

저작자표시-비영리-변경금지 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

• 이 저작물을 복제, 배포, 전송, 전시, 공연 및 방송할 수 있습니다.

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.



비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.



변경금지. 귀하는 이 저작물을 개작, 변형 또는 가공할 수 없습니다.

- 귀하는, 이 저작물의 재이용이나 배포의 경우, 이 저작물에 적용된 이용허락조건 을 명확하게 나타내어야 합니다.
- 저작권자로부터 별도의 허가를 받으면 이러한 조건들은 적용되지 않습니다.

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

이것은 이용허락규약(Legal Code)을 이해하기 쉽게 요약한 것입니다.

Disclaimer 🖃







2017년 2월 석사학위 논문

헬기 충돌방지 레이더용 슬롯 도파관 배열 안테나 설계

조선대학교 대학원 전자공학과 김 인 렬



헬기 충돌방지 레이더용 슬롯 도파관 배열 안테나 설계

Design of Slotted Waveguide Array Antenna for Collision-Avoidance Radar of Helicopter

2017년 2월 24일

조선대학교 대학원 전자공학과 김 인 렬



헬기 충돌방지 레이더용 슬롯 도파관 배열 안테나 설계

지도교수 오 순 수

이 논문을 공학석사학위 신청 논문으로 제출함 2016년 10월

> 조선대학교 대학원 전자공학과 김 인 렬



김인렬의 석사학위논문을 인준함

위원장 조선대학교 교수 ___ 황석 승 (인)

위 원 조선대학교 교수 <u>이 충 규 (인)</u>

위 원 조선대학교 교수 ___ 오 순 수 (인)

2016년 11월

조선대학교 대학원





목 차

도	목	차	••••••	••••••	• • • • • • • • • • • • •	• • • • • • • • • • • • • • • • • • • •	•••••	•••••	• • • • • • • • • • • • • • • • • • • •	··· iii
丑	목	차	••••••	••••••	• • • • • • • • • • • • • • • • • • • •	• • • • • • • • • • • • • • • • • • • •	••••••	•••••	• • • • • • • • • • • • • • • • • • • •	··· vi
AΒ	STF	ACT "	•••••	••••••	•••••	••••••	•••••	•••••	••••••	··· vii
제]	l장	서론 ·		••••••	••••••	••••••	••••••	••••••	•••••	···· 1
제2	2장	도파관	슬롯	배열	안테니	- 이론	<u></u>	••••••	••••••	2
2.	.1 ベ	·각형 도	.파관 이	론	•••••	•••••	••••••	•••••	•••••	2
	2.1.1	사각형	도파관 :	개요 …	•••••	•••••	•••••	•••••	•••••	2
	2.1.2	사각형	도파관의] 구조 ²	적 특징	•••••	••••••	••••••	•••••	3
	2.1.3	사각형	도파관 1	내의 전	파 특성	g	••••••	• • • • • • • • • • • • • • • • • • • •	•••••	4
	2.1.4	도파관	불연속·	•••••	•••••	•••••	••••••	••••••	••••••	9
	2.1.5	도파관	접속 방	법	•••••	•••••	••••••	•••••	•••••	10
	2.1.6	차단 주	·파수 및	관내파	·장 ······	••••••	•••••	•••••	• • • • • • • • • • • • • • • • • • • •	11
2.	.2 도	파관 슬	롯 배열	안테니	ት	•••••	•••••	•••••	••••••	12
	2.2.1	도파관	슬롯 배	열 안테	나의 병	방사 원	리	•••••	••••••	12
	2.2.2	안테나	의 성능	지표 …	•••••	•••••	•••••	•••••	•••••	···· 14
	2.2.3	슬롯 인	테나 상	부 가림	막	••••••	•••••	•••••	••••••	24
제3	3장	설계 및	및 오류·	분석·	••••••	••••••	••••••	•••••	••••••	···· 25
3.	15	파관 슬	롯 배열	안테니	구 설계	절차	•••••	•••••		25



3.1.1 도파관 방사 슬롯 안테나 설계 및 시뮬레이션 결과 25
3.1.2 급전 도파관 및 결합슬롯 설계 및 시뮬레이션 결과 34
3.1.3 전체 안테나 설계 및 시뮬레이션 결과 40
3.2 안테나 공차 오류 분석43
3.2.1 도파관 제작 공차 오류 분석 45
3.2.2 슬롯 위치의 공차 오류 분석 51
3.2.3 슬롯 길이의 공차 오류 분석 54
제4장 안테나 제작 및 측정 60
4.1 안테나 형상 제작 및 brazing 공정60
4.2 안테나 측정62
제5장 결 론68
Reference 70



도 목 차

그림	2.1	직사각형 도파관	3
그림	2.2	도파관 내 전파유형	5
그림	2.3	TE ₁₀ 모드의 전계 분포 ·····	6
그림	2.4	직사각형 도파관 전계와 자계 분포	7
그림	2.5	도파관 내에 전류 흐름	7
그림	2.6	도파관 간 결합 불연속	9
그림	2.7	도파관 플랜지	10
그림	2.8	방사 도파관의 슬롯 구조	13
그림	2.9	방사 슬롯의 슬롯 배열	13
그림	2.10	방사 슬롯의 등가 회로	14
그림	2.11	반사계수와 대역폭의 예	15
그림	2.12	직사각형 개구면	16
그림	2.13	레이더 센서 모듈 안테나의 리플렉터 길이에 따른 이득	21
그림	2.14	레이더 센서 모듈 안테나의 리플렉터 길이에 따른 빔 폭	21
그림	2.15	빔 패턴과 반 전력 빔 폭	22
그림	2.16	도파관 안테나의 전계와 자계의 방향	23
그림	2.17	Baffle 개념도 ·····	24
그림	3.1	방사슬롯의 시뮬레이션 구조	25
그림	3.2	방사 슬롯의 오프셋에 따른 정규화 컨덕턴스	27
그림	3.3	19개 슬롯 배열 안테나의 시뮬레이션 모델	29
그림	3.4	19개 슬롯 배열 안테나의 반사계수	30
그림	3.5	19개 슬롯 배열 안테나의 방사패턴	31
그림	3.6	38개 슬롯 배열 안테나의 시뮬레이션 모델	32
그림	3.7	38개 슬롯 배열 안테나의 반사계수	32
그림	3.8	38개 슬롯 배열 안테나의 방사패턴	33
그림	3.9	결합슬롯의 시뮬레이션 구조	34
그림	3.10	결합 슬롯의 각도별 정규화 컨덕턴스	35
그림	3.11	결합 슬롯 및 급전 도파관 시뮬레이션 모델	37



그림	3.12 급전 도파관의 반사계수 시뮬레이션 결과	37
그림	3.13 결합 슬롯의 전달계수 크기 시뮬레이션 결과	38
그림	3.14 결합 슬롯의 전달계수 위상 시뮬레이션 결과	39
그림	3.15 전체 안테나 시뮬레이션 구조	40
그림	3.16 전체 안테나 반사계수 시뮬레이션 결과	41
그림	3.17 설계한 안테나의 방사패턴 시뮬레이션 결과	42
그림	3.18.18 설계한 안테나의 전계분포	43
그림	3.19 비교 분석용 도파관 슬롯 배열 안테나	44
그림	3.20 비교 분석용 도파관 슬롯 배열 안테나의 반사계수	44
그림	3.21 비교 분석용 도파관 슬롯 배열 안테나의 방사패턴	45
그림	3.22 내벽 모서리가 둥근 도파관 슬롯 배열 안테나 시뮬레이션 모델	46
그림	3.23 반지름 0.5mm의 둥근 모서리를 적용한 모델의	
	반사계수 시뮬레이션 결과	46
그림	3.24 반지름 0.5mm의 둥근 모서리를 적용한 모델의	
	방사패턴 시뮬레이션 결과	47
그림	3.25 반지름 0.5mm의 둥근 모서리를 적용한	
	도파관 슬롯 배열 안테나 시뮬레이션 모델	48
그림	3.26 0.5mm 모서리 확대	48
그림	3.27 0.5mm 모서리를 적용한 전체 안테나 반사계수 시뮬레이션 결과 ·····	49
그림	3.28 0.5mm 모서리를 적용한 전체 안테나 방사패턴 시뮬레이션 결과	50
그림	3.29 슬롯의 위치를 변형시킨 시뮬레이션 모델	51
그림	3.30 40개 슬롯 offset을 0.5mm 이동시킨 반사계수 시뮬레이션 결과	51
그림	3.31 40개 슬롯 offset을 0.5mm 이동시킨 방사패턴 시뮬레이션 결과	52
그림	3.32 모든 슬롯 offset에 0.5mm 이동시킨 시뮬레이션 모델	53
그림	3.33 모든 슬롯 offset을 0.5mm 이동시킨	
	전체 안테나 방사패턴 시뮬레이션 결과	53
그림	3.34 40개 슬롯의 길이를 0.1mm 변형시킨 시뮬레이션 모델	54
그림	3.35 40개 슬롯 길이를 +0.1mm 변화한 반사계수 시뮬레이션 결과	55
그림	3.36 40개 슬롯 길이를 +0.1mm 변화한 방사패턴 시뮬레이션 결과	55
그림	3.37 40개 슬롯 길이를 -0.1mm 변화한 반사계수 시뮬레이션 결과 ·········	56
그림	3.38 40개 슬롯 길이를 -0.1mm 변화한 방사패턴 시뮬레이션 결과 ·········	57



그림 3.3	39 모든 슬롯 길이에 +0.5mm 변화한 전체 안테나 시뮬레이션 모델	58
그림 3.4	lO 모든 슬롯 길이에 +0.5mm 변화한 방사패턴 시뮬레이션 결과	58
그림 3.4	ll 안테나 형상 제작 기기 ·····	60
그림 3.4	12 제작된 급전 도파관, 방사 도파관 및 결합슬롯, 방사 슬롯 판	61
그림 3.4	13 Brazing 기기 및 예열기	61
그림 3.4	.4 제작된 안테나 형상 ·····	62
그림 3.4	5 Compact Range Chamber의 구성도 ····	63
그림 3.4	16 급전용 스탠다드 혼 안테나	63
그림 3.4	7 제작 안테나의 고도각 방사패턴 측정결과	64
그림 3.4	18 제작 안테나의 방위각 방사패턴 측정결과	65
그림 3.4	9 제작 안테나 반사계수 측정환경	66
그림 3.5	50 제작 안테나 반사계수 측정결과	66





표 목 차

표	2.1	표준	직사각형 도파관의 사양	4
丑	3.1	38개	방사 슬롯 설계 파라미터	28
丑	3.2	16개	결합 슬롯 설계 파라미터	36
끐	3.3	다츳-	구조로 석계되 슼록 배역 아테나 츧젓 파라미터 비교	67





ABSTRACT

Design of Slotted Waveguide Array Antenna for Collision-Avoidance Radar of Helicopter

Kim In-Ryeol

Advisor: Prof. Oh Soon-Soo, Ph.D.

Dept. of Electronic Engineering

Graduate School of Chosun University

In this paper, the radar antenna of collision-avoidance radar on helicopter was suggested to X-band slotted waveguide array antenna. The slotted waveguide array antenna has plat structure. The external attachment antenna on helicopter was take affect by air resistance. Therefore, in order that apply on helicopter the radome was required slotted waveguide array antenna. The antenna requirements were antenna gain over 35dBi, side-lobe level(SLL) below -20dB. By using the baffle blocks the coupling between slot antennas. Design the height of baffle was $\lambda_0/4$. Wavelength of free space λ_0 was 8.57mm. The waveguide using WR-28(7.1mm \times 3.6mm). Bandwidth of WR-28 was 26.5~4GHz. But feeding waveguide was not equal to WR-28. Because feeding waveguide was required guided wavelength of 16.2mm. The coupling slot was tilted for coupled with radiating waveguide. Combine radiating waveguide and feeding waveguide that simulated. The overall antenna size was 248.2mm \times 130.6mm. As a result, the antenna gain was 36dBi and side-lobe level was -22dB(E-plane) and -25dB(H-plane).





제1장 서론

본 논문에서는 헬기 항행 시 충돌 방지를 위한 슬롯 도파관 배열 안테나를 제안한다. 보통 항공기의 안테나는 사용목적 및 구조에 따라 안테나의 장착 위치가 결정된다. 사용 목적에 따라 전방 표적 탐지 및 추적 목적용 레이더는 항공기의 전방, 그리고 헬기와 같은 경우엔 프로펠러 위 등으로 전파가 목적하는 방향으로 항공기의 전방을 충분히 확보할 수 있는 위치를 선호한다. 본 논문에서제안 하는 안테나는 헬기 충돌 방지를 위한 전방 표적 탐지 및 추적 목적용 레이더 이므로 헬기의전방에 안테나를 설치하도록 한다.

헬기 항행 시 헬기의 시속은 약 300km/h 이므로 외부에 부착되는 안테나는 많은 공기저항을 받게 된다. 이로 인해 헬기의 안전에도 영향이 있으므로 안테나는 공기저항이 작은 굴곡진 원형으로 제작되어야 한다. 그러나 슬롯 도파관 배열 안테나를 높이가 있는 굴곡진 형태로 제작이 불가능 하므로 안테나의 보호 및 공기저항을 줄이기 위한 둥근 형태의 레이돔을 씌워 운용 할 수 있다.

본 논문에서는 도파관 슬롯 배열 안테나를 시뮬레이션을 통하여 안테나의 급전 도파관, 결합슬롯 및 방사도파관 그리고 방사 슬롯을 설계하고 실제 제작 시 제작 공차에 대한 에러 분석을 실시하였다. 또한 brazing 제작공법을 설명하고 이를 이용 하여 안테나를 제작하고 안테나 시뮬레이션 결과와 측정 결과를 비교하였다.





제2장 도파관 슬롯 배열 안테나 이론

2.1 사각형 도파관 이론

본 논문에서 사용한 도파관에 대한 이론적 배경을 살펴본다. 도파관 구조는 원형 구조와 사각형 구조가 있으며, 사각형 도파관 중에는 리지를 삽입한 리지 사각형 도파관이 있다. 본 논문에서는 사각형 도파관과 리지 사각형 도파관을 적용했기 때 문에 이에 대한 내용만 설명하고자 한다. 먼저 도파관의 역사에 대해 설명하고 사 각형 도파관의 구조 특징, 도파관에서 파의 전파 특성, 그리고 도파관 정합에 필요 한 임피던스를 구하는 방식에 대해 살펴본다.

2.1.1 사각형 도파관 개요

도파관의 구조는 크게 원형과 사각형 구조로 두 가지가 있다. 이들 도파관에서 파가 전파하는 것을 수학적으로 증명과 차단 주파수의 개념은 1897년에 Lord Rayleigh(John William Strutt)에 의해 주어졌다. 그 전(1983년)에는 Heaviside가 닫혀 있는 빈 튜브를 통해 파 전파를 제안하였지만, 그의 개념은 두 개의 와이어로 파전파를 요구한다는 믿음 때문에 거부되었다. 원형과 사각형 도파관의 실험적인 증명은 1932년과 1936년에 AT&T의 George C. Southworth와 MIT의 W.L. Barrow에 의해 각각 이루어졌다. 도파관은 70년 넘게 안테나, 레이더, 마이크로파 응용에서관 구조로써 사용되었다.

마이크로 소자로 집적화 된 소형, 경량의 시대에 무겁고 큰 도파관은 슬롯 라인, 마이크로 스트립, 동일 평면 라인처럼 쉽게 집적화 가능한 평면 관 구조로 대체되었다. 그러나 큰 안테나 배열, 다중 주파수 안테나, 레이더 응용, 위성 통신, 측정용 검침기, 방송을 위한 급전 네트워크 같은 특정한 응용에는 사용이 필수적이다. 도파관은 동축 선로 또는 마이크로스트립 선로보다 많은 이득을 제공하고, 완벽히 쌓여 있는 관 구조로 되어 있어 근접 신호에 대해 우수한 격리 및 낮은 손실, 높은 전력전달 능력을 갖는다. 패치 안테나 같은 평면 안테나는 기판 모드 손실, 급전 네트워크에서의 스퓨리어스 방사, 편파 특성이 약하다는 단점을 가지고 있다. 도파관 안테





나의 3차원 성질에 따르면, 평면 회로를 집적화하기 어렵고 도파관의 제작 가격은 물질과 부피 때문에 비싸다. 그러나 도파관의 가장 큰 단점은 낮은 마이크로파 주파수에서 크기와 무게이다. 이러한 단점을 고려하면, 낮은 마이크로파 주파수에서 동작하는 도파관이 경량화, 소형화 되어야 한다는 필요성이 증가되고 있다.

2.1.2 사각형 도파관의 구조적 특징

직사각형 도파관은 균일한 크기의 단면적을 갖는 직사각형 내에 고주파 신호를 가두고 전송하는 전송로로 정의하며 주로 밀리미터파 대역이나 고출력 시스템에 널리 사용된다. 일반 직사각형 도파관은 그림 2.1에서 나타낸다.

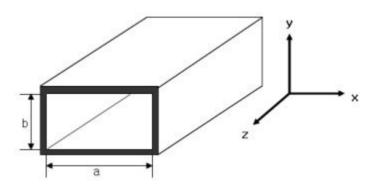


그림 2.1 직사각형 도파관

Fig. 2.1 Rectangular waveguide

도파관은 마이크로파 전송 선로로서 우수한 특성을 갖고 있다. 일반 전송 선로는 주파수가 높아지면 표피 효과 때문에 도체의 고주파 저항이 매우 증가하므로 손실도 많아지지만, 도파관에서는 관내 내면 벽의 면적이 넓고 전도도가 높아 완전 도체에 가까워지므로 표피 작용에 의한 저항 손실이 극히 적다. 또한 동축 선로 등에서는 절연체를 사용하므로 주파수가 높아짐에 따라 유전체 손실이 증가한다. 하지만, 도파관에서는 관내에 따로 절연체를 사용하지 않으므로 유전체 손실이 적다. 도파관의 크기는 동작 주파수에 종속되어 주파수가 증가할수록 크기는 작아진다. 그림 2.1에서 내부 크기 a × b를 갖는 도파관의 폭 a는 기본 모드의 주파수 범위를 결정하며, 도파관의 높이 b는 감쇠에 영향을 주기 때문에 b가 작을수록 높은 감쇠를 갖는다. 그러나 b가 a/2보다 클 경우에는 그 이후 모드에서 일찍 여기(excite)되





기 때문에 실효 주파수 범위가 좁아진다. 따라서 실제로 b는 a의 절반으로 정하며 각 대역별로 표준 도파관의 크기가 정해져 있다. 표 2.1에서는 표준 직사각형 도파관 사양을 나타낸다.

표 2.1 표준 직사각형 도파관의 사양

Table 2.1 Specification of standard rectangular waveguide

7 74	동작 대역	차단 주파수	치 수 (mm)			
규 격	(TE ₁₀ Mode) (GHz)	(TE ₁₀ Mode) (GHz)	가로(a)	세로(b)	두께(t)	
WR-430	1.7 ~ 2.6	1.375	109.22	54.61	±0.14	
WR-340	2.2 ~ 3.3	1.737	86.36	43.18	±0.11	
WR-284	2.6 ~ 3.95	2.079	72.14	34.04	±0.1	
WR-229	3.3 ~ 4.9	2.579	58.17	29.083	±0.076	
WR-187	3.95 ~ 5.85	3.155	47.55	22.149	±0.064	
WR-159	4.9 ~ 7.05	3.714	40.39	20.193	±0.051	

2.1.3 사각형 도파관 내의 전파 특성

1) 도파관 내의 전파

초고주파의 정현파 $E=E_Se^{j\omega t}[A/m]$ 가 도파관 내에 존재하는 경우 전파 유형은 E_z (전파 진행방향, z) 또는 H_z 가 존재하느냐에 따라 편의상 세 가지 TE, TM, TEM으로 구분한다. TE(transverse electric)파는 전계만이 전송 방향에 대하여 수직 성분을 갖는 전자파이다. 반대로 TM(transverse magnetic)파는 진행 방향에 자계만이 전송 방향에 대해 수직 성분을 갖는 전자파이다. TE파와 TM파에 대한 유형은 그림 2.2에서 나타낸다. 도파관을 이용한 전송에는 주로 TE 파가 이용된다.





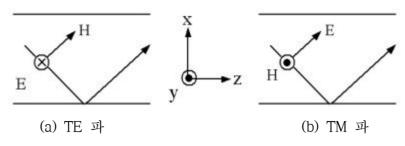


그림 2.2 도파관 내 전파 유형 Fig. 2.2 Propagation pattern in waveguide

TEM(transverse electromagnetic)파는 그 진행 방향에 전계 성분과 자계 성분을 모두 갖는 전자파로써 평면파 형식이며 전기적, 자기적 횡파로 전자 에너지의 수송을 맡고 있다. 이 모드는 전송 선로의 전파 모드와 같기 때문에 중심 도체가 없는 속이 빈 도파관 안에는 존재할 수 없다. 전류가 없기 때문에 이 모드는 두 개 또는 그 이상의 분리된 도체가 있거나, 또는 속이 빈 도파관 안에 도체가 있는 개방선로 시스템에만 존재할 수 있다.

2) 도파관 모드와 차단 주파수

도파관에서의 모드는 어떤 구조물에서 특정 주파수의 에너지가 집중되는 형태를 의미한다. 도파관에서 전송되는 파장은 모드에 따라 다르며, 각 모드마다 대응하는 하나의 차단 파장이 존재한다. 즉, 특정 주파수 이상이 아니면 전송이 불가능하게 되는데 이를 차단 주파수라 한다. 차단 상태($\beta_z=0$)가 되면 진행 방향 z축을 따라 진행하는 파는 존재하지 않고 정재파(standing wave)형태로 관내의 x,y 방향으로 파가 머물게 된다. 관내에는 여러 가지 모드가 존재하는데, 차단 파장이 가장 긴 모드 즉, 가장 낮은 차단 주파수를 갖는 모드 또는 가장 에너지가 집중되는 맨 처음 모드를 기본 모드라 한다. 도파관을 이용하여 안테나로 전자파 신호를 급전시키는 안테나의 경우 고주파 모드에 의한 동작 대역폭의 제한과 간섭 현상을 줄이기 위하여 기본 모드를 사용한다.

도파관 모드의 차수는 TE_{mn} , TM_{nm} 과 같이 아래 첨자 형태의 정수로 나타낸다. 차수 m과 n은 전압이 +와 -로 하나의 단위 진행 경로당 몇 개의 반파장이 있는가에 대한 수치로 나타낸다. m은 x방향 성분(TM)의 반 파장 변화수이고, n은 y방향 성분(TE)의 반 파장 변화수이다. 그림 2.3에 TE_{10} 모드의 전계 분포에 대한 예시를





나타낸다.

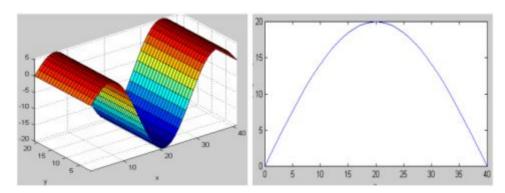


그림 2.3 TE₁₀모드의 전계 분포

Fig. 2.3 Electric field distribution of TE₁₀ mode

도파관의 치수와 연관 지어 생각하면, 전자파의 파장이 2a보다 작은 경우는 도파관 연면을 반사하면서 전송되지만, 2a에 가까워지면 일정한 짧은 구간에서 반사가집중적으로 많아진다. λ = 2a가 되면 반파장의 신호가 a와 같아지면서 제자리에서반사만 되는 형상이 되어 관을 타고 파동의 진행이 불가능해진다. 차단 주파수 f_{Cmn} 는 모드를 결정하는 아래 첨자 m과 n에 의해 식 (2.1)로 나타낸다.

$$f_{Cmn} = \frac{1}{2\sqrt{\mu\varepsilon}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \tag{2.1}$$

전형적인 직사각형 도파관의 경우 내부에 공기로 채워져 있고, a=2b의 치수를 가질 때, 기본 모드인 TE_{10} 모드에서 $f_{10}=c/2a$ 의 차단 주파수를 갖는다. 관내 파장 (guided wavelength) λ_g 은 도파관을 따라 같은 위상을 갖는 두 개의 평면사이의 거리로 다음 식 (2.2)과 같이 정의한다.

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\beta} > \frac{2\pi}{k} = \lambda \tag{2.2}$$

도파관 내의 위상속도(phase velocity, v_p)는 식 (2.3)로 나타낸다.





$$v_p = \frac{\omega}{\beta} > \frac{\omega}{k} = \frac{1}{\sqrt{\mu\varepsilon}}$$
 (2.3)

그리고 표준 직사각형 도파관의 전계와 자계 분포는 그림 2.4처럼 전계는 세로로 형성되며, 자계는 가로로 형성되어 TE_{10} 모드 형태로 된다. 전계와 자계의 세기는 그림 2.4에 화살표 크기로 나타내며 도파관 중앙에서 가장 강하게 발생되는 것을 나타낸다.

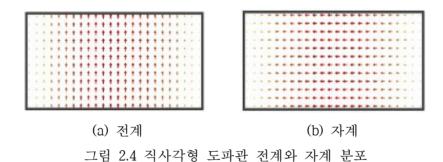


Fig. 2.4 Electric and magnetic field distributions of rectangular waveguide.

이 도파관의 유도 전류는 그림 2.5에서 보는 바와 같이 도파관 내부 표면에서만 흐른다. 유도 전류의 흐름 방향은 화살표 방향으로 나타낸다.



그림 2.5 도파관 내에 전류 흐름 Fig. 2.5 Current flow in waveguide

3) 도파관 임피던스

도파관 임피던스는 특정 주파수에서 전파하는 모드의 횡단 전계와 횡단 자계 비





로 나타내며, 횡파 임피던스라고도 한다. 특정 TE 모드의 파 임피던스 $Z_{mn}^{\rm TE}$ 는 다음 식 (2.4)과 같다.

$$Z_{mn}^{\text{TE}} = \frac{\eta_u}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \tag{2.4}$$

여기서 η_u 는 전파 매체의 고유 임피던스이고 공기 일 때는 $\eta_u = \eta_0 = 120\pi\Omega$ 로 나타낸다. TM 모드의 경우에는 다음 식 (2.5)으로 나타낸다.

$$Z_{mn}^{\text{TM}} = \eta_u \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2} \tag{2.5}$$

4) 도파관 내의 손실

도파관 내에서 손실은 관 벽 전류의 저항 손실, 유전체 손실과 반사에 의한 손실이 있다. 도파관의 벽이 완전 도체라면 저항 손실이 없지만, 실제로 도전율 σ 가 유한하므로 저항 손실이 발생한다. 파장이 차단 파장에 가까워지면 도파관 내에서 반사 횟수가 증가하고 이것이 차단 파장과 같아지면 반사가 더욱 커져 전파는 진행되지 않게 된다. 도파관의 TE_{mn} 모드에서 이를 고려한 감쇠상수 α 는 다음 식 (2.6)로 표현된다.

$$\alpha_{mn} = \frac{2R_S}{b\eta_0} \left[\left(1 + \frac{b}{a} \right) \frac{k_c^2}{k_0^2} + \frac{b}{a} \left(\frac{\delta}{2} - \frac{k_c^2}{k_0^2} \right) \frac{a(m^2b + n^2a)}{m^2b^2 + n^2a^2} \right]$$
 (2.6)

또한 TM_{mn} 모드에 대해서는 식 (2.7)으로 나타낸다.

$$\alpha_{mn} = \frac{2R_S}{b\eta_0 \sqrt{\left(1 - k_c^2/k_0^2\right)}} \frac{m^2 b^3 + n^2 a^3}{m^2 b^2 a + n^2 a^3}$$
(2.7)

식 (2.7)에서 R_S 는 표면저항이다. 그리고 n=0이면 $\delta=1$ 이고, n=1이면 $\delta=2$ 을



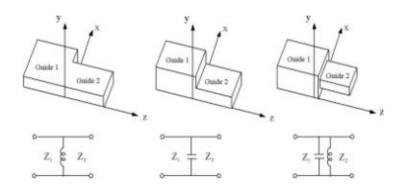


갖는다. 표면저항은 식 (2.8)로 구할 수 있으며, c_0 는 표면 저항 식에서 사용되는 상수로써 은은 2.52, 구리는 2.61, 알루미늄은 3.26이다.

$$R_S = c_0 \times 10^{-7} \sqrt{f} \tag{2.8}$$

2.1.4 도파관 불연속

도파관의 불연속은 도파관 내부에 막대, 리지 및 주름 구조, 창 구조 등을 삽입하거나 서로 다른 크기의 도파관을 연결했을 때 생기는 것을 말한다. 도파관 간의 불연속 구조는 그림 2.6과 같이 크게 3가지로 나뉜다. 폭을 변화한 전계면의 불연속(a), 높이를 변화한 자계면 불연속(b), 높이와 폭을 모두 변화한 불연속 구조(c)가 있다. 그림 2.6에서 보는 것과 같이 불연속 구조에 따른 등가회로를 L과 C로 나타낼수 있다. 높이가 변할 때 전계 에너지가 불연속 경계에서 축적되어 용량성이 되고, 폭이 변할 때 자계 에너지가 불연속 경계에서 축적되어 유도성이 된다. 그림 2.6(c)의 경우에는 전계 및 자계 에너지가 모두 축적된다.



(a) 자계면 불연속 (b) 전계면 불연속 (c) 전자계면 불연속 그림 2.6 도파관 간 결합 불연속

Fig. 2.6 Discontinuity of connection between waveguides

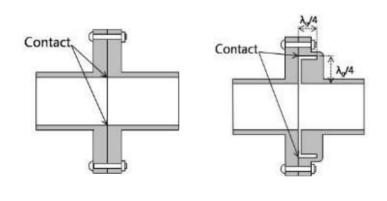
본 논문은 개구면 소형화를 위해 리지 도파관의 크기를 급전부 도파관보다 크게 설계하므로 그림 2.6(c)와 같은 구조가 된다. 급전부 도파관과 리지 도파관의 불연속이 생기므로 이를 고려해서 설계해야 한다.





2.1.5 도파관 접속 방법

도파관을 접속하는 구조로써 플랜지(flange)를 사용하는데 그 종류는 크게 그림 2.7과 같이 커버 플랜지(cover flange)와 초크 플랜지(choke flange)가 있다. 두 개의 도파관이 볼트에 의해 연결점을 형성하여 이어져 있는데, 그림 2.7(a)의 구조는 연결점에서 반사와 저항성 손실을 피하기 위해 접촉면은 부드럽고 깨끗하고 정확해야 한다는 것을 보여 준다. 접촉면이 정확하지 않을 경우에는 고주파 전류가 이 불연속점을 가로 질러 흐르기 때문에 고 전력에서 전압 붕괴가 일어날 수도 있다. 이러한 현상만 없다면 커버 플랜지에 의한 도파관의 연결은 단순하기 때문에 일반적으로 많이 선호한다. 또 다른 연결 방법은 그림 2.7(b)와 같이 왼쪽은 커버 플랜지를 사용하고 오른쪽은 초크 플랜지를 사용하는 것이다.



(a) 커버 플랜지

(b) 초크 플래지

그림 2.7 도파관 플랜지

Fig. 2.7 Waveguide flange

초크 플랜지는 기계로 잘 가공하여 플랜지 사이에 좁은 틈을 형성함으로써 전송 선로를 만든다. 도파관과 두 플랜지 접점 사이의 도파관 길이는 약 $\lambda_g/4$ 이며, 다른 $\lambda_g/4$ 길이의 선로는 초크 플랜지에서 축 상의 원형 홈으로 이루어져 있다. 따라서 이 홈의 오른쪽 끝에 있는 단락회로는 플랜지의 접점에 있는 단락회로로 변환되어 있다. 이 접점에서의 저항은 무한대의 임피던스와 직렬로 연결되어 있으므로 거의 영향을 주지 않는다. 이렇게 높은 임피던스는 도파관의 가장자리에서 단락회로로 다시 변환되기 때문에 연결점을 가로질러 흐르는 전류에 대한 효과적인 낮은 저항



조선대학교 CHOSUN UNIVERSITY

경로를 제공해 준다. 플랜지 사이의 저항성 접촉 양단의 전압 강하는 무시할 수 있으므로 전압 붕괴 현상은 발생하지 않는다.

본 논문에서는 동축케이블로 급전하는 표준 어댑터와 소형화된 개구면 안테나를 결합하여야 하므로 구조가 간단하고 연결하기에 단순한 커버 플랜지 형태로 설계하 였다. 모의실험에서는 도파관 포트로 급전하므로 성능에는 영향을 주지 않기 때문 에 이 플랜지를 생략하였지만, 구현시에는 플랜지를 함께 설계한다.

2.1.6 차단 주파수 및 관내파장

구형 도파관은 내부 크기 a, b에 따라 차단주파수가 생성되어 고역 통과 필터와 같이 동작한다. 다음 식 2.8은 구형 도파관의 차단주파수이다. 식을 통해 생성되는 각 모드에서의 차단 주파수를 얻을 수 있다.

$$f_{c_{mn}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\epsilon\mu}}\sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \tag{2.8}$$

예로써 구형 도파관의 dominant 모드인 TE10(m=1, n=0) 모드는 차단주파수가 $f_{c_{10}}=\frac{1}{2a\sqrt{\epsilon\mu}}$ 이므로 가장 작은 주파수로써 TE10 모드가 dominant 모드임을 증명한다. 도파관에서의 관내파장은 형성되는 모드의 같은 위상평면 간의 거리이다. 공기 중의 전자기파는 진행에 방해가 없는 TEM(Transverse Electromagnetic wave)가 형성되며 전자기파의 진행방향에 대해 전계와 자계 성분이 모두 수직이다. 반면에도파관 내의 전자기파는 내벽에 반사되어 TE 또는 TM파로써 생성되는 모드의 위상평면 간의 거리가 늘어난다. 식 2.10의 k_c 에 의해 β 가 작아지므로 식 2.9를 통해도파관에서의 파장은 공기 중의 파장에 비해 더 길다는 것을 알 수 있다.

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\beta} > \frac{2\pi}{k} = \lambda \tag{2.9}$$

$$\beta = \sqrt{k^2 - k_c^2} \tag{2.10}$$

$$k_c = \sqrt{(m\pi/a)^2 + (n\pi/b)^2}$$
 (2.11)





2.2 도파관 슬롯 배열 안테나

2.2.1 도파관 슬롯 배열 안테나의 방사 원리

안테나의 방사 원리는 기본적으로 교류 전류가 흐르는 도선 주위에 전자파의 방사가 발생하는 현상을 통해 설명한다. 이러한 현상은 주파수가 증가할수록 심해지며, 도선이 중간에 꺾이거나 단절된 부분에서는 전자파의 방사가 더욱 심해진다. 이것은 단순히 생각하면 물리적 관성으로 이해할 수 있으며 전자파 성분은 어떤 경우라도 불연속한 지점에서는 방사양이 늘어난다. 만약 도선의 끝이 끊어져 있다면 단면에서의 전자파 에너지는 반사와 방사를 거듭하며 불안정해진다. 이러한 도선의단면부를 전자파 방사가 잘되도록 효율적으로 만든다면 그것이 바로 안테나가 된다. 방사된 전자파 신호는 원래의 교류 신호가 가진 파형과 위상을 그대로 가져감으로써 공기를 통해 정보를 주고받을 수 있게 된다.

도파관 슬롯 배열 안테나는 방사슬롯을 통해 RF 신호를 내보내는 것을 말한다. 그림 2.8은 슬롯이 뚫린 도파관의 표면 전류분포를 보이고 있다. 전류분포가 수렴하고 발산하는 지점에 전송로의 진행방향과 수평하게 전류를 방해하는 슬롯을 만든다. 슬롯을 배열할 시 슬롯간의 거리는 $\lambda_g/2$ 씩 간격을 띄운다. 이때 슬롯에 변위전류가 생성되고 전류는 슬롯을 통해 RF 신호를 방사하는 전자장을 형성한다. 슬롯에서 신호가 방사될 때 슬롯의 전계는 슬롯 좁은 두 벽에서 형성된다. 슬롯 안테나를설계시 그림 2.9와 같이 인접한 두 슬롯은 도파관 가로의 중심을 기준으로 반대되는 위치에 있어야하며 그 이유는 슬롯을 같은 방향에 배열할 시 슬롯에 형성되는 전계의 방향이 서로 반대의 위상을 가져 상쇄되므로 방사가 이루어지지 않기 때문이다.



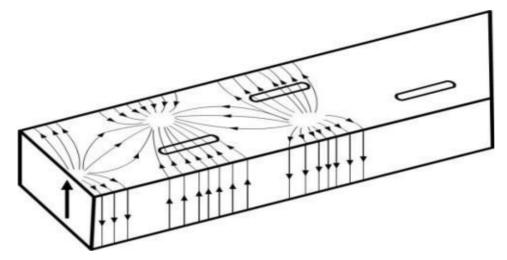


그림 2.8 방사 도파관의 슬롯 구조 Fig. 2.8 Slot structure of radiating waveguide

각 방사슬롯은 그림 2.10처럼 등가 회로로써 동작하며 슬롯의 길이와 위치에 따라 슬롯의 Admittance가 바뀌게 된다. 슬롯을 배열할 시 각 슬롯의 위치와 길이를 차등하게 하는 것으로 급전방향의 첫 슬롯부터 방사되며 나머지 전력이 이후 슬롯에서 방사되는 방식이다. 도파관 슬롯 배열 안테나는 이러한 특성을 이용해 배열된 각 슬롯에 방사되는 전력을 분배한다.

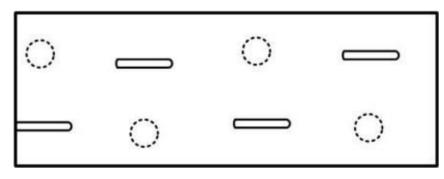


그림 2.9 방사 슬롯의 슬롯 배열 Fig. 2.9 Slot array of radiating slot





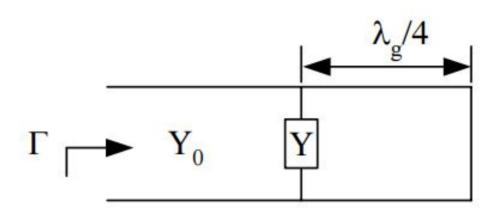


그림 2.10 방사 슬롯의 등가 회로 Fig. 2.10 Equivalent circuit of radiating slot

2.2.2 안테나의 성능 지표

이 절에서는 안테나가 어떠한 성능을 갖는지를 보는 것으로 일반적인 안테나에서 공통적으로 보는 파라미터들에 대해 정의한다.

1) 반사 계수

안테나에서 반사 계수는 중요한 파라미터이다. 2포트 망을 갖는 초고주파 회로의경우, 반사 계수는 입력 포트에서 입력 신호에 대하여 반사되는 신호가 어느 정도인지 나타내지만, 안테나는 1포트를 가지는 수동 소자이기 때문에 초고주파에서의일반회로 개념과는 상이하다. 즉, 송신 안테나에서 수신 안테나까지 자유공간 상에신호를 보내는데, 안테나가 이를 얼마만큼 잘 전달할 수 있는가를 중요하게 본다.안테나에서 회절과 산란으로 인해 손실되는 것과 자유공간 상에서 전파가 진행할때 감쇠되는 양을 말한다. 특정 주파수에서 반사 계수 값이 작다는 의미는 공진이잘 일어난다는 것으로 그 주파수에서 이득이 크다는 것을 간접적으로 의미한다. 안테나의 성능을 나타낼 때, 반사 계수를 가장 먼저 보는 이유는 이 값을 통해 이득을 간접적으로 추정할 수 있기 때문이다.

반사 계수는 전압 정재파비(Voltage Standing Wave Ratio : VSWR)와 관련이 있으며 정재파비는 식 (2.12)으로 나타낸다.





$$VSWR = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}$$
 (2.12)

VSWR이 2:1인 경우 반사 계수는 1/3의 값을 가지며, 이 때 약 -10 dB의 값을 가진다.

2) 대역폭

안테나의 대역폭을 결정하는 것은 위에서 설명한 반사계수와 관련이 깊다. 대역폭은 회로에서 말하는 -3 dB 주파수, 즉 반 전력 지점에서 주파수 범위를 말한다. 반사 계수 값에서 대역폭을 결정하게 되는데, 이 대역폭을 임피던스 대역폭이라고 하며 -10 dB지점에서 상위 주파수 f_1 과 하위 주파수 f_2 을 가질 때, 대역폭은 식(2.13)와 같다[8].

$$BW(\%) = \frac{f_1 + f_2}{f_1 - f_2} \times 200 \tag{2.13}$$

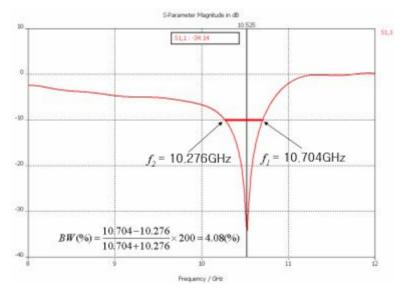


그림 2.11 반사계수와 대역폭의 예

Fig. 2.11 Example of return loss and bandwidth





그림 2.11에서 반사계수와 대역폭의 관계를 X대역(10.276 ~ 10.704 GHz)을 예로 표현하다.

3) 이득과 지향성

그림 2.12은 일반적인 직사각형 개구면으로, 개구면장이 $L_x \times L_y$ 영역으로 제한되는 이상적인 방식으로 급전된다. 개구면장이 물리적인 개구면에 걸쳐서 위상과 진폭이 균일한 경우를 균일 직사각형 개구면(uniform rectangular aperture)이라고 한다. 개구면 전장이 y방향으로 편파되어 있다고 가정하면 균일 직사각형 개구면 전장은 다음 식으로 주어진다.

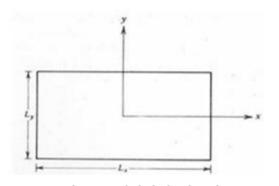


그림 2.12 직사각형 개구면

Fig. 2.12 Rectangular aperture

$$E_a = E_o \hat{y}, \quad |x| \le \frac{L_x}{2}, \quad |y| \le \frac{L_y}{2}$$
 (2.14)

그러면 식 (2.14)에서

$$P_{y} = E_{o} \int_{-L_{x}/2}^{L_{x}/2} e^{j\beta x' \sin\theta \cos\phi} dx' \int_{-L_{y}/2}^{L_{y}/2} e^{j\beta y' \sin\theta \sin\phi} dy'$$

$$= E_{o} L_{x} L_{y} \frac{\sin\left[(\beta L_{x}/2)u\right]}{(\beta L_{x}/2)u} \frac{\sin\left[(\beta L_{y}/2)v\right]}{(\beta L_{y}/2)v}$$
(2.15)





이 되는데, 여기에서 다음과 같은 패턴 변수들을 도입했다.

$$u = \sin\theta\cos\phi, \quad v = \sin\theta\sin\phi$$
 (2.16)

완전한 방사장은 식 (2.15)에서 다음과 같이 구할 수 있다.

$$E_{\theta} = j\beta \frac{e^{-j\beta r}}{2\pi r} E_{o} L_{x} L_{y} \frac{\sin\left[(\beta L_{x}/2)u\right]}{(\beta L_{x}/2)u} \frac{\sin\left[(\beta L_{y}/2)v\right]}{(\beta L_{y}/2)v}$$
(2.17)

$$E_{\phi} = j\beta \frac{e^{-j\beta r}}{2\pi r} E_o L_x L_y \cos\theta \cos\phi \frac{\sin\left[(\beta L_x/2)u\right]}{(\beta L_x/2)u} \frac{\sin\left[(\beta L_y/2)v\right]}{(\beta L_y/2)v}$$
(2.18)

이 장들은 꽤 복잡한 θ 와 ϕ 의 함수들이지만, 주평면들에 대해서는 간단하게 표현할 수 있다. E 평면(yz 평면)에서는, ϕ =90° (그리고 270°)이므로, 식 (2.17)는 다음 식으로 간단하게 정리된다.

$$E_{\theta} = j\beta \frac{-e^{j\beta r}}{2\pi r} E_o L_x L_y \frac{\sin[(\beta L_y/2)\sin\theta]}{(\beta L_y/2)\sin\theta} \quad E \ \ ^{7}$$
 면 (2.19)

H 평면(xz 평면)에서는 $\phi = 0^{\circ}$ (그리고 180°)이므로, 식(2.18)는 다음과 같다.

$$E_{\phi} = j\beta \frac{e^{-j\beta r}}{2\pi r} E_o L_x L_y \cos\theta \frac{\sin[(\beta L_x/2)\sin\theta]}{(\beta L_x/2)\sin\theta} \quad H 평면 \tag{2.20}$$

등가자기전류 공식에서 삽입된 완전도체에 접선 방향이 되는 θ =90°에서 E_{ϕ} 는 0이 된다는 점을 주목하라. 이들 주평면 패턴의 정규화된 형태는 다음 식들과 같다.

$$F_H(\theta) = \cos \theta \frac{\sin \left[(\beta L_x/2) \sin \theta \right]}{(\beta L_x/2) \sin \theta}, \quad \phi = 0^{\circ}$$
(2.21)

$$F_E(\theta) = \frac{\sin[(\beta L_y/2)\sin\theta]}{(\beta L_y/2)\sin\theta}, \qquad \phi = 90^{\circ}$$
(2.22)





큰 개구면 $(L_x,L_y\gg 1)$ 의 경우에는 주범이 좁아서 $\cos\theta$ 인자를 무시할 수 있으므로, 주범 패턴들은 둘 다 균일선전원의 경우 등에서 몇 번 사용했던 $\sin(x)/x$ 의 형태이다. 식 (2.18)의 경사인자를 무시하면, 균일 직사각형 개구면의 정규화 패턴 성분은

$$f(u,v) = \frac{\sin[(\beta L_x/2)u]}{(\beta L_x/2)u} \frac{\sin[(\beta L_x/2)v]}{(\beta L_y/2)v}$$
(2.23)

으로 되는데, 이것은 식 (2.15)의 P_{y} 의 정규화된 표현이다.

주평면들에서의 반 전력 빔 폭은 선전원의 결과를 따르게 되는데, XZ와 yZ 평면들에서의 빔 폭의 표현식은 다음과 같다.

$$HP_x = 0.886 \frac{\lambda}{L_x} rad = 50.8 \frac{\lambda}{L_x} deg$$
 (2.24)

$$HP_{y} = 0.886 \frac{\lambda}{L_{y}} rad = 50.8 \frac{\lambda}{L_{y}} deg$$
 (2.25)

균일 직사각형 개구면에 대한 지향성의 표현식을 유도한다. 변수 u와 v를 사용해이러한 계산을 상당히 간단히 할 수 있다. θ 와 ϕ 로부터 식 (2.16)로 주어지는 u와 v로의 변환은 근본적으로 단위 반지름의 구면을 그 구면의 적도를 지나는 평면상에 투영하여, 단위 반지름의 원판이 만들어지는 것과 같다.

u, v 원판은 지도 제작법에서 평면 지도에, 예를 들어 북반구를 나타내려고 사용하는 방위도 투영법과 유사하다. 지구는 북극을 원점으로 해 투영되고 방위선들은 실제 나침반의 방향을 나타낸다. $\theta \le \pi/2$ 에 대응하는 u와 v에서의 가시영역은 식 (2.16)에서 다음과 같이 표현된다.

$$u^2 + v^2 = \sin^2 \theta \le 1 \tag{2.26}$$

 $\theta \leq \pi/2$ 로의 방사만을 고려하면 다음 식으로 빔입체각을 구할 수 있다.





$$\Omega_A = \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi/2} |F(\theta, \phi)|^2 d\Omega$$
 (2.27)

u와 v로 표현되는 전 가시영역에 걸쳐 적분해 빔입체각을 구할 수 있다. $d\Omega$ 를 u, v평면으로 투영하면 $dudv = \cos\theta \, d\Omega$ 가 얻어진다. 식 (2.26)에서 $\cos\theta = \sqrt{1-u^2-v^2}$ 이므로,

 $d\Omega = dudv \sqrt{1 - u^2 - v^2}$ 이고, 식 (2.27)는 다음과 같은 일반적인 표현식이 된다.

$$\Omega_A = \iint_{u^2 + v^2 \le 1} |F(u, v)|^2 \frac{du \, dv}{\sqrt{1 - u^2 - v^2}}$$
(2.28)

커다란 균일 위상 개구면 $(L_x$ 와 $L_y\gg\lambda)$ 의 경우, $u=v=0(\theta=0)$ 부근의 좁은 영역으로 방사가 집중되므로 식 (2.28)의 분모에 나타나는 제곱근은 근사적으로 1이 된다. 또한 부엽들이 매우 낮아서 적분구간을 무한대로 확장하더라도 적분값에 크게 영향을 주지 않는다.

균일 직사각형 개구면에 대한 식 (2.23)을 식 (2.28)에 대입하고 이 결과들을 이용해 다음 식을 얻을 수 있다.

$$\Omega_A = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\sin^2[(\beta L_x/2)u]}{[(\beta L_x/2)u]^2} du \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\sin^2[(\beta L_y/2)v]}{[(\beta L_y/2)v]^2} dv$$
 (2.29)

변수치환을

$$u' = \frac{\beta L_x}{2} u = \frac{\beta L_x}{2} \sin \theta \cos \phi \tag{2.30}$$

$$v' = \frac{\beta L_y}{2} v = \frac{\beta L_y}{2} \sin \theta \sin \phi \tag{2.31}$$

와 같이 행하면 다음 식을 얻을 수 있다.





$$\Omega_{A} = \frac{2}{\beta L_{x}} \frac{2}{\beta L_{y}} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\sin^{2} u'}{(u')^{2}} du' \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\sin^{2} v'}{(v')^{2}} dv'$$
 (2.32)

위의 각 적분은 π 가 되므로, 따라서

$$\Omega_A = \frac{4}{(2\pi/\lambda)^2 L_x L_y} \pi^2 = \frac{\lambda^2}{L_x L_y}$$
 (2.33)

가 된다.

결국 균일한 진폭과 위상을 갖는 직사각형 개구면의 지향성은

$$D_u = \frac{4\pi}{\Omega_A} = \frac{4\pi}{\lambda^2} L_x L_y \tag{2.34}$$

이 되는데, 이 표현식에서 $A_p=L_xL_y$ 는 개구면의 물리적인 면적임을 알 수 있다. 이것을 식 $D=4\pi A_{em}/\lambda^2$ 와 비교해 보면, 균일 직사각형 개구면의 경우 최대 유효개구면적 A_{em} 이 물리적인 개구면적 A_p 와 같음을 알 수 있다.

이 점은 균일하게 급전되는 어떤 모양의 개구면에 대해서도 적용된다. 또한 이상적인 개구면에서는 도체 손실이 없고(방사효율 $e_r=1$), 따라서 이득은 지향성과 같고 $A_e=A_{em}$ 인 점을 알아야 한다.

이득 계산 수식에 의하여 효율 70%, 85%, 100% 일 경우 반사경의 길이에 따른 이득을 도시하면 다음과 같다.



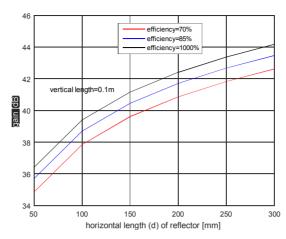


그림 2.13 레이더 센서 모듈 안테나의 리플렉터 길이에 따른 이득

Fig. 2.13 Antenna gain versus reflector length for a radar sensor module antenna

이득 계산 수식에 의하여 효율 70%, 85%, 100% 일 경우 반사경의 길이에 따른 이득을 도시하면 다음과 같다.

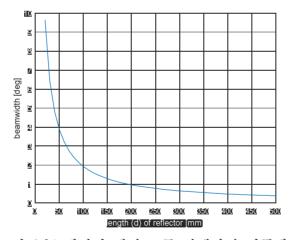


그림 2.14 레이더 센서 모듈 안테나의 리플렉터 길이에 따른 빔폭

Fig. 2.14 Antenna beamwidth versus reflector length for a radar sensor module antenna





4) 방사 패턴

방사 패턴은 안테나에서 전계와 자계가 어느 방향으로 얼마만큼 전달되는가를 동시에 보여주는 성능 파라미터이다. 안테나에서는 크기 1을 갖는 등방향성에 대해 빔 폭이 얼마만큼 되느냐를 의미한다. 특히 개구면 안테나는 모든 방향에 빔을 형성하는 패치 안테나에 비해 빔 폭이 제한되어 있다. 빔 폭에 의해서 대역폭을 결정하게 되는데, 그림 2.15에서 보는 것과 같이 그 영역에서 대역폭을 반 전력 빔 폭(Half Power Beam Width: HPBW)이라 한다.

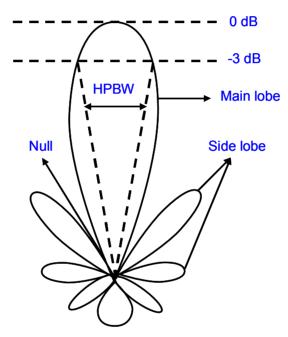


그림 2.15 빔 패턴과 반 전력 빔 폭 Fig. 2.15 Beam pattern and HPBW

하지만 안테나에서는 널(Null)로 인한 전력 레벨이 포함되어 있는 경우를 감안하여 -10 dB이하에서 주파수 영역을 말하기도 한다^[9]. 이 때 주파수 범위에서 대역폭을 첫 번째 영점 사이의 빔 폭(Beam Width First Null : BWFN)이라 하며 주 빔 폭의 척도가된다.

방사 패턴은 구 좌표계를 도입하는데, 사각형 도파관 안테나가 갖는 직각 좌표계와 함께 고려해야 한다. 그림 2.16에서 보는 것과 같이 전계 면은 yz평면이고 자계 면은





xz평면이다. 이를 구 좌표계로 봤을 때는 x축이 구 좌표계의 ϕ 의 시축에 해당한다. 전계면은 개구면 전후방에 대해 ϕ 가 90° 일 때, θ 가 -180° 에서 180° 까지 변하는 것이다. 자계면은 개구면 전후방에 대해 ϕ 가 0° 인 경우에 해당한다. 개구면 안테나의 방사 패턴은 개구면에 의해 제한된다.

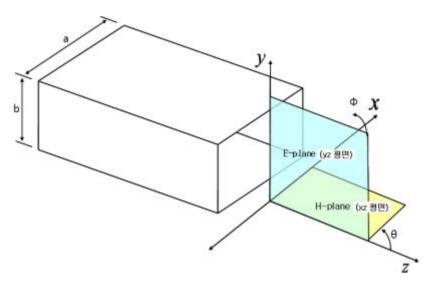


그림 2.16 도파관 안테나의 전계와 자계의 방향 Fig. 2.16 Direction of electric and magnetic field of waveguide antenna





2.2.2 슬롯 안테나 상부 가림막(baffle)

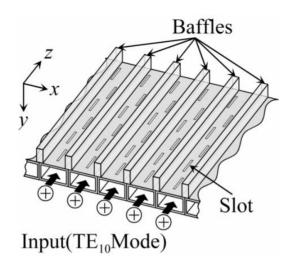


그림 2.17 Baffle 개념도 Fig. 2.17 Concept map of baffle

슬롯 안테나에서 각 슬롯의 상호 결합을 조절하는 다양한 기술들이 있다. 그 중에 슬롯 안테나 간에 가림막을 사용하였다. 그림 2.17의 가림막(baffle)은 도파관 슬롯 배열 안테나 간의 상호결합을 배제하는 역할을 한다. 가림막은 한 개의 긴 도파관 슬롯 배열 안테나 사이에 두께 1 mm, 높이를 $\lambda_0/4$ 로 설계하여 안테나에서 바라보았을 때 개방이 되도록 설계하였다.





제3장 설계 및 오류분석

3.1 도파관 슬롯 배열 안테나 설계절차

3.1.1 도파관 방사 슬롯 안테나 설계 및 시뮬레이션 결과

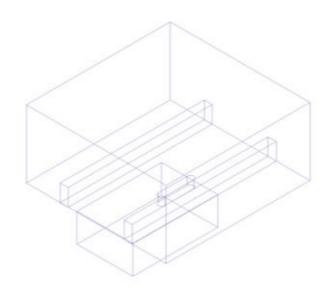


그림 3.1 방사슬롯의 시뮬레이션 구조 Fig. 3.1 Simulation structure of radiating slot

그림 3.1은 HFSS를 이용한 시뮬레이션 구조로써 도파관에서 방사슬롯의 시뮬레이션 구조를 보이고 있다. 시뮬레이션 구조는 공기로 채워진 자유공간의 박스와 방사슬롯, 방사 도파관을 도시하고 있다. HFSS는 화면에 보이는 구조를 제외한 모든 방면이 PEC(perfect electric conductor)로 설정되어 있어 도시한 시뮬레이션 구조는도파관 외벽을 PEC로 가정하였다. 방사슬롯은 단락되는 도파관의 내벽과 슬롯의 중심간 간격이 $\lambda_g/4$ 가 되도록 설계하였다. 다음으로 설계절차를 순서대로 작성하였다.





다음 설계과정에서 offset이란 도파관 중심에서 슬롯이 x축으로 이동하는 거리를 말한다.

절차 1. 슬롯의 offset별 공진 길이 결정

슬롯은 offset의 위치 그리고 슬롯의 길이에 첫 번째 단계는 한 개의 슬롯 안테나에 대한 0.1mm의 offset 마다 슬롯의 길이를 변화하여 반사계수가 가장 작은 슬롯의 공진 길이를 결정한다. 첫 번째 단계를 수행하기 위해서 그림과 같은 도파관 내벽과 슬롯 안테나의 중심의 거리가 $\lambda_o/4$ 가 되는 시뮬레이션 모델이 필요하다.

절차 2. 슬롯 offset에 대한 컨덕턴스 계산

슬롯 offset별 반사계수가 최소가 되는 슬롯 길이의 시뮬레이션 결과로 반사계수를 이용하여 임피던스를 구한 뒤 어드미턴스로 변환한다. 변환한 어드미턴스의 컨덕턴스를 정규화 한다. 각 offset에 따른 정규화된 컨덕턴스의 그래프는 그림과 같다. 오프셋의 실험은 0.2mm에서 0.9mm까지 시뮬레이션 하였으며 0.01단위의 오프셋 결과는 Matlab을 이용해 보간법으로 얻은 결과이다.

$$Y = G + jX \tag{2.35}$$

$$\Gamma = \frac{z_L - 1}{z_L + 1} = \frac{\frac{1}{y_L} - 1}{\frac{1}{y_L} + 1} \tag{2.36}$$





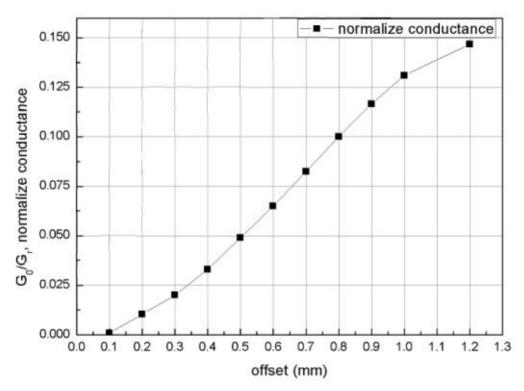


그림 3.2 방사 슬롯의 오프셋에 따른 정규화 컨덕턴스 Fig. 3.2 Normalize conductance versus offset for a radiation slot

절차 3. 방사 슬롯의 체비셰프 전류분포 계산

각 슬롯마다 얻은 컨덕턴스를 체비셰프 전류분포로 정규화 시켜야 한다. 다음 식과 같이 컨덕턴스는 전류의 제곱에 비례하므로 전류 분포의 제곱을 컨덕턴스 값이 1.2가 되도록 정규화 하여 슬롯의 오프셋을 결정한다. 얻은 컨덕턴스의 그림 3.2의 그래프를 통해 체비셰프 전류비를 만족하는 각 슬롯별 offset을 결정한다.

$$P = VI = I^2 R = \frac{I^2}{G}$$
 (2.37)



표 3.1 38개 방사 슬롯 설계 파라미터

Table 3.1 Design parameter of 38 radiation slots

	38개 방사 슬롯 배열 (-25dB)					
슬롯 번호	전류분포	전류분포 제곱	정규화 (G=1.2)	offset(mm)	length(mm)	
19	1	1	0.186	0.76	3.51	
18	0.342	0.117	0.021	0.21	3.44	
17	0.396	0.157	0.029	0.25	3.44	
16	0.452	0.204	0.038	0.3	3.45	
15	0.509	0.259	0.048	0.34	3.45	
14	0.567	0.322	0.060	0.38	3.46	
13	0.625	0.391	0.072	0.42	3.46	
12	0.682	0.466	0.086	0.47	3.47	
11	0.738	0.545	0.101	0.51	3.48	
10	0.792	0.628	0.117	0.56	3.49	
9	0.843	0.711	0.132	0.61	3.5	
8	0.890	0.793	0.147	0.65	3.5	
7	0.933	0.871	0.162	0.7	3.5	
6	0.971	0.944	0.176	0.73	3.51	
5	1.004	1.009	0.188	0.77	3.51	
4	1.031	1.063	0.198	0.8	3.52	
3	1.051	1.105	0.206	0.82	3.52	
2	1.065	1.135	0.211	0.83	3.52	
1	1.072	1.149	0.214	0.84	3.52	





표 3.1는 설계할 방사 슬롯의 체비셰프 전류비와 슬롯의 offset 그리고 슬롯의 길이가 결정되어 있다. 표 3.1의 슬롯 번호 19번은 안테나의 가장자리 번호이며 슬롯 번호 1번은 안테나의 중앙에 위치하는 번호이다. 체비셰프 전류분포는 짝수개의 인자에서 좌우 대칭의 형태를 갖는다. 그러므로 안테나 요구규격인 SLL의 -20dB이하인 결과를 얻기 위해 설계한 안테나를 좌우로 배치하여 시뮬레이션 한 결과를 보일 것이다.

절차 4. 설계 안테나의 시뮬레이션 수행

설계한 안테나의 체비셰프 전류분포에 따른 offset과 슬롯 길이를 적용하여 시뮬레이션을 수행한다. 시뮬레이션 결과를 통하여 안테나 특성에 대한 검증을 실시한다.

절차 5. 슬롯 안테나 검증을 통한 offset 미세 튜닝 및 재 시뮬레이션 수행 절차 4.에서 검증을 통해 전달계수가 체비셰프 전류비와 일치한다면 미세 튜닝 및 재 시뮬레이션 수행을 종료한다. 그러나 슬롯 전달계수의 비율이 체비셰프 전류 비와 일치하지 않다면 슬롯의 offset을 미세 조정하여 재 시뮬레이션을 수행한다.



그림 3.3 19개 슬롯 배열 안테나의 시뮬레이션 모델 Fig. 3.3 Simulation model of 19 slotted array antenna





그림 3.3은 위의 순서 (1), (2), (3)의 과정으로 설계한 슬롯 배열 안테나의 모형이다. 설계한 슬롯 배열 안테나의 offset은 체비셰프 전류비에 의해 각각 다르다. 그이유는 그림 3.2의 그래프와 같이 offset이 증가 할수록 컨덕턴스가 증가하게 되므로 슬롯의 임피던스는 감소하여 방사효율이 증가하는 원리이다.

슬롯 안테나의 배열은 도파관 최외각 내벽으로부터 $y \stackrel{>}{\tau} \lambda_g/4$ 만큼 띄운 뒤 $\lambda_g/2$ 의 거리로 다음 슬롯의 $y \stackrel{>}{\tau}$ 위치가 결정된다. 이는 전자기파의 전계 분포가 각 지점마다 최대가 되기 때문이다. 도파관 내의 각 점에서 전계가 최대로 생성되지만 $\lambda_g/2$ 의 각 점에서 전계 분포는 역위상을 갖는다. 슬롯이 각 점에서 역위상의 전자기파를 방사하지 않기 위하여 슬롯의 $x \stackrel{>}{\tau}$ 배열을 지그재그로 설계하여 슬롯 안테나에 형성되는 전류분포가 동일한 방향으로 생성되게 하였다.

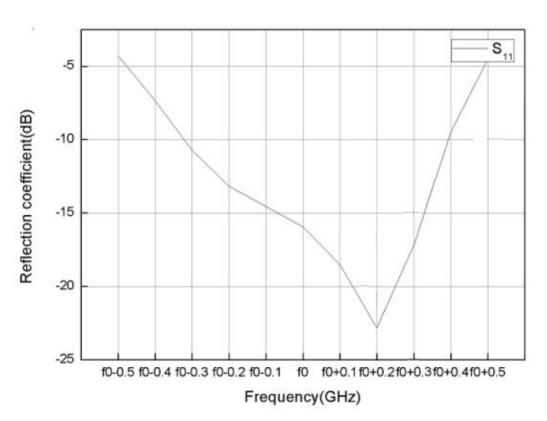


그림 3.4 19개 슬롯 배열 안테나의 반사계수 Fig. 3.4 Reflection coefficient of 19 slotted array antenna





그림 3.4의 그래프는 설계한 슬롯 배열 안테나의 반사계수의 시뮬레이션 결과이다. 설계한 안테나는 중심 주파수에서 -15.9dB의 반사계수를 가졌고 반사계수의 -10dB 대역폭이 0.7GHz의 대역을 가졌다. 설계한 23개 슬롯 배열 안테나는 대역폭이 넓으며 중심 주파수에서 -15dB이하의 값을 가지므로 반사 손실이 거의 없이 파가 전달됨을 알 수 있다.

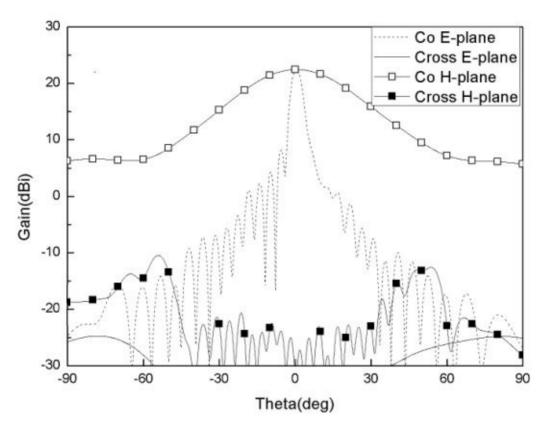


그림 3.5 19개 슬롯 배열 안테나의 방사패턴 Fig. 3.5 Radiation pattern of 19 slotted array antenna

그림 3.5의 그래프는 23개 슬롯 배열 안테나의 방사패턴이며 안테나의 E-plane, H-plane의 패턴을 도시하고 있다. 그래프의 E-plane은 대칭적인 형태를 갖는 반면 H-plane은 비대칭적인 형태로 방사되고 있다. 그 이유는 offset의 배열이 대칭이 아니기 때문에 슬롯 안테나에서 파가 비대칭으로 방사되기 때문이다.







그림 3.6 38개 슬롯 배열 안테나의 시뮬레이션 모델 Fig. 3.6 Simulation model of 38 slotted array antenna

그림 3.6은 설계한 슬롯 배열 안테나를 좌, 우로 배치한 SLL을 -20dB이하로 얻기 위한 슬롯 배열 안테나의 시뮬레이션 모델을 보이고 있다. 그림의 안테나는 체비셰 프 전류분포의 슬롯 offset으로 설계한 도파관 슬롯 배열 안테나이다.

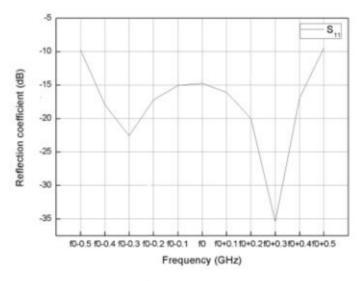


그림 3.7 38개 슬롯 배열 안테나의 반사계수 Fig. 3.7 Reflection coefficient of 38 slotted array antenna



슬롯 배열 안테나의 반사계수 시뮬레이션 결과는 그림 3.7에서 보이고 있으며 절반의 슬롯 배열 안테나의 시뮬레이션 결과와 다른 특성을 나타냈다. 중심주파수에서 안테나의 반사계수는 -15dB이고 -10dB 대역폭은 800MHz의 대역폭을 가졌다. 반사계수가 -15dB로 -10dB이하의 값을 가지므로 반사는 크지 않아 대부분의 파가 전달됨을 알 수 있다.

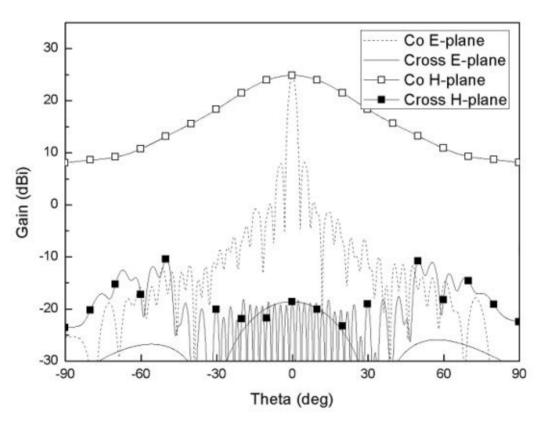


그림 3.8 38개 슬롯 배열 안테나의 방사패턴 Fig. 3.8 Radiation pattern of 38 slotted array antenna

그림 3.8은 설계한 38개 슬롯 배열 안테나의 방사패턴을 보이고 있으며 설계한 안테나는 체비셰프 전류분포를 통한 슬롯의 offset 조절로 안테나의 SLL이 약-19dB 의 값을 가졌고 안테나 이득은 25.6dBi의 값을 가졌다.





3.1.2 급전 도파관 및 결합슬롯 설계 및 시뮬레이션 결과

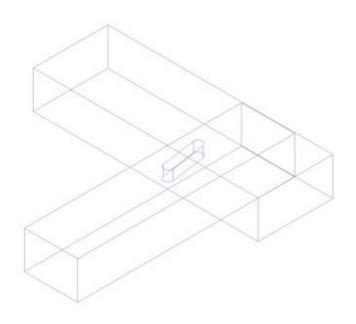


그림 3.9 결합슬롯의 시뮬레이션 구조 Fig. 3.9 Simulation structure of coupling slot

그림 3.9는 피드 도파관과 결합 슬롯, 상부 도파관을 결합한 모습이다. 본 논문에서는 도파관 슬롯 배열 안테나와 급전 도파관의 결합이 결합 슬롯을 통하여 하부에서 연결된다. 그러므로 결합 슬롯은 도파관의 중심에서 중심의 거리를 가져야한다. 상부 방사 도파관의 내부 길이는 7.1mm그리고 외벽 두께 1mm를 포함하므로 총 8.1mm의 거리를 갖게 된다. 급전 도파관의 결합 슬롯의 거리는 8.1mm로 설계해야할 필요가 있다.

도파관 내의 관내파장은 도파관의 가로길이(a)를 조절함으로써 조절 할 수 있다. 원하는 관내파장을 얻기 위해 도파관의 a길이를 5.05mm로 설계하여 관내파장을 16.2mm로 증가 시켰다.

급전 도파관의 결합 슬롯은 슬롯의 중심으로부터 각도를 변화하여 상부 도파관과의 결합을 유도하였다. 다음으로 설계절차를 순서대로 작성하였다.

절차 1. 결합 슬롯의 각도별 반사계수 확인을 통한 컨덕턴스 결정





결합 슬롯은 방사 슬롯과는 다르게 슬롯의 중심에서 각도를 변형하여 상부 방사 도 파관으로 파를 전달시킨다. 슬롯의 각도를 변형하면 슬롯의 임피던스를 변화시킨다. 그로인해 상부 도파관으로 전달되는 파의 크기가 차등적이게 되며 이 부분은 방사 슬롯의 체비셰프 전류분포를 결합 슬롯에도 적용할 수 있다. 그림 3.10은 그림 3.9의 시뮬레이션 모델의 슬롯 각도별 컨덕턴스를 도시하고 있다. 각도를 0도에서 45도까지 변화시켰으며 0도에서 30도의 변화는 점차 증가하는 현상을 보이지만 30도 이상으로부터는 오히려 컨덕턴스가 감소한다.

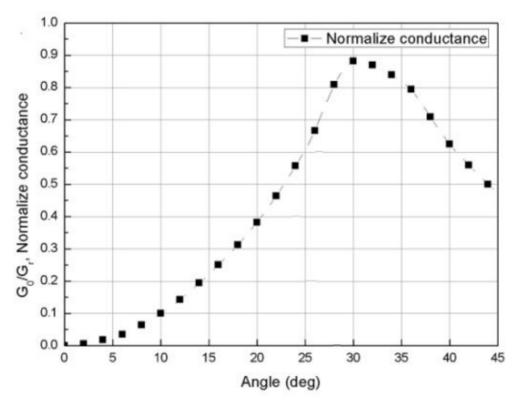


그림 3.10 결합 슬롯의 각도별 정규화 컨덕턴스 Fig. 3.10 Normalize conductance versus angle for a coupling slot

절차 2. 결합 슬롯의 체비셰프 전류분포 계산

결합 슬롯의 컨덕턴스 또한 전류의 제곱에 비례한다. 그러므로 컨덕턴스의 값을 1.2 로 정규화 하여 체비셰프 전류비와 동일하게 결정한다.





표 3.2 16개 결합 슬롯 설계 파라미터

Table 3.2 Design parameter of 16 coupling slots

	16개 결합 슬롯 배열 (-25dB)						
	전류분포	전류분포 제곱	정규화 (G=1.2)	angle(deg)			
8	1	1	0.12952	8			
7	0.818	0.670	0.086842	7.5			
6	1.087	1.181	0.153046	8.7			
5	1.355	1.836	0.237895	11			
4	1.603	2.570	0.332868	13			
3	1.810	3.277	0.424547	14.7			
2	1.959	3.840	0.497425	15.9			
1	2.037	4.152	0.537856	17			

표 3.2은 결합 슬롯의 체비셰프 전류비와 슬롯의 각도를 보이고 있다. 각 결합 슬롯의 각도를 적용한 시뮬레이션 모델은 그림과 같다. 결합 슬롯 또한 요구규격인 SLL이 -20dB이하의 결과를 얻기 위해 좌우 대칭의 형태로 배치하고 급전 도파관의 중심에서 파가 인가되므로 T-junction을 설계하여 시뮬레이션을 수행한다.

절차 3. 설계 결합 슬롯의 시뮬레이션 수행

설계한 결합 슬롯의 체비셰프 전류 분포에 따른 각도를 적용하여 시뮬레이션을 수행한다. 시뮬레이션 결과로 각 슬롯의 전달계수를 확인하여 특성에 대한 검증을 실시한다.

절차 4. 결합 슬롯 검증을 통한 슬롯 각도 미세 튜닝 및 재 시뮬레이션

절차 3의 검증을 통해 전달계수가 체비셰프 전류비와 일치한다면 미세 튜닝 및 재 시뮬레이션을 종료한다. 그러나 전달계수의 비율이 체비셰프 전류비와 일치하지 않다 면 슬롯의 각도를 미세 조정하여 재 시뮬레이션을 수행한다.





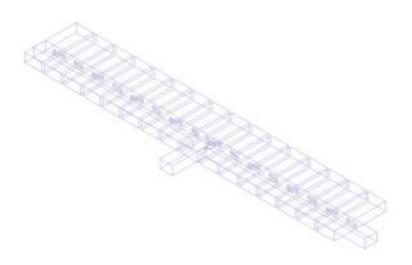


그림 3.11 결합 슬롯 및 급전 도파관 시뮬레이션 모델 Fig. 3.11 Simulation model of coupling slot and excitation waveguide

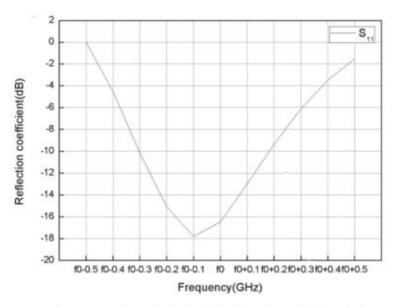


그림 3.12 급전 도파관의 반사계수 시뮬레이션 결과 Fig. 3.12 Reflection coefficient result of excitation waveguide



조선대학교 CHOSUN UNIVERSITY

다음은 결합 슬롯의 시뮬레이션 결과를 설명한다.

그림 3.12의 그래프는 그림 3.11의 결합 슬롯 도파관의 시뮬레이션 결과를 도시하고 있다. 설계한 급전 도파관은 중심주파수에서 약 -15dB의 반사계수를 갖으며 반사가 거의 없고 전달이 잘 되고 있음을 알 수 있다.

그림 3.13과 3.14는 시뮬레이션 모델의 각 슬롯에서 전달계수의 크기와 위상을 도시하고 있다. 전달계수의 크기는 체비셰프 전류비와 동일한 값을 가졌음을 확인하였다. 슬롯을 투과하는 파의 위상은 모든 출력 포트에서 거의 동일한 위상을 확인하였다.

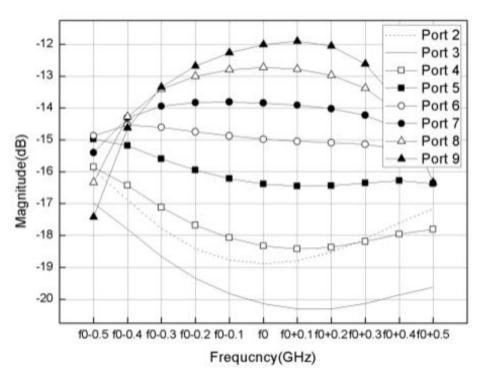


그림 3.13 결합 슬롯의 전달계수 크기 시뮬레이션 결과 Fig. 3.13 Transmission coefficient magnitude result of coupling slot





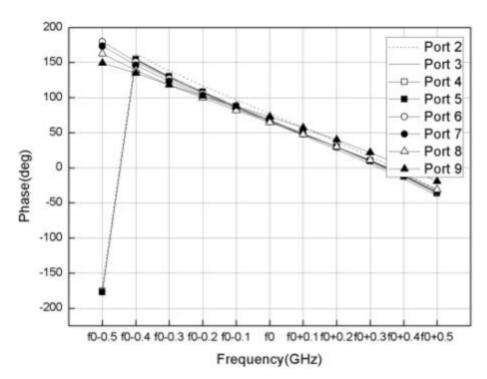


그림 3.14 결합 슬롯의 전달계수 위상 시뮬레이션 결과 Fig. 3.14 Transmission coefficient phase result of coupling slot





3.1.3 전체 안테나 설계 및 시뮬레이션 결과

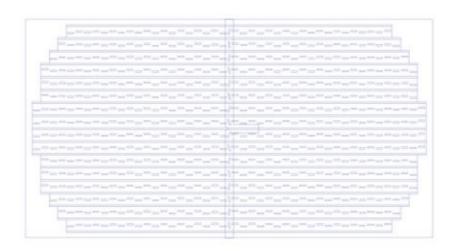


그림 3.15 전체 안테나 시뮬레이션 구조 Fig. 3.15 Overall antenna simulation structure

설계한 도파관 슬롯 배열 안테나와 결합 슬롯을 연결하여 시뮬레이션을 진행한다. 그림 3.15는 전체 안테나 시뮬레이션 모델을 보이고 있으며 안테나 이득 35dBi 이상을 얻기 위해 크기에 맞춰 도파관 슬롯 배열 안테나를 배치하고 중심 아래로부터 결합 슬롯과 연결되는 피드 네트워크를 붙여 시뮬레이션을 진행 하였다. 그림에서 상부 도파관의 방사 슬롯은 중심으로부터 1mm씩 이동하였다. 그 이유는 급전도파관의 중심에 있는 방사 슬롯이 결합 슬롯과 인접해 있으므로 파가 인가될 때상호간의 간섭을 일으켜 슬롯에서 방사가 이루어지지 않음을 확인하였기 때문이다.

안테나는 고도각 및 방위각에서 SLL이 -20dB이하의 값을 만족해야 한다. 고도각은 급전 도파관의 결합 슬롯의 각도를 통해 체비셰프 전류비를 적용하였고 방위각은 방사 슬롯 안테나의 offset을 조절하여 체비셰프 전류비를 적용하였다.



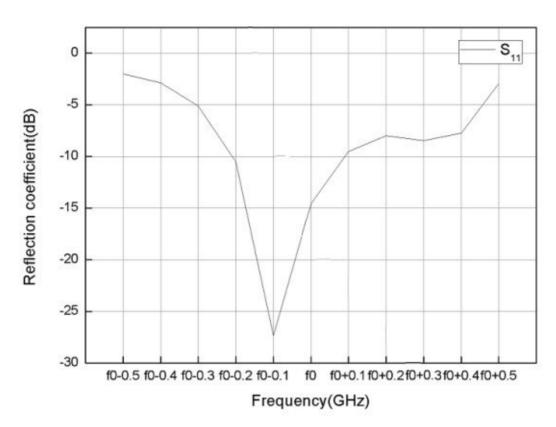


그림 3.16 전체 안테나 반사계수 시뮬레이션 결과 Fig. 3.16 Overall antenna simulation result of reflection coefficient

그림 3.16은 전체 안테나의 반사계수 시뮬레이션 결과를 보이고 있다. 전체 안테나의 반사계수는 중심주파수에서 약 -15dB의 반사를 가지며 -10dB 대역폭으로 약 300MHz의 대역을 가졌다.



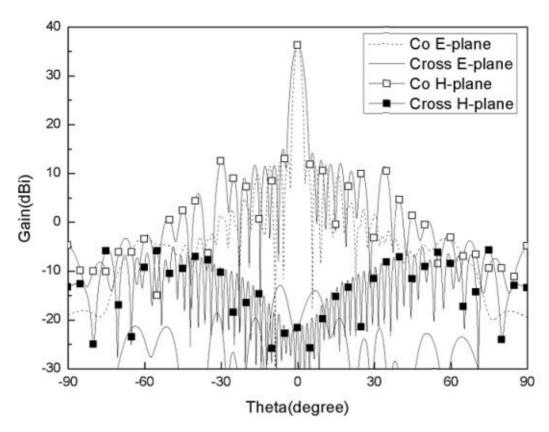


그림 3.17 설계한 안테나의 방사패턴 시뮬레이션 결과 Fig. 3.17 Radiation pattern simulation result of designed antenna

그림 3.17은 설계한 도파관 슬롯 배열 안테나의 방사패턴 시뮬레이션 결과이다. 설계한 안테나는 초기 설계 요구규격인 SLL, 안테나 이득, 반치각 빔폭을 만족하였다. 설계한 도파관 슬롯 배열 안테나의 안테나 이득은 36.2dBi로 설계 요구규격을 만족하였다. SLL 또한 약 -22dB 이하의 값으로 설계 요구규격을 만족하였다. 반치각 빔 폭은 고도각에서 3.6°, 방위각에서 2.2°의 값으로 요구규격에 거의 만족하였다.





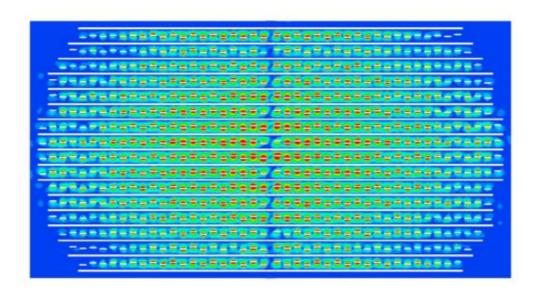


그림 3.18 설계한 안테나의 전계분포 Fig. 3.18 Current distribution of designed antenna

그림 3.18은 설계한 안테나에서 방사 슬롯 표면 위 전계분포 시뮬레이션 결과를 보이고 있다. 그림을 보면 방사되는 전계의 크기가 아치 형태를 띄고 있는 것을 확 인 할 수 있다. 이는 체비셰프 전류비에 따라 방사 슬롯의 offset을 조절하고 결합 슬롯의 각도를 조절함으로써 안테나를 통해 방사되는 파의 크기를 조절하였음을 알 수 있다.

3.2 안테나 공차 오류 분석

본 장에서는 안테나 설계로써 시뮬레이션 툴을 이용하여 도파관을 설계 시 벽면이 수직으로 절단된 모델을 사용하였으나 실제 금형 제작에 있어 수직의 절단면은 제작이 용이치 않다. 또한 슬롯의 길이나 offset과 같이 0.01mm단위의 민감한 개구면의 제작에도 가공에 오차가 발생할 수 있다. 그러므로 제작 시 발생하는 공차를 추가한 시뮬레이션을 수행하여 그 결과를 분석하였다.







그림 3.19 비교 분석용 도파관 슬롯 배열 안테나 Fig. 3.19 Slotted waveguide array antenna of comparison and analysis

그림 3.19는 비교 분석의 기준이 될 안테나이다. 전체 안테나 1x16 안테나 중에서 하나의 안테나를 기준으로 결정하였다. 그림의 안테나는 총 40개의 슬롯으로 구성되어 있으며 안테나의 특성은 다음 그림과 같다. 그림 3.20은 비교 분석용 도파관슬롯 배열 안테나의 반사계수를 보이고 있으며 반사계수는 중심주파수에서 약 - 15dB의 값을 가지며 -10dB 대역폭이 약 1.2GHz의 값을 가졌다.

그림 3.21은 기준 도파관 슬롯 배열 안테나의 방사패턴 시뮬레이션 결과로써 안테나 이득은25dBi의 값을 가졌다. 부엽 레벨의 형성 또한 지수적으로 감소하는 특성을 보이고 있다.

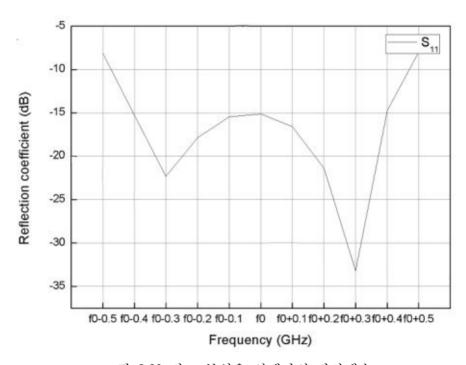


그림 3.20 비교 분석용 안테나의 반사계수 Fig. 3.20 Reflection coefficient of antenna for comparison and analysis



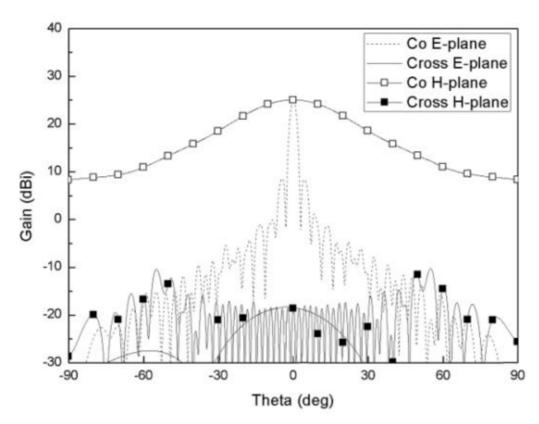


그림 3.21 비교 분석용 도파관 슬롯 배열 안테나의 방사패턴
Fig. 3.21 Radiation pattern of slotted waveguide array antenna for comparison and analysis

3.2.1 도파관 제작 공차 오류 분석

도파관은 실제 제작 시 완벽하게 수직의 형태로 만들기 어렵다. 가공에 있어 밀 링작업에서 원형 드릴로 깎아내는 작업으로 최종적으로 모서리가 둥근 형태의 도파 관이 제작된다. 또한 제안하는 도파관의 구조는 방사 슬롯, 상부 도파관, 하부 도파 관으로 제작은 딥 브레이징 공법으로 제작한다. 딥 브레이징 공법으로 제작 시 접 착 부위에 용접 후에 잔여물이 남아있는 것처럼 잔여물이 남아있다. 이 잔여물 또 한 안테나의 특성에 어떠한 영향을 줄지 파악할 수 없으므로 이번 시뮬레이션에 포 함하였다.

그림 3.22의 도파관 배열 안테나 모델에 대하여 모서리의 반지름을 0.3mm에서 최대 3.0mm까지 증가하여 시뮬레이션을 수행하였다.







그림 3.22 내벽 모서리가 둥근 도파관 슬롯 배열 안테나 시뮬레이션 모델 Fig. 3.22 Slotted waveguide array antenna for round edge in waveguide

그림 3.23은 모서리에 둥근 형태를 적용한 시뮬레이션 모델의 반사계수 시뮬레이션 결과를 보이고 있다. 시뮬레이션 결과는 앞서 3.1.1장에서 설계한 모델과 비교하였다.

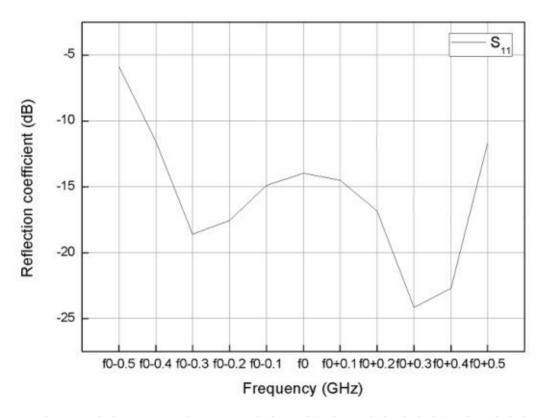


그림 3.23 반지름 0.5mm의 둥근 모서리를 적용한 모델의 반사계수 시뮬레이션 결과

Fig. 3.23 Reflection coefficient of round edge model for radius 0.5mm



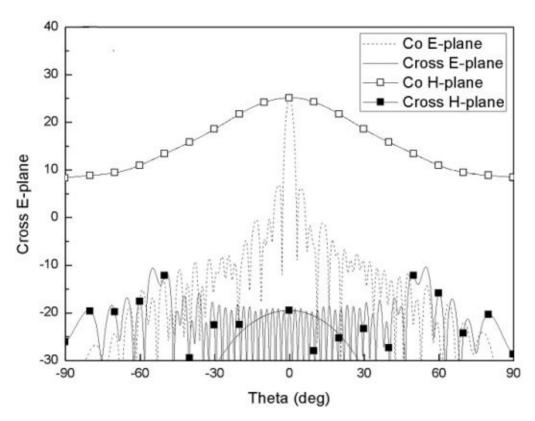


그림 3.24 반지름 0.5mm의 둥근 모서리를 적용한 모델의 방사패턴 시뮬레이션 결과

Fig. 3.24 Radiation pattern of round edge model for radius 0.5mm

그림 3.24에서 0.5mm의 둥근 모서리를 적용한 안테나의 방사패턴은 시뮬레이션 비교 결과 거의 변화 없이 동일하지만 반사계수는 오히려 +1dB 가량 높아진 것을 확인하였다. 1x16 배열 안테나 중 1개의 안테나를 확인하였고 다음으로 1x16 전체배열 안테나의 안테나 특성을 확인하였다.





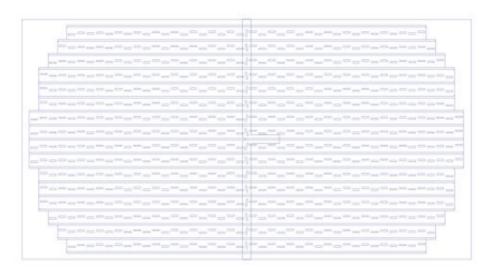


그림 3.25 반지름 0.5mm의 둥근 모서리를 적용한 도파관 슬롯 배열 안테나 시뮬레이션 모델

Fig. 3.25 Simulation model of slotted waveguide array antenna of round edge for radius 0.5mm

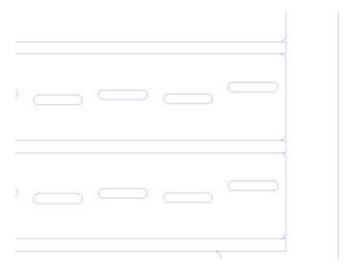


그림 3.26 0.5mm 모서리 확대 Fig. 3.26 Zoom image of edge 0.5mm

그림 3.25는 모서리를 0.5mm로 둥근 형태로 설계한 전체 도파관 슬롯 배열 안테 나를 보이고 있다. 방사 도파관 및 급전 도파관에 둥근 모서리 형태를 설계하였다.





그림 3.26은 설계한 도파관의 모서리를 확대한 모습이다. 모서리의 수직인 부분을 둥글게 설계 하였다.

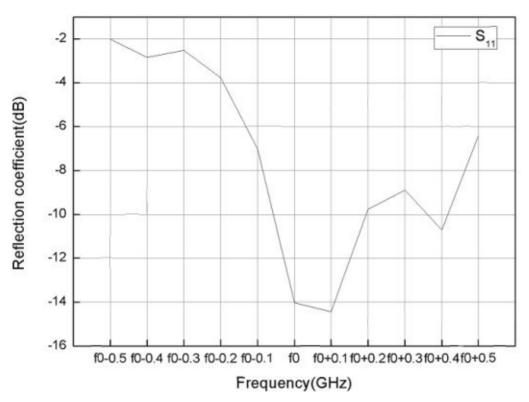


그림 3.27 0.5mm 모서리를 적용한 전체 안테나 반사계수 시뮬레이션 결과 Fig. 3.27 Simulation result of overall antenna reflection coefficient with round edge of radius 0.5mm

등근 모서리를 적용한 전체 안테나의 반사계수 시뮬레이션 결과는 그림 3.27과 같으며 중심 주파수에서 -14dB의 값을 가지며 수직으로 설계한 도파관 슬롯 배열 안테나의 결과와 중심주파수에서는 거의 비슷한 값을 가졌다. 그러나 대역폭이 매우 좁고 전체적으로 반사계수의 레벨이 올라갔으며 주파수가 이동된 것을 확인하였다.



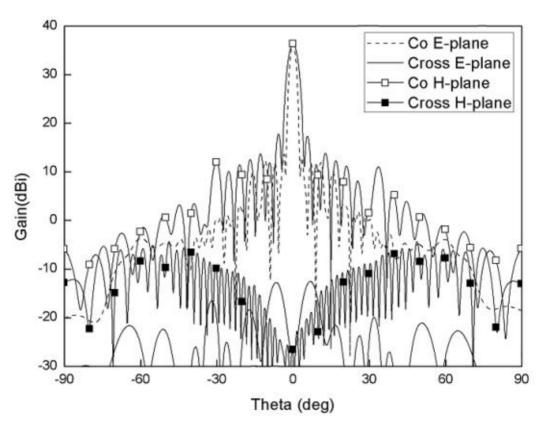


그림 3.28 0.5mm 모서리를 적용한 전체 안테나 방사패턴 시뮬레이션 결과 Fig. 3.28 Simulation result of overall antenna radiation pattern with round edge of radius 0.5mm

그림 3.28의 그래프는 반지름 0.5mm 모서리를 적용한 방사패턴 시뮬레이션 결과이며 3.1.3의 수직 형태의 시뮬레이션 결과를 비교하면 -0.2dB 낮은 이득을 보이지만 큰 변화가 없었다. 그러므로 가공 시 생기는 모서리의 둥근 형태는 안테나 특성에 미치는 영향이 거의 없음을 확인하였다.





3.2.2 슬롯 위치의 공차 오류 분석



그림 3.29 슬롯의 위치를 변형시킨 시뮬레이션 모델 Fig. 3.29 Simulation model of changed slot offset

슬롯 제작 시 도파관의 중심에 정확히 정렬 하였는가 또한 안테나 특성에 큰 영향을 끼칠 것 이므로 슬롯의 배열이 전체적으로 x축으로 이동되어 제작 되었을 시에 대하여 시뮬레이션을 진행 하였다. 그림 3.29는 슬롯의 위치를 변형시킨 시뮬레이션 모델을 보이고 있으며 슬롯의 위치가 전체적으로 동시에 변하였을 때를 가정하여 시뮬레이션을 진행하였다.

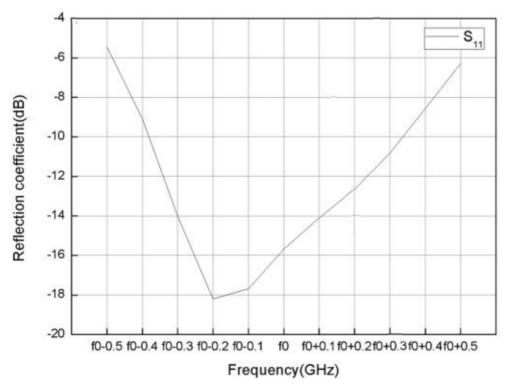


그림 3.30 40개 슬롯 offset을 0.5mm 이동시킨 반사계수 시뮬레이션 결과 Fig. 3.30 Simulation result of reflection coefficient with shift 0.5mm of 40 slots offset



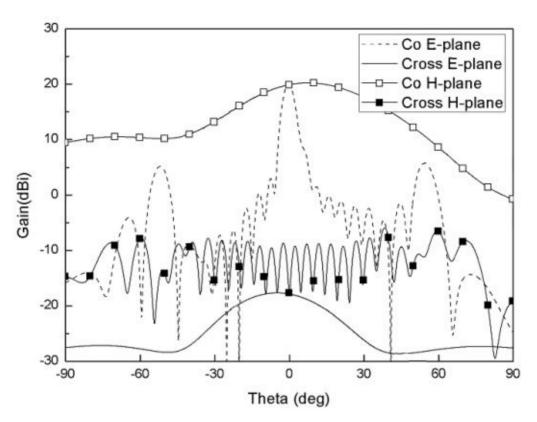


그림 3.31 40개 슬롯 offset을 0.5mm 이동시킨 방사패턴 시뮬레이션 결과 Fig. 3.31 Simulation result of radiation pattern with shift 0.5mm of 40 slots offset

슬롯의 위치에 대한 공차는 x축을 기준으로 0.05mm, 0.1mm, 0.3mm, 0.5mm로 나누어 시뮬레이션을 진행 하였다. 0.05mm와 0.1mm의 공차는 안테나의 특성에 큰 영향을 미치지 않았지만 0.3mm 이상의 공차는 안테나의 방사패턴 부엽 레벨과 이득에 영향을 미쳤다. 그림3.30과 3.31은 0.5mm의 슬롯 위치 공차를 적용한 반사계수와 방사패턴 시뮬레이션 결과를 보이고 있다. 반사계수의 결과 기준으로 설계한 안테나보다 -1dB 더 좋은 특성을 보이고 있지만 대역폭이 좁아지는 특성을 보이고 있다. 안테나의 이득 시뮬레이션 결과는 21dBi로 약 4dBi 낮아졌고 H-plane의 부엽 레벨이 -15dB로 58°에서 큰 변화를 보였다.







그림 3.32 모든 슬롯 offset에 0.5mm 이동시킨 시뮬레이션 모델 Fig. 3.32 Simulation model of shift 0.5mm the overall slots offset

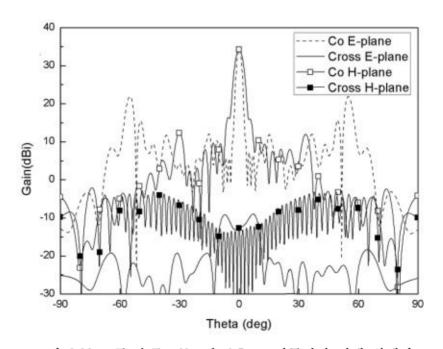


그림 3.33 모든 슬롯 offset을 0.5mm 이동시킨 전체 안테나 방사패턴 시뮬레이션 결과

Fig. 3.33 Simulation result of radiation pattern with overall antenna shift 0.5mm of slot offset





그림 3.32는 전체 안테나에 대하여 슬롯의 offset을 0.5mm 이동한 시뮬레이션 모델이다. 1x16 안테나에 전체적으로 슬롯의 offset이 0.5mm씩 이동하면 안테나 특성에 어떤 영향을 끼치는지 확인하였다. 시뮬레이션 모델의 방사패턴 시뮬레이션 결과는 다음 그림 3.33과 같다. 안테나 이득은 35.7dBi로 낮아졌다. 이는 E-plane의 부엽 레벨이 58°에서 굉장히 높이 올라와 1x16 안테나중 하나의 안테나의 결과와 같은 현상을 보였으며 슬롯 offset의 위치는 안테나 이득에 큰 영향을 주는 것으로 알수 있다.

3.2.3 슬롯 길이의 공차 오류 분석



그림 3.34 40개 슬롯의 길이를 0.1mm 변형시킨 시뮬레이션 모델 Fig. 3.34 Simulation model of changed 0.1mm the 40 slots length

본 논문에서 설계하는 슬롯은 두께 0.8mm, 높이 1mm로 모두 동일하지만 슬롯의 길이는 모두 다른 형태이다. 실제 제작에서 0.01mm 단위의 슬롯 길이를 정확히 제작하는 것은 어려움이 있다. 그러므로 제작 오차를 고려하여 슬롯의 길이가 길어지거나 줄어들었을 때 안테나에 미치는 영향을 분석 하였다. 그림 3.34는 슬롯 배열 안테나의 길이를 변형시킨 시뮬레이션 모델이다. 슬롯의 길이에 대한 공차 구조 분석 시 슬롯의 길이를 전체적으로 동일하게 증가하거나 감소시켜 시뮬레이션을 진행하였다. 공차 범위로써 ±0.05mm, ±0.1mm를 고려하였다.



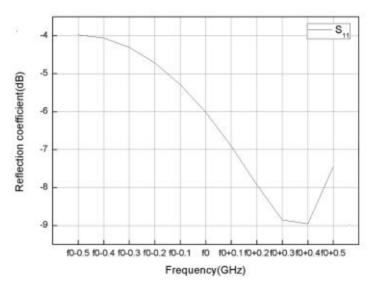


그림 3.35 40개 슬롯 길이를 +0.1mm 변화한 반사계수 시뮬레이션 결과

Fig. 3.35 Simulation result of reflection coefficient with changed +0.1mm of 40 slots length

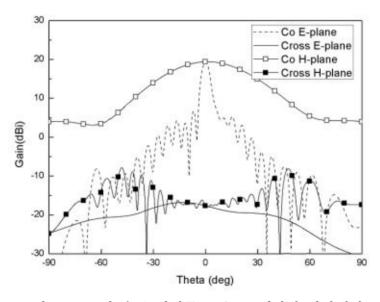


그림 3.36 40개 슬롯 길이를 +0.1mm 변화한 방사패턴 시뮬레이션 결과

Fig. 3.36 Simulation result of radiation pattern with changed +0.1mm of 40 slots length





그림 3.35와 그림 3.36은 +0.1mm의 공차 구조에 대한 시뮬레이션 결과를 보이고 있다. 모든 슬롯마다 +0.1mm의 공차 길이를 추가 하였을 때 중심주파수에서 안테나의 반사계수는 -6dB의 값을 가졌고 안테나 이득은 22.4dBi로 기준 안테나의 안테나 이득보다 -2dBi 낮은 값을 가졌다. 이렇게 슬롯의 길이가 전체적으로 0.1mm만 증가 하여도 큰 오차를 확인 하였다.

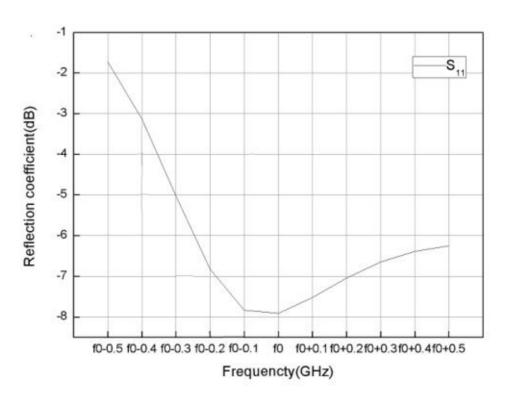


그림 3.37 40개 슬롯 길이를 -0.1mm 변화한 반사계수 시뮬레이션 결과 Fig. 3.37 Simulated reflection coefficient of changed -0.1mm the 40 slots length



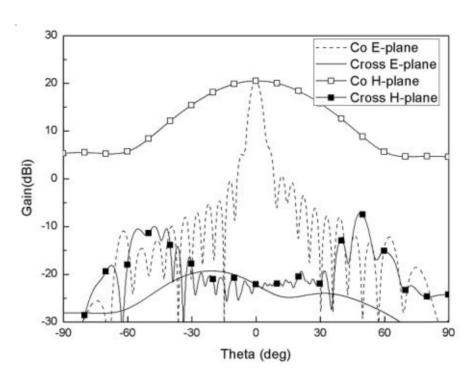


그림 3.38 40개 슬롯 길이를 -0.1mm 변화한 방사패턴 시뮬레이션 결과

Fig. 3.38 Simulated radiation pattern of changed -0.1mm the 40 slots length

그림 3.37과 그림 3.38은 -0.1mm의 공차 구조에 대한 시뮬레이션 결과를 보이고 있다. 모든 슬롯마다 -0.1mm의 공차 길이를 추가 하였을 때 중심주파수에서 안테나의 반사계수는 -8dB의 값을 가졌고 안테나 이득은 23.5dBi로 기준 안테나에 비해 -0.5dB의 차이를 보였다. 이를 통해 슬롯의 길이는 기준에서 길어진 것보다 줄어든 것이 안테나의 특성에 영향을 조금 끼치는 것을 알았다.

그림 3.39는 모든 방사 슬롯에 +0.5mm의 공차 길이를 추가한 전체 안테나의 시뮬레이션 모델이다.





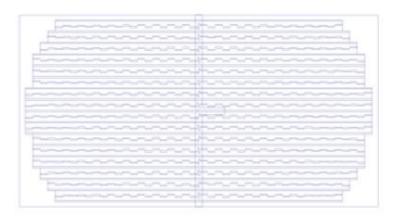


그림 3.39 모든 슬롯 길이에 +0.5mm 변화한 전체 안테나 시뮬레이션 모델

Fig. 3.39 Simulation model of changed +0.5mm the overall slot length $$\rm $\rm $$

그림 3.40은 전체 안테나의 모든 슬롯에 +0.5mm 의 공차 구조에 대한 방사패턴 시뮬레이션 결과이다. 안테나 이득은 26.2dBi로 이득이 크게 저하됨을 확인하였다.

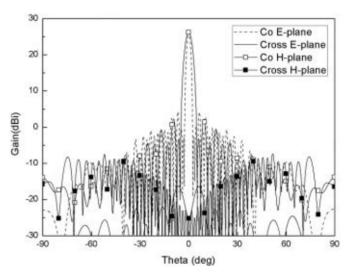


그림 3.40 모든 슬롯 길이에 +0.5mm 변화한 방사패턴 시뮬레이션 결과

Fig. 3.40 Simulated radiation pattern of changed 0.5mm the overall slot length





이번 장에서는 슬롯 길이에 대한 공차는 슬롯의 길이가 길어졌을 때와 짧아졌을 때를 기준 안테나와 비교하여 분석을 시행하였다. 그 결과 슬롯의 길이가 기준보다 짧았을 때가 길어졌을 때보다 안테나 특성이 더 좋음을 확인하였으며 안테나 제작시 작은 가공오차에도 안테나의 특성에 큰 영향이 생길 수 있음을 알 수 있다.





제4장 안테나 제작 및 측정

4.1 안테나 형상 제작 및 brazing 공정

도파관의 크기가 7.1mm x 3.6mm로 볼트 체결을 통한 안테나 조립은 안테나 중심부에서의 결합이 완전하지 않을 수 있으므로 안테나의 제작은 brazing 가공법을 이용하여 제작 하였다. brazing 작업에 앞서 그림의 형상 가공 기기에 안테나 도면 CAD 파일을 넣어 금형 제작을 실시한다. 안테나는 그림과 같이 방사 슬롯 판, 방사도파관 및 결합슬롯, 급전 도파관의 세 파트로 나누어 금형 제작을 하였다. 금형 제작을 통해 만들어지는 안테나의 물질은 알루미늄이며 brazing 공정 후 부식 방지를 위하여 크롬을 도금한다. 그림 3.41은 안테나 형상 제작 기기를 보이고 있으며 그림의 기기를 통하여 안테나 금형 제작을 실시 하였다.



그림 3.41 안테나 형상 제작 기기 Fig. 3.41 Manufacturing equipment of antenna





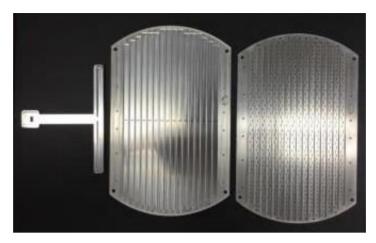


그림 3.42 제작된 급전 도파관, 방사 도파관 및 결합슬롯, 방사 슬롯 판

Fig. 3.42 Manufactured excitation waveguide, radiation waveguide & coupling slots and radiation slot plate

그림 3.42는 그림의 금형 제작 기계 장치를 통해 제작 된 안테나 세 파트를 보이고 있다. 좌측부터 급전 도파관, 방사 도파관 및 결합슬롯, 방사 슬롯 판 순서로 나열되어 있다. 사진의 금형 제작물은 시뮬레이션 모델과 달리 결합을 위한 구멍과살들이 붙어 있다. 특히 급전 도파관의 경우 방사 도파관의 하부에 부착 되어 결합할 수 있도록 제작 되었다. 이렇게 제작된 구조물은 brazing 작업을 통해 결합하게된다.



그림 3.43 Brazing 기기 및 예열기 Fig. 3.43 Brazing equipment and a preheater





그림 3.43은 제작한 안테나의 접합을 위한 brazing 기계를 보이고 있다. Brazing 작업의 순서는 다음과 같다. 제작된 안테나 세 파트에서 결합되어야 하는 부분에 접착제를 도포한다. 다음으로 안테나를 결합하고 그림의 우측 예열기를 통해 접착제를 도포한 알루미늄을 예열한다. 예열이 끝난 후 그림의 좌측에 brazing 작업의기기에 넣어 flux에 담근다. 접착 부분 사이사이에 flux가 침투하여 접착 부위를 굳히는 작업을 실시한다. Brazing 작업이 끝난 후에 안테나에 침투된 flux들을 제거해야 하지만 안테나가 결합 시 flux가 빠져나올 구멍은 슬롯 안테나와 급전부 밖에 없으므로 안테나 내부에 flux들이 완전히 제거되지 않고 남아 있을 수 있다. flux들이 남아 있다면 안테나 특성에 큰 영향을 끼칠 것이다. 그러므로 flux 제거를 위해세척 과정을 여러 번에 걸쳐 flux를 제거작업을 실시한다.



그림 3.44 제작된 안테나 형상 Fig. 3.44 Image of manufactured antenna

그림 3.44는 flux를 제거하는 세척 과정을 거친 후 알루미늄에 크롬 도금을 한 안 테나 모습이다. 그림의 안테나에 보이는 볼트는 측정을 위해 안테나 지그와 결합을 위함이다.

4.2 안테나 측정

안테나의 측정은 ACE technology의 Compact Range Chamber에서 실시하였다. 측정에 앞서 캘리브레이션 작업을 진행 한 후 그림 3.45의 구성도와 같이 무반향실의





환경을 구성한다. 안테나의 측정은 피드 안테나인 그림 3.46의 급전용 스탠다드 혼 안테나를 통해 파를 인가하면 리플렉터에 반사된 파가 포지셔너에 위치한 안테나에 도달하여 안테나 특성을 측정한다.

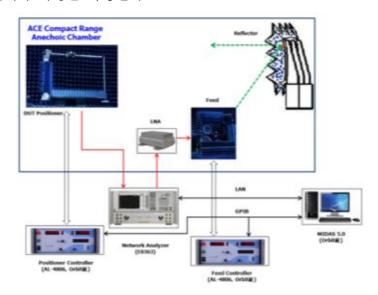


그림 3.45 Compact Range Chamber의 구성도 Fig. 3.45 Block diagram of Compact Range Chamber



그림 3.46 급전용 스탠다드 혼 안테나 Fig. 3.46 Standard horn antenna of excitation

안테나의 방사패턴 측정 결과는 다음 그림 3.47과 같다. 그림은 측정된 Elevation 방사패턴을 보이고 있다. 중심주파수에서 안테나 이득은 32.47dBi 이며 3-dB 빔폭은 3.74° 부엽레벨은 최대 -22.32dB의 결과를 얻었다.





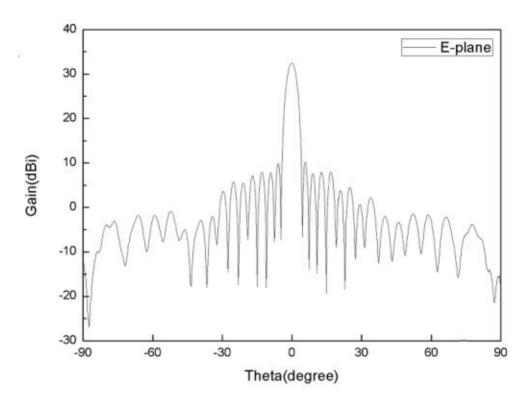


그림 3.47 제작 안테나의 고도각 방사패턴 측정결과 Fig. 3.47 Measured radiation pattern of E-plane

다음 그림 3.48은 측정된 Azimuth 방사패턴이다. 중심주파수에서 안테나 이득은 32.17dBi 이며 3-dB 빔폭은 2.05° 부엽레벨은 최대 -20.73dB의 결과를 얻었다.



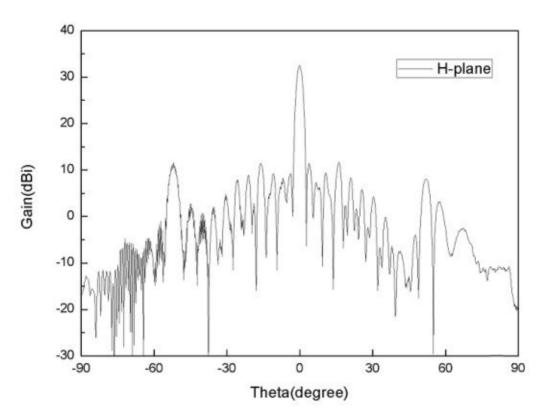


그림 3.48 제작 안테나의 방위각 방사패턴 측정결과 Fig. 3.48 Measured radiation pattern of H-plane

다음으로 제작한 안테나의 반사계수를 측정하였다. 반사계수의 측정은 네트워크 분석기를 통하여 측정하였다. 그림 3.49은 안테나 측정 환경을 보이고 있다. 측정을 통한 반사계수의 결과는 그림 3.50에서 보이고 있으며 중심주파수에서 반사계수는 ~4.9dB의 값을 가졌다.





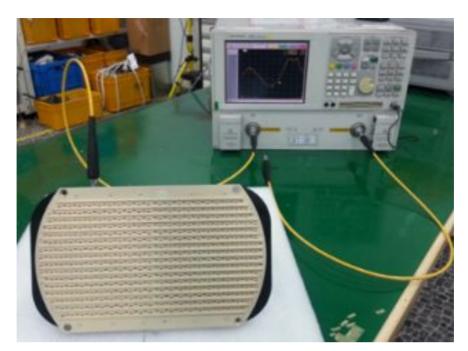


그림 3.49 제작 안테나 반사계수 측정환경 Fig. 3.49 Measurement setup of reflection coefficient

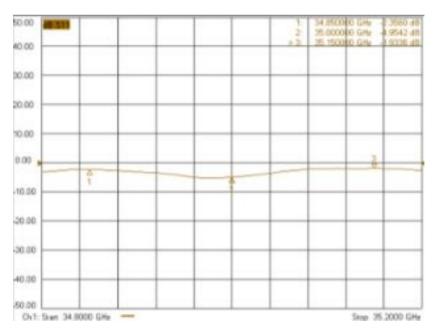


그림 3.50 제작 안테나 반사계수 측정결과 Fig. 3.50 Measured reflection coefficient



표 3.3 다층구조로 설계된 슬롯 배열 안테나 측정 파라미터 비교 Table 3.3 Comparison measured parameter of designed slotted array antenna for multilayer

	제작 안테나	참고문헌 [53]	참고문헌 [54]
크기	248.1 × 145.6 mm	57.4 × 51.6 mm	14 × 16 mm
안테나 개수	688 개	128 개	16 개
설계 안테나 이득	36 dBi	25.8dBi	17.5 dBi
제작 안테나 이득	32.47 dBi	24.3dBi	15.3 dBi
부엽레벨	-20.7 dB	-13.17 dB	-9.3 dB
반사손실	≤-3 dB	≤-5 dB	≤-4 dB

표 3.3은 참고문헌[53],[54]의 제작한 안테나의 측정 파라미터를 비교하고 있다. 비교한 참고문헌의 슬롯 배열 안테나는 본 논문에서 설계한 안테나와 비슷한 층이 나누어져 있는 구조이며 조금 다르게 SIW(substrate integrated waveguide)를 이용하여설계하였다. 본 논문에서 제작한 안테나는 설계한 안테나 이득에서 약 3.5dBi 차이를 보이며 참고문헌 역시 설계한 안테나 이득보다 제작한 안테나 이득에서 1.5dBi 와 2.5dBi의 차이를 보이고 있다. 본 논문의 안테나는 참고문헌의 안테나에 비해 크기가 크며 볼트 체결이 어렵다는 결론에 의해 안테나 결합 시 접합되는 부분을 brazing 공정을 통하여 제작하였다. 그러나 brazing 공정으로 0.01mm의 공차를 제어한다는 것은 매우 어렵고 제작 후 내부를 확인할 수 없으므로 제작 후 성능 검증에 힘든점이 있다.

제작한 안테나의 특성 측정 결과 중심주파수에서 반사계수와 안테나 이득이 시뮬레이션 설계와 상이한 결과를 가졌다. 중심주파수에서 3-dB 빔폭과 부엽레벨 또한시뮬레이션 결과와 조금의 차이가 있었지만 설계 요구규격에 만족하는 결과를 가졌다. 안테나 성능 개선을 위해 전체적인 안테나 재설계가 요구될 것으로 판단된다. 급전 도파관, 결합 슬롯, 방사 도파관, 방사 슬롯의 최적화 설계를 통해 각 부품이가장 낮은 반사를 갖는 모델을 결합하여 안테나의 재설계가 필요할 것으로 판단된다.





제5장 결 론

본 논문은 헬기 충돌 방지 레이더용 안테나로써 도파관 슬롯 배열 안테나를 설계하였다. 먼저 도파관 슬롯 배열 안테나를 설계하기 위해 안테나를 구성하고 있는 사각형도파관에 대한 이론과 안테나의 방사원리, 안테나 성능 지표, baffle에 대한 이론적 내용을 서술하였다.

설계한 도파관 슬롯 배열 안테나는 방사 슬롯, 방사 도파관 및 결합 슬롯, 급전 도파관으로 크게 세부분으로 구분한다. 방사 슬롯의 표면 위에는 baffle이 각 도파관 내벽을따라 수직으로 형성되어 있으며 baffle은 각 도파관의 방사 슬롯 사이의 상호 결합을 막아 이득을 증가시키기 위해 사용되었다. 도파관 슬롯 배열 안테나를 설계하기 위해도파관 방사 슬롯과 결합 슬롯의 설계 절차를 작성하고 설계한 방사 슬롯과 결합 슬롯을 시뮬레이션 결과를 통해 검증 하였다. 검증한 안테나를 배열하고 결합 슬롯을 통해 급전 도파관과 연결하여 전체 도파관 슬롯 배열 안테나를 설계하였다.

설계한 안테나의 크기와 슬롯의 길이 및 위치가 작은 오차에도 크게 변하므로 공차 구조에 대한 오류 분석을 실시하였다. 오류 분석으로써 도파관 제작 공차 오류 분석, 슬롯 위치의 공차 오류 분석, 슬롯 길이의 공차 오류 분석을 실시하였다. 그 결과 도파 관의 형태는 안테나의 특성에 큰 영향이 없지만 슬롯의 위치 또는 슬롯의 크기의 작은 변화에도 안테나 특성이 크게 변화는 결과를 확인하였다. 그리므로 안테나 제작에 있어 슬롯의 위치와 크기의 제작의 높은 정확도와 낮은 오차범위가 요구된다.

도파관 제작 공차 오류 분석은 도파관을 제작 시 시뮬레이션 툴의 모델에서 모서리가 수직으로 제작되지 않으므로 모서리에 둥근 형태의 실제 제작 공차를 추가하여 시뮬레이션 하였다. 오류 분석 결과 모서리의 둥근 형태의 구조는 안테나의 특성에 크게 영향을 끼치지 않아 제작에 지장이 없을 것으로 판단된다.

슬롯 위치의 공차 오류 분석은 슬롯의 offset 위치에 따라서 안테나 특성이 크게 변하므로 제작 기계의 결함으로 슬롯의 위치가 전체적으로 이동하였을 상황을 가정으로 시뮬레이션을 수행 하였다. 오류 분석 결과 슬롯의 전체적 위치가 0.3mm 이상 이동할 시 안테나의 특성에 영향을 끼치는 것을 확인하였다.

슬롯 길이의 공차 오류 분석은 각 슬롯의 길이에 따라서 안테나 특성이 변하게 되므로 안테나의 전체 길이가 설계한 슬롯의 길이보다 길거나 작을 때를 고려하여 시뮬레이션을 수행하였다. 오류 분석 결과 설계한 슬롯 길이보다 작았을 시 기준 안테나의 특성과의 오차가 작았으며 설계한 슬롯 길이보다 길었을 시 기준 안테나의 특성과의 오





차가 더 컸음을 확인하였다.

마지막으로 brazing 공법으로 제작하고 안테나 특성을 측정하였다. Brazing 공법은 안테나 제작 시 제작 오차를 줄이기 위한 방법으로써 선택 하였다. 안테나의 측정은 Compact Range Chamber에서 급전 스탠다드 혼 안테나와 리플렉터를 이용하여 안테나이득, 3-dB 빔폭, 부엽레벨을 측정하고 네트워크 분석기로 안테나의 반사계수를 측정하였다. 안테나 이득은 Elevation 축에서 32.47dBi, Azimuth 축에서 32.17dBi 이다. 또한 3-dB 빔폭은 Elevation 축에서 3.74°, Azimuth 축에서 2.05°이다. 부엽레벨은 Elevation 축에서 -22.32dB, Azimuth 축에서 -20.73dB의 결과를 얻었다. 그리고 네트워크 분석기를 통해 얻은 안테나의 반사계수는 중심주파수에서 -4.9dB의 값을 가졌다. 측정된 결과와 시뮬레이션 결과를 비교하였을 때 안테나 이득과 반사계수가 크게 상이함이 있어 제작을 위해 시뮬레이션 과정에서 큰 마진이 요구된다. 또한 전체 안테나의 재설계를 통해 안테나의 특성을 최적화하여 반사계수와 이득을 향상시키는 추후 연구가 요구된다.





Reference

- [1] 이길원, 성영철, 소정호, 서준영 "5G Massive MIMO 실현을 위한 연구 동향", 대한전 자공학회, vol. 42, no. 10, pp. 16-34, Oct. 2015.
- [2] 노지환, 이충용 "다중 안테나 밀리미터파 시스템에서 피드백 에너지를 절감시키는 하이브리드 빔포빙 기술", 대한전자공학회, vol. 51, no. 7, pp. 3-8, Jul. 2014.
- [3] W. Rotman and R. F. Tuner "Wide-angle microwave lens for line source applications", IEEE Trans. on Antennas and Propagation, vol. 11, no. 6, pp. 623-632, Nov. 1963.
- [4] L. Schulwitz and A. Mortazawi "A new low loss Rotman lens design for multibeam phased arrays", IEEE, MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., pp. 445-448, Jun. 2006.
- [5] C. Balanis, Antenna Theory, Analysis and Design, John Wiley & Sons, 1997.
- [6] ANSYS, ANSYS Designer, available at: http://www.ansys.com/
- [7] P. B. Parmar, B. J. Makwana and M. A. Jajal "Bandwidth enhancement of microstrip patch antenna using parasitic patch configuration", Int. Conference on Comm. Systems and Network Tech., pp, 53-57, May 2012.
- [8] G. Dubost, G. Beauquet, J. Rocquencourt and G. Bonnet "Patch antenna bandwidth increase by means of a director", Electronics Lett., vol. 22, no. 25, pp. 1345-1347, Dec. 1986.
- [9] J. Schoebel, T. Buck, M. Reimann, M. Ulm, M. Schneider, A. Jourdain, G. J. Carchon and H. A. C. Tilmans "Design considerations and technology assessment of phased-array antenna systems with RF MEMS for automotive radar applications", IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech., vol. 53, no. 6, pp. 1968-1975, Jun. 2005.
- [10] National Instruments(NI), University Program, available at: http://www.ni.com/





- [11] B. Bauman, A. Christianson, A. Wegener and William J. Chappell "Dynamic visualization of antenna patterns and phased-array beam steering", IEEE Antennas and Propagation Magazine. vol. 54, no. 3, pp. 184-193, Jun. 2012.
- [12] Kai Chang: RF and Microwave Wireless Systems, John Wiley & Sons, 2000.
- [13] A. Nordbotten, "LMDS systems and their application," IEEE Commun. Magazine, vol. 38, pp. 150–154, June 2000.
- [14] P. Mahonen, T. Saarinen, Z. Shelby, and L. Munoz, "Wireless Internet over LMDS: architecture and experimental implementation," IEEE Commun. Magazine, vol. 39, pp. 126–132, May 2001.
- [15] E. B. Kim, "Future Prospect of Broadband Wireless Access Loop," in Proc. of the 3rd Workshop on B-WLL Technology, Seoul, Korea, 2001.
- [16] W. L. Stuzman and G. A. Thiele, Antenna Theory and Design, New York: Wiley, 1998.
- [17] P. J. Wood, Reflector Antenna Analysis and Design, London: Peter Peregrinus, 1980.
- [18] Y. T. Lo and S. W. Lee, Antenna Handbook, New York: Van Nostrand Reinhold, 1988.
- [19] W. Rotman, "EHF dielectric lens antenna for multiple beam MILSATCOM application," in IEEE Antennas Propagat. Soc. Int. Symp. Dig., 1982, pp. 132-135.
- [20] M. J. Maybel and P. S. Simon, "Pyramidal horn gain calculation with improved accuracy," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 41, pp. 884-889, July 1993.
- [21] D. B. Rutledge, "Antennas and waveguides for far-infrared integrated circuits," IEEE J. Quantum Electron., vol. QE-16, pp. 508-516, May 1980.
- [22] K. L. Klohn, R. E. Horn, H. Jacobs, and E. Freibergs, "Silicon waveguide frequency scanning linear array antenna," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 26, pp. 764–773, Oct. 1978.





- [23] F. Schwering and S. T. Peng, "Design of periodically corrugated dielectric antennas for millimeter-wave applications," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 31, pp. 199-209, Feb. 1983.
- [24] P. Bhartia, K. V. S. Rao, and R. S. Tomar, Millimeter-Wave Microstrip and Printed Circuit Antennas, Norwood, MA: Artech House, 1991.
- [25] F. Lalezari and C. D. Massey, "Mm-wave microstrip antennas," Microwave J. pp. 87-96, April 1987.
- [26] P. N. Richardson and H. Y. Yee, "Design and analysis of slotted waveguide antenna arrays," Microwave J., pp. 109-125, June 1988.
- [27] C. K. Watson and K. Ringer, "Feed network design for airborne monopulse slot-array antennas," Microwave J., pp. 129-145, June 1988.
- [28] Y. Kimura, K. Fukazawa, J. Hirokawa, M. Ando, and N. Goto, "Low sidelobesingle-layer slotted waveguide arrays at 76 GHz band," IEICE Trans. Commun., vol. E84-B, pp. 2377-2386, Sept. 2001.
- [29] J. Q. Howell, "Microstrip antennas," in IEEE Antennas Propagat. Soc. Int. Symp. Dig., pp. 177–180. 1972.
- [30] J. R. James and P. S. Hall, Handbook of Microstrip Antennas, in IEE Electromagnetic Wave Series 28, London: Peter Peregrinus, 1989.
- [31] H. Pues, J. Vandensande, and A. V. Capelle, "Broadband microstrip resonator antennas," in IEEE Antennas Propagat. Soc. Int. Symp. Dig., 1978, pp. 68-69.
- [32] G. Kumar and K. C. Gupta, "Nonradiating edges and four edges gap-coupled multiple resonator broad-band microstrip antenna," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 33, pp. 173–178, Feb. 1985.
- [33] W. F. Richards, J. D. Qu, and S. A. Long, "A theoretical and experimental investigation of annular, annular sector and circular sector microstrip antenna," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 32, pp. 864-867, Aug. 1984.





- [34] S. A. Long and M. D. Walton, "A dual-frequency, stacked circular disc antenna," in IEEE Antennas Propagat. Soc. Int. Symp. Dig., pp. 260-263, 1978.
- [35] IE3D Release 6.0, Zeland Software, Inc, New York, USA, 1999.
- [36] D. M. Pozar, Microwave Engineering, New York: Wiley, 1998.
- [37] F. K. Schwering, "Millimeter wave antennas," Proc. IEEE, vol. 80, pp. 92–102, Jan. 1992.
- [38] F. P. Van Der Wilt and J. H. M. Strijbos, "A 40 GHz planar array antenna using hybrid coupling," in Proc. Perspectives on Radio Astronomy: Tech. for Large Antenna Arrays, Dwingeloo, Netherlands, 1999, pp.129–134.
- [39] F. Kolak and C. Eswarappa, "A low profile 77 GHz three beam antenna for automotive radar," in IEEE Micro. Theory Tech. Soc. Int. Symp. Dig., 2001, pp. 1107-1110.
- [40] K. Sakakibara, Y. Kimura, A. Akiyama, J. Hirokawa, M. Ando, and N. Goto, "Alternating phase-fed waveguide slot arrays with a single-layer multiple-way power divider," IEE Proc. Microw. Antenans Propag., vol. 144, pp. 425-430, Dec. 1997.
- [41] Y. Kimura, K. Fukazawa, J. Hirokawa, and M. Ando, "Alternating-phase fed single-layer slotted waveguide arrays with chokes dispensing with narrow wall contacts," IEE Proc. Microw. Antenans Propag., vol. 148, pp. 295–301, Oct. 2001.
- [42] M. Hamadallah, "Frequency limitations on broad-band performance of shunt slot arrays," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 37, pp. 817-823, July 1989.
- [43] M. Müller, I. P. Theron and D. B. Davidson, "Improving the bandwidth of a slotted waveguide array by using a centre-feed configuration," in Proc. IEEE AFRICON, Cape Town, South Africa, 1999, pp. 1075–1080.
- [44] J. C. Coetzee, J. Joubert, and W. L. Tan, "Frequency performance enhancement of resonant slotted waveguide arrays through the use of wideband radiators or





- subarraying," Microwave Opt. Technol. Lett., vol. 22, pp. 35-39, July 1999.
- [45] J. Joubert, "A moment method analysis of a folded E-plane short in rectangular waveguide," IEEE Microwave and Guided Wave Lett., vol. 4, pp. 223-225, July 1994.
- [46] L. G. Josefsson, "Analysis of longitudinal slots in rectangular waveguides," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 35, pp. 1351–1357, Dec. 1987.
- [47] E. Arnold, R. W. Lyon, A. Schlaud, K. Solbach, and J.S. Tanner, "Design of a power divider network for a slotted waveguide array using finite element and finite difference techniques," in Eighth Int. Conf. Antennas and Propagat., vol. 2, pp. 831–833, 1993.
- [48] R. S. Elliott and L. A. Kurtz, "The design of small slot arrays," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 26, pp. 214–219, March 1976.
- [49] R. S. Elliott, Antenna Theory and Design: Revised Edition, New York: Wiley/IEEE, 2003.
- [50] R. L. Burden and J. D. Faires, Numerical Analysis, Boston: PWS-KENT, 1993.
- [51] Matlab Release 5, MathWorks, Inc., MA, USA, 1998.
- [52] 40 GHz Cassegrain antenna, Gamma Nu Inc., Republic of Korea.
- [53] D. Kim, W. Chung, C. Park, S. Lee, S. Nam, "A series slot array antenna for 45° -inclined linear polarization with SIW technology," IEEE Trans. Antennas and Propagat., vol. 60, pp. 1785–1795, Feb. 2012.
- [54] A. Bakhtafrouz, A. Borji, D. Busuioc, S. S. Naeini, "Compact two-layer slot array antenna sith SIW for 60GHz wireless applications," IEEE Antennas and Propagat., vol. 26, pp. 214-219, July 2009.

