporate feed)가 있으며^[8,9], 이를 혼합한 병렬-직렬 형태, 직렬-직렬 형태가 있다.

일반적으로 직렬 급전구조는 다수의 소자에 한 개의 전송선으로 전력 분배기나 접합(junction)이 없이 급전하기 때문에 구현하기가 쉽고, 디자인을 간단하게 할 수 있다. 따라서, 작은 면적에 구현할 수 있다는 장점이 있다. 그러나, 대역폭이 좁고, 주

파수가 변화함에 따라 빔의 방향이 바뀌는 문제를 가지고 있다. 용도에 따라서는 이를 이용하여 변위 기 없이 주파수를 바꾸어 안테나 빔을 조향할 수 있는 이점도 있다.

병렬 형태에서는 전력 분배기 등을 이용하여 입력 신호가 각각의 소자에 개별적으로 공급된다. 입력 단자에서 각 소자까지의 전송선 길이를 같게 하여 주파수에 관계 없이 같은 위상의 신호가 공급되도록 하였기 때문에 대역폭이 넓고, 항상 broadside 방향을 향한다. 그러나, 배열 구조가 복잡해지고, 넓은 면적을 필요로 하며, 대형 안테나 제작시 급전 손실이 문제가 된다. 본 논문에서는 broadside 방향으로 방사하며, 넓은 대역폭을 얻기 위해 병렬 급전 방식을 택하였다.

기판의 종류는 전송선의 여러 특성을 결정한다^[3]. 따라서, 안테나의 용도에 맞게 기판을 선택할 필요가 있다. 기판의 유전율이 낮고 두꺼울수록 대역폭은 증가하며, 제작시 오차에 대한 민감도가 낮아진다. 그러나, 전송선 폭도 증가하기 때문에, 전송선 구조가 복잡한 병렬 급전 방식에서는 유전율이 높고, 두께가 얇을수록 전송선이 차지하는 면적이 작아 유리하며, 전송선의 방사 손실도 줄일 수 있다. 또한, 유전물질에서의 손실(dielectric loss)과 표면파 손실(surface wave loss)을 줄이기 위해서는 두께가 얇고, 유전율이 낮아야 한다. 이런 성질들을 고려하여 Rogers사의 RO4003 기판을 선택하였다. 이 기판의 유전율은 3.38이고, 두께는 20 mil (=0.508 mm)이며, 손실 탄젠트는 최대 0.0035이다. 이 기판에서 50 Ω 전송선의 폭은 약 1.18 mm가 된다.

III. 2×2 배열 기본 소자 설계

그림 5는 원형 편파 배열 개구면 안테나의 단일 소자의 그림이다. 접지면에 구현한 정사각형의 개구면에 원형 편파를 구현하기 위해 우측 하단과 좌측 상단의 모서리를 자르고, 유전체 반대편에 마이크로

스트립 전송선으로 급전 구조를 구성하였다^[16]. 개구면의 안에 대각선으로 metal strip을 삽입하여 field의 형성이 더 잘 되도록 하였다.

그림 6은 2×2 배열 기본 소자이다. 각 단일 소자에 T-junction으로 전력을 분배하며, λ/4전송 선로(transformer)를 사용하여 정합(matching)이 되도록 설계하였다. 설계는 HP사의 MDS를 사용하였으며, 각 전송선은 coupling을 줄이기 위해 개구면과 다른 전송선으로부터 최대한 멀리 떨어지도록 하였다.

시뮬레이션 결과와 비교하기 위해 RO4003 기판

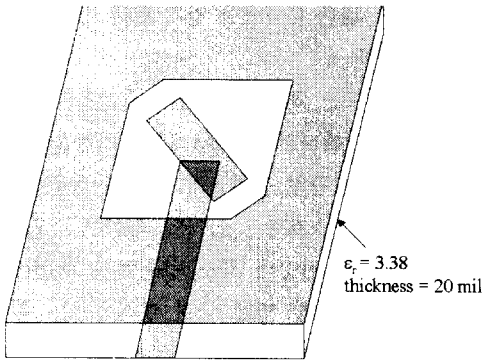


그림 5. 원형 편파 개구면-패치 안테나

Fig. 5. Circularly polarized aperture-patch antenna.

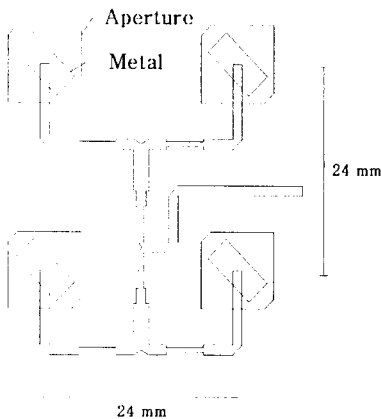


그림 6. 2×2 배열 기본 소자

Fig. 6. 2×2 array basic element.

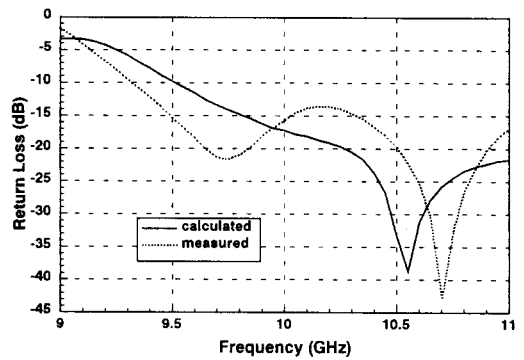


그림 7. 2×2 배열 기본 소자의 반사 손실

Fig. 7. Return loss of 2×2 array basic element.

으로 직접 2×2 배열을 제작하였으며 기본 소자의 반사 손실(return loss)을 HP 8510B network analyzer로 측정하여, 시뮬레이션 결과와 비교한 결과를 그림 7에 나타내었다. 대체로 비슷한 형태를 보였으나, MDS 시뮬레이션은 10.5 GHz에서 공진이 일어나도록 설계한 반면 실제 측정값은 약간 이동된 약 10.7 GHz에서 공진이 일어났다. NSI사의 근접 전계 측정 장비로 측정된 특성을 보면, first null은 37.5°, side lobe level은 -6.76 dB, directivity는 13.7 dBi, gain은 11.6 dBi로 나타났다.

IV. 4-way Wilkinson 전력 분배기

배열 안테나에서는 전력을 효율적으로 분배할 수 있는 급전 구조에 가장 중점을 두어 설계하게 되는데, 전력 분배기와 임피던스 정합회로가 주를 이룬다. 2×2 배열 기본 소자를 설계하는데 사용된 T-junction 전력 분배기는 어느 한 소자쪽에서의 비정합이 생겼을 때 다른 소자에 영향을 준다. 이런 영향을 줄이기 위해 전력 분배기의 출력 단자를 서로 분리시켜야 하는데, 이러한 용도로 고안된 것이 Wilkinson 전력 분배기(power divider)^[14]이다. Wilkinson 전력 분배기는 두 출력 단자(port) 사이의 뛰어난 위상 평형성(phase balance)과 분리도(isolation)를 갖는 3-단자 소자이다.

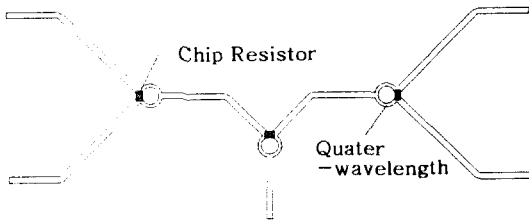


그림 8. 4-way Wilkinson 전력 분배기
Fig. 8. 4-way Wilkinson power divider.

Wilkinson 전력 분배기의 특성을 측정하고, 8×8 배열 안테나의 제작시 각 sub-array에 전력을 분배하여 공급하는데 사용하기 위해 그림 8에 나타난 4-way 전력 분배기를 Wilkinson 전력 분배기 3개를 사용하여 설계하고 제작하였다. 각 전송선은 50 Ω이고, 칩 저항은 100 Ω이다. $\lambda/4$ 전송 선로는 coupling을 고려하여 원형으로 제작하였으며, 그 반지름은 1.97 mm이고, 임피던스는 70.7 Ω이다.

Wilkinson 전력 분배기의 단점은 $\lambda/4$ 전송 선로 때문에 대역폭이 작다는 것이다. 대역폭을 넓히기 위해 여러 단의 $\lambda/4$ 전송 선로를 쓰는 방법^[17]이 있다. 그러나, 본 논문에서는 배열 급전구조 면적에 한계가 있기 때문에 기본적인 형태의 분배기로 설계하였다. 제작한 4-way Wilkinson 전력 분배기의 결과는 그림 9~10에 나타내었다. 그림 9는 입력 단에서의 반사 손실이며, 약 10.1 GHz에서 -40.6 dB로 공진이 일어나고 있다. 그림 10은 전력 분배 특성인데, 이상적인 경우에는 -6 dB가 측정되어야 하지만, connector와 전송선, 그리고 칩 저항을 부착할 때의 납땜 등의 손실에 의해 -7 dB 정도의 값을 나타내었다. 그림 11은 두 출력 단자간의 분리도(isolation)이며 -25 dB이하의 값을 갖는 것을 볼 수 있다.

V. 8×8 배열 안테나의 제작 및 특성

그림 12와 같이 2×2 배열 기본소자를 Wilkinson 전력 분배기 3개를 사용하여 4×4 sub-array를 제작

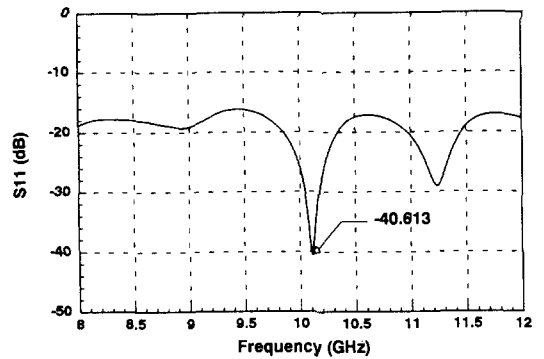


그림 9. 4-way Wilkinson 전력 분배기의 반사 손실
Fig. 9. Return loss of 4-way Wilkinson power divider.

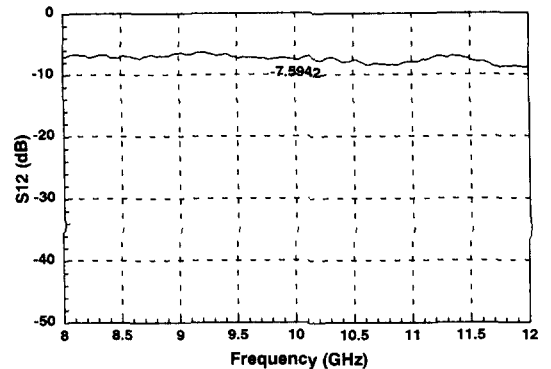


그림 10. 4-way Wilkinson 전력 분배기의 전력 분배 특성
Fig. 10. Power division of 4-way Wilkinson power divider.

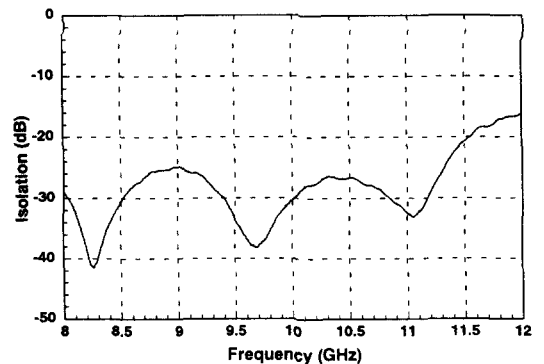


그림 11. 4-way Wilkinson 전력 분배기의 분리도
Fig. 11. Isolation of 4-way Wilkinson power divider.

하였다. 4×4 배열 안테나의 first null은 17.6° 에서 발생하였으며, side lobe level은 -10.5 dB로 측정되었다. directivity는 19 dBi이고, gain은 16.4 dBi로서 효율은 약 0.55로 나타났다.

각각의 sub-array로써 다시 4-way 전력 분배기를 사용하여 8×8 배열 안테나를 완성하였다. 각각의 sub-array와 4-way Wilkinson 전력 분배기는 유전율이 공기와 가까운 스티로폼의 위에 플라스틱 볼트와 너트로 고정을 시켰다. 4-way 전력 분배기에서 각각의 sub-array까지는 모두 길이가 같은 동축선으로 연결하였다. 안테나만의 크기는 $231 \text{ mm} \times 231 \text{ mm}$ 이고, 동축선과 전력 분배기까지 고려한 총 크기는 가로 $450 \text{ mm} \times$ 세로 $281 \text{ mm} \times$ 두께 8 mm 이다. 완성한 8×8 배열 안테나의 사진을 그림 13에 실었다.

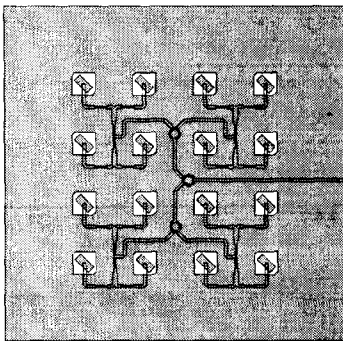


그림 12. 4×4 sub-array의 구조
Fig. 12. Structure of 4×4 sub-array.

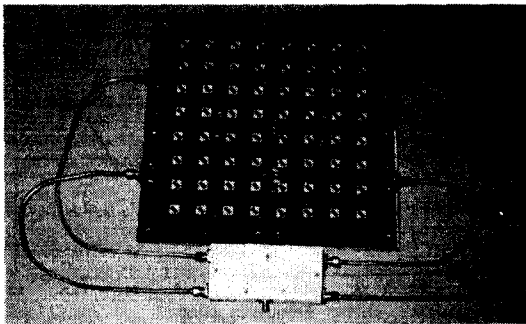


그림 13. 제작된 8×8 배열 antenna
Fig. 13. Implemented 8×8 array antenna.

제작한 안테나의 반사 손실을 측정된 결과가 그림 14이다. 10.16 GHz에서 -41.3 dB로 공진을 나타내었으며, 반사 계수 -10 dB를 기준으로 했을 때 대역폭은 9.7 GHz에서 10.7 GHz까지로 약 10%를 나타내었다. Far-field 패턴을 측정하기 위해 NSI사의 근접 전계 측정장비를 이용하여 near-field를 측정하고, 이를 far-field로 변환시켰다. Principal-polarization과 cross-polarization의 방사 패턴을 각각 그림 15에 나타내었다. Side lobe level은 약 -12.7 dB이고, directivity는 26.3 dBi로 측정되었다. Gain을 standard gain horn 안테나를 사용하여 비교한 결과 22.2 dBi로 나타났다. 주파수에 따른 gain의 변

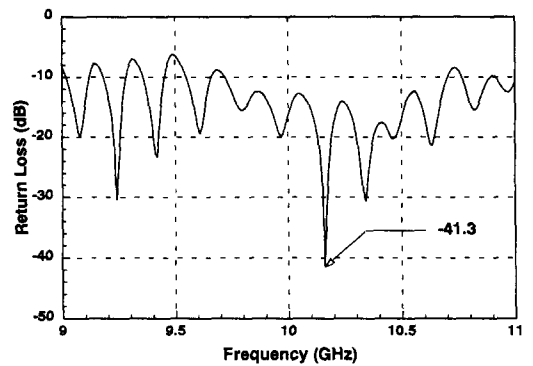


그림 14. 8×8 배열 안테나의 반사 손실 특성
Fig. 14. Return loss of 8×8 array antenna.

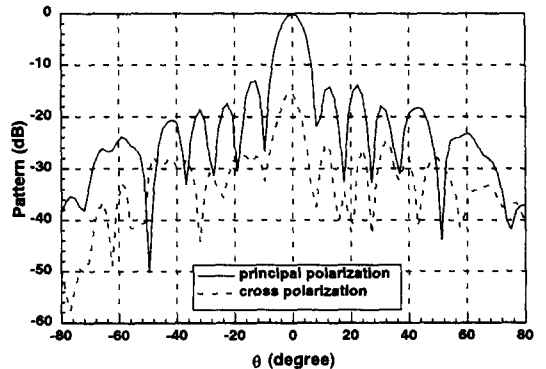


그림 15. 8×8 배열 안테나의 방사 패턴 특성
Fig. 15. Radiation characteristic of 8×8 array antenna.

화를 그림 16에 나타내었다. 그리고, axial ratio를 주파수를 0.1 GHz씩 변화시키며, 대역폭의 범위인 9.7 GHz에서 10.7 GHz까지 측정하였다. CP를 cross-polarization level에 대한 principal-polarization의 비라고 정의하고, axial ratio를 구하는 식 (18)을 dB단위로 표현하면 식 (7)과 같다.

$$AR = 20 \log \frac{(10^{CP/20} + 1)}{(10^{CP/20} - 1)} \quad (7)$$

이 결과를 그림 17에 나타내었다. 공진이 일어나는 10.16 GHz에서 cross-polarization level은 -15.44 dB이고, 이 값으로부터 계산된 AR값은 2.97 dB이다. Axial ratio가 3 dB 이하가 되는 영역이 매우 좁으며 이는 마이크로스트립과 동축선이 연결되는 부분에서 길이가 달라짐에 의해 위상차가 생기는 이유로 판단된다. 성능의 향상을 위해 각 소자에 위상을

90°씩 차이가 나도록 인가하는 sequential rotation 방법을 사용하면, axial ratio와 반사계수에 의한 대역폭을 증가시킬 수 있다^{[19],[20]}.

2×2, 4×4, 8×8으로 배열을 확장시켰을 때 first null의 위치, side lobe level, directivity, gain, 그리고 효율을 비교하여 표 1에 나타내었다. Directivity의 계산값은 array factor에 의해 계산된 값으로 각 소자가 isotropic한 경우이므로, 단일 소자의 directivity까지 고려하여 측정된 2×2 배열의 값으로부터 단일 소자의 directivity는 6.27 dBi 정도 됨을 알 수 있다. 2×2, 4×4 배열에 비해 8×8 배열은 소자의 수가 커짐에 따라 전송선에서 발생하는 손실이 급격히 증가하여 효율이 나빠진다. 이의 개선을 위한 한 방법은 방사 소자를 sub-array의 형태로 제작하고 각 sub-array에 공급하는 전송선은 손실이 적은 형태로 구현하여, 손실을 줄이는 것이다^[3].

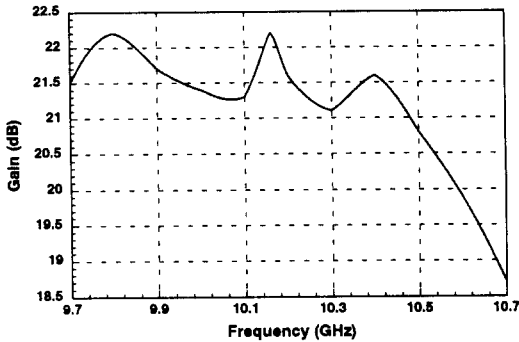


그림 16. 주파수에 대한 gain의 변화
Fig. 16. Variation of gain depending on frequency.

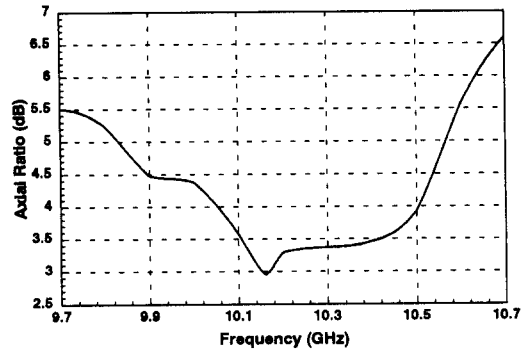


그림 17. 주파수에 대한 axial ratio의 변화
Fig. 17. Variation of axial ratio depending on frequency.

표. 1 배열 확장에 따른 특성 변화 비교

Table 1. Variation of characteristic about array extension.

배열의 크기	First null의 위치		Side lobe level(dB)	Directivity		Gain(dBi)	효율
	계산값(degree)	측정값(degree)		계산값(dBi)	측정값(dBi)		
2×2	38.7	37.5	-6.76	7.43	13.7	11.6	0.6
4×4	18.2	17.6	-10.5	16.5	19.0	16.4	0.55
8×8	9	8.8	-12.7	21.5	26.3	22.2	0.4

VI. 결 론

본 논문에서는 X-band에서 동작하는 마이크로스트립 8×8 원형 편파 개구면 배열 안테나를 설계, 제작하고 그 특성을 알아 보았다. 1×2 배열의 간격을 달리하며 시뮬레이션을 한 결과를 토대로 coupling을 최소화 하고, gain을 최대화 하기 위해 소자 간의 간격은 $0.8\lambda_0$ 로 결정하였다. 넓은 대역폭을 위해 개구면 형태와 병렬 급전 구조로 2×2 배열 기본 소자를 설계, 제작하여 특성을 측정하였다. 각 출력단자의 분리를 위해 4-way Wilkinson 전력 분배기를 제작하여, 각 출력단자의 분배특성은 약 -7dB이고, 분리도는 -25dB 이하로 나타나는 것을 확인하였다. 2×2 배열 기본 소자를 Wilkinson 전력 분배기를 이용하여 4×4 sub-array를 제작하였으며, 각 sub-array와 4-way 전력 분배기를 동축선으로 연결하여 8×8 배열을 완성하였다.

최종적으로 제작한 마이크로스트립 8×8 원형 편파 개구면 배열 안테나의 특성은 다음과 같다.

- 공진 주파수 : 10.16 GHz(반사 손실: -41.3 dB)
- 대역폭(-10 dB 기준): 10%(9.7 GHz~10.7 GHz)
- Cross-polarization level : -15.44 dB(주파수 : 10.16 GHz)
- Axial ratio : 2.97 dB
- First null의 위치 : $\pm 8.8^\circ$
- Side lobe level : -12.7 dB
- Directivity : 26.3 dBi
- Gain : 22.2 dBi
- 효율 : 0.4

배열을 2×2, 4×4, 8×8으로 확장함에 따라 빔 폭이 좁아져서 directivity가 이론에서 예상한 바와 같이 증가하나, 급전구조의 도체 및 유전체 손실, 그리고 방사 손실로 인하여 효율이 떨어짐을 확인하였다. Axial ratio는 마이크로스트립과 동축선이 연결

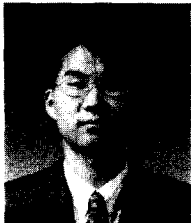
되는 부분의 위상차로 인하여 좋지 않은 특성을 나타내었다.

참 고 문 헌

- [1] Robert J. Mailloux, "Antenna Array Architecture," *Proc. IEEE*, vol. 80, no. 1, pp. 163-172, Jan., 1992.
- [2] Robert J. Mailloux, John F. McIlvanna, and Nicholas P. Kernweis, "Microstrip Array Technology," *IEEE Tran. Antennas Propagat.*, vol. AP-29, no. 1, pp. 25-37, Jan., 1981.
- [3] P. S. Hall and C. M. Hall, "Coplanar corporate feed effects in microstrip patch array design," *Proc. IEE*, vol. 135, pt. H, pp. 180-186, Jun., 1988.
- [4] Ely Levine, Gabi Malamud, Shmuel Shtrikman and David Treves, "A Study of Microstrip Array Antennas with the Feed Network," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-37, no. 4, pp. 426-434, Apr., 1989.
- [5] John Huang, "A Ka-Band Circularly Polarized High-Gain Microstrip Array Antenna," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-43, no. 1, pp. 113-116, Jan., 1995.
- [6] J. Ashkenazy, P. Perlmutter, and David Treves, "A Modular Approach for the Design of Microstrip Array Antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-31, no. 1, pp. 190-193, Jan., 1983.
- [7] R. P. Jedlicka, M. T. Poe, and K. R. Carver, "Measured Mutual Coupling Between Microstrip Antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-29, no. 1, pp. 147-149, Jan., 1981.
- [8] Kai Fong Lee and Wei Chen, *Advances in Microstrip and Printed Antennas*, John Wiley

- & Sons, Inc., 1997.
- [9] Jean-François Zürcher and Fred E. Gardiol, *Broadband Patch Antennas*, Artech House, 1995.
- [10] P. C. Sharma and Kuldip C. Gupta, "Analysis and Optimized Design of Single Feed Circularly Polarized Microstrip Antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-31, no. 6, pp. 949-955, Nov., 1983.
- [11] Stephen D. Targonski and David M. Pozar, "Design of Wideband Circularly Polarized Aperture-Coupled Microstrip Antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-41, no. 2, pp. 214-220, Feb., 1993.
- [12] A. Adrian and D. H. Schaubert, "Dual Aperture-Coupled microstrip Antenna for Dual or Circular Polarization," *Electron. Lett.*, vol. 23, no. 23, pp. 1226-1228, Nov., 1987.
- [13] Hiroki Shoki, Kazuaki Kawabata and Hisao Iwasaki, "A Circularly Polarized Slot-Coupled Microstrip Antenna Using a Parasitically Excited Slot," *IEICE Trans.*, vol. E-74, no. 10, pp. 3268-3273, Oct., 1991.
- [14] E. Wilkinson, "An N-way Hybrid Power Divider," *IRE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-8, pp. 116-118, Jan., 1960.
- [15] Constantine A. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*, John Wiley & Sons, Inc., 1982.
- [16] The Nan Chang and Chung-Pei Wu, "Microstripline-fed Circularly-polarized Aperture Antenna," *IEEE Antenna Propagat. Soc. Int. Symp. Dig.*, 1998, pp. 1372-1375.
- [17] C. Q. Li, S.H. Li and R. G. Bosisio, "CAD/CAE Design of an Improved, Wideband Wilkinson power Divider," *Microwave journal*, pp. 125-135, Nov., 1984.
- [18] Constantine A. Balanis, *Advanced Engineering Electromagnetics*, John Wiley & Sons, Inc., 1989.
- [19] Hall, P. S., "Feed Radiation Effect in Sequentially Rotated Microstrip Patch," *Electron. Lett.*, vol. 123, pp. 877-878, Nov., 1987.
- [20] Teshirogi, T., Tanaka, M. and Chujo, W., "Wideband Circularly Polarised Array with Sequential Rotation and Phase Shift of Elements," *Proc. ISAP 85*, Tokyo, Japan, pp. 117-120, Aug., 1985.

김 인 광



설계 RF 시스템 설계

1997년 2월: 인하대학교 전자공학과(공학사)
 1999년 2월: 포항공과대학교 전자전기공학과(공학석사)
 1999년 3월~현재: 현대전자산업(주) 통신연구소 연구원
 [주 관심분야] EMI/EMC, 안테나

박 위 상



1952년 생
 1974년: 서울대학교 전자공학과(공학사)
 1982년: University of Wisconsin-Madison 전기공학과(공학석사)
 1986년: University of Wisconsin-Madison 전기공학과(공학박사)
 1986년~1988년: Wichita State University 객원조교수
 1988년~현재: 포항공과대학교 전자전기공학과 조교수, 부교수, 정교수
 1997년: Utah 대학교 Gandhi 교수의 Bioelectromagnetics 연구실 방문 교수

1995년~현재: MARC(국방부 및 국방과학연구소 지정
전자파특화연구센터) 안테나 연구실 실장

[주 관심분야] 초고주파공학, 안테나공학, 마이크로스트
립 위상배열 안테나 설계, 초고주파 대역 물질 상수
측정, 휴대폰 전파 SAR 계산 및 측정.