

제 출 문

본 보고서를 「초고주파대역 EMI용 안테나 특성
측정 연구」 과제의 최종보고서로 제출합니다.

2005 . 12. 15.

연구 책임자 : 박 병 권 (대림대학)

연 구 원 : 이 한 영 (건국대학)

이 중 원 (건국대학)

연구원보조원 : 최 진 아 (대림대학)

요 약 문

1. 과제명 : 초고주파대역 EMI용 안테나 특성 측정 연구
2. 연구 기 간 : 2005년 2월 28일 ~ 2005년 12월 15일
3. 연구책임자 : 박 병 권
4. 계획 대 진도

가. 월별 추진내용

세부 연구 내용	연구자	월별 추진 일정												비 고
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	
가. 외국 관련 기관의 동향 조사 및 분석	박 병권 이 한영													5 % 5 %
- 표준 안테나 측정법														
- 측정 시설 및 장치														
나. 안테나 특성 표준 측정법	박 병권 이 중원													20 % 20 %
- 절대이득 특성 측정														
- 편파 특성 측정														
다. 안테나 특성 측정 시설 및 장치 특성 분석	이 한영													20 %
- 전자파 무향실의 특성 분석 및 설계														
- 안테나 특성 측정 시스템의 특성 분석 및 설계														
- 안테나 특성 시스템 주위 환경의 영향 분석평가	박 병권 이 중원													15 % 10 %
라. 보고서 작성	박 병권 최 진아													5 %
분기별 수행진도 (%)		15			30			35			20			100

----- : 당초계획 ----- : 실적

나. 세부 과제별 추진사항

- 1) 외국 관련 기관의 자료 조사 및 분석 (100 %)
- 2) 안테나 특성 표준 측정법 (100 %)
 - 초고주파 대역의 EMI 측정용 기준 안테나 특성 고찰
 - OEG 안테나의 특성 고찰 : 원방영역과 근방영역 이득
 - Horn 안테나의 특성 고찰 : 원방영역과 근방영역 이득
 - 외삽기술을 이용한 안테나 교정법 개발
 - 표준 안테나 이득 측정법
 - 표준 안테나 편파 측정법
- 3) 안테나 특성 측정 시설 및 장치 특성 분석 (100 %)
 - 초고주파 대역의 안테나 특성 측정법
 - 직육면체 형태를 지니는 전자파 무향실의 설계 조건
 - 다기능 안테나 레인지

5. 연구결과

가. 안테나 교정기술 자료조사 및 수집·분석

- 1) 초고주파 대역에서 CISPR의 EMC 측정 동향 분석
- 2) 안테나 교정관련 표준 문서 조사 및 분석
- 3) GT-RF의 안테나 상호 비교 참가 현황 조사 및 분석
- 4) EU의 안테나 측정 기술 현황 조사 및 분석

나. 초고주파 대역의 EMI 측정용 기준 안테나인 OEG 안테나와 Horn 안테나 특성 고찰

- 1) 프린지 전류를 고려한 복사 전자기장 고찰
- 2) 원방영역 축상 이득 이론적 고찰
- 3) 근방영역 이득과 거리에 따른 이득 변화 고찰
- 4) 복사 전기장 측정 및 이득 측정

다. 초고주파 대역의 안테나 특성 측정법 고찰

- 1) 안테나 레인지의 종류 및 특성
 - 원방영역 안테나 레인지
 - 근방영역 주사법을 이용한 안테나 레인지
- 2) 전자파 무향실의 설계 조건
- 3) 복사 패턴 측정법
- 4) 안테나 이득 측정법
- 5) 안테나 편파 측정법

라. 외삽기술을 이용한 초고주파 대역의 안테나 특성 측정 기술 고찰

- 1) 안테나 시스템의 산란 특성 분석
- 2) 근방과 원방 영역 이득 측정법
- 3) 편파 특성 측정법

마. 다기능 안테나 레인지 제안

- 1) 외삽기술을 적용한 일반화된 3-안테나 기술
 - 사용 주파수 범위 : 450 MHz ~ 26.5 GHz
 - 측정량 : 이득과 편파 특성
- 2) 원방영역 안테나 레인지로 활용
 - 사용 주파수 범위 : 1 GHz ~ 26.5 GHz
 - 측정량 : 이득, 편파 특성 및 복사 패턴
 - 측정 가능한 안테나의 크기
 - 1 GHz에서 직경 1.2 m
 - 26.5 GHz에서 직경 24 cm
- 3) 근방영역 주사법을 이용한 안테나 레인지
 - 평면 주사법, 원통면 주사법 및 구면 주사법 사용
 - 사용 주파수 범위 : 1 GHz ~ 26.5 GHz
 - 측정량 : 이득, 편파 특성 및 복사 패턴
 - 측정 가능한 안테나의 크기 : 직경 3.5 m

6. 기대효과

- 가. 초고주파 대역 EMI 측정용 안테나의 표준 측정 방법 확립
- 나. 안테나 특성 측정 관련 법제화 추진 기본 자료로 활용
- 다. 안테나 인자 교정 기술, 안테나 이득 및 편파 특성에 대한 표준 측정 기술 개발을 통한 초고주파 대역의 복사성 EMC 측정의 신뢰도 향상 기반 마련
- 라. 초고주파 대역의 안테나 특성 표준 측정기술이 확립을 통한 국내 무선통신 분야와 EMC 측정용 안테나 산업의 지원 및 국산 안테나의 성능 평가를 위한 기반 확립
- 마. 상호인정협정(MRA) 등 국제적인 변화에 능동적으로 대처할 수 있는 체계 확립을 위한 기반 마련

7. 기자재 사용 내역

시설·장비명	규 격	수량	용 도	보유 현황	확보 방안	비 고
회로망 분석기	~ 40 GHz	1	안테나 반사계수 측정	X	임대	
Synthesizer	~ 40 GHz	1	안테나 특성측정	X	임대	
안테나 레인지	~ 40 GHz	1	안테나 특성측정	X	임대	
T-Basic	1.16	1	안테나 특성 분석	O		
MathCAD	11	1	안테나 특성 분석	O		

8. 기타사항

“ 특별한 사항 없음 ”

SUMMARY

I . Title

A study on the antenna characteristics measurement method of the EMI antenna in the ultra high frequency range.

II. Objectives

This research is intended for the development of the standard calibration method of the antenna to be used for the measurement of the EMI in the ultra high frequency range.

III. Contents and Scope

1. Review of the international and regional standards related to EMI antenna.
 - 가. Trends of the CISPR.
 - 나. Standards about the calibration methods of antenna and probe.
 - 다. Antenna intercomparison of the GT-RF group.
 - 라. Activities in antenna calibration of EU countries.
2. Theoretical analysis of the gain and the radiated field of OEG and horn antenna.
3. Overview of the antenna ranges.
4. Establishment of the theoretical basics for the calibration method of the EMC antenna by the generalized 3-antenna method.
5. Investigation and recommendation of the multipurpose antenna range.

IV. Results

1. Review of the international and regional standards related to EMI antenna.
 - 가. Urgently needs the establishment of the antenna calibration method up to 18 GHz to harmonize with international EMC standards.
 - 나. It is necessary to prepare the antenna measurement system up to 40 GHz in the near future.
 - 다. Should observe carefully the trend of the CISPR and the activities of the antenna intercomparison.
2. Theoretical analysis of the gain and the radiated field of OEG antenna and horn antenna.
 - 가. Analysis of the radiated fields by considering the influence of fringe current.
 - 나. Analysis of the near and the far field gain.
3. Overview of the antenna ranges.
 - 가. An analysis of the near and far antenna ranges.
 - 나. A consideration about a design criteria of the rectangular anechoic chamber.
 - 다. An investigation about the measurement method of the antenna gain, the polarization, and the radiation pattern.
4. Development of the extrapolation measurement technique based on 3-antenna method for determining the gain and the polarization of EMI antenna.
 - 가. Frequency range : 450 MHz to 26.5 GHz
 - 나. Optimum antenna range : $0.5D^2/\lambda \sim 4D^2/\lambda$ (D : antenna diameter)
 - 다. Gain measurement uncertainty : $\pm 0.05 \text{ dB} \sim \pm 0.1 \text{ dB}$

5. Investigation and recommendation of the multipurpose antenna range.

가. Available antenna range : the extrapolation range, the far field range, the planar scanning range, cylindrical antenna range, spherical antenna range

나. Frequency range

1) Extrapolation range : 450 MHz ~ 26.5 GHz

2) Far field range/near field scanning range : 1 GHz ~ 26.5 GHz

목 차

표 목 차	11
그림목차	12
제 1 장 서 론	15
제 2 장 EMC 측정용 안테나의 특성 측정 동향	17
제 1 절 국제 표준 동향	17
제 2 절 안테나 특성 측정에 관한 국제 비교 활동	20
제 3 장 초고주파 대역의 기준 안테나 해석	27
제 1 절 OEG 안테나 해석	27
제 2 절 Horn 안테나 해석	63
제 4 장 초고주파 대역의 안테나 특성 측정법	77
제 1 절 안테나 레인지의 종류 및 특성	77
제 2 절 복사 패턴 측정법	87
제 3 절 안테나 이득 측정법	88
제 4 절 안테나 편파 측정법	92
제 5 장 외삽기술을 이용한 안테나 특성 측정법	95
제 1 절 안테나와 산란체의 평면파 산란	95
제 2 절 결합된 안테나의 산란 행렬 해석	120
제 3 절 거리의 함수로 나타낸 수신 신호와 외삽기술	125
제 4 절 안테나 특성 측정법	127
제 5 절 일반화된 3-안테나 기술을 이용한 안테나 특성 측정	139

제 6 장 다기능 안테나 레인지	153
제 1 절 다기능 안테나 레인지의 구성	153
제 2 절 다기능 안테나 레인지의 특성	155
제 3 절 다기능 안테나 레인지의 정렬	157
제 7 장 결 론	159
참 고 문 헌	161

표 목 차

표 2-1 1 GHz 이상 주파수에서 CISPR의 EMC 측정 동향	17
표 2-2 안테나의 특성측정과 관련된 표준	18
표 2-3 GT-RF의 안테나 특성 측정에 대한 국제 비교 활동	20
표 2-4 NIST의 전자기장의 세기 측정	22
표 2-5 NIST의 안테나 특성 측정	22
표 2-6 NPL의 전자기장의 세기 측정	23
표 2-7 NPL의 안테나 특성 측정	23
표 2-8 공인된 유럽의 안테나 교정 기관	25
표 2-9 ESA의 안테나 특성 측정에 대한 비교 활동에 참가한 기관	26
표 5-1 k 와 K 를 나타내기 위한 단위벡터	103
표 5-2 안테나 조합	137

그 립 목 차

그림 3-1	그린의 정리를 적용하기 위한 표시	29
그림 3-2	개구면 전자기장법	35
그림 3-3	OEG 도파관의 기하학적 구조	42
그림 3-4	X-band OEG 안테나의 전기장과 자기장 패턴 (10 GHz)	
	(a) , (b) (c)	
	(d) 	46
그림 3-5	X-band OEG 안테나의 E-평면 전기장의 특성 (10 GHz)	
	(측정값 : O-O-O ; 진폭, X-X-X; 위상, 이론값 : 식 (3-46))	
	48
그림 3-6	X-band OEG 안테나의 H-평면 전기장의 특성 (10 GHz)	
	(측정값 : O-O-O ; 진폭, X-X-X; 위상, 이론값 : 식 (3-50),	
	식 (3-53))	51
그림 3-7	X-band OEG 안테나의 H-평면 전기장의 특성 (10 GHz)	
	(측정값 : O-O-O ; 진폭, X-X-X; 위상, 이론값 : 식 (3-50),	
	식 (3-55))	57
그림 3-8	X-band OEG 안테나의 반사계수의 크기와 위상	58
그림 3-9	OEG 안테나의 원방영역 축상이득	60
그림 3-10	OEG 안테나의 거리에 따른 이득 변화	62
그림 3-11	Horn 안테나의 구조 및 좌표계	63
그림 3-12	Horn 안테나의 단면도	65
그림 3-13	X-band horn(SAS-585) 안테나의 원방영역 축상	
	이득	75

그림 3-14 X-band horn(SAS-585) 안테나의 거리에 따른 이득 변화 (10 GHz)	76
그림 4-1 평면파와 구면파 사이의 위상차	77
그림 4-2 반사 특성을 이용한 안테나 레인지의 기하	80
그림 4-3 Elevated 안테나 레인지의 기하	81
그림 4-4 Slant 안테나 레인지의 기하	82
그림 4-5 Compact 안테나 레인지의 기하	83
그림 4-6 직육면체형 전자파 무향실에서 벽면 반사의 영향	84
그림 4-7 평면 주사법	85
그림 4-8 원통면 주사법	86
그림 4-9 구면 좌표계	86
그림 4-10 구좌표계의 기하	87
그림 4-11 절대 이득 측정 장치	89
그림 4-12 편파 타원	92
그림 4-13 편파된 파의 회전	93
그림 5-1 안테나의 평면파 산란계수 표현	95
그림 5-2 과 의 정의	98
그림 5-3 \mathbf{k} 와 \mathbf{K} 를 나타내기 위한 단위 벡터	102
그림 5-4 S_{10} 와 S_{01}^a 를 나타내기 위한 가역성 방향도	114
그림 5-5 안테나로 구성된 전송 시스템	121
그림 5-6 안테나 특성 측정을 위한 안테나 배치	140
그림 5-7 외삽기술을 적용한 안테나 특성 측정 장치	146
그림 5-8 외삽기술을 이용하여 측정한 데이터	147
그림 5-9 측정 데이터와 fitting 결과	149
그림 5-10 X-band 혼 안테나의 이득 (10 GHz)	151

그림 6-1 다기능 안테나 레인지	154
그림 6-2 다기능 안테나 레인지의 사진 모습	154
그림 6-2 외삽기술을 이용한 안테나 특성 측정 장치	155

제 1 장 서 론

공간으로 복사되는 전자파 에너지를 측정하거나 공간상의 원하는 지점에 원하는 전자파 에너지를 전송하기 위해서는 사용하는 안테나의 특성이 알려져 있어야 한다. EMC 측정 항목 중 안테나를 필요로 하는 측정 항목은 복사 방출과 복사 내성을 시험하는 것으로 이와 같은 측정량을 정확하게 측정하기 위해서는 측정에 사용되는 안테나의 안테나 인자, 안테나 이득 및 안테나의 편파 특성이 매우 중요한 요소이다. 또한 안테나 특성을 나타내는 이러한 요소들의 측정 불확도가 복사성 EMC 측정의 불확도에 미치는 영향이 매우 크기 때문에 각종 국제 표준이나 지역 표준에서 이에 대한 정확한 측정을 강조하고 있으며, EMC 관련 규정을 가지고 있는 나라들은 복사성 EMC 측정 결과의 신뢰성 보장 측면에서 주기적으로 안테나를 교정하여 사용하도록 하고 있다.

국제적으로도 EMC 측정 결과의 신뢰성을 상호 보장하고 각국의 측정 능력을 평가하기 위하여 안테나 특성 측정 결과를 상호비교하고 있으며 이는 앞으로 더욱 활성화 되리라 본다.

본 연구는 급격하게 변화하고 기술적 무역 장벽으로 활용 가능성이 있는 EMC 분야의 국제적 변화에 능동적으로 대처하여 국내 EMC 관련 분야의 대외 경쟁력 향상과 대외 신뢰도를 확보할 수 있도록 초고주파 대역에서 EMI 측정용 안테나의 특성을 측정하기 위한 기반 기술을 개발하기 위하여 수행한 것이다.

본 연구의 목표를 달성하기 위하여 수행한 주요 내용은 다음과 같다.

첫째는 1 GHz 이상의 주파수 대역에서 EMC 표준과 관련된 CISPR의 동향과 BIPM 산하의 CCEM의 RF-GT 그룹에서 수행하는 안테나 특성 측정에 대한 국제 비교 활동 및 EU 국가들의 안테나 특성 측정 관련 활동을 고찰하여 국제적인 동향을 살펴보았다.

둘째는 초고주파 대역에서 EMC 측정과 각종 안테나의 특성 측정에서 기준 안테나로 이용되는 OEG 안테나와 혼 안테나의 복사 특성 및 안테나 이득에 대한 이론적 고찰과 이득을 측정 하였다.

셋째는 초고주파 대역에서 안테나 특성을 나타내는 안테나 이득, 편파 특성 및 복사 패턴 등의 측정에 이용되는 측정법들에 대하여 전반적으로 고찰하여

보았다.

넷째는 현재까지 알려진 방법 중 가장 정확하게 안테나 이득과 편파 특성을 측정하는 방법인 외삽기술을 이용한 일반화된 3-안테나 방법에 대하여 이론적으로 보았으며 이 방법을 이용하여 10 GHz에서 X-밴드 혼 안테나의 이득을 측정하여 보았다.

다섯째는 외삽기술을 이용한 3-안테나 법, 평면 주사법, 원통면 주사법 및 구면 주사법 등을 이용하여 안테나 특성을 측정할 수 있는 다기능 안테나 레인지를 제안하고 그 측정 능력을 분석 평가하여 추후 안테나 레인지 도입시 참고가 되도록 하였다.

제 2 장 EMC 측정용 안테나의 특성 측정 동향

제 1 절 국제 표준 동향

1. 1 GHz 이상의 EMC 측정법에 대한 CISPR 동향

CISPR의 기존 EMC 표준과 2005년도에 논의된 결과를 중심으로 약 1 GHz 이상의 초고주파 대역에서 EMC 측정에 대한 동향은 표 2-1과 같다.

표 2-1에서 알 수 있는 것과 같이 CISPR의 복사성 EMC 측정의 경우 각종 수신기의 규격, 측정용 안테나 및 측정 규격 등에서 18 GHz까지 다루고 있다. 따라서 국내 EMC 시험 기관의 민원 해결과 EMC 측정 기술의 향상을 위하여 최소한 18 GHz의 안테나 교정 능력을 확보가 시급하다고 본다.

표 2-1 1 GHz 이상의 주파수 영역에서 CISPR의 EMC 측정 동향

CISPR 규격	토의 문서	내 용
CISPR 11	-	<ul style="list-style-type: none"> ISM 장비에 적용 최대 시험 주파수 : 18 GHz
CISPR 12/ CISPR 25	CISPR12. ED.5 Amd1 CISPR25. ED.2	<ul style="list-style-type: none"> 자동차/내연기관 EMC 최대 시험 주파수 : 18 GHz
CISPR 13	-	<ul style="list-style-type: none"> 방송수신기 최대 시험 주파수 : 18 GHz
CISPR 16-1-1	Amd.1 f3 Ed.1.0	1 GHz 이상의 대역에서 방해파 측정시 APD 요구 규격
	Amd.2 f1 Ed.1.0	18 GHz까지의 수신기 요구 규격
	Amd.2 f4 Ed.1.0	1 GHz ~ 18 GHz까지 수신기의 선택도
CISPR 16-1-4	Amd.2 f3 Ed.1.0	1 GHz ~ 18 GHz에서 시험 사이트 평가
CISPR 16-1-5	Amd.1 Ed. 1.0	안테나 교정 : 3-안테나법, 표준 안테나법, 표준 시험장법 등
CISPR 16-2-3	Amd.1 f3 Ed.1.0	1 GHz 이상의 측정방법
CISPR 19	CISPR/B/337/Q CISPR/B/348/RQ	1 GHz 이상의 극초단파 오븐으로부터 방사 측정
CISPR 22	Amd.1, f2 ED.4.0	<ul style="list-style-type: none"> 6 GHz ~ 18 GHz의 측정방법 및 한계치 부결 6 GHz 이하 주파수는 원상태로
CISPR 32	CISPR 32 draft	<ul style="list-style-type: none"> 멀티미디어 EMI 규격 최대 시험 주파수 : 18 GHz

2. 안테나 교정 관련 표준 동향

국제 표준은 아니지만 국제표준으로 인정된 안테나 특성 측정 관련 표준을 살펴보면 표 2-2와 같다.

안테나 특성 표준을 다루고 있는 대부분의 표준 문서는 자기장 측정, 전기장 측정 및 전력 밀도 측정 등에 이용되는 루프 안테나, 모노폴 안테나, 다이폴 형 안테나, OEG 안테나, 표준 혼 안테나 및 전자파를 측정하는 각종 프로브의 특성을 측정하기 위하여 안테나 특성과 사용 주파수를 고려하여 다양한 방법을 택하고 있다.

전자파 측정용 센서와 프로브의 교정 방법을 다루고 있는 IEEE 1309-1996 표준 문서는 TEM 셀, Helmholtz 코일, OEG 안테나 및 혼 안테나 등을 이용하여 전달 표준, 표준 전자기장법 및 1차 표준 센서 등을 이용하여 주파수 영역에서 교정을 수행하는 방법을 다루고 있다.

각종 안테나의 교정법을 다루고 있는 IEEE 149-1979 문서는 각종 안테나 레인지 및 각 안테나 레인지에서 안테나의 특성을 측정 하는 방법을 다루고 있다.

표 2-2 안테나의 특성 측정과 관련된 표준

문서번호	문 서명	적용 주파수
IEEE 1309-1996	Calibration of electromagnetic sensor and probe	9 kHz ~ 40 GHz
IEEE 149-1979	Test procedures for antennas	9 kHz ~ 40 GHz
IEEE 291-1991	Measuring electromagnetic field strength of sinusoidal continuous waves	30 Hz ~ 30 GHz
ANSI C63.5-2004	Calibration of antennas	10 Hz ~ 40 GHz
SAE ARP-958	Broadband electromagnetic interference measurement antennas : standard calibration requirements and methods	9 kHz ~ 40 GHz

전자기장의 세기 측정법을 다루고 있는 IEEE 291-1991은 표준 전자기장법과 표준 안테나 법을 이용하여 루프 안테나를 이용한 자기장 교정법, 모노폴 안테나와 다이폴 안테나를 이용한 전기장 교정법 및 개구면 안테나를 이용한 전자기장 교정법과 전달 표준기로서 각종 프로브에 대하여 다루고 있다. 루프 안테나를 이용한 자기장 측정과 다이폴 안테나를 이용한 전기장 측정법은 표준 전자기장법과 표준 안테나 법을 적용하는 방법을 다루고 있으며, 측정 주파수 범위는 각각 30 Hz ~ 30 MHz 와 30 MHz ~ 1000 MHz 이다. 모노폴 안테나를 이용한 전기장의 측정은 표준 안테나 법을 적용하고 있으며 측정 주파수 범위는 30 kHz ~ 300 MHz 이다. 개구면 안테나를 이용한 전자기장의 세기 측정은 표준 안테나법과 표준 전자기장법을 적용하고 있으며 측정 주파수 범위는 200 MHz ~ 30 GHz 이다.

전자파 장애 측정용 안테나의 교정법을 다루고 있는 ANSI C63.5-2004는 9 kHz ~ 40 GHz의 주파수 영역에서 선형 편파 특성을 지니는 안테나들인 루프 안테나, 모노폴 안테나, 다이폴 안테나형의 안테나 들, 혼 안테나와 광대역 혼 안테나 들의 교정 방법을 다루고 있다. 교정 방법으로는 표준 시험장 법, 기준 안테나 법, 등가 정전용량 대체법, 표준 송신 루프 안테나 법, 표준 안테나 법 및 표준 전자기장 법 등을 안테나 특성과 주파수에 따라 적용하고 있다. 표준 시험장 법은 야외 시험장에서 안테나의 교정을 수행하는 것으로 30 MHz ~ 40 GHz의 주파수 범위에서 사용하며, 기준 안테나 법은 접지판 위에서 다이폴 안테나의 교정에 이용하며 사용 주파는 영역은 30 MHz ~ 1000 MHz 이다. 등가 정전용량 대체법은 길 이 1 m의 모노폴 안테나의 교정에 이용되며 적용 주파수 범위는 9 kHz ~ 30 MHz 이다. 자기장 측정용 안테나의 교정을 위해서 사용하는 방법으로 표준 전기장법(IEEE std 291-1991과 동일)과 표준 안테나 법 및 표준 송신 루프 안테나법(IEEE std 291-1991과 동일) 등이 있으며 이 방법들의 적용 주파수 범위는 9 kHz ~ 30 MHz 이다.

SAE ARP-958은 전자파 차폐실내에서 동일한 안테나를 1 m의 간격을 두고 측정하여 안테나 인자를 측정하는 방법으로 자동차나 군사규격에 의한 EMC 측정에 주로 이용한다.

이와 같이 국제적으로 안테나 교정에 기준 문서로 사용하고 있는 안테나 교정법을 살펴볼 때 국가의 기준 기관으로 관련 업체의 민원을 해결하고 국제적인 활동을 하기 위해서는 안테나 특성 측정능력을 40 GHz 까지 확대하여 보유하는 것이 바람직하다고 본다.

제 2 절 안테나 특성 측정에 관한 국제 비교 활동

1. CCEM의 활동 및 선진국의 측정능력

안테나 측정 기술 및 측정능력에 대한 국제 활동은 국제도량형국(BIPM, International Bureau of Weights and Measures)산하의 전기기술자문위원회(CCEM, Consultative Committee for Electricity and Magnetism) 작업반 중의 하나인 무선 주파수 측정량에 대한 작업반 (CCEM Working Group on Radiofrequency Quantities, GT-RF)에 의하여 수행되고 있다.

GT-RF는 RF와 관련된 전반적인 측정량들에 대한 국제 비교 활동을 수행하고 있으며 현재까지 수행된 안테나 관련 측정 기술에 대한 국제 비교 활동은 표 2-3과 같다. 안테나 분야의 국제 비교 활동은 1990년대에 들어서면서부터 본격적으로 수행되었다. 국제 비교 활동이 이루어지고 있는 안테나 종류는 표 2-3에 나타난 것과 같이 EMC 측정용 안테나뿐만 아니라 각종 전자기장의 세

표 2-3 GT-RF의 안테나 특성 측정에 대한 국제 비교 활동

문서번호	측정량	측정 주파수	측정대상	수행년도	참가국
CCEM.RF-k3.F	Antenna Gain	26.5 GHz, 33 GHz, 40 GHz	Horn Antenna Gain	1998-2000	NIST, NPL , KRISS, BNM-LCIE, NMI-VSL
CCEM.RF-k7.a.F.1	Electric Field Strength	100 MHz, 300 MHz, 500 MHz, 1 GHz	Field Strength Probes	1991-1999	NIST , NPL, KRISS, TUW, IEN, BNM-LCIE, NMI-VSL, NMIJ
CCEM.RF-k7.a.F.2	Electric Field Strength	2.45 GHz, 10 GHz	Field Strength Probes	1991-1999	NIST , NPL, KRISS, TUW, IEN, BNM-LCIE, NMI-VSL, NMIJ
CCEM.RF-k7.b.F	Antenna Factor	10 kHz, 100 kHz, 30 MHz, 1 GHz	Non-resonant Rod Antenna	1993-1999	CSIRO-NML, NICT, NIST, NMIJ, NPL
CCEM.RF-k20	Electric Field Strength : 20 V/m	10 MHz - 1 GHz 13 Frequencies	Electric Fields Strength Probe	1999-2004	CMI, CSIR-NML, CSIRO-NML, IEN, KRISS, METIS , NIM, NMI-VSL, NPL, PTB, SP, STUK, VNIIFTRI
CCEM.RF-k21.F	Antenna Factor	300 MHz, 900 MHz	Schwarzbeck Tuneable Dipole Antenna	2002-2004	ARCS, BNM-LNE, KRISS, NIM, NIST, NMIJ, SP, VNIIFTRI

기 측정용 프로브에 이르기 까지 다양하다. 표 2-3에서 참가국 중 진하게 표시한 나라는 각 국제비교 프로젝트 수행을 주도하는 기관으로 NIST와 NPL이 가장 많다. 현재 안테나 측정 기술을 보유하고 있는 기관 중 가장 앞서고 있는 기관은 미국의 NIST와 유럽에서는 영국의 NPL을 들 수 있다.

NIST의 안테나 측정 능력을 살펴보면 측정량은 전자기장의 세기 측정과 안테나 특성 측정으로 나누어 생각할 수 있다.

전자기장의 세기 측정은 표 2-4와 같이 표준 전기장, 표준 자기장 및 표준 전력 밀도를 발생 시켜서 각종 안테나와 프로브를 교정하는 것이다. TEM 셀을 이용한 표준 전자기장의 발생 장치는 전자기장의 세기 측정용 프로브에 사용되는 소형 안테나나 안테나 시스템의 교정에 이용한다. OATS 방법은 표준 안테나 방법으로 전자기장의 세기 측정기와 함께 사용하는 안테나나 전자기장의 세기 측정용 프로브의 안테나 인자와 안테나 이득을 측정한다. 전자파 무향실을 이용하는 방법은 표준 전자기장법을 이용하여 OEG(Open ended waveguide) 안테나와 피라미드형 혼 안테나를 이용하여 안테나와 전자기장의 세기 측정용 프로브의 교정을 위해서 표준 전자기장을 발생 시킨다.

안테나 특성 측정은 표 2-5와 같이 안테나의 이득과 편파 특성 및 복사 패턴을 측정하는 것이다. 외삽기술을 이용한 안테나 레인지는 이득 비교법 등에서 다른 안테나의 이득과 편파 특성 등의 측정을 위하여 사용하는 기준 안테나인 OEG 안테나와 혼 안테나의 이득과 편파특성의 측정과 근방영역 주사법의 측정 프로브의 축상이득과 편파특성을 측정하는 것이다. 외삽기술 안테나 레인지는 일반화된 3-안테나 방법을 이용하고 있다. 평면 주사법 안테나 레인지는 평면 주사법, 원통면 주사법 및 구면 주사법등을 이용하여 이득, 복사패턴 및 편파 특성을 측정하는 것이다.

NPL의 전자기장의 세기 측정은 표 2-6과 같이 표준 자기장, 표준 전기장 및 표준 전력 밀도를 발생 시켜서 각종 안테나와 프로브를 교정하는 것은 NIST와 거의 동일하다. 루프 안테나를 이용한 자기장과 모노폴 안테나를 이용한 전기장 측정은 표준 안테나 법을 이용하고 있으며 NIST에 비하여 측정 범위가 넓다. 다이폴 안테나와 바이코니컬 안테나의 교정은 ANSI C63.5 방법을 이용하고 있다. 야외 시험장에서 conical log spiral antenna 및, horn antenna의 교정은 표준 안테나법을 이용하고 있다. 이는 NIST에서는 사용하지 않는 방법이다.

표 2-4 NIST의 전자기장의 세기 측정

측정량	측정 시설	주파수 범위	전자기장 발생용 안테나
H	Wood building	14 kHz to 50 MHz	Loop (20 cm)
E (vertical)	Open Area Test Site(ground screen)	30 kHz to 30 MHz	Short monopole
E (vertical)	Open Area Test Site(ground screen)	30 MHz to 300 MHz	Quarter wavelength monopole
E (horizontal)	Open Area Test Site(ground screen)	30 MHz to 1000 MHz	Dipole, log - periodic antenna, etc.
E and H	TEM cell	25 MHz to 1000 MHz	
Power Density	Anechoic chamber	200 MHz to 450 MHz	Openend waveguide
Power Density	Anechoic chamber	0.45 GHz to 46 GHz	Pyramidal horn

표 2-5 NIST의 안테나 특성 측정

측정량	측정 시설	주파수 범위	측정 대상 안테나
Gain/Polarization	Extrapolation antenna range	450 MHz to 75 GHz	Standard antenna, Probes for near field scanning
Gain/Pattern/ Polarization	Near field scanning antenna range	1 GHz to 75 GHz	Arbitrary antennas

TEM cell을 이용하는 방법은 NIST와 같이 표준 전기장을 발생시켜 각종 소형 프로브를 교정하는 것으로 측정 주파수 범위가 NIST 보다 매우 넓다. 전자파 무향실을 이용하는 방법은 표준 전자기장법을 이용하여 OEG(Open ended waveguide) 안테나와 피라미드형 혼 안테나를 이용하여 안테나와 전자기장의 세기 측정용 프로브의 교정을 위해서 표준 전자기장을 발생 시키는 것은 NIST와 같으나 그 측정 범위가 좁다. 안테나 특성 측정은 표 2-7과 같이 안테나의 이득과 편파 특성 및 복사 패턴을 측정하는 것으로 일반화된 3-안테나법을 이

용한 외삽기술을 이용한 안테나 레인지는 NIST 보다 상한 주파수 범위는 매우 높으나 하한 주파수 범위는 좁다. 근방영역 주사법을 이용한 안테나 특성 측정은 평면과 구면 주사법을 이용하여 이득, 복사패턴 및 편파 특성을 측정하고 있다.

표 2-6 NPL의 전자기장의 세기 측정

측정량	측정 시설	주파수 범위	피측정 안테나
H	Wood building	20 Hz to 100 MHz	수동 및 능동 loop antenna
E (vertical)	Open Area Test Site (ground screen)	100 Hz to 100 MHz	수동 및 능동 monopole antenna
E (horizontal)	Open Area Test Site (ground screen)	25 MHz to 1.7 GHz	Tuneable dipoles, Biconical antennas
E and H	Open Area Test Site (ground screen)	80 MHz to 40 GHz	Conical log spiral antenna, Horn antenna
E and H	TEM cell	10 Hz to 2.4 GHz	Small probes
Power Density	Anechoic chamber	2.4 GHz to 46 GHz	Pyramidal horn

표 2-7 NPL의 안테나 특성 측정

측정량	측정 시설	주파수 범위	측정 대상 안테나
Gain/Polarization	Extrapolation antenna range	250 MHz to 110 GHz	Standard antenna, Probes for near field scanning , Ridged guide antenna
Gain/Pattern/ Polarization	Planar/Spherical near field antenna range	1 GHz to 40 GHz	High gain antenna

특히, 현재 1 GHz ~ 18 GHz의 주파수 범위에서 등방성 측정 기술을 사용하여 EMC 방출과 내성 측정 기술을 개발하고 있으며, 250 MHz 이하의 주파수에서 전력 밀도의 측정 기술을 개발하고 있다.

NIST와 NPL의 안테나 특성 측정 능력을 살펴보면 전반적인 측정 능력에서 NIST가 앞서고 있다고 볼 수 있다. NIST(미국) 및 NPL(영국) 등 선진국과 우리나라의 현실을 살펴보면 많은 차이가 남을 알 수 있다.

복사성 EMC 측정 기술의 발전 추세와 우리나라 무선통신 산업의 발전 추세 등을 고려하여 볼 때 18 GHz 대역까지의 안테나 특성 측정 능력을 갖추는 것은 시급하다고 생각하며 조만간 약 40 GHz 영역까지도 확대하여야 된다고 생각한다.

2. EU의 활동

EU의 안테나 관련 교정 기관의 운영은 서유럽 교정연합(WECC, Western European Calibration Cooperation)이 주관하며 유럽의 공인된 안테나 교정 기관은 표 2-8과 같이 유럽의 몇 나라에 불과하다. 표 2-8로부터 각 안테나 교정 기관은 EMC 용 안테나의 교정과 일반 안테나의 교정을 구분하여 다루고 있음을 알 수 있다. 또한 각 기관의 교정 가능한 주파수 범위 및 가용한 시설도 알 수 있다.

EMC 안테나의 경우 1 GHz이하의 안테나가 주를 이루고 있으며 이는 오래전부터 유럽의 많은 기관에서 교정을 수행하여 왔다. 1 GHz 이상의 주파수에 이용되는 표준 안테나는 1.7 GHz ~ 40 GHz의 주파수 영역에서 사용되는 일련의 표준 혼 안테나이다. 이는 유럽 항공청(ESA, European Space Agency)의 주관으로 제작하여 덴마크 공대(TUD, Technical University of Denmark)에 보관되어 있다. 이 안테나들은 교정된 안테나로 ESA의 요구에 따라 반출된다.

표 2-8을 살펴볼 때 선진국 수준의 안테나 측정 능력을 갖추기 위해서는 약 40 GHz까지의 안테나 이득, 안테나 편파 및 패턴 측정 능력을 갖추어야 됨을 알 수 있다.

표 2-9는 유럽 항공청에서 주관한 안테나 측정 레인지의 비교 결과를 나타내고 있으며 5개국이 7개 기관이 5 종류의 안테나 레인지로 참가하였다. 피 시험 안테나는 5.3 GHz에서 동작하는 크기 1 m X 1m인 도파관 슬롯 배열 안테나

표 2-8 공인된 유럽의 안테나 교정 기관

국가명	교정기관	EMC 안테나	안테나
Austria	ARCS, Antenna Research Center Seibersdorf	<ul style="list-style-type: none"> • 20 m X 17 m Wire mesh ground plane (ANSI C63.5) : 10 kHz to 1000 MHz 	-
France	LCIE, Laboratoire des central industries Electriques	<ul style="list-style-type: none"> • Ground Plane : 30 MHz to 1000 MHz 	<ul style="list-style-type: none"> • Anechoic chamber : 1.5 GHz to 15 GHz
Netherlands	NMi-VSL, Netherlands Meetinstituut-Van Swinden Laboratorium	<ul style="list-style-type: none"> • Crawford type TEM cell : 10 kHz to 750 MHz • 20 m X 17 m Wire mesh ground plane (ANSI C63.5) : 10 kHz to 1000 MHz • Semi anechoic chamber : $f > 1.5$ GHz 	<ul style="list-style-type: none"> • Semi anechoic chamber : 4 GHz to 14 GHz
United Kingdom	National Physical Laboratory	<ul style="list-style-type: none"> • 60 m X 30 m welded steel ground plane : 20 MHz to 5 GHz • TEM cell : 1 kHz to 4 GHz 	<ul style="list-style-type: none"> • Anechoic Extrapolation range : 1 GHz to 100 GHz • Planar near field range(4m X 3 m): up to 40 GHz

표 2-9 ESA의 안테나 특성 측정에 대한 비교 활동에 참가한 기관

참가국	참가기관	안테나 레인지	측정 대상
United Kingdom	British Aerospace	Cylindrical Near Field	MBB 안테나 : 12 GHz
	Matra-Marconi	Spherical Near Field	MBB 안테나 : 12 GHz
Spain	CASA	Spherical Near Field	ERS-1 : 5.3 GHz
	ETSIT	Spherical Near Field	MBB 안테나 : 12 GHz
Germany	DASA(MBB)	Cylindrical Near Field	MBB 안테나 : 12 GHz
Denmark	EMI of TUD	Spherical Near Field	MBB 안테나 : 12 GHz ERS-1 : 5.3 GHz
Netherlands	ESTEC	Dual Cylindrical Compact Range	MBB 안테나 : 12 GHz ERS-1 : 5.3 GHz

로 독일의 MBB에서 제작한 12 GHz에서 동작하는 오프셋 급전 타원형의 파라볼라 안테나는 ERS-1 SAR 안테나 이다.

EU의 경우 EU 참가국들은 개방된 단일 시장을 추구하기 때문에 EMC 측정용 안테나와 일반 안테나의 특성 측정도 이에 맞추어 추진하고 있다. 유럽 항공청은 EU에 속한 나라들 중 안테나 측정을 수행하는 각 실험실의 전반적인 안테나 특성 측정 능력의 질적 향상을 위하여 많은 노력을 기울이고 있다. 유럽 항공청은 덴마크 공대와 협력하여 일련의 표준 혼 안테나를 가지고 표준화된 안테나와 안테나 측정 시설의 필요조건의 정의 등에 공동 작업을 수행하고 있다.

제 3 장 초고주파 대역의 기준 안테나 해석

제 1 절 OEG(Open Ended Waveguide) 안테나 해석

1. OEG 안테나의 특성

초고주파 대역에서 기준 안테나로 이용되는 플렌지가 없는 OEG 안테나는 피 측정 안테나의 특성 측정이나 근방영역 주사법에 의한 안테나 특성을 측정 하는 분야에 많이 이용되고 있다. OEG 안테나는 구조가 간단하고 저가로 생산 가능하기 때문에 많이 이용하고 있다. OEG 안테나는 이용하기 위한 대역폭상의 전 반구내에 null이 없는 광폭의 원방영역 전력 복사 패턴을 나타내고, 안테나의 뒷면으로 복사가 적게 일어나며 이득은 약 6 dB ~ 8 dB 정도인 특성을 지닌다.

프로브의 측상 이득만을 필요로 하는 원방영역 측정법과는 다르게 일반적으로 근방영역 측정법들은 근방영역에서 존재하는 복소수의 복사장을 보상하기 위하여 프로브의 전방 반구내에서 복소수의 원방 영역장이 필요하다. OEG 안테나를 이용하여 피 측정 안테나의 특성을 측정하기 위해서는 OEG 안테나의 원방영역 특성, 이득 및 반사계수 등을 측정하여야 한다. OEG 안테나의 반사계수는 이론적으로도 구할 수 있지만 벡터 회로망 분석기 등의 장비를 이용하여 쉽게 측정할 수 있다. 그러나 OEG 안테나의 복사 패턴이나 이득의 측정은 복잡하고 시간이 오래 걸린다.

2. 원천의 함수로 나타낸 시변 전자기장의 일반해

OEG 안테나에서 복사되는 전자기장의 세기를 구하기 위해서는 전하와 전류 분포로부터 자유 공간으로 복사하는 균질한 전자기장에 대한 방정식의 해를 구하는 방법을 이용하면 된다. 자기 전하와 전류가 분포하고 있는 경우 맥스웰 방정식과 전류와 자류에 대한 연속 방정식을 나타내면 식 (3-1a) ~ 식 (3-1f)와 같다.

$$\nabla \times \quad (3-1a)$$

$$\nabla \times \quad (3-1b)$$

$$\nabla \cdot \quad (3-1c)$$

$$\nabla \cdot \quad (3-1d)$$

$$\nabla \cdot \quad (3-1e)$$

$$\nabla \cdot \quad (3-1f)$$

또한, 이 경우 전기장과 자기장에 대한 벡터 헬름 홀쓰방정식을 구하면 식 (3-2a)와 식 (3-2b)와 같이 각각 구해진다.

$$\nabla \times \nabla \times \quad \nabla \times \quad (3-2a)$$

$$\nabla \times \nabla \times \quad \nabla \times \quad (3-2b)$$

이 함수들의 적분은 벡터 그린의 정리를 이용하면 된다. 그림 3-1에서 면 S_1 , S_2 ,, S_n 들에 의하여 둘러싸인 체적 V 를 생각하여 보자. F 와 G 를 이 체적 내의 한 지점에서 두 벡터 함수라고 하고, 이들이 체적 V 속과 경계면에서 연속이고 또한 1계와 2계 도함수가 연속이라고 하자. 그리고 n 이 체적 V 안쪽을 향하는 단위 벡터라면 식 (3-3)이 성립한다.

$$\cdot \nabla \times \nabla \times \quad \cdot \nabla \times \nabla \times \quad (3-3)$$

$$\times \nabla \times \quad \times \nabla \times \quad \cdot$$

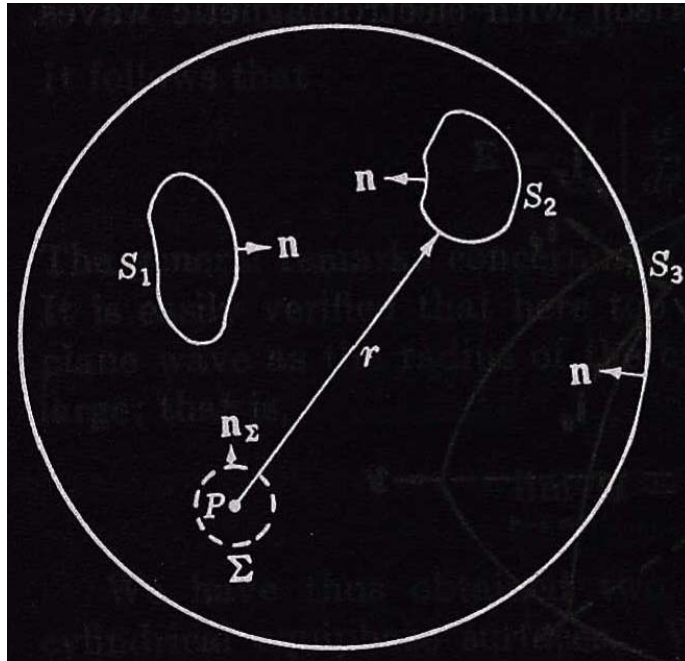


그림 3-1 그린의 정리를 적용하기 위한 표시

체적 V 내에서 전기장과 자기장이 그린 정리의 벡터 함수 F 가 연속인 것과 같이 연속 조건을 만족시키는 전자기장이라고 생각하자. 이 정리를 이용하여 이 체적내의 필드 소스와 이 영역의 경계면상에서 자신의 전자기장으로 임의의 점 P 에서 전자기장을 구할 수 있다.

어느 점의 벡터 함수를 식 (3-4)와 같이 정의 하자.

$$\text{—————} \quad (3-4)$$

식 (3-4)에서 r 은 P 에서 체적내의 다른 지점까지의 거리를 나타내고, a 는 임의적이지만 일정한 벡터이다. 이것은 특이점 P 를 제외한 어느 곳에서라도 그린 정리에서 함수 G 의 요구 조건인 연속 조건을 만족하게 된다. 따라서 그림 3-1에 나타낸 것과 같이 반지름 r_0 의 구 Σ 로 점 P 를 감싸고, 면 S_1, S_2, \dots, S_n 과 Σ 로 구축된 체적 V 의 일부분인 V' 를 생각하면 식 (3-4)에 의하여 정의된 G 와 전자기장($F=E$)은 그린의 정리를 적용하기에 필요로 하는 조건을 만족하게 된다. 따라서 식 (3-5)를 얻는다.

$$\begin{aligned}
& \cdot \nabla \times \nabla \times \quad \cdot \nabla \times \nabla \times \\
& = - \int_{S_1 + \dots + S_n + \Sigma} (E \times \nabla \times \phi a - \phi a \times \nabla \times E) \cdot \mathbf{n} \, dS \quad (3-5)
\end{aligned}$$

전기장을 포함하고 있는 체적 적분을 단지 필드 소스만을 포함하는 등가 적분으로 변환하여야 이식의 해를 구할 수 있다. 벡터 ϕa 를 도입할 때 ϕ 가 스칼라 헬름 홀츠 방정식을 만족시키면 a 는 식 (3-6)을 만족시키는 상수 벡터가 될 것이다.

$$\nabla \times \nabla \times \quad \nabla \quad \cdot \nabla \quad (3-6)$$

식 (3-6)과 식 (3-2a)를 이용하면 식 (3-7)을 얻는다.

$$\begin{aligned}
& \cdot \nabla \times \nabla \times \quad \cdot \nabla \times \nabla \times \\
& \quad \cdot \quad \nabla \times \quad \cdot \nabla \quad \cdot \nabla \quad (3-7)
\end{aligned}$$

식 (3-8)과 식 (3-9)와 같이 부가적인 변환을 식 (3-5)는 식 (3-10)과 같이 원하는 형태의 식을 얻는다.

$$\begin{aligned}
& \cdot \nabla \quad \cdot \nabla \quad \nabla \cdot \quad \cdot \nabla \quad \cdot \nabla \quad \nabla \cdot \\
& \quad \nabla \cdot \quad \cdot \nabla \quad \text{---} \quad \cdot \nabla \quad (3-8)
\end{aligned}$$

$$\nabla \times \quad \nabla \times \quad \times \nabla \quad (3-9)$$

$$\begin{aligned}
& \cdot \quad \times \nabla \quad \text{---} \nabla \quad \cdot \quad \nabla \times \\
& \quad \nabla \cdot \quad \cdot \nabla
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & \times \nabla \times \quad \cdot \quad \times \nabla \times \quad \cdot \\ & \end{aligned} \quad (3-10)$$

식 (3-10)내의 각 항을 벡터 \mathbf{a} 와 스칼라 곱을 취하면 문제로부터 이 벡터는 완전하게 제거할 수 있다. 두 번째와 세 번째 체적 적분은 식 (3-11)과 식 (3-12)와 같이 면적 적분으로 변환 되어질 수 있다.

$$\cdot \quad \nabla \times \quad \cdot \quad \times \quad (3-11)$$

$$\begin{aligned} & \nabla \cdot \quad \cdot \nabla \quad \cdot \quad \cdot \nabla \\ & \cdot \quad \cdot \quad \nabla \end{aligned} \quad (3-12)$$

식 (3-10)의 오른쪽 부분과 같이 왼쪽 부분을 면적 적분 형태로 바꾸기 위하여 식 (3-13)과 식 (3-14)의 변환을 이용한다.

$$\begin{aligned} & \times \nabla \times \quad \cdot \quad \times \nabla \times \quad \cdot \quad \times \quad \times \nabla \quad \cdot \\ & \end{aligned} \quad (3-13)$$

$$\begin{aligned} & \times \nabla \times \quad \cdot \quad \times \quad \cdot \quad \times \quad \cdot \\ & \cdot \quad \times \quad \cdot \quad \times \end{aligned} \quad (3-14)$$

이 결과들을 결합하면 식 (3-15)를 얻는다.

$$\cdot \quad \times \nabla \quad - \quad \nabla$$

$$\nabla \cdot (\mathbf{a} \times \mathbf{b}) = \mathbf{a} \cdot \nabla \times \mathbf{b} - \mathbf{b} \cdot \nabla \times \mathbf{a} \quad (3-15)$$

식 (3-15)는 모든 벡터 \mathbf{a} 에 대하여 성립해야 되므로 적분 항들은 서로 같아야만 한다.

$$\begin{aligned} \nabla \cdot (\mathbf{a} \times \mathbf{b}) &= \mathbf{a} \cdot \nabla \times \mathbf{b} - \mathbf{b} \cdot \nabla \times \mathbf{a} \\ \nabla \cdot (\mathbf{a} \times \mathbf{b}) &= \mathbf{a} \cdot \nabla \times \mathbf{b} - \mathbf{b} \cdot \nabla \times \mathbf{a} \end{aligned} \quad (3-16)$$

구 V 를 점 P 로 접근시키면 이 적분은 P 에 있는 필드에 종속되게 된다. 다음으로 구 V 상의 적분을 생각하여보자. 이 구의 표면에서 식 (3-17)이 성립한다.

$$\nabla \cdot \left[\frac{\mathbf{r}}{r^3} \right] = -4\pi \delta(\mathbf{r}) \quad (3-17)$$

수직 벡터 \mathbf{n} 은 P 로부터 반경을 따라 밖으로 향한다. dS 를 구 V 상의 면적소 dS 에 의하여 P 에 마주보는 입체각이라 하면 식 (3-16)의 면적 적분은 식 (3-18)과 같이 된다.

$$\nabla \cdot \left[\frac{\mathbf{r}}{r^3} \right] = -4\pi \delta(\mathbf{r})$$

$$\times \quad \times \quad \cdot$$

$$\frac{\times}{\times} \quad - \quad - \quad (3-18)$$

식 (3-18)에서 우선으로 나타낸 것은 구 표면에서 함수의 평균값을 나타낸다. 구를 0으로 근접시키면 r_0 를 포함하는 항들은 필드 벡터들이 P의 주위에 유한하기 때문에 무시된다. 동시에 $-$ 는 P에서의 전기장 벡터인 $-$ 로 접근하게 된다.

$$\lim_{\rightarrow} \quad (3-19)$$

이 극한에서 체적 영역 V' 는 체적영역 V 를 포함하게 되고, 식 (3-16)은 식 (3-20a)과 같이 된다.

$$\begin{aligned} & \text{---} \quad \times \nabla \quad \text{---} \nabla \\ & \text{---} \quad \times \quad \times \quad \times \nabla \quad \cdot \quad \nabla \\ & \text{---} \quad \times \quad \times \quad \times \nabla \quad \cdot \quad \nabla \end{aligned} \quad (3-20a)$$

같은 방법으로 자기장 벡터 H에 대하여 구하면 식 (3-20b)과 같이 구해진다.

$$\text{---} \quad \times \nabla \quad \text{---} \nabla$$

$$+ \frac{1}{4\pi} \int_{S_1 + \dots - S_n} [jw\epsilon (n \times E)\phi + (n \times H) \times \nabla \phi + (n \cdot H) \nabla \phi] dS$$

$$\text{---} \quad \times \quad \times \quad \times \nabla \quad \cdot \quad \nabla$$

(3-20b)

관측점 P에서의 전자기장은 영역 V를 통해서 분포하는 원천과 경계면에 존재하는 전자기장의 합으로 구해진다. 식 (3-20a)과 식 (3-20b)에서 면적 적분은 영역 V 외부에 놓인 원천으로부터의 전자기장에 해당한다. 특히 외부 체적 V_i 를 감싼 면적 S_i 상의 면적 적분은 V_i 내의 원천 효과를 나타낸다.

식 (3-20a)에서 $(n \times H)$, $(n \times E)$ 와 $(n \cdot E)$ 는 각각 전기전류 밀도 J , 자기전류 밀도 J_m 과 전하 밀도 ρ 에 해당한다. 면적 S_i 에 구속되어 있는 외부 영역 V_i 에 놓인 원천의 효과는 식 (3-21)과 같이 표면 밀도를 지니는 경계 S_i 상의 표면 전류가 표면 전하를 발생시킨다.

$$\begin{array}{c} \times \\ \times \\ \cdot \\ \cdot \end{array}$$

(3-21)

3. 개구면의 전자기장을 이용한 복사 전자기장

반사체를 완전하게 감싸고 있는 어느 표면에서 산란된 전자기장이 E_s 와 H_s 가 알려졌다면, 공간내의 외부에 위치한 한 점 P에서 산란되는 전자기장은 식 (3-20)과 식 (3-21)로부터 식 (3-22a)와 식 (3-22b)와 같이 주어진다.

$$\text{---} \quad \times \quad \times \quad \times \nabla \quad \cdot \quad \nabla$$

(3-22a)

$$\text{---} \quad \times \quad \times \quad \times \nabla \quad \cdot \quad \nabla$$

(3-22b)

안테나 문제에 있어서 어느면에서의 전자기장은 알려져 있지 않은 경우가 많다. 개구면 전자기장을 이용하는 방법은 전자기장에 고주파 근사적인 방법을 이용하는 것으로 면을 반사체에 아주 근접해서 취하고, 에너지는 반사체로부터 면을 통하여 흐르는 것으로 가정한다. 반사체는 그림 3-2에 나타난 것과 같이 면 S_0 으로부터 반사된 파의 전체는 공간의 한 반구내에 놓이고, 반사체 주위에서 반사된 파 모두를 감싸는 한정된 곡선 Γ_A 를 그리는 것이 가능하다. 반사체 상의 영상 경계면 Γ 는 개구면을 나타내고 반사된 전파의 통로로서의 역할을 한다.

산란된 전자기장은 반사파를 포함하는 공간의 반구내에 주로 존재하게 된다. 면은 무한 반경의 반구형의 덮개가 더해진 Γ_A 와 같은 곡선을 포함하는 무한 평면을 만들도록 취한다. 시스템의 개구면은 반사된 파를 따라 영상 경계 Γ 의 투영에 의하여 얻어진 곡선 Γ_A 에 의하여 감싸여진 무한 평면상의 면적을 S 로 정의 된다.

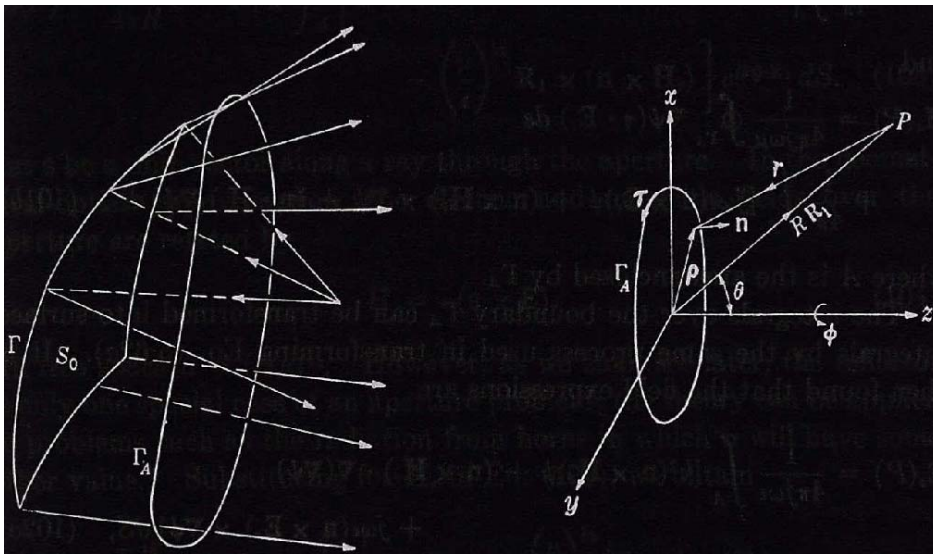


그림 3-2 개구면 전자기장법

식 (3-24)는 벡터의 연산 특성에 의하여 식 (3-25)와 같이 변환할 수 있다.

$$\begin{array}{c} \text{—————} \quad \times \quad \times \quad \cdot \nabla \nabla \\ \times \quad \times \nabla \end{array} \quad (3-25a)$$

$$\begin{array}{c} \text{—————} \quad \times \quad \times \quad \cdot \nabla \nabla \\ \times \quad \times \nabla \end{array} \quad (3-25b)$$

경계선 전하들은 전류 분포와 같은 효과를 지닌다. 이들은 표면 전류와 표면 전하 분포로부터 발생하는 원방영역의 축방향 전자기장 성분을 상쇄시킨다.

원방영역에서 전자기장의 세기를 구하여 보자. 그림 3-2에서와 같이 ρ 좌표계의 원점에서 개구면의 면적소 dS 를 향하는 벡터라고 하고, R_1 을 원점에서 θ 와 ϕ 방향내의 관측 점으로 향하는 단위 벡터라고 하자. 식 (3-25a)는 식 (3-21)로부터 식 (3-26)과 같이 구해진다.

$$\text{—————} \quad \left[\begin{array}{c} \times \quad \text{—} \quad \times \quad \times \end{array} \right] \quad (3-26)$$

s 를 개구면을 통과하는 전파의 진행 방향과 같은 방향의 단위 벡터라고 하면 기하 광학적 근사에 의하여 개구면에서 전기장과 자기장은 식 (3-27)의 관계가 있다.

$$\times \quad (3-27)$$

식 (3-27)에서 α 는 자유 공간의 경우 $\sqrt{\epsilon/\mu}$ 로 나타내는 자유 공간의 파동 임피던스의 역수 이지만 반사체인 경우 개구면 문제의 특별한 경우에 해당하여

다른 값을 지니게 된다. 식 (3-27)을 식 (3-26)에 대입하면 식 (3-28)을 얻는다.

$$-\left(\mathbf{s} \times \mathbf{E}_r\right) \cdot \left(\mathbf{n} \cdot \mathbf{R}_1\right)\} e^{j k_0 \cdot \mathbf{R}_1} d S \quad (3-28)$$

파면에서 개구면의 면적 S 를 취하면 전파가 파면에 수직하기 때문에 단위 벡터 \mathbf{s} 와 \mathbf{n} 은 같게 된다. 개구면에서 전기장인 \mathbf{E}_r 은 편파와 진폭과 위상 분포인 $\psi(x, y)$ 의 함수로 나타내 진다. 개구면을 통과하는 전파와 관련 있는 파면이 $L(x, y, z) =$ 일정한 면들이라면 위상 분포는 식 (3-29)와 같이 구해진다.

$$(3-29)$$

식 (3-29)에서 $k_0 = 2\pi/\lambda_0$ 인 자유 공간의 전파 정수이다. 개구면 평면상에서 벡터 \mathbf{s} 의 성분들은 식 (3-30)과 같이 나타내 진다.

$$(3-30)$$

개구면을 통과하는 총 전력은 포인팅 전력의 수직성분으로 식 (3-31)과 같이 구해진다.

$$(3-31)$$

따라서 개구면을 갖는 안테나의 이득 함수는 식 (3-32)와 같이 구해진다.

$$(3-32)$$

개구면 문제를 다룰 때에는 조심해야 한다. 만약 개구면에서 위상 분포가 일정하지 않으면 전기장과 자기장 벡터 E_r 과 H_r 은 개구면 평면에 놓여있지 않고 포인팅 벡터도 평면에 수직하지 않게 된다. 위상 분포 $\psi(x, y)$ 가 위상이 일정하게 분포된 것에서 미세하게 벗어나면 이 효과는 무시할 수 있게 된다. 이 경우 식 (3-28)은 식 (3-33)과 같이 구해진다.

$$\text{————} \times \left[\text{—} \times \right] \quad (3-33)$$

식 (3-33)에서 벡터 N 은 식 (3-34)와 같다.

$$(3-34)$$

식 (3-33)의 θ 와 ϕ 성분은 식 (3-35a)와 식 (3-35b)와 같이 각각 구해진다.

$$\text{————} \left[\text{—} \right] \quad (3-35a)$$

$$\text{————} \left[\text{—} \right] \quad (3-35b)$$

4. 구형 도파관으로부터 복사

도파관의 개구면 으로부터 전파가 복사되는 원리에 대하여 여러 가지 관점에서 고찰하여 보자. 엄밀히 말하면 도파관 개구면으로 부터 전파의 복사는 도파관 내부를 전파하는 전자기장과 관계있는 전류 분포인 도파관 내부의 전류 분포와 개구면 끝에서 도파관 외부면을 흐르는 전류의 합으로부터 구할 수 있다. 도파관 개구면에서 복사하는 전자기장을 구하는 또 한 가지 방법은 근사적인 회절 이론을 이용할 수도 있다. 도파관의 개구면은 무한 도체판 내에 있는 구멍과 같이 동작한다고 생각하고, 개구면에 수직한 전자기장들은 도파관 내부

의 평행한 단면 내에 있는 전자기장과 같다고 가정한다. 앞에서와 같이 개구면의 전자기장 분포로부터 복사 전자기장을 구하기 위하여 벡터 호이겐스 원리를 이용한다.

도파관을 전파하는 전파는 실제로 주모드라 불리는 한 모드만이 전파한다. 개구면에서 충분히 먼 도파관 내부의 단면에서 전자기장의 어느 성분이라도 주모드의 입사파와 반사파와 관련 있는 성분의 벡터 합이다. 그러나 개구면에서 도파관의 불연속에 의한 고차모드에 의하여 여기된 부가적인 고차모드 전자기장이 부분적으로 존재하게 된다. 고차 모드에 의한 전자기장의 분포를 실험적으로 구하는 것은 불가능하고 경계문제의 엄밀한 해로부터 구할 수 있다. 근사적인 회절 이론에서는 고차 모드에 의한 전자기장의 분포를 일반적으로 무시하고 이 때문에 부정확도의 한 원인이 된다.

그러나 반사된 주 모드의 효과는 고려된다. 이것은 도파관내의 정재파비의 측정에 의하여 실험적으로 구할 수 있는 반사계수로 나타낸다. 반사계수는 입사하는 전계 벡터와 반사하는 전계 벡터의 횡방향 성분의 비이며, 이 반사계수는 도파관을 따라서 위상은 변하지만 크기는 변하지 않는다. 개구면에서 반사계수는 식 (3-36)과 같이 개구면의 등가 회로 어드미턴스로 나타낼 수 있다.

$$\text{---} \quad (3-36)$$

식 (3-36)에서 는 도파관의 특성 파동 어드미턴스로 정규화된 값이다. 반사계수를 아는 양이라고 가정할 때 개구면에서 주 모드의 총 횡 전기장 성분은 식 (3-37)과 같이 구하다.

$$(3-37)$$

식 (3-37)에서 는 입사하는 주 모드의 횡 전기장이다. 이 때 횡 자기장 H_t 는 식 (3-38)을 이용하여 구할 수 있다.

$$\begin{array}{c} \times \\ \times \end{array} \quad (3-38)$$

식 (3-38)에서

$$\begin{array}{l} \text{---} : \text{TE 모드} \\ \text{---} : \text{TM 모드} \end{array}$$

이다.

따라서 H_t 는 식 (3-39)와 같이 구해진다.

$$\begin{array}{c} \times \\ \text{---} \quad \times \end{array} \quad (3-39)$$

도파관의 개구면에서 전기장과 자기장의 관계는 식 (3-27)과 같으며 이 식에서 상수 ϵ_0 이다.

도파관의 외부의 점 P에서 복사 전자기장을 계산하기 위하여 개구면을 포함하는 폐곡면으로 점 P를 감싼다. 이 면은 개구면, 도파관의 외부 면 및 무한 원 d ,로 구성되어 있다. 벡터 호이겐스 원리를 이 표면에 적용하여 복사 전자기장을 구한다. 도파관의 외부에서 전기장은 표면에 수직하기 때문에 E_t 는 0이다. 그러나 자기장의 접선 성분은 존재한다. 도파관의 고차 모드에서는 이 영향을 무시하기 때문에 오차의 원인이 된다.

개구면내의 고차 모드에 의한 전자기장과 도파관 외부면에서 자기장의 접선 성분을 무시하는 영향은 파장의 척도로서 개구면의 크기에 의존한다. 이 두 인자가 복사 전자기장에 미치는 영향은 개구면이 클수록 적게 된다.

고차 모드와 도파관 외부면의 전류 분포를 무시함으로서 이 문제는 간단하게 개구면에 문제에 국한된다. 도파관에서 복사되는 전자기장은 식 (3-33)과 식 (3-34)와 같은 방법으로 구할 수 있다. 식 (3-34)에서 횡 전기장 성분 E_r 은 개구면에서 주모드의 전기장 성분 E_t 로 대체 시킬 수 있다. 즉, 식 (3-37)의 방법

으로 입사 전기장으로 나타낼 수 있음을 의미한다.

그림 3-3과 같이 개구면을 $z=0$ 인 평면을 택하면, 개구면은 직각 좌표계에서 x - y 평면이 된다. 구 좌표계 관측점을 나타내기 위하여 사용한다. 구좌표계를 이용하여 식 (3-35a)와 식 (3-35b)에 상수 를 고려하여 정리하면 식 (3-40a) ~ (3-40c)와 같이 된다.

(3-40a)

$$\frac{1}{r} = \frac{1}{\sqrt{a^2 + b^2 + z^2}} \quad (3-40b)$$

$$\frac{1}{r^3} = \frac{1}{(a^2 + b^2 + z^2)^{3/2}} \quad (3-40c)$$

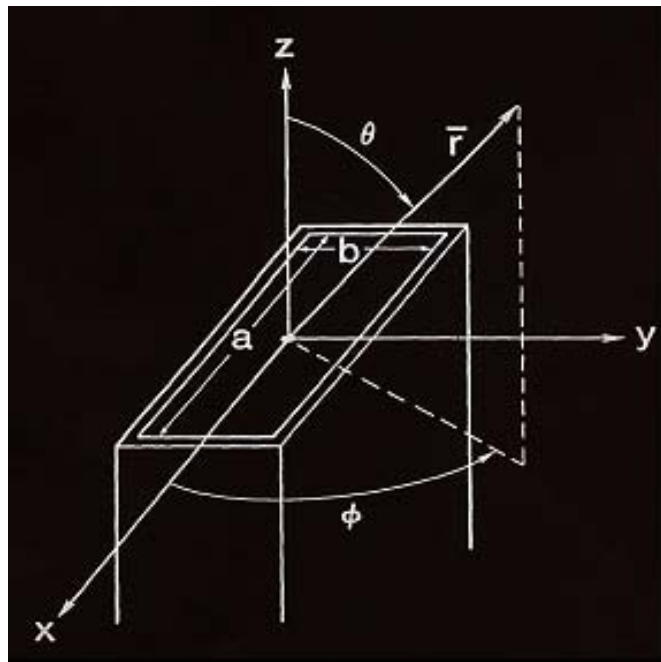


그림 3-3 OEG 도파관의 기하학적 구조

식 (3-40)에서 N 은 벡터로 식 (3-41)과 같다.

$$(3-41)$$

구형 도파관에서 복사되는 전자기장을 구하기 위하여 구형 도파관을 전파하는 주 모드의 횡 전자기장으로 식 (3-41)의 복사 벡터를 구하면 식 (3-42a)와 식 (3-42b)와 같이 구해진다. 이를 이용하여 복사 전자기장의 각 전자기장 성분을 구하면 식 (3-43a) ~ 식 (3-43c)와 같다.

$$\begin{array}{c} \text{---} \quad \text{---} \quad \text{---} \\ \text{---} \times \left[\text{---} \right] \end{array}$$

$$\text{식 (3-42a)}$$

$$\begin{array}{c} \text{---} \quad \text{---} \quad \text{---} \\ \text{---} \left[\text{---} \right] \end{array}$$

$$\text{식 (3-42b)}$$

$$\begin{array}{c} \text{---} \quad \text{---} \quad \left[\text{---} \right] \cdot \\ \text{---} \quad \text{---} \quad \left[\text{---} \right] \end{array} \quad (3-43a)$$

$$\begin{bmatrix} \text{---} & \text{---} & \text{---} \\ \text{---} & \text{---} & \text{---} \end{bmatrix} \quad (3-43b)$$

$$\begin{bmatrix} \text{---} & \text{---} & \text{---} \\ \text{---} & \text{---} & \text{---} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{---} & \text{---} & \text{---} \\ \text{---} & \text{---} & \text{---} \end{bmatrix} \quad (3-43c)$$

그림 3-3에서 y-z 평면이 시스템의 E 평면이 되고, 반면에 x-z 평면이 H 평면이 되도록 구형 OEG 안테나의 개구면에서 전기장이 y 방향으로 편파된 경우를 생각하여 보자. 이 두 주 평면에서 전계를 식 (3-43a) ~ 식 (3-43c)를 이용하여 구하면 식 (3-44a)와 식 (44b)와 같이 구해진다.

도파관 내를 전파하는 모드가 TE₁₀인 경우 E 평면 전기장은 이 되어 식 (3-43a)와 식 (3-43c)로 부터 식 (3-44a)와 같이 구해지고, H 평면 전기장은 이 되어 식 (3-43b)와 식 (3-43c)로 부터 식 (3-44b)와 같이 구해진다.

$$\begin{bmatrix} \text{---} & \text{---} & \text{---} \\ \text{---} & \text{---} & \text{---} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{---} & \text{---} & \text{---} \\ \text{---} & \text{---} & \text{---} \end{bmatrix} \quad (3-44a)$$

$$\begin{bmatrix} \text{---} & \text{---} & \text{---} \\ \text{---} & \text{---} & \text{---} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{---} & \text{---} & \text{---} \\ \text{---} & \text{---} & \text{---} \end{bmatrix} \quad (3-44b)$$

5. OEG 안테나의 원방 영역 특성

OEG 안테나의 기하학적 구조는 앞의 그림 3-3과 같으며, 이 그림에서 폭 a 와 높이 b 는 도파관의 내부 규격을 나타낸다. 완전 도체로 가정한 도파관 벽의 두께는 도파관의 좁은 면인 도파관 높이에 비하여 무시할 수 있을 정도로 충분히 얇다고 가정한다. 그림 3-3과 같이 안테나의 개구면 중심이 직각 좌표계의 원점에 놓이도록 선택하고, 공간상의 한 점인 위치 벡터 \vec{r} 는 구좌표계 (r, θ, ϕ) 로 표시한다. 도파관은 y 방향으로 전계가 분포하고 있는 TE_{10} 모드의 대역폭내에 놓인 주파수에서 동작해야 한다. 한 예로 X-band 도파관의 경우 TE_{10} 모드에서 동작하는 주파수 범위는 사용 가능한 대역폭을 나타내는 8.2 GHz ~ 12.4 GHz이다. 이는 등가적으로 자유 공간의 파장과 $1.6a$ 에서 $1.06a$ 의 범위에 있으므로 $a=2.286$ cm이다.

도파관의 원방 영역장은 원점 0에 위치해 있는 원통형 다중 폴의 합으로 나타내 진다. 도파관에서 전파의 진행방향에 수직한 면의 한변의 크기가 파장에 비하여 작기 때문에 수평 방향(ϕ)에 종속적인 차수가 낮은 다중 폴들만이 원방 영역장에 영향을 미치게 된다. 더군다나 1차의 $(\sin \phi - \cos \phi)$ 종속적인 다중 폴 들은 축방향(Z 축 방향)에 null을 가지기 때문에 이 1차의 다중 폴만의 영향을 고려하면 된다. 이와 같은 가정과 TE_{10} 모드에 의하여 여기된 구형 도파관의 대칭성에 의하여 OEG 도파관의 원방영역 복사 전자기장의 세기는 근사적으로 식 (3-45a)와 식 (3-45b)와 같이 간단하게 나타낼 수 있다.

$$- \infty \quad \text{---} \quad (3-45a)$$

$$- \infty \quad \text{---} \quad (3-45b)$$

식 (3-45a)와 식 (3-45b)에서 시간 종속 성분인 $e^{-j\omega t}$ 는 생략되었고, Z_0 는 자유 공간의 파동 임피던스를 나타낸다. 식 (3-45a)와 식 (3-45b)을 살펴볼 때 원방 영역장을 구하기 위해서는 E-평면과 H-평면의 복사 패턴인 $E_E(\theta)$ 와

$E_H(\theta)$ 를 구해야 된다. 식 3-45는 원방 영역 복사장을 나타내며 이는 그림 3-4로 부터 구할 수 있다. 그림 3-4는 X-band OEG 안테나를 이용하여 10 GHz에서 ϕ 가 0° , 45° 및 90° 인 경우 측정한 전력 패턴을 나타낸다. 그리고 45° 에서 측정한 복사패턴과 E-평면과 H-평면의 복사 패턴의 측정값을 이용하여 식 (3-45)로 부터 구한 $1/2(|E_E|^2 + |E_H|^2)$ 패턴을 비교하여 나타내었다. 식 (3-45)의 ϕ 종속성은 Stratton-Chu의 개구면 적분이나 1차의 기하광학 이론을 이용하여 구한 E 평면 패턴과 H 평면 패턴으로 변수 분리를 한 것 보다 측정한 전력 패턴에 근접함을 알 수 있다.

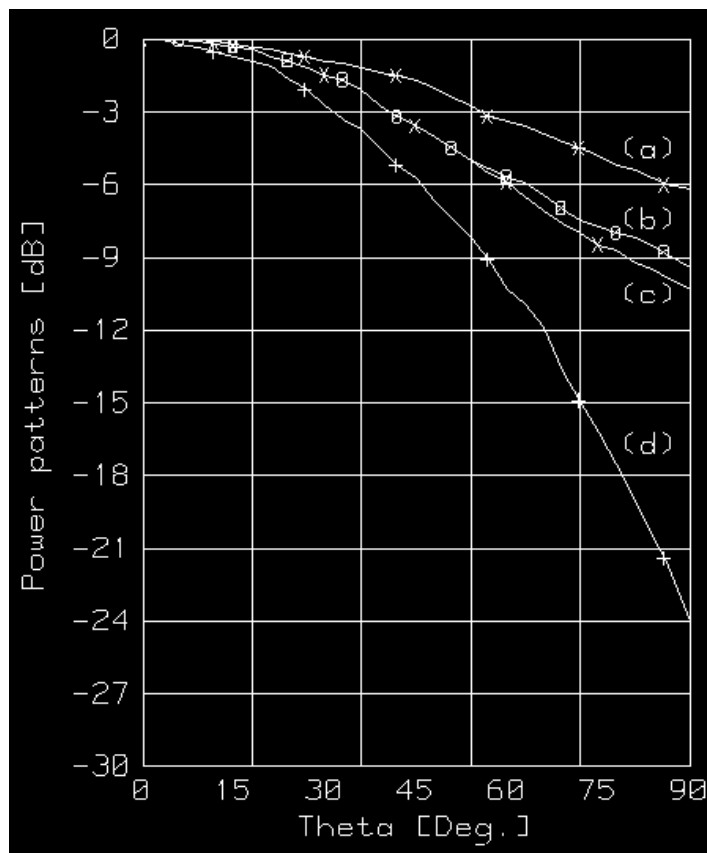


그림 3-4 X-band OEG 안테나의 전기장과 자기장 패턴 (10 GHz)

(a) | | , (b) | | | |
(c) (d) | |

식 (3-45)에서 E-평면 패턴은 식 (3-44a)로 부터 식 (3-46)과 같이 구해진다.

$$\frac{\partial}{\partial t} \left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \dot{\mathbf{q}}} \right) = \frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \mathbf{q}} \quad (3-46)$$

식 (3-46)은 도파관내의 감쇄하는 모드 전류와 도파관 외벽의 표면 전류의 영향을 무시하고 구한 원방 영역 전기장이다. 이 전류의 합은 물리적인 광학 전류보다 작은 총 표면 전류와 같기 때문이다. 즉 도파관의 TE_{10} 모드에 대하여 구한 E-평면 복사 패턴은 단지 프린지 전류의 영향만을 고려하지 않았다고 볼 수 있다. 비록 프린지 전류가 복사 전자기장의 절대 값에 상당히 영향을 미칠 수 있지만 넓은 E-평면 내에서는 소수의 2차 효과이며 모든 θ 각에 대하여 -10 dB 이하의 영향을 미친다.

식 (3-46)에서 TE_{10} 모드의 정규화된 전파정수 β/k 는 $\sqrt{1-(\pi/ka)^2}$ 와 같고, Γ 는 도파관의 개구면에서 TE_{10} 모드의 반사계수를 나타낸다. A_E 는 상수로 TE_{10} 모드의 진폭과 관계가 있다. 그리고 분모의 $[1 + \beta/k + \Gamma(1 - \beta/k)]$ 는 단지 $\theta=0$ 에서 정규화를 단순화하기 위하여 포함시켰다.

$$\quad \quad \quad - \quad \quad - \quad \quad - \quad \quad (3-47)$$

식 (3-47)에서 A_H 와 C_0 는 각각 식 (3-48)과 식 (3-49)와 같이 구해진다.

 (3-48)

$$\approx \frac{\text{---}}{\text{---}} \frac{\text{---}}{\text{---}} \frac{\text{---}}{\text{---}} \quad (3-49)$$

식 (3-49)에서 θ_0 는 식 (3-50)과 같이 주어진다.

(3-50)

식 (3-46)의 경우 TE_{10} 모드의 표면 전류에 국한하여 적분을 통하여 구하였기 때문에 전 반구뿐만 아니라 후방에 있어서도 θ 에 대하여 근사적인 요소가 존재한다. 그러나 식 (3-46)의 경우 반사계수 Γ 를 0으로 하면 전방 반구내에는 근사값을 취하여도 무리기 없을 정도의 값을 갖는다. 이 이유는 전 반구내의 E-평면에서 생략한 프린지 전류의 영향을 보상하기 때문이다. 일반적으로 흥미의 대상이 되는 영역인 전 반구 내에서는 반사계수 Γ 는 0으로 가정하고, θ 가 105° 를 넘는 후 반구의 경우에는 반사계수를 포함 시켜야 보다 정확한 패턴을 얻는다.

그림 3-5는 X-band의 OEG 안테나의 전 반구 내에서 $E_E(\theta)$ 의 크기와 위상을 식 (3-46)을 이용하여 구한 값과 실제 측정 한 값을 나타내고 있다. 식 (3-46)의 반사계수는 식 (3-60)과 식 (3-65)를 이용하였다. 이 측정 결과를 살펴 볼 때 0.2 dB이내에서 잘 일치하는 결과를 알 수 있다.

식 (3-45)에서 H-평면 패턴은 식 (3-44b)로 부터 식 (3-50)과 같이 구해진다.

$$\begin{aligned} & \text{---} & \text{---} & \text{---} \\ & \text{---} & \text{---} & \text{---} \end{aligned} \quad (3-50)$$

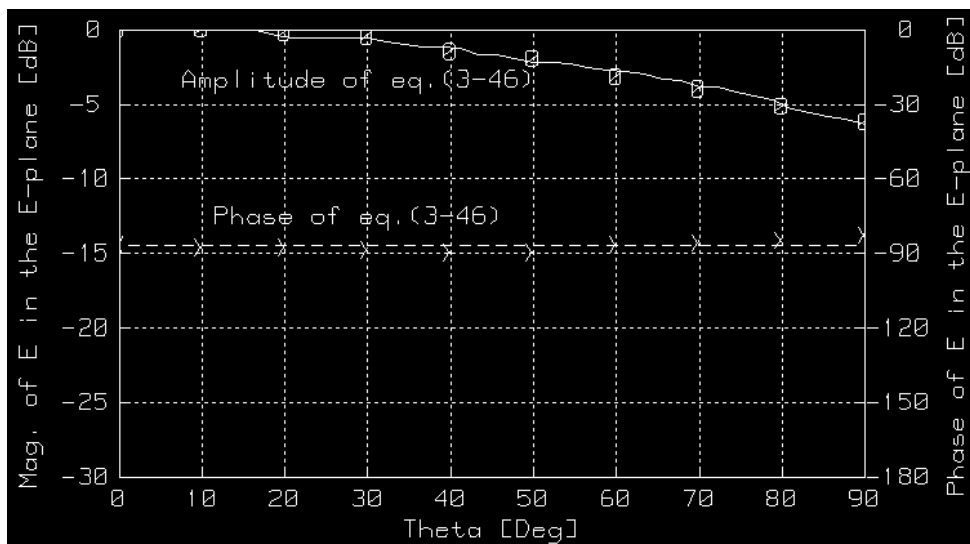


그림 3-5 X-band OEG 안테나의 E-평면 전기장의 특성 (10 GHz)
(측정값 : O-O-O ; 진폭, X-X-X ; 위상, 이론값 : 식 (3-46))

이다.

식 (3-4)에서 H-평면 패턴인 $E_H(\theta)$ 는 E-평면 패턴보다 아주 좁게 되고 이는 OEG 안테나의 개구면에서 프린지 전류에 의하여 영향을 크게 받음을 알 수 있다. H-평면 패턴의 경우 이를 고려하여야 하며 이는 TE_{10} 모드의 반사계수를 고려하느냐 하지 않느냐에 달려있다.

여기서는 두 가지 경우를 다 고려하여 살펴보기로 하자. TE_{10} 모드의 반사계수를 고려하지 않고 전기장을 적분하여 H-평면 패턴을 구하는 방법과 복잡하지만 TE_{10} 모드의 반사계수를 고려한 프린지 전류 방법으로 H-평면 패턴을 구하는 방법을 살펴보고 이 두 결과를 비교하여 보고자 한다.

앞에서와 같이 식 (3-44)는 프린지 전류를 무시하고 TE_{10} 모드의 전기장과 자기장을 갖는 식의 개구면 적분을 통해서 복사되는 저자기장을 구하였기 때문에 H-면 패턴의 경우 실제 보다 범이 더 넓게 퍼지게 된다.

H-평면의 원방영역 전기장은 식 (3-51)과 같이 구해진다.

$$\begin{array}{c}
\text{---} \\
\text{---} \circ \text{---} \quad \text{---} \times \times \text{---} \quad \begin{array}{cc} \infty & \infty \\ \infty & \infty \end{array} \text{---} \\
(0 < \theta < \pi/2)
\end{array} \quad (3-51)$$

식 (3-51)에서 벡터 $\overline{R'} = x' \hat{e}_x + y' \hat{e}_y$ 는 원점에서 적분하기 위한 평면 $dx' dy'$ 로 향하는 적분 벡터이다.

TE₁₀ 모드의 전기장과 자기장(\overline{E}_{10} 와 \overline{H}_{10})은 식 (3-52a)와 식 (3-52b)와 같이 각각 주어진다.

$$\frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} f(x) e^{-x^2} dx = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} f(x) e^{-x^2} dx \quad (3-52a)$$

$$\begin{array}{ccccccc} \text{---} & & & & & & \\ & \text{---} & & \text{---} & & \text{---} & \\ & & & & & & \end{array} \quad (3-52b)$$

식 (3-51)에서 E_0 는 도파관을 진행하는 TE_{10} 모드파의 임의 진폭이다. 도파관

을 진행해 가는 파의 모드가 TE_{10} 인 경우 도파관의 모서리 부인 $x = \pm a/2$ 에서 0으로 전기장이 0이 된다. 이것은 도파관의 앞 출구에서 전계의 x 방향 평균의 편화차가 거의 없음을 나타낸다. 다르게 말하면 정확한 h-평면 패턴을 얻기 위해서는 식 (3-50)의 적분면 상의 전기장은 도파관의 개구면에서 식 (3-51a)에 의하여 근사적으로 나타낼 수 있고 외부에서는 0이 된다. 식 (3-50)의 적분 결과는 전 반구내에서 식 (3-53)와 같이 구해진다.

$$\frac{A_E}{\sin \theta} \frac{e^{-j\theta}}{\theta} \quad (0 < \theta < \pi/2) \quad (3-53)$$

식 (3-53)에서 A_E 는 $\theta = 0$ 이 되는 공통 축에서 $E_E(\theta)$ 와 $E_H(\theta)$ 가 같아야 되기 때문에 식 (3-47)과 같다.

정확한 E-평면 패턴은 E_{10} 로 같은 적분으로는 구할 수 없는데 그 이유는 E-평면 패턴의 경우 도파관의 모서리인 $y = \pm b/2$ 에서 회절 되어 입사한 E_{10} 모드의 전기장과 아주 다른 개구면 전기장의 y 방향 변화에 의하여 구해지기 때문이다. 식 (3-51)에 해당하는 자기장에 관계되는 식에 식 (3-52b)인 \overline{H}_{10} 를 대입하여 E-평면과 H-평면의 원방영역 복사장을 구하는 것은 불충분한 가정이다. 이것은 \overline{H}_{10} 의 경우 도파관 모서리의 어느 곳에서도 0이 되지 않기 때문이다.

식 (3-50)과 식(3-53) 및 측정 결과를 비교하여 나타낸 것이 그림 3-6이다. 이 그림을 살펴볼 때 식 (3-53)의 결과가 식 (3-50)의 결과보다 측정값에 잘 일치한다. 그러나 식 (3-53)은 복사 부분의 전반구인 $(0 < \theta < \pi/2)$ 의 범위에 해당하는 복사 전계를 구할 수 있는 반면에 식 (3-50)은 후 반구 부분의 복사 전계도 구할 수 있다.

식 (3-53)의 복사 전계 값이 식 (3-50)의 복사 전계 값보다 측정값에 더 일치하여 정확한 이론값이라 할지라도 식 (3-46)이 갖지 않는 두 가지 결점을 갖는다. 첫째는 식 (3-53)이 전면의 자유공간 반구에만 적용되는 식 (3-51)로 부터 유도되었기 때문에 후방 반구에 대해서는 정확하지 않다. 따라서 상수 A_E 가 총 복사되는 전력과 관계가 있기 때문에 후 반구내의 H-평면 패턴은 비록 작지만

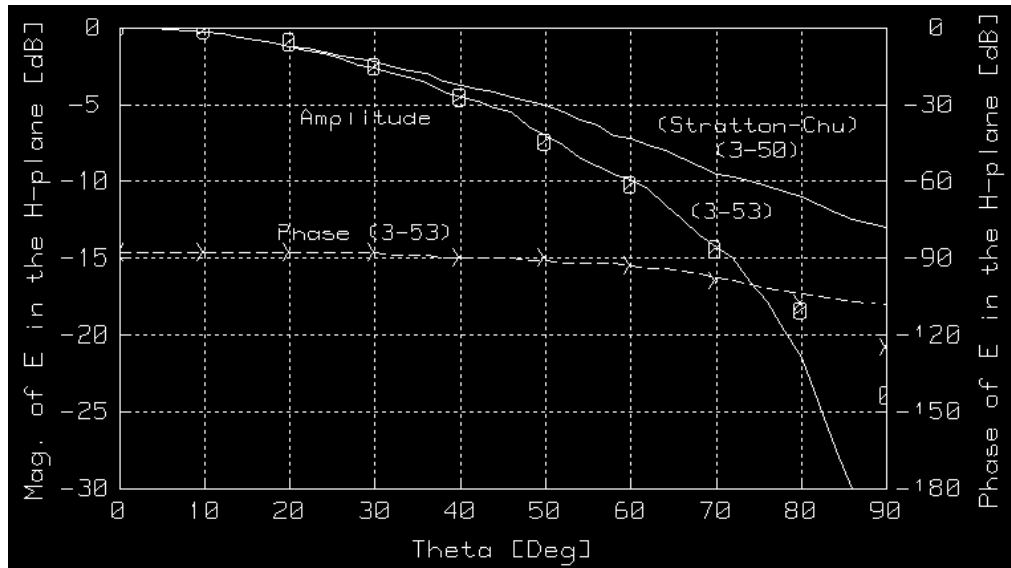


그림 3-6 X-band OEG 안테나의 H-평면 전기장의 특성 (10 GHz)
(측정값 : O-O-O ; 진폭, X-X-X; 위상, 이론값 : 식 (3-50), 식 (3-53))

이득을 구하는데 고려되어야 한다. 두 번째는 θ 가 0에 접근함에 따라 $\cos \theta$ 가 0에 접근하는 것처럼 0에 접근하게 되는데 이는 약 $70^\circ \sim 90^\circ$ 사이에서 H-평면 패턴이 너무 작게 됨을 나타낸다. 그러나 다행히 EMC 안테나의 교정의 경우 안테나의 정면에서 교정이 이루어지고, 근방영역 안테나 측정의 경우 피 시험 안테나에 아주 근접한 경우를 제외하고는 70° 를 넘는 프로브 패턴은 피 시험 안테나 측정에 이용되지 않기 때문에 프로브의 영향 보정에 영향을 미치지 않는다. 그나 아주 드문 경우이기는 하나 이 영향을 무시할 수 없는 경우가 발생할 수 있기 때문에 이를 고려한 H-평면 패턴에 대하여 생각하자.

식 (3-50)으로 나타낸 OEG 안테나의 원방영역 전기장은 프린지 전류를 무시하고 TE_{10} 모드 전자기장의 개구면 적분으로부터 구해진 것이다. 이 프린지 전류는 감쇄 모드 전류와 외부 표면전류의 합으로 나타내 진다. 구형 도파관의 대칭성과 TE_{10} 모드로부터 단지 y 방향 전류만이 H-평면 전자기장에 영향을 미치게 된다. 이 프린지 전류의 H-평면 패턴에 미치는 영향을 구하고 이를 식 (3-50)에 더하여 모든 θ 값에 대하여 정확한 근사값으로 H-평면 패턴을 나타낼 수 있는 식 (3-53)에 대응되는 결과를 얻을 수 있다.

y 방향의 프린지 전류를 잘 추정하기 위하여 반평면의 무한 모서리의 일부로서 구형 도파관의 모서리인 $x = a/2$ 나 $x = -a/2$ 에서의 프린지 전류를 살펴보

자. 구형 도파관을 여기시킨 전자기장은 입사하고 반사하는 TE₁₀ 모드에 의하여 생성된 입사 평면파와 반사 평면파로 본다.

식 (3-53)의 경우 물리 광학적 전류로부터 H-평면 패턴을 구한 것이므로 반평면 전자파 문제에서 프린지 전류의 원방 영역장만 고려하면 된다. 구형 도파관의 $x=\pm a/2$ 면에서 프린지 전류들은 구형 도파관에서 전기장 적분 방정식에 대한 수치 해석으로부터 구할 수 있게 된다. 전기장 적분 방정식의 수치 해석적 해는 H-평면 패턴에 영향을 미치는 $x=\pm a/2$ 에서의 프린지 전류는 θ 에 대하여 등방성을 지니도록 복사하는 선형 소스 같이 됨을 나타낸다. 프린지 전류에 의한 H-평면 패턴의 영향은 $(x=\pm a/2, z=0)$ 에 선형 소스에 의한 영향과 같다는 것으로 간단히 근사시킬 수 있다. 이는 식 (3-54)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\text{---} \quad (3-54)$$

식 (3-54)에서 C_0 는 양의 실수이다. 식 (3-54)를 식 (3-53)에 대입하면 프린지 전류에 의하여 유도한 H-평면 패턴을 식 (3-55)와 같이 구할 수 있다.

$$\left[\begin{array}{c} \text{---} \quad \text{---} \\ \text{---} \end{array} \right] \text{---} \quad (3-55)$$

식 (3-55)에서 A_H 는 식 (3-47)로 부터 구해지고 C_0 는 식 (3-56)과 같이 구해진다.

$$\approx \text{---} \quad (3-56)$$

식 (3-56)에서 는 입사각으로 식 (3-57)과 같다.

$$(3-57)$$

그림 3-3과 같은 OEG 안테나의 기하학적 구조에서 총 입력 전력과 복사전력은 각각 식 (3-58)과 식 (3-59)와 같이 구해진다.

$$\frac{P_{\text{total}}}{P_{\text{rad}}} = \frac{1}{1 - |\Gamma|^2} \quad (3-58)$$

$$P_{\text{rad}} = \frac{1}{2} \int_{\Omega} |E_{\text{rad}}|^2 d\Omega \quad (3-59)$$

식 (3-58)에서 Γ 는 식 (3-46)과 식 (3-56)과 같은 값으로 OEG 안테나의 개구면에서의 복소 반사계수이고, $\frac{1}{2} \int_{\Omega} |E_{\text{rad}}|^2 d\Omega$ 로 TE_{10} 모드의 정규화된 전과정수이다. 식 (3-59)에서 E_{rad} 와 H_{rad} 는 E-평면 패턴과 H-평면 패턴으로 식 (3-46)과 식 (3-56)으로 각각 주어진다.

전면 반구에 대하여 Γ 를 구할 때 반사계수 Γ 를 0으로 놓고, 프린지 전류가 후면 반구내의 E-평면상의 효과가 무시할 수 있을 정도라고 가정하면 즉 $\Gamma = 0$ 인 영역에서는 $\Gamma = 0$ 이 된다. 식 (3-56), 식 (3-58)과 식 (3-59)로부터 개구면에서의 반사계수의 크기는 식 (3-60)과 같이 구해진다.

$$|\Gamma| = \left| \frac{Z_{\text{in}} - Z_0}{Z_{\text{in}} + Z_0} \right| \quad (3-60)$$

식 (3-60)에서

$$Z_{\text{in}} = \frac{1}{Y_{\text{in}}} = \frac{1}{Y_0 + Y_{\text{sc}}} \quad (3-61)$$

$$\begin{array}{c} \text{---} | \quad | \quad \text{---} \\ \cdot \end{array} \quad (3-62)$$

$$\begin{array}{c} \text{---} | \quad | \quad \text{---} \\ \cdot \end{array} \quad (3-63)$$

이다.

식 (3-61) ~ 식 (3-63)에서

$$(3-64a)$$

$$\text{---} \quad \text{---} \quad (3-64b)$$

$$\text{---} \quad \text{---} \quad (3-64c)$$

$$\mp \quad \text{---} \quad (3-64d)$$

$$(3-64e)$$

$$(3-64f)$$

$$\text{---} \quad (3-64g)$$

$$\text{-----} \quad (3-64h)$$

$$(3-64i)$$

이다.

식 (3-56), 식 (3-58)과 식 (3-59)로 부터 개구면에서의 반사계수의 크기는 식 (3-65)와 같이 구해진다.

$$\angle \text{-----} \quad (3-65)$$

식 (3-65)에서

$$(3-66)$$

$$(3-67)$$

$$(3-68)$$

식 (3-66) ~ 식 (3-68)에서

$$\text{-----} \quad (3-69a)$$

$$\left[\begin{array}{c} | \quad | \quad \text{---} \\ \text{---} \end{array} \right] \quad (3-69b)$$

$$| \quad | \quad \text{---} \quad \text{---} \quad (3-69c)$$

$$\left| \begin{array}{cc} 1 & 1 \\ \left[\begin{array}{c} - \\ \end{array} \right] & - \\ 1 & 1 \end{array} \right| \quad (3-69d)$$

$$\left[\begin{array}{c} \vdots \\ \vdots \\ \vdots \end{array} \right] \left[\begin{array}{c} - \\ - \\ - \end{array} \right] \quad (3-69e)$$

$$\left| \begin{array}{cc} & \\ & \end{array} \right| \left[\begin{array}{c} - \\ \end{array} \right] \quad (3-69f)$$

$$\left[\begin{array}{c} - \\ - \\ - \end{array} \right] \quad (3-69g)$$

— (3-69h)

$$\begin{array}{c} \text{---} \quad \text{---} \\ \text{---} \quad \text{---} \end{array} \left[\begin{array}{c} \text{---} \\ \text{---} \end{array} \right] \quad (3-69i)$$

— (3-69j)

이다.

식 (3-69f), (3-69g)와 (3-69h)에서 α 와 β 는 각각 식 (3-70a)와 (3-70b)와 같이 주어진다.

$$\frac{\overline{AB}}{\overline{AC}} = \frac{\overline{AD}}{\overline{AE}} \quad (3-70a)$$

$$\left[\begin{array}{c} \text{---} \\ \text{---} \quad \text{---} \end{array} \right]$$

(3-70b)

그림 3-7은 X-밴드 OEG 안테나의 H-평면 복사패턴의 크기와 위상을 10 GHz 에서 식 (3-55)를 이용하여 계산하고, 측정한 결과이다. 그림 3-7에 나타나있는 것과 같이 그림 3-6과는 다르게 근처에서도 측정값과 이론값이 잘 일치한다. 식 (3-55)의 반사계수 는 식 (3-60)과 식 (3-65)를 이용하였다.

도파관의 주모드에서 개구면 반사계수의 크기와 위상을 나타내는 식 (3-60)과 식 (3-65)을 이용하여 X-밴드에서 OEG 안테나의 반사계수의 크기와 위상을 계산하고, 벡터 회로망 분석기를 이용하여 측정하여 각각 그림 3-8(a)와 그림 3-8(b)에 나타내었다. 식 (3-46)내의 반사계수 는 식 (3-60)과 식 (3-65)를 이용하였다.

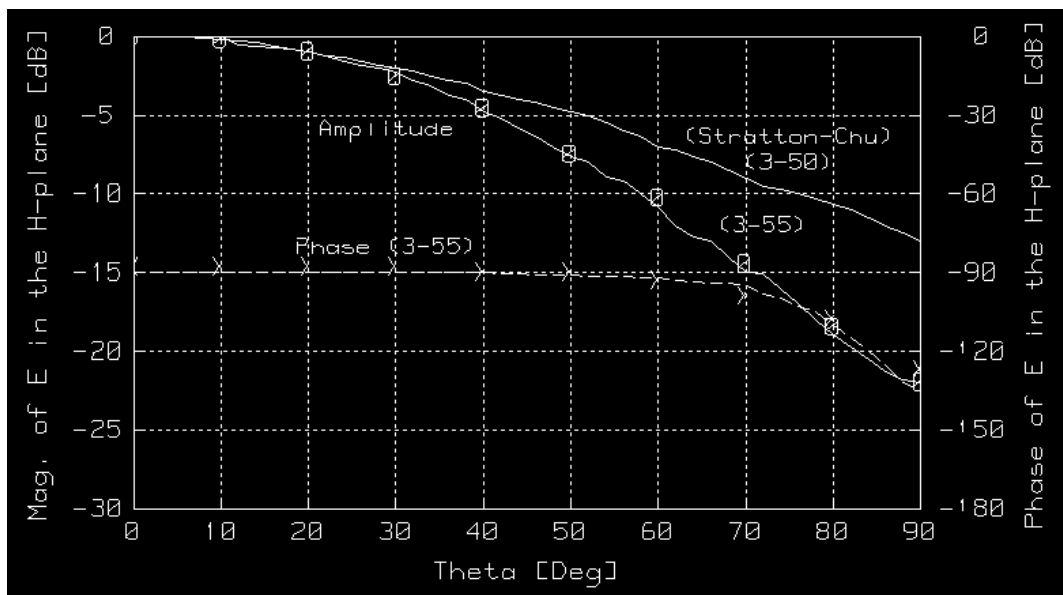
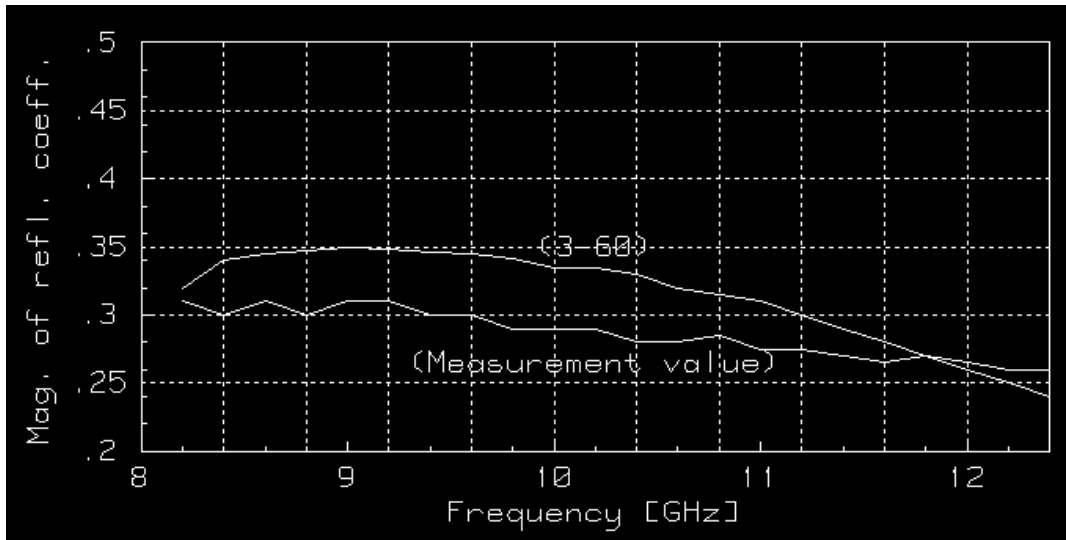
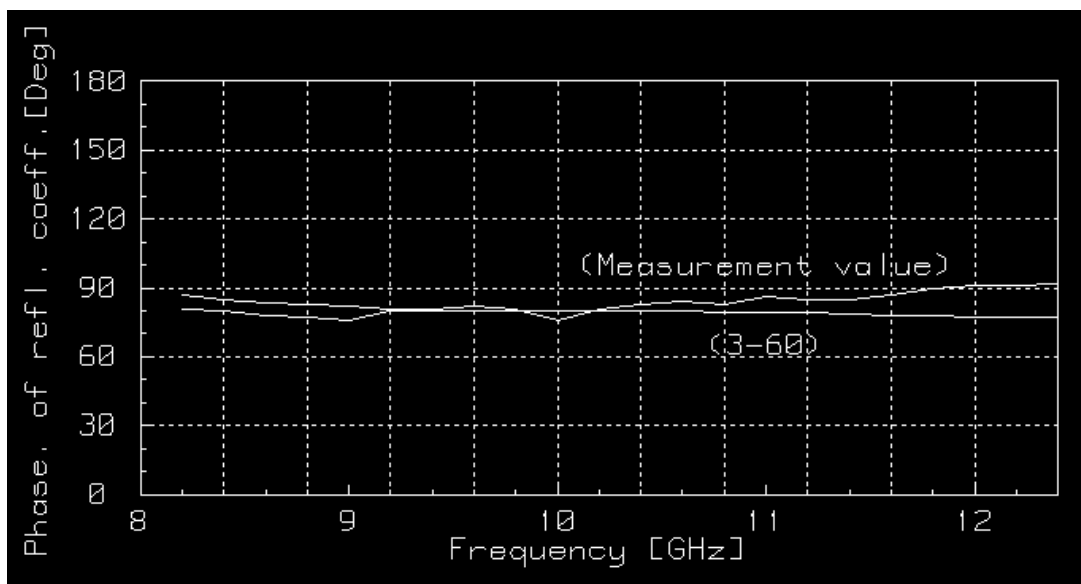


그림 3-7 X-band OEG 안테나의 H-평면 전기장의 특성 (10 GHz)
(측정값 : O-O-O ; 진폭, X-X-X; 위상, 이론값 : 식 (3-50), 식 (3-55))



(a)



(b)

그림 3-8 X-band OEG 안테나의 반사계수의 크기와 위상

(a) 반사계수 크기의 이론값과 측정값

(b) 반사계수 위상의 이론값과 측정값

6. OEG 안테나의 이득

식 (3-45)로 나타낸 OEG 안테나의 원방영역 전자기장은 식 (3-45)내의 E-평면 패턴과 H-평면 패턴을 나타내는 식 (3-46)과 식 (3-55)를 이용한다. 이를 이용하여 축상 이득을 구하여 보자.

도파관 벽내의 저항 손실은 무시할 수 있기 때문에 식 (3-59)의 총 복사 전력은 식 (3-58)의 순 입력 전력과 같게 된다. 그리고 식 (3-71)의 축상 이득은 축상의 지향성과 같게 된다.

$$\begin{array}{c} | \\ \hline | \quad - \quad \rightarrow \infty \end{array}, \quad (3-71)$$

식 (3-46)과 식 (3-55) 및 식 (3-56)을 이용하여 OEG 안테나의 축상에서 원 방영역 이득을 구하면 식 (3-72)와 같이 구해진다.

$$\frac{\quad}{\quad} \quad - \quad - \quad - \quad | \quad (3-72)$$

그림 3-9는 X-밴드 OEG 안테나의 원방영역 안테나 이득을 식 (3-72)를 이용하여 구한 결과와 Stratton-Chu의 결과 및 Schelkunoff의 결과 식을 이용한 값 및 측정값을 나타내고 있다. 그림 3-9에서 Stratton-Chu의 결과 및 Schelkunoff의 결과는 서로 일치하나 측정값이나 식 (3-72)의 결과와는 많은 차이가 남을 알 수 있다. 이는 Stratton-Chu의 결과 및 Schelkunoff의 결과에서는 프린지 전류를 고려하지 않았기 때문이다. 그림 3-9로 부터 식 (3-72)는 측정값과 잘 일치하는 이론식임을 알 수 있다.

식 (3-72)는 식 (3-73)과 같이 근사식으로 나타낼 수 있다.

$$\frac{\partial}{\partial t} \left(\frac{\partial \phi}{\partial t} \right) = \frac{\partial}{\partial t} \left(\frac{\partial \phi}{\partial t} \right) \quad (3-73)$$

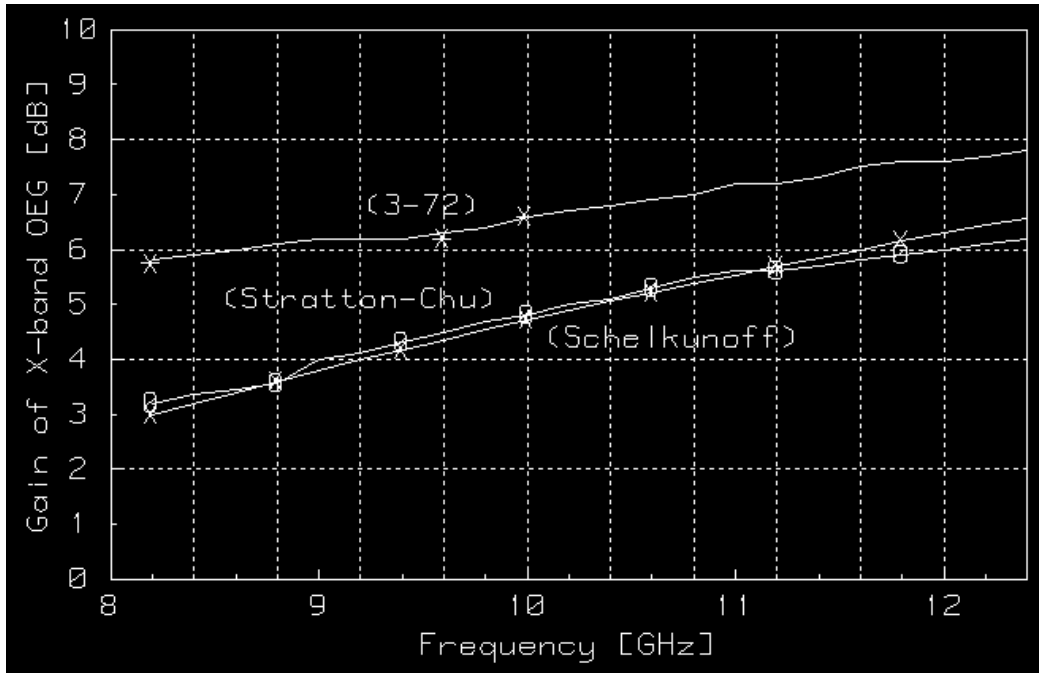


그림 3-9 OEG 안테나의 원방영역 축상이득

—— : 식 (3-72)의 결과, * : 측정값,

-0-0- : Stratton의 결과, -X-X- : Schelkunoff의 결과

식 (3-37)에서 k/β 는 정규화된 전파 정수로 식 (3-74)과 같다.

$$\frac{k}{\beta} = \frac{2\pi f}{c} \sqrt{\epsilon_r} \quad (3-74)$$

식 (3-73)에서 $32ab/\pi\lambda^2$ 은 Schelkunoff가 프린지 전류를 고려하지 않고 구한 OEG 안테나 축상의 원방영역과 같다.

안테나가 근방영역에서 사용하는 경우 안테나의 근접 효과에 의하여 안테나 이득이 감소된다. 따라서 원방영역에서 OEG 안테나의 축상 이득을 나타내는 식 (3-73)은 근방영역 안테나 이득을 구하기 위하여 사용할 수 없고 식 (3-75)와 같이 이득 감소 효과를 고려하여야 한다.

(3-75)

식 (3-75)에서 는 는 각각 OWES 안테나의 E-평면과 H-평면의 이득 감소 효과를 나타내며 식 (3-76a)과 식 (3-76b)과 같이 프레넬 적분으로 나타낼 수 있다.

$$\text{---} \quad (3-76a)$$

$$\text{---} \quad (3-76b)$$

식 (3-76a)과 식 (3-76b)에서 프레넬 적분 항들은 식 (3-77a) ~ 식 (3-77c)에 나타내었다.

$$\text{---} \quad (3-77a)$$

$$\text{---} \quad (3-77b)$$

$$\text{---} \quad (3-77c)$$

식 (3-77a) ~ 식 (3-77c) 에서 , 및 는 식 (3-78a)과 식 (3-78b)에 나타내었다.

$$\text{---} \quad (3-78a)$$

제 2 절 Horn 안테나 해석

1. Horn 안테나의 복사 전자기장

혼 안테나는 그림 3-11과 같이 도파관의 개구면을 일정하게 넓힌 것으로 E-평면을 넓힌 안테나를 E-평면 부채형 혼 안테나라고 하고, H-평면을 넓힌 안테나를 H-평면 부채형 혼 안테나라고 한다. 일반적으로 혼 안테나는 도파관의 E-평면과 H-평면을 동시에 넓게 한 것으로 넓게 한 부분의 길이와 넓히는 각도에 따라 특성이 변한다. 이 안테나의 특성은 E-평면 부채형 혼 안테나와 H-평면 부채형 혼 안테나로 부터 특성을 구할 수 있다.

혼 안테나는 초고주파 대역의 대표적 안테나로 안테나 특성 측정용 표준 안테나로 많이 이용하고 있다.

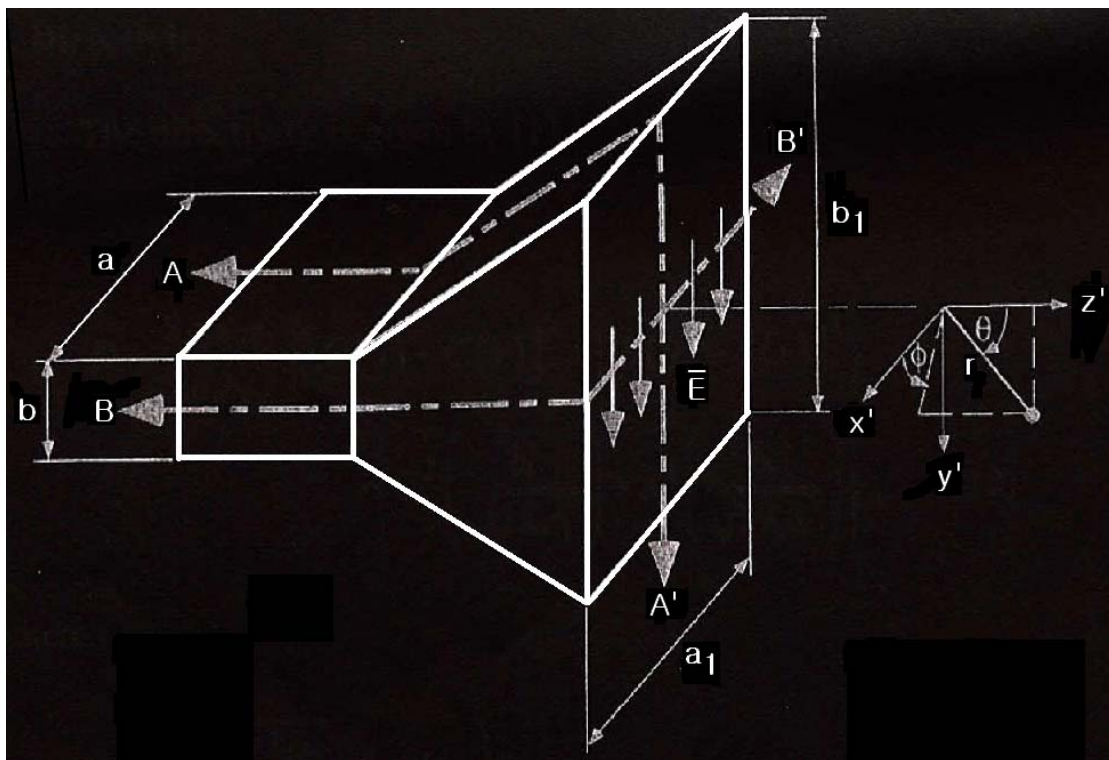


그림 3-11 혼 안테나의 구조 및 좌표계

안테나의 복사 특성은 개구면에서 등가 원리 기술을 이용하여 구할 수 있다. 정확한 등가 값을 알기 위해서는 폐곡면에서 전기장과 자기장의 접선 성분을 알고 있어야 한다. 폐곡면은 혼 안테나의 개구면과 일치하는 무한 평면을 일반적으로 택한다. 혼 안테나가 무한 접지판 위에 놓여있지 않으면 개구면 밖의 전자기장은 알지 못하고 정확한 등가 원리도 적용할 수 없게 된다.

도파관의 전자기장이 주 모드인 TE₁₀ 모드이고 혼 안테나의 길이가 파장에 비하여 길다면 혼 안테나의 개구면에서 가장 낮은 차수의 전자기장은 그림 3-12(a)와 그림 3-12(b)로 부터 식 (3-79a) ~ 식 (3-79d)와 같이 구해진다.

$$\approx \frac{1}{2} \left[\frac{1}{\cos^2 \theta} - \frac{1}{\sin^2 \theta} \right] \quad (3-79a)$$

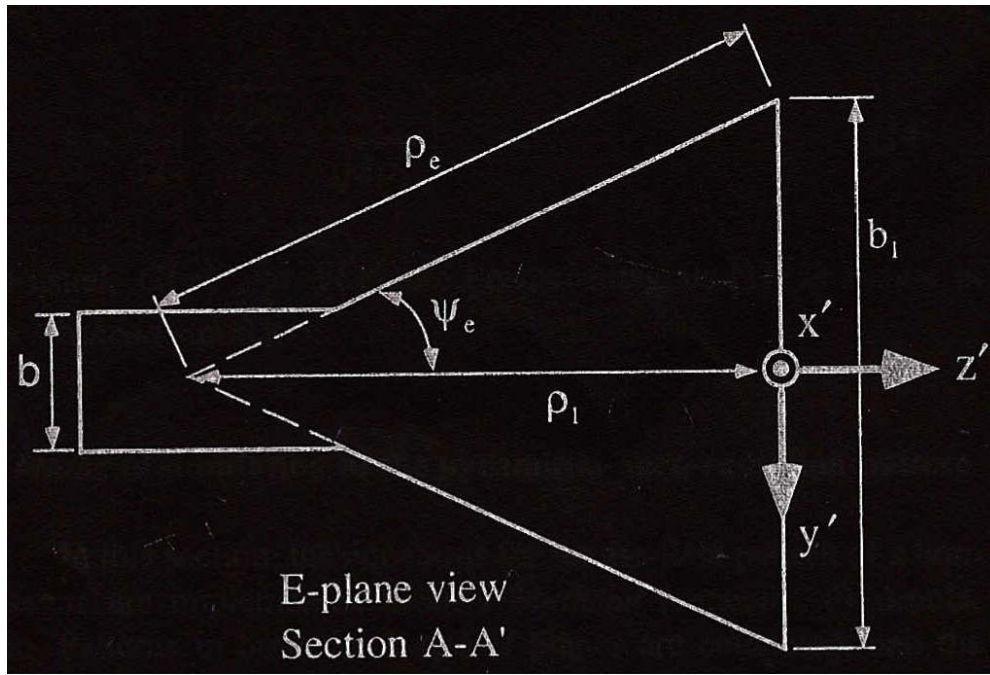
$$\approx \frac{1}{2} \left[\frac{1}{\cos^2 \theta} - \frac{1}{\sin^2 \theta} \right] \quad (3-79b)$$

$$(3-79c)$$

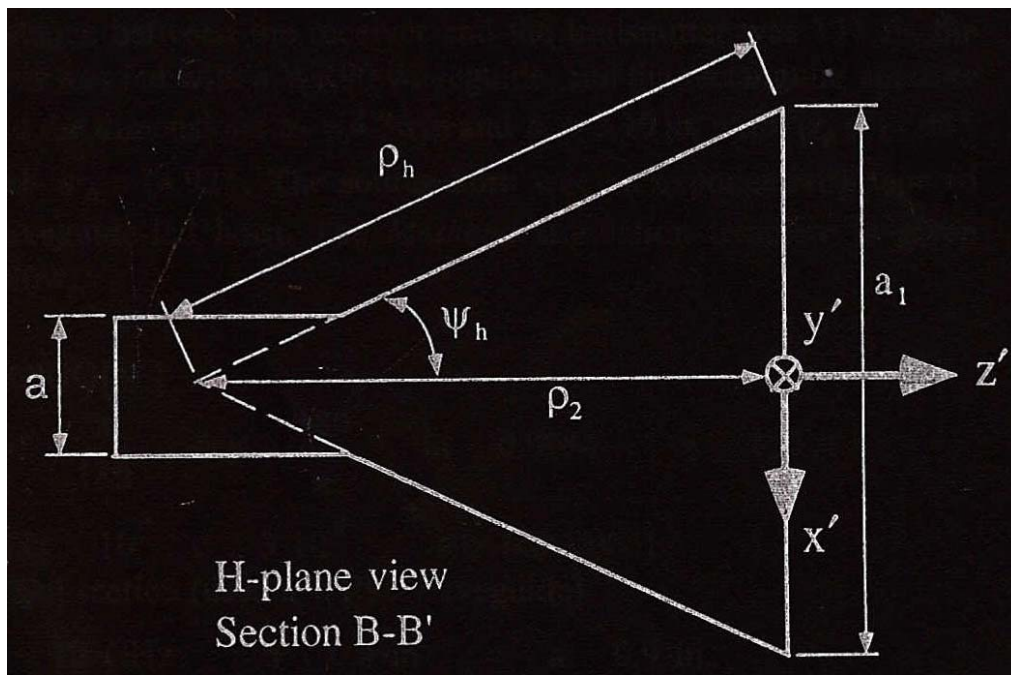
$$(3-79d)$$

식 (3-79a) ~ 식 (3-79b)에서 E₀은 상수이고, 프라임 부호는 혼 안테나 개구면의 전자기장을 나타낸다. 이는 개구면의 크기가 a와 b인(a>b) 구형 도파관의 TE₁₀ 모드의 전자기장과 비슷함을 알 수 있다. 차이점은 혼 안테나의 개구면에서의 전자기장이 2차의 위상변화로 나타낸 복소수 지수함수 항이다.

식 (3-79a) ~ 식 (3-79d)에서 2차의 위상 변화가 일어나는 현상은 혼 안테나 바깥의 반경 방향으로 파가 진행해 갈 때 위상이 일정한 정면은 원통면이 된다. 혼 안테나의 개구면의 어느점 y'에서 전자기장의 위상은 원점(y'=0)과 같지 않다. 이 위상차는 꼭짓점에서 파의 진행 거리가 다르기 때문이다. E-평면에서 혼 안테나 개구면에 도달할 때의 최대 경로 차는 그림 3-14 (a)의 파 사이의 경로차로 부터 식 (3-80)와 같이 구해지고, H-평면에서 혼 안테나 개구면에 도달할 때의 최대 경로차는 그림 3-14 (b)의 파 사이의 경로차로 식



(a)



(b)

그림 3-12 혼 안테나의 단면도, (a) E-평면 단면도, (b) H-평면 단면도

(3-80)과 같이 구해진다. 이 위상차가 식 (3-79)와 식 (3-79)에 나타난 것이다.

$$\text{---} \text{---} \quad (3-80a)$$

$$\text{---} \text{---} \quad (3-80)$$

혼 안테나에서 복사되는 전자기장을 구하기 위해서는 폐곡면에서 전기장과 자기장의 접선 성분을 알아야 하고, 이때의 폐곡면은 혼 안테나의 개구면을 통과하는 무한 평면과 일치하도록 선택하여야 한다. 폐곡면에서 전기장과 자기장의 접선 성분은 각각 식 (3-79)와 식 (3-79)와 같다. 여기에 등가 원리를 적용하면 식 (3-81a)과 (3-81b)를 얻는다.

$$\text{---} \quad \text{---} \quad \text{---} \quad (3-81a)$$

$$\text{---} \quad \text{---} \quad (3-81b)$$

식 (3-81a)와 식 (3-81b)가 성립하는 구간인 혼 안테나 개구면 외에서는 표면 전류가 0이다.

$$(3-82)$$

등가 전류인 식 (3-81a)와 식 (3-81b)를 혼 안테나 개구면 상에서 적분하여 원방영역의 전기장을 구하면 식 (3-83a) ~ 식 (3-83c)와 같이 된다.

$$(3-83a)$$

$$\text{---} \tag{3-83b}$$

$$\text{---} \tag{3-83c}$$

식 (3-38b)와 식 (3-83c)에서 , , 및 는 식 (3-84a) ~ (3-84d)와 같
이 구한다.

$$\text{---} \tag{3-84a}$$

$$\text{---} \tag{3-84b}$$

$$\tag{3-84c}$$

$$\tag{3-84d}$$

식 (3-84a) ~ 식 (3-84d)에서 I_1 과 I_2 는 식 (3-85)와 식 (3-86)과 같다.

$$\text{---} \tag{3-85}$$

$$\tag{3-86}$$

식 (3-85)에서

$$- \left[\frac{1}{\dots} \right] \quad (3-87)$$

라 하고 이를 식 (3-85)에 대입하면 식 (3-85)는 식 (3-88)과 같이 나누어 생각할 수 있다.

$$\frac{1}{\dots} \quad (3-88)$$

식 (3-88)에서 I_1' 는 식 (3-85)와 식 (3-87)로 부터 식 (3-89)와 같이 구하다.

$$\frac{1}{\dots} \quad (3-89)$$

식 (3-89)에서 t_1' , t_2' 와 k_y , $C(x)$, $S(x)$ 는 식 (3-90a) ~ 식 (3-90e)와 같이 구하다.

$$\frac{1}{\dots} \quad (3-90a)$$

$$\frac{1}{\dots} \quad (3-90b)$$

$$\frac{1}{\dots} \quad (3-90c)$$

$$\frac{1}{\dots} \quad (3-90d)$$

$$\frac{1}{\dots} \quad (3-90e)$$

식 (3-90d)와 식 (3-90e)는 코사인과 사인 프레넬 적분이다.

식 (3-88)에서 I_1 “ 은 식 (3-85)와 식 (3-87)로 부터 식 (3-91)과 같이 구하다.

$$I_1 = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \left[\cos \left(\frac{\pi}{2} \sqrt{1 + \frac{1}{4} \left(\frac{d}{dz} \right)^2} \right) - \cos \left(\frac{\pi}{2} \sqrt{1 + \frac{1}{4} \left(\frac{d}{dz} \right)^2} \right) \right] dz \quad (3-91)$$

식 (3-91)에서 t_1 “, t_2 ”과 k_y “ 은 식 (3-92a) ~ 식 (3-92c)와 같이 구하다.

$$t_1 = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \left[\cos \left(\frac{\pi}{2} \sqrt{1 + \frac{1}{4} \left(\frac{d}{dz} \right)^2} \right) - \cos \left(\frac{\pi}{2} \sqrt{1 + \frac{1}{4} \left(\frac{d}{dz} \right)^2} \right) \right] dz \quad (3-92a)$$

$$t_2 = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \left[\cos \left(\frac{\pi}{2} \sqrt{1 + \frac{1}{4} \left(\frac{d}{dz} \right)^2} \right) - \cos \left(\frac{\pi}{2} \sqrt{1 + \frac{1}{4} \left(\frac{d}{dz} \right)^2} \right) \right] dz \quad (3-92b)$$

$$k_y = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \left[\cos \left(\frac{\pi}{2} \sqrt{1 + \frac{1}{4} \left(\frac{d}{dz} \right)^2} \right) - \cos \left(\frac{\pi}{2} \sqrt{1 + \frac{1}{4} \left(\frac{d}{dz} \right)^2} \right) \right] dz \quad (3-92c)$$

따라서 식 (3-88), 식 (3-89) 및 식 (3-91)로 부터 I_1 은 식 (3-93)과 같이 구해진다.

$$I_1 = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \left[\cos \left(\frac{\pi}{2} \sqrt{1 + \frac{1}{4} \left(\frac{d}{dz} \right)^2} \right) - \cos \left(\frac{\pi}{2} \sqrt{1 + \frac{1}{4} \left(\frac{d}{dz} \right)^2} \right) \right] dz \quad (3-93)$$

식 (3-86)은 식 (3-94)와 같이 나타낼 수 있다.

$$(3-94)$$

식 (3-94)에서 k_y 는 식 (3-95)와 같이 주어진다.

(3-95)

식 (3-94)의 해를 구하기 위하여 식 (3-96a) ~ 식 (3-96c)와 같이 변수를 분리하자.

$$\begin{array}{c} \text{---} \\ \text{---} \end{array} \quad \begin{array}{c} \text{---} \\ \text{---} \end{array} \quad (3-96a)$$

(3-96b)

$$\begin{aligned} & \frac{\partial}{\partial t} \left(\frac{1}{2} \rho u^2 + \frac{1}{2} \rho v^2 + \frac{1}{2} \rho w^2 \right) \\ & = - \rho g z + \nabla \cdot (\rho \mathbf{u} \otimes \mathbf{u}) + \nabla \cdot (\rho \mathbf{v} \otimes \mathbf{v}) + \nabla \cdot (\rho \mathbf{w} \otimes \mathbf{w}) \end{aligned} \quad (3-96c)$$

식 (3-94)에 식 (3-96a) ~ 식 (3-96c)를 대입하면 식 (3-97)을 얻는다.

$$\left[\begin{array}{cc} \text{---} & \text{---} \\ \text{---} & \text{---} \end{array} \right] \quad (3-97)$$

식 (3-97)은 식 (3-98)과 같이 코사인과 사인 프레넬 적분으로 나타낼 수 있다.

$$\frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-t^2} dt = 1 \quad (3-98)$$

식 (3-98)에서 t_1 과 t_2 는 식 (3-99a)와 식 (3-99b)와 같이 각각 나타내 진다.

$$\frac{1}{2} \int_{-L}^L \frac{1}{r} \left(\frac{dV}{dz} \right)^2 dz \quad (3-99a)$$

$$\frac{1}{2} \int_{-L}^L \frac{1}{r} \left(\frac{dV}{dz} \right)^2 dz \quad (3-99b)$$

2. Horn 안테나의 지향성 이득

안테나의 지향성 이득은 식 (3-100)과 같이 나타낸다.

$$G = \frac{4\pi U_{\max}}{P_{\text{rad}}} \quad (3-100)$$

식 (3-100)에서 P_{rad} 는 복사 전력으로 식 (3-101)과 같으며, U_{\max} 는 최대 복사 강도로 식 (3-102)와 같다.

$$P_{\text{rad}} = \int_{\Omega} \frac{1}{2} \epsilon_0 E_{\theta}^2 \sin \theta d\Omega \quad (3-101)$$

$$U_{\max} = \frac{1}{2} \epsilon_0 E_{\theta}^2 \sin \theta \quad (3-102)$$

식 (3-102)에서 전계의 최대값은 식 (3-103)과 같이 구해진다.

$$E_{\theta} = \frac{1}{r} \sqrt{\frac{2P_{\text{rad}}}{\epsilon_0 \sin \theta}} \quad (3-103)$$

식 (3-103)에서 $|E_{\theta}|_{\max}$ 와 $|E_{\phi}|_{\max}$ 는 식 (3-93)과 식 (3-98)을 식 (3-83b)와 식 (3-83c)에 대입하여 구하면 식 (3-104a)와 식 (3-104b)와 같다.

$$\begin{array}{c} \text{---} \\ | \quad | \quad | \quad | \\ \times \end{array} \qquad \text{(3-104a)}$$

$$\begin{array}{c} | \quad | \quad | \quad | \\ \times \end{array} \quad (3-104b)$$

식 (3-104a)와 식 (3-104b)에서 u' , v' 및 w' 는 각각 식 (3-105a), 식 (3-105b) 및 식 (3-105c)와 같다.

$$\begin{array}{c} \text{---} \\ \text{---} \quad \text{---} \quad \text{---} \end{array} \quad (3-105a)$$

$$\begin{array}{c} \text{---} \\ \text{---} \quad \text{---} \quad \text{---} \end{array} \quad (3-105b)$$

$$w' = \frac{b_1}{\sqrt{2\lambda\rho_1}} \quad (3-105c)$$

따라서 최대 복사강도는 식 (3-102) ~ 식 (3-104b)로부터 식 (3-106)과 같이 구한다.

$$\begin{array}{ccccccc} & \text{—|} & | & & | & | & \text{—} \\ & & & & & & \\ \times & & & & & & \end{array} \quad (3-106)$$

식 (3-100)에 식 (3-101)과 식 (3-106)을 대입하면 혼 안테나의 지향성인 식 (3-107)을 얻는다.

$$\frac{1}{2} \int_{\text{H-plane}} \mathbf{E} \cdot \mathbf{H} \times \mathbf{z} \, d\mathbf{r} \quad (3-107)$$

식 (3-107)을 E-평면과 H-평면 부채형 혼의 지향성으로 나타내면 식 (3-108)과 같다.

$$\frac{1}{2} \int_{\text{H-plane}} \mathbf{E} \cdot \mathbf{H} \times \mathbf{z} \, d\mathbf{r} \quad (3-108)$$

식 (3-108)에서 D_E 와 D_H 는 각각 E-평면과 H-평면 부채형 혼 안테나의 지향성을 나타내며 식 (3-109a)와 식 (3-109b)와 같이 구해진다.

$$\frac{1}{2} \int_{\text{H-plane}} \mathbf{E} \cdot \mathbf{H} \times \mathbf{z} \, d\mathbf{r} \quad (3-109a)$$

$$\frac{1}{2} \int_{\text{H-plane}} \mathbf{E} \cdot \mathbf{H} \times \mathbf{z} \, d\mathbf{r} \quad (3-109b)$$

3. Horn 안테나의 이득

무손실이고 효율이 100 %인 혼 안테나의 경우 식 (3-100)에서 복사 전력 P_{rad} 는 안테나에 입사하는 전력 P_{in} 과 같으므로 식 (3-108)은 안테나 이득과 같게 된다.

$$\approx \frac{1}{2} \int_{\text{H-plane}} \mathbf{E} \cdot \mathbf{H} \times \mathbf{z} \, d\mathbf{r} \quad (3-108)$$

식 (3-108)은 안테나 축상에서 원방영역 이득이다. 식 (108)을 이용하여 안테나에서 가까운 거리에서 이득 감소 효과를 고려한 이득을 구하기 위하여 식 (3-109a) ~ 식 (3-109d)를 이용하면 식 (3-108)로 부터 혼 안테나에서 거리에 따른 이득 식 (3-110)을 얻는다.

$$\rho_1 \approx \rho_e, \quad \rho_2 \approx \rho_h \quad (3-109a)$$

$$\frac{1}{\rho_1} \approx \frac{1}{\rho_e}, \quad \frac{1}{\rho_2} \approx \frac{1}{\rho_h} \quad (3-109b)$$

$$\frac{1}{\rho_1} \approx \frac{1}{\rho_e}, \quad \frac{1}{\rho_2} \approx \frac{1}{\rho_h} \quad (3-109c)$$

$$\pm \frac{1}{\rho_1} \approx \pm \frac{1}{\rho_e}, \quad \pm \frac{1}{\rho_2} \approx \pm \frac{1}{\rho_h} \quad (3-109d)$$

$$(3-110)$$

식 (3-100)에서 G_0 , R_E 와 R_H 는 식 (3-108)과 식 (3-110)으로 부터 (3-111) ~ (3-113)과 같이 구해진다.

$$\frac{1}{\rho_1} \approx \frac{1}{\rho_e}, \quad \frac{1}{\rho_2} \approx \frac{1}{\rho_h} \quad (3-111)$$

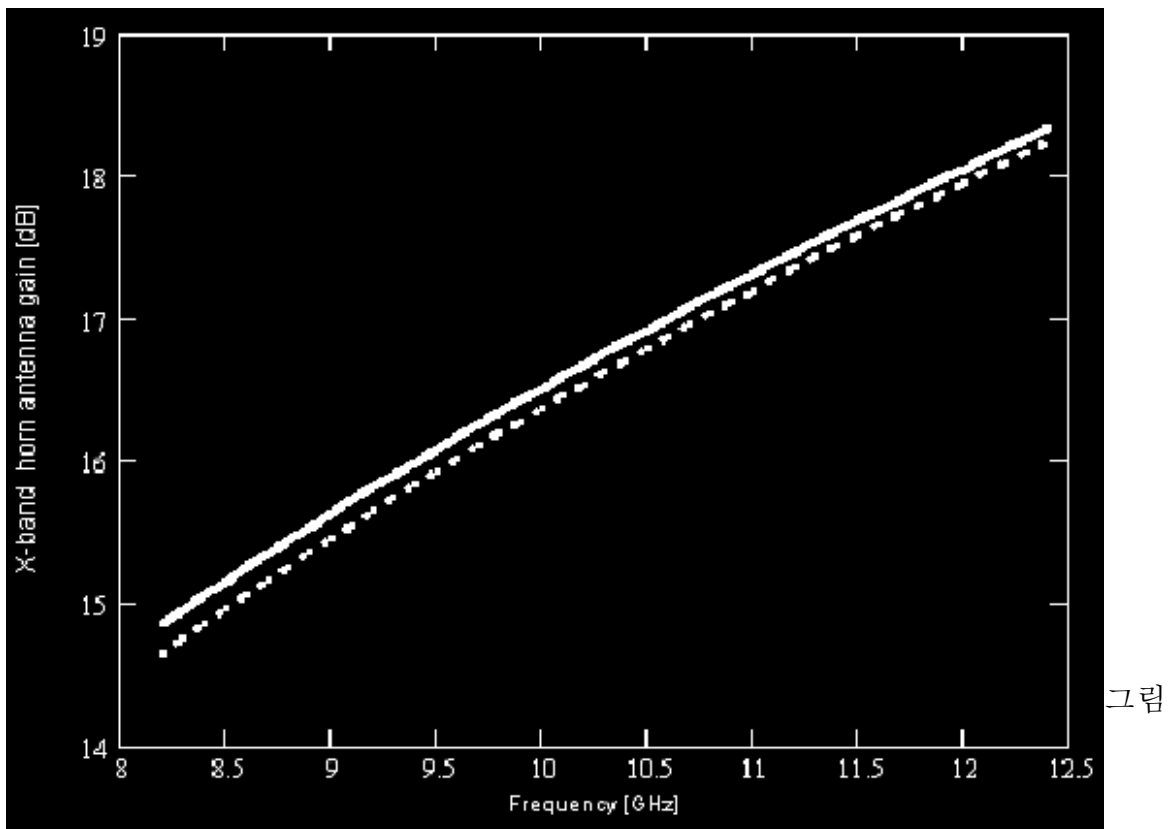
$$\frac{1}{\rho_1} \approx \frac{1}{\rho_e}, \quad \frac{1}{\rho_2} \approx \frac{1}{\rho_h} \quad (3-112)$$

$$\frac{1}{\rho_1} \approx \frac{1}{\rho_e}, \quad \frac{1}{\rho_2} \approx \frac{1}{\rho_h} \quad (3-113)$$

식 (3-111)은 Schelkunoff의 결과 식인 프린지 전류 효과를 고려하지 않은 결과와 같은 결과이다. OWES 안테나에서 프린지 전류를 고려한 안테나 축상의 원방영역 이득인 식 (3-73)과 같이 혼 안테나의 경우에도 프린지 전류를 고려하여 안테나 축상의 이득을 구하면 식 (3-114)와 같다.

그림 3-13은 X- 밴드 혼 안테나인 SAS-585 안테나의 축상에서 원방영역 이득을 프린지 전류를 고려한 식인 식 (3-114)와 Schelkunoff 결과 식인 식 (3-111)를 이용하여 구하여 나타낸 것이다. 두 방법으로 구한 안테나 축상의 원방영역 안테나 이득 차는 약 0.2 dB 정도이다.

그림 3-14는 X- 밴드 혼 안테나인 SAS-585 안테나의 축상에서 거리에 따른 이득을 프린지 전류를 고려한 식인 식 (3-114)와 식 (3-112) 및 식 (3-113)을



3-13 X-band horn 안테나(SAS-585)의 원방 영역장내 축상 이득
 ($L = 18.3$ cm, $a = 7.11$ cm, $b = 5.39$ cm, $G = 15.6$ dB)
 (— : 프린지 전류 보상), : Schelkunoff의 결과)

식 (3-110)에 대입하여 구한 결과와 Schelkunoff 결과 식인 식 (3-111)과 식 (3-112) 및 식 (3-113)을 식 (3-110)에 대입하여 구한 결과를 나타낸다. 두 방법으로 구한 안테나 축상의 거리에 따른 이득 차는 원방영역에 접근하면서 약 0.2 dB 정도이다.

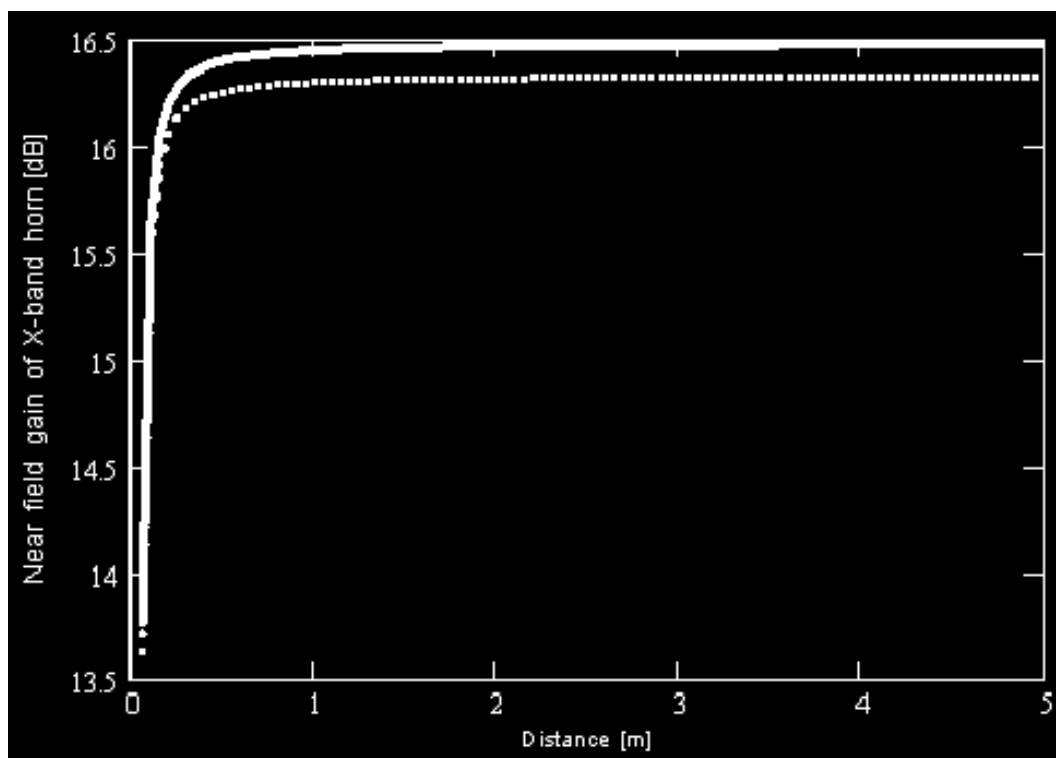


그림 3-14 X-band horn 안테나(SAS-585)의 거리에 따른 축상 이득 (10 GHz)
 ($L = 18.3$ cm, $a = 7.11$ cm, $b = 5.39$ cm, $G = 15.6$ dB)
 (— : 프린지 전류 보상), : Schelkunoff의 결과)

제 4 장 초고주파 대역의 안테나 특성 측정법

제 1 절 안테나 레인지의 종류 및 특성

1. 안테나 레인지

안테나 레인지는 안테나의 특성 시험이나 안테나의 특성을 평가하기 위한 시스템이다. 안테나 레인지는 측정 환경이나 조건에 따라 여러 가지로 나눌 수 있다.

안테나의 원방 영역 특성을 측정하는 이상적인 조건은 균일 평면파를 이용하여 측정하는 것이다. 실제적인 상황인 3차원 공간으로 복사하는 안테나의 복사 패턴을 살펴보면 그림 4-1에 나타난 것과 같이 구 형태의 파면을 가진다. 그러나 송신 안테나에서 먼 거리에서는 위상 전면의 곡률이 피시험 안테나의 개구 면에서 작게 되어 거의 평면파로 취급 가능하다.

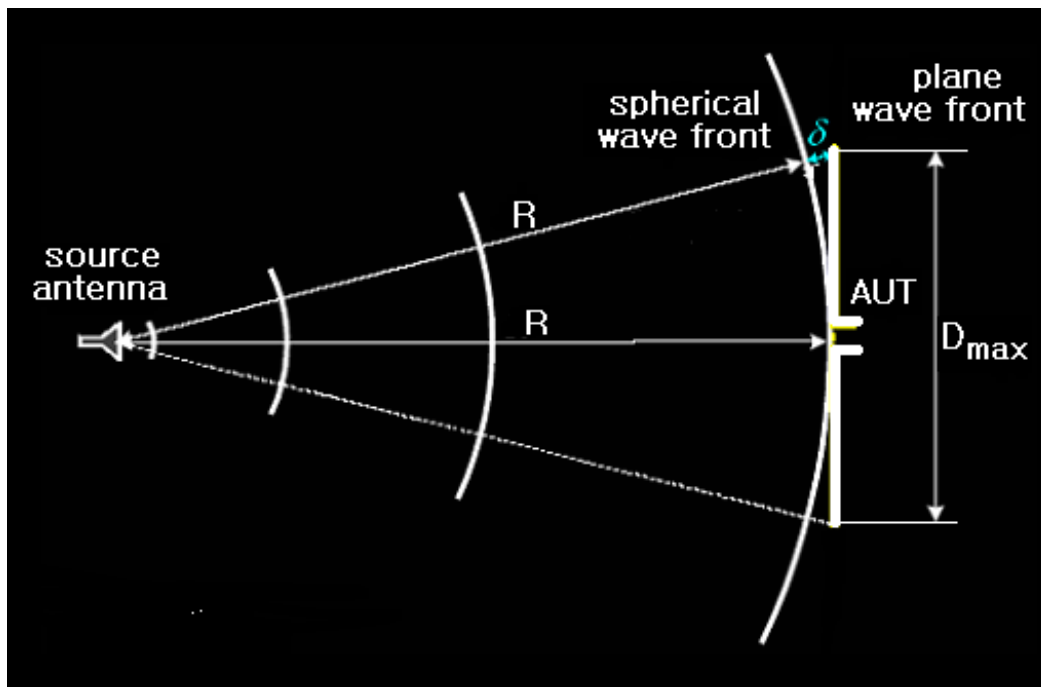


그림 4-1 평면파와 구면파 사이의 위상차

일반적으로 송신 안테나로부터의 거리가 원방영역에 진입하는 거리인 식 (4-1)의 경우 평면파에 대한 피시험 안테나에 입사하는 전자파의 최대 위상 오차는 $22.5^\circ = \pi/8$ 가 된다. 이 조건을 평면파의 경계로 주로 사용한다.

$$R_{\min} = \frac{2D_{\max}^2}{\lambda} \quad (4-1)$$

그림 4-1에 나타나 있듯이 구면파와 평면파 사이의 최대 위상차는 안테나 모서리 부분에서 나타나며 이는 파의 경로차인 δ 에 기인한다. 측정 주파수에서 위상차를 $22.5^\circ = \pi/8$ 로 유지하기 위한 조건은 위상 정수를 k라고 할 때 식 (4-2)와 같이 구하다.

$$k\delta \leq \pi/8 \quad (4-2)$$

안테나 특성 측정에서 파 전면의 곡면 기울기를 아주 적게 하는 것이 매우 어려운 문제이다. 또 한 가지 고려할 사항은 이 위상차에 의하여 안테나 측상 이득 측정에 영향을 미치게 된다. 안테나의 원방 영역 이득과의 오차를 0.05 dB 이내로 하기위한 송신 안테나와 피 시험 안테나 사이의 거리는 $R_{\min} = 32D_{\max}^2/\lambda$ 로 알려져 있으며 이는 안테나에 따라서는 매우 먼 거리를 필요로 한다. 따라서 위상차를 줄이기 위해서는 송신 안테나와 피시험 안테나 사이의 이격 거리를 크게 하면 되지만 전자파 흡수체를 사용한다 하여도 주위의 반사에 의한 간섭 문제가 발생하여 이의 해결 방안이 마련되어야 한다.

안테나 레인지는 실내 안테나 레인지와 실외 안테나 레인지를 생각할 수 있다. 실내 안테나 레인지의 경우 공간적인 제한을 많이 받게 되고 실외 안테나 레인지의 경우에는 기상 환경에 영향을 받게 되는 단점이 있다.

안테나에서 복사되는 전자기장을 기준으로 생각해 볼 때 송신 안테나로부터 상대적인 거리에 따라 원방영역 안테나 레인지와 근방영역 안테나 레인지를 생각 할 수 있다. 어떤 경우이던 피 시험 안테나의 복사 특성은 균일 평면파에 대한 특성을 측정해야 된다. 이 방법에는 측정 방법에 따라 반사 특성을 이용한 안테나 레인지와 자유 공간 안테나 레인지를 들 수 있다.

반사 특성을 이용한 안테나 레인지는 근사적인 평면파를 얻기 위하여 반사판을 사용하도록 설계된 안테나 레인지 이다. 자유 공간 안테나 레인지는 모든 주위의 영향을 수용할 수 있을 정도로 조정되도록 설계된 안테나 레인지이다. 자유 공간 안테나 레인지로는 elevated ranges, slant ranges, compact ranges, anechoic chambers, 및 near field measurements 등을 들 수 있다.

안테나 레인지의 선택은 측정하고자하는 안테나의 전기적 물리적 특성과 각종 입지 조건, 측정 정확도 및 소요 예산 등을 종합적으로 판단하여 결정 하여야 한다.

2. 반사 특성을 이용한 안테나 레인지

반사 특성을 이용한 안테나 레인지는 그림 4-2와 같이 접지면의 수신 안테나가 위치한 지점에서 직접파와 반사파가 합쳐지도록 한 것으로 보통 UHF 대역에서 사용하나 약 16 GHz의 주파수 범위에서도 사용한다.

송신 안테나의 높이를 조절하면 피시험 안테나인 수신 안테나 지점에서 간섭 신호의 로브가 최대가 되도록 할 수 있다. 측정 주파수에서 송신 안테나의 높이는 식 (4-3)과 같이 근사적으로 구하다.

$$h_t \approx \frac{\lambda R}{4h_r} \quad (4-3)$$

식 (4-3)에서 h_r 은 수신 안테나 높이 이다. 피 시험 안테나의 위치에서 전자 기장은 반사면의 복소 반사계수에 의하여 영향을 받는다. 반사 특성을 이용한 안테나 레인지의 경우 반사면의 반사계수는 1에 가깝게 하여야 한다. 수신 안테나 지점에서 수직 방향의 복사 패턴의 구배 정도는 수신 안테나의 높이에 영향을 받게 된다. 구배 정도를 0.25 dB로 하면 수신 안테나 높이는 피측정 안테나의 직경을 D라 할 때 식 (4-4)와 같이 근사적으로 구하다.

$$h_r \geq 3.3D \quad (4-4)$$

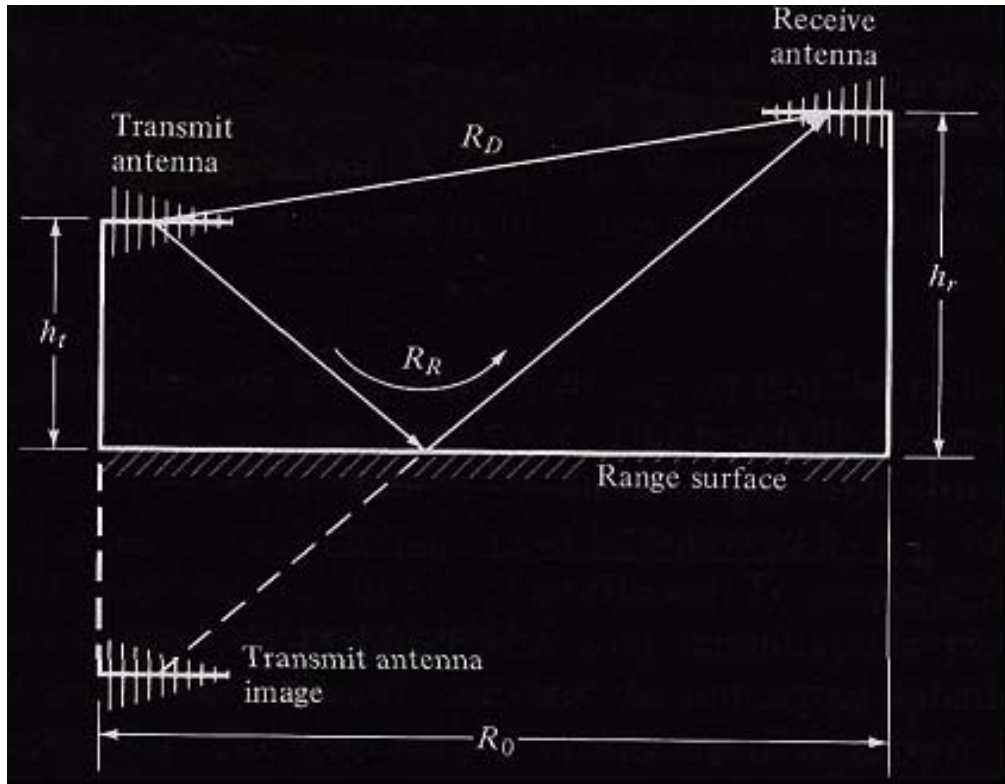


그림 4-2 반사 특성을 이용한 안테나 레인지의 기하

3. Elevated 안테나 레인지

Elevated 안테나 레인지는 그림 4-3와 같이 피측정 안테나의 높이를 $6D$ 이상으로 높여서 사용하는 방법으로 다른 안테나 range에 비하여 거대한 송수신 탑이 필요하다. 피측정 안테나의 높이가 $4D$ 이하의 경우에는 반사 특성을 이용한 안테나 레인지를 사용하여야 한다. 수신 안테나 지점의 진폭 구배를 0.25 dB 이하로 하기 위한 송신 안테나 직경은 식 (4-5)과 같이 구해진다.

$$\leq \text{---} \quad (4-5)$$

식 (4-5)에서

D : 안테나 개구면 직경
R : range 길이
 λ : 동작 신호의 파장
d : 송신 안테나 직경

이다.

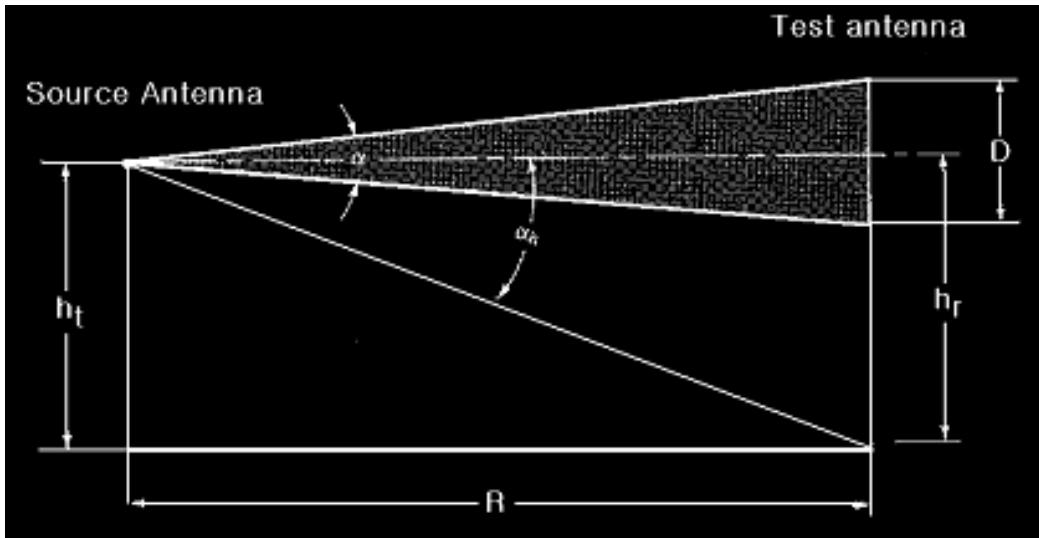


그림 4-3 Elevated 안테나 레인지의 기하

4. Slant 안테나 레인지

Slant 안테나 레인지는 그림 4-4와 같이 송신 안테나는 지면 근처에 설치하고 수신 안테나는 비전도성 탑위에 고정 시키도록 되어 있다. 송신 안테나를 조절하여 송신 안테나의 자유공간 복사 패턴의 최댓값이 피 시험 안테나의 중심을 향하도록 해야 하고 복사 패턴의 첫 번째 넓은 반사 신호들을 제거하기 위해서 지면 반사점으로 직접 향하도록 해야 한다.

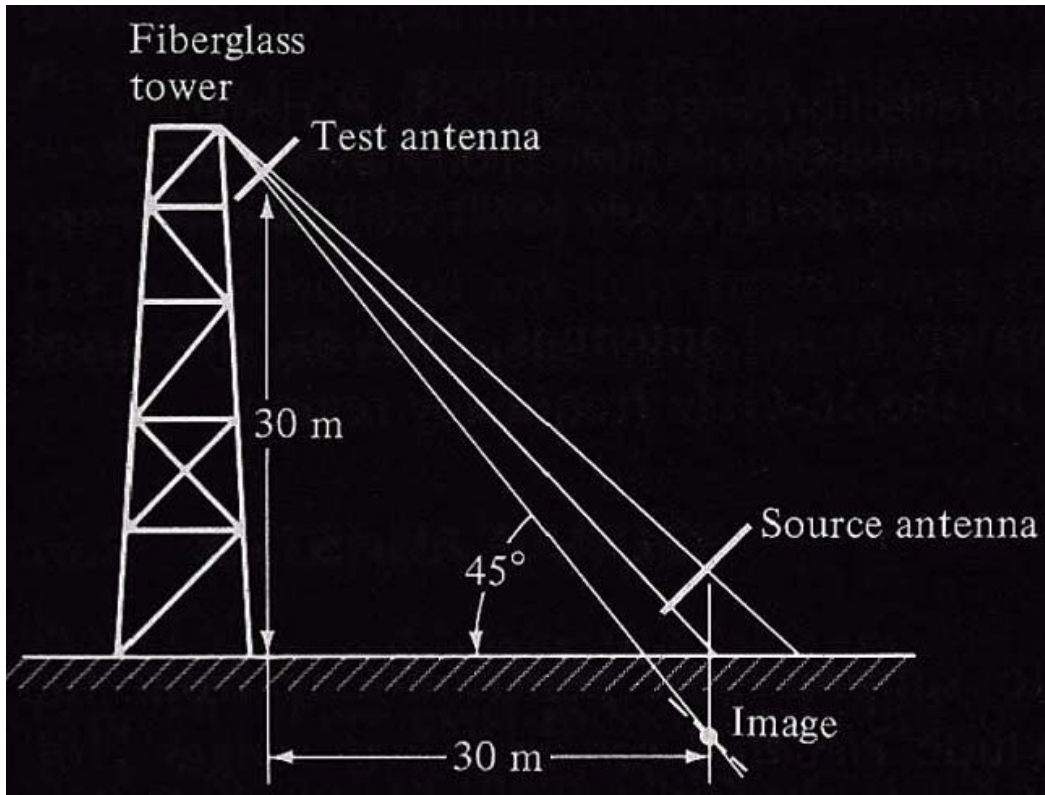


그림 4-4 Slant 안테나 레인지의 기하

5. Compact 안테나 레인지

Compact 안테나 레인지는 그림 4-4와 같이 반사경을 이용하여 피측정 안테나가 위치한 지점의 전파가 평면파가 되도록 한 안테나 레인지 이다. 이 평면파를 얻기 위해서 송신 안테나는 offset 급전으로 사용하고 송신 안테나에서 복사되는 구면파를 반사판에서 평면파로 변환 시킨다. 따라서 종래의 안테나 측정 방법에 비하여 가까운 거리에서 피 측정 안테나의 원방영역 특성을 얻을 수 있게 된다. Compact 안테나 레인지에 사용하는 반사경의 선형적인 크기는 피 시험 안테나 크기의 3 ~ 4배 정도의 크기를 지녀야 한다.

Compact 안테나 레인지의 주된 약점은 송신 안테나에서 피시험 안테나로의 직접 복사, 반사판 모서리로부터의 회절 및 두 안테나 사이의 저하된 편파 수신과 벽면으로부터의 반사 등을 들 수 있다. 피시험 안테나가 위치한 지점의 전자기장을 오염시킬 가능성이 있는 회절 성분은 offset 급전을 수행하면 가능

하고 또 한 가지 방법은 급전 안테나를 피시험 안테나 아래에 위치시킬 정도로 반사판의 초점 길이를 길게 하는 것이다. 초점 길이를 길게 하는 경우 송신 안테나로부터 피시험 안테나로의 불필요한 복사를 방지하기 위하여 흡수체를 사용하여야 한다. 또한 반사경의 초점 길이를 길게 하면 반사경 모서리로부터의 회절이나 반사경의 곡선면에 기인하는 편파 특성의 저하 등의 원인을 감소시킬 수도 있다.

Compact 안테나 레인지를 이용하여 좋은 결과를 얻기 위해서는 무엇보다도 반사경이 충분한 정확도를 지녀야 한다. 반사경의 미세한 편차도 피 시험 안테나에 입사되는 전자기장의 진폭과 위상에 심각한 영향을 미칠 수 있다.

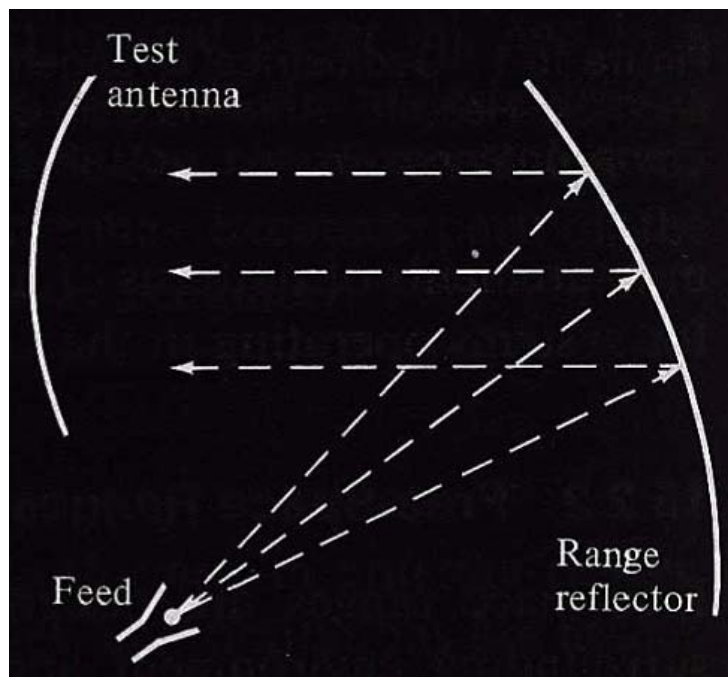


그림 4-5 Compact 안테나 레인지의 기하

6. 전자파 무향실

외부 기후 조건이나 안전 및 전자파 간섭 등의 영향으로부터 제어된 환경을 조성하여 안테나 특성을 측정하기 위하여 실내 전자파 무향실이 개발되었다. 모든 시험은 벽면이 전자파 흡수체로 감싸인 무향실 내에서 수행하게 된다. 전자파 무향실의 경우 무엇보다도 흡수체의 흡수 성능이 중요하며 현재 약 100

MHz의 이하에서도 흡수체에 전파가 수직 입사한 경우 약 -40 dB의 반사계수를 얻을 수 있는 흡수체가 개발되어 사용되고 있다. 낮은 주파수 영역에서는 흡수체의 길이가 주파수에 반비례하여 커지기 때문에 흡수체의 사용에 제한을 받게 된다.

직육면체로 구성된 전자파 무향실의 경우 그림 4-6에서와 같이 안테나에서 복사된 직접파와 반사파가 합쳐져서 복사 패턴에 리플이 생기게 된다. 이를 줄이는 방법은 반사파를 적게 하고 반사파의 영향을 적게 하는 방법이 필요하다. 특히, 외삽기술을 이용할 때에는 전자파 무향실의 각면에서 첫 번째 반사되는 파가 수신 안테나에 입사하지 않도록 하는 것도 매우 중요하다.

전자파 무향실의 모든 면이 흡수체로 덮혀있어도 각 면으로 입사각이 큰 경우에는 상대적으로 심각한 반사파가 발생할 수 있다. 이 영향을 줄이는 방법은 반사각을 줄이는 방법이다. 양호한 흡수체를 사용한 경우 권고하는 입사각 범위는 $0^\circ \sim 70^\circ$ 이다. 직육면체형의 전자파 무향실의 경우 사방에서 식 (4-6)의 조건을 만족해야 한다.

$$W \geq \frac{R}{2.75} \quad (4-6)$$

식 (4-6)에서 R은 송수신 안테나 사이의 거리이고, W는 각 면의 넓이 이다.

특히 송신 안테나의 경우 송신 안테나에서 복사된 전파의 주 로브가 전자파 무향실의 각 면에 입사하지 않도록 선택해야 한다.

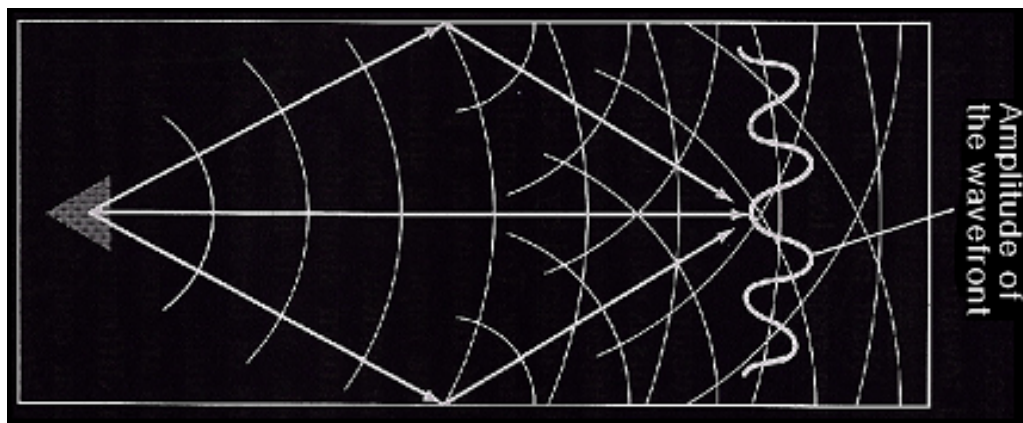


그림 4-6 직육면체형 전자파 무향실에서 벽면 반사의 영향

7. 근방영역 측정 안테나 레인지

종래의 안테나 레인지에서는 원방영역 조건을 조성하기 위하여 송신 안테나와 피시험 안테나 사이의 거리를 매우 크게 하여야만 하였다. 이를 극복하기 위한 방법이 근방영역 주사법으로 이 방법은 근방영역에서 측정한 데이터를 이용하여 원방영역 특성을 얻기 위하여 변환 시키는 해석적인 방법을 사용한다. 안테나 사이의 거리를 줄일 수 있기 때문에 측정 레인지의 규모를 줄일 수 있고 따라서 실내에서 측정이 가능하여 기후 등의 변화에 무관하게 측정할 수 있을 뿐만 아니라 측정 정확도 면에서도 원방영역 안테나 레인지 수준의 유지가 가능하다. 그러나 이러한 방법은 복잡하고 가격이 비싸며 보다 광범위한 교정 작업이 필요하고 실시간으로 패턴을 얻을 수 없는 단점이 있다.

근방영역 측정 데이터는 평면, 원통면 또는 구면과 같이 미리 선택된 면을 프로브로 주사하여 얻는다. 측정한 데이터들은 해석적인 푸리에 변환을 이용하여 원방영역으로 변환된다. 이 변환을 위한 해석적인 방법의 복잡 도는 평면 주사법, 원통면 주사법과 구면 주사법 순이다. 어떤 방법을 택할 것인가는 측정하려는 안테나의 특성에 따라 다르다.

평면 주사법은 그림 4-7과 같이 피시험 안테나를 직각 좌표계의 원점에 설치하고 x와 y 방향으로 프로브가 주사하여 피시험 안테나의 특성을 측정한다. 평면 주사법은 평면 배열 안테나와 같이 고 이득 안테나의 측정에 아주 적합하고 계산의 양이 적으며 안테나 이동이 적은 장점이 있다.

원통면 주사법은 그림 4-8과 같이 원통 좌표계의 원점에 피시험 안테나를 설

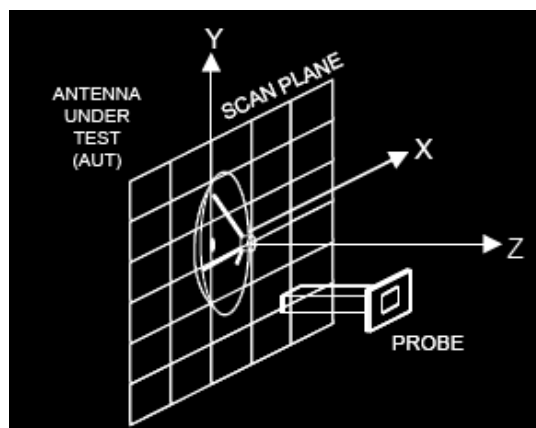


그림 4-7 평면 주사법

치하고 프로브가 ϕ 와 z 축을 따라서 주사하여 피시험 안테나의 특성을 측정하며 이 방법은 평면 주사법보다 계산량은 50 % 정도 많으나 측정이나 프로브 장비 등의 가격이 가장 저렴하다.

구면 주사법은 그림 4-9와 같이 좌표계의 원점에 피시험 안테나를 설치하고 θ 와 ϕ 축을 따라서 주사하여 안테나의 특성을 측정하며 대형 안테나의 특성 측정에 적합하다. 이 방법은 계산량이 가장 많고 장비의 가격도 가장 비싸다. 특히 이 방법은 저 이득이나 전방성 안테나의 특성 측정에 적합하다.

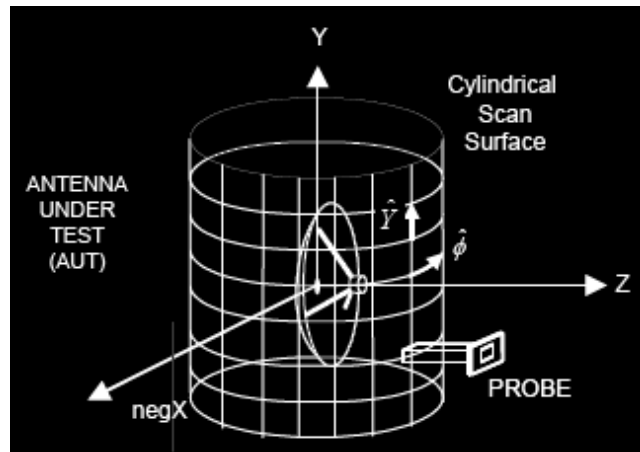


그림 4-8 원통면 주사법

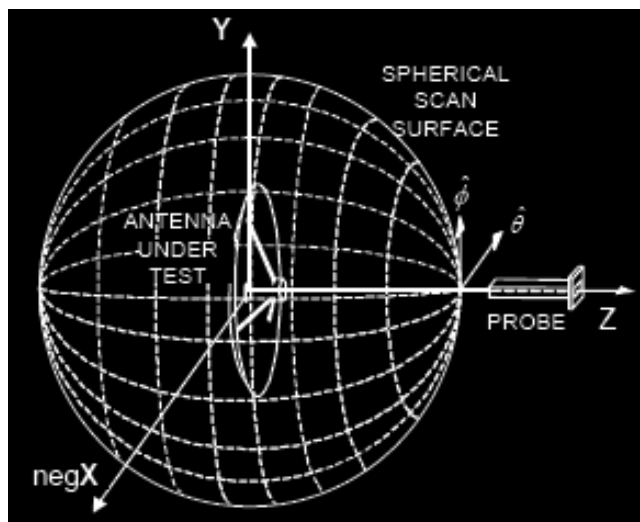


그림 4-9 구면 좌표계

제 2 절 복사 패턴 측정법

안테나의 복사 패턴은 일정한 반경을 갖는 구의 표면에서 측정하게 된다. 구상의 어느 점이라도 그림 4-10과 같은 표준 구좌표계로 나타낼 수 있다. 구면에서는 반경이 고정된 것이나 마찬가지로이기 때문에 어떤 위치를 나타내기 위해서는 두개의 각 좌표계만 알면 된다. 일정한 반경과 주파수에서와
의 함수로 복사체의 복사특성을 나타내는 것을 안테나 패턴 이라고 한다.

일반적으로 안테나 패턴은 3차원이지만 3차원 패턴을 직접 측정할 수 없기 때문에 몇 개의 2차원 패턴을 측정하고 이로부터 3차원 패턴을 얻는다. 3차원 패턴을 구할 수 있는 최소한의 2차원 패턴은 2개이며 이때에는 서로 수직한 E 평면 패턴과 H 평면 패턴을 측정하는 것이 일반적이다.

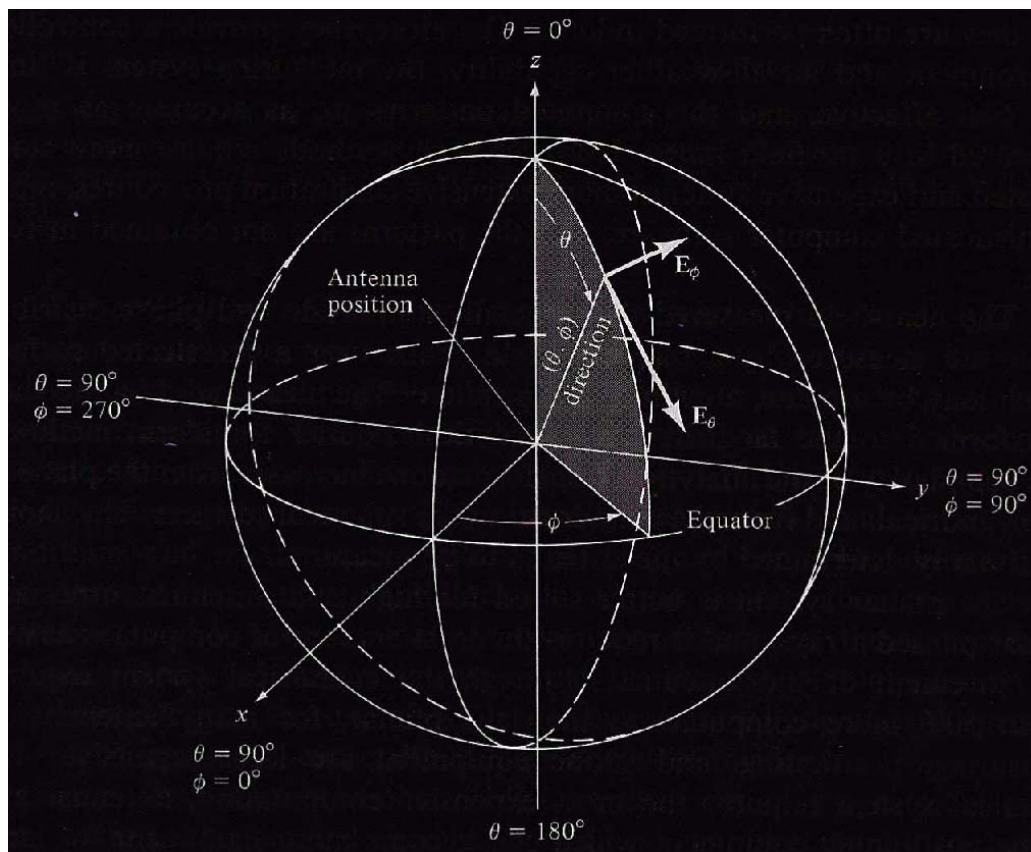


그림 4-10 구좌표계의 기하

2차원 패턴을 절단된 패턴이라 불리며 이 2차원 패턴은 θ 와 ϕ 각 중 하나를 고정하고 다른 하나를 가변시키면서 측정한다. 그림 4-10으로 부터 절단된 패턴은 θ 를 $\theta_{\min} \leq \theta \leq \theta_{\max}$ 의 범위에서 고정하고 ϕ 를 $\phi_{\min} \leq \phi \leq \phi_{\max}$ 의 범위에서 가변 시키면서 측정한다. 이를 양각 패턴이라 한다. 마찬가지로 ϕ 를 $\phi_{\min} \leq \phi \leq \phi_{\max}$ 의 범위에서 고정하고 θ 를 $\theta_{\min} \leq \theta \leq \theta_{\max}$ 의 범위에서 가변 시키면서 측정한다. 이를 평면각 패턴이라 한다.

안테나들이 일반적으로 가역적인 특성을 지니기 때문에 안테나 패턴은 송신 모드나 수신 모드로 측정할 수 있다. 그러나 대부분의 경우 피 시험 안테나를 수신 안테나로 사용한다.

제 3 절 안테나 이득 측정법

1. 안테나 이득 측정법

안테나 이득은 안테나의 성능을 나타내는 가장 중요한 요소 중의 하나이다. 안테나 이득을 측정하는 방법으로는 많은 방법이 있으며 안테나 이득 측정 방법의 선택은 주로 동작 주파수에 의하여 결정 된다. 1 GHz 이상의 주파수 영역에서는 주로 자유 공간 안테나 레인지가 이용되지만 낮은 주파수 영역에서는 파장이 짧기 때문에 자유 공간의 조건을 충족시키기가 매우 어렵다. 이 경우에는 지면 반사 특성을 이용한 안테나 레인지가 이용된다.

안테나 이득을 측정하는 방법으로는 기본적으로 절대 이득 측정법과 이득 전달 방법이 있다.

절대 이득 측정법은 안테나의 이득이 알려지지 않은 상태에서 표준 안테나로 사용할 수 있는 안테나의 안테나 이득을 측정하는 방법과 이득 전달 방법과 같이 피 시험 안테나의 절대 이득을 측정하기 위하여 표준 안테나를 이용하는 방법이 있다.

안테나의 절대 이득 측정법으로는 2-안테나 방법, 3-안테나 방법, 이득 전달 방법, 외삽기술 이용법 및 지면 반사 효과를 이용하는 방법 등이 있다.

안테나 절대 이득 측정 방법은 기본적으로 Friis의 전송 방정식을 이용한다.

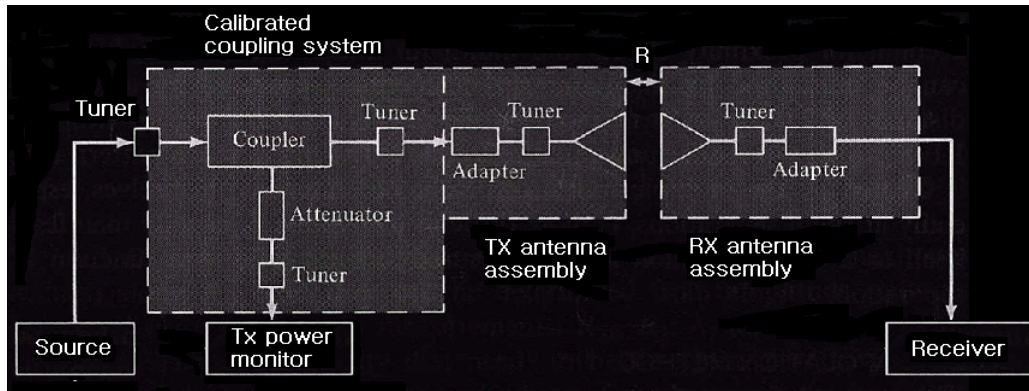


그림 4-11 절대 이득 측정 장치

2-안테나를 이용하여 안테나의 절대 이득을 측정하는 방법은 측정에 이용되는 2개의 안테나가 동일한 특성을 갖고 있어야 한다. 그림 4-11과 같이 안테나가 정렬된 상태에서 송수신 안테나가 임피던스 및 편파 정합이 이루어지고 정렬이 잘되어있으면 Friis의 전달 공식은 식 (4-7)과 같이 구해진다.

$$\frac{P_r}{P_t} = \left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right)^2 G_t G_r \quad (4-7)$$

식 (4-7)에서

P_t : 송신전력

P_r : 수신전력

R : 송수신 안테나 사이의 거리

G_t : 송신 안테나 이득

G_r : 수신 안테나 이득

을 각각 나타낸다.

두 안테나의 특성이 같기 때문에 $G = G_t = G_r$ 이 되어 식 (4-7)을 이용하여 안테나 이득을 구하면 식 (4-8)과 같이 구해진다.

$$G[dB] = \frac{1}{2} [20 \log \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right) + 10 \log \left(\frac{P_r}{P_t} \right)] \quad (4-8)$$

3-안테나 방법은 측정에 이용되는 안테나의 특성이 다른 경우에 안테나의 절대 이득을 측정하기 위하여 사용한다. 세 개의 안테나를 #1, #2와 #3라고 하면 안테나 #1과 안테나 #2, 안테나 #1과 안테나 #3 및 안테나#2와 안테나 #3를 조합하여 각 안테나 조합에서 앞에 있는 안테나를 송신 안테나로 사용하고 뒤에 있는 안테나를 수신 안테나로 사용한다. 각 안테나 조합을 (1), (2)과 (3)이라 하면 식 (4-7)과 식 (4-8)을 참고하여 정리하면 식 (4-9a) ~ 식 (4-9b)에 나타난 3개의 방정식을 얻게 되어 각 안테나의 이득을 측정 할 수 있게 된다.

$$G_1[dB] + G_2[dB] = 20 \log \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right) + 10 \log \left(\frac{P_r}{P_t} \right)^{(1)} \quad (4-9a)$$

$$G_1[dB] + G_3[dB] = 20 \log \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right) + 10 \log \left(\frac{P_r}{P_t} \right)^{(2)} \quad (4-9b)$$

$$G_2[dB] + G_3[dB] = 20 \log \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right) + 10 \log \left(\frac{P_r}{P_t} \right)^{(3)} \quad (4-9c)$$

식 (4-9a) ~ 식 (4-9c)에서 각 식의 오른쪽 항을 A, B와 C라고 하면 각 안테나의 이득은 식 (4-10a) ~ 식 (4-10c)와 같이 구해진다.

$$G_1[dB] = \frac{A+B-C}{2} \quad (4-10a)$$

$$G_2[dB] = \frac{A-B+C}{2} \quad (4-10b)$$

$$G_3[dB] = \frac{-A+B+C}{2} \quad (4-10c)$$

이득 전달 방법은 안테나 이득을 알고 있는 표준 안테나를 이용하여 피 시험 안테나의 안테나 이득을 측정하는 방법이다. 그림 4-11의 송신 안테나에 임의의 안테나를 연결하고 수신 안테나가 연결되는 지점에 표준 안테나와 피 시험 안테나를 번갈아 가면서 연결하고 수신 전력을 측정하면 된다. 측정이 진행되는 동안에는 송신 전력을 변화 시키지 말아야 한다. 피시험 안테나를 수신 안테나로 사용하면 식 (4-9)로 부터 식 (4-11a)를 얻고, 표준 안테나를 수신 안테나로 사용하면 식 (4-11b)를 얻는다.

$$G_T[dB] + G_0[dB] = 20\log\left(\frac{4\pi R}{\lambda}\right) + 10\log\left(\frac{P_T}{P_0}\right)^{(1)} \quad (4-11a)$$

$$G_S[dB] + G_0[dB] = 20\log\left(\frac{4\pi R}{\lambda}\right) + 10\log\left(\frac{P_S}{P_0}\right)^{(2)} \quad (4-11b)$$

식 (4-11)에서

G_0 : 송신 안테나 이득

G_T : 수신 안테나 이득

G_S : 표준 안테나 이득

을 각각 나타낸다.

외삽기술 안테나 레인지는 원방영역 안테나 레인지와는 다르게 안테나 사이의 거리를 종래의 안테나 레인지와 비교하여볼 때 상대적으로 가까운 거리에서 안테나 이득을 측정하게 된다. 이 방법은 수신 안테나를 송신 안테나에서 근접한 거리에서부터 점점 멀어져가면서 일정한 거리까지 수신 되는 전력을 측정한다. 이 데이터를 이용하여 최소 자승법으로 안테나의 원방영역 이득을 구하는 방법이다. 이 방법의 안테나 사이의 최적 거리는 $0.5D^2/\lambda \sim 4D^2/\lambda$ 로 측정 불확도는 안테나 레인지를 잘 설계한 경우 약 400 MHz ~ 26.5 GHz의 주파수 범위에서 약 $\pm 0.05 \text{ dB} \sim \pm 0.1 \text{ dB}$ 정도로 매우 정확하게 안테나 이득을 얻을 수 있는 방법이다. 이 방법은 제 5 장에서 자세하게 다룬다.

접지판 반사를 이용한 안테나 레인지는 그림 4-2와 같이 안테나를 접지판 위에 배치하고 3-안테나를 이용한 절대 이득 측정 방법과 같이 3개의 안테나를 이용하여 안테나 절대 이득을 측정하는 방법이다. 앞에서 다룬 3-안테나를 이용한 방법과 다른 점은 수신 안테나를 아래위로 주사하여 수신 전력의 최대인 점을 찾고 그 높이에서 측정이 이루어지는 것이며, 이때 수신 안테나의 높이는 안테나 사이의 거리보다 매우 작아야 한다.

제 4 절 안테나 편파 측정

안테나에서 복사된 파의 편파란 주어진 주파수에서 전파가 진행하는 방향에 대하여 수직인 평면에서 순시적인 전기장에 의하여 그려지는 곡선을 말한다. 원방영역의 편파는 안테나에서 복사되는 전자기장이 평면파가 되는 거리에서 측정 한다. 같은 방법으로 안테나의 편파란 그림 4-12에 나타낸 것처럼 안테나

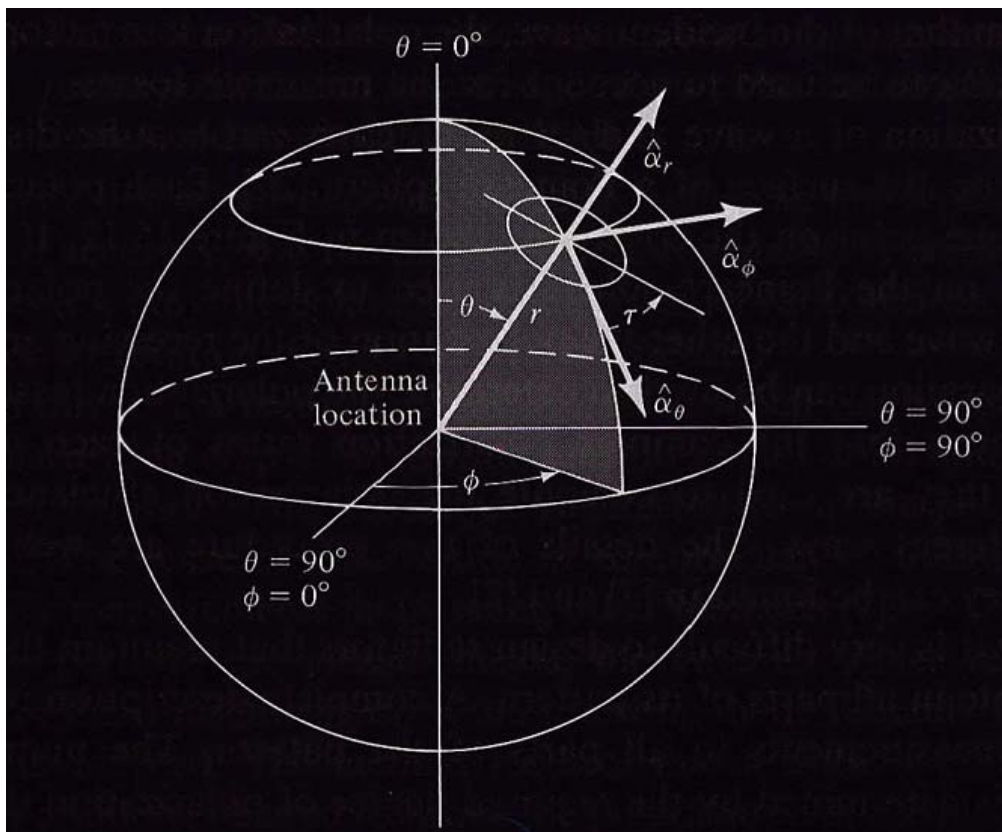


그림 4-12 편파 타원

가 좌표계의 중심에 놓았을 때 반경 방향에 수직한 평면내에 안테나에서 복사되는 순간적인 전기장에 의하여 그려지는 궤적으로 정의 할 수 있다. 이 궤적은 보통 타원이다.

구 좌표계에서 편파 타원은 E_θ 와 E_ϕ 인 수직한 전기장 성분에 의하여 형성 된다. 편파된 전파의 회전의 정의는 그림 4-13과 같이 전파가 진행해 나가는 방향을 바라볼 때 전파의 회전 방향을 의미한다. 관찰자가 전파의 진행 방향을 바라볼 때 회전의 방향이 시계 방향이면 우회전이고 반시계 방향이면 좌회전이다.

타원 편파는 타원을 포함하는 평면내의 기준 방향에 대하여 타원 공간적인 기울기, 회전 방향 및 편파 타원의 축비 등으로 그 특성을 나타낼 수 있다. 기준 방향과 편파 타원의 장축과 이루는 각을 경사각이라 한다.

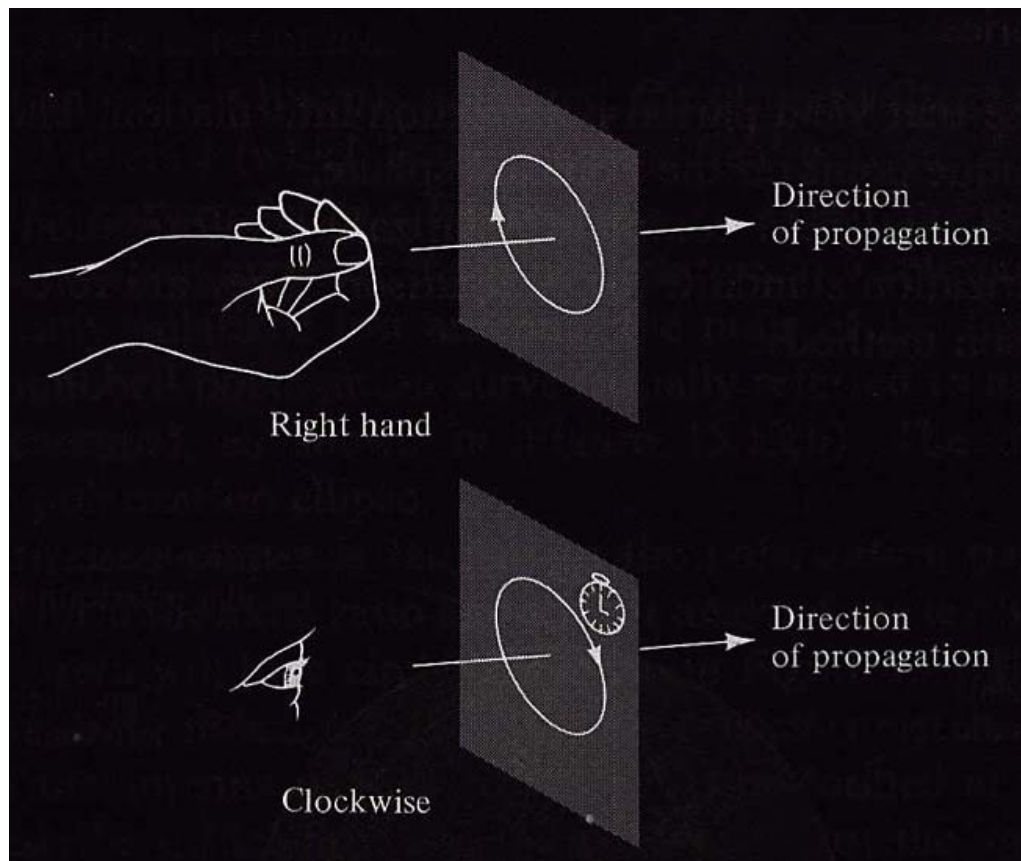


그림 4-13 편파된 파의 회전

평면파의 경우 경사각은 전파의 진행 방향을 바라볼 때 나타나는 편파면에서 기준 방향과 편파 타원의 장축과 이루는 시계방향 각을 말한다. 안테나가 어떤 방향에서 입사하는 전파를 수신할 때 안테나의 편파 특성과 입사하는 전파의 편파 특성이 일치하면 최대가 된다.

편파를 측정하는 방법으로는 편파 패턴 방법과 위상 진폭 방법 및 3-안테나 방법이 있다.

편파 패턴 방법은 회전 방향은 알 수 없고 편파 타원만을 측정 할 수 있다. 이 방법에서 피시험 안테나는 송신이나 수신 안테나로 사용가능하나 일반 적으로 송신 안테나를 사용한다. 측정용 안테나로는 선형 편파된 안테나를 사용하며 선형 안테나를 피측정 안테나와 축상에 위치시키고 회전을 시키면 피시험 안테나의 편파 타원에 따라 출력의 크기가 변하기 때문에 이로부터 편파 타원을 구할 수 있다.

위상 진폭 방법은 이중 편파 안테나를 수신 안테나로 사용하여 피측정 송신 안테나에서 입사하는 전파의 진폭과 상대적인 위상을 측정하여 편파 특성과 진폭특성 모두를 얻는 방법이다.

3-안테나 방법은 안테나의 편파 특성 측정에 이용되는 안테나들의 절대 편파 특성 측정에 이용된다. 측정 방법은 앞의 절대 이득 측정법과 비슷하나 단지 수신 안테나를 각 안테나 조합에서 90° 회전시켜 더 측정해야 하는 것이다. 이 방법은 제 5 장에서 이득 측정법과 같이 자세하게 다루기로 한다.

제 5 장 외삽기술을 이용한 안테나 특성 측정법

제 1 절 안테나와 산란체에서 평면파 산란

1. 안테나 시스템 구성

그림 5-1과 같이 공간상에 놓여있는 안테나 시스템을 생각하여 보자. 이 그림에서 F_2 는 급전부의 터미널 표면을 나타내고 F_1 는 보조면으로 차폐된 면을 나타내며, S_0 는 안테나와 연관된 신호원 또는 감지기를 감싸는 폐곡면을 형성한다. 안테나 급전 도파관이 하나이고 급전 모드가 주모드라고 하면 안테나 급전 부분인 평면 S_0 에서 입사파와 진행파를 위상과 진폭인 a_0 와 b_0 의 함수로 나타낼 수 있다.

파의 진행 방향에 수직한 전기장과 자기장의 접선 성분은 식 (5-1a)과 식 (5-1b)와 같이 나타낼 수 있다.

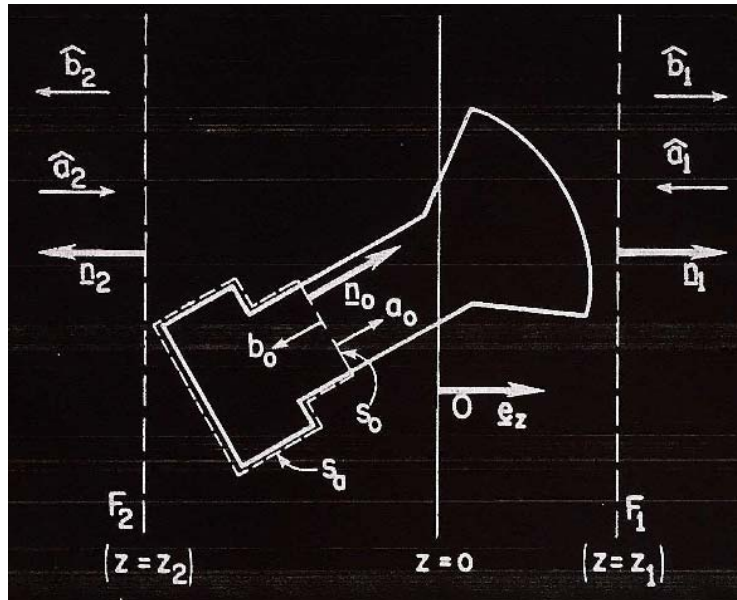


그림 5-1 안테나의 평면파 산란계수 표현

(5-1a)

(r on) (5-1b)

식 (5-1a)와 식 (5-1b)에서 과 은 모드의 특성이 포함된 실수의 기본 전자기장을 각각 나타낸다. 이들을 관계는 식 (5-2)와 같다.

× (5-2)

식 (5-2)에서 는 안테나 급전 면에 수직이고 안테나 내부를 향하는 단위벡터, 는 특성 어드미턴스 및 는 파동 어드미턴스를 각각 나타낸다.

전력 정규화를 위하여 식 (5-3)과 같이 생각하자.

(5-3)

식 (5-3)에서 적분 연산자내의 양은 세 벡터의 스칼라 곱을 나타낸다. 식 (5-3)은 와 에 대한 첨두값에 대한 정규화 값이기 때문에 평면 에서 안테나에 가해지는 순수한 시간 평균 전력은 식 (5-4)와 같이 구해진다.

— × — | | | | (5-4)

식 (5-4)에서 Re는 실수부를 택함을 의미하고 자기장의 위쪽에 표시한 바 표기는 공액 복소수를 의미하며 수직 바 표기는 절대값을 의미한다.

2. 공간내의 전자기장

안테나가 놓인 공간을 단위벡터가 와 인 직각 좌표계로 생각하면 안테

나 시스템은 그림 5-1과 같이 전적으로 면 F1과 F2 사이의 공간에 한정된다. 그림 5-1에서 평면의 왼쪽과 오른쪽에서의 전자기장은 맥스웰 방정식에 대한 평면파 해의 중첩으로 구해진다.

그림 5-1의 왼쪽과 오른쪽 영역에서의 전자기장은 식 (5-5)로 나타낸 맥스웰 방정식을 만족시킨다.

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{1}{c} \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad \nabla \times \mathbf{B} = \frac{1}{c} \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} \quad (5-5)$$

식 (5-5)에서 \mathbf{E} 와 \mathbf{B} 은 매질의 유전율과 투자율을 각각 나타내며 상수인 실수 스칼라량이다. 그리고 전기장과 자기장은 시간에 따라 변하는 정현파이다. 일반적인 평면파의 원리로부터 기본적인 전자기장을 구하면 식 (5-6)과 같다.

$$\mathbf{E} = \mathbf{E}_0 e^{i(\mathbf{k} \cdot \mathbf{r} - \omega t)} \quad \mathbf{B} = \mathbf{B}_0 e^{i(\mathbf{k} \cdot \mathbf{r} - \omega t)} \quad (5-6)$$

식 (5-6)은 어느 전파 벡터 \mathbf{k} 이 되는 식 (5-5)의 해이고, 거리의 함수가 아닌 벡터 \mathbf{T} 는 식 (5-7)과 같은 특성을 지닌다.

$$\mathbf{k} \cdot \mathbf{T} = 0 \quad (5-7)$$

파정수는 전파정수의 횡축성분인 k_x 의 함수로 나타낼 수 있다. 전파 정수의 z 방향 성분은 식 (5-8)과 같다.

$$k_z = \pm \sqrt{k^2 - k_x^2} \quad (5-8)$$

식 (5-8)에서 k_z 이다. 이를 전파 벡터의 횡축 성분인 k_x 로 나타내는 것이 편리하다. 따라서 식 (5-9)를 얻는다.

$$(5-9)$$

가 $+\infty \sim -\infty$ 의 범위에서 서로 독립적으로 변하기 때문에 는 실수와 허수를 가질 수 있다. 즉, 인 경우에는 양의 수이고 인 경우에는 양의 허수이다. “+”와 “-”의 첨자를 와 관련 있는 부호를 선택할 때 사용하게 된다. 가 실수일 때에는 . 와 . 는 각각 $+z$ 와 $-z$ 방향으로 진행되는 평면파를 나타내고, 가 허수일 때에는 파의 진행 방향에 수직하게 위상이 전파하고 $+z$ 와 $-z$ 방향으로 진폭이 지수함수적으로 감쇠하는 균질 평면파를 나타낸다.

식 (5-7)에 의하여 식 (5-6)은 어느 에 대해서도 두개의 기본 전자기장인 두개의 선형적인 독립된 전자기장이다. 기본 전자기장들의 편파 특성 들은 z 가 일정한 입사 평면인 와 의 평면에 평행 또는 수직인 전기장 벡터들이다. 편파 특성의 선택은 전파의 진행 방향에 수직한 전기장과 자기장으로 “ E_{\parallel} ”와 “ E_{\perp} ”로 표시하며 이는 전자파 이론으로부터 유도된다.

원하는 형태의 기본 전자기장을 나타내기 위하여 와 의 평면에 각각 수직한 특성을 지니는 식 (5-10)과 같은 횡방향 단위 벡터들이 필요하다. 이들의 관계를 그림 5-2에 나타내었다. 그림 5-2에서 는 평면내에서 극 좌표계와 관련 있는 반경 방향과 접선 방향의 단위 벡터를 나타낸다.

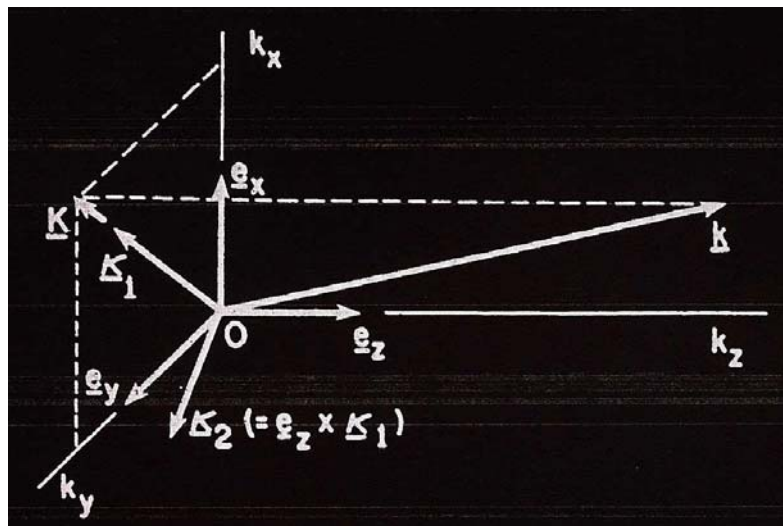


그림 5-2 과 의 정의

$$\times \quad (5-10)$$

\pm 라 놓고 \mp 라 하면 E_{\parallel} (TM) 성분들은 식 (5-6)으로 부터 식 (5-11)과 같이 구해지고, \pm 라 하면 E_{\perp} 성분들은 식 (5-6)으로 부터 식 (5-12)와 같이 구해진다.

$$\begin{aligned} & \pm \quad \mp \quad \pm \\ & \pm \quad \pm \quad \times \quad \pm \end{aligned} \quad (5-11)$$

$$\begin{aligned} & \pm \quad \pm \\ & \pm \quad \pm \quad \times \quad \pm \end{aligned} \quad (5-12)$$

식 (5-11)과 식 (5-12)에서 이고 이다. 과 는 구형 도파관 이론에서 구한 파동 임피던스와 아주 유사하다. 식 (5-11)과 식 (5-12)는 임의적으로 선택한 측면이 있지만 원하는 기본 전자기장을 나타낸다.

그림 5-1에서 \geq 과 \leq 에서 전자파의 평면파에 대한 전기장과 자기장을 나타내면 각각 식 (5-13a)와 식 (5-13b)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} & \pm \quad \mp \\ & \end{aligned} \quad (5-13a)$$

$$\begin{aligned} & \pm \quad \mp \\ & \end{aligned} \quad (5-13b)$$

식 (5-13a)와 식 (5-13b)에서 q는 1과 2의 값을 취하고, 그림 5-1에 나타낸 것과 같이 시스템의 영역을 나타낸다. 그리고 위와 아래의 부호 들은 1과 2와 관련이 있다. 와 는 각각 안으로 들어가는 스펙트럼 밀도

함수와 밖으로 나가는 스펙트럼 밀도 함수를 각각 나타낸다. 식 (5-13a)와 식 (5-13b)는 맥스웰 방정식을 만족 시킨다.

횡 방향 성분인 \mathbf{E}_q 와 \mathbf{H}_q 를 갖게 되면 식 (5-12a)와 식 (5-12b)로부터
 와
 를 구할 수 있게 된다. 이 횡 방향 성분들은 전파의 진행 방향에 수직한 평면을 통과하는 에너지 밀도와 연속 방정식을 나타내기 위하여 필요하고 또한 충분하다.

\geq 과 \leq 의 영역내에서 \mathbf{E} 와 \mathbf{H} 의 횡 방향 성분을 구하기 위하여 식 (5-10), 식 (5-11)과 식 (5-12)를 이용하여 후리어 변환을 취하면 식 (5-14a)와 식 (5-14b)를 얻는다.

$$\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{E}_q(\mathbf{r}, \omega) e^{-j\omega z} d\omega = \mathbf{E}_q(\mathbf{r}, z) \quad (5-14a)$$

$$\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{H}_q(\mathbf{r}, \omega) e^{-j\omega z} d\omega = \mathbf{H}_q(\mathbf{r}, z) \quad (5-14b)$$

식 (5-14a)와 식 (5-14b)에서 $\eta_1 = \omega\epsilon/\gamma$, $\eta_2 = \gamma/\omega\epsilon$ 이고 $\mathbf{r} = \mathbf{R} + z\mathbf{e}_z$ 이다. 식 (5-14)에서 q는 1 또는 2의 값을 가지며 \mathbf{n}_q 는 \mathbf{F}_q 에서 밖으로 향하는 단위 벡터이다. 즉 $\mathbf{n}_1 = \mathbf{e}_x$ 이고 $\mathbf{n}_2 = -\mathbf{e}_x$ 임을 의미한다. 함수
 와
 는 연속 스펙트럼을 나타내기 위한 형식상의 터미널 변수로 간주될 수 있으며, 모드는 (m, k_x, k_y) 의 세 값과 방향 성분으로 나타내진다.

스펙트럼 밀도 함수 와 는 식 (5-14)를 역 후리에 변환을 이용하여 식 (5-15a)와 식 (5-15b)와 같이 구해진다.

$$\frac{\begin{pmatrix} | & | \\ \hline \end{pmatrix}}{\times} \quad (5-15a)$$

$$\frac{\begin{pmatrix} | & | \\ \hline \end{pmatrix}}{\times} \quad (5-15b)$$

식 (5-13a)는 식 (5-16)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{\begin{pmatrix} | & | \\ \hline \end{pmatrix}}{\pm} \quad (5-16)$$

식 (5-16)에서 b_q 와 a_q 는 나가고 들어오는 평면파 성분을 나타내기 위한 벡터 스펙트럼으로 식 (5-17a)와 식 (5-17b)와 같이 구해진다.

$$\mp \quad (5-17a)$$

$$\pm \quad (5-17b)$$

2. 평면파 산란 행렬

식 (5-17a)와 식 (5-17b)는 다른 표현으로 식 (5-18a)와 식 (5-18b)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\perp \quad (5-18a)$$

$$\perp \quad (5-18b)$$

\mathbf{k} 와 \mathbf{K} 관련된 모든 단위 벡터들을 그림 5-3에 나타내었고 이를 표 5-1에 나타내었다.

완전한 벡터 스펙트럼들은 식 (5-19)과 같이 식 (5-11)과 식 (5-12)에 필요한 횡적 특성 관계를 만족한다.

$$\pm, \quad \mp, \quad (5-19)$$

식 (5-14a)는 식 (5-20)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\text{---} \quad || \quad || \quad (5-20)$$

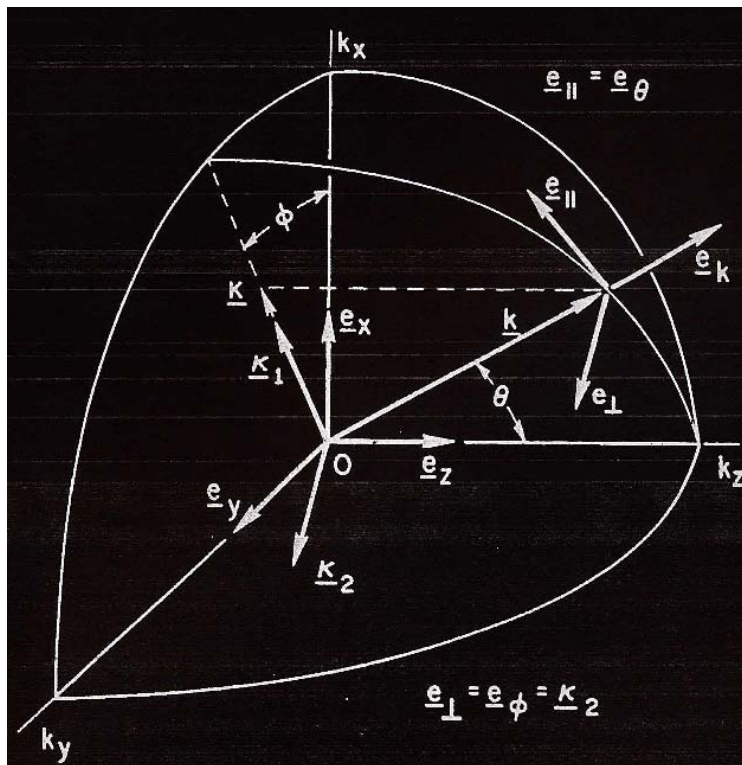


그림 5-3 \mathbf{k} 와 \mathbf{K} 를 나타내기 위한 단위 벡터

표 5-1 \mathbf{k} 와 \mathbf{K} 를 나타내기 위한 단위 벡터

$\mathbf{K} :$	
\equiv	\times
$\mathbf{k} :$	
\equiv	
\equiv	\times
	$\perp \equiv$
\perp	\pm

식 (5-20)에서 \mathbf{B}_q 와 \mathbf{A}_q 는 \mathbf{E}_{qt} 의 들어오고 나가는 평면파 성분을 나타내는 횡방향 벡터 스펙트럼으로 각각 식 (5-21a)과 식 (5-21b)와 같다.

(5-21a)

(5-21b)

식 (5-13)와 식 (5-14)는 들어오고 나가는 두 부분으로 구성된 전자파를 나타내는 비슷한 식이다. 각 식의 전반부는 입사하는, 여기하는, 들어오는 파의 성분을 나타내고, 후반부는 유기되는 2차의, 복사하는, 산란하는 또는 밖으로 나가는 파의 성분을 나타낸다.

산란하거나 복사하는 원방영역 전자기장과 그 것의 스펙트럼과의 관계는 매우 중요하다. 이 관계는 어느 관측 방향의 먼 거리에서 연속 스펙트럼을 가지는 파들 사이의 간섭의 결과이다. 이 간섭은 거리에 따른 파의 정현파 변화의 결과이다. 이 결과는 평면파 스펙트럼에는 적용되지 않고 무한 원천으로부터의 복사나 재복사에도 적용되지 않는다. 3차원 공간으로 전파를 복사 시키는 무한 크기의 안테나는 식 (5-22)와 같은 관계가 있다.

$$\sim \quad | \quad | \quad (5-22a)$$

$$\sim \quad | \quad | \quad (5-22b)$$

식 (5-22a)와 식 (5-22b)에서 r 는 전자기장의 관찰점까지의 거리이고, θ 는 극좌표에서 z 축과 r 이 이루는 각이다. 식 (5-22a)와 식 (5-22b)는 각각 식 (5-20)과 식 (5-16)에 해당한다. 차이점은 z 성분이 없는 것이다. 스펙트럼 함수의 독립 변수로 K 를 이용하기 위하여 γ 를 사용하였다. 이는 벡터 r 과 k 가 평행함을 의미한다. 만약 $x = r \sin \theta \cos \phi$, $y = r \sin \theta \sin \phi$ 와 $z = r \cos \theta$ 와 같이 원통 좌표계를 생각하면 b_q 와 B_q 는 r 의 각 좌표계 함수로서 나타내진다. 더군다나 전파가 전파하는 방향 중 실수 방향만을 고려하기 때문에 γ 는 실수이고 $\gamma = k |\cos \theta|$ 가 된다.

전자파가 γ 인 형태의 평면파라면 식 (5-15a)와 식 (5-15b)로 부터 관계되는 스펙트럼 함수는 식 (5-23)과 같이 구해진다.

$$\equiv \quad \equiv \quad (5-22)$$

식 (5-23)에서 $a_m = x_m \cdot a$ 이고, $\delta(K - K_0)$ 는 $\delta(k_x - k_{0x})\delta(k_y - k_{0y})$ 의 약식 표현이다. 식 (5-24)는 평면파인 횡방향 스펙트럼 진폭 벡터이다. 스펙트럼 진폭인 a_m 과 스펙트럼 밀도인 $a_1(m, K)$ 는 구분해야 한다.

$$\equiv \quad (5-23)$$

3. 안테나와 산란체의 산란계수의 정의

그림 5-1의 $z_1 < z < z_2$ 의 영역이 수동 물질 구조라면 선형적인 전자기 특성을

지닌다. 산란 방정식은 식 (5-25)와 같이 나타낼 수 있다.

$$(5-25)$$

식 (5-25)에서 첨자 q 에 대한 합은 왼쪽과 오른쪽 양쪽에서 입사하는 파에 대한 합을 나타낸다. S_{11} 과 S_{22} 는 반사하는 파의 산란 특성을 나타내고 S_{12} 과 S_{21} 은 전송되는 파의 산란 특성을 나타낸다.

만약 산란체가 안테나라면 산란 행렬은 송신과 수신 특성을 포함해야만 하고, 산란 방정식은 식 (5-26a)와 식 (5-26b)와 같이 나타내 진다.

$$(5-26a)$$

$$(5-26b)$$

식 (5-26a)와 식 (5-26b)에서 $q=1,2$ 이도, b_0 와 a_0 는 식 (5-1)의 정의와 같다. S_{00} 는 급전 도파관내의 평면 S_0 에서 관찰한 후 방향 산란과 같고, $S_{0q}(m, \mathbf{K})$ 와 $S_{q0}(m, \mathbf{K})$ 는 각각 안테나의 수신과 송신 특성을 나타낸다. 안테나 산란 행렬을 나타내기 위해서는 벡터 다이에딕 형태의 기본 산란방정식을 세우는 것이 유리하다. 식 (5-21a)와 식 (5-21b)의 횡 방향 벡터 \mathbf{B}_q 와 \mathbf{A}_q 에 더하여 벡터화한 식 (5-27a)와 식 (5-27b)와 같은 전송특성을 도입하자.

$$(5-27a)$$

$$(5-27b)$$

다이에딕 산란 특성은 식 (5-28)과 같다.

$$(5-28)$$

식 (5-28)에서 \boldsymbol{x}_m 과 λ_m 은 각각 \boldsymbol{K} 와 \boldsymbol{L} 과 관련 있는 단위벡터들이다. 따라서 산란 방정식은 식 (5-29a)와 식 (5-29b)와 같이 된다.

$$(5-29a)$$

$$(5-29b)$$

안테나가 송신 모드에서 동작하는 경우 안테나의 급전부에서 입사하는 파에 의하여 여기되고 자유 공간으로 복사되게 된다. 이 여기 시키는 파의 초기 패턴은 $a_0 \neq 0$, $a_q(m, \boldsymbol{K})=0$ 로 나타내게 된다. 이러한 조건들에서 a_0 에 의하여 정규화된 복사되는 스펙트럼은 식 (5-29b)로 부터 식 (5-30)과 같이 나타내 진다.

$$\text{—————} (5-30)$$

입사하는 공간파가 없다면 식 (5-15a)와 식(5-15b)는 가 또는 에 해당하는 의미를 포함하고 있다. 식 (5-30)를 로 나타내면 $z \geq z_1$ 과 $z \leq z_2$ 의 범위에서 식 (5-31)과 같다.

$$\begin{array}{c} | | \\ \text{—————} \end{array} (5-31)$$

이러한 조건에서 식(5-22a)는 식 (5-32)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\sim \quad (5-32)$$

식 (5-32)의 관계는 \mathbf{E}_{qt}/a_0 로 $\mathbf{S}_{q0}(\mathbf{K})$ 를 구하기 위한 식으로 간주될 수 있다. 이것은 전송 특성을 직접 측정하는 방법의 기초를 제시한다. 식 (5-30)과 식 (5-32)는 원방영역과 근방영역 사이의 후리에 변환 관계의 벡터 형태를 나타낸다.

안테나가 $\mathbf{E} = a \exp(i \mathbf{k} \cdot \mathbf{r})/2\pi$ 인 평면파에 의하여 q면에서 여기 된다고 생각하면 여기파의 패턴은 $\alpha_m = \mathbf{K}_m \cdot \alpha$ 인 경우 $a_0 = 0$ 과 $a_q(m, \mathbf{K}) = \alpha_m \delta_{q'q} \delta(\mathbf{K}' - \mathbf{K})$ 로 나타내지고 입사파의 스펙트럼은 식 (5-23)과 같다. 산란계수 식 (5-26a)와 식 (5-29a)는 식 (5-33)과 같게 된다.

$$(5-33)$$

다시 말하면 $S_{0q}(m, \mathbf{K})$ 는 q 와 \mathbf{K} 에 의하여 정해진 입사 방향으로 안테나에 입사하는 평면파의 편파인 χ_m 에 대하여 안테나의 감도를 나타낸다.

식 (5-33)은 수신 특성을 직접 측정하는 식 (5-34a)와 식 (5-34b)와 같은 기본 방정식으로 나타낼 수 있다.

$$(5-34a)$$

$$(5-34b)$$

식 (5-34a)와 식 (5-34b)에서 와 는 측정에 의하여 구해지고, 와 는 알려져 있으며 선형적이고 서로 독립적이다. 따라서 은 구할 수 있게 된다.

입사하는 파들에 대하여 나타나는 파들을 행렬식으로 표시하면 식 (5-35)와

같이 나타낼 수 있다.

(5-35)

식 (5-35)는 행렬식 곱을 이용하여 식 (5-36)과 같이 나타낼 수 있다.

(5-36)

식 (5-36)은 3개의 입력에 대한 응답 특성을 나타낸다. 산란 방정식을 산란체가 없는 형태를 취하면 파가 산란 없이 자유롭게 진행하며 이 경우 식 (5-37)과 같이 나타낼 수 있다.

\equiv \equiv (5-37)

식 (5-37)을 식 (5-35)와 같이 행렬식으로 나타내면 다음과 같다.

윗 식에서 $\hat{1}$ 는 $\delta_{mn}\delta(k_x-l_x)\delta(k_y-l_y)$ 와 등가 변환을 나타내며 $\hat{0}$ 는 영 변환을 나타낸다.

4. 전력의 표현

안테나를 급전하는 도파관에 하나의 모드에 대한 전달 전력은 식 (5-38)과

같이 나타낼 수 있다. 이때의 전력은 평면 F1과 F2를 통하여 전달되는 전력을 의미한다.

$$\frac{1}{2} \int_{F_1}^{\cdot} \frac{1}{2} \int_{F_2}^{\cdot} \quad (5-38)$$

식 (5-38)은 밖으로 향하는 방향, 즉 \mathbf{n}_q 방향내의 면적 F_q 를 통해서 나가는 시평균 에너지의 흐름을 나타낸다. 바는 공액 복소수 쌍을 나타낸다. 식 (5-38)로 나타낸 전력 P_q 는 스펙트럼 밀도함수 와 로부터 구할 수 있다. 이 계산은 식 (5-39a)와 식 (5-39b)를 이용하면 요이하게 할 수 있다.

$$\pm \quad \mp \quad (5-39a)$$

$$\pm \quad \mp \quad \times \quad (5-39b)$$

식 (5-39a)와 식 (5-39b)를 이용하면 식 (5-14a)와 식 (5-14b)는 각각 식 (5-40a)와 식 (5-40b)와 같이 된다.

$$\frac{1}{2} \int_{F_1}^{\cdot} \quad (5-40a)$$

$$\frac{1}{2} \int_{F_2}^{\cdot} \quad (5-40b)$$

식 (5-40a)와 식 (5-40b)의 전력 직교성과 정규화는 식 (5-41)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\text{---} \quad (5-41)$$

따라서 식 (5-38)은 식 (5-42)과 같이 된다.

$$\text{---} \left[\text{---} \right] \quad (5-42)$$

또한 $x_m \times (n_q \times x_n) \cdot n_q = \delta_{mn}$ 의 벡터 관계와 $\gamma = i\alpha + \beta$ 를 이용하면 식 (5-42)는 식 (5-43)과 같이 구해진다.

$$\text{---} \left[\begin{array}{c|c} \mp & \pm \\ \hline \end{array} \right] \quad (5-43)$$

식 (5-43)은 γ 와 η_m 이 복소수이므로 손실이 있는 매질에서도 성립한다. 그러나 자유 공간의 안테나 문제를 다룰 때에는 손실이 있는 매질을 고려할 필요는 없다. 손실이 없는 매질의 경우 γ 와 η_m 은 전파가 진행되는 영역 ($K < k$)에서는 모두 실수이고 감쇄하는 영역 ($K > k$)에서는 모두 허수가 된다. 식 (5-43)은 식 (5-44)와 같이 된다.

$$\text{---} \left[\text{---} \right] \quad (5-44)$$

식 (5-44)에서 전파가 전파되는 영역의 경우 식 (5-45)과 같이 간단히 나타내진다.

$$\begin{array}{c} \text{---} \\ | \\ | \\ | \end{array} \quad (5-45)$$

식 (5-44)과 식 (5-45)는 Hermitian 과 반 Hermitian 스칼라 곱을 이용하여 간편하게 나타낼 수 있다.

$$\begin{array}{c} \equiv \\ \text{---} \\ \equiv \\ \text{---} \end{array}$$

윗 식에서 f와 g는 m 과 K 의 스칼라 함수이며 $\widehat{\eta}_r$ 은 η_m 의 실수값이고 $\widehat{\eta}_i$ 은 η_m 의 허수값이다.

식 (5-45)는 식 (5-46)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{array}{c} \text{---} \\ | \\ | \\ | \end{array} \quad (5-46)$$

총 복사되는 전력, $P_{rad} = P_1 + P_2$ 는 지향성의 정의로부터 식 (5-47)와 같이 나타내진다.

$$\equiv \quad (5-47)$$

식 (5-47)에서 I_q 는 r 의 방향에서 단위 입체각 당 복사되는 시평균 전력으로

식 (5-48)과 같이 구해진다.

$$I_q = \frac{1}{2} Y_0 \gamma^2 | b_q(Rk/r) |^2 \quad (5-48)$$

안테나 효율은 식 (5-49)과 같이 정의 된다.

$$\equiv \quad (5-49)$$

식 (5-49)에서 P_0 는 면 S_0 에 위치한 안테나에 전달되는 순수한 전력이다. 무손실 안테나의 경우 $h=1$ 이고, 따라서 식 (5-49)는 식 (5-50)과 같이 구해진다.

$$\text{---} \quad | \quad | \quad | \quad | \quad (5-50)$$

5. 안테나와 산란체의 쌍대성

본 장에서 다루는 일반화 시킨 쌍대성 관계는 일반 쌍대성 관계의 특별한 경우이다. 상호 연결된 시스템의 실현성에 대하여 고찰한다. 매질과 시스템이 인접한 경우 식 (5-51)의 요소 방정식으로 안테나와 산란 구조를 형성하는 매질의 분포를 설명할 수 있다.

$$\cdot \quad \cdot \quad \cdot \quad \cdot \quad (5-51)$$

식 (5-51)에서 텐서인 ϵ 과 μ 는 매질의 유전율과 투자율을 각각 나타내고, τ 와 ν 도 매질의 전자기 특성을 나타낸다. 이 텐서 조변수들은 고찰하려는 안테나나 산란체의 영역내의 위치에 따라 일반적으로 다르다. 이 영역 밖에서 이 조변수들은 $\epsilon = \epsilon_0$, $\mu = \mu_0$, $\tau = \nu = 0$ 이 되는 자유 공간의 값을 갖는다. 식 (5-51)으로 주어지는 시스템에 부가하여 인접한 시스템의 경우 식 (5-52)로 나타내지는 요소 방정식으로 설명 될 수 있다.

(5-52)

식 (5-52)에서 틸데는 트랜스포즈를 나타낸다. ϵ , μ , τ 와 ν 는 원래 시스템과 같은 텐서이다.

비가역적인 안테나들은 정자계에 의하여 바이어스된 웨라이트를 사용한 경우가 가장 일반적이다. 상호 연결된 안테나의 산란 행렬은 같은 바이어스 필드와 같은 기준 평면으로 정의 된다. 인접한 안테나의 특성들 사이에는 식 (5-53)와 같이 안테나 급전 반사계수들 사이의 가역 관계와 식 (5-54a)와 식 (5-54b)로 각각 나타낸 송수신 특성을 나타내는 가역 관계가 성립한다.

(5-53)

(q=1,2) (5-54a)

(q=1,2) (5-54b)

또한 산란 특성들 사이에는 식 (5-55)의 관계가 성립한다.

(p=1,2; q=1,2)

(5-55)

식 (5-55)에서 첨자 a는 인접한 안테나와 관계가 있는 양들을 구분하기 위하여 사용하였다.

와 와 같은 산란 행렬 소자들은 입사하는 파의 방향과 관찰 방향인 방향 쌍에 관련된 프로세서를 통하여 특성이 나타내 진다. 이들 방향 쌍들은 n_0 , e_k 와 e_p , e_k 이다. 가역성은 입사파의 방향과 관찰 방향을 바꾸던지 또는 역으로 하여 얻어진 방향들의 두 쌍과 관련된 프로세스에 해당한다.

요소 텐서가 식 (5-56)과 같이 대칭적인 관계에 있다면 식 (5-51)과 식

(5-52)에 나타낸 것처럼 인접 안테나와 원래의 안테나는 동일하게 된다.

식 (5-53), 식 (5-54)와 식 (5-55)는 가역성과 인접 가역성을 나타내는 기본 식이다. 이들 관계는 외삽기술에 실제적으로 적용 된다.

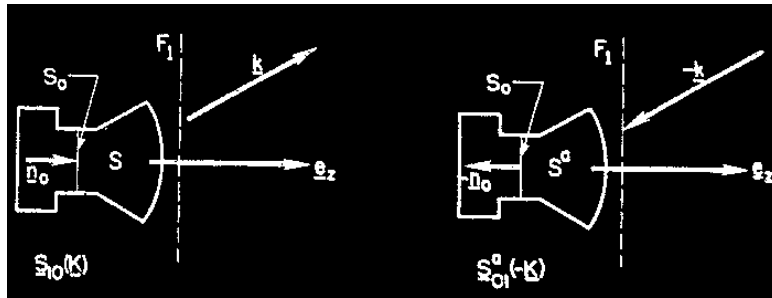


그림 5-4 S_{10} 와 S_{01}^a 를 나타내기 위한 가역성 방향도

6. 평면파 산란 행렬로 나타낸 안테나 특성

안테나 특성 나타내는 양인 전력이득, 유효 면적 및 편파 특성들을 평면파 산란 행렬로 구하고 이를 기존의 안테나 특성을 나타내는 양들과 비교하여 보자. 송신 특성은 식 (5-56)과 같이 나타내 진다.

$$\sim \quad (5-56)$$

식 (5-56)에서

$$(5-57)$$

이다. 식 (5-57)에서 는 식 (5-18a)내의 복사 스펙트럼이고, 는 식 (5-58)로 주어지는 의 구성 요소로 주어지는 관련된 송신 특성에 해당한다.

$$\perp \quad (5-58)$$

식 (5-59)로 주어지는 관계에 주의해야 한다. 식 (5-59)에서 는 와 평면에서 의 투영을 나타낸다.

$$\pm, \quad (5-59)$$

식 (5-56)으로 부터 원거리에서 단위 입체각 당 복사되는 전력, 즉 복사 강도는 식 (5-60)과 같이 나타내 진다.

$$- \quad | \quad | \quad (5-60)$$

식 (5-60)에서 는 자유 공간에서 어드미턴스 의 값이다. 그리고 는 전력 패턴이다.

안테나의 이득은 식 (5-61)과 같이 정의 된다.

$$(5-61)$$

식 (5-61)에서 는 안테나에 가해지는 순수한 입력 전력이다. 식 (5-4)와 식 (5-60)으로 부터 식 (5-61)은 식 (5-62)와 같이 구해진다.

$$\begin{array}{c} | \quad | \\ \hline | \quad | \end{array} \quad (5-62)$$

안테나의 특성을 나타내는 중요한 양인 전력 이득은 안테나를 여기 시키기 위하여 사용한 신호원의 특성과는 관계가 없다.

식 (5-58)의 구성 요소들을 사용하여 안테나의 송신 특성과 관련지은 편파 지수는 식 (5-63)과 같이 나타낼 수 있다.

(5-63)

식 (5-63)의 편파 지수는 식 (5-56)의 α 를 이용하여서도 정의가 가능하다. 편파 특성은 복소수인 α 로 나타낼 수 있고, 다른 방법으로는 관련된 편파 타원의 축비와 방향으로 α 로부터 구할 수 있다.

수신 모드의 안테나 기능 측면을 고려하여 보면 전력 이득에 대응되는 양으로 유효 면적 또는 유효 수신 단면적 A_{eff} 이다. 이득과 마찬가지로 방향의 함수로 나타내지는 스칼라량이다. 안테나 터미널에서 가용전력은 식 (5-64)와 같이 나타내 진다.

(5-64)

식 (5-64)에서 \hat{r} 는 주어진 방향에서 수신 안테나에 도착하는 평면파의 포인팅 전력으로 이 평면파는 수신 안테나와 편파 정합된 경우이다.

안테나의 \hat{r} 축으로 입사하는 파의 전기장을 식 (5-65)와 같다고 생각하자. 그

(5-65)

러면 식 (5-26)이나 식 (5-29)로부터 안테나 터미널에서 파의 진폭은 식 (5-66)과 같이 구해진다.

(5-66)

따라서 식 (5-66)으로부터 입사파에 의하여 여기된 안테나는 평면 $z=0$ 에서 반사계수 Γ 와 \hat{r} 를 발생 시키는 신호원으로 나타난다. 고주파 회로 이론을 적용하여 수신 전력을 계산하면 식 (5-67)과 같이 구해진다.

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (5-67)$$

식 (5-67)에서 Γ 은 Z_L 에 있는 수동 종단의 반사계수이다. Z_0 라하면
가용전력은 식 (5-68)과 같이 구해진다.

$$P_{av} = \frac{1}{2} \text{Re} \{ V_{oc} I_{sc}^* \} \quad (5-68)$$

안테나에서 복사되는 전자파의 편파 특성을 이해하기 위하여 식 (5-69)와 같
은 입사파의 스펙트럼 진폭 벡터를 생각하여 보자.

$$\mathbf{E} = E_0 \mathbf{e}_p \quad (5-69)$$

그리고 편파 지수를 식 (5-70)과 같이 정의하자.

$$\mathbf{e}_p = \frac{1}{\sqrt{2}} (\mathbf{e}_x + j\mathbf{e}_y) \quad (5-70)$$

또한 수신특성 σ 와 송신 특성 τ 를 정의하면 식 (5-71a)와 식 (5-71b)를
얻는다.

$$\sigma = \frac{1}{4\pi R^2} \frac{dP_{rad}}{d\Omega} \quad (5-71a)$$

$$\tau = \frac{1}{4\pi R^2} \frac{dP_{rec}}{d\Omega} \quad (5-71b)$$

식 (5-71)과 식 (5-6)로 부터 식 (5-72)를 얻는다.

$$\perp \quad (5-72)$$

식 (5-72)의 구성 요소들을 이용하면 수신 특성을 나타내는 편파 지수는 식 (5-73)과 같이 구해진다.

$$\equiv \text{-----} \quad (5-73)$$

식 (5-73)은 시변 벡터의 타원 경로를 직접적으로 나타내지는 않고 수동 재료 구조의 특성에 해당한다. 이것은 어느 정해진 조건하에서 입사 평면파내에 편파 구성 요소에 대한 수신도의 비이다.

| | 이기 때문에 식 (5-68), 식 (5-71a), 식 (5-70)과 식 (5-73)으로부터 식 (5-74)를 얻는다.

$$\begin{array}{c} | & & | & & | & & | \\ \hline | & | & | & | & | & | & | \end{array} \quad (5-74)$$

대괄호 안의 양은 편파 부정합 인자로 식 (5-75)일 때 최대값 1이 된다.

$$\text{-----} \quad (5-75)$$

따라서 편파 정합의 조건은 편파 인자의 공액 복소수 정합으로 나타내진다. 식 (5-75)의 조건으로 부터 식 (5-64)와 식 (5-74)로 부터 유효면적을 나타내는 식 (5-76)을 얻는다.

$$\begin{array}{c} | & & | \\ \hline | & | \end{array} \quad (5-76)$$

의 최소값은 주어진 안테나의 어느 방향에서도 0이 된다. 이 경우 전혀 수신이 되지 않으며 파의 편파는 항상 이다. 최적으로 수신되는

편파와 수신에 되지 않는 편파는 상호 직교 한다고 한다.

가역적인 안테나의 송신 특성인 S_{11} 와 수신 특성인 S_{22} 는 식 (5-53)으로부터 유도된 식 (5-77)의 가역 관계를 만족한다.

(5-77)

상호 인접한 안테나들 사이에 식 (5-77)의 관계는 식 (5-78)과 같이 나타내진다.

(5-78)

가역적 특성을 지니는 안테나의 전력 이득과 유효 면적을 나타내는 함수들은 식 (5-79)와 같은 가역 관계를 만족한다.

—

(5-79)

식 (5-79)에서 G 는 파장으로 λ 의 관계가 있다. 상호 인접한 안테나들 사이에는 식 (5-80)의 관계가 성립한다.

—

—

(5-80)

가역적인 안테나의 송수신 편파 특성을 나타내는 가역적인 특성은 식 (5-81a)과 같이 나타내지고, 이를 상호 인접한 안테나들에 적용하면 식 (5-53)이나 식 (5-77)과 식 (5-78)로부터 식 (5-81b)와 같이 나타낼 수 있다.

(5-81a)

(5-81b)

편파 정합과 가역정리는 다음으로 설명 가능하다. 만약 가역적인 안테나로부터 어느 방향으로 복사가 원형 편파라면 그 방향에서 가장 잘 수신되는 조건은 같은 회전 방향을 가지는 원형 편파된 안테나이다.

제 2 절 결합된 안테나의 산란 행렬 해석

그림 5-5와 같이 한 쌍의 안테나로 구성된 시스템을 생각하여 보자. 이때 안테나는 균질하고, 등방성이며 손실이 없는 매질내에서 동작한다고 가정한다. 안테나 중 하나는 송신 안테나이고 다른 하나는 수신 안테나로 동작하는 전송 시스템을 생각하자. 이 전송 특성을 해석하기 위해서는 두 안테나에 의한 산란 특성을 알아야한다. 이 경우 한 안테나는 송신과 수신을 수행하고 다른 안테나는 임의의 수동 산란체로 나타내야 한다.

그림 5-5의 왼쪽에 위치한 안테나를 설명하기 위하여 직각 좌표계의 평면 S_0 에서 식 (5-53)을 적용하면 식 (5-82)를 얻고, 오른쪽에 위치한 안테나를 설명하기 위하여 직각 좌표계의 평면 S_0' 에서 식 (5-53)을 적용하면 식 (5-83)을 얻는다.

$$(5-82)$$

$$(5-83)$$

두 안테나의 기준 좌표계에서 식 (5-84)와 같은 결합 방정식이 성립한다.

$$(5-84)$$

시스템의 한 요소로 전송 경로를 생각하면 입사파 성분은 \hat{b}_1 와 \hat{b}'_2 가 되

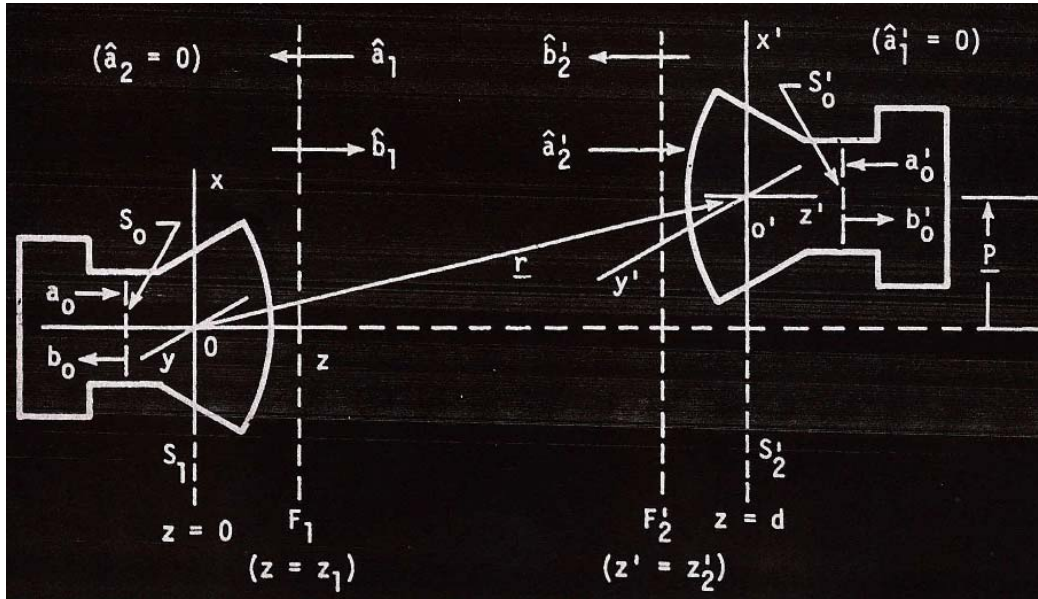


그림 5-5 안테나로 구성된 전송 시스템

고 반사파의 성분은 \hat{a}_1 와 \hat{a}'_2 가 된다. 이 요소들의 산란 행렬은 식 (5-84)를 이용하면 식 (5-85a)를 얻고 이는 식 (5-85b)와 같이 나타낼 수 있다.

$$(5-85a)$$

$$(5-85b)$$

식 (5-85)에서 와 은 각각 식 (5-86a)와 식 (5-86b)와 같다.

$$(5-86a)$$

$$(5-86b)$$

b_0 와 b'_0 는 임의의 거리에서 다중 반사가 포함된 효과를 고려하여 나타낼 수 있다. 그림 5의 안테나 시스템에서 왼쪽에서 오른쪽으로 전송되는 경우를 생각하고, 수신 안테나가 수동이고 무반사 부하에 연결되어 있다면 식 (5-83)과 식 (5-85)를 이용하여 식 (5-87)을 얻는다.

(5-87)

연산자 \mathcal{L} 는 송신 안테나의 기준 좌표계로 변환된 수동 산란체로서 수신 시스템을 나타낸다. 식 (5-87)을 식 (5-82)에 대입하면 식 (5-88)을 얻는다.

(5-88)

식 (5-88)은 식 (5-89)와 같이 변환 시켜서 나타낼 수 있다.

(5-89)

식 (5-89)는 전송 경로에서 밖으로 나아가는 파의 스펙트럼을 나타내고 이는 평면파와 감쇠파를 포함하고 있다. 식 (5-89)의 역 연산자는 반복 연산자의 멱급수로 식 (5-90)과 같이 Liouville-Neumann 방법으로 나타낼 수 있다.

(5-90)

식 (5-90)에서 급수로 전개된 항들은 송수신 안테나 사이의 다중 반사 항들에 해당한다. 급수 항들에서 어느 항까지 택하느냐는 식 (5-90)의 수렴 특성에 의하여 정해지며 이는 α 의 값이 얼마나 작느냐에 따라 결정된다.

그림 5-5의 안테나 시스템을 기준면 $z=0$ 와 $z=L$ 가 터미널인 2-포트 회로망으로 보고 산란 행렬을 나타내면 식 (5-91)과 같이 나타낼 수 있다.

(5-91)

식 (5-91)에서 $\beta = 0$ 인 경우 $\beta \neq 0$ 와 $\beta = 0$ 를 식 (5-81), 식 (5-87)과 식 (5-89)를 이용하여 구하면 각각 식 (5-92a)와 식 (5-92b)와 같이 구해진다.

(5-92a)

(5-92b)

식 (5-91)에서 $\beta = 0$ 이고 $\beta \neq 0$ 인 경우 $\beta \neq 0$ 와 $\beta = 0$ 를 식 (5-81), 식 (5-86)와 식 (5-89)를 이용하여 구하면 각각 식 (5-93a)와 식 (5-93b)와 같이 구해진다.

(5-93a)

(5-93b)

실제 안테나 측정시 안테나들 사이의 반사에 의한 효과들을 무시하면 식 (5-92b)와 식 (5-93a)는 각각 $\beta = 0$ 와 $\beta \neq 0$ 가 된다. 만약 수신 안테나에 연결된 수동 종단의 반사계수가 $\Gamma = 0$ 이라면 식 (5-91)로 부터 식 (5-94)를 얻는다.

(5-94)

식 (5-94)에서 $\beta = 0$ 이다. 이 경우 보다 엄격하게 나타내면 식 (5-95)와 같이 구해진다.

(5-95)

식 (5-95)에서 적분은 왼쪽에서부터 오른쪽으로 전송을 위한 전송 적분이며 적분 인자내의 스칼라 곱은 식 (5-96)으로 나타내며 결합 곱이라 불린다.

$$\equiv \quad . \quad (5-96)$$

식 (5-95)의 근사적인 표현을 사용하면 Friis의 전달식을 식 (5-97)과 같이 유도할 수 있다.

$$\sim \quad . \quad (5-97)$$

식 (5-97)은 축상에서 구한 식 (5-22a)와 식 (5-22b)의 다른 모습이다. 송신 안테나 터미널에 입력되는 순전력에 대한 수신 안테나 터미널에서의 가용 전력의 비는 식 (5-98)과 같이 구해진다. 식 (5-98)에서 는 송신 안테나와 관계가 있고 는 수신 안테나와 직접 관계가 있다.

$$\text{---} \leq \text{---} \quad (5-98)$$

식 (5-92a)에 포함된 중요한 법칙에 대하여 생각하여 보자. 를 나타내기 위한 Liouville- Neumann 급수내의 첫 번째 반복되는 적분은 식 (5-99)와 같이 나타내지는 반복 적분이다.

$$\quad . \quad . \quad (5-99)$$

식 (5-99)는 산란 현상이나 반사 과정을 포함하는 적분의 가장 간단한 형태이다. 이는 다중 반사들을 무시할 때 산란체의 존재에 의한 안테나 입력 반사 계수를 나타내는 식이다. 특별히 산란체가 면이 평평한 안테나나 균질한 지면의 경우처럼 무한한 반사 평면이다. 이 경우 반사면이 완전반사 한다면 이 된다. 여기서 은 단위 다이에딕 이다. 산란체가 일정 크기를 가지게 되면 식 (5-99)는 임의 거리에서도 만족되는 기본적인 모노스택틱 레이다 방정식이다.

산란체의 크기가 한정된 크기를 지니면 반사 적분은 전송 적분이 Friis 공식을 포함하고 있는 것과 같은 방식으로 고전적인 레이다 방정식을 내포하고 있다. 사실 식 (5-95)와 같은 기준 좌표계를 택하고 이라 하면 큰 d에 대하여 식 (5-99)는 식 (5-100)과 같이 간략화 할 수 있다.

$$\sim \frac{4\pi A_e A_r}{r^4} \quad (5-100)$$

근사를 취하기 위하여 를 생각하면 안테나 터미널로 되돌아가는 가용전력은 식 (5-101)과 같다.

$$\frac{P_{av}}{4\pi r^2} \frac{A_r}{r^2} \quad (5-101)$$

과 사이의 결합 곱을 분리하고 Schwartz의 부등식을 사용하면 식 (5-102)를 얻는다.

$$\leq \frac{P_{av}}{4\pi r^2} \frac{A_r}{r^2} \quad (5-102)$$

제 3 절 거리의 함수로 나타낸 수신 신호와 외삽기술

외삽기술에서 안테나 좌표계는 원하는 안테나 정렬에서 축상의 (P=0) 방정식

이 적용되도록 택한다. 는 그림 5에서 기준 평면 과 의 선택에 의하여 정의된 안테나 사이의 이격거리 d 의 함수로 나타낼 수 있다.
2-포트 시스템인 식 (5-91)로 부터 식 (5-103)을 얻는다.

$$(5-103)$$

식 (5-103)은 식 (5-95)와 근본적으로 같은 식이다.
식 (5-103)에서 와 는 식 (5-92)와 식 (5-93)에 각각 나타내었다. 식 (5-103)을 거리 d 의 함수로 먹급수로 나타내면 식 (5-104)와 같다.

$$\text{-----} (5-104)$$

식 (5-104)에서 이다. 주어진 p 를 포함하는 항들의 먹급수는 안테나들 사이의 $2p$ 반사계수들과 $2p+1$ 의 전달 특성으로 나타내는 파에 의하여 해석 가능하다. 특별히 $p=0$ 인 먹급수는 반사가 없음을 나타내고 이는 전송 적분인 식 (5-95)의 전개로 볼 수 있다.

$$\text{-----} (5-105)$$

식 (5-103)과 식 (5-97)을 비교하여 보면 식 (5-106)을 얻는다.

$$\text{.} (5-106)$$

따라서 (5-104)의 다음 계수들을 구하는 것은 스펙트럼 결합 곱의 축소 값을 구하는 것과 같다. 전통적인 측정 방법상의 기본적인 생각은 다른 항들은 무시할 수 있을 정도로 충분히 큰 값을 가진다는 것이다. 외삽기술의 기본적인 생각은 거리 d 의 함수로 를 관찰하고, 식 (5-104)의 많은 항으로 이 함수를 합

치시켜 특별히 의 좋은 값을 결정하는 것이다. 이는 안테나 사이의 근접 효과와 다중 반사 등의 효과를 잘 처리하여 원하는 결과를 얻을 수 있는 방법이다.

제 4 절 안테나의 특성 측정법

1. 하나의 기준 안테나를 이용한 안테나 특성 측정

안테나의 특성을 알고 있는 안테나를 이용하여 미지의 한 안테나 특성을 측정할 때 이용하기 위한 기본 방정식에 대하여 살펴보자. 미지의 안테나를 송신 안테나로 이용하는 경우에 대하여 살펴보자. 미지의 안테나를 수신 안테나로 사용하는 경우에도 비슷한 방법으로 구할 수 있다. 측정하에 있는 안테나의 대칭성이나 변화특성과 관련된 사항은 알 필요가 없이 수신 특성을 알고 있는 두 개의 수신 안테나를 이용하여 측정을 수행하면 된다. 이 측정이 수행된 경우 결합 곱은 원하는 K값에 대하여 식 (5-107)과 같이 나타내 진다.

$$\dots \dots \dots (5-107)$$

식 (5-107)에서 와 는 각각 수신 안테나 와 의 알려진 수신 특성이다. 식 (5-107)의 해를 구하기 위해서는 와 가 값에 대하여 선형적으로 독립적이어야 한다. 두 벡터의 선형 독립의 척도는 식 (5-107)의 디터미넌트의 제곱크기를 정규화 시킨 식 (5-108)에 의하여 주어진다.

$$\frac{\left| \begin{vmatrix} \Delta \\ \vdots \end{vmatrix} \right|^2}{\left| \begin{vmatrix} \vdots \end{vmatrix} \right|^2} \dots \dots \dots (5-108)$$

식 (5-108)의 범위는 Schwarz의 부등식에서 설명한 것처럼 가 에 비례하는 0에서부터 . 가 0이 되는 최대 1이다. 다시 말하면 전력의 직교성

은 선형 독립의 극단적인 경우이다. 예로는 오른쪽 각을 지니는 선형 편파들과 왼쪽과 오른쪽의 원형 편파를 들 수 있다.

좌표계와 관계없이 나타낸 식 (5-107)의 해는 와 에 가역적인 일련의 벡터를 사용하여 구할 수 있다. 이 일련의 벡터 α 와 β 는 식 (5-109)와 같이 정의하자.

$$(5-109)$$

그러면 식 (5-110)과 같이 전송 특성을 나타낼 수 있다.

$$(5-110)$$

식 (5-110)에서 와 는 기저 벡터 와 와 관계가 있는 의 공변하는 구성요소 이다.

단위 벡터들 사이에는 식 (5-111)의 관계가 있다.

$$(5-111)$$

식 (5-111)에서 \equiv 이고 \equiv 이다.

식 (5-112)와 같이 간략화 시켜서 나타내자.

$$(x=x, y) \quad (5-112)$$

따라서 식 (5-107)은 식 (식 (5-113)과 같이 나타낼 수 있다.

$$(5-113)$$

안테나 특성 측정시 근본적으로 다른 두 안테나를 사용하는 대신에 한 안테나를 x와 y방향인 z 방향에 대하여 90° 변화시켜서 두 방향에서 안테나를 사용하는 것이 가능하다. 만약 안테나 A를 사용하고, 다시 회전 시킨다면 식

(5-114)를 얻는다.

(5-114)

식 (5-114)는 안테나를 위치시킨 상태에서 안테나의 회전에 해당하는 벡터장의 회전을 나타낸다. 식 (5-114)는 식 (5-113)을 수정한 것과 같은 식으로 특별히 축상에서 평가한 결과이다. 만약, 등과 같이 놓고 식 (5-113)을 수정하면 식 (5-115)와 같이 된다.

(5-115)

식 (5-115)의 디터미넌트는 만약 \pm 라면 0이 되고, 점에서 응답 특성이 원형 편파 되었다면 0이 된다. 축상에서 송신 특성과 수신 특성이 원형 편파이면 송신 특성과 수신 특성은 각각 식 (5-116a)와 식 (5-116b)와 같이 된다.

(5-116a)

— —

(5-116b)

식 (5-116a)와 식 (5-116b)에서 +와 -의 표기는 식 (5-117)과 같이 공액 복소수의 관계를 나타낸다.

$\equiv - \equiv -$ (5-117)

식 (5-116b)에서 $-$ 와 $-$ 는 식 (5-116a)의 와 에 대하여 역수이다. 원편파 성분으로 변환하기 위한 식은 식 (5-118a)와 식 (5-118b)와 같이 나타낼 수 있다.

$$- \quad - \quad (5-118a)$$

$$- \quad - \quad (5-118b)$$

식 (5-116)내의 스칼라 곱은 식 (5-119a)와 식 (5-119b)와 같이 된다.

$$(5-119a)$$

$$(5-119b)$$

2. 일반화 시킨 동등한 2-안테나 기술

수신 안테나가 z축을 기준으로 90° 회전시킴으로서 편파를 변화 시킬 수 있는 경우를 생각하여 보자. 이러한 두 방향에서 수신 안테나의 동작 특성은 하나의 프라임 기호와 두개의 프라임 기호를 사용하여 구분하기로 하자.

인접한 안테나가 첫 번째 수신 방향에 있으면 이것은 y축인 횡축 주위를 180° 회전이 필요하다. 회전 안테나의 동작 수신 특성은 식 (5-120)과 같이 된다.

$$(5-120)$$

식 (5-120)에서 는 규정한 회전에 의하여 발생된 의 변환을 위한 표기이다. 변환된 함수 는 가역정리에 의하여 마찬가지로 변환된 함수에 해당한다. 따라서 가역적인 관계를 벡터 형태로 나타내면 식 (5-121)과 같이 된다.

$$(5-121)$$

식 (5-121)을 x와 y 성분으로 분류하여 나타내면 식 (5-122)와 같다.

$$(5-122)$$

식 (5-122)에서 정방향 행렬은 식 (5-111)로 부터 구해지고 오른쪽의 세로행
 행렬은 의 x와 y 성분을 포함한다. 안테나 특성 사이의 결합 곱
 인 \equiv 를 풀기 위해서는 식 (5-123)과 같은 약어의 사
 용이 불가피 하다.

$$(5-123)$$

그리고 식 (5-124)를 얻는다.

$$(5-124)$$

식 (5-124)는 실험을 통해서 구해지는 두 안테나 간의 결합에 의한 결과인
 측정 방정식을 수학적으로 표현한 것이다. 식 (5-124)는 와 를 서로 바꾸
 어도 변하지 않는다.

식 (5-120)에서 설명한 것처럼 수신 안테나를 z 축 주위를 90° 회전시키는 경
 우를 생각하여 보자. 이 회전을 표현하기 위하여 를 도입하고— 식 (5-121)
 과 같이 가역정리를 적용하면 식 (5-125)를 얻는다.

$$" \quad . \quad (5-125)$$

식 (5-125)를 x와 y 성분으로 나누면 식 (5-126)과 같이 된다.

$$" \quad (5-126)$$

식 (5-126)에서 식 (5-123)과 같은 방법으로 일부 항을 식 (5-127)에 나타낸 것
 과 같이 간단한 표기를 사용하면, 결합 결과인 \equiv 를 식
 (5-128)을 얻는다.

(5-127)

(5-128)

”

이 경우 결합 결과는 와 를 서로 바꾸어도 변하지 않는다.

식 (5-124)와 식 (5-128)로 부터 주어진 의 값에 대하여 가 주어졌다는 가정하에 의 성분들을 구하는 조건과 방법에 대하여 살펴보자. \neq 인 경우 식 (5-128)에는 와 관련된 6개의 미지수가 존재하기 때문에 추가적인 데이터가 필요하다. 이를 위해서 안테나가 정렬된 축상에서 평가하는 방법과 간단한 대칭 형태에 대하여 살펴보자.

축 상의 경우 6개의 미지수는 식 (5-129)와 같이 2개로 간단히 나타내 진다.

(5-129)

따라서 결합 결과로 구해지는 방정식들은 식 (5-130a)와 (5-130b)와 같이 된다.

(5-130a)

(5-130b)

가 \pm 가 아닐지라도 알려져 있으면 식 (5-130a)와 식 (5-130b)로 부터 식 (5-131)을 얻는다.

(5-131)

따라서 식 (5-62)로 부터 식 (5-132)와 같은 전력 이득에 관한 식을 얻는다.

(5-132)

식 (5-132)의 $\frac{1}{Z_{in}}$ 를 역 컨벌루션의 관계를 이용하여 $\frac{1}{Z_{in}}$ 의 적분 형태로 나타내면 식 (5-133)과 같이 된다.

$$\frac{1}{Z_{in}} = \frac{1}{Z_0} \int_{-L}^L \frac{e^{-jkz}}{Z(z)} dz \quad (5-133)$$

식 (5-133)에서 간단히 살펴보기 위해서 정합 조건을 만족하고 있는 경우에 대하여 살펴보자. 만약 편파가 정합되고($\theta = 0^\circ$, 공액 임피던스 정합이 이루어져있으며 $Z(z) = Z_0$), $\frac{1}{Z_{in}} = \frac{1}{Z_0}$ 라고 가정하면 식 (5-134)를 얻는다.

$$\frac{1}{Z_{in}} = \frac{1}{Z_0} \int_{-L}^L \frac{e^{-jkz}}{Z_0} dz \quad (5-134)$$

유효면적은 식 (5-80)을 이용하면 식 (5-135)와 같이 구해진다.

$$A_{eff} = \frac{1}{Z_0} \int_{-L}^L \frac{e^{-jkz}}{Z_0} dz \quad (5-135)$$

식 (5-132)는 동일한 두 안테나를 이용하여 x 방향으로 회전시킨 전기 다이폴의 경우에 대하여 구하게 되면 $A_{eff} = \frac{1}{Z_0} \int_{-L}^L \frac{e^{-jkz}}{Z_0} dz$ 를 얻는다.

안테나의 편파 특성을 모르면 식 (5-130)의 해는 2차 방정식의 해를 구해야 된다. 이는 원편파 성분을 이용하여 해를 구하는 것이 편리하고 실용적이다. 식 (5-116a)의 정의를 이용하면 식 (5-136)을 얻는다.

$$\begin{aligned} \frac{1}{Z_{in}} &= \frac{1}{Z_0} \int_{-L}^L \frac{e^{-jkz}}{Z_0} dz \\ \frac{1}{Z_{in}} &= \frac{1}{Z_0} \int_{-L}^L \frac{e^{-jkz}}{Z_0} dz \end{aligned} \quad (5-136)$$

식 (5-136)을 x 와 y 성분으로 나누어 정리하면 식 (5-137)과 같은 4쌍의 방정식을 얻는다.

$$\begin{aligned} & \begin{array}{c} \text{---} \\ \pm \text{---} \end{array} \quad \text{---} \quad \pm \text{---} \\ & \begin{array}{c} \text{---} \\ \pm \text{---} \end{array} \quad \text{---} \quad \mp \text{---} \end{aligned} \quad (5-137)$$

식 (5-137)를 제곱한 크기 $\left| \begin{array}{c} \text{---} \\ \text{---} \end{array} \right|^2$ 로부터 축상 이득은 식 (5-138)과 같이 구해진다.

$$\text{---} \quad \text{---} \quad \text{---} \quad \text{---} \quad \text{---} \quad (5-138)$$

대칭성을 지니는 어느 형태는 안테나 축에서 벗어난 미지 함수의 어떤 값을 구할 수 있다. 이와 같은 예로는 모드에 의하여 급전되는 구형 도파관으로 만든 OEG 안테나나 horn 안테나, 모드에 의하여 급전되는 원형 도파관으로 만든 OEG 안테나나 horn 안테나 및 횡 전기 다이폴 등을 들 수 있다. 이 대칭성은 다음 식과 같이 스펙트럼 성분으로 나타낼 수 있다.

특별히 좌표 축상에서는 $\theta = 0$ 이 되기 때문에 식 (5-124)에 포함된 4개의 미지수는 하나로 된다. 즉, $\theta = 0$ 인 축상에서는 $\theta = 0$ 이고, $\theta = 0$ 인 축상에서는 $\theta = 0$ 이 된다. 따라서 식 (5-124)는 식 (5-139)와 같이 나타낼 수 있다.

(5-139)

대각선 방향에서는 $\frac{1}{2} \sin \theta$ 이기 때문에 $\frac{1}{2} \sin \theta \approx \frac{1}{2} \theta$ 이다. 더구나 대칭성에 의하여 $\frac{1}{2} \sin \theta \approx \frac{1}{2} \theta$ 이고 $\frac{1}{2} \sin \theta \approx \frac{1}{2} \theta$ 이다. 따라서 식 (5-124)와 식 (5-128)에 포함됨 미지수 6개는 식 (5-140)과 같이 두 개로 된다.

(5-140)

더군다나 이 결과로 식 (5-141)로 주어진 두개의 2차 방정식을 이용하여 이 2개의 미지수를 구할 수 있게 된다.

(5-141)

따라서 θ_1 , θ_2 , $\pm \theta$ 인 4개의 선상에서 해를 구할 수 있다. 식 (5-124)와 식 (5-128)은 축방향 $\theta = 0$ 과 접선 방향 $\theta = \frac{\pi}{2}$ 성분을 이용하여 나타낼 수 있다. 앞에서 다룬 내용을 정리하면 식 (5-124)와 식 (5-128)은 식 (5-142)와 같이 정리된다.

(5-142)

3. 일반화 시킨 3-안테나 기술

안테나 특성이 알려지지 않은 미지의 세 개의 안테나를 사용하여 안테나의 전력 이득과 편파특성을 구하는 방법에 대하여 살펴보자. 이 방법을 적용하기 위해서는 송신용으로만 사용하는 안테나(T)와 수신용으로만 사용하는 안테나(R) 및 송신과 수신용으로 사용하는 안테나(S) 등 세 개의 안테나가 필요하다.

3-안테나 방법은 측정 전에 측정에 이용되는 안테나들에 대한 정보가 거의 필요 없다. 이 방법을 이용하면 각 안테나의 전력 이득과 편파 특성을 구할 수 매우 정확하게 구할 수 있다. 3-안테나를 조합하여 안테나의 특성을 구하기 위해서는 안테나 R의 수신 특성 $R_{02}(0)$, 안테나 T의 송신 특성인 $T_{10}(0)$ 및 안테나 S와 S'의 오른쪽면 특성인 $S_{10}(0)$, $S_{01}(0)$, S_{10}^a , $S_{01}^a(0)$ 등이다. 측정이 진행과정에서는 안테나 S와 안테나 S'의 수신 특성은 제거된다. 만약 $K=0$ 이면 간단히 식 (5-143)과 같이 나타낼 수 있다.

$$(5-143)$$

식 (5-144)의 간략화한 식을 이용하고자 한다.

$$\begin{aligned} ((x=x, y) \\ (5-144) \end{aligned}$$

식 (5-144)의 8개의 복소량을 구하기 위해서는 8개의 복소 방정식이 필요하다. 만약 안테나가 가역적이라면 표 5-2의 핵심과제로 나타낸 안테나 조합에서 6개의 방정식의 해를 구하면 된다. 그러나 안테나가 가역적이지 않으면 보조과제로 2개의 선형 방정식을 얻어야 해를 구할 수 있다. 안테나의 송신 특성은 각 안테나 조합에서 그림 5-5의 왼쪽에서 오른쪽으로 향하는 특성을 말하며, 수신 안테나는 z 축에 대하여 90° 회전 상태가 되도록 하여 각 회전에서 측정할 수 있어야 한다(편파 변화에 대한 수신 특성을 확인). 표 5-2의 첫 번째 두 행은 안테나가 가역적이지 않은 경우 안테나 S와 S'를 서로 바꾸면서 같은 데이터를 사용하여 구하는 2가지 방법을 나타내고, 안테나가 가역적이면 $S=S'$ 첫 번째 2행은 3번째 행과 같이 되어 표 5-2의 첫 번째 행에 나타낸 대수적인 문제를 풀 수 있게 된다.

안테나 T에서 안테나 R로의 전송 특성은 식 (5-145)와 같이 구해진다.

$$\begin{aligned} " \\ (5-145) \end{aligned}$$

표 5-2 안테나 조합

	#		
	→	→	→
핵심과제	→	→	→
보조과제	→	→	-

식 (5-145)는 안테나의 특성을 알지 못한다는 것을 제외하고는 식 (5-115)와 같은 식이다. 안테나 R에서 안테나 S로의 전송 특성은 식 (5-146)과 같이 구해진다.

$$(5-146)$$

식 (5-146) 역시 식 (5-115)와 비슷한 식이다. 안테나 T에서 안테나 S'로의 전송 특성은 식 (5-147)과 같이 구해진다.

$$(5-147)$$

수신 안테나 S'는 앞 절의 식 (5-129)에서 설명한 2-안테나 방법에서의 수신 안테나와 같은 것이다. 해를 구하는 방법으로는 식 (5-116a)와 식 (5-116b)에서 정의한 원편파 성분을 이용하는 것이 편리하다.

식 (5-145), 식 (5-146)과 식 (5-147)을 쌍쌍이 변환 시키면 각각 식 (5-148), 식 (5-149) 및 식 (5-150)을 얻는다.

$$\begin{aligned} \text{---} & \equiv \\ & (5-148) \end{aligned}$$

$$\text{---} \equiv \Delta$$

$$\begin{aligned} \text{---} & \equiv \\ & (5-149) \end{aligned}$$

$$\text{---} \equiv \Delta$$

$$\begin{array}{ccc}
 \text{---} & \equiv & \triangle \\
 \text{---} & \equiv &
 \end{array}
 \quad (5-150)$$

각 원형 편파 성분의 제곱은 식 (5-151), 식 (5-152) 및 식 (5-153)과 같이 구해진다.

$$\begin{array}{ccc}
 \text{---} & \neq & \\
 \frac{\triangle \triangle}{\triangle} & \neq &
 \end{array}
 \quad (5-151)$$

$$\begin{array}{ccc}
 \frac{\triangle \triangle}{\triangle} & \neq & \\
 \text{---} & \neq &
 \end{array}
 \quad (5-152)$$

$$\begin{array}{ccc}
 \frac{\triangle \triangle}{\triangle} & \neq & \\
 \text{---} & \neq &
 \end{array}
 \quad (5-153)$$

안테나 S가 가역적이면 문제가 되지 않으나 안테나가 가역적이지 않으면 $S_{10}^a(0)$ 를 수해야 한다. 이는 표 5.2에서 설명한 것과 같이 수신 안테나 R을 핵심 과제에서 교정이 가능하다는 가정으로부터 수신 안테나 R로 측정하면 된다. 식 (5-119a)와 식 (5-119b)을 적용하면 식 (5-154)와 같이 구해진다.

$$(5-154)$$

식 (5-154)의 완전한 해는 \neq 의 조건이 필요하다.

식 (5-116a)와 식 (5-116b)를 참고하면 원형 편파 성분들로 나타낼 수 있는 안테나 R , S , S^a 및 T 의 유효 면적과 전력 이득은 식 (5-155)와 같이 정규화 된 것으로 볼 수 있다.

$$\begin{array}{c} | \quad | \quad | \quad | \quad | \quad | \quad | \quad | \\ \hline \end{array} \quad (5-155)$$

따라서, 안테나 S 의 이득은 식 (5-152)와 식 (5-62)로부터 식 (5-156)과 같이 구해진다.

$$\frac{\text{---}}{| \quad |} \left| \frac{\triangle \quad \triangle}{\triangle} \right| \left| \text{---} \right| \quad (5-156)$$

관련된 유효면적은 식 (5-69)와 식 (5-80)에 주어져 있다.

각 선형 편파 성분들의 대수적인 값은 식 (5-151), 식 (5-152) 및 식 (5-153)으로부터 식 (5-157)과 같이 구해진다.

$$\begin{array}{l} \pm \frac{\text{---}}{\text{---}} \frac{\text{---}}{\text{---}} \pm \frac{\triangle \quad \triangle}{\triangle} \\ \pm \frac{\text{---}}{\text{---}} \frac{\text{---}}{\text{---}} \mp \frac{\triangle \quad \triangle}{\triangle} \end{array} \quad (5-157)$$

제 5 절 일반화된 3-안테나 기술을 이용한 안테나 특성측정

1. 3-안테나 기술의 개괄

안테나의 산란 특성을 다룬 제 4 절에서 살펴보았듯이 일반화된 3-안테나 기술은 측정에 이용되는 어느 안테나도 편파에 대한 특성을 알고 있을 필요가 없다. 3 안테나 중 2 안테나는 근사적으로 선형 편파에 가까우면 되고 나머지 하나는 근사적으로 선형 편파 이거나 원형 편파이면 된다.

그림 6에서와 같이 2개의 안테나가 기준 좌표계내에 정해진 방향에 위치시킬

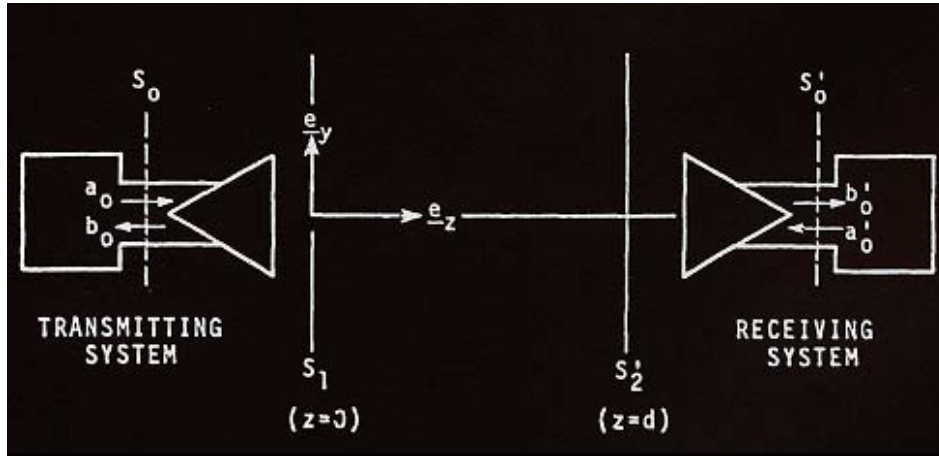


그림 5-6 안테나 특성 측정을 위한 안테나 배치

때 각 안테나의 전송 특성을 \underline{S}_1 와 \underline{S}'_2 라고 하자. 이 안테나들의 미리 설정된 방향은 안테나의 기준 좌표계와 일치 하도록 한다. 안테나 좌표계는 z -방향이 안테나 복사 패턴의 앞방향이고, x -축과 y -축은 안테나 구조상에서 정의된 기준선으로 정의 한다. x -축과 y -축 중 하나는 전기장과 평행하게 택한다. 안테나 1을 기준 좌표계에서 미리 설정한 방향으로 위치 시켰다면 다른 한 안테나는 y 축에 대하여 180° 회전 시켜서 위치시키고 z -축을 따라 거리 d 까지 이동 시킨다.

측정량이 안테나 앞 방향에서 이득과 편파특성 이므로 필요오하는 측정량은 축상의 \underline{a}_o 이다. \underline{a}_o 의 선형 편파 성분과 원형 편파 성분이 필요하다. \underline{a}_o 와 \underline{b}_o 를 x 와 y 방향의 단위 벡터라고 하면 식 (5-158a)와 식 (5-158b)와 같이 원형 편파 성분의 단위 벡터를 나타낼 수 있다.

$$\underline{a}_o = \frac{1}{\sqrt{2}} (\underline{e}_x + j \underline{e}_y) \quad (5-158a)$$

$$\underline{b}_o = \frac{1}{\sqrt{2}} (\underline{e}_x - j \underline{e}_y) \quad (5-158b)$$

따라서 원형 편파된 전기장은 식 (5-159a)와 식 (5-159b)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{matrix} \text{---} & \text{---} \end{matrix} \quad (5-159a)$$

$$\begin{matrix} \text{---} & \text{---} \end{matrix} \quad (5-159b)$$

식 (5-159a)와 식 (5-159b)는 각각 +z 방향으로 진행하는 오른쪽 방향으로 원형 편파된 전기장과 왼쪽 방향으로 원형 편파된 전기장을 나타낸다.

의 선형과 원형 편파 성분들은 $\begin{matrix} \text{---} & \text{---} & \text{---} & \text{---} \end{matrix}$ 가 되도록 X, Y, R과 L로 나타낼 수 있다. 이 때 X와 Y 및 R과 L의 관계는 식 (5-160a)와 (5-160b)와 같다.

$$\begin{matrix} \text{---} & \text{---} \end{matrix} \quad (5-160a)$$

$$\begin{matrix} \text{---} & \text{---} \end{matrix} \quad (5-160b)$$

3 안테나들의 축상 성분들을 $\begin{matrix} \text{---} & \text{---} & \text{---} \end{matrix}$, 등과 같이 단일 첨자를 사용하여 나타내기로 하자.

안테나의 앞 방향에서 이득과 편파 특성은 식 (5-160)과 제 4 절의 내용을 이용하면 식 (5-161) ~ 식 (5-165)와 같이 구해진다.

$$\text{이득 : } \begin{matrix} | & | & | & | \\ \text{---} & & \text{---} & \\ | & | & & | \end{matrix} \quad (5-161)$$

$$\text{선형 편파비 : } \text{---} \quad (5-162)$$

$$\text{원형 편파비 : } \quad \quad \quad (5-163)$$

$$\text{축비 : } \quad \quad \quad (5-164)$$

$$\text{경사각 : } \quad \quad \quad (5-165)$$

안테나 1과 안테나 2가 미리 정해짐 초기 방향에서 결합 방정식은 제 4 절에서 다른 내용으로부터 식 (5-166)과 같이 구해진다.

$$\lim_{\rightarrow \infty} \quad \quad \quad \equiv \quad \quad \quad (5-166)$$

식 (5-166)에서 Γ_2 는 안테나 2의 반사계수이고 Γ_1 은 부하의 반사계수이며 S_{21} 는 출력 파동의 진폭이다.

수신 안테나를 x축에서 y축 방향으로 90°를 z 축으로 회전 시키면 이 방향에서 결합 방정식은 식 (5-167)과 같이 구해진다.

$$\lim_{\rightarrow \infty} \quad \quad \quad \equiv \quad \quad \quad (5-167)$$

식 (5-167)에서 Γ_2 는 두 번째 안테나 방향 정렬에서 출력 파동의 진폭이다.

식 (5-166)과 식 (5-167)과 비슷한 식을 다른 두 안테나 쌍을 결합시켜서 얻을 수 있고, 따라서 6개의 미지수를 6개의 방정식을 통하여 구할 수 있게 된다. 이 6개의 방정식을 식 (5-168a)와 식 (5-168b)와 같이 안테나 m으로부터 안테나 n으로의 전송 특성을 2개의 일반화된 식으로 나타낼 수 있다.

$$(5-168a)$$

$$(5-168b)$$

식 (5-168a)와 식 (5-168b)의 해를 구하기 위하여 식 (5-148)과 식 (5-149)과 같이 식 (5-169a)와 식 (5-169b)를 정의하자.

$$\triangle \quad \text{---} \quad "$$

(5-169a)

(5-169b)

또한 식 (5-168a)와 식 (5-168b)는 식 (5-170)과 같이 된다.

$$\triangle \tag{5-170}$$

따라서 3개의 안테나를 조합시켜 측정하고 이를 식 (5-169a)와 식 (5-16b)를 이용하여 \triangle 와 \square 를 이용하면 안테나 1의 원편과 성분과 성형 편과 성분을 구하면 각각 식 (5-171a), 식 (5-171b)와 식 (5-172a), 식 (5-172b)와 같이 구해진다.

$$\frac{\triangle \quad \triangle}{\triangle} \quad (5-171a)$$

$$\pm \frac{\quad}{\quad} \quad (5-171b)$$

$$\pm \text{---} = \frac{\overline{\triangle \triangle}}{\triangle} \pm \text{---} \quad (5-172a)$$

$$\pm \text{---} \overline{\text{---}} \begin{array}{c} \overline{\text{---}} \\ \triangle \quad \triangle \\ \overline{\text{---}} \\ \triangle \end{array} \mp \text{---} \overline{\text{---}} \quad (5-172b)$$

식 (5-171 a)를 살펴볼 때 안테나 3가 왼쪽으로 원형 편파 특성을 가진 안테나라면 Δ 는 거의 “0”에 가깝게 된다. 따라서 실제 측정에 이용되는 안테나들의 경우 3 안테나 모두 선형 편파 안테나이거나 두개는 선형 편파 안테나이고 다른 하나는 원형 편파 안테나이어야 한다. 만약 3 안테나 모두 원형 편파 안테나이고 편파 정합이 이루어져있다면 식 (5-171a)나 식 (5-171b)로 부터 주된 편파 성분이 구해지고, 3 안테나 모두 선형 편파 안테나이고 편파 정합이 이루어져있다면 식 (5-172a)나 식 (5-172b)로 부터 주된 편파 성분이 구해진다.

2. 외삽기술의 측정방법

를 구하기 위하여 필요한 중요한 측정 데이터는 두 안테나의 정렬 방향에서 전력의 비인 $\left| \frac{E_1}{E_2} \right|$, $\left| \frac{E_2}{E_3} \right|$ 과 두 번째 안테나 회전 에 의한 위상변화 ϕ 이다. 이 데이터에 측정거리 d, 주파수 f와 반사계수를 이용하면 ϕ 가 구해진다. 이 때 전송 성분들은 식 (5-167) ~ 식 (5-172)로 부터 구해진다.

외삽기술을 이용하는 방법에서 안테나 사이의 이격거리의 함수로 나타내지는 수신 신호는 식 (5-104)를 이용하여 나타내면 식 (5-173)과 같이 제곱급수로 나타내 진다.

$$\sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n}{n!} \left(\frac{d}{\lambda} \right)^n \frac{d^n}{dx^n} \left(\frac{E_1}{E_2} \right) \quad (5-173)$$

식 (5-173)을 급수로 전개하여 나타내면 식 (5-174)와 같다.

$$\begin{aligned} & \frac{E_1}{E_2} - \frac{d}{\lambda} \frac{d}{dx} \left(\frac{E_1}{E_2} \right) + \frac{1}{2!} \left(\frac{d}{\lambda} \right)^2 \frac{d^2}{dx^2} \left(\frac{E_1}{E_2} \right) - \frac{1}{3!} \left(\frac{d}{\lambda} \right)^3 \frac{d^3}{dx^3} \left(\frac{E_1}{E_2} \right) + \dots \\ & \frac{E_2}{E_3} - \frac{d}{\lambda} \frac{d}{dx} \left(\frac{E_2}{E_3} \right) + \frac{1}{2!} \left(\frac{d}{\lambda} \right)^2 \frac{d^2}{dx^2} \left(\frac{E_2}{E_3} \right) - \frac{1}{3!} \left(\frac{d}{\lambda} \right)^3 \frac{d^3}{dx^3} \left(\frac{E_2}{E_3} \right) + \dots \end{aligned} \quad (5-174)$$

식 (5-174)에서 첫 번째 급수들은 근방영역 항들을 포함하고 있는 직접 전송되는 신호를 나타내고, 두 번째 급수들은 1차인 두 안테나 사이의 다중 반사를 나타내고 세 번째 급수들은 고차의 다중 반사 효과들을 나타낸다. 식 (5-167)과 식 (5-174)에서 다중반사 항, 즉 식 (5-174)에서 $1/d$ 의 고차항을 무시하고 나타내면 식 (5-175)를 얻는다.

$$\lim_{d \rightarrow \infty} \frac{1}{d} \left(\frac{1}{d} + \frac{1}{d^2} + \frac{1}{d^3} + \dots \right) = 0 \quad (5-175)$$

식 (5-175)에서 $\frac{1}{d}$ 를 측정해야 되는 값이다.

종래의 원방영역 측정법에서는 거리 d 를 식 (5-174)에서 유일한 중요한 항이 된다. 이것은 어떤 안테나의 경우에는 매우 먼 거리가 필요하고, 거리가 증가함에 따라 지면 반사에 의한 오차가 증가하게 된다. 외삽기술에서는 일정한 거리에서 측정을 하고, 식 (5-173)과 같은 급수에 맞춘다. 모든 중요한 항들이 평가된 후에는 고차항들을 무시하고 구한 값보다 정확한 값을 얻을 수 있다. 또 다른 장점은 어느 거리에서도 근사적인 조정이 가능하여 거리를 짧게 한 범위에서도 정확한 측정이 가능하고 다중 경로에 의한 효과의 조정도 가능하다.

3. 측정 시스템의 구성

일반적으로 일반화된 3-안테나 방법을 적용하기 위한 외삽기법을 이용한 안테나 측정 시스템 구성하는 시스템은 그림 5-7과 같이 외삽기술 안테나 레인지, 안정한 송신 신호원, 수신 시스템, 데이터 처리 시스템 및 컴퓨터 등이다.

그림 5-7의 외삽기술 안테나 레인지는 두개의 안테나 탑과 이 탑중의 하나를 싣고 이동할 수 있는 매우 정확하게 정렬된 레일로 구성되어 있다. 이 레일의 정렬 정도에 따라 측정하려는 주파수의 한계값이 정해진다. 따라서 이를 정확하게 정렬하는 것이 중요하여 약 40 GHz까지 0.1 dB의 오차내에서 안테나이득을 측정하기 위해서는 최대 각도 편차는 어느 축에 대해서도 $\pm 0.1^\circ$ 보다

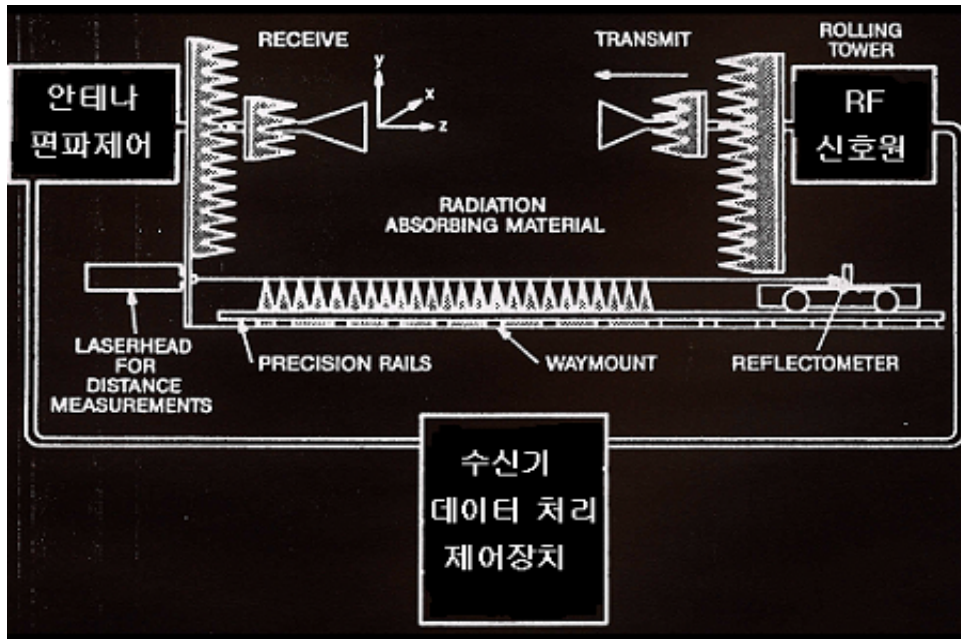


그림 5-7 외삽기술을 적용한 안테나 특성 측정 장치

작아야 하고, 최대 선형 편차는 \pm 정도가 되어야 한다.

이동용 탑은 탑이 안테나 레인지의 거리를 정확하게 이동 가능하도록 롤러 베어링에 의하여 지지되어야 한다. 외삽 측정이 진행될 때 이동차의 속도를 균일하게 유지하도록 속도 제어 시스템이 필요하다. 가변 속도는 파장당 10 ~ 20 포인트의 데이터를 수집할 수 있도록 조절하고 이때 삽입 손실 범위를 수신기의 특성에 맞게 조절해야 한다.

안테나 사이의 이격거리를 측정하여야 하는데 이는 총 거리에서 약 0.1 % 정도의 정확도를 유지하여야 한다. 이격 거리는 일반적으로 0 m에서 이다. (D : 안테나 개구면의 최대값), 안테나 조정 정확도는 가장 먼 거리에서 수신된 신호의 변화가 0.01 dB 내로 들도록 해야 한다.

안테나들을 고정하기 위한 짐발은 측정 중에 편파 특성을 변화 시킬 수 있도록 모든 3축에 대하여 조절 가능하도록 제작하여야 한다.

3. 측정 데이터 처리

식 (5-174)로 나타난 수신 신호를 측정하여 나타내면 그림 5-8과 같이 된다. 그림 5-8에서와 같이 안테나들 사이의 다중 반사 효과는 를 주기로 신호가 변조된 것처럼 나타난다. 여러 차수의 다중 반사의 상대적인 크기는 변조 곡선의 첨두 크기로 근사화시켜 나타낼 수 있다. 이 수신된 신호에 나타나는 변조된 신호는 평균을 취하여 제거할 수 있으며 한 주기당 10 ~ 20 포인트 값이 평균을 취한다.

평균을 취하게 되면 다중 경로 신호의 모든 차수들은 제거되어 식 (5-174)에서 첫 번째 급수항들에 의하여 수신신호를 식 (5-176)과 같이 표시할 수 있다.

_____ .. (5-176)

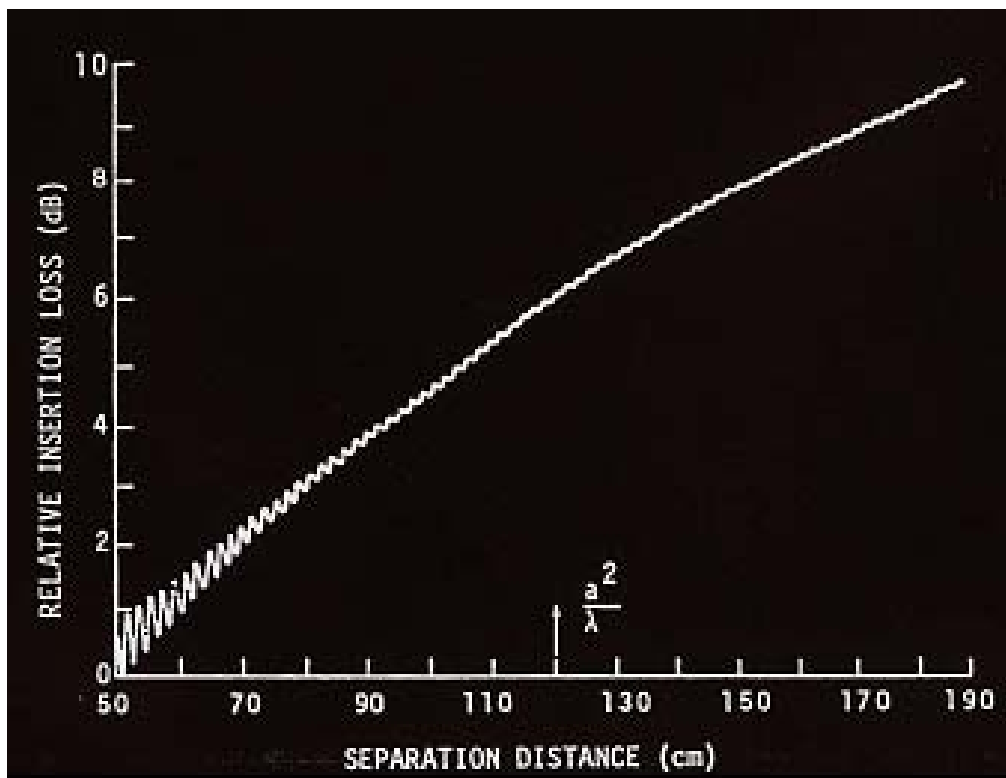


그림 5-8 외삽기술을 이용하여 측정한 데이터

$$\left| \begin{array}{c} \text{---} \\ \text{---} \end{array} \right| \quad | \quad | \quad \text{---} \quad \text{---} \quad \text{---} \quad .. \quad (5-176)$$

편파특성과 이득은 과 에 공통인 위상 인자에는 독립적이기 때문에 식 (5-166)과 식 (5-167)에 나타낸 과 의 상대적인 위상만 측정하면 된다.

$$\triangle \quad \quad \quad \lim_{\rightarrow} \quad \quad \quad (5-177)$$

측정이 끝나면 안테나의 각 회전에서 θ 와 위상차를 구하기 위하여 측정된 데이터를 처리하여야 한다. 측정된 데이터의 평균을 취하여 다중 반사 효과를 제거하는 것이 첫 번째 단계이다. 다음에는 fitting에 사용할 독립변수 u 와 종속변수 v 를 진폭과 거리에 대한 데이터로부터 계산한다. 독립변수 u 는 식 (5-178)과 같이 θ 로 척도를 매긴(정규화 시킨) 거리의 역수와 같다.

(5-178)

종속변수 v 는 측정된 전력비에 u 를 곱하여 식 (5-179)와 같다.

$$\frac{\text{전력비 측정값}}{\text{거리}} \quad (5-179)$$

식 (5-176)의 계수들은 최소 자승화 접근법을 사용하여 u 의 역수로 $v(u)$ 를 fitting하여 구할 수 있다. 계수들을 구한 후 측정 데이터와 fitting 결과를 나타내는 그림 5-9와 같은 그래프를 그린다. 횡좌표는 독립변수 u 로 거리의 역수로 나타나 있어서 거리가 증가하면 횡축은 감소하는 방향이다. 따라서 $u \rightarrow \infty$ 에 해당한다. 가로축은 전력비에 거리의 제곱을 곱한 것이다. 이는 식 (5-179)를 그래프로 나타낸 것으로 측정된 진폭, 거리 등의 효과가 포함되어 있다. 모든 측정이 원방영역에서 이루어졌다면 그림 5-9에 나타난 곡선은 직선으로 나타날 것이다. 이는 근방영역에서의 보정을 u 의 함수로 나타낼 수 있음을 보여 준다.

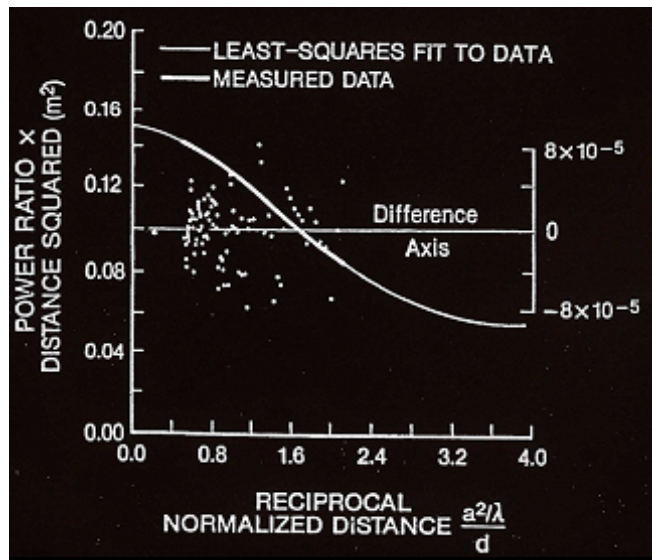


그림 5-9 측정 데이터와 fitting 결과

외삽기술에서 실제 안테나 이득을 측정에는 식 (5-180)를 사용한다.

식 (5-180)에서 P_D 는 송신용 신호원에서 부하에 직접 전달되는 전력이고, $P_A(d)$ 는 안테나와 안테나 사이의 거리가 d 인 경우 부하에 전달되는 전력을 나타낸다.

$$G = M^{1/2} \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right) \left\{ N(d) \frac{P_A(d)}{P_D} \right\}^{1/2} \quad (5-180)$$

식 (5-180)에서 송신용 신호원에서 부하에 직접 전달되는 전력 (P_D)과 안테나와 안테나 사이의 거리가 d 인 경우 부하에 전달되는 전력 ($P_A(d)$)의 비는 식 (5-179)로 부터 식 (5-181)과 같다.

$$\frac{P_A(d)}{P_D} = \frac{M}{N(d)} \quad (5-181)$$

식 (5-181)에서 M 은 부정합 인자로 식 (5-182)과 같이 구해진다.

$$M = \frac{1}{N(d)} \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 \quad (5-182)$$

식 (5-182)에서 Γ_G 와 Γ_T 는 각각 신호원 반사계수와 송신 안테나의 반사계수를 나타낸다.

식 (5-182)에서 $N(d)$ 는 근접 효과를 보상하기 위한 보정 인자로 그림 5-9로부터 구할 수 있다. 그림 5-9의 최소 자승법으로 구한 곡선에서 횡축(x축)의 어느 거리에 해당하는 종축(y축)의 값을 거리 d 가 무한대인 값인 최소 자승법으로 구한 곡선과 종축이 만나는 값으로 정규화 시킨 값이 $1/N(d)$ 에 해당한다. 예로 그림 5-9에서 안테나 사이의 거리가 무한대인 경우를 나타내는 최소 자승법으로 구한 곡선과 종축이 만나는 값은 0.15이고, 횡축이 1.7일 때 최소 자승법으로 구한 곡선의 종축값은 0.10이다. 따라서 $1/N = 0.67$ 이고, $N=1.5$ 가 된다.

그림 5-10은 외삽기술을 이용하여 측정한 X-band 혼 안테나의 측상이득과

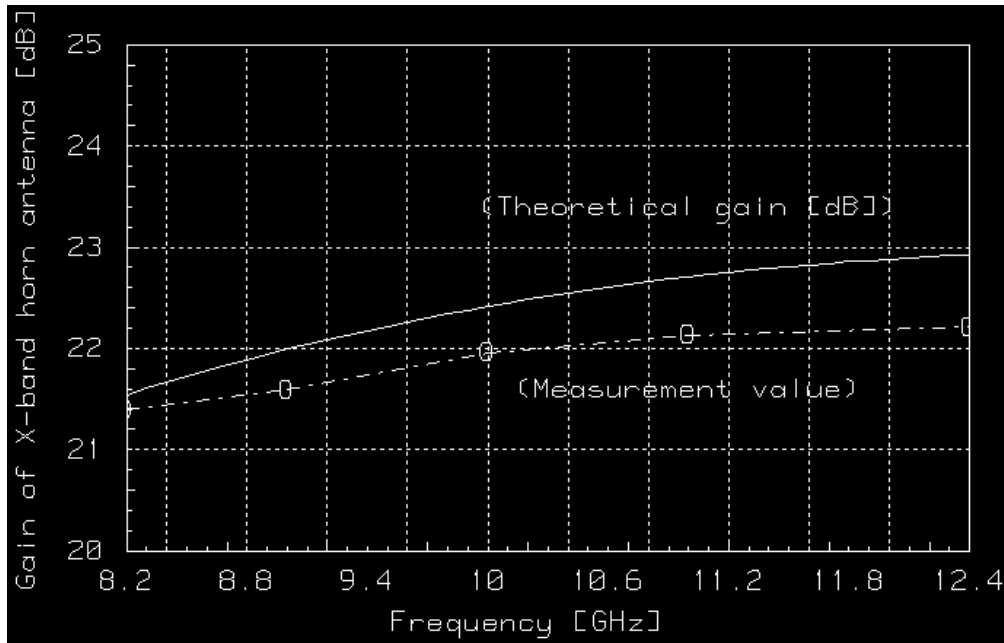


그림 5-10 X-band 혼 안테나의 이득

식 (3-110)을 이용하여 이론적으로 구한 안테나 이득을 나타낸다. 측정에 사용된 안테나는 , , , 인 X-밴드 혼 안테나 이다.

그림 5-10을 살펴볼 때 이론적으로 계산한 이득과 외삽기술을 적용하여 측정된 안테나 이득과는 약 0.7 dB의 차이가 난다.

위상 측정의 경우 과 의 상대적인 위상만 측정하면 되기 때문에 에 0도 위상을 할당하면 식 (5-184)을 얻는다.

$$\frac{G_{\text{measured}}}{G_{\text{theoretical}}} = \frac{G_{\text{measured}}}{G_{\text{theoretical}}} \quad (5-183)$$

같은 안테나 쌍에서 수신 안테나를 회전 시킨 후 에는 새로운 급수를 얻게 되고 이때의 새로운 계수를 라고 하면 은 식 (5-184)과 같이 주어진다.

(5-184)

따라서 식 (5-161) ~ 식 (5-165)와 식 (5-169) ~ 식 (5-172)를 이용하여 안테나의 이득과 편파 특성을 구할 수 있게 된다.

제 6 장 다기능 안테나 레인지

제 1 절 다기능 안테나 레인지의 구성

안테나 레인지는 매우 다양하여 제 4 장에서 살펴보았듯이 측정하고자 하는 안테나의 특성과 주파수에 따라 선택해야 한다. 안테나 관련 이득을 측정하고 민원을 해결하기 위하여 안테나 관련 측정 표준을 보급하는 측면에서는 제 5 장에서 다룬 일반화된 3-안테나 기술을 이용하여 측상 이득과 편파 특성을 측정하는 시스템이 필요하다고 본다.

일반화된 3-안테나 법은 안테나의 특성 측정에 이용되는 표준 안테나나 프로브의 이득과 편파 특성을 측정할 수 있는 매우 정확한 방법이다. 일반화된 3-안테나 법을 이용하기 위해서는 안테나 측정 레인지를 실내의 전자파 무향실에 설치하여야 한다. 이때 안테나 레인지를 다기능을 수행하도록 설치하면 일반화된 3-안테나 법, 원방영역 안테나 특성 측정, 평면 주사법, 원통 주사법 및 구면 주사법 등을 적용하여 안테나 특성을 측정할 수 있도록 할 수 있다. 다기능 안테나 레인지를 여러 가지 고려 사항을 고려하여 설치하면 안테나 특성 측정 능력에는 영향을 미치지 않으면서도 다기능을 수행하여 단일 시스템을 독자적으로 구성하는 것보다 비용면에서 매우 유리하다.

그림 6-1은 제안하는 다기능 안테나 레인지의 블록도이다.

그림 6-1은 외삽기술 안테나 레인지, 안테나의 복사패턴, 안테나 편파 특성, 평면 주사법, 원통면 주사법 및 구면 주사법을 적용하여 안테나 특성을 측정할 수 있는 다기능 안테나 레인지이다. 수평면인 z 방향에 설치한 레일을 따라 10 m 까지 밀차를 이동 시킬 수 있도록 하여 외삽기술을 적용한 안테나 이득 및 편파특성 측정용 안테나 레인지와 원방영역 프로브 패턴을 측정 하기위한 송수신 안테나 사이의 거리를 조절하도록 하였다. ϕ -over- θ 인 안테나 위치 조절 장치는 구면 주사법을 이용한 안테나 특성을 측정 가능하게 하였고, θ 회전자 위에 4 m 레일을 설치하여 회전자의 위상 중심을 잡고, θ 회전자와 y 축 레일을 이용하면 원통면 주사법을 이용한 안테나 특성 측정이 가능하다. 또한 이 레일을 90° 회전시켜서 y 축 레일을 이용하면 평면 주사법이 가능하다. 수직 축 레일인 y 축 레일의 이동거리는 약 6 m이고 평면 주사법, 원통면 주사

법 및 구면 주사법으로 측정 가능한 안테나의 직경은 약 3.5 m 이다.

그림 6-2는 평면 주사법의 기능이 없는 일종의 다기능 안테나 레인지의 운용 모습이다.

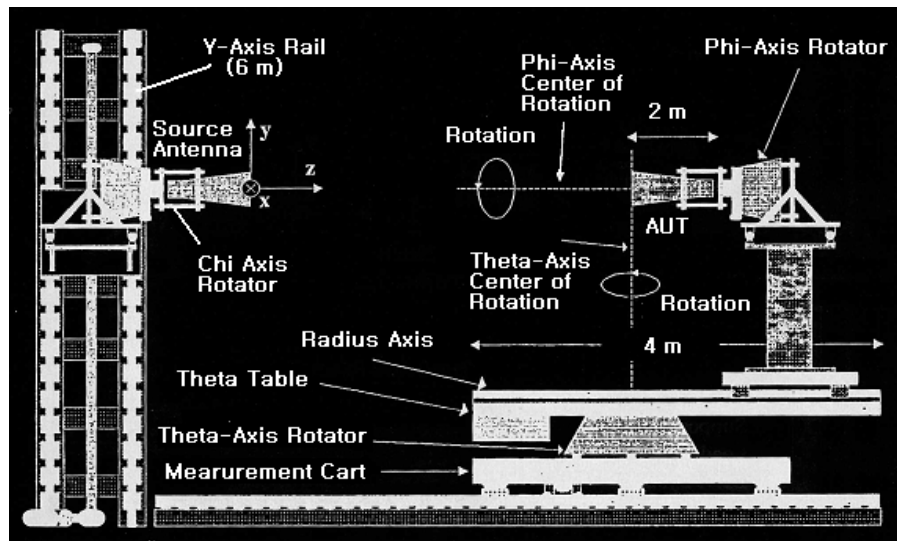


그림 6-1 다기능 안테나 레인지



그림 6-2 다기능 안테나 레인지의 사진 모습

제 2 절 다기능 안테나 레인의 특성

1. 외삽기술을 이용한 안테나 이득 측정

다기능 안테나 레인에서 외삽기술을 이용하여 안테나의 축상 절대 이득과 편파 특성을 정확하게 측정 할 수 있는 외삽기술 안테나 레인을 그림 6-1로부터 그림 6-3에 나타내었다.

외삽기술을 적용하기 위한 수평면(z축)에 설치한 안테나 레일은 약 10 m 정도로 이 거리는 약 1 GHz ~ 26.5 GHz의 주파수 범위에서 측정하기에 충분한 거리이다. 안테나 positioner를 실은 모터로 구동되는 측정용 밀차가 이 레일을 따라 이동하도록 하였다. 외삽기술을 이용하여 안테나 이득 및 편파 특성을 측정하기 위한 최적 거리는 ~ 이다. 하한 주파수인 1 GHz의 파장은 0.3 m이고, 안테나 개구면의 직경 $D=1$ m인 경우 원방영역 조건인 을 계산하면 7 m가 되어 외삽기술을 적용하기 충분한 거리이다. 상한 주파수인 26.5 GHz의 파장이 0.113 m이고 안테나 개구면의 직경 $D=0.6$ m인 경우 원방영역 조건인 을 계산하면 약 6.4 m로 외삽기술을 적용하기에 충분하다.

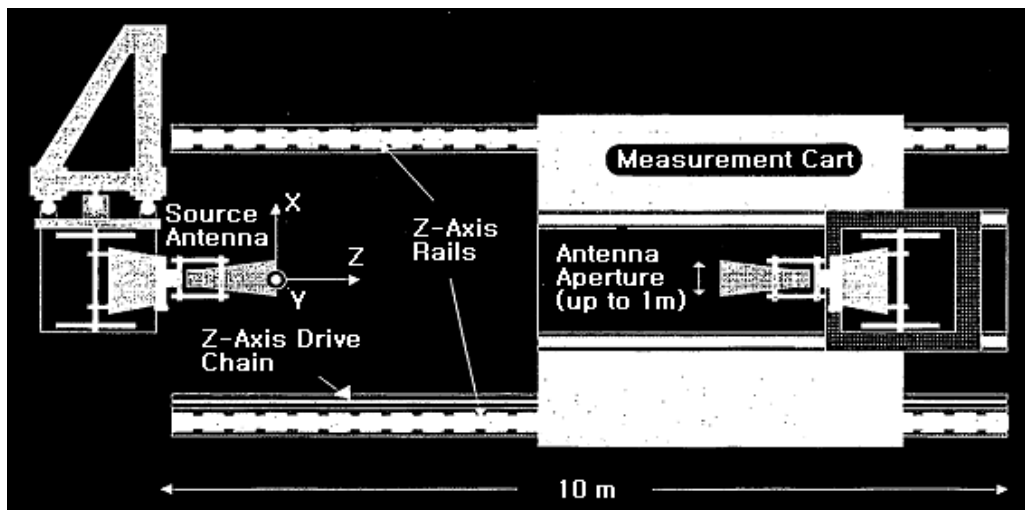


그림 6-3 외삽기술을 이용한 안테나 특성 측정 장치

2. 안테나의 복사 패턴 측정

원통면 주사법이나 구면 주사법 등에 이용하기 위하여 ϕ -over- θ 회전자를 측정용 밀차위에 그림 6-1과 같이 설치하였다. 그림 6-1에 나타난 것과 같이 θ 축 회전자 위에 설치한 θ 테이블위에 4 m 길이의 레일을 설치하였다. 이 레일을 이용하여 ϕ 축에 설치한 안테나의 회전 중심에 안테나의 개구면이 위치하도록 할 수 있다. 이 것은 구 좌표계의 중심에 안테나를 놓은 것과 같다. θ 회전자 위에 설치한 4 m 길이의 레일에 의하여 복사 패턴을 측정 할 수 있는 안테나의 최대 길이는 2 m 가 된다.

송수신 안테나를 같은 높이로 같은 수평 축상에 위치시키고 송신측에서는 χ 축 회전자로 송신 안테나의 편파를 변화 시킬 수 있고, 수신 측에서는 ϕ 회전자로 수신 안테나의 편파를 변화 시킬 수 있기 때문에 안테나 복사 패턴의 전기장 복사 패턴과 자기장 복사 패턴을 측정 할 수 있다.

송수신 안테나 사이의 거리가 10 m 이므로 위상차 22.5° 이내에서 하한 주파수인 1 GHz에서 측정 할 수 있는 안테나의 최대 직경은 약 1.2 m이고, 상한 주파수로 책정한 26.5 GHz에서 측정 할 수 있는 안테나의 최대 직경은 약 24 cm이다.

3. 구면 근방영역 주사법

구면 근방 영역 주사법을 이용하여 안테나의 특성을 측정하기 위해서는 그림 6-1에서 측정용 밀차 위에 설치한 ϕ -over- θ 회전을 이용하면 된다. 이 때 피 시험 안테나는 y 축에 설치하고 ϕ 축과 θ 축을 변화시켜 가면서 측정하여 구면을 주사하게 된다. 그림 6-1에서 ϕ 축의 중심은 θ 테이블 위에서 약 1.7 m로 약 3.5 m의 직경을 갖는 안테나 특성을 구면 주사법으로 측정할 수 있다.

4. 원통면 근방영역 주사법

원통면 근방영역 주사법으로 안테나의 특성을 측정하기 위해서는 그림 6-1에서 θ 회전자와 y 축 레일을 이용해야 한다. 이 y 축 레일을 따라 레일 위에

설치한 송신 안테나가 6 m까지 이동 할 수 있다. y축을 따라 안테나가 이동하면서 theta 축을 변화시키면 원통면을 주사하게 된다. 이 방법을 이용하면 구면 주사법에서와 같이 안테나 직경이 약 3.5 m인 안테나 특성을 측정 할 수 있다.

5. 편파 측정

안테나의 편파 특성을 측정하기 위해서는 그림 6-1에서 chi 회전자와 phi 회전자를 이용하여야 한다. 일반 적으로 편파를 측정 할 때에는 chi 축을 고정하고 phi 축을 변화 시켜서 측정 한다. 제 5 장에서 설명한 외삽기술을 이용한 편파 측정, 평면 주사법, 원통면 주사법 및 구면 주사법 등에서 선형 편파된 안테나의 교차 성분을 얻기 위하여 chi 축을 사용한다.

제 3 절 다기능 안테나 레인지 정렬

1. 레일 정렬

z 축과 y축 레일은 안테나 측정 전반에 아주 민감한 영향을 미치기 때문에 매우 정확하게 직진도를 유지하여야 하고 평균적인 변화가 적어야 한다. 따라서 고 정밀의 조정이 필요하여 정렬에 사용되는 고가의 장비가 필요하고 많은 시간이 필요하게 된다. z 축 레일 중 하나는 외삽기술을 이용할 때 밀차를 유도하는 레일로 다른 쪽 레일보다 정밀하게 정렬 하여야 한다. 이 레일들은 양호한 조건에서 x 방향과 y 방향으로 \pm 내에서 정렬이 가능해야하고, y 축 레일의 경우도 x 축과 z 축 방향으로 \pm 내에서 정렬이 가능하도록 해야 한다.

2. 안테나 정렬

일반적으로 외삽기술을 이용한 안테나 이득 측정이나 안테나 패턴 및 편파 측정에 사용하기 위한 시스템의 정렬은 시간이 매우 많이 걸리고 매우 어려운

작업이다. Theta 축은 중력 방향에 평행하게 25초 내를 유지하도록 정렬되어야 한다. phi 가 회전함에 따라 피 시험 안테나 좌표의 x-y 평면은 회전하는 phi 축에 수직하게 40초 내를 유지하여야 한다. 또한 phi 가 회전함에 따라 피시험 안테나의 좌표계의 중심은 0.5 mm 내에서 유지 되어야 한다. Theta가 회전함에 따라 피시험 안테나 좌표계의 중심은 0.2 mm 내에서 theta 축에 유지하여야 한다. 이 값들은 26.5 GHz 정도 까지 안테나 레인지를 운용할 수 있는 값이며 더 높은 주파수 영역에서 사용하기 위해서는 편차를 더욱 작게 하여야 한다. Theta와 phi 축은 수직하고 서로 가로지르는 방향이다.

y축 레일 위의 회전자에 부착되어 있는 송신 안테나를 회전시킬 필요가 없는 경우에는 피측정 안테나 좌표계의 평균 z축에 평행 하도록 정렬하여야 한다. 이 경우 오차를 2초 이내에 들도록 하여야 한다. 송신 안테나 좌표계의 z축은 0.05 mm 내에서 회전하도록 피측정 안테나의 좌표 축 중 평균 z축에 맞게 정렬하여야 한다.

또한 환경 및 기계적인 요인으로 온도의 영향과 기계적인 안정 및 다른 부하에 의한 영향 등을 고려하여 안정도를 확인하여 한다. 이러한 측정들은 레일이나 안테나 정렬을 마친 뒤 실시하여야 하며 이측정 결과는 phi와 theta 축에 대하여 회전시에는 4 ~ 5 초, 이동에 대하여는 0.02 mm ~ 0.05 mm 정도내에 들어야 한다.

3. 전자 기계적인 조정

회전자들과 선형 축들의 위치 선정은 안테나 측정에 매우 민감하게 영향을 미치는 요소이다. 특히 26.5 GHz 이상의 주파수에서는 많은 주의가 필요하다. 안테나나 안테나 마스트를 회전 시키는 phi, chi 및 theta 회전자들은 반복도 오차의 경우 $\pm 0.01^\circ$ 보다 작은 제품을 선택 할 수 있고, 이 각도를 표시하는 각도 위치의 표시는 $\pm 0.001^\circ$ 까지 가능한 제품이 상용으로 공급 가능하다. z 축을 구동하기 위한 모터와 기어는 정확도는 0.2 mm 이내에서 기록이 가능하다. 또한 측정용 밀차의 z 방향 위치와 송신 안테나의 y 방향 위치 등은 0.01 mm 이내에서 측정이 가능하다. 이와 같은 모든 거리 측정은 레이저 간섭계를 이용한 거리 측정기를 이용하여야 한다.

제 7 장 결 론

본 연구는 복사성 EMC 측정의 국제적 변화에 대응하기 위하여 초고주파 대역에서 EMI 측정용 안테나의 특성 측정 기술의 확립을 위한 기반을 조성하기 위하여 수행하였으며 주요 연구 결과는 다음과 같다.

첫째 연구 방향의 설정을 위하여 초고주파 대역에서 EMC 측정에 대한 CISPR의 현황 및 동향, 안테나 측정 관련 표준, CCE의 RF-GT 그룹의 안테나 특성 측정에 관한 국제 비교활동 동향 및 유럽의 안테나 특성 측정에 관한 동향을 살펴보았다. CISPR의 경우 EMC 측정의 상한 주파수가 18 GHz로 CISPR에서 규정하고 있는 EMC 측정용 안테나를 교정하여 지원하기 위해서는 18 GHz 까지의 안테나 측정 능력 확립이 시급하고, CCE의 GT-RF 그룹의 국제 비교와 EU의 동향등을 살펴볼 때 약 40 GHz 까지의 측정 능력도 단기간 내에 갖추어야 경쟁력을 갖출 수 있다고 생각한다.

둘째 초고주파 대역에서 기준 안테나로 이용되는 OEG 안테나와 혼 안테나의 복사 특성과 안테나 이득을 프린지 전류를 고려하여 이론적으로 계산하였으며 일부는 측정하여 그 결과를 비교하여 보았다. 프린지 전류를 고려한 결과가 프린지 전류를 고려하지 않은 결과보다 측정값에 잘 일치하는 결과를 얻었으며, 이 결과는 OEG 안테나와 혼 안테나의 이론 해석 방법으로 사용 가능하리라 본다.

셋째 초고주파 대역에서 안테나 특성을 측정하기 위하여 사용되고 있는 안테나 레인지에 대한 전반적인 특성과 장단점을 살펴보았다. 측정하고자 하는 안테나의 특성과 안테나의 구조 및 사용 주파수에 따라 적합한 안테나 레인지를 선택할 수 있으리라 본다. 초고주파 대역의 EMI용 안테나의 특성은 안테나의 축상 이득과 편파 특성이 중요하고 안테나 특성 측정의 불확도가 EMI 측정 불확도에 직접적으로 영향을 주기 때문에 안테나 이득과 편파 특성을 정확하게 측정 할 수 있는 외삽기술을 이용한 3-안테나 법이 가장 적합하리라 본다.

넷째 외삽 기술을 이용한 일반화된 3-안테나 법으로 안테나 축상 이득과 편파 측정법에 대하여 이론적으로 고찰하여 보았으며 이 방법은 현재까지 알려진 방법 중에 가장 정확한 방법으로 본 연구 결과를 안테나 레인지 설치 후 적용 가능하리라 본다.

다섯째 외삽 기술을 이용한 안테나 특성 측정, 원방 영역 안테나 특성 측정 및 근방영역 주사법인 평면 주사법, 원통면 주사법과 구면 주사법 등을 이용하여 안테나 특성을 측정 할 수 있는 다기능 안테나 측정 장치인 안테나 레인지를 제안 하였다.

본 연구를 통하여 제안한 다기능 안테나 레인지를 이용한 측정 능력을 살펴 보면 외삽 기술을 이용한 3-안테나 법으로 안테나 이득 및 편파 특성 측정의 주파수 범위는 450 MHz ~ 26.5 GHz이고 안테나 이득 측정 정확도는 $\pm 0.05 \text{ dB} \sim \pm 0.1 \text{ dB}$ 정도이다. 원방영역의 안테나 레인지로 활용 가능한 주파수 영역은 1 GHz ~ 26.5 GHz 이며 측정 가능한 안테나 직경은 송·수신 안테나 사이의 거리가 10 m 이기 때문에 1 GHz에서 약 1.2 m 정도이고 26.5 GHz에서 약 24 cm이다. 원방 영역 안테나 레인지로는 표준 안테나를 이용한 이득 및 편파 특성과 원방영역 복사 패턴 등을 측정할 수 있다. 근방영역 주사법인 평면 주사법, 원통면 주사법 및 구면 주사법을 이용하여 측정 가능한 주파수 영역은 1 GHz ~ 26.5 GHz이고 이 방법으로 측정 할 수 있는 안테나의 최대 직경은 3.5 m 정도이다. 평면 주사법은 지향성이 높은 안테나의 측정에 활용하고, 원통면 주사법은 수평 방향으로 지향성이 좋은 안테나의 특성 측정에 활용하며 구면 주사법은 지향성이 넓은 안테나의 특성 측정에 적합하다. 근방영역 주사법의 측정 정확도를 살펴보면 진폭 정확도가 $0.04 \text{ dB} \sim 0.13 \text{ dB}$ 정도이고, 위상 정확도는 $0.5^\circ \sim 2.2^\circ$ 정도이다.

따라서 본 연구의 결과를 활용하여 다기능 안테나 특성 측정 시스템을 갖추게 되면 초고주파 대역에서 선진국 수준의 EMI용 안테나의 안테나 이득 및 편파 특성 측정 능력뿐만 아니라 일반 고성능 안테나의 이득, 편파 특성 및 복사 패턴의 측정 능력도 갖출 수 있다고 본다.

참 고 문 헌

- [1] CISPR 11, "Industrial, Scientific and Medical (ISM) Radio-Frequency Equipment - Electromagnetic Disturbance Characteristics - Limits and Methods of Measurement."
- [2] CISPR 12, "Vehicles,Boats, Internal Combustion Engine Driven Devices - Radio Disturbance Characteristics - Limits and Methods of Measurement for the Protection of Receivers Except those Installed in the Vehicle/Boat/Device Itself or in Adjcent Vehicles/Boats/Devices."
- [3] CISPR 13, "Sound and Television Brocast Receivers and Associated Equipment - Radio Disturbance Characteristics - Limits and Methods of Measurement."
- [4] CISPR 16-1-1, "Specification for Radio Disturbance and Immunity Measuring Apparatus and Methods," Part 1-1 : Radio Disturbance and Immunity Measuring Apparatus - Measuring Apparatus.
- [5] CISPR 16-1-4, "Specification for Radio Disturbance and Immunity Measuring Apparatus and Methods," Part 1-4 : Radio Disturbance and Immunity Measuring Apparatus - Radiated Disturbances.
- [6] CISPR 16-1-5, "Specification for Radio Disturbance and Immunity Measuring Apparatus and Methods," Part 1-5 : Radio Disturbance and Immunity Measuring Apparatus - Antenna Calibration Test Sites for 30 MHz to 1000 MHz.
- [7] CISPR 16-2-3, "Specification for Radio Disturbance and Immunity Measuring Apparatus and Methods," Part 2-3 : Methods of Measurement of Disturbances and Immunity - Radiated Disturbance Measurements.
- [8] CISPR 19, "Guidance on the Use of the Substitution Method for Measurements of Radiation from Microwave Ovens for Frequencies above 1 GHz."
- [9] CISPR 22, "Information Technology Equipment - Radio Disturbance Characteristics - Limits and Methods of Measurement."

- [10] CISPR 25, "Radio Disturbance Characteristics for the Protection of Receivers used on Board Vehicles, Boats, and on Devices - Limits and Methods of Measurement."
- [11] CISPR 32, "Information Technology, Multimedia Equipment and Receivers - Radio Disturbance Characteristics - Limits and Methods of Measurement."
- [12] ANSI C63.5-2004, "American National Standard for Electromagnetic Compatibility-Radiated Emission Measurements in Electromagnetic Interference(EMI) Control-Calibration of Antennas," 9 kHz to 40 GHz.
- [13] IEEE Std 291-1991, "IEEE Standard Methods for Measuring. Electromagnetic Field Strength of Sinusoidal Continuous Waves", 30 Hz to 30 GHz.
- [14] IEEE 1309-1996, "IEEE Standard Methods for Calibration of electromagnetic sensor and probe," 9 kHz to 40 GHz.
- [15] IEEE Std 291-1991, "IEEE Standard Methods for Test procedures for antennas," 9 kHz to 40 GHz.
- [16] SAE ARP-958, "Broadband Electromagnetic Interference Measurement Antennas : Standard Calibration Requirements and Methods," 9 kHz to 40 GHz.
- [17] Arthur D. Yaghjian, "Approximate Formulas for the Far Field and Gain of Open-Ended Rectangular Waveguide," IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. AP-32, No. 4, pp. 378-384, April, 1984
- [18] Doris I. Wu, and Motohisa Kanda, "Comparison of Theoretical and Experimental Data for the Near Field of an Open-Ended Rectangular Waveguide," IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, Vol. 31, No. 4, pp. 353-358, Nov., 1989
- [19] K. T. Selvan, "Finite-Range Gain and Field of an Open Ended Rectangular Waveguide," IETE Journal of Research, Vol. 1, No. 1, pp. 641-644, Jan - Feb., 1997
- [20] S. F. Kawalko, and Motohisa Kanda, "Near-Zone Gain of Open-Ended Rectangular Waveguide," IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility,

- Vol. 39, No. 4, pp. 408-413, Nov., 1989
- [21] K. T. Selvan, "Studies on the Classical Gain Approximations and the Aperture-Reflection Coefficient of Rectangular Waveguide Antenna," IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, Vol. 40, No. 4, pp. 343-347, Nov., 1998
 - [22] K. T. Selvan, D. R. Poddar, and K. R. Kini, "Off-Axis Gain and Field in the Finite Range of an Open-Ended Waveguide," IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, Vol. 43, No. 4, pp. 485-488, Nov., 2001
 - [23] K. T. Selvan, and V. Venkatesan, "A Note on Aperture-Reflection Coefficient of Open-Ended Waveguide," IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, Vol. 45, No. 4, pp. 663-664, Nov., 2003
 - [24] K. T. Selvan, "Approximate Formula for the Phase of the Aperture-Reflection Coefficient of Open-Ended Rectangular Waveguide," IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. AP-52, No. 1, pp. 318-321, Jan., 2004
 - [25] E. V. Jull, "Finite-Range Gain of Sectoral and Pyramidal Horns," Electronics Letters 15th October, Vol.6, No.21, pp.680-681, Nov., 1970
 - [26] E. V. Jull, "Errors in the Predicted Gain of Pyramidal Horns," IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. AP-21, No. 1, pp. 25-31, Jan., 1973
 - [27] M. Kanda, and R. D. ORR, "Near-Field Gain of a Horn and an Open-Ended Waveguide: Comparison between Theory and Experiment," IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. AP-35, No. 1, pp. 33-40, Jan., 1987
 - [28] D. A. Hill, and R. L. Ehret, "Near-Field Gain of Pyramidal Horns from 18 to 40 GHz," NISTIR 89-3924, Nov., 1989
 - [29] D. C. Hawkins, "Variation in the Frequency Sensitivity of Waveguide Horns," IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. AP-39, No. 1, pp. 85-88, Feb., 1997
 - [30] P. H. Rao, K. T. Selvan, and S. K. Das, "Finite-Range Gain Prediction of Pyramidal Horn with Improved Accuracy," IEEE Trans.

- on Electromagnetic Compatibility, Vol.39, No. 4, pp. 374-376, Nov., 1997
- [31] K. T. Selvan, "An Approximate Generalization of Schelkunoff's Horn-Gain Formulas," IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. AP-47, No. 6, pp. 1001-1004, June, 1997
- [32] J. Glimm, R. Harms, K. Munter, M. Spitzer, and R. Pape, "A Single-Antenna Method for Traceable Antenna Gain Measurement," IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, Vol. 41, No. 4, pp. 436-439, Nov., 1999
- [33] G. Mayhew-Ridgers, J. W. Odendaal, and J. Joubert, "Horn Antenna Analysis as Applied to the Evaluation of the Gain Transfer Method," IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. AP-49, No. 5, pp. 949-958, Aug., 2000
- [34] G. Mayhew-Ridgers, J. W. Odendaal, and J. Joubert, "On Primary Incident Wave Models for Pyramidal Horn Gain Calculation," IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. AP-48, No. 8, pp. 1246-1252, Aug., 2000
- [35] K. T. Selvan, "A Simple Method for Computing Pyramidal Horn Gain Proximity Correction," INT. J. Electronics, 2001, Vol. 88, pp. 543-547, No. 5, 2001
- [36] K. T. Selvan, R. Sivaramakrishnan, K. R. Kini, and D. R. Poddar, "Experimental Verification of the Generalized Schelkunoff's Horn-Gain Formulas for Sectoral Horns," IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. AP-50, No. 6, pp. 875-877, Aug., 2002
- [37] R. C. Johnson, H. A. Ecker, and J. S. Hollis, "Determination of Far-Field Antenna Pattern from Near-Field Measurements," Proc. IEEE, vol. 6, no. 12, pp. 1668-1694, Dec., 1973
- [38] L. H. Hemming, and R. A. Heaton, "Antenna Gain Calibration on a Ground Reflection Range," IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. AP-21, No. 4, pp. 532-537, July, 1973
- [39] P. W. Arnold, "The Slant Antenna Range," IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. AP-14, pp. 658-659, Sept., 1966

- [40] A. C. Newell, R. C. Baird, and P. F. Wacker, "Accurate Measurement of Antenna Gain and Polarization at Reduced Distances by an Extrapolation Technique," IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. AP-21, No. 4, pp. 418-431, July, 1973
- [41] A. D. Yaghjian, "Upper-Bound Error in Far-Field Antenna Parameters Determined From Planar Near-Field Measurements, Part 1 : Analysis," NBS TN 667, Oct., 1975
- [42] A. D. Yaghjian, "Near-Field Antenna Measurements On A Cylindrical Surface : A Source Scattering-Matrix Formula," NBS TN 696, Sept., 1977
- [43] R. C. Wittmann, C. F. Stubenrauch, "Spherical Near-Field Scanning : Experimental and Theoretical Studies," NISTIR 3955, July 1990
- [44] A. G. Repjar, A. C. Newell, and R. C. Baird, "Antenna Gain Measurements by an Extended Version of the NBS Extrapolation Method," IEEE Trans. on Instrumentation and Measurements, Vol. IM-32, No. 1, pp. 88-91, March, 1983
- [45] R. W. Yell, "Antenna Gain Measurements by an Extrapolation Technique," 1985 British Electromagnetic Measurements Conference Digest, Vol. PT, pp. 4/1-4/4, 1985
- [46] K. MacReynolds, and M. H. Francis, "Antenna Gain Measurements, The Three-Antenna Extrapolation Method," Antenna Measurement Association, Vol. 1999 ; PT, pp. 370-375, 1999
- [47] A. C. Newell, C. F. Stubenrauch, and R. C. Baird, "Calibration of Microwave Gain Standards," Proceedings of the IEEE, Vol. 74, No. 1, pp. 129-132, 1986
- [48] 신 준, 강 찬구, 김 정환, 정 낙삼, "외삽기법을 이용한 안테나의 원 · 근역장 절대이득 측정 시스템 제작," 대한 전자공학회 논문지, 제 27 권, 제 2 호, pp. 195,196, Feb., 1990
- [49] D. W. Hess, "Readily Made Comparison Among the Three Near-Field Measurement Geometries using Composite Near-Field Range," MIT Technology

주 의

1. 이 연구보고서는 전파연구소의 연구개발사업비 재정 지원으로 이루어진 연구결과입니다.
2. 이 보고서의 내용을 인용하거나 발표할 때에는 반드시 전파연구소 연구개발사업의 연구결과임을 밝혀야 합니다.