

다이폴에 의해 급전되는 집적 혼 안테나 설계

박 동 국*

Design of a Dipole-fed Integrated-horn Antenna

Dong Kook Park

Abstract

This paper discusses the design of a dipole-fed integrated-horn antenna at S band frequency range. The dipole-fed integrated-horn antenna consists of planar dipole, reflector and pyramidal horn. The design parameters of the antenna are investigated by using the released NEC-WIN Pro code. The calculated input impedance and radiation pattern of the antenna are compared with the experimental results.

I. 서론

밀리미터파 및 서브 밀리미터파 대역에서는 안테나의 크기가 작아서 Si, GaAs 등 웨이퍼에 마이크로머시닝 기술을 이용하여 안테나, 검출기, 필터 및 전송선로 등의 회로를 함께 집적화하는 연구들이 진행 중이다[1]. 이런 연구의 한 예로 2차원 평면상에 배열되어 있는 92 GHz의 집적 혼(Integrated-horn) 안테나에 대한 연구가 발표되었다[2]-[5]. 이러한 집적 혼 안테나는 밀리미터파 및 서브 밀리미터파에서 비, 안개 속에서의 이미징 및 추적, 원격탐사, 전파 천문 등 여러 분야에 응용할 수 있다.

본 논문에서는 밀리미터파 영역에서 동작하는 그림 1과 같은 구조의 집적 혼 안테나를 설계하기 위한 초기 단계로, 비교적 제작 및 측정이 용이한 마이크로파 대역인 S밴드 대역에서 동작하는 그림 1의 혼 안테나의 입력 임피던스와 복사패턴에 대해 연구하였다. 그림 1의 안테나는 평판 다이폴을 급전 안테나로 사용하여 한 쪽 방향으로 지향성을 갖도록 하기 위해 반사체로서 직육면체 모양의 공동(cavity)과 피라미드 형태의 혼으로 구성되어 있다.

밀리미터파 대역에서 동작하는 그림 1의 집적 혼 안테나를 설계한다는 것은 혼 개구면 및 반사체인 공동의 크기, 반사면과 다이폴의 간격 및 다이폴의 크기를 결정하는 것이다. 이러한 설계 파라미터를 얻기 위해 각 파라미터의 변화에 대한 임피던스 및 복사패턴의 변화를 NEC-WIN

* 한국해양대학교 전자통신·전파공학부 조교수

Pro[6]를 사용하여 계산하였고, S밴드 대역에서 이 안테나의 입력 임피던스 및 복사 패턴을 측정하여 계산치와 비교하였다.

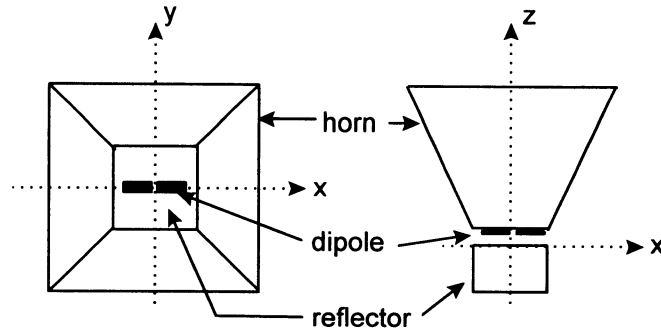


그림 1. 집적 혼 안테나 모양

Fig. 1. Geometry of an integrated-horn antenna

II. 시뮬레이션 및 측정

밀리미터파 대역에서 동작하는 그림 1의 집적 혼 안테나인 경우 반사체와 피라미드 혼 사이에 안테나 및 검출기 등의 소자들이 놓이기 위한 층(layer)이 존재한다. 그러나 본 논문에서는 안테나만의 특성에 관심이 있으므로 검출기 등의 소자는 없이 동축케이블을 그림 1처럼 갭을 통해 평판 다이폴에 급전하였다. 갭의 크기는 안테나의 공진주파수에서 약 0.03λ 이하로 파장에 비해 매우 작으므로 안테나의 특성에 갭은 큰 영향을 미치지 않는다[2].

3 GHz에서 공진이 되는 집적 혼 안테나를 설계하기 위해 혼 개구면 및 반사체인 공동의 크기, 반사면과 다이폴의 간격 및 다이폴의 크기를 얼마로 해야하는지 알아보기 위해 먼저 2.8 GHz ~ 3.2 GHz의 주파수범위에서 다음과 같은 단계를 거쳐 설계를 하였다. 첫째, 자유공간에서 약 3 GHz에서 공진이 되는 다이폴 안테나를 설계한다. 둘째, 직육면체 모양의 반사체를 설치하고 이것의 크기에 따른 변화를 조사한다. 셋째, 피라미드 혼을 반사체와 함께 설치하여 혼의 영향을 조사한다. 넷째, 위 시뮬레이션의 결과로부터 공진시 입력 임피던스가 50Ω 이 되는 집적 혼 안테나의 크기를 결정한다.

위의 단계를 따라 설계해 나갈 때 다음의 두 가지 사항에 대해서는 제한을 두었다. 첫째, 밀리미터파 대역의 집적 혼 안테나를 실리콘 웨이퍼에서 구현할 때 Si 결정면(crystal plane)의 방향(orientation)에 의해 피라미드 혼의 flare 각도를 70° 로 하는 것이 가공이 쉬우므로[3] 본 논문에서 피라미드 혼의 flare 각도를 70° 로 고정하였다. 둘째, 일반적으로 혼 개구면의 크기가 0.8λ 보다 작으면 넓은 복사패턴을 가지며, 1.7λ 보다 크게 되면 개구면의 위상 오차가 생기게 되므로 $1\lambda \sim 1.5\lambda$ 정도의 크기로 하는 것이 바람직하므로[3], 본 논문에서는 혼 개구면의 크기를 대략 $1.25\lambda \times 1.25\lambda$ 정도로 고정하였다. 이러한 두 가정으로부터 그림 1에서 반사체의 넓이는 정해지게 된다.

다이폴에 의해 급전되는 집적 혼 안테나 설계

위의 단계를 밟아 먼저 3 GHz에서 공진이 되는 다이폴 안테나를 설계하여 폭 3 mm, 길이 44 mm의 평판 다이폴을 얻었다. 이러한 평판 다이폴의 치수는 시뮬레이션을 통하여 구하였으며, 실제 제작에 서는 두께 0.2 mm의 동판을 사용하여 구현하였다. 이 다이폴을 넓이가 69 mm × 69 mm인 직육면체 반사체의 개구면 상에 두고, 반사체와의 거리의 변화에 따른 다이폴 안테나의 입력 임피던스의 변화를 조사하여 그림 2에 나타내었다. 그림 2로부터 다이폴과 반사면과의 거리가 15 mm일 때 공진주파수에 서 약 50Ω이 되는 것을 알 수 있으며, 이때의 공진주파수는 대략 2.85 GHz로 자유공간상의 공진주파 수에 비해 낮아졌음을 알 수 있다.

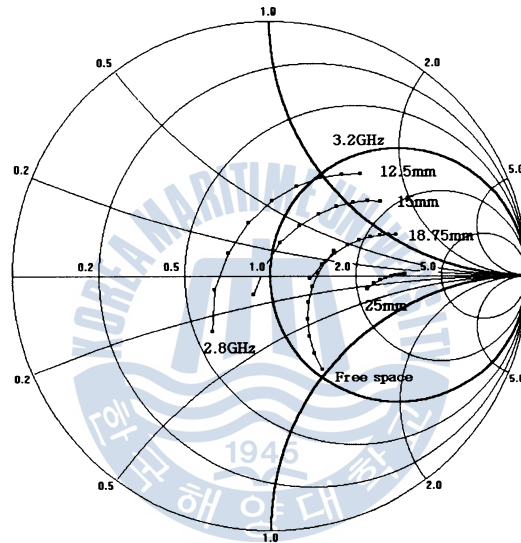


그림 2. 반사체와의 거리 변화에 따른 입력임피던스의 변화
Fig. 2. Input impedance versus height of reflector

또한 69 mm × 69 mm × 15 mm인 직육면체 공동 반사체의 개구면과 안테나 사이의 거리의 변 화에 따른 다이폴의 입력 임피던스의 변화를 그림 3에 나타내었다. 그림 3으로부터 반사체의 개구 면과 안테나 사이의 거리를 5 mm까지 변화를 시켰을 때 안테나가 반사체의 개구면에서 멀어질수 록 공진주파수에서의 입력 임피던스의 값이 증가하는 것을 알 수 있고, 이때의 공진주파수의 변화 는 미미함을 알 수 있다.

69 mm × 69 mm × 15 mm인 직육면체 반사체와 윗변 및 밑변의 길이가 각각 135 mm, 69 mm 이며, 높이가 57.4 mm인 평행사변형으로 구성된 피라미드 혼을 함께 설치하는 경우의 입력임피던 스의 변화를 그림 4(a)에 나타내었다. 그림 4(a)로부터 반사체만 있는 경우에 비해 피라미드 혼이 있는 경우 공진주파수 및 공진시의 입력 저항, 즉, 복사 저항이 증가함을 알 수 있다.

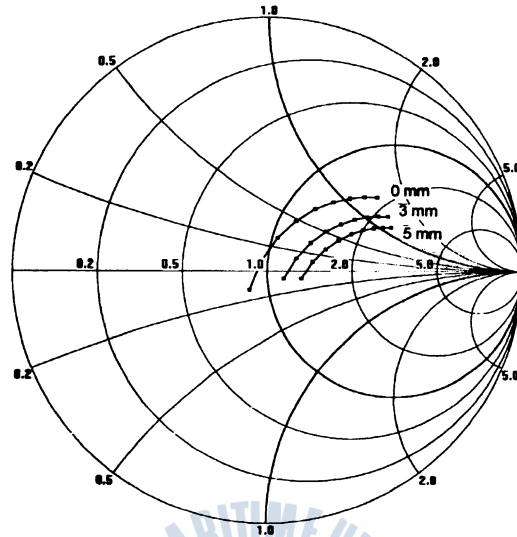
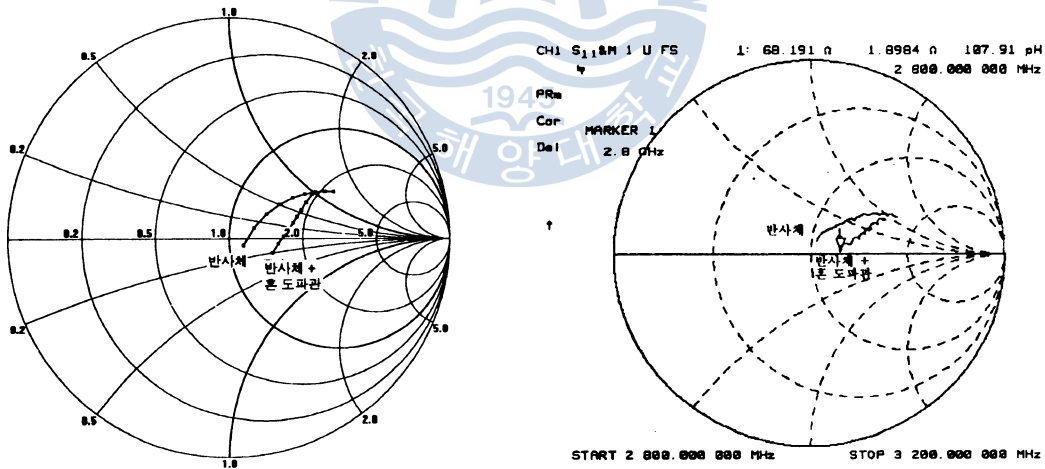


그림 3. 반사체의 개구면과 안테나 사이의 거리의 변화에 따른 입력임피던스의 변화
 Fig. 3. Input impedance versus distance from aperture of reflector to dipole.



(a) 계산치
 (a) Simulation

(b) 실험치
 (b) Measurement

그림 4. 피라미드 혼의 유무에 따른 집적 혼 안테나의 입력 임피던스의 이론치와 실험치
 Fig. 4. Simulated and measured input impedance of integrated-horn antenna with and without pyramidal horn

설계한 평판 다이폴 및 반사체, 피라미드 혼들을 동판을 사용하여 제작하고, 동축케이블로 급전 되는 평판 다이폴을 발포 스티로폼을 사용하여 반사체와 피라미드 혼 사이에 고정하였다. 2.8

GHz ~ 3.2 GHz의 주파수범위에서 반사체만 있는 경우의 입력 임피던스 및 반사체와 피라미드 혼 구조가 있는 경우의 입력 임피던스의 변화를 실험하여 그림 4(b)에 나타내었다. 이론치와 실험치의 입력 임피던스가 정확히 일치하지는 않지만 그 경향이 매우 유사함을 알 수 있다.

한편, 그림 4에서 반사체와 피라미드 혼이 있는 집적 혼 안테나의 공진주파수에서의 입력 임피던스가 계산치 및 실험치 모두 50Ω 이 안되는 것을 볼 수 있다. 만약 밀리미터파 대역의 집적 혼 안테나의 뒷단에 연결되어 있는 검출 소자의 입력 임피던스를 50Ω 으로 가정하는 경우, 임피던스 정합을 위해 안테나의 공진시 입력 임피던스의 값이 50Ω 이 되도록 설계를 해야한다. 지금까지의 시뮬레이션 및 실험을 통해 얻은 결과를 바탕으로 피라미드 혼의 크기를 그림 4의 경우와 같이 두고, 반사체의 크기를 $69\text{ mm} \times 69\text{ mm} \times 10\text{ mm}$ 으로 재설계하여 측정한 결과, 평판 다이폴은 2.75 GHz에서 공진이 되고 이때의 입력 임피던스가 50Ω 이 됨을 그림 5를 통해 알 수 있다. 다시 정리해보면, 자유공간에서 3 GHz에서 공진이 되는 평판 다이폴이 피라미드 혼과 직육면체 공동 반사체에 의해 2.75 GHz에서 공진이 되며 이때의 입력 임피던스가 50Ω 이 되는 것을 알 수 있다.

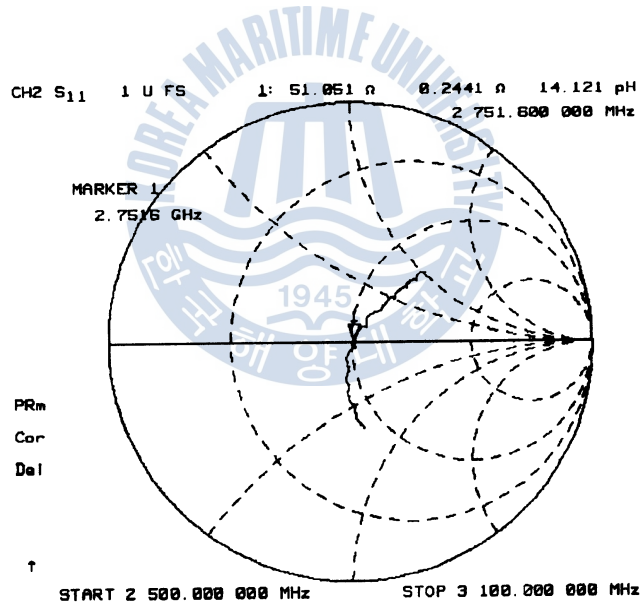


그림 5. 공진 주파수에서 정합이 된 집적 혼 안테나의 입력 임피던스

Fig. 5. The input impedance of integrated-horn antenna matched at resonance frequency.

위의 결과들을 scale down 개념으로 생각해 보면, 밀리미터 주파수 영역에서 동작하며 공진 주파수에서 입력 임피던스가 50Ω 이 되는 집적 혼 안테나를 설계할 수 있을 것이다.

또한 평판 다이폴이 자유공간에 있는 경우와 반사체가 있는 경우 및 반사체와 피라미드 혼이 모두 있는 경우 각각에 대해 2.8 GHz에서의 안테나의 복사패턴의 계산치와 실험치를 그림 6에 나타내었다. 피라미드 혼 구조가 있으므로해서 지향성이 개선되는 것을 볼 수 있다. 또한 0° 방향의 복사 전력도 피라미드 혼이 있는 경우가 크며, 이것은 그림 4의 공진주파수에서의 복사저항의 증가로부터도 알 수 있다. 이러한 현상은 다른 주파수에서도 동일하며, 그림 6과 유사한 복사패턴을 갖는다.

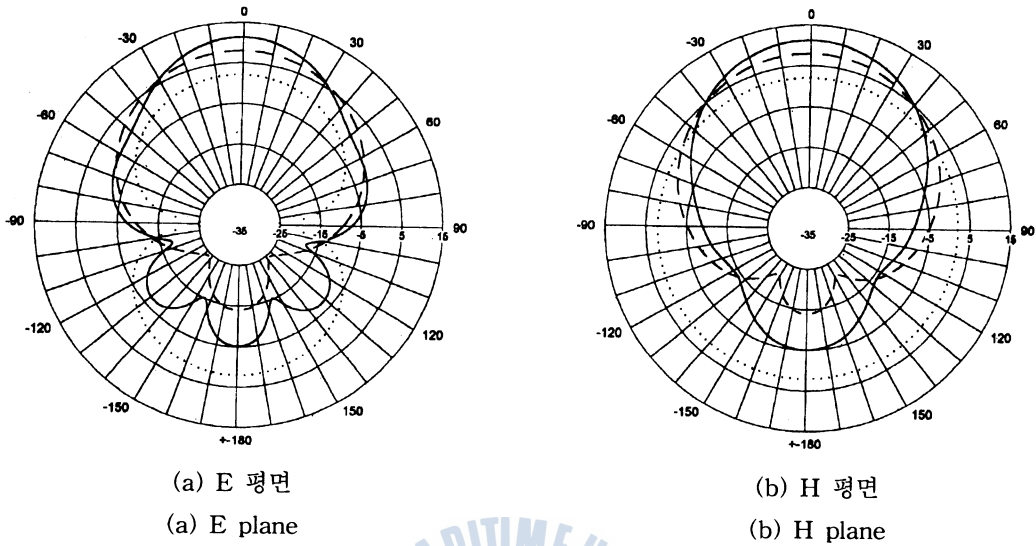


그림 6. 2.8 GHz에서 시뮬레이션한 복사 패턴
(-----: 자유공간, - - - - : 반사체, — : 반사체 + 피라미드 혼)

Fig. 6. Simulated radiation patterns at 2.8 GHz
(-----: free space, - - - - : reflector, — : reflector + horn)

또한 그림 7에 반사체와 피라미드 혼이 있는 구조에 대해 E, H면 복사 패턴을 각각 측정하여 계산치와 비교하여 나타내었다. 대략 -30° 에서 $+30^\circ$ 의 범위에서 이론치와 실험치가 근접함을 볼 수 있다.

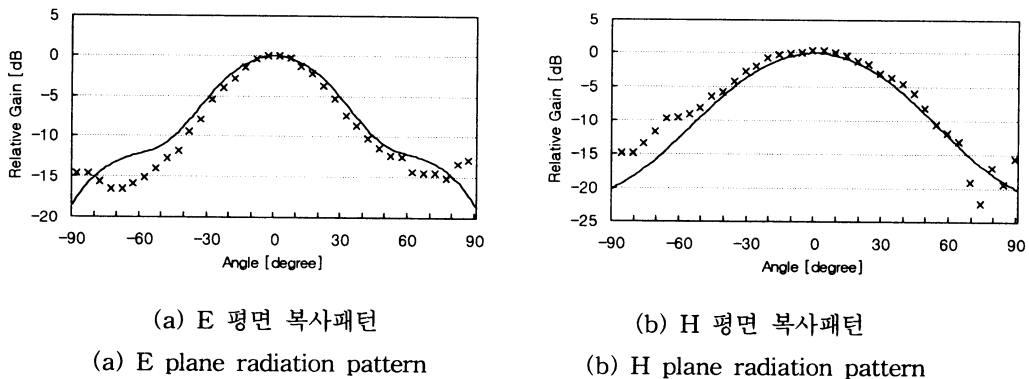


그림 7. 이론치와 실험치 복사패턴 비교
(— : 이론치, × : 실험치)

Fig. 7. Comparison of simulated and measured radiation patterns at 2.8 GHz
(— : simulation, × : measurement)

Ⅲ. 결 론

본 논문에서는 밀리미터파 영역에서 동작하는 집적 혼 안테나를 설계하기 위한 초기 단계로 S 밴드에서 동작하는 집적 혼 안테나를 설계해 보았다. 자유공간에서 3 GHz에서 공진이 되는 평판 다이폴로 급전되는 집적 혼 안테나를 제작하여 실험한 결과 2.75 GHz에서 공진이 되는 안테나를 설계할 수 있었다. 즉, 공진주파수에서 입력 임피던스가 50Ω 이 되는 피라미드 혼 안테나를 제작하기 위해서는 공진주파수에서 길이가 0.4λ , 폭 0.09λ 인 평판 다이폴이 $0.63\lambda \times 0.63\lambda \times 0.09\lambda$ 인 직육면체 반사체 위에 반사면과 0.13λ 의 간격을 두고, 윗변 및 밑변의 길이가 각각 1.23λ , 0.63λ 이며, 높이가 0.53λ 인 평행사변형으로 구성된 피라미드 혼에 연결되면 된다는 것을 알 수 있다. 이러한 결과를 이용하면 밀리미터파 대역에서 동작하는 집적 혼 안테나를 설계할 수 있을 것이다.

참고문헌

- [1] D. Rutledge, "Micro-machining in submillimeter-wave circuits," *IEEE MTT-S Symp. Dig.*, pp. 1889-1892, 1996.
- [2] G. V. Eleftheriades, W. Y. Ali-Ahmad, L.P.B. Katehi, and G. M. Rebeiz, "Millimeter-wave integrated-horn antenna : Part I-theory," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 39, pp. 1575-1581, 1991.
- [3] W. Y. Ali-Ahmad, G. V. Eleftheriades, L.P.B. Katehi, and G. M. Rebeiz, "Millimeter-wave integrated-horn antenna : Part II-experiment," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 39, pp. 1582-1586, 1991.
- [4] W. Y. Ali-Ahmad and G. M. Rebeiz, "92 GHz dual-polarized integrated horn antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 39, pp. 820-825, 1991.
- [5] G. M. Rebeiz, D. P. Kasilingam, P. A. Stimson, Y. Guo, and D. B. Rutledge, "Monolithic millimeter-wave two-dimensional horn imaging arrays," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 38, pp. 1473-1482, 1990.
- [6] "NEC2 user's manual", <http://www.nittany-scientific.com>.

