

고이득 구현을 위한 K-밴드 4X4 마이크로스트립

패치 어레이 안테나의 설계

The Design of 4x4 Microstrip Patch Array Antenna of K-Band for the High Gain

이 하 영*, 제프리 브론스타인†, 김 형 석**
(Ha-Young Lee, Jeffrey Braunstein and Hyeong-Seok Kim)

Abstract : In this paper, two 4x4 rectangular patch array antennas operated at 20 GHz are implemented for the satellite communication. Two 2x2 sub-arrays are designed and used for the design of 4x4 patch array. The sixteen patch antennas and microstrip feeding line are printed on the single-layered substrate. The spacing between the array elements is chosen to be 0.736λ . The HPBW(Half-Power Beam Width) of the 4x4 microstrip patch array is 17.01 degrees in the E-plane and 17.71 degrees in the H-plane with a gain of 11.6dB in the experimental results. The HPBW of the recessed 4x4 microstrip patch array is 18.66 degrees in E-plane and 17.12 degrees in the H-plane with a gain of 12.55dB in the experimental results.

Keywords: patch antenna, array antenna, k-band, microstrip

I. 서론

위성통신이 급속하게 발달하고 보급됨에 따라 이에 맞는 안테나의 개발과 진보가 필요하다. 위성 통신은 대기권의 영향과, 지상과 대기권 밖의 위성과의 거리에 의해 전파의 감쇄현상이 크게 일어난다. 그러므로 상호간의 통신을 위해 좁은 빔폭과 높은 지향성 및 이득을 가진 안테나가 필수적이다.

일반적으로 위성 통신에 사용되는 안테나로는 main lobe의 폭을 좁게 하고 이득을 높여 대기권의 감쇄 특성이 좋은 위성과의 통신에 가장 효율적인 파라볼릭 안테나가 가장 많이 사용되고 있다. 그러나 위성 통신용 파라볼릭 안테나는 그 사이즈에 의해 개인 사용자가 사용하기 어려우므로 최소한의 크기를 가지되 위성 통신이 가능한 안테나의 개발이 필요한 실정이다.

패치 안테나는 작은 사이즈와 집적화가 용이하기 때문에 폭 넓게 활용될 수 있어, 관련 연구가 활발하게 진행되고 있다. 특히 위성 통신 및 군용 통신으로 저가 생산이 가능하고 생산의 신뢰성 면에서 패치 안테나를 이용한 어레이가 각광받고 있다[1-2].

본 논문에서는 위성 통신 대역인 20GHz에서 동작하는 4x4 마이크로스트립 패치 어레이 안테나를 설계하고 안테나의 특성과 방사패턴을 해석하였다. 사이즈를 최소화하되 최대한 방사패턴의 지향성 및 높은 이득을 구현할 수 있도록 원소간의 간격을 설계하고 균일한 전력으로 정합시키기 위한 급전 방법을 연구하고 설계하였다. 두 가지의 패치 어레이 원소를 각각 2x2 서브어레이로 설계하고 이 서브어레이를 이용하여 4x4 패치 어레이 안테나를 각각 설계하였다. 제작된 4x4 패치 어레이 안테나는 실제 측정을 통해 그 특성을 검증한다.

II. 마이크로스트립 패치 안테나의 설계

어레이 안테나의 원소로 사용될 패치 안테나의 기판은 유전율 2.33, 두께 0.775mm의 RT/Duroid 5870을 사용하였다. 20GHz에서 동작하는 마이크로스트립 패치 안테나의 구조는 그림 1과 같다[3].

패치 안테나의 동작원리는 패치 안테나의 길이 L_p 의 양 끝 모서리를 두 개의 평행한 방사 슬롯이 위치한 선형 어레이로 간주하여 분석할 수 있다[4]. 안테나의 급전점이 포함된 슬롯에서 공진이 발생하여 방사가 일어나고 패치의 길이 $\lambda/2$ 만큼 전류가 흐르면 위상이 180도 반전되어 패치 반대쪽 슬롯에서 방사가 발생한다. 두 슬롯에서 방사된 전파는 서로 중첩되고 합성되어 main lobe를 형성한다. 그림 1에서 패치의 위쪽과 아래쪽 슬롯에서 방사되는 전파는 서로 상쇄되어 main lobe에 기여하지 못한다.

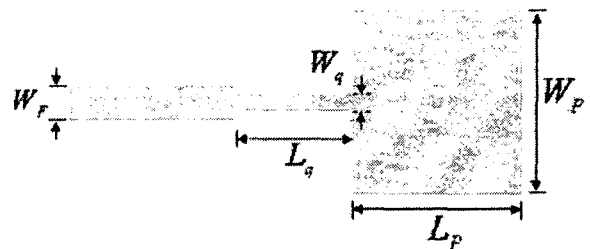


그림 1. 마이크로스트립 패치 안테나의 구조

$$L_p = \frac{1}{2} \frac{c}{f \sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \quad (1)$$

$$W_p = \frac{1}{2f} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (2)$$

*: 중앙대학교 전자전기공학부 석사과정 (hayoung79@hotmail.com)

†: 중앙대학교 전자전기공학부 방문교수 (profbraunj@hotmail.com)

** : 중앙대학교 전자전기공학부 교수 (kimcaf2@cau.ac.kr)

※ 본 연구는 산학연 컨소시엄 과제에 의해 수행 되었음.

식 1 과 2에서는 안테나의 동작주파수, 는 유효유전율은 기판의 상대유전율, 는 자유공간에서 빛의 속도이다. 패치의 폭 W_p 는 패치 안테나의 효율적인

방사를 위한 변수로, 동작주파수에서 전파가 안테나로부터 최대한 방사가 일어날 수 있도록 패치의 방사되는 모서리의 길이를 결정한다. 패치의 길이 L_p 는 패치 안테나의 동작주파수를 결정하는 변수로, 패치의 방사 모서리간의 간격을 동작주파수의 파장의 1/2 의 길이로 결정된다. 패치의 길이 L_p 는 식 1 에 의해 4.2186mm 로, 패치의 폭 W_p 는 식 2 에 의해 5.8124mm 로 설계하였고 패치를 100Ω의 임피던스를 가진 마이크로스트립과 연결하기 위하여 1/4 트랜스포머를 중간에 연결하여 패치와 급전선의 임피던스를 정합하였다. 패치의 양 방사 슬롯을 어드미턴스와 컨덕턴스로 등가회로를 구성하여 방사 저항을 계산하여 384.6154Ω임의 저항값을 구하고[5], 급전선이 100Ω이므로 중간에 위치할 트랜스포머는 138.675Ω의 임피던스를 갖도록 길이 L_q 를 2.807mm, 폭 W_q 를 0.2824mm 로 하여 설계하였다. 100Ω의 임피던스를 가진 급전선의 폭 W_f 는 0.731mm 로 설계하였다. 안테나의 설계는 이론에 의해 근사적으로 구한 수치를 기준으로 하여 모의 실험을 통해 최적화된 값을 찾아 설계하였다.

패치 안테나의 다른 형태의 설계로 패치에서 급전선이 연결되는 부분에 두 개의 슬롯을 포함시키는 방법이 있다. 기본적인 패치 안테나의 경우 임피던스의 정합을 위해 트랜스포머가 추가되므로 어레이 구현에 공간적인 제약이 있다. 반면 슬롯을 패치에 포함시키는 방법에 의해 트랜스포머 없이 임피던스를 정합시켜 어레이 구현에 장점을 보일 수 있다. 슬롯을 포함한 마이크로스트립 패치 안테나의 구조는 그림 2와 같다.

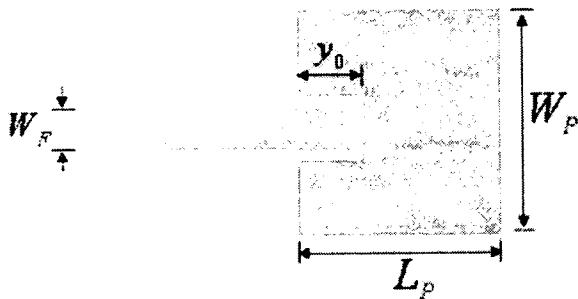


그림 2. 슬롯을 포함한 마이크로스트립 패치 안테나의 구조

W_f 가 100Ω의 임피던스를 가진 급전선이라면, 슬롯의 길이 y_0 에 의해 패치의 임피던스를 조절하여 정합시킬 수 있다. y_0 의 길이는 식 3 에 의해 구할 수 있다.

$$R_{in}(y = y_0) = R_{in}(y = 0) \cos\left(\frac{\pi}{L_p} y_0\right) \quad (3)$$

식 3 의 $R_{in}(y=y_0)$ 은 슬롯의 길이가 y_0 일 때 패치의 저항값이며, $R_{in}(y=0)$ 은 슬롯이 없을 때의 패치의 저항값이다. 슬롯이 길어질 수록 패치의 저항값이 작아지다가 $y_0 = L_p/2$ 이면 패치의 저항값이 0 이 되며, 슬롯의 길이가 $L_p/2$ 를 넘어서면 다시 저항값이 높아진다. 슬롯을 포함하면 기생 커패시턴스가

발생하여 패치의 주파수가 미세하게 변하므로 패치의 변수인 L_p , W_p 를 조정하는 것이 필요하다. 현재 설계된 패치 안테나에서 $R_{in}(y=0)$ 은 384.6154Ω이며 $R_{in}(y=y_0)$ 은 100Ω이어야 하므로 식 3 의 방정식을 통해 y_0 값을 구할 수 있다.

III. 어레이 안테나의 설계

어레이 안테나의 배열은 패치안테나를 2 차원 사각 평면 형태로 구성되어 있다. 어레이 안테나에서 안테나 원소간의 간격(spacing)은 어레이 안테나의 빔폭을 결정하는 가장 중요한 변수이다. 원소간의 간격을 안테나의 동작주파수에서의 파장인 $\lambda/2$ 이거나 그 이하로 간격을 결정하면 main lobe 의 빔폭이 넓다는 단점이 있고, 이상으로 간격을 결정하면 main lobe 의 폭이 좁아져 고지향성을 얻을 수 있는 장점이 있으나 main lobe 의 사방으로 grating lobe 들이 크게 발생하여 안테나의 동작 특성에 좋지 못한 영향을 주게 되므로 $0.7\lambda \sim 0.8\lambda$ 의 간격으로 원소들을 배열하는 것이 이상적이다. 이 경우 grating lobe 들이 90 도를 간격으로 네 방향으로 발생할 수 있으나 main lobe 에 비해 그 크기가 작으므로 안테나의 동작 특성에 큰 영향을 주지 못한다. 설계된 안테나에서 원소간의 간격은 11.0446mm ($=0.736\lambda$)를 선택하였다. 어레이 안테나의 방사패턴을 계산할 때 안테나의 어레이 팩터를 계산하여 각 원소의 E-필드와 곱하여 방사 패턴을 구한다. 원소가 xy-plane 에 사각형 형태로 배열되어 놓여져 있고, x 축 방향으로 M 개, y 축 방향으로 N 개의 원소가 d_x , d_y 의 간격으로 놓여져 있으며 안테나로부터 방사되는 전파는 +z 방향으로 진행한다고 가정할 때 어레이 팩터는 식 4 에 의해 얻어진다.

$$AF_n(\theta, \phi) = \left\{ \frac{1}{M} \frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi_x\right)}{\sin\left(\frac{\psi_x}{2}\right)} \right\} \left\{ \frac{1}{N} \frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi_y\right)}{\sin\left(\frac{\psi_y}{2}\right)} \right\} \quad (4)$$

$$\psi_x = kd_x \sin \theta \cos \phi + \beta_x \quad (5)$$

$$\psi_y = kd_y \sin \theta \cos \phi + \beta_y \quad (6)$$

식 4 의 어레이 팩터는 구형좌표 θ 와 ϕ 에 관한 함수이며 어레이 팩터를 통해 어레이 안테나의 main lobe 와 grating lobe 의 크기를 구할 수 있다. 식 5 와 6 의 ψ_x , ψ_y 는 식 4 의 x 축 및 y 축 방향으로 어레이 원소간의 상대 위상이다. k 는 wavenumber 이며 β_x , β_y 는 x 축, y 축으로의 어레이 원소간의 급전 위상차이다. 식 4 에 의해 어레이 팩터를 구할 때, 같은 원소들의 크기와 단위 안테나간 간격을 두는 유니폼 어레이의 경우 모든 어레이 원소들에 동일한 크기와 위상의 입력 신호가 인가될 때 최대값의 어레이 팩터를 얻을 수 있으므로, 각 패치원소에 연결되는 급전선의 길이와 폭은 모두 동일하게 설계하여 위상의 차이가 없도록 하였다. 설계된 안테나에서는 단위 안테나간의 급전 위상은 동일하게 설정하였다.

또한 급전선과 패치 원소간의 상호 커플링 현상을 최소화하기 위하여 최적의 간격을 모의 실험을 통해 찾아내었다. 두 패치 안테나를 이용한 2x2 서브어레이 안테나의 구조는 그림 3과 같다.

패치 원소들과 급전선간의 상호 커플링 효과에 의해 동작 주파수가 미세하게 변화하므로 모의 실험을 통해 최적화된 값을 찾아 동작주파수를 조정하였다. 이 경우 급전선과 트랜스포머는 고정시키고 패치의 길이 L_p 를 변수로 하여 주파수를 조정하였다.

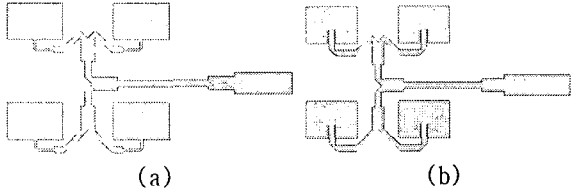


그림 3. 2x2 마이크로스트립 패치 어레이 안테나의 구조 : (a) 2x2 마이크로스트립 패치 어레이 안테나 (b) 슬롯을 포함한 2x2 마이크로스트립 패치 어레이 안테나

IV. 모의 실험 및 측정 결과

두 종류로 설계된 2x2 패치 어레이 안테나를 서브어레이로 이용하여 설계된 안테나의 모의 실험을 통한 결과 예측 및 선행 분석은 CST Microwave Studio로 수행하였다. 모의 실험 결과를 통해 2x2 패치 서브어레이 안테나의 반전력 빔폭(HPBW)은 E-plane에서 35.6도, H-plane에서 33.3도의 값을 얻었으며 이득은 13.3 dB였다. 슬롯을 포함한 패치의 2x2 서브어레이 안테나는 E-plane에서 35.6도, H-plane에서 34.7도의 값을 얻었고 이득은 15.5 dB였다. 두 안테나의 방사 패턴은 그림 4 및 그림 5과 같다.

두 서브어레이를 이용하여 설계된 4x4 패치 어레이 안테나들의 모의 실험을 수행하였다. 4x4 패치 어레이 안테나 구조는 그림 6과 같으며 방사 패턴은 그림 7과 같다. 반전력 빔폭(HPBW : Half-Power Beamwidth)은 E-plane에서 16.1도, H-plane에서 17.8도의 값을 얻었으며 이득은 17.25dB였다. 슬롯을 포함한 4x4 패치 어레이 안테나의 구조는 그림 8과 같으며 모의 실험에 의한 방사패턴은 그림 9와 같다. 반전력 빔폭(HPBW)은 E-plane에서 17.6도, H-plane에서 18.7도의 값을 얻었으며 이득은 18.38 dB였다.

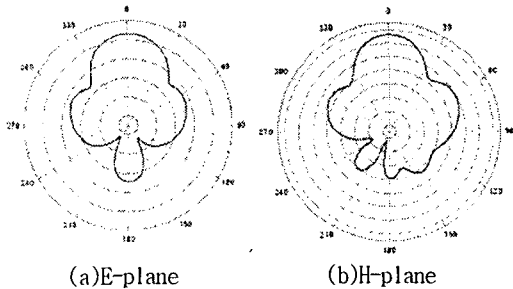


그림 4. 2x2 마이크로스트립 패치 어레이 안테나의 방사패턴

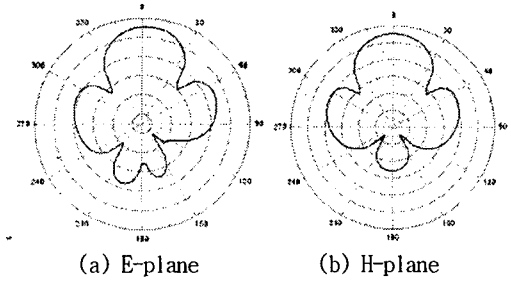


그림 5. 슬롯을 포함한 2x2 마이크로스트립 패치 어레이 안테나의 방사패턴

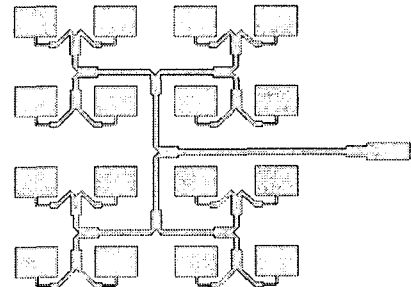


그림 6. 4x4 마이크로스트립 패치 어레이 안테나의 구조

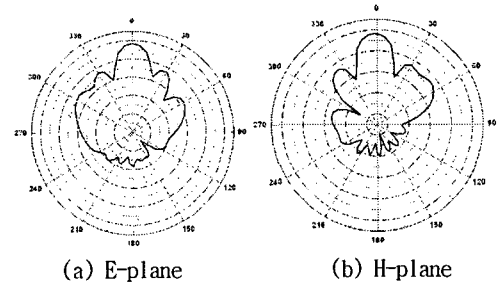


그림 7. 4x4 마이크로스트립 패치 어레이 안테나의 방사패턴

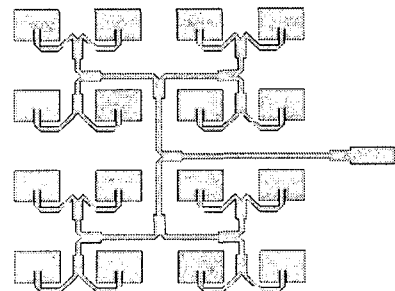


그림 8. 슬롯을 포함한 4x4 마이크로스트립 패치 어레이 안테나의 구조

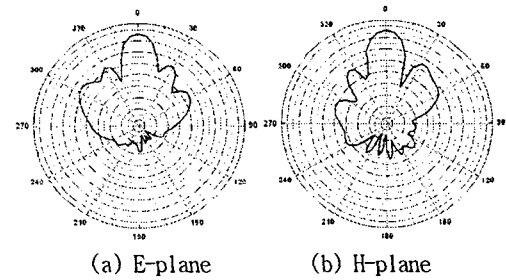


그림 9. 슬롯을 포함한 4x4 마이크로스트립 패치 어레이 안테나의 구조

V. 측정결과

제작한 4x4 마이크로스트립 패치 어레이 안테나의 방사패턴 측정결과는 그림 10과 같다. 이득은 11.6dB의 값을 얻었으며 반전력 빉폭은 E-plane에서 17.01도, H-plane에서 17.71도의 값을 구하였다. 슬롯을 포함한 4x4 마이크로스트립 패치 어레이 안테나의 방사 패턴 측정 결과는 그림 11과 같다. 이득은 12.55dB, 반전력 빉폭은 E-plane에서 18.66도, H-plane에서 17.12도의 결과를 얻었다.

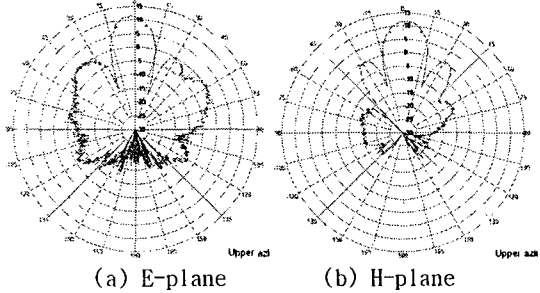


그림 10. 4x4 마이크로스트립 패치 어레이 안테나의 방사패턴 측정결과

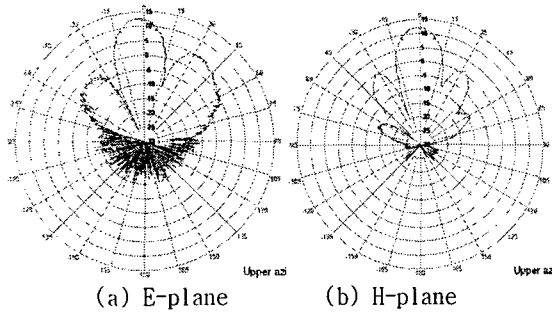


그림 11. 슬롯을 포함한 4x4 마이크로스트립 패치 어레이 안테나의 방사패턴 측정결과

측정결과는 모의 실험결과와 비교하였을 때, 반전력 빉폭과, 메인 로브와 사이드로브의 이득 차이는 비교적 일치하였으나 메인 로브의 이득이 비교적 큰 차이를 보인다. 이는 제작 중에 발생 가능한 다양한 오차로 인해 모의 실험에 사용된 안테나 모델과 구조의 차이에서 기인한 것으로 분석된다.

VI. 결론

본 연구에서는 위성통신용 주파수 대역인 20GHz에서 동작하는 4x4 패치 어레이 안테나를 설계하고 제작하였다. 급전방식에 따라 두 형태의 패치 안테나를 설계하였고, 이를 이용한 두 종류의 2x2 패치 서브어레이를 설계하였다. 설계된 두 종류의 서브어레이는 4x4 어레이 안테나의 설계에 채택되어 4x4 마이크로스트립 패치 어레이 안테나의 설계, 제작 및 측정이 수행되었다. 실제 방사 패턴에서 메인 로브의 폭을 최대한 좁게 구현하고 grating lobe를 최소화하기 위한 패치 원소간의 최적 간격은 파장의 0.736배로 결정하였으며 기판은 유전율 2.33, 두께 0.775mm의 RT/ Duroid 5870

을 사용하였다. 각 패치 원소들의 급전은 100Ω의 마이크로스트립 라인을 연결하여 파워 스플리터로 연결되었다. 모의 실험 결과 보다 높은 이득 및 지향성을 갖는 2x2 패치 서브어레이 안테나를 채택하여 4x4 패치 어레이 안테나로 설계하였다. 본 논문을 통해 16개의 패치 원소로 구성된 4x4 어레이 안테나를 연구하고 설계하여 +/-10도 이내의 빉폭, grating lobe의 최소화 및 고이득의 특성을 구현하였다. 향후 연구를 통해 어레이 안테나의 다양한 변수를 통해 방사 특성 최적화가 이루어져야 할 것으로 사료된다.

참고문헌

- [1] Malik, D.P.S., Eskell, J.M. and Skeen, M.H., "Microstrip Patch Antennas for Space Applications," *IEE Colloquium*, Jun. 1991, pp. 9/1-9/5.
- [2] D.A. Walcher, R.Q. Lee and K.F. Lee, "Microstrip Patch Antenna Receiving Array Operating in the Ku Band," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 3, pp. 1904-1907, July. 1996.
- [3] Balanis, C. A., "Antenna Theory," JOHN WILEY and SONS, INC., 2005.
- [4] R.E. Munson, "Conformal microstrip antennas and microstrip phased arrays," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-22, no.1, Jan. 1974, pp. 74-77.
- [5] K.R. Carver and J.W. Mink, "Microstrip antenna technology," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-29, no.1, Jan. 1981, pp. 2-24



이 하 영
 2004년 중앙대 전자전기공학부 (공학사).
 2006년 중앙대 전자전기공학부 (공학석사).
 관심분야 RF 회로 및 안테나.



제프리 브룬스타인
 1988년 전자공학 공학석사 University of California. 2004년 전자공학 공학박사 Rensselaer Polytechnic Institute 2004년~현재 중앙대학교 방문 교수. 관심분야는 전자장 수치 해석, RF 회로 및 안테나,



김 형 식
 1985년 서울대학교 전기공학 공학사. 1987년 서울대학교 전기공학 공학 석사. 1990년 서울대학교 전기공학 공학박사 1990-2002 순천향대학교 정보기술공학부 부교수. 1997-1998 R.P.I 미국 방문 교수. 2002-현재 중앙대학교 전자전기공학부 교수. 관심분야는 전자장 및 수치해석, RF 및 마이크로웨이브 소자 해석 및 설계, RFID 시스템 연구, IT-SoC응용 회로, 전력 IT