

서브 어레이를 이용한 Q 대역 직렬 급전 마이크로스트립 배열 안테나의 설계

The Design of Series-Fed Microstrip Array Antenna using Subarray at Q Band

허 전 · 오순수 · 성영제 · 김영식

Johns Heo · Soon-Soo Oh · Young-Jae Sung · Young-Sik Kim

요 약

본 논문에서는 도파관의 슬롯 급전과 서브어레이를 이용한 마이크로스트립 배열 안테나를 나타내었다. 서브 어레이는 마이크로스트립만을 이용한 급전에 비해 급전 손실을 줄일 수 있으며 40.5 GHz에서 43.5 GHz까지 넓은 주파수 범위와 평탄한 이득을 얻을 수 있도록 설계되었다. 24×24 직렬 급전 배열 안테나는 최대 32.4dBi의 이득을 얻었다.

Abstract

In this paper, a microstrip array antenna utilized a subarray with a waveguide slot feeding is presented. This subarray can reduce the feed loss compared with a full microstrip feed network. The subarray has been designed both for a broad reflection bandwidth and a flat gain bandwidth from 40.5 GHz to 43.5 GHz. The 24×24 series-fed array antenna has been implemented with the maximum gain of 32.4 dBi.

Key words : Microstrip Array, Subarray, Series-Fed

I. 서 론

최근에 이동통신과 위성통신의 활성화, 또한 무선 멀티미디어 서비스의 폭발적인 수요로 인하여 높은 정보량과 초고속화에 대한 요구가 절실한 시점이다. 따라서 더 높은 주파수 자원을 활용하기 위한 밀리미터파 대역의 연구를 가속시켰으며 현재 밀리미터파를 활용한 대표적인 고속 무선 멀티미디어 서비스로 미국에서는 LMDS(Local Multipoint Distribution System), 한국에서는 B-WLL(Broad Wireless Local Loop)가 있으며 위의 스펙에 맞는 효율적인 안테나에 대한 연구가 활발히 진행되어 현재 실용화 이르게 되었다. 그러나 한정된 주파수 자원과 더 높은 고

속의 정보량의 요구에 따라 Q 밴드의 주파수 대역을 사용하는 멀티미디어 서비스로 BMWS(Broadband Multi-media-Wireless Service)^[1]가 연구 중이다. 따라서 본 논문은 위 서비스에 맞는 40.5 GHz~43.5 GHz의 주파수 대역을 가지며 높은 이득을 얻을 수 있는 안테나 설계에 중점을 두었다.

일반적으로 밀리미터파의 특성상 주파수가 올라갈수록 도체에 의한 손실은 늘어난다. 그러므로 저 주파에서 큰 문제가 없었던 일반적인 마이크로스트립 라인에 의한 급전방법은 상당한 손실을 발생하게 되므로 고 이득을 기대할 수 없다^[2]. 본 논문은 밀리미터파에서 손실이 적은 도파관을 이용하여 슬롯을 통해 급전, 최종적으로 패치에 결합되는 Hybrid Cou-

「본 연구는 2003년도 고려대학교 교내특별연구비의 지원으로 수행되었음.」

고려대학교 정보통신대학 전파공학과(Dept. of Radio Sciences and Eng., Korea University)

· 논문 번호 : 20031115-12S

· 수정완료일자 : 2003년 12월 30일

pling^[3] 구조를 택했다. 또한 안테나의 반사 손실뿐 아니라 일정한 이득을 얻기 위해서 4×4 서브어레이 (Subarray) 개념을 도입하였다^[4]. 한 개의 서브 어레이는 총 6×6의 방사 소자를 이루므로 총 24×24의 배열 안테나를 제작할 수 있었다. 측정 결과 최대 이득은 32.4 dBi의 높은 이득을 얻을 수 있었다.

II. 도파관의 설계

그림 1은 T 접합 단일 도파관의 모습을 나타냈다. WR-22의 표준 규격인 5.7 mm×2.85 mm의 크기를 약간을 변형시켜 4.6 mm×2.85 mm로 설계를 하여 42 GHz일 때의 도파관 내의 파장을 9.2 mm에서 11.3 mm로 늘어남에 따라 제작 공정에서의 공간적 제약을 제거했다. 통상적인 T-정합 도파관을 이용하여 가상 실험한 결과 원하는 주파수 대역에서 -5 dB 보다 높은 반사 손실을 가지는 것을 볼 수 있었다. 따라서 반사 계수의 특성을 향상시키기 위한 주요 파라미터로 W1, W2, W3를 설정하여 안소프트사의 HFSS로 시뮬레이션 하였다.

실험결과 W1=2.1 mm, W2=0.2 mm, W3=0.5 mm에서 최적의 반사 손실을 가지는 것을 볼 수 있었으며, 원하는 주파수 범위에서 모두 -25 dB 내외의 반사 계수 값을 볼 수 있다.

그림 2에서는 총 세 가지의 T-접합 단일 도파관의 반사 계수를 각각 도식하였다. 첫 번째 도파관은 일반적인 T-접합 단일 도파관으로 -5 dB보다 높은 반사 손실을 보여 실질적으로 사용하기 어려웠고 두 번째의 경우는 도파관의 중앙에 W1=2.1 mm 폭 0.5 mm의 벽을 넣은 경우이다. 위 경우는 반사 계수가 -15 dB 미만의 반사 손실을 보여주었다. 그러나 제안된 구조에 비해서는 약 10 dB 높은 값을 보여 주었다.

각각의 단위 도파관으로 급전된 파가 전 주파수 범위에서 동일한 위상 및 크기를 가지기 위해서 동

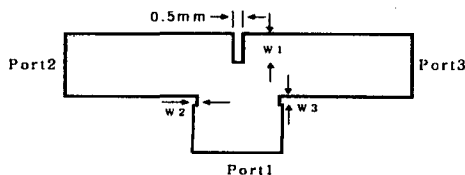


그림 1. T-접합 단일 도파관
Fig. 1. Geometry of T-junction.

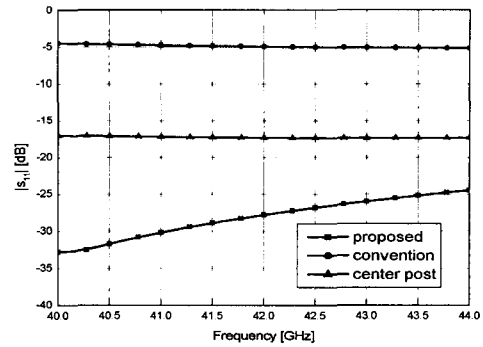


그림 2. 각 도파관의 반사 손실
Fig. 2. The return losses for each T-junction.

시 급전(Corporate Feeding) 방식을 택하였다. 이 급전의 특징은 각각의 서브어레이가 독립적인 관계로 안테나의 주 빔(Main-Beam)이 기울어지는(Tilt) 것을 막을 수 있는 장점이 있다^[5]. 또한 일반적인 1:n 전력 분배기 형식의 급전 네트워크는 인접한 서브어레이의 패치와 패치 사이의 거리가 약 12 mm 이상이 되어 부엽 레벨에 악 영향을 미친다. 따라서 그림 3과 같은 최적의 급전네트워크를 구성하였다^[6]. T-접합 도파관으로 급전된 파가 좌우로 나뉘어 진행될 때 폭 D1=5.7 mm에서 D2=4.6 mm로 줄어든다. 또한 분기된 파는 동일한 거리까지 전달되며 또 다시 다른 T-접합 도파관으로 전달되어 동일한 위상 및 크기의 파를 각 서브어레이에 전달할 수 있다. 그림 3에서는 도파관의 급전 네트워크를 도식하였으며, 급전된 파가 서브어레이에 들어가기 전 각각 16개의 포트들 달아 HFSS로 시뮬레이션 하여 결과를 그림 4에서

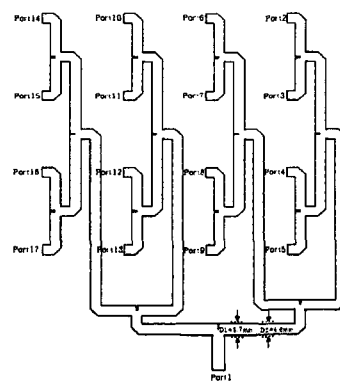
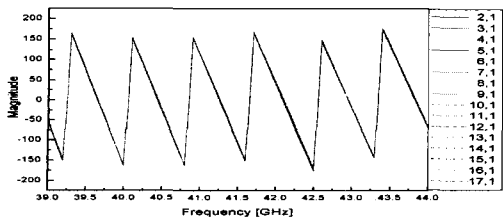
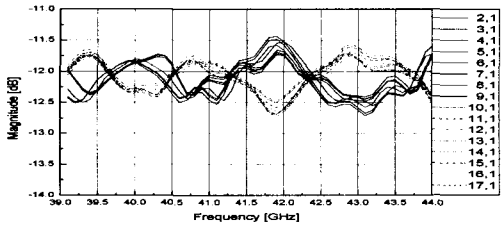


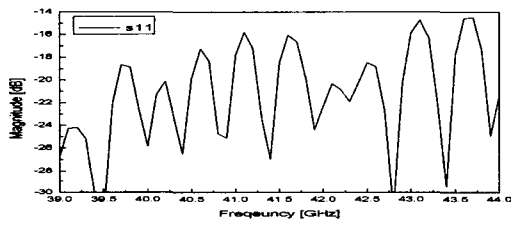
그림 3. 도파관의 급전 네트워크
Fig. 3. Feed network of waveguide.



(a) 위상
(a) Phase



(b) 크기
(b) Magnitude



(c) 반사손실
(c) Return loss

그림 4. 급전 네트워크의 시뮬레이션 결과
Fig. 4. Simulated results of feed network.

도식하였다. 그림에서 알 수 있듯이 각각의 서브어레이에 전달되는 파의 S파라미터값은 1 dB 이내로, 위상은 거의 동일한 결과를 얻을 수 있었다. Port 1에서의 반사 손실은 전 대역에서 -15 dB(VSWR=1.5) 이하의 낮은 반사 손실 값을 가져 급전된 에너지가 효과적으로 서브어레이에 전달되는 것을 알 수 있다.

III. 방사 패치의 설계

직렬 급전은 병렬 급전과 다르게 급전 라인의 길이를 대폭 줄일 수 있어서 급전라인에서 발생하는 방사와 급전 손실을 최소화 할 수 있다. 그러나, 직렬 급전은 주파수 대역폭이 좁고 주파수에 따라 주빔이 기울어지는 단점을 가지고 있다. 이런 단점을

극복하고자 동일평면상에 기생 패치를 넣어 주파수 대역폭의 확장과 주 빔이 기울어지는 것을 방지할 수 있었다^[7].

그림 5는 1×3 패치의 설계를 나타낸 것이다. 주요한 파라미터 값으로 패치 크기를 W2, L2, 기생 패치는 W1, L1, W3, L3, 기생 패치 사이의 간격 S1, S2, 패치 사이의 간격 L3로 설정하였고 전력 손실을 최소화하면서 원하는 주파수 대역을 얻기 위해 기판의 두께를 0.381 mm, 비유전율을 2.2로 설정하여 IE3D로 시뮬레이션 하였다. W1=0.9 mm, W2=1.6 mm, W3=1.5 mm, L1=2.13 mm, L2=2.18 mm, L3=2.15 mm, L4=4.8 mm, S1=0.15 mm, S2=0.1 mm에서 최적의 결과를 보여주었다. 그림 6, 7은 T접합으로 구성된 서브어레이의 전체 모습과 결과를 나타내었다. PCB 인쇄 기술을 통하여 앞면에는 방사 소자 및 급전 라인을 설계하였고 아래 기판은 슬롯을 설계하였다. 단락 형식(Short-Type) 서브어레이를 만들기 위해서

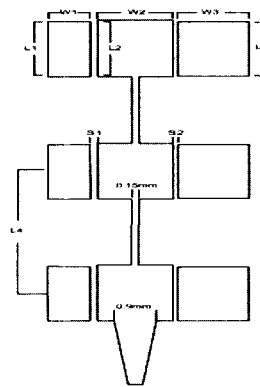


그림 5. 1×3 직렬 패치 어레이
Fig. 5. 1×3 Series-fed arrays.

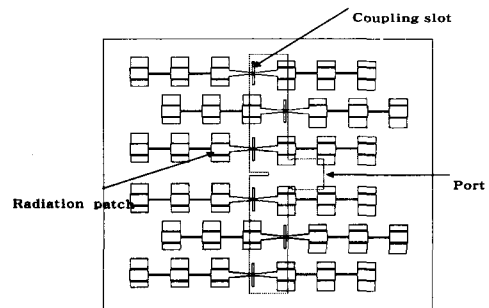
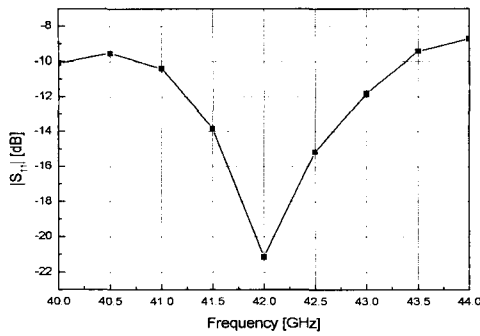
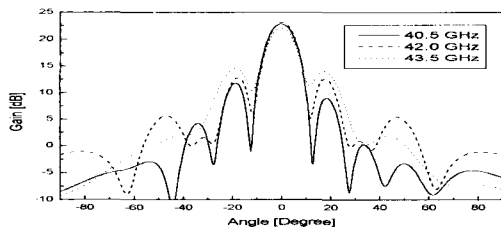


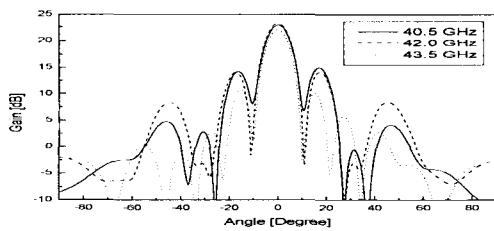
그림 6. 서브어레이의 구조
Fig. 6. The structure of subarray.



(a) 급전손실
(a) Return loss



(b) E-면
(b) E-plane



(c) H-면
(c) H-plane

그림 7. 서브어레이의 시뮬레이션 결과
Fig. 7. Simulated result of subarray.

각각의 슬롯 사이의 거리를 중심 주파수의 $\lambda_g/2$ 인 5.6 mm 서브어레이의 끝 단에서 첫 번째 슬롯까지의 거리는 중심 주파수의 $\lambda_g/4$ 인 2.8 mm로 설정하여 정현파(Standing-Wave)를 슬롯 중앙에 위치한 마이크로스트립 라인으로 급전하는 방식이다. 동일한 위상의 파를 급전하기 위해서 슬롯의 위치를 도파관의 중심으로부터 대칭적(Alternative)으로 위치시켰다^[8]. 슬롯의 크기는 HFSS를 이용하여 폭 0.25 mm, 길이 3.4 mm일 때 최적의 결과를 보였다. S_{11} 의 결과를 볼 때 중심 주파수에서 -20 dB 이내의 낮은 값을

가졌고, 전 주파수에서 -10 dB 내외의 값을 보여 단위 서브어레이의 삽입손실이 적음을 알 수 있다.

IV. 측정 및 결과

그림 8, 9는 제작된 안테나의 구조를 나타낸다. 도파관을 가공했을 때 기판과 도파관을 연결할 수 있는 나사 구멍을 뚫어 기판과 도파관을 연결하였다. 또한 전기적인 접촉에 의한 이득의 감소를 방지하기 위해서 도파관 주변에 초크를 가공 전기적 접촉면의 불완전성에 의한 이득의 감쇄를 상쇄시켰다^[9]. 그림 10, 11에서 안테나의 측정결과를 나타내었다. 그림에서 보듯이 41 GHz에서 41.5 GHz 사이의 반사손실이 -10 dB를 넘어가는 것을 볼 수 있다. 이는 제작 공정상의 오차 및 본 논문에서 고려하지 않았던 서브어레이와 서브어레이의 상호 결합(Mutual coupling)으로 추정되나 원하는 대역 대부분에서 -10 dB

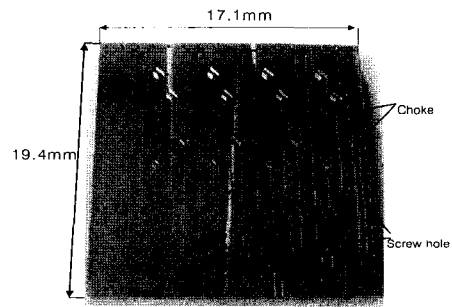


그림 8. 제작된 도파관
Fig. 8. Fabricated waveguide.

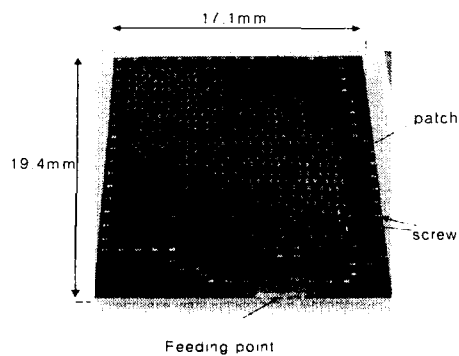


그림 9. 제작된 24x24 어레이 안테나
Fig. 9. Photograph of the fabricated 24x24 array antenna.

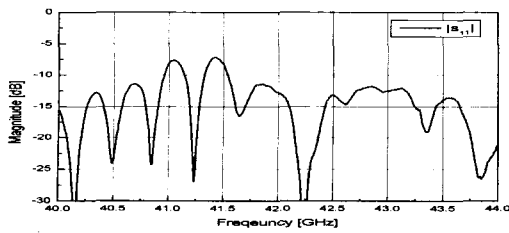
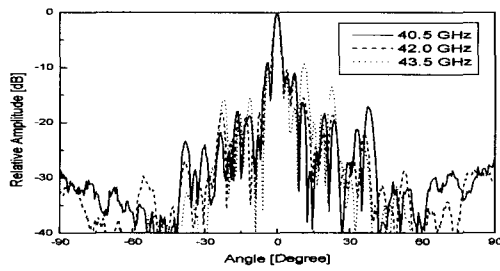
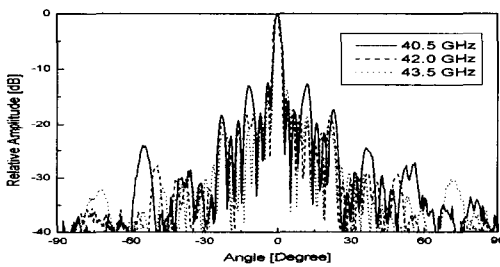


그림 10. 안테나의 반사손실
Fig. 10. Measured magnitude of return loss.



(a) E-면
(a) E-plane



(b) H-면
(b) H-plane

그림 11. 안테나의 패턴
Fig. 11. Measured radiation patterns.

(VSWR=2)의 반사 손실을 보여주었다. E-plane에서는 -9 dB의 다소 높은 부엽 레벨을 보였는데, 이는 서브어레이의 간격이 넓은 까닭에 패치와 패치 사이의 간격이 7.9 mm로 한 파장을 넘어서는 부분으로 인해서 발생하는 현상으로 추측된다. H-plane에서는 -12 dB 정도의 부엽레벨을 나타내어 이론상의 -13 dB보다는 1 dB 낮은 결과를 나타내었다. 표 1에서 주파수별 안테나의 이득 값을 나타냈다. 주파수 전 대역에서 높은 이득 값을 갖는 것을 볼 수 있었으며 특히 43 GHz에서 32.4 dBi의 최대 이득을 얻을 수 있었다.

표 1. 측정된 안테나 이득
Table 1. Measured antenna gain.

주파수 [GHz]	이득 [dBi]
40.5	30.1
41	28.9
41.5	31.3
42	30.7
42.5	31.6
43	32.4
43.5	31.3

V. 결 론

밀리미터파 대역에서 넓은 주파수 대역과 낮은 손실과 높은 이득을 얻기 위해서는 급전부의 설계가 중요하다. 그러므로 급전 손실이 적은 도파관을 이용 4×4 서브어레이의 급전네트워크를 구성하여 1차 급전을 하였으며 직렬 급전 배열 안테나를 사용하여 2차 급전하였다. 그 결과 40.5 GHz~43.5 GHz의 주파수 범위에서 31 dBi 내외의 높은 이득을 얻을 수 있었다. 따라서 무선 서비스인 BMW의 상업용 통신시스템의 가입자용 안테나로 응용이 가능할 것으로 기대된다.

참 고 문 헌

- [1] E. B. Kim, "Future Prospect of Broadband Wireless Access Loop", in *Proc. of the 3rd Workshop on B-WLL Technology*, Seoul, Korea, 2001.
- [2] M. Weiss, "Microstrip Antennas for Millimeter Waves", *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. 29, pp. 171-174, Jan. 1981.
- [3] F. P. Van Der Wilt, J. H. M. Strijbos, "A 40 GHz Planar Array Antenna Using Hybrid Coupling", *Proc. of the Conference at the Astro Institute*, pp. 12-14, Apr. 1999.
- [4] P. N. Richardson, H. Y. Yee, "Design and Analysis of Slotted Waveguide Antenna Arrays", *Microwave J.*, pp. 109-125, Jun. 1988.
- [5] R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl and A. Ittipiboon, *Microstrip Antenna Design Handbook*, Artech House, 2001.

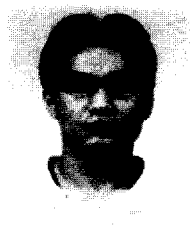
- [6] S. -S. Oh, "A Study on Broadband High-Gain Millimeter-Wave Planar Array Antennas", *Ph. D. Dissertation*, Dept. of Radio Sciences and Eng., Korea University, Seoul, Korea, 2003.
- [7] 오창열, 서성호, 오순수, 윤미경, 김영식, "B-WLL 용 광대역 마이크로 스트립안테나", 한국전자과학기술 종합학술발표회 논문집, 10(1), pp. 381-384, 2000년 11월.
- [8] R. S. Elliott, *Antenna Theory and Design, Revised Edition*, New York: Wiley, 2003.
- [9] Y. Kimura, T. Hirano, J. Hirokawa and M. Ando, "Alternating-phase Fed Single-layer Slotted Waveguide Arrays with Chokes Dispensing with Narrow Wall Contacts", *IEE Proc.-Microw. Antennas and Propagation*, vol. 148, pp. 295-301, Oct. 2001.

허 전



2002년 2월: 고려대학교 전파공학과 (공학사)
 2003년 2월~현재: 고려대학교 대학원 전파공학과
 [주 관심분야] 밀리미터파 배열 안테나 설계, EMI/EMC

성 영 제



2000년 2월: 고려대학교 전기전자 전파공학부 (공학사)
 2000년 3월~2002년 2월: 고려대학교 전파공학과 (공학석사)
 2002년 3월~현재: 고려대학교 박사과정
 [주 관심분야] 넓은 저지대역을 갖는 DGS 구조, DGS 구조를 이용한 RF 소자의 성능 개선, Reconfigurable patch antenna, 밀리미터파 대역 배열 안테나 설계

오 순 수



1998년 2월: 인하대학교 전자공학과 (공학사)
 2000년 2월: 인하대학교 전자공학과 (공학석사)
 2003년 8월: 고려대학교 전파공학과 (공학박사)
 2003년 8월~현재: The University of Manitoba Post Doc.
 [주 관심분야] 안테나, 전자파 수치해석, 초고주파 소자 설계

김 영 식



1978년 3월~1982년 1월: 홍익공업대학 전자과 조교수
 1988년 5월: University of Massachusetts at Amherst (공학박사)
 1988년 5월~1989년 2월: University of Massachusetts at Amherst Post Doc.
 1989년 3월~1993년 2월: ETRI 이동통신연구단 무선기술 연구실 실장
 1993년 3월~현재: 고려대학교 전파통신공학과 교수
 [주 관심분야] RF front-end system