

단순한 급전 구조를 갖는 Broadband Multimedia Wireless System(BMWS)용 슬롯 배열 안테나

A Slot Array Antenna with a Simple Feed Structure for Broadband Multimedia Wireless Applications

성영제 · 이정수 · 오순수 · 문종용** · 최원규* · 표철식* · 최재익* · 김영식

Young-Je Sung · Jung-Su Lee · Soon-Soo Oh · Jong-Yong Moon** · Won-Kyu Choi* · Cheol-Sig Pyo* · Jae-Ick Choi* · Young-Sik Kim

요 약

본 논문에서는 BMWS(Broadband Multimedia Wireless System)용 370개 슬롯 배열 안테나를 설계 및 제작하여, 그 특성을 측정하였다. 동작 주파수(40.5 GHz~43.5 GHz)의 특성상 안테나의 급전 손실이 크기 때문에 혼과 평행판 도파관(parallel-plate waveguide)으로 이루어진 단순한 형태의 급전 구조를 제안하였다. 제안된 급전 구조는 급전상의 효율성을 높일 수 있고, 대량 생산이 가능하다는 장점이 있다. 제작된 안테나의 경우 설계 주파수에서 이득이 25.8 dBi를 나타내었으며 E-면의 경우 부엽 레벨은 -18 dB로 억제되었고, 3°의 좁은 3 dB 빔폭을 나타내었다. 안테나의 비대칭적인 구조 때문에 H-면의 경우 3 dB 빔폭은 17°로 나타났으며 이 때 부엽 레벨은 -27 dB 이하로 억제되었다. 실험을 통해 얻은 결과는 모의 실험의 결과와 잘 일치하였다. 본 논문에서 제안한 슬롯 배열 안테나를 전력 분배기로 평행하게 결합시킴으로써 안테나의 비대칭 구조를 극복하여 H-면의 넓은 3 dB 빔폭을 개선시킬 수 있을 것으로 예상된다.

Abstract

We design and fabricate slot array antenna for BMWS(Broadband Multimedia Wireless System) applications. This paper presents a simple feed structure, which consists of two horns and a parallel-plate waveguide, because antennas operating at 40.5 GHz~43.5 GHz have considerable feeding losses. The simple feed structure has the advantages of high-efficiency and mass-production. The fabricated antenna has a gain of 25.8 dBi with a sidelobe level below -18 dB and a 3 dB beamwidth of approximately 3° in the E-plane. In case of H-plane, a 3 dB beamwidth is 17° and a sidelobe level is suppressed to below -27 dB. The experimental results are in good agreement with the simulation results. The authors expect that narrow 3 dB beamwidth is obtained by combining a few proposed slot array antennas in parallel.

Key words : BMWS, Waveguide Arrays, Slotted Arrays

I. 서 론

최근 들어서 주파수 수요의 급증에 따른 저주파 대역의 포화화 다양한 형태의 멀티미디어 서비스를

「본 연구는 한국전자통신연구원(ETRI)의 지원을 받아 수행되었음.
고려대학교 전파공학과(Department of Radio Sciences and Engineering, Korea University)
*한국전자통신연구원(Radio & Broadcasting Technology Laboratory, ETRI)

**텔웨이브(Telwave)

· 논문 번호 : 20020509-058
· 수정완료일자 : 2003년 1월 9일

요구하게 되자 정보의 광대역화 및 초고속화에 대한 관심이 높아지게 되었다. 1997년부터 세계 각국은 광대역 무선 멀티미디어 서비스를 위해 밀리미터파 대역을 할당하고, 이에 대한 연구 및 개발을 활발히 진행하고 있다. 특히, 40 GHz 대역에 할당된 BMWS(Broad Multimedia Wireless System)는 고정 통신용으로 할당된 LMDS(Local Multipoint Distribution System)와는 달리 근거리 이동성을 제공할 수 있기 때문에 무선 랜 서비스 등의 부가 서비스 제공이 가능하다. 또한 BMWS는 상/하향에 대해 대칭 서비스를 제공할 수 있기 때문에, 상향에 해당하는 가입자 전송 부분을 충분히 제공하는 서비스 지원이 가능하다. BMWS에 소요되는 적정 대역폭은 각 파라미터의 선정에 따라서 차이가 있을 수 있으나, 2010년 2~3 GHz의 대역폭이 필요할 것으로 예상된다. BMWS용 안테나는 40 GHz 대역에서 동작하는 특성상 자유공간 손실이 크고, 강우 감쇄가 심하게 일어나므로 높은 이득과 좁은 빔폭 그리고 낮은 부엽 레벨을 요구한다. II장에서는 급전 구조를, III장에서는 방사 구조를 Ansoft사 HFSS V.8.0을 사용하여 모의 실험을 한 후에 IV장에서 최종적으로 제작한 슬롯 배열 안테나를 측정하여 모의 실험을 통하여 얻은 값과 비교, 분석하였다.

II. 혼을 이용한 평행판 도파관 급전

밀리미터파 대역에서 마이크로스트립 라인을 이용한 급전 구조는 손실이 크기 때문에 도파관을 이용한 급전이 필요하다^[1]. 특히, 평행판 도파관은 급전 구조의 복잡성을 줄일 수 있기 때문에 급전상의 효율성을 높일 수 있고, 대량 생산이 가능하다는 장점이 있다^{[2],[3]}. 두 개의 무한 평면으로 이루어진 평행판 도파관을 제작하기가 어렵기 때문에, 본 논문에서는 평행판 도파관의 양 측면을 도체로 구현하였고, 양 측면은 단락 임피던스의 특성을 갖게 된다. 이러한 구조적인 차이로 인해 무한 평면으로 이루어진 평행판 도파관에서 형성되는 TEM 모드와는 약간 다른 quasi-plane TEM 모드가 형성되게 된다. 두 모드 사이의 차이는 도파관의 양 끝에서만 존재하게 되며, 폭이 넓은 경우 슬롯에 미치는 영향은 미비하고, 선형 편파(linear-polarization)에 좋은 특

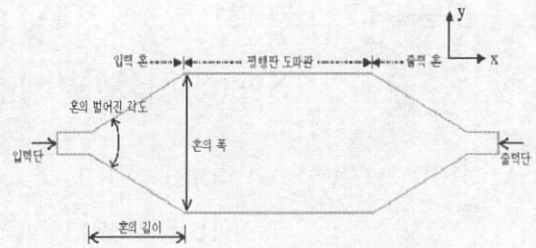


그림 1. 배열 안테나를 위한 급전 구조
Fig. 1. Feed structure for an array antenna.

성을 나타낸다^[3]. 본 논문에서 제안하는 급전 구조는 크게 혼과 평행판 도파관으로 나눌 수 있다.

혼을 통해 급전된 전력이 평행판 도파관에서 quasi-plane TEM 모드를 형성하며 진행하게 된다. 혼 부분은 구형 도파관에서 형성된 기본 모드(TE₁₀)가 공기 중의 기본 모드(TEM)로 바뀌는 트랜지션(transition)역할을 하고, 전자기파의 반사파를 줄임으로써 진행파를 강화시키게 된다^[5]. 그림 1에서처럼 혼 끝을 평행판 도파관으로 이어 줄 경우 구조가 간단하고 제작이 용이하기 때문에 배열 안테나의 급전 구조로 사용하기에 적합하다.

그림 1의 급전 구조에서 혼은 폭, 길이, 그리고 벌어진 각도에 의해 그 특성이 좌우된다. 혼의 폭은 평행판 도파관의 폭과 일치하기 때문에 좁은 폭을 갖는 혼은 y방향으로 방사 소자의 개수를 제한 받게 되어 배열 안테나의 급전 구조로 적절하지 않다. 혼의 길이가 일정할 때 혼의 벌어진 각도가 클수록 넓은 폭을 가질 수 있으나, 각도가 커짐에 따라 혼 내부에서의 급격한 임피던스 변화 때문에 반사 계수의 특성이 나빠지게 된다. 그림 1에 사용될 H-면 구역 혼(H-plane sectoral horn)의 벌어진 각도는 흔히 쓰이는 경우처럼 45°로 설정하였다. HFSS를 사용하여 모의 실험을 한 결과 평행판 도파관에서 진행하는 전자기파가 quasi-plane TEM 모드를 유지하는 동시에 최적의 반사계수 특성을 얻기 위해서는 혼의 폭이 30 mm 이하여야 한다는 결론을 얻었다. 그림 1의 입력과 출력단에 쓰이는 구형 도파관의 단면적은 4.7×2.3 mm², 길이는 9.3 mm이다. 설계된 배열 안테나의 출력단은 정합 부하(matched load)를 달아 진행파 안테나(traveling-wave antenna)의 특성을 갖도록 하였다.

III. 방사 구조

도파관 급전을 이용한 슬롯 배열 안테나는 1948년에 Stevenson에 의해 제안된 이후에^[6] 1970년 후반에 Elliott에 의해 이에 대한 여러 가지 이론이 정립되었고^{[7],[8]}, 이후에 다양한 형태의 슬롯을 방사 구조로 이용하고자 하는 노력이 있어 왔다^[9]. 현재는 자기 편파(magnetic polarization)의 증가를 이용하여 결합을 증가시킨 직사각형 형태의 슬롯이 가장 많이 쓰인다^[10]. 슬롯 배열 안테나는 구조적인 단순성, 높은 효율성, 가벼운 무게 등의 장점을 가지고 있기 때문에 무선 통신 시스템에서 많은 응용이 가능하다. 특히 방사 소자로 쓰이는 슬롯은 별도의 정합 구조(matching network)없이도 도파관, 마이크로 스트립 라인 등의 여러가지 구조를 이용해 급전이 가능하다. 출력단을 단락시킨 공진형 슬롯 배열 안테나(resonant slot array antenna)는 높은 효율성과 대략 4%정도의 대역폭을 갖는다. 출력단을 정합시킨 진행형 슬롯 배열 안테나(traveling slot array antenna)는 부엽 레벨이 매우 낮은 반면에 효율이 떨어지고 주파수에 따라 빔이 기울어지는 문제점을 가지고 있다.

도파관에서의 슬롯은 전류의 흐름을 방해하게 되어 전력의 일부가 공기 중으로 이동함에 따라 방사 구조로의 역할을 하게 된다. 구형 도파관에서 주로 쓰이는 슬롯은 아래와 같이 총 5가지로 나뉘어진다. 이러한 슬롯들은 위치나 기울어진 정도에 따라 크게 두 가지로 구분되는데 a, b 그리고 c와 같은 슬롯은 가로 방향으로 가로지르는 전류(transverse current)를 방해하게 되므로 shunt admittance로 표현할

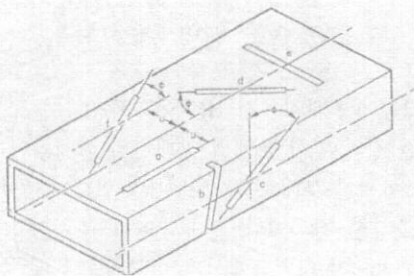


그림 2. 구형의 도파관에서 사용되는 방사 슬롯
Fig. 2. Radiation slots cut in the walls of a rectangular waveguide.

수 있고, 이들을 shunt 슬롯이라 한다. 이와 유사하게 d와 e는 세로 방향으로 가로지르는 전류를 방해하게 되어 series 슬롯이라 불리운다. Ka 대역까지는 슬롯을 알루미늄과 같은 금속판을 뚫어서 구현하였으나 밀리미터파 대역에 오면서 슬롯의 폭이 머시닝으로 절삭할 수 있는 한계에 도달하여 제작이 쉽지 않게 되었다. 이에 따라 제작 비용이 상승하기 때문에 유전체 기판의 금속면을 식각하는 방법을 사용하게 되었다. 슬롯을 설계할 때 사용되는 변수로는 슬롯의 폭과 길이, 슬롯의 기울어진 각도, 그리고 x, y축으로의 거리를 들 수 있다.

그림 3에서 슬롯의 길이는 공진을 일으키기 위해 설계 주파수(41.5 GHz)의 반 파장(3.6 mm)로 하고, 슬롯의 폭은 0.4 mm로 설정을 하였다. 모의 실험 결과 슬롯에서 적당한 임피던스를 얻기 위해서 폭은 0.4 mm이하였다. 그림 3에서 급전 방향으로의 슬롯간의 거리는 3.6 mm으로 하였다. 그림 3에서 보듯이 슬롯이 급전 방향의 수직으로 기울어진 각도가 커질수록 수직 방향으로의 방사가 커져서 이에 해당하는 H-면으로의 방사 패턴이 개선되지만 반대로 E-면의 방사 패턴에서는 부엽 레벨이 커지게 된다. 모의 실험을 통하여 슬롯의 기울어진 각도는 대략 10°~15°가 적절함을 알 수 있었다. 표 1은 혼의 벌어진 각도를 45°, 평행판 도파관의 폭을 30 mm, 길이를 32 mm로 설정하고, 방사 구조를 3.6×0.4 mm²인 슬롯으로 설정하였을 때 설계 주파수에서 수직 방향으로의 슬롯간의 간격에 따른 이득과 3 dB 빔폭을 HFSS 모의 실험을 통해 얻은 결과이다. 슬롯간의 거리가 가까워짐에 따라 동일한 길이에 대하여 더 많은 슬롯을 배열할 수 있으므로 배열 안테나

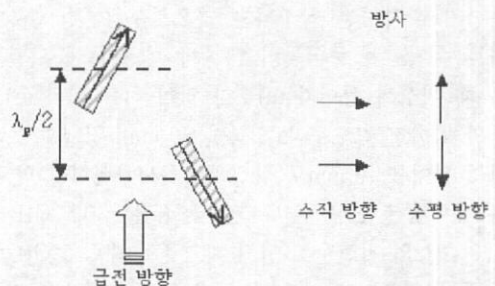


그림 3. 방사 구조
Fig. 3. Radiation part.

표 1. 수직방향의 슬롯간의 거리에 따른 배열 안테나의 특성(모의 실험 결과)

Table 1. Characteristics of an array antenna by varying a vertical distance between two slots(simulation results).

y방향으로의 거리 및 슬롯의 개수	이득 [dBi]		3dB 빔 폭 [deg]	
	E-면	H-면	E-면	H-면
1.2(9×15)	17.8	18.1	10.7	14.5
1.4(9×13)	18.1	18.5	11	16
1.6(9×11)	17.6	18	13.5	14
1.8(9× 8)	20.3	20.1	12	13
3.6(9× 4)	19.7	19.6	13	16

특성의 향상을 예상할 수 있다. 하지만 슬롯간의 거리가 지나치게 가까워질 경우 슬롯간의 강한 결합이 슬롯에서의 방사를 방해하는 문제점을 나타내었다. 표 1에서 보듯이 두 슬롯간의 수직 방향으로 거리가 1.8 mm일 때, 가장 좋은 방사 패턴의 특성을 나타내었다. 이는 설계 주파수(41.5 GHz)의 한 파장에 4분의 1에 해당하는 길이이다.

그림 4의 어두운 부분은 슬롯이 존재하는 영역으로 (a)와 (b)는 슬롯이 존재하는 영역이 다르다. 표 1은 그림 4의 (a)와 같은 슬롯 배열을 가지고 모의 실험을 한 결과이다. (a)의 경우 입력단으로부터 슬롯이 존재하는 곳까지의 거리가 멀기 때문에 급전되는 곳으로부터 가장 가까운 슬롯에 도달했을 때 이미 위상의 차이가 많이 나 있는 상태이다. 또한 이러한 위상 차이로 인해 급전 방향에 수직인 방향(그림 1에서 y방향)으로 전자기파의 전파가 일어나게 되어 H-면의 방사 패턴의 특성이 나빠지게 된다. 혼의 폭이 넓어질수록 이러한 현상이 점점 심해지게 될 것이다.

(b)와 같이 슬롯이 존재하는 영역을 혼이 있는 부분까지 확장하면 급전되는 곳으로부터 첫 슬롯에 이르는 거리가 줄어들기 때문에 첫 슬롯에 도달했을 때 위상의 차이가 (a)보다 적어진다. (a)와 (b)의 혼의 벌어진 각도를 45°, 폭을 30 mm, 평행판 도파관의 길이를 10 mm로 설정하고, 모의 실험을 한 결과 대역폭은 그림 4와 같았다. (a)는 40.5 GHz와 42.8 GHz의 전반사로 인해 대역폭이 대략 2 GHz에도 못 미쳤으나, (b)는 4 GHz 이상의 대역폭을 기대할 수 있다. 또한 가까운 슬롯 사이의 거리는 급전 방향에 수직으로 진행하는 전자기파를 막아주기 때

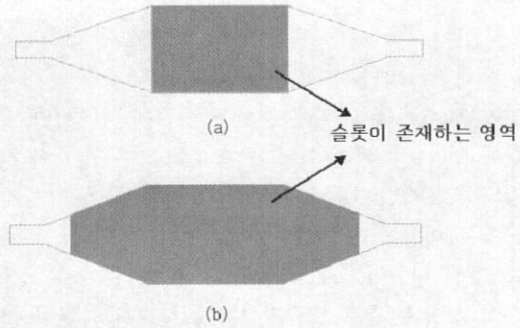


그림 4. 슬롯이 존재하는 영역 (a) 평행판 도파관 위쪽, (b) 평행판 도파관과 혼의 위쪽

Fig. 4. Area of slots. (a) upper plane of a parallel plate waveguide, (b) upper plane of a parallel-plate waveguide and a horn.

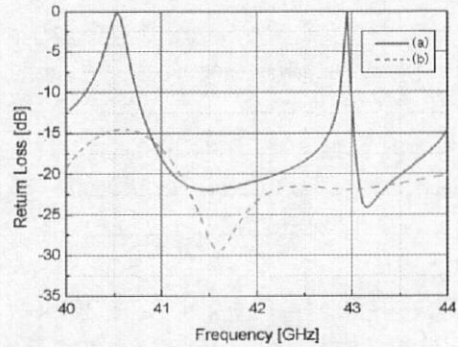


그림 5. 그림 4의 (a), (b)의 반사계수를 비교한 결과(모의 실험치)

Fig. 5. Comparison of Fig. 4. (a) and (b) (simulation result)

문에 전파의 특성이 (a)보다 안정적이어서 혼의 폭도 38 mm로 늘어났다.

IV. 슬롯 배열 안테나

표 2는 II, III장에서 HFSS를 사용하여 모의 실험을 한 결과 얻어진 배열 안테나의 설계치이다. 그림 6은 표 2를 토대로 제작된 배열 안테나의 반사계수를 측정된 결과이다. 시뮬레이터 용량의 한계로 해당 주파수의 대역폭에서의 반사계수를 모두 예측할 수 없기 때문에 40.5 GHz부터 43.5 GHz까지 500 MHz 간격으로 단일 주파수에서 모의 실험을 시행하였다. 반사계수는 network analyzer(HP-8510C)를

표 2. 배열 안테나의 설계치

Table 2. Design specification of an array antenna.

급전 구조	혼의 벌어진 각도	45°
	혼의 폭	38 mm
	안테나의 전체 길이	210 mm
	안테나의 전체 폭	50 mm
방사 구조	급전 구조의 두께	4 mm
	슬롯의 폭	0.4 mm
	슬롯의 길이	3.6 mm
	슬롯의 기울어진 각도	15°
	기판의 유전율	2.2
	기판의 두께	0.508 mm

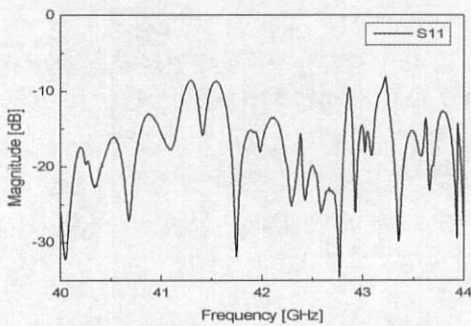


그림 6. 슬롯 배열 안테나의 반사계수(측정치)
Fig. 6. Measured results of return loss.

이용하여 40 GHz~44 GHz에서 측정하였다. 측정 대역에서의 반사계수는 대체로 -10 dB를 만족하였으나, 일부 주파수에서 반사계수가 -8 dB~-9 dB가 되는 문제점을 나타내었다. S_{21} 은 -10~-12 dB 정도를 나타내었다. 일부 주파수에서 좋지 못한 반사 계수의 특성을 개선하기 위해서 슬롯의 경사각을 입력쪽에서 작은 값을 출발하여 서서히 증가시키면 반사 계수의 특성이 개선될 것이다^[11].

그림 7은 40.5 GHz에서 모의 실험과 측정 결과의 방사 패턴을 비교한 그래프이다. 측정 결과 제작된 안테나의 이득은 25 dBi였고, E-면(그림 7 (a))의 경우 부엽 레벨이 -17 dB까지 억제되었다. 이는 모의 실험을 통해 예측했던 -10.5 dB보다 현저하게 낮아진 수치이다. 이러한 오차는 모의 실험 결과 나타났던 $\pm 5^\circ$ 에서의 부엽이 측정 결과 나타나지 않았기 때문이다. E-면 3 dB 빔폭은 3° 였고, 이는 측정치와 모의 실험의 결과가 잘 일치하였다 H-면의 경우 부엽 레벨은 모의 실험이 -30 dB, 측정치가 -21 dB였다. H-면의 부엽 레벨이 상승한 이유는 안테

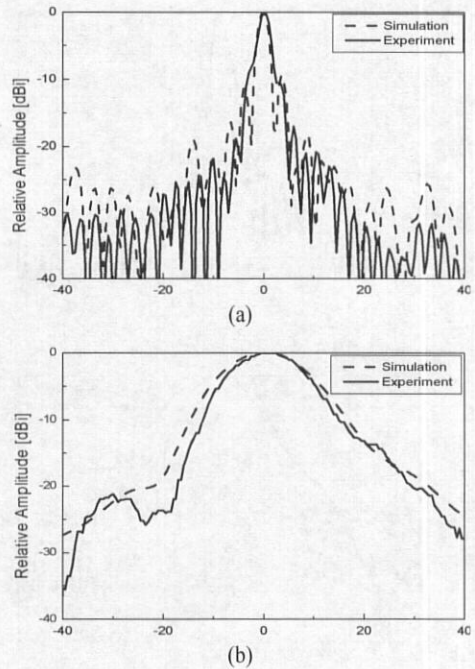


그림 7. 40.5 GHz에서 방사 패턴 (a) E-면, (b) H-면
Fig. 7. Radiation patterns at 40.5 GHz. (a) E-plane, (b) H-plane.

나의 측면에 위치한 플라스틱 나사를 모의 실험에서는 고려하지 않았기 때문이다. H-면의 빔폭은 18° 로 E-면 빔폭보다 넓었으며, 이는 그림 1에서 보듯이 안테나의 비대칭적인 구조 때문이다. 그림 8은 설계 주파수인 41.5 GHz에서 모의 실험과 측정 결과 얻은 방사 패턴을 비교한 그래프이다. 제작된 슬롯 배열 안테나의 이득은 측정된 결과 25.8 dBi를 얻었다. E-면(그림 8.(a))의 경우 측정 결과 부엽 레벨은 -14 dB, 3 dB 빔폭은 3° 로 모의 실험의 결과와 일치하였다. H-면(그림 8.(b))의 경우 모의 실험과 측정 결과 모두 -27 dB의 부엽 레벨과 17° 의 3 dB 빔폭을 얻었다.

진행형 슬롯 배열 안테나에서 흔히 나타나는 주파수에 따른 수평 방향으로의 주빔(main beam)의 기울어지는 현상은 측정 대역에서는 나타나지 않았다. H-면 방사 패턴의 좌우가 비대칭인 이유는 방사 구조가 기울어진 슬롯으로 이루어졌기 때문에 슬롯 배열 자체가 H-면을 기준으로 좌우가 비대칭일 수 밖에 없기 때문이다. 그림 9는 설계 주파수인 42.5 GHz에서 모의 실험과 측정 결과 얻은 방사 패

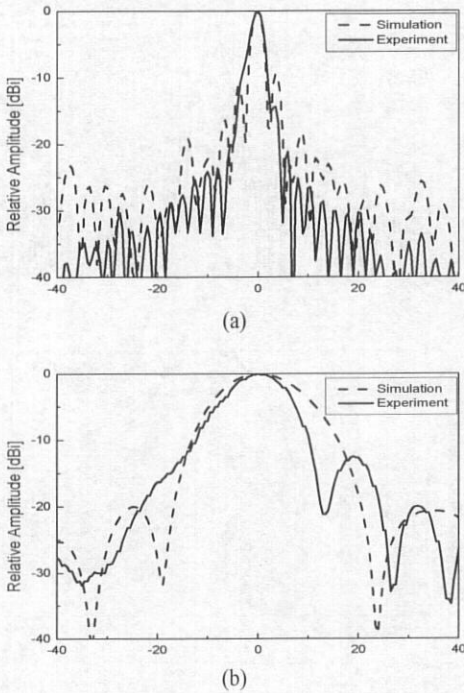


그림 8. 41.5 GHz에서 방사 패턴 (a) E-면, (b) H-면
 Fig. 8. Radiation patterns at 41.5 GHz.
 (a) E- plane, (b) H-plane

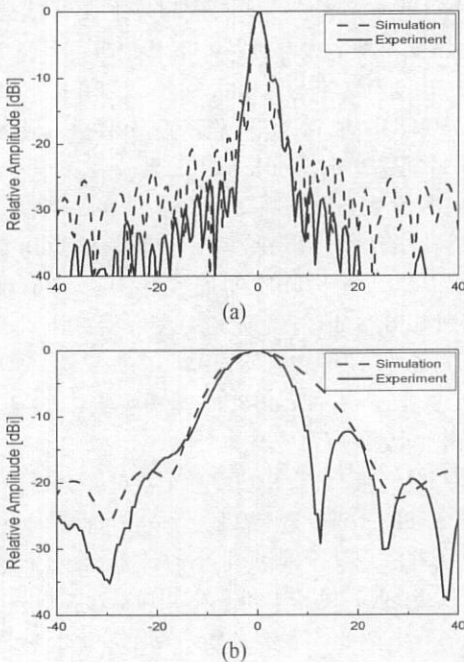


그림 9. 42.5 GHz에서 방사 패턴 (a) E-면, (b) H-면
 Fig. 9. Radiation patterns at 42.5 GHz
 (a) E- plane, (b) H-plane

턴을 비교한 그래프이다. 측정 결과 이득은 24.8 dBi였다. E-면(그림 9.(a))의 경우 측정 결과 부엽 레벨은 -10 dB, 3 dB 빔폭은 3°로 모의 실험의 결과와 일치하였다. H-면(그림 9.(b))은 모의 실험에서 얻었던 -20 dB의 부엽 레벨은 실제 측정을 한 결과 -10 dB까지 상승하였고, 3 dB 빔폭도 모의 실험보다 5°나 좁아진 12°를 나타내었다. 모의 실험의 결과와 측정치가 차이가 나는 이유는 도금에서 발생하는 오차나 도파관을 절삭하는 과정에서 발생하는 오차때문으로 사료된다. 본 논문에 제시하지 않았지만 측정 주파수에서 cross-polarization은 모두 -20 dB보다 낮은 값을 나타내었다.

그림 10은 제작된 단순한 급전 구조를 갖는 배열 안테나이다. 이 안테나는 혼과 평행판 도파관이 결합된 급전 구조와 슬롯형태의 방사 구조로 이루어져 있다. 방사 구조로 사용된 기판은 유전율이 2.2, 두께가 0.508 mm인 Duroid 5880을 사용하였다. 기판의 아래면은 방사 역할을 하는 슬롯이 존재하고, 윗면은 구리를 모두 식각하여 유전체가 바로 공기 중에 노출되도록 하였다. 급전 구조와 방사 구조는 플라스틱 나사를 이용하여 고정을 시켰다. 설계한 안테나는 좁은 빔 폭을 가지고 있기 때문에 가장자

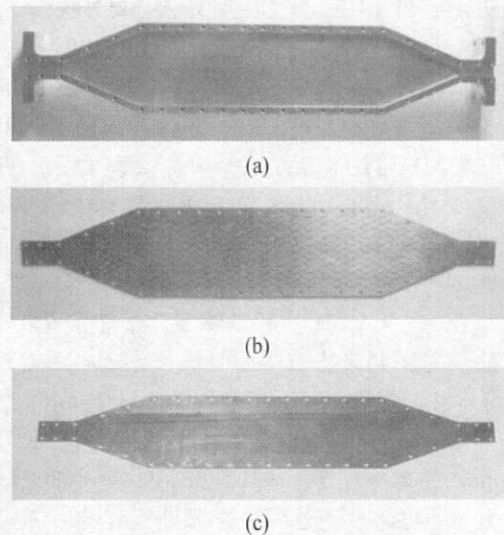


그림 10. 제작된 배열 안테나의 (a) 급전 구조, (b) 방사 구조의 아래면, (c) 방사 구조의 윗면
 Fig. 10. The fabricated array antenna.
 (a) feed structure, (b) bottom plane of radiation part, (c) upper plane

표 3. 배열 안테나의 전기적인 특성
Table 3. Electrical characteristic of an array antenna.

	이득		3-dB 대역폭		부엽레벨	
	[dBi]		[deg]		[dB]	
	E-plane	H-plane	E-plane	H-plane	E-plane	H-plane
40.5 GHz	25	25	3	18	-17	-21
41 GHz	25.6	25.6	3	16	-14	-26
41.5 GHz	25.8	25.8	3	17	-14	-27
42 GHz	25.5	25.5	3	16	-13	-21
42.5 GHz	24.8	24.8	3	12	-10	-10

리에 존재하는 플라스틱 나사의 영향을 거의 받지 않을 것으로 예상되어 모의 실험에서는 이를 고려하지 않았다.

V. 결 론

BMWS용 안테나는 밀리미터파 대역에서 동작하는 특성상 높은 이득, 좁은 빔폭, 낮은 부엽 레벨을 필요로 한다. 40 GHz 대역은 자유 공간 손실이 크고, 강우 감쇄가 심각하게 일어나므로 BMWS 시스템에서 안테나의 역할이 매우 중요하다. 본 논문에서는 혼과 평행판 도파관으로 이루어진 단순한 급전 구조를 가진 안테나를 제안하였다. 제안된 급전 구조는 제작이 용이하여 단가가 저렴할 뿐만 아니라 급전상의 효율성도 높일 수 있는 장점이 있다. 2~3 GHz에 이르는 넓은 서비스 대역을 만족하기 위해 진행파의 특성을 갖는 안테나를 설계하였다. 측정 결과 반사계수는 일부 주파수를 제외하고는 -10 dB 이하의 값을 얻었다.

370개의 배열 안테나의 방사 패턴은 40.5 GHz~42.5 GHz에 걸쳐 측정을 하였고, 설계 주파수에서 이득은 25.8 dBi로 38 %의 효율성을 가지며, 부엽 레벨은 E-면, H-면에서 각각 -18 dB, -27 dB이하였다. 안테나의 비대칭인 구조 때문에 3 dB 빔폭은 E-면의 경우 3°였고, H-면의 경우는 17°로 다소 넓은 빔폭을 가졌다. 이와 같은 문제는 본 논문에서 제안한 슬롯 배열 안테나를 전력 분배기로 평행하게 연결함으로써 해결할 수 있을 것으로 예상되나 효율성이 40 %에서 27 %로 감소하는 문제점을 나타내었다.

감사의 글

도파관 안테나 제작을 도와주신 (주)텔웨이브의

문중용 차장님과 서준석 책임연구원에게 깊은 감사를 드립니다.

참 고 문 헌

- [1] Ming-Yi Li, Kai Chang, "Novel beam control techniques using dielectric image line fed microstrip patch antenna arrays for millimeter wave applications", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 46, pp. 1930-1935, Nov. 1998.
- [2] K. Sakakibara, J. Hirokawa, M. Ando and N. Goto, "High-gain and high-efficiency single layer slotted waveguide array for use in 22 GHz band", *Electron. Lett.*, vol. 32, pp. 283-284, Feb. 1996.
- [3] J. Hirokawa, M. Ando, "Efficiency of 76-GHz post wall waveguide fed parallel plate slot arrays", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 48, pp. 1742-1745, Nov. 2000.
- [4] J. Hirokawa, M. Ando, "Waveguide-fed parallel plate slot array antenna", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 40, pp. 218-223, Feb. 1992.
- [5] W. L. Stutzman, G. A. Thiele, *Antenna Theory and Design*, Wiley, 1981.
- [6] A. F. Stevenson, "Theory of slots in rectangular waveguides", *J. Appl. Phys.*, vol. 19, pp. 24-38, Jan. 1948.
- [7] R. S. Elliott, L. A. Kurtz, "The design of small slot arrays", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 26, pp. 214-219, Mar. 1978.
- [8] R. S. Elliott, "An improved design procedure for small arrays of shunt slots", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 31, pp. 48-53, Jan. 1983.
- [9] N. A. McDonald, "Polynomial approximation for the transverse magnetic polarizabilities of some small apertures", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 35, Jan. 1987.
- [10] David M. Pozar, *Microwave Engineering*, Addison Wesley, 1990.
- [11] Sembiam, Rengarajan, "Compound coupling slots for arbitrary excitation of waveguide-fed planar slot arrays", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 38, pp. 276-280, Feb. 1990.

성 영 제



2000년 2월: 고려대학교 전기전자
전파공학부 (공학사)
2000년 3월~2002년 2월: 고려대
학교 전파공학과 (공학석사)
2002년 3월~현재: 고려대학교 박
사과정
[주 관심분야] 안테나 급전을 위한
도파관 구조 및 밀리미터파 대역 배열 안테나

최 원 규



1973년 6월 9일생
1999년 2월: 경희대학교 전파공학
과 (공학사)
2001년 2월: 경희대학교 전파공학
과 (공학석사)
2002년 2월~현재: 한국전자통신
연구원 무선방송연구소 안테나
기반연구팀 연구원
[주 관심분야] 안테나 및 RF 회로 설계

이 정 수



2001년 2월: 고려대학교 전기전자
전파공학과 (공학사)
2001년 3월~현재: 고려대학교 전
파공학과 석사과정
[주 관심분야] 안테나 설계

표 철 식



1963년 4월 24일생
1991년 2월: 연세대학교 전자공학
과 (공학사)
1999년 2월: 한국과학기술원 전기
및 전자공학과 (공학석사)
1991년 1월~현재: 한국전자통신
연구원 무선방송연구소 전파기
반연구부 안테나기반연구팀 선임연구원
[주 관심분야] RF 집적형 안테나, 능동위상배열 안테나
및 밀리미터파 안테나

오 순 수



1998년 2월: 인하대학교 전자공학
과 (공학사)
2000년 2월: 인하대학교 전자공학
과 (공학석사)
2000년 3월~현재: 고려대학교 전
파공학과 박사과정
[주 관심분야] 안테나, 전자파 수치
해석, 초고주파 소자 설계

최 재 익



1981년 2월: 고려대학교 전자공학
과 (공학사)
1983년 2월: 고려대학교 대학원 전
자공학과 (공학석사)
1995년 2월: 고려대학교 대학원 전
자공학과 (공학박사)
1983년 2월~현재: 한국전자통신
연구원 책임연구원
[주 관심분야] 위성통신/이동통신 안테나 및 RF 기술 등

문 중 용



1991년 2월: 숭실대학교 전자공학
과 (공학사)
1990년 11월~1999년 6월: EC전
자통신(주) 입사
1999년 11월~현재: (주)텔웨이브
연구영업본부 재직중

김 영 식



1978년 3월~1982년 1월: 홍익공
업대학 전자과 조교수
1998년 5월: University of Massa-
chusetts at Amherst (공학박사)
1988년 5월~1989년 2월: Univers-
ity 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