

제 출 문

본 보고서를 「 펄스 전자계 측정 표준개발
에 관한 연구 」 과제의 최종 보고서로 제출합니다.

2002. 12.

연구책임자 : 최재훈 (한양대학교)

연 구 원 : 오경진 (한양대학교)

연구보조원 : 강종현 (한양대학교)

연구보조원 : 이동렬 (한양대학교)

연구보조원 : 이 혁 (한양대학교)

요 약 문

1. 과제명 : 펄스 전자계 측정 표준개발에 관한 연구
2. 연구기간 : 2002. 2 ~ 2002.12 (11개월)
3. 연구책임자 : 최재훈 (한양대학교)
4. 계획 대 진도

가. 월별 추진내용

세 부 내 용	연구자	월별 추진계획												비 고
		2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12		
● TEM 송수신 안테나 개발 및 측정기술 확보	오경진 강종현 이동렬													
● 차폐성능 평가 기술 조사	강종현 이동렬 이 혁													
- 안테나 교정법 조사 (ESD 측정법 조사)														
- 전자파 측정시설 (Facility) 평가 조사														
● 최종보고서														
분기별 수행진도(%)		30			30			30			10			

나. 세부 과제별 추진사항

- 1) TEM 송수신 안테나 개발 - 완료
- 2) TEM 안테나 법에 의한 교정기술 조사 - 완료
- 3) 차폐성능 평가 기술 조사 - 완료

5. 연구결과

가. TEM 송수신 안테나 개발 및 측정기술 확보

· EMC 측정용으로 사용할 수 있는 광대역 TEM 혼 안테나의 동작원리 및 구조를 조사, 분석하였다. TEM 혼 안테나는 EMC 분야 뿐 아니라 UWB 통신용으로 그리고 지반탐사레이더(GPR)용으로 연구되고 있다. TEM 혼 안테나에 관한 자료는 주로 통신용 안테나에 관한 것이며 EMC용 TEM 혼에 관한 자료는 거의 없다.

· 통신용 TEM 혼 안테나의 구조를 바탕으로 변형된 TEM 혼 안테나를 설계하였다. 설계된 안테나는 100 ~ 1000MHz에서 매우 좋은 VSWR(평균 2이하) 값을 갖고 비교적 높은 이득을 갖는다.

· 안테나는 사용목적에 따라 통신용 안테나와 EMC용 안테나로 구분되며 EMC용 안테나는 통신용 안테나와는 달리 그 평가 파라미터가 안테나 팩터(AF:Antenna Factor)이다. AF 측정방법과 AF 교정법을 조사하였다. ESD/버스트 파형 측정에 필요한 복소 AF법을 조사하였다.

나. 차폐성능 평가 기술 조사

· EMC용 챔버의 종류와 특성, EMC 챔버의 종류와 평가 항목 및 정규화 시험장 감쇠량(NSA)를 조사, 분석하였다.

· 현재 사용하고 있는 챔버의 차폐성능 평가 방법을 조사하였다. 미국 NIST에서 개발한 초광대역 측정 시스템을 조사하였고 신호

처리과정을 분석하였다.

6. 기대효과

연구된 TEM 혼 안테나는 챔버의 성능 평가에 사용될 수 있고, 임펄스 형태의 불요전자파 측정에 활용될 수 있다. 또한 EMC 분야뿐만 아니라 UWB 통신을 위한 초광대역 안테나와 레이더용 안테나인 GPR 에도 활용될 수 있다.

7. 기자재 사용 내역

시설·장비명	규격	수량	용도	보유현황	확보방안	비고
PC	Pentium	2	시뮬레이션	유		기보유
HFSS	v. 8.0	1	전자파해석툴	유	S/W 유지보수 비 지급	기보유 S/W 가격의 12%

8. 기타 사항

SUMMARY

In this study, a TEM horn antenna for measuring EM waves of an impulse form and for assessing the performance of EMC chamber is designed and manufactured. A principle of TEM modes generation and the miniaturizing technique for a TEM horn are analyzed and the characteristics of this antenna are experimentally investigated.

TEM horn antennas are used for EMC, UWB communication and GPR systems. Although there are a number of antennas that have been used in such systems, there is a little published papers or documents for the TEM horn antennas.

A novel design method for a TEM horn antenna is proposed on the basis of parallel plate waveguide theory. The proposed TEM horn antenna has an exponentially tapered structure to increase matching bandwidth. The measured result shows that the TEM horn antenna has the frequency band of 100 MHz to 1000 MHz for VSWR less than 2.0. The measured data agree well with calculated results. It is anticipated that the manufactured antenna is applicable to GPR, UWB systems as well as EMC measurement systems.

The calibration methods for an antenna and the measurement methods for the antenna factor are investigated. The antenna factor is a characteristic parameter of EMC antennas. The antenna calibration methods are classified into standard antenna methods, standard field methods, standard site methods and reference antenna methods.

The antenna factor for the manufactured TEM horn is measured using the reference antenna methods. The measured result shows the TEM horn antenna has a good performance as an EMC antenna.

The NIST ultrawideband measurement system and its signal processing technique are analyzed. It is anticipated that this ultrawideband system makes it more easy to assess the performance of EMC chamber.

목 차

제 출 문	1
요 약 문	2
SUMMARY	5
목 차	7
표 목 차	10
그 립 목 차	11
제 1 장 서 론	13
제 2 장 TEM 혼 안테나	16
제 2.1 절 TEM 모드 발생의 원리	16
제 2.2 절 TEM 혼 안테나 특성 파라미터	18
제 2.3 절 TEM 혼 안테나의 특성	21
제 2.4 절 안테나의 소형화 및 광대역화	25
제 3 장 안테나 팩터	28
제 3.1 절 안테나 팩터	28
제 3.1.1 절 전계의 세기 측정과 이득 계산	28
제 3.1.2 절 안테나 팩터	29
제 3.2 절 안테나 팩터 평가 및 계산	31
제 3.2.1 절 대수주기 안테나에 대한 AF 계산	31
제 3.2.2 절 다이폴/바이코니컬 안테나에 대한 AF 계산 ..	32
제 3.3 절 측정의 불확실성	33
제 3.4 절 안테나 교정법의 종류	34
제 3.4.1 절 표준 사이트법	34

제 3.4.2 절 표준 전계 측정 방법	40
제 3.4.3 절 등가 정전 용량 치환법	44
제 3.5 절 슈바르츠벡 방법	47
제 3.5.1 절 교정법의 개요	47
제 3.6 절 복소 안테나 팩터	49
제 4 장 챔버의 성능 평가	51
제 4.1 절 EMC 측정설비	51
제 4.1.1 절 야외시험장	51
제 4.1.2 절 전자파 차폐실	56
제 4.2 절 EMC 챔버의 종류 및 특성	58
제 4.2.1 절 EMI용 챔버	58
제 4.2.2 절 EMS용 챔버	58
제 4.3 절 챔버의 차폐성능 평가	60
제 4.3.1 절 시간영역 측정 시스템	60
제 4.3.2 절 시간영역 측정 신호처리 과정	61
제 5 장 TEM 혼 안테나 설계	66
제 5.1 절 안테나 설계	66
제 5.1.1 절 평행판 도파관의 원리	66
제 5.1.2 절 평행판 도파관의 원리를 이용한 설계	70
제 5.2 절 시뮬레이션 결과	73
제 6 장 제작 및 측정	77
제 6.1 절 TEM 혼 안테나의 제작 및 측정	77
제 6.2 절 TEM 혼 안테나의 안테나 팩터 측정	80
제 6.2.1 절 참조 안테나법	80
제 6.2.2 절 안테나 팩터 측정	81

제 7 장 결 론	86
참 고 문 헌	88

표 목 차

표 5-1 설계된 안테나 파라미터 값	74
표 6-1 TEM 혼 안테나 팩터값	84

그 립 목 차

그림 2-1 TEM 혼 안테나의 기본 구조	16
그림 2-2 TEM 모드 발생의 원리	17
그림 2-3 혼 안테나의 중요한 설계 파라미터	19
그림 2-4 TEM 혼 안테나의 종류	21
그림 2-5 TEM cavity-backed waveguide 혼 안테나	22
그림 2-6 VSWR 패턴	23
그림 2-7 복사패턴	24
그림 2-8 TEM 혼 안테나의 소형화	25
그림 2-9 저항성분을 부착한 TEM 혼 안테나	26
그림 2-10 저항성분을 부착한 TEM 혼의 전계패턴 ..	27
그림 3-1 자유공간에서의 전송 손실 측정	34
그림 3-2 세 개의 다른 안테나 쌍을 이용한 세 개의 삽입 손실 측정	38
그림 3-3 표준 미소 다이폴 안테나	39
그림 3-4 수평 다이폴 안테나를 이용한 안테나 교정 장치의 구조	41
그림 3-5 정전 용량 치환법의 측정 구성도	45
그림 3-6 지표면 위에 있는 다이폴의 입력 임피던스 변화	48
그림 3-7 복소 안테나 팩터의 주파수 특성	50
그림 4-1 야외 시험장의 크기	52
그림 4-2 기준 시험장 감쇠량의 이론치	54

그림 4-3 야외 시험장의 시험장 감쇠량 측정	55
그림 4-4 정규화 시험장 감쇠량의 이론치	56
그림 4-5 전자파 무향실과 전자파 반무향실	59
그림 4-6 초광대역 측정 시스템	61
그림 4-7 신호처리 과정	62
그림 4-8 푸리에 역변환된 수신신호	63
그림 4-9 푸리에 변환된 수신신호	64
그림 5-1 평행판 도파관의 구조	66
그림 5-2 TEM 혼 안테나의 특성 파라미터	70
그림 5-3 테이퍼 정합 전송선로	71
그림 5-4 안테나의 지수함수형 곡선	72
그림 5-5 설계된 TEM 혼 안테나	73
그림 5-6 설계된 TEM 혼 안테나의 정재파비	74
그림 5-7 설계된 TEM 혼 안테나의 복사 패턴	76
그림 6-1 제작된 안테나 사진	77
그림 6-2 측정된 정재파비 특성	78
그림 6-3 측정된 복사패턴	79
그림 6-4 Chase Electronics사의 바이로그 안테나	81
그림 6-5 기준 안테나의 전압측정	82
그림 6-6 야외시험장에 설치된 TEM 혼 안테나	83
그림 6-7 TEM 혼 안테나의 전압측정	83

제 1 장 서 론

우리 생활 주변의 대부분의 전자장치나 시스템(30 MHz ~ 1000 MHz)은 일반적으로 연속파(continuous wave)에 의한 간섭(interference)보다는 임펄스(impulse) 형태나 정전기 방전(ESD : Electro Static Discharge)의 전자파에 의한 간섭에 훨씬 더 심각한 영향을 받는다. 이러한 임펄스 형태의 전자파에 의해 발생할 수 있는 시스템의 오동작을 미연에 방지하기 위해서 전자파 세기를 측정할 수 있는 안테나 시스템 개발이 절실히 요구된다.

대부분의 펄스형태의 전자계는 매우 빠른 상승시간(1 nsec 이하)과 넓은 대역폭(1 GHz 이상)을 갖는다. 이러한 특성을 갖는 전자계를 측정하기 위해서 광대역이면서 비분산 특성(nondispersive characteristics)을 갖는 안테나 시스템이 필요하다. 이제까지의 광대역 안테나 시스템은 스파이럴 또는 대수주기원리를 토대로 하여 설계되었으며 많은 문헌을 통하여 설계에 필요한 자료가 발표되었다. 그러나 이들 안테나는 정상상태(steady-state)의 신호를 다루는데 이용될 수 있을 뿐 임펄스 형태의 신호를 송수신하는 경우 입력신호의 심각한 왜곡현상으로 인해 임펄스 송수신용 안테나 시스템으로는 이용될 수 없다.

일반적으로 전자계 강도를 측정할 때 야외시험장(OATS : Open Area Test Site)은 방송이나 이동통신 등 많은 주파수 대역에 노출되고 환경잡음이 일정하지 않아 정확한 측정이 어렵다. 이런 단점을 극복하기 위해서 유럽이나 국제기구에서는 전자파 측정의 높은 신뢰성을 갖는 EMC 챔버(30 MHz ~ 1000 MHz)를 제작하여 전자계 강도를 측정하고 있다.

신뢰성 높은 챔버의 구축을 위해서는 챔버의 성능평가 방법이 명확하고 간단해야 한다. 하지만 기존의 챔버성능 평가 방법은 소

요시간이 오래 걸리며, 각 주파수 영역에 따라서 다수의 안테나를 사용해야 하는 불편함이 있다.

따라서 이러한 불편함을 줄이고 신뢰성을 높이기 위해서 두 가지 조건이 충족되어야 한다. 첫 째는 평가방법의 신속성과 간결성이며, 둘째는 평가시 사용하는 다수의 안테나를 하나의 안테나로 통일하여 챔버성능 평가의 신뢰성을 높이는 것이다. 챔버의 전자파 차폐효과 및 챔버의 성능 측정에 쓰이는 지향성이 높은 광대역(30 MHz ~ 1000 MHz) 안테나에 대한 연구가 필요하며 챔버의 성능을 평가하는 보다 효율적인 방법이 요구된다.

본 연구의 이러한 두 가지 목적을 충족시키기 위해서는 광대역(30 MHz ~ 1000 MHz)과 비분산 특성을 갖는 안테나가 필요하다. 광대역과 비분산 특성을 유지하면서 임펄스 형태의 전자파를 감지할 수 있는 센서로 개발된 것이 Wu-King[1]에 의해 제안된 비반사 다이폴 안테나의 개념을 이용한 저항성 부하를 갖는 다이폴 안테나이다. 하지만 이 안테나는 지향성과 효율이 낮고 안테나의 길이에 따라 부하를 분포시켜야 하기 때문에 제작상의 어려움이 크다. 동일한 광대역과 비분산 특성을 유지하면서 선형 다이폴 안테나가 갖는 지향성 및 효율을 보다 더 향상시킬 필요성에 의해 제안된 안테나 시스템이 TEM 혼 안테나이다. TEM 혼 안테나[2][3][4]는 임펄스 응답 송수신용으로 연구되고 사용되어 왔지만 TEM 혼 안테나에 대해선 알려진 바가 많지 않다. 그 이유는 아직까지 TEM 혼 안테나의 명확한 이론과 설계방법이 없기 때문이다.

본 연구에서는 광대역 TEM 혼 안테나의 설계 파라미터와 특성 및 TEM 모드 발생의 원리를 분석했고, TEM 혼 안테나의 소형화 및 광대역화 기법을 고찰했다. 그리고 EMC 안테나의 평가 파라미터인 안테나 팩터(AF : Antenna Factor)의 개념과 안테나 교정방법에 대해 조사하였다. 또 ESD와 같은 임펄스 파형 측정을 위해

필요한 복소 안테나 팩터에 관해 조사하였다. EMC 챔버의 종류와 특성, 평가방법을 조사하였고 미국의 표준과학기술원(NIST : National Institute of Standard and Technology)에서 제안한 광대역의 TEM 혼 안테나를 이용한 챔버의 성능평가 방법을 분석하였다.

평행한 도파관의 원리를 이용해서 TEM 혼 안테나를 설계 및 제작하였다. 안테나의 설계는 3차원 시뮬레이션 툴인 HFSS를 사용하였다. 그리고 TEM 혼 안테나를 제작, 측정하였고 참조 안테나법을 이용하여 TEM 혼 안테나의 안테나 팩터값을 측정하였다.

제 2 장 TEM 혼 안테나

제 2.1 절 TEM 모드 발생의 원리

TEM 혼 안테나의 기본 구조는 그림 2-1에 도시된 바와 같이 두 개의 선형 금속평판 혹은 두 개의 지수함수형 금속평판으로 구성된다. TEM 혼 안테나는 일반 혼 안테나와는 달리 두 도체판을 떼어놓고 급전시키며, 평행한 두 도체판의 급전 부분으로부터 전파가 발생되어 안테나 개구부를 통해서 공기 중으로 복사한다. 동축선을 통해서 흐르던 전류는 급전 부분에서 동축선의 내부 도체(inner conductor)와 안테나 도체판의 임피던스 부정합으로 인해 대부분 전파 에너지로 바뀐다. 이때 발생된 전파는 두 도체판 사이를 진행하면서 두 도체판에 흐르는 전류와 전압차에 의해 TEM 특성을 갖게 된다.

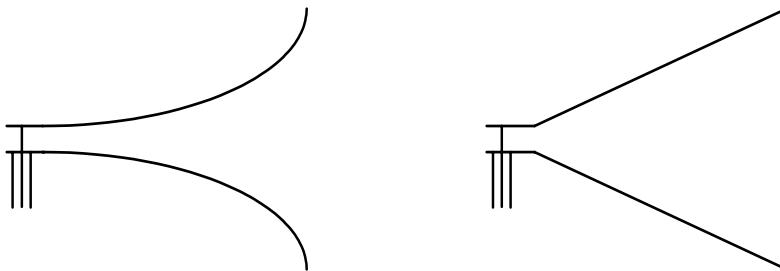
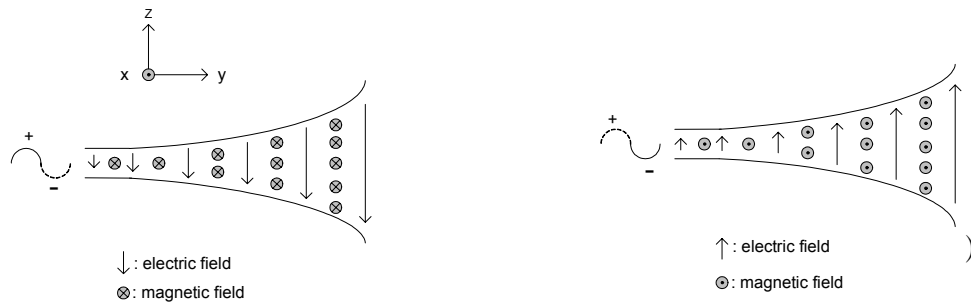


그림 2-1 TEM 혼 안테나의 기본 구조



(a) 양의 전압이 인가되었을 때 (b) 음의 전압이 인가되었을 때
그림 2-2 TEM 모드 발생의 원리

보다 자세한 TEM 모드 발생의 원리를 그림 2-2에 나타내었다. 그림 2-2(a)와 같이 두 도체판 사이에 양의 전압이 인가되면 $-z$ 방향으로 전계가 발생되고, 도체판을 따라 흐르는 전류에 의해서 $-x$ 방향으로 자계가 발생된다. 즉, 전파가 진행하는 y 방향으로의 전계나 자계가 존재하지 않는다. 따라서 급전부에서 발생한 전파는 이 곳을 통과하면서 x, z 방향으로만 형성되어 있는 전자계에 영향을 받아서 TEM 특성을 나타내게 된다. 그림 2-2(b)와 같이 음의 전압이 인가될 때에도 진행방향 y 로는 전자계가 형성되지 않는다. 따라서 발생한 전파는 개구부에서 TEM 특성을 나타내게 된다.

제 2.2 절 TEM 혼 안테나 특성 파라미터

TEM 혼 안테나의 기본 구조는 두개의 선형 금속평판 혹은 두개의 지수함수형 금속평판으로 구성된다. TEM 혼 안테나는 평행한 두 도체판의 급전부분으로부터 안테나 개구면을 통해서 전기 에너지를 공기중으로 복사한다. TEM 혼 안테나의 설계시 가장 중요한 점은 급전부에서 급전선과 두개의 금속평판이 완전하게 정합을 이루게 하는 것이다. 또한 급전부분과 안테나의 개구부가 정합을 이루도록 설계하여야 한다. 따라서 급전부에서 개구부까지의 정확한 정합 여부가 TEM 혼 안테나의 광대역 특성을 나타내는 관건이다. 만약 이러한 설계 요건을 만족시키지 못한다면 안테나는 비효율적이며 협대역의 특성을 보인다.

아직까지 TEM 혼 안테나의 설계의 원리에 대해 나온 논문이나 문서는 없다. 다만 실험적으로 다음의 네 가지가 TEM 혼 안테나 설계의 중요한 요소로 알려져 있으며, 서로 연관되어 있다. 그림 2-3에 혼 안테나의 네 가지 특성 파라미터가 나와있다.

가. 안테나 길이

일반적으로, TEM 혼 안테나는 고역대역 여파기와 같은 특성을 나타낸다. 안테나의 길이가 차단주파수를 결정한다. 즉, 설계할 주파수 범위에서 가장 낮은 주파수가 안테나의 길이를 결정한다. TEM 혼 안테나는 적어도 한 파장 이상의 안테나 길이를 요구한다.

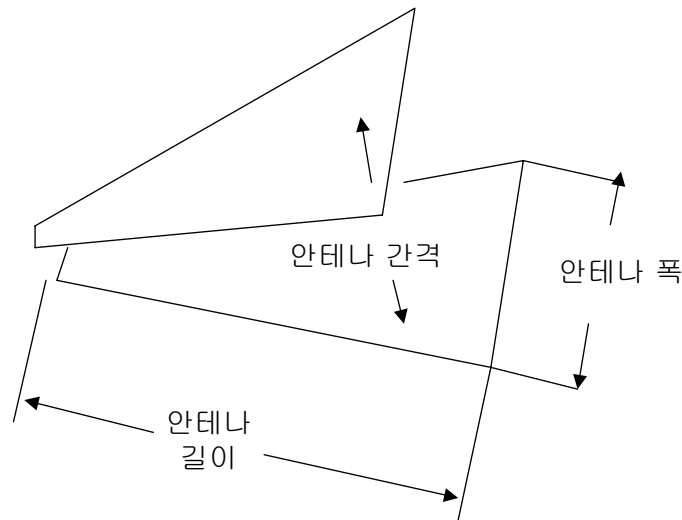


그림 2-3 혼 안테나의 중요한 설계요소

나. 도체판 길이에 따른 임피던스 변화

TEM 혼 안테나 설계시 가장 중요한 점은 급전부분과 개구부분의 완전한 정합이다. 급전부에서 개구부까지의 완전한 임피던스 매칭이 필요하다. 완전한 정합은 불연속점과 안테나 내부의 반사파를 적게 한다. 정합 변환기로는 $\lambda / 4$ 변환기, 다단 변환기, 테이퍼 정합 변환기 등을 사용할 수 있다.

다. 도체판 사이의 간격

TEM 혼 안테나 설계시 도체판 사이의 간격은 매우 신중히 고려해야 할 점이다. 특히 동축선으로 급전할 때, 급전부분의 두 도체판 사이의 간격은 동축선의 내부, 외부 도체의 간격을 고려해야 한다. 이는 급전부분의 불연속성을 고려해야 하기 때문이다. 개구부에서 두 도체판의 간격은 적어도 반파장 이상이 되어야 한다.

일반적으로 도체판의 간격은 두가지 형태로 설계하는데, 선형 금속평판 혹은 두개의 지수함수형 금속평판으로 구성한다. 선형

금속평판은 설계가 간단한 장점이 있는 반면 임피던스 부정합으로 불연속이 생긴다. 반면 지수함수형 금속평판은 임피던스 정합으로 불연속을 줄인다.

라. 안테나 폭

안테나 길이에 따라서 특성 임피던스와 두 도체판 간격이 변하므로 안테나의 폭은 위의 3가지 요소에 영향을 받으며, 설계시 이를 고려해야 한다. Kolokotronis는 두 도체판을 마이크로스트립 선로로 해석하여 안테나 폭을 결정하는 방법을 제시하였다.[5]

제 2.3 절 TEM 혼 안테나의 특성

대부분의 전자장치나 시스템은 임펄스 형태의 전자파에 의한 간섭에 심각한 영향을 받는다. 이러한 임펄스 형태의 전자파에 의한 시스템의 오동작을 미연에 방지하기 위해서 전자파 세기를 측정할 수 있게 도입된 안테나 시스템이 TEM 혼 안테나이다.[6]

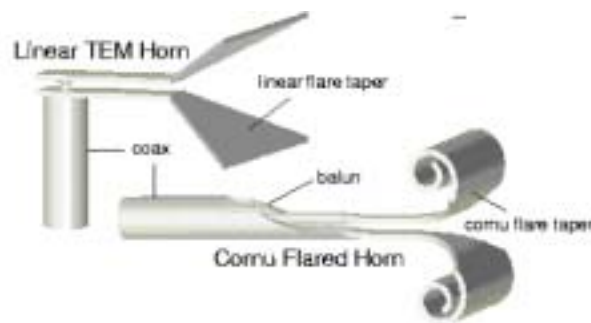


그림 2-4 TEM 혼 안테나 종류

TEM 혼 안테나는 그림 2-4에서처럼 완전한 도파관 형태가 아니라 옆면은 비어있는 구조로써 진행파형 안테나 역할을 하는 광대역 안테나이다. TEM 혼 안테나는 종단에 저항 성분을 장착하여 종단효과를 감소시킬 수 있다. 보통 크기가 아주 크고 높은 전력에도 사용될 수 있으며 좁은 빔폭을 가지면서 power handling이 용이하다. 임펄스 방사 안테나(IRA : Impulse Radiation Antenna)로 사용되기 위해 개구면에 렌즈를 부착하거나 반사판(reflector)와 함께 사용된다.[6][7]

TEM 혼 안테나는 광대역이며 비분산적 특성을 갖고 선형 위상 특성과 일정한 편파를 갖는다. 또한 크기가 비교적 작고 radiation 중 거의 왜곡이 없고, 높은 효율과 낮은 반사특성을 갖는다. 이러한 성질때문에 지반탐사레이다(GPR : Ground Penetrating Radar)

와 EMI/EMC 측정, 임펄스 통신과 같은 초광대역 특성을 필요로 하는 곳에 많이 이용되고 있다.[7]

300MHz 이상에서 사용되는 TEM 혼 안테나의 설계모양과 측정 한 VSWR, 복사패턴이 그림 2-5와 2-6, 2-7에 각각 나와있다. 그림 2-5의 TEM 혼 안테나는 지수함수형으로 설계하였고, cavity-backed waveguide 밸런을 사용하였다.[8] 설계한 안테나의 길이는 1m이고 개구부에서 두 도체판의 간격도 1m 이다.

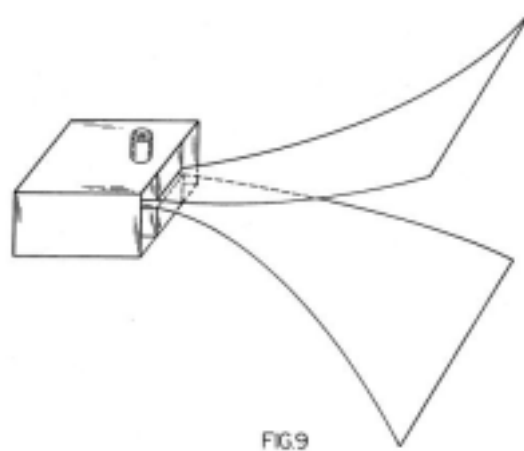


그림 2-5 TEM cavity-backed waveguide 혼 안테나

그림 2-6은 설계된 안테나가 300MHz 이상에서 12GHz 까지 VSWR이 2이하를 만족함을 보여준다. 그림 2-7(a)는 0.3GHz 에서 안테나의 복사패턴이다. E-패턴의 반치각은 60. 정도이며, H-패턴의 반치각은 120. 정도이다. $\pm 90.$ 이상에서 사이드로브와 백로브가 나타나며 백로브의 크기가 매우 큼을 알 수 있다. 그림 2-7(b)와 그림 2-7(c)은 각각 4.5GHz와 10GHz에서 측정한 안테나 패턴이다. 0.3GHz보다 4.5GHz에서 반치각이 작고 10GHz에서는 더욱 작다.

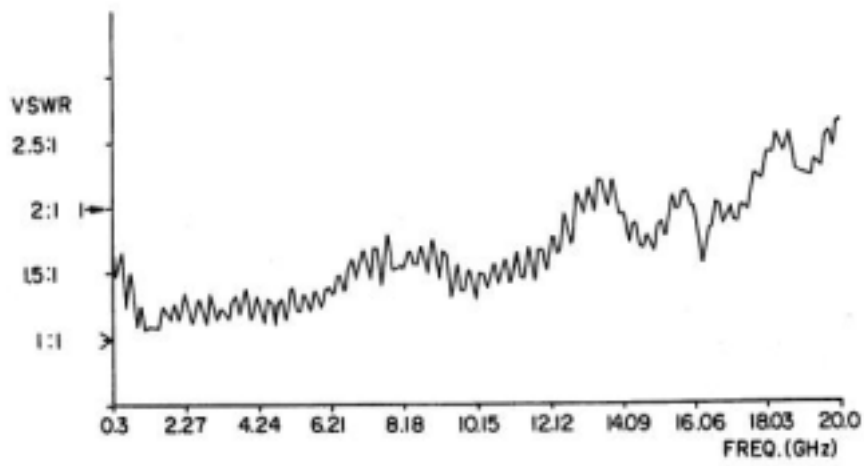


FIG. 4

그림 2-6 VSWR 패턴

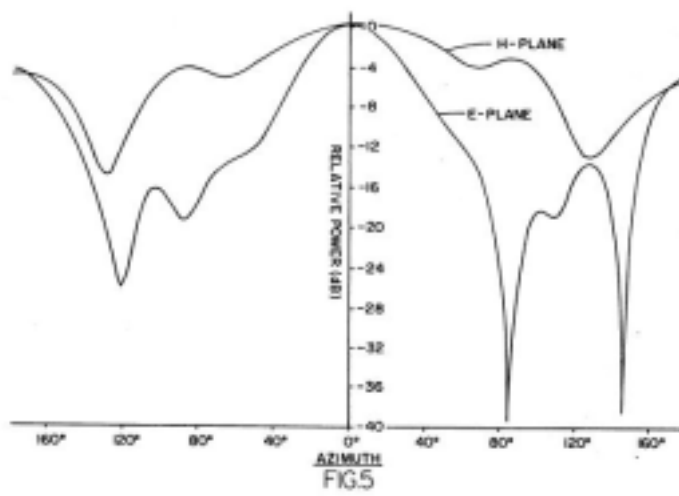
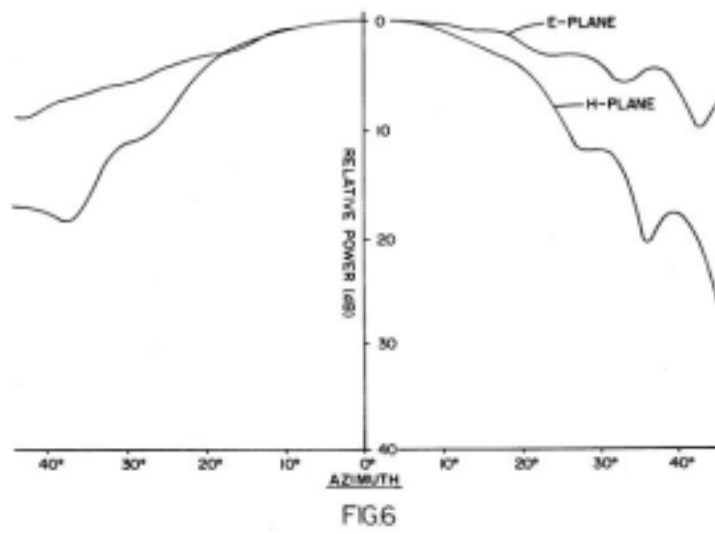
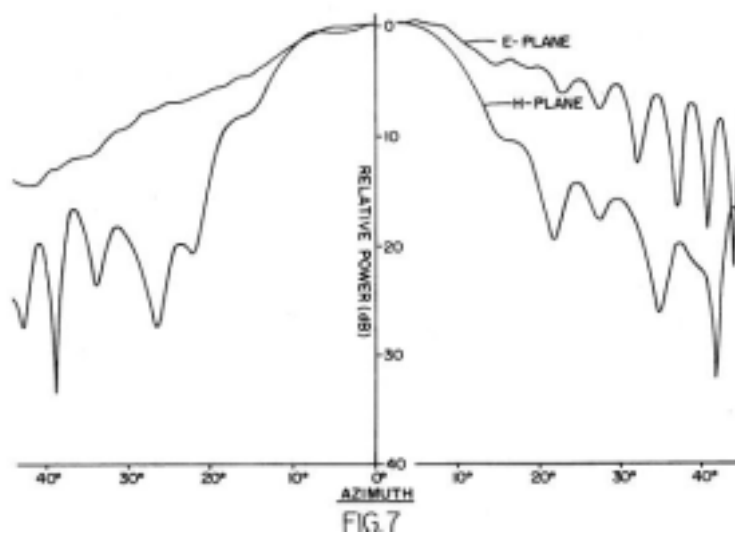


FIG. 5

(a) 0.3 GHz에서의 복사패턴



(b) 4.5 GHz에서의 복사패턴



(c) 10 GHz에서의 복사패턴

그림 2-7 복사패턴

제 2.4 절 안테나의 소형화 및 광대역화

혼 안테나는 그 길이에 따라서 차단주파수 즉, 최소 주파수가 결정되는 특징이 있다. 30MHz 이상의 주파수 범위에서 안테나를 사용하기 위해서는 안테나의 크기가 최소 10m 이상이어야 한다. 따라서 30MHz ~ 1000MHz 대역의 안테나를 제작하기 위해서는 안테나의 소형화 혹은 광대역화 기술이 필요하다. 여기서 광대역화란 최소주파수를 더 떨어뜨리는 것을 의미한다.

안테나의 소형화를 위해서 몇 가지 접근방법을 근거로 한다. 첫 번째는 Wu & King의 연구결과를 토대로 안테나 도체 상에 저항성 부하를 분포시키는 광대역 안테나 시스템이다.[1] 두 번째는 Jing Li가 제안한 방법이다.[10] 이는 TEM 혼 안테나의 모양을 그림 2-8과 같이 변화시키고 저항성 물질과 캐패시터 물질을 달아주는 방법이다.

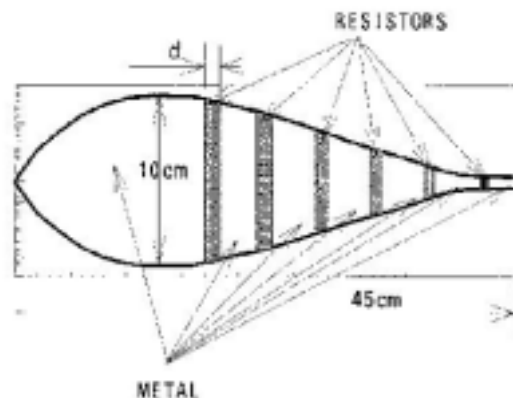


그림 2-8 TEM 혼 안테나의 소형화

안테나 소형화의 다른 방법은 두 도체판 사이에 손실이 적고 유전율이 매우 높은 유전체를 집어넣는 것이다.

밸런(Balun : Balunced to Unbalunced Transformation)은 누설 전류를 차단하는 역할과 임피던스를 정합하는 역할을 한다. TEM 혼 안테나에 사용되는 밸런에 대해서는 많은 연구가 없으므로 스파이럴 안테나 혹은 헬릭스 안테나에 사용되는 광대역 밸런 기법을 응용한다.

이밖에 TEM 혼 안테나의 효율과 이득, 그리고 감도(sensitivity)를 높이는 방법으로 도체 외부표면에 저항성 물질을 부착시키는 방법이 Aurand에 의해 제안되었다.[11] 그림 2-11과 같이 도체 외부표면에 저항을 부착시키면 외부전류가 적게 흐르게 된다. 따라서 외부도체로부터 전계도 적게 발생되며 안테나의 복사 효율을 증가시킨다. 그림 2-9에서 숫자 213과 223은 저항성분이다.

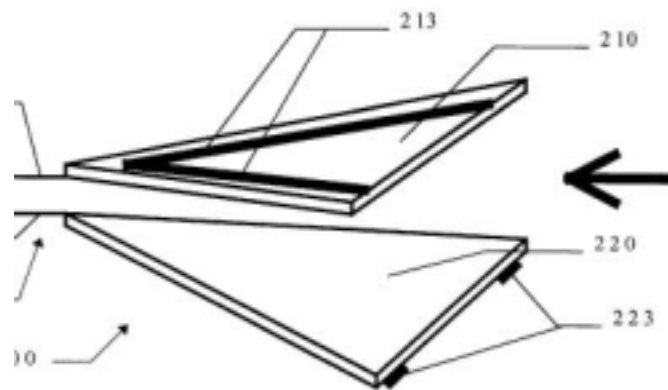


그림 2-9 저항성분을 부착한 TEM 혼 안테나

그림 2-10은 저항성분을 부착한 TEM 혼 안테나의 전계 패턴이다. 실험결과 이 방법은 시간영역에서의 과도응답(transient response)을 향상시키고 전달 이득과 감도도 높아진다.

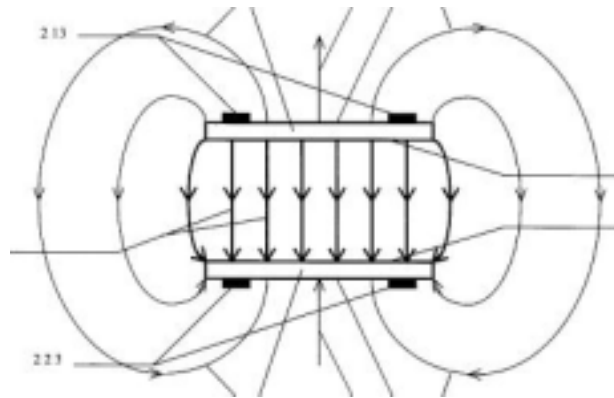


그림 2-10 저항성분을 부착한 TEM 혼의 전계 패턴

제 3 장 안테나 팩터

제 3.1 절 안테나 팩터

안테나 측정은 알고 있는 전계의 세기를 시험 안테나로 수신하여 그 단자전압을 측정함으로써 이루어진다. 안테나 팩터는 이런 측정을 정량화 하는 데에 사용된다. 안테나 팩터를 결정하기 위해서는 안테나에 가해지는 전자계의 세기와, 안테나 단자의 수신 전압을 측정하고, 그로부터 안테나의 이득을 계산해야 한다.

제 3.1.1 절 전계의 세기 측정과 이득 계산

전계의 공간적 진폭분포를 측정 할 때 탐침(field probe)을 사용한다. 탐침은 그 자체에 의해 일어나는 방해를 최소화하기 위해 전자장이 측정되는 구조물에 비해 상대적으로 매우 작아야 한다. 전기적으로 소형인 다이폴(dipole) 안테나가 전계를 검출하는 데 주로 사용된다.

예로, 송신 안테나로부터 일정한 거리에서의 전계 세기를 구해야 할 때, 원역장(far field) 영역의 일정한 거리에서 송신기 주변을 따라 수신 탐침을 움직여 안테나 패턴을 측정하고 이를 통해 상대적 전장의 세기를 알 수 있다. 지형과 실제 지표면의 영향은 계산에 포함시키기 어렵기 때문에 위와 같은 측정이 필요하다. 측정 안테나의 이득을 알고 안테나 단자에 나타나는 전압을 측정할 수 있으면, 측정 안테나에 입사되는 전계의 세기를 계산할 수 있다.

수신 안테나에서 종단 부하에 전달되는 전력은 다음과 같다.

$$P_D = \frac{V_{A,rms}^2}{R_L} = pq \frac{(E_{rms}^i)^2}{\eta} A_e \quad (3-1)$$

위 식에서 $V_{A,rms}$ 는 개방회로 전압 V_A 의 최대치에 대한 rms값이고, p 와 q 는 각각 편파효율(polarization efficiency)과 임피던스 부정합인자(impedance mismatch factor : 대개의 경우 1보다 작다)이다. η 는 고유 임피던스(intrinsic impedance)이고 A_e 는 안테나의 유효개구면적(effective aperture)이다. 따라서 전계의 세기는 다음과 같다.

$$(E_{rms}^i)^2 = \eta \frac{V_{A,rms}^2}{pq R_L} \frac{4\pi}{g \lambda^2} \quad (3-2)$$

파장 $\lambda=c/f$ (c 는 빛의 속도이고 f 는 MHz 단위의 주파수이다)이므로 식 (1.2.2)를 dB로 나타내면 다음과 같다.

$$E_{rms}^i = V_{A,rms} + 20\text{Log } f - g - 10\text{Log } R_L - 10\text{Log } p - 10\text{Log } q - 12.8 \text{ [dB}\mu\text{V/m]} \quad (3-3)$$

위 식으로 이득 g (dB)인 탐침용 안테나의 단자에서 측정된 $1(\mu\text{V})$ 에 대한 상대적 dB 전압 $V_{A,rms}$ 를 이용해 $1(\mu\text{V/m})$ 에 대한 상대적 전계의 세기 E_{rms}^i 를 쉽게 계산할 수 있다.

제 3.1.2 절 안테나 팩터

안테나 팩터는, 측정되는 안테나가 수신되는 전계의 방향과 평행하게 놓여졌을 때, 안테나에 유도되는 전압 V 에 대한 필드의 세기 E 의 비율로 정의된다.

$$AF \equiv \frac{E}{V} \quad [1/m] \quad (3-4)$$

위 식에서 $E[V/m]$ 는 측정 안테나를 설치하기 전에 얻어진 전계의 세기이고 $V[V]$ 는 안테나의 출력 단자에서 얻어진 최대 전압이다. 식 (3-4)는 전계에 대한 안테나 팩터로서 자계의 세기를 포함하는 계수가 사용되기도 한다. 때로는 안테나 계수가 수신 감도를 결정하는 데도 사용된다.

식 (3-3)을 이용하여 식 (3-4)를 dB로 표시하면 다음과 같다.

$$AF = 20\text{Log } f - g - 10\text{Log } R_L - 10\text{Log } p - 10\text{Log } q - 12.8 \quad (3-5)$$

여기서 R_L 은 일반적으로 수신기 입력 임피던스 50 Ω 으로 한다. 안테나 계수에는 임피던스 부정합 효과와 안테나 이득이 포함된다. 일반적으로 입사파와 안테나의 편파는 대개 정합된 것으로 ($p=0$) 본다.

제 3.2 절 안테나 팩터 평가 및 계산

이 절에서는 앞 절에서 설명한 안테나 팩터를 몇 가지 경우의 시험 안테나에 적용하여 구하는 과정을 기술한다.

제 3.2.1 절 대수주기 안테나에 대한 AF 계산

시험 안테나로 대수주기 안테나(logarithmic-periodic antenna)를 사용할 경우(200 MHz~1.2 GHz), AF 계산을 위해 측정한 자유공간 감쇄를 이용한다. 두 개의 선형으로 편파된 대수주기 안테나를 각각 서로 다른 높이에 고정시키고 10m 떨어진 거리에서 감쇄도를 측정한다. 이 때 지표의 반사로 인하여 감쇄의 극단적 이탈이 전도성 지표면 상의 높이와 사용 주파수에 의존적으로 발생함을 알 수 있다. 안테나의 높이, 측정 거리, 사용 주파수 등이 변하면, 지표 반사의 크기와 위상이 변하고, 수신안테나에서의 전계의 강도가 증가 또는 감소하게 된다. 이와 같은 변화는 방향성을 가지고 있다. 만약 모든 지표반사에 통계적 가중치를 부여할 수 있고 적어도 한 파장의 높이로 스캔을 시행하면, 감쇄의 극단적 이탈은 거의 완벽하게 제거된다. 이러한 결과를 ‘준자유공간(quasi-free space)’ 감쇄라 한다.

AF 계산을 하기 위해서 이득 측정이 선행된다. 식 (3-5)에 등방성 이득을 적용하여 안테나 계수를 구하면 다음과 같다.

$$AF_{dB} = 20 \log f - g_i - 29.78 \quad [dB/m] \quad (3-6)$$

여기서 주파수 f 의 단위는 MHz이고 g_i 는 등방성 이득으로서 다음 식으로 주어진다.

$$g_i = 10 \log D \cdot f - 13.78 - \frac{a}{2} \quad [\text{dB}_i] \quad (3-7)$$

여기서 D는 안테나와 측정지점 사이의 거리(m)이고, a는 자유공간에서의 두 안테나 사이의 감쇄(dB)이고, 케이블 손실은 정규화에 의해 0 dB로 본다.

제 3.2.2 절 다이폴/바이코니컬 안테나에 대한 AF 계산

고지향성 안테나를 지표면상에 설치하여 지표반사의 영향 없이 안테나의 동축 접속자들 사이의 감쇄를 측정하는 일은 매우 쉽지만, 다이폴 안테나 사이, 또는 바이코니컬(biconical) 안테나 사이의 자유공간 감쇄를 측정하기는 불가능하다. 왜냐하면 안테나를 지상으로부터 아주 높이 설치한다해도 연결선, 지지대 등이 수신안테나에 반사효과를 주기 때문이다. 또한 이런 반사현상은 직접 복사되어 수신되는 전력에도 더 심각한 이탈을 유발시킨다. 따라서 다이폴 안테나와 바이코니컬 안테나(150 MHz~1.1 GHz)의 이득과 AF를 계산하기 위해서는 상승 로브의 최대치에서 지표면상의 측정, 반사파의 경로 길이, 위상반전 등의 상세한 자료가 필요하다.

최종 결과는 방사저항에 대한 높이의 영향으로 인하여 시험하는 동안의 특정 높이에 대해서만 올바른 값을 준다. 측정은 수직 스캔 평균법(height-scanning/averaging method)에 의해 반사 영향을 제거함으로써 더욱 간단하고 정확해진다.

제 3.3 절 측정의 불확실성

각종 자료를 통하여 볼 때, VHF~UHF의 전계 강도의 측정 불확실성(measurement uncertainty)은 대략 $\pm 4\text{dB} \sim \pm 3\text{dB}$ 이다. 물론 이것은 $\pm 1\text{dB}$ 의 정확도가 쉽게 얻어지는 시험 장비의 문제가 아니다. 더 작은 준위차에 대해서는 $\pm 0.2\text{dB}$ 의 측정 불확실성이 존재한다. 안테나 계수의 측정을 포함하여 어떤 장소에서 전계의 세기를 측정할 때 발생하는 문제는 반사가 없는 전자계를 얻기가 어렵다는 점이다. 또한 세기와 위상이 반드시 균일해야 하며 안테나 주변의 도체 또는 부도체 물질로부터 아무런 간섭을 받지 말아야 하는데, 이는 실현 불가능한 조건이다.

그래서 종종 안테나 이득과 계수 값이 수 dB씩 차이가 나기도 하고, 가끔은 특정 설치 높이, 특정 부하 임피던스를 지정하기도 한다. 이런 문제점을 해결하여 오차가 받아들일만한 범위에 들어오도록 하기 위해서는 정해진 주파수 대역에 대한 표준 이득 안테나를 개발해야 한다.

제 3.4 절 안테나 교정법의 종류

제 3.4.1 절 표준 사이트법

표준 사이트법(SSM : Standard Site Method)은 ANSI C63.5에 규정되어 있고, 일명 3 안테나법이라 하고, 안테나 계수 교정에 세 개의 안테나를 사용한다. 이 방법에는 송수신으로 조합된 두 개의 안테나가 자유공간 상에서 사용된다.

제 3.4.1.1 절 자유공간에서의 3 안테나법

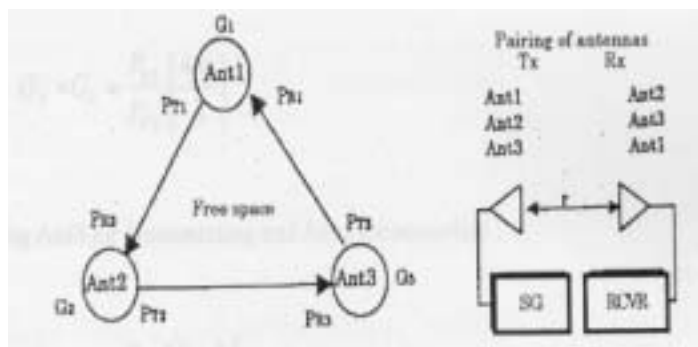


그림 3-1 자유공간에서의 전송 손실 측정

Ant1, Ant2, Ant3 : 안테나1, 안테나2, 안테나3
G1, G2, G3 : Ant1, Ant2, Ant3 의 이득
T : 송신
R : 수신

3 안테나법은, 송수신이 가능한 안테나를 이용하여 안테나 사이의 전송손실을 측정하고, 그 결과를 이용하여 안테나 계수를 구하

는 방법이다. 세대의 안테나를 그림 3-1과 같이 자유공간, 원역장 조건을 만족하도록 설치하고, 각각의 두 안테나 쌍에 대하여 세 번 송수신 전력을 측정하여 안테나 사이의 전송손실을 알아낸다. 수신 전력은 Friis 방정식에 의해 다음과 같이 계산된다.

$$P_R = P_T \times G_R \times G_T \left[\frac{\lambda}{4\pi r} \right]^2 \quad (3-8)$$

P_R [W] : 수신 전력

P_T [W] : 송신 안테나에 공급된 전력

G_T : 송신 안테나의 이득

G_R : 수신 안테나의 이득

r [m] : 안테나 사이의 거리

λ [m] : 파장

$\left[\frac{\lambda}{4\pi r} \right]^2$: 자유공간에서의 전송 손실

그림 3-1에서 측정된 송수신 안테나의 전송 손실은 다음의 세 방정식으로 표현된다.

$$G_1 \times G_2 = \frac{P_{R2}}{P_{T1}} \left[\frac{\lambda}{4\pi r} \right]^2 \quad (3-9)$$

$$G_2 \times G_3 = \frac{P_{R3}}{P_{T2}} \left[\frac{\lambda}{4\pi r} \right]^2 \quad (3-10)$$

$$G_3 \times G_1 = \frac{P_{R1}}{P_{T3}} \left[\frac{\lambda}{4\pi r} \right]^2 \quad (3-11)$$

식 (3-9), (3-10), (3-11)의 해를 구하면

$$G_1 = \left[\frac{\lambda}{4\pi r} \right] \sqrt{\frac{P_{R1}}{P_{T1}} \frac{P_{T2}}{P_{R3}} \frac{P_{R2}}{P_{T3}}} \quad (3-12)$$

$$G_2 = \left[\frac{\lambda}{4\pi r} \right] \sqrt{\frac{P_{R2}}{P_{T2}} \frac{P_{T3}}{P_{R1}} \frac{P_{R3}}{P_{T1}}} \quad (3-13)$$

$$G_3 = \left[\frac{\lambda}{4\pi r} \right] \sqrt{\frac{P_{R3}}{P_{T3}} \frac{P_{T1}}{P_{R2}} \frac{P_{R1}}{P_{T2}}} \quad (3-14)$$

이다.

안테나와 수신기의 임피던스가 50Ω 이고 수신기가 안테나에 연결되어 있을 때, 전계의 세기 $E[V/m]$, 안테나 이득 G , 수신기 입력 전압 $V[V]$ 간의 관계는 다음과 같다.

$$P = \frac{V^2}{50} = \frac{E^2}{120\pi} \times \frac{G \lambda^2}{4\pi} \quad (3-15)$$

식 (3-15)를 안테나 계수 정의식에 대입하면

$$AF = \frac{E}{V} = \frac{\sqrt{480\pi^2}}{\sqrt{50G\lambda^2}} \times \frac{9.73}{\lambda\sqrt{G}} \quad [1/m] \quad (3-16)$$

이다. 식 (3-16)을 dB 단위의 식으로 변경하면 다음과 같다.

$$AF = 20 \log(f) - 10 \log G - 29.78 \quad [dB/m] \quad (3-17)$$

제 3.4.1.2 절 ANSI C63.5 방법

이 방법은 안테나를 측정할 때 정해진 편파, 거리, 접지면에서의

높이에 대하여, 교정이 필요 없는 자유 공간 안테나 계수를 제공한다. 수신안테나의 높이를 1m에서 4m까지 옮겨가며 수평면파의 사이트 감쇄량(전송손실)을 측정하여, 안테나 계수를 구한다. 그림 3-2와 같이 세 개의 다른 안테나 쌍을 이용하여 동일한 기하구조(h_1, h_2, R)에서 세 개의 삽입 손실을 측정한다.

삽입 손실은 다음 관계식을 만족한다.

$$AF_1 + AF_2 = A_1 + 20 \log f_M - 48.92 + E_D^{\max} \quad (3-18)$$

$$AF_1 + AF_3 = A_2 + 20 \log f_M - 48.92 + E_D^{\max}$$

$$AF_2 + AF_3 = A_3 + 20 \log f_M - 48.92 + E_D^{\max} \quad (3-19)$$

(단위 : dB)

E_D^{\max} [dB(uV/m)] : 송신 안테나에서 거리 R 만큼 떨어진

곳에서의 최대 수신 전계

AF_1, AF_2, AF_3 [dB(1/m)] : 안테나 1, 2, 3의 안테나 계수

A_1, A_2, A_3 [dB] : 삽입손실

f_M [MHz] : 주파수

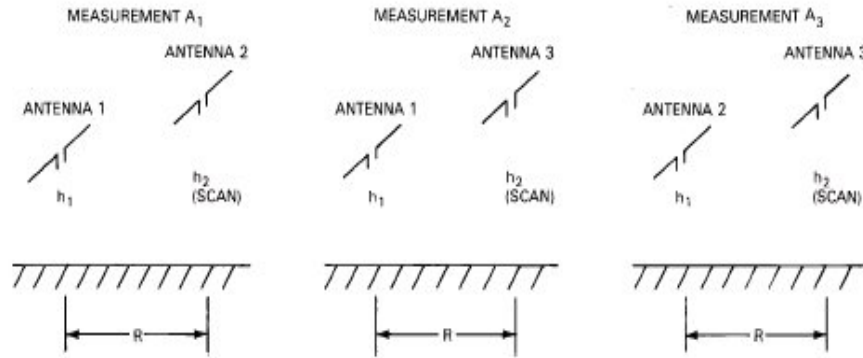


그림 3-2 세 개의 다른 안테나 쌍을 이용한 세 개의 삽입 손실 측정

식 (3-18), (3-19), (3-20)의 해에서 다음과 같이 안테나 1, 2, 3의 안테나 계수를 구할 수 있다.

$$AF_1 = 10 \log f_M - 24.46 + 1/2 [E_D^{\max} + A_1 + A_2 - A_3] \quad (3-21)$$

$$AF_2 = 10 \log f_M - 24.46 + 1/2 [E_D^{\max} + A_1 + A_3 - A_2] \quad (3-22)$$

$$AF_3 = 10 \log f_M - 24.46 + 1/2 [E_D^{\max} + A_2 + A_3 - A_1] \quad (3-23)$$

이 방법은 자유공간과 원역장 조건에서 측정되어야 하지만, 일반적으로 안테나가 접지면 위에 위치하므로 식 (3-21), (3-22), (3-23)은 이론적으로 불완전한 식이다.

제 3.4.1.3 절 일본 전자기술연구소의 방법

일본 전자기술연구소 (ETL : Electrotechnical Laboratory)에서 사용하는 방법은 광대역 특성을 지닌 단축 다이폴 안테나를 이용

하여, 자유공간에 가까운 싸이트에서 3 안테나법에 의해 30MHz~1GHz 주파수 범위의 안테나 계수를 결정할 수 있는 방법이다. ETL법에 사용되는 안테나는 광대역 특성을 얻기 위하여 보상 회로를 내장하고 있다. 단축 다이폴 안테나는 주파수에 관계없이 2~10pF의 용량성 임피던스를 갖는다. 이 용량성 임피던스를 상쇄시키기 위하여 유도성 임피던스를 추가한다. 안테나의 구조와 회로가 그림 3-3에 보여진다.

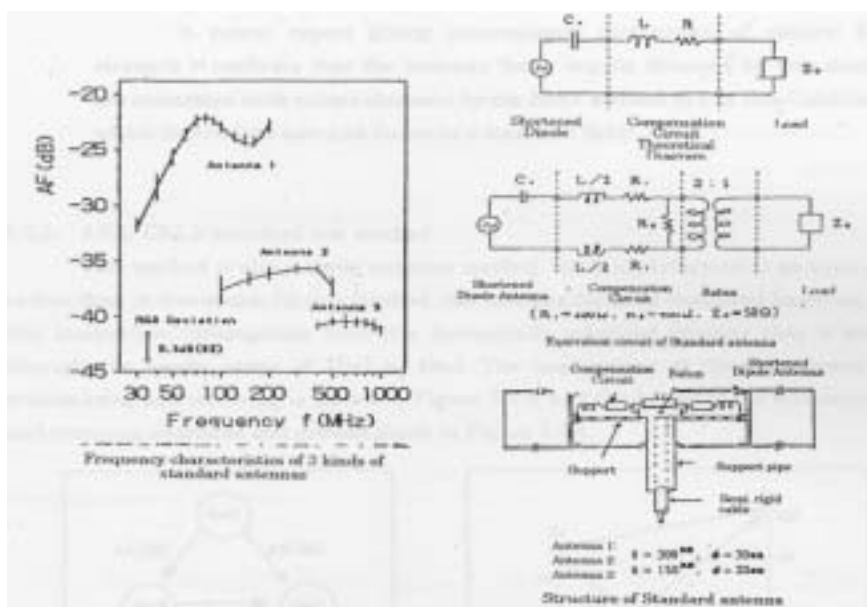


그림 3-3 표준 미소 다이폴 안테나(ETL)

이 안테나는 표준 안테나로 개발된 것이고, 다음과 같은 특성을 가진다.

- 1) 광대역 특성: 30~1000MHz의 주파수 범위에서 세 가지 형태의 안테나를 사용한다. 각각의 사용대역(3dB 레벨)은 30~150 MHz, 100~500MHz, 300~1000MHz이다.

- 2) 튜드 다이폴 안테나보다 훨씬 큰 200Ω 의 임피던스를 가지고 있기 때문에 상호 결합의 영향이 적다.
- 3) 미소 다이폴 안테나이기 때문에 감도가 낮다.
- 4) 안테나 계수는 완전 무반사실 이나 오픈 싸이트에서 3 안테나 법으로 결정한다.

안테나를 교정하는 3 안테나법의 측정은 상호결합과 근접계의 영향이 보정되어 있는 ETL의 완전 무반사실에서 실시된다. 무반사실 내부의 반사파에 대하여도 이론 및 실험 결과에 의해 보정된다. 이 방법으로 측정된 표준 전계강도의 세기는 $\pm 3.12\%$ 의 오차를 가진다.

제 3.4.1.4 절 일본 통신종합연구소의 방법

- 1) 가능한한 원방계의 조건이 되도록 안테나간의 거리를 충분히 멀리한다.
- 2) 송수신 안테나의 높이는 같게 한다.
- 3) 수신 안테나를 높이에 대하여 스윙하지 않는다.

제 3.4.2 절 표준전계 측정 방법

제 3.4.2.1 절 기준 수신 안테나 방법

미국의 National Bureau of Standards(NBS), 현재의 NIST에서 개발된 것이 시초가 방법이다. 측정될 전계에 의해 표준 수신 안테나에 유기된 수신 전력 또는 개방회로 전압을 측정하여 표준 수신 안테나의 종류, 크기 또는 측정된 전력이나 전압에 관련된 전계의 세기를 측정하는 방법이다. 그림 3-4에 측정 구조가 보여진다.

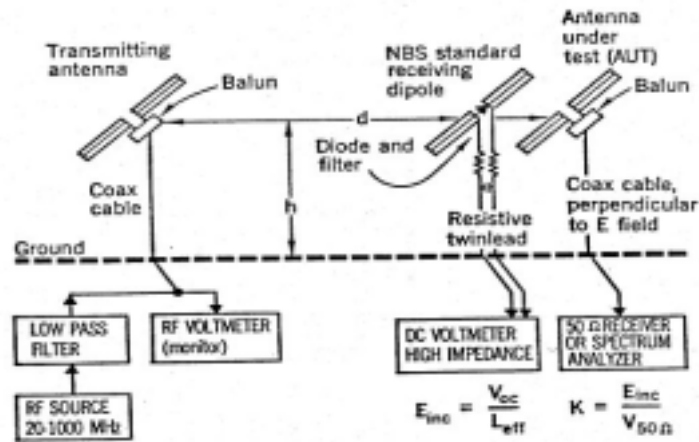


그림 3-4 수평 다이폴 안테나를 이용한 안테나교정 장치의 구조

NIST의 반파장 다이폴을 이용하여 전계의 세기를 교정하기 위해 다음 식이 사용된다.

$$E_{inc} = \frac{V_{oc}}{L_{eff}} \quad (3-24)$$

E_{inc} [V/m] : 국부적으로 생성된 전계의 세기

V_{oc} [V] : 표준 다이폴에 유기된 개방회로의 RF 전압

L_{eff} [m] : 표준 다이폴의 실효 길이

자유공간에서 매우 얇은 반파장 다이폴의 이론적인 실효 길이는

$$L_{eff} = \frac{\lambda}{\pi} \quad (3-25)$$

λ [m] : 자유공간에서의 파장

이다.

다이폴 안테나의 길이와 직경의 비에 의존하는 다이폴의 길이는

다음 식과 같다.

$$\text{필요길이 } L \approx \left(\frac{\lambda}{2} \right) \left[1 - \frac{0.2257}{\ln(\lambda/D) - 1} \right] \quad (3-26)$$

필요길이 L [m] : 자기공진을 위하여 필요한 원통형 다이폴의 길이

D [m] : 표준 다이폴의 직경

자기 공진 길이와 거의 유사한 길이를 가지는 박막 원통형 다이폴의 실효 길이는 다음 식과 같다.

$$L_{eff} = \left(\frac{\lambda}{\pi} \right) \tan \left(\frac{\pi L}{2\lambda} \right) \quad (3-27)$$

L_{eff} [m] : 다이폴의 실효 길이

L [m] : 측정된 다이폴의 실제 길이

NIST 표준 다이폴의 개방 회로 고주파 전압은 다음 식을 적용하여 DC 전압을 측정함으로써 결정된다.

$$V_{oc} = M(V_{det}) + B \quad (3-28)$$

V_{oc} [V] : 다이폴의 중앙 갭에 걸리는 개방회로 RF 전압

M : 0.5 ~ 2V 사이의 전압 범위에서 측정된 RF 입력 대 DC 출력의 기울기

V_{det} [V] : 표준 다이폴에서 검출된 DC 전압

B : RF 대 DC 교정 곡선이 y축과 만나는 점

식 (3-27)과 식 (3-28)을 이용하여 식 (3-24)로부터 전계의 교정값

E_{inc} 를 구한다. 전계의 세기가 구해지면 AUT의 안테나 계수는 다음식으로 계산된다.

$$K = (E_{INC}) - (V_{50\Omega}) - A \quad (3-29)$$

$K[dB]$: AUT의 안테나 계수

$E_{INC}[dBmV/m]$: 교정된 전계의 레벨

$V_{50\Omega}[dBmV]$: AUT 전압의 픽업(pickup)

$A[dB]$: AUT 와 50Ω 수신기 사이의 케이블 감쇄

제 3.4.2.2 절 사용시 주의할 점

다이폴 안테나의 다이오드 검파회로에 있는 커패시터 C가 충전 되면 RF 전류가 흐르지 못하기 때문에 지상고의 변화에 의한 임피던스 변화는 거의 없다. 따라서, 측정된 전계 강도는 접지면과의 상호 결합에 의한 영향이 거의 없는 자유공간 값과 같다고 볼 수 있다. 그러나, 교정중에 있는 안테나의 조건이 변하면 고주파 전류가 흐르게 되고 접지면으로부터의 안테나 높이에 따라 임피던스가 변화한다. 따라서, 수신 안테나의 높이가 교정 조건에 포함되어야 한다. 자유공간 조건으로, 같은 주파수에서 교정된 안테나 계수라도 안테나 높이에 따라 최대 2dB 정도 차이가 날 수 있다. 이 방법에 의해 값이 결정된 안테나 계수는 자유공간에서의 값이라는 오해가 있다. 그러나, 이 방법으로는 결코 자유 공간 조건에서의 값을 구할 수 없고, 접지의 영향을 받은 값이라는 것을 알아야 한다. 다이폴 안테나에 의한 전계 강도 측정은 이론적으로 단순 명쾌한 방법임에도 불구하고, 산란된 빛에 의한 전압 생성과 다이

로드의 온도 특성에 의해서 오차가 생길 수도 있다. 또한 출력이 직류 전압이고 일반 안테나와는 달리 조정된 측정기를 연결할 수 없기 때문에 강한 입사 전계도 오차를 일으키는 요인이 될 수도 있다. 이러한 영향을 피하기 위하여 측정중에 상당한 주의가 필요하다.

제 3.4.3 절 등가 정전 용량 치환법

등가 정전 용량 치환법 (equivalent capacitance substitution method : ANSI C63.5)은 9 kHz에서 30 MHz 사이의 로드 (마너폴) 안테나 교정에 사용된다. 이 방법에는 로드 또는 마너폴의 자기 커패시턴스와 등가의 커패시터로 이루어진 유사 안테나가 실제 로드(2.4 IEEE Std 291-1991 참조)대신에 사용된다. 이 유사 안테나는 신호발생기에 의해 급전되며, 안테나의 베이스 장치 또는 커플러로부터의 출력이 측정된다. 불확실성을 최소화 하기 위해, 유사 안테나의 입력 전압 또한 측정된다. dB[1/m] 단위의 안테나 계수는 식 (3-30)으로 주어진다.

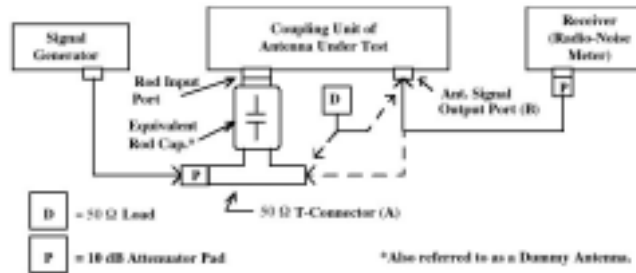
$$AF = V_D - V_L + 6.02 \quad (3-30)$$

V_D [dBuV] : 측정된 신호발생기의 출력

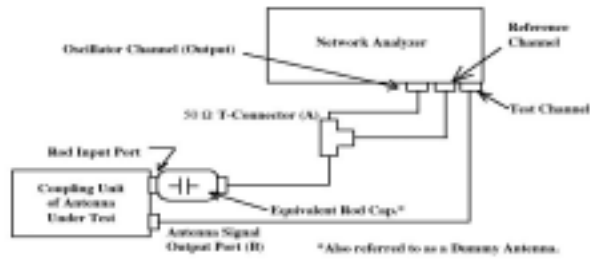
V_L [dBuV] : 측정된 결합기의 출력

인수 6.02는 로드와 실효 높이를 보정한다. 1.04m 로드와 실효 높이는 0.5m이다. 정전 용량 치환법에는 신호 발생기와 전파 잡음 미터를 사용하는 방법과 네트워크 분석기를 이용하는 방법이 있다.

측정의 구성도는 그림 3-5에 보여진다.



(a) 신호발생기와 전파잡음 미터를 이용한 방법



(b) 네트워크 분석기를 이용한 방법

그림 3-5 정전 용량 치환법의 측정 구성도

제 3.4.3.1 절 전파 잡음 미터와 신호 발생기 방법

- 1) 그림 3-5(a)와 같이 교정될 안테나와 검사 장비를 설치한다.
- 2) 그림과 같이 T-connector(A)에 50 Ω 종단을 연결하고, 신호 출력 포트(B)에서 수신된 신호 전압 V_L [dBuV]을 측정한다.
- 3) 신호 발생기의 고주파 출력을 그대로 두고, 신호 출력 포트(B)로 50 Ω 종단을 옮기고, T-결합기(A)에 수신기 입력 케이블을 연결한다. 드라이브 신호 전압 V_D [dBuV]를 측정한다.
- 4) 안테나 계수[dB]를 구하기 위해 V_D 에서 V_L 을 빼고 6dB를 더

한다. 50 Ω 종단의 VSWR은 낮아야 한다. 또한 전파 잡음 미터를 교정해야 하고, VSWR은 낮아야 한다.

제 3.4.3.2 절 네트워크 분석기 방법

- 1) 측정에 사용될 케이블로 네트워크 분석기를 교정한다.
- 2) 그림 2.5b처럼 측정 장비와 교정될 안테나를 설치한다.
- 3) 안테나 계수[dB]를 결정하기 위해 검사 채널의 신호 레벨[dB]에서 기준 채널의 신호 레벨[dB]을 빼고 6dB를 더한다.

제 3.5 절 슈바르츠벡 방법

독일의 안테나 제조사인 Schwarzbeck사로부터 CISPR에 제안된 방법이다. CISPR 위원회에서는 이 방법을 “CISPR/A/WG1 (Stecher-Schwarzbeck) 92-1, Dec 1992”로 각국에 배포하였지만 2000년 3월의 CISPR 16-1 에는 채용하지 않았다. EMI측정에는 자유공간 계수를 채용해야 한다는 개념이 주를 이루고 있지만, 지표면에서 실제 자유공간 조건을 만드는 것은 매우 어려운 일이다. 이러한 점에서 슈바르츠벡 방법은 지표면 위에서 측정하면서도 “준자유공간(Quasi free space)”에 대한 안테나 계수를 얻을 수 있는, 매우 편리한 방법이라는 점에서 주목받고 있다.

제 3.5.1 절 교정법의 개요

각각의 안테나 형태와 구조에 대하여 지표면 위에서의 입력 임피던스는 높이에 따라 주기적으로 변화한다. 그림 3-6은 반 파장 다이폴 안테나의 입력 임피던스 변화를 보여준다. 그림 3-6에서 안테나의 입력 임피던스는 지표면으로부터의 높이에 대해 주기적으로 변화하고, 지표면으로부터의 거리가 커짐에 따라, 그 변화는 작아짐을 알 수 있다. 자유공간에서 반파장 안테나의 이론적 입력 임피던스(저항분)는 73Ω 으로 일정하고, 그림에서 파선으로 나타나 있다. 그림에서 점선으로 이루어진 사각형 안의 임피던스 변화량을 산술 평균 하면 자유공간의 값인 73Ω 과 비슷함을 알 수 있다. 따라서, 안테나를 교정할 때, 이 사각형 구역내에서 안테나의 높이를 변화 시키고, 측정치의 평균을 구하면, 그 평균치는 자유공간에서의 안테나 계수에 근접한 값(준자유공간)이 됨을 알 수 있다. 이 방식을 채용한 것이 슈바르츠벡 방법(제1장 3절 참조)이다.

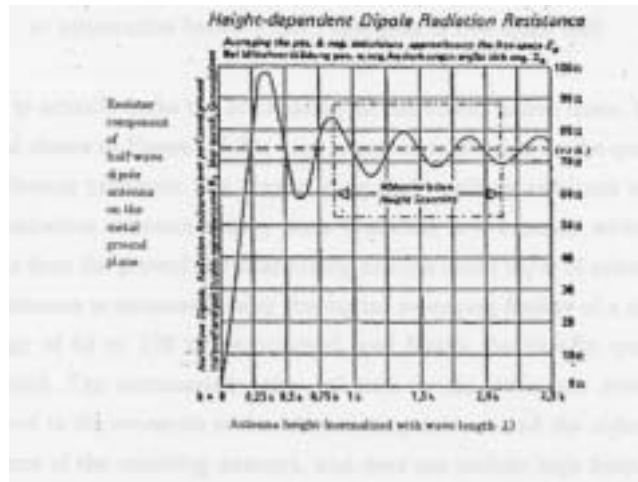


그림 3-6 지표면 위에 있는 다이폴의 입력 임피던스 변화

제 3.6 절 복소 안테나 팩터

뇌방전 또는 정전기 방전 등에서 발생하는 광대역인 과도 전자계는 시간영역에서 측정하는 것이 보다 더 직접적이다. 시판되고 있는 EMI 측정용 안테나(주파수 영역 측정용)로서는 시간영역의 펄스파형을 정확하게 재현할 수 없다. 그 이유는 주파수 대역폭이 좁고 전계강도를 구할 때 사용하는 안테나 팩터의 위상항을 고려하고 있지 않기 때문이다.

시간영역에서의 전자계 강도를 측정하기 위해서는 광대역에서 균일한 감도특성을 갖는 안테나가 필요하며 안테나 팩터의 위상항도 고려되어야 한다. 안테나 팩터에 위상항을 고려한 복소 안테나 팩터는 다음과 같이 정의한다. 즉, 각주파수가 ω 인 평면파의 전계 $E(\omega)$ 중에 놓여진 안테나의 정합부하 Z_L 에 나타나는 복소출력 전압을 $V_L(\omega)$ 라 하면 복소안테나 팩터 $K_C(\omega)$ 는

$$K_C(\omega) = \frac{E(\omega)}{V_L(\omega)} \quad (3-31)$$

과 같이 정의한다.

주파수 영역의 측정에서 일반적으로 사용되고 있는 안테나 팩터는 식(3-31)의 절대치만을 고려하고 있으며 $K = \frac{E}{V_L}$ 이 바로 그것이다.

식(3-31)로부터 절대치와 위상항을 고려한 복소 안테나 팩터는 다음과 같다.

$$K_C(\omega) = \frac{|E(\omega)|}{|V_L(\omega)|} e^{j\phi(\omega)} \quad (3-32)$$

안테나에서 측정된 복소 정합출력전압 $V_L(t)$ 로부터 복소전계강도는 다음 식으로 나타낼 수 있다.

$$E(\omega) = K_C(\omega) F \{ V_L(t) \} \quad (3-33)$$

여기서, F 는 푸리에 변환을 나타낸다. 따라서 시간영역 전계강도의 파형은 복소 안테나 팩터와 복소 정합출력전압을 이용하여 다음과 같이 구해진다.

$$E(t) = F^{-1} \{ K_C(\omega) F \{ V_L(t) \} \} \quad (3-34)$$

단, 여기서는 역푸리에 변환이다.

그림 3-7은 칩저항이 병렬로 연결된 모노폴 안테나의 복소 안테나 팩터의 계산 결과이다

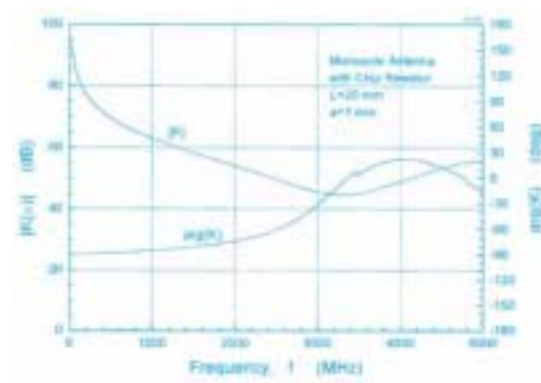


그림 3-7 복소 안테나 팩터의 주파수 특성

제 4 장 챔버의 성능 평가

제 4.1 절 EMC 측정설비

장해 전자파를 측정하기 위해서는 측정 대상 주파수를 기준으로 하여 다음과 같이 생각할 수 있다. 즉, 30 MHz 이하의 주파수 대역에서는 전도성 장해전자파가 지배적이므로 케이블을 따라서 전파되는 전도성의 장해전자파를 측정하여야 하며, 30 MHz 이상의 주파수 대역에서는 공간으로 방사되는 장해전자파가 지배적이므로 복사성 장해전자파를 측정하여야 한다. 30 MHz 이하 대역에서의 전도성 장해전자파를 측정하기 위해서는 전자파 차폐실(electromagnetic shielded room)이 필요하며, 30 MHz 이상 대역에서의 복사성 장해전자파를 측정하기 위해서는 야외시험장 혹은 전자파 반무향실(electromagnetic semi-anechoic chamber)이 필요하다. 대응 측정설비로서는 TEM 셀과 평행편판 선로 등이 있다.

제 4.1.1 절 야외시험장

야외시험장은 복사성의 장해전자파를 측정하기 위해 사용되며, 외부 전자파 잡음이 적고 주위에 전자파 반사물이 없는 아주 넓은 장소의 바닥에 금속 접지판 또는 금속으로 된 망을 설치하여 이상적인 반 무한공간이 되도록 한 측정시설이다. 이러한 야외시험장은 1 GHz 이하의 복사성 장해전자파를 측정하기 위한 표준 시험장으로 사용된다.

야외시험장 위에 피측정기기를 설치하고 피측정기기에서 방출되는 복사성의 장해전자파를 안테나로 수신하여 장해전자파의 크기를 측정한다. 안테나에 수신되는 장해전자파는 피측정기기로부터

수신 안테나에 직접 수신되는 직접파와 대지면에 반사되는 반사파를 합한 합성파를 수신하기 때문에 대지면에서의 반사를 일정하게 유지할 필요가 있다. 이 때문에 대지면에는 금속 접지판 또는 금속으로 된 망을 설치하여 반사를 일정하게 유지할 수 있도록 한다.

그림 4-1은 FCC규격에 규정된 야외시험장의 크기를 나타낸 것이다. 그림에서 피측정기기와 수신 안테나 사이의 거리는 3m이면 3-m법, 10m이면 10-m법 야외시험장이라 하며 전자파 잡음레벨이 큰 특수한 경우에만 30-m법을 사용한다. 이러한 야외시험장은 가능한 한 평탄하면서 무한히 넓은 것이 좋지만 그림 4-1과 같이 적어도 측정거리의 2배를 장축으로 하고, 측정거리의 $\sqrt{3}$ 배를 단축으로 하는 타원의 범위 내에 전자파의 반사 물체가 없어야 한다. 금속 접지판의 크기도 이 정도의 크기가 바람직하다.

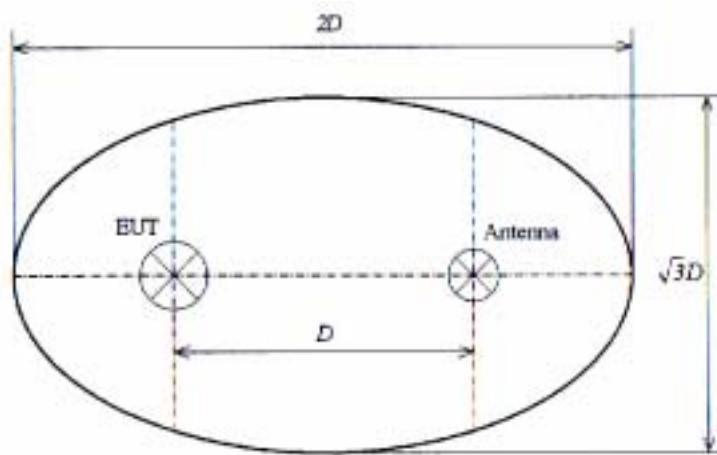
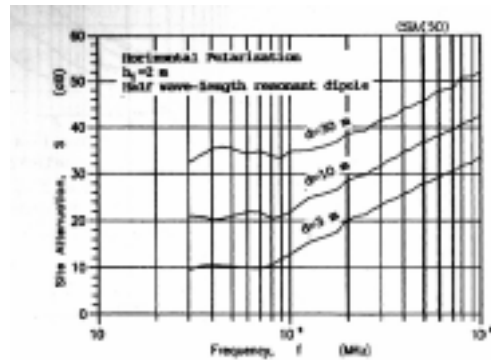


그림 4-1 야외시험장의 크기

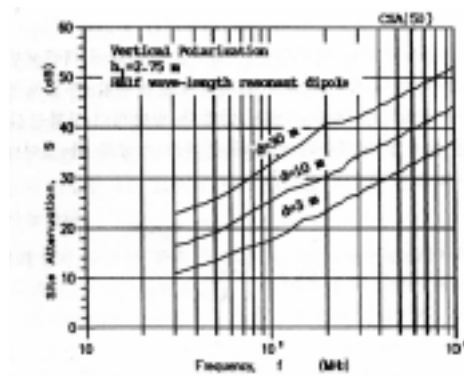
이와 같은 야외시험장이 방사성 장애전자파의 측정시설로서 적합한가 적합하지 않은가를 판정하기 위해서는 야외시험장의 시험장감쇠량(SA ; Site Attenuation)을 측정하여 이상적인 야외시험장의 시험장감쇠량 기준 이론값과 비교하는 방법을 사용한다. 시험장감쇠량은 다음에 설명하는 정규화 시험장감쇠량(NSA ; Normalized Site Attenuation)과 구별하기 위해 일반적인 시험장감쇠량(CSA ; Classical or Conventional Site Attenuation)이라고도 하며, 송신 전력 P_i 와 수신전력 P_r 의 비로서 다음과 같이 정의한다.

$$CSA = \frac{P_i}{P_r} \quad (4-1)$$

그림 4-2는 다이폴 안테나를 사용하였을 경우 이상적인 야외시험장의 시험장감쇠량을 모멘트법으로 계산한 기준 이론곡선이다. 이러한 이상적인 이론값을 기준으로 하여, 실제로 설치된 야외시험장의 시험장감쇠량 측정값이 $\pm 3\text{dB}$ 이내에서 일차하면 설치된 야외시험장은 복사성 장애전자파의 측정시설로서 적합하다고 판정한다.



(a) 수평편파



(b) 수직편파

그림 4-2 기준 시험장감쇠량의 이론치

야외시험장의 시험장감쇠량 측정법은 그림 4-3과 같이 야외시험장 위에 송신 및 수신 안테나를 설치하고 3-m법, 10-m법인 경우는 수신안테나를 1~4m, 30-m법인 경우는 수신안테나를 2~6m 사이에서 최대의 전기장(최소의 전송손실)이 수신되도록 조정하여 시험장감쇠량을 측정한다. 즉, 송신 안테나와 수신 안테나 사이의 삽입손실 또는 전송손실을 측정하면 된다.

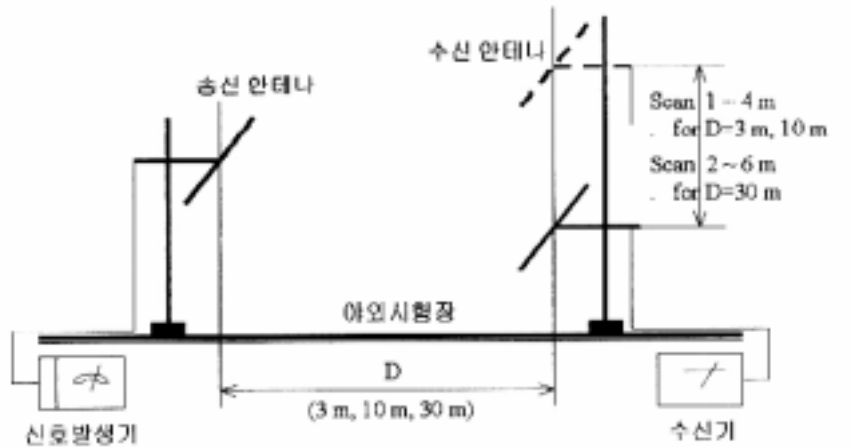


그림 4-3 야외시험장의 시험장감쇠량 측정

야외시험장의 시험장감쇠량 기준 이론곡선은 다이폴 안테나에 대해서만 비교적 정확한 이론치가 얻어진다. 따라서, 여러 가지 형태의 안테나에도 적용할 수 있도록 하기 위해 정규화 시험장감쇠량이 제안되어 있다. 이것은 위에서 설명한 일반적인 시험장감쇠량에서 시험장감쇠량의 측정에 사용한 송수신 안테나의 안테나 인자로 정규화 한 것이며 식으로 표현하면 다음과 같다.

$$NSA = \frac{CSA}{K_1 K_2} \quad (4-2)$$

여기서, K_1 및 K_2 는 각각 송신 및 수신 안테나의 안테나 인자이다. 그림 4-4는 정규화 시험장감쇠량의 계산치를 나타낸 것이다.

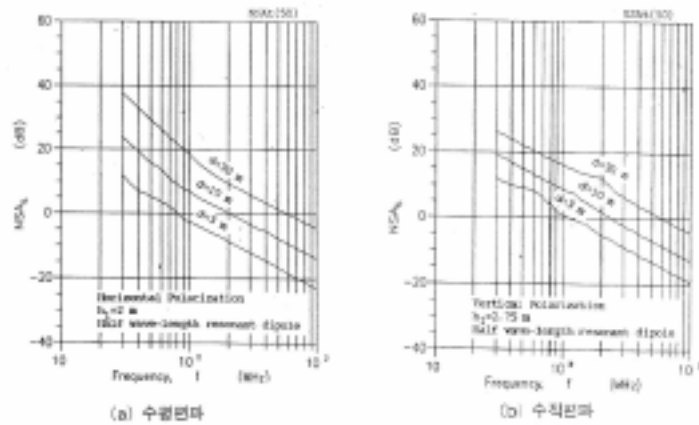


그림 4-4 정규화 시험장감쇠량의 이론치

제 4.1.2 절 전자파차폐실

야외에 설치되는 야외시험장은 방송이나 통신에 사용되는 강한 전자파에 노출되어 있다. 또한 옥내에서 측정할 경우에는 각종의 전기, 전자, 정보처리 장치로부터 발생하는 장해전자파가 전원선을 통해 침입한다. 따라서, 전도성의 장해전자파를 측정하기 위해서는 외부의 전자파 잡음을 차단하고 전원선 등의 케이블을 토애틀 침입하는 장해전자파를 저지할 필요가 있다. 이 때문에 전자파를 차폐할 수 있도록 금속판 또는 금속망으로 된 직육면체의 공간을 확보하여 전원선 등의 인입선에는 고주파 저지 필터를 부착한 전자파차폐실을 전도성 장해 전자파의 측정에 사용한다.

이러한 전자파차폐실의 구조는 공동 공진기(cavity resonator)이므로 특정 주파수에서 공진이 일어난다. 따라서, 전자파차폐실을 측정에 사용할 경우에는 이러한 공진 주파수에 주의해야 한다. 또한, 전자파차폐실의 접지가 불완전하면 전자파차폐실이 안테나 역

할을 하여 전자파차폐실 내에서 방충이 들릴 수도 있다. 그러므로 전자파차폐실의 시공에 있어서 접지는 대단히 중요하다.

제 4.2 절 EMC 챔버의 종류 및 특성

제 4.2.1 절 EMI 용 챔버

일반적인 전기, 전자, 정보처리 장치 등으로부터 방출되는 장해 전자파의 크기는 30 dB $\mu\text{V/m}$ 정도이지만, 도시 근교의 TV 등의 방송파의 전계강도는 100 $\mu\text{V/m}$ 정도이다. 이 때문에 복사성의 장해전자파를 측정하기 위해서는 외부 전자파 잡음이 적은 곳에 야외시험장을 설치하든가 또는 외부의 전자파 잡음을 적어도 80 dB 정도는 차폐할 수 있는 공간을 확보 하여야 한다.

그리고, 내성 시험에는 140 $\mu\text{V/m}$ 정도의 강한 전자파를 인위적으로 발생시키기 때문에 이와 같은 전자파가 외부에 방사되면 방송이나 통신에 장애를 발생시킬 수도 있다. 따라서, 내성 시험을 위해서는 적어도 100 dB 정도는 차폐시킬 수 있는 공간이 필요하게 된다. 이러한 조건을 만족하면서 복사성 장해전자파의 측정과 내성 시험에 사용할 수 있는 실내 측정시설이 바로 전자파무향실(fully anechoic chamber)이다. 전자파무향실은 앞에서 설명한 전자파차폐실의 육면에 전자파흡수체를 부착시켜 전자파의 반사가 없도록 한 측정실비이다. 즉, 전자파의 반사가 없는 무한공간을 실내에서 실현시킨 시설이다. 그림 4-5(a)는 전자파무향실의 단면을 나타낸 것이다.

제 4.2.2 절 EMS 용 챔버

주파수 대역 30 ~ 1000 Mhz에서의 복사성 장해전자파의 측정은 야외시험장에서 측정하는 것이 기본이다. 일반적으로 야외시험장은 공장에서 먼 거리에 위치해 있는 경우가 많아 불편하며 또한

야외시험장에서의 측정은 전천후 측정이 불가능하다는 단점이 있다. 따라서, 야외시험장과 등가인 특성을 갖는 반 무한공간의 측정 설비를 실내에서 실현시킨 것이 전자파 반무향실(semi anechoic chamber)이며 전자파무향실의 바닥 부분 전자파흡수체를 제거시킨 것이다. 그림 4-5(b)는 전자파 반무향실의 단면도를 나타낸 것이다.

이러한 전자파 반무향실이 측정시설로서 적합한가 적합하지 않은가의 판정은 야외시험장의 적합성 평가와 같이 시험장감쇠량의 측정으로 이루어진다.

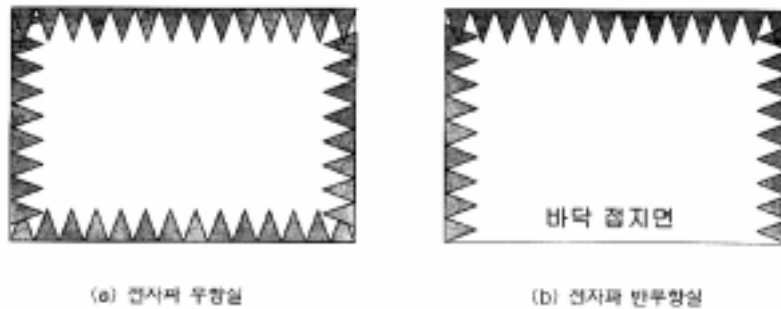


그림 4-5 전자파무향실과 전자파 반무향실

제 4.3 절 챔버의 차폐성능 평가

제 4.3.1 절 시간영역 측정 시스템

미국의 국립표준기술원에서는 챔버의 차폐효과를 측정하기 위해서 시간영역 방법을 이용하였다. 현재 챔버에서 전자계 강도를 측정하기 위하여 기본적으로 동조된 다이폴 안테나를 많이 사용하고 있으며, 넓은 주파수 대역의 전자계를 측정하기 위하여 대용 안테나를 사용하고 있다. 하지만 이러한 안테나로는 실시간으로 광대역의 주파수 스펙트럼 특성을 동시에 측정할 수 없는 단점이 있으며 활용성이 제한적이다. 또한 주파수 대역에 따라서 안테나를 교체해야 하는 번거로움이 있으며, 그에 따라 안테나 팩터값도 변화하게 된다.

NIST는 그림 4-6처럼 두 개의 TEM 혼 안테나와 벡터 네트워크 분석기, 50Ω 연결 케이블로 구성된 챔버를 구축하여 넓은 주파수 대역을 갖고 실시간 측정이 가능하게 하였다. 이 챔버에서는 두 개의 송수신 TEM 혼 안테나로 30MHz ~ 1200MHz까지의 전자파 차폐효과를 측정 하고 있다.

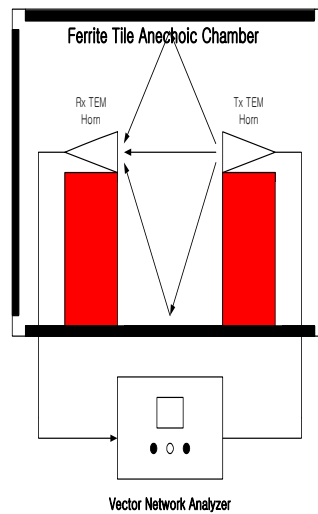


그림 4-6 초광대역 측정 시스템

그림 4-6에서 전체 챔버의 크기는 $3.65\text{m} \times 7.3\text{m} \times 3.65\text{m}$ 이다. TEM 혼 안테나간의 간격은 3m이고 안테나 높이는 1.2m이다. TEM 혼 안테나는 바이코니컬, 대수주기형, 하이브리드와 같은 다른 EMC 안테나에 비하여 짧은 펄스 반응 성능에서 우수하다. 따라서 기본적으로 넓은 주파수 대역을 갖고 실시간 측정이 가능한 TEM 혼 안테나는 이러한 문제를 해결할 수 있다. 벡터 네트워크 분석기는 상업적으로 이용되는 보편적인 것으로, 서로 다른 데이터의 크기 정보와 위상 정보를 얻을 수 있다. 이렇게 얻은 주파수 영역의 정보는 시간영역에서 효율적으로 해석된 후 다시 주파수 영역으로 나타내어진다.[8]

제 4.3.2 절 시간영역 측정 신호처리 과정

그림 4-7은 챔버의 차폐성능 평가에 사용되는 신호처리 과정이

다. 그 과정은 다음의 4단계로 요약될 수 있다.[8]

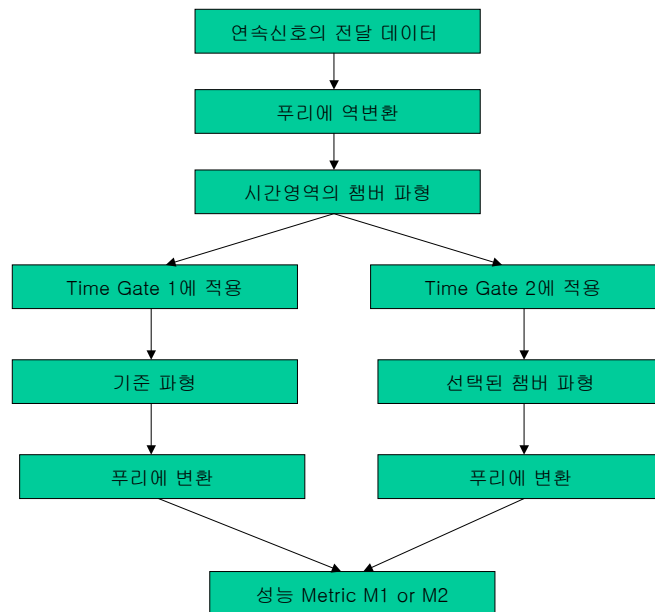


그림 4-7 신호처리 과정

1. 연속신호(CW : Continuous Wave)의 시간영역 전달 기록을 얻기 위해서 연속신호의 크기와 위상 성분의 정보를 얻어 푸리에 역변환(IFFT : Inverse Fast Fourier Transformation)한다.
2. 임펄스파를 인가해서 Time gate 1에서 기준파형(reference waveform)으로 삼는다.
3. 챔버에서 발생하는 파형중 Time gate 2에서 산란파를 얻어낸다.
4. 2, 3단계에서 각각 얻어낸 파형을 푸리에 변환시키고 정의된 평가 metric M_1 혹은 M_2 중 하나에 적용한다.

신호처리 과정 중 첫 번째 단계는 주파수 영역의 S_{12} 데이터로 구현된다. S_{12} 데이터는 벡터 네트워크 분석기로 얻을 수 있고, 이렇게 얻은 S_{12} 의 진폭과 위상 데이터는 푸리에 역변환 알고리즘을 사용하여 시간영역에서 해석한다. 푸리에 역변환한 결과가 그림 4-8에 나와 있다.

그림 4-8에서 가장 위의 파형은 시간영역에서의 20ns 동안의 챔버안에서 발생하는 여러 가지 요소에 의한 파형의 합이다. 위의 파형에서 첫 번째 더블릿은 인가한 임펄스파를 나타낸다. 그리고 그 다음은 바닥층, 천정, 벽면에서의 산란이다. 가운데 파형은 바닥층, 천정, 벽면에 의한 파형이다. 맨 밑의 파형은 인가한 임펄스파만 포함한다. 챔버안의 여러 가지 요소의 도달시간을 계산하면, 나타나는 결과 파형의 해석이 쉬워진다.

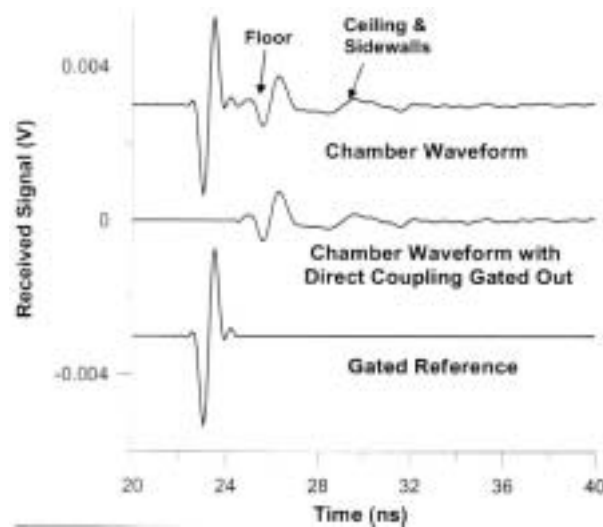


그림 4-8 푸리에 역변환된 수신신호

완전 무반사실의 성능을 평가하기 위해서는 두 개의 time gate

를 통과한 신호의 파형이 필요하다. 하나는 인가된 임펄스 신호로 기준파형이 된다. 다른 하나는 챔버 내부의 산란에 의한 파형인데 이 파형에는 기준파형이 포함될 수도 있고 안 될 수도 있다. 이러한 두 가지의 파형을 뽑아내서 두 파형을 비교함으로써 챔버의 차폐성능을 평가하게 된다. 이 때 두 개의 파형을 각각 푸리에 변환시킨 후 비교한다.

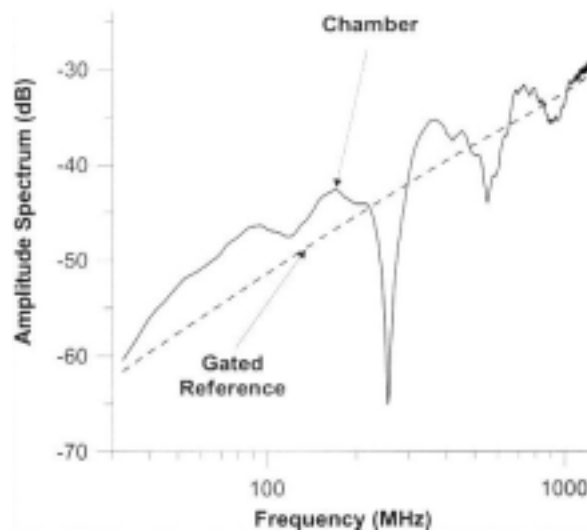


그림 4-9 푸리에 변환된 수신신호

그림 4-9에는 푸리에 변환으로 구해진 파형의 스펙트럼 크기가 주파수 영역에서 나타나 있다. 점선은 기준 신호로 인가된 임펄스 신호의 파형이다. 실선은 챔버의 산란을 나타내며 그림에서와 같이 이 두 스펙트럼 신호의 차이를 비교함으로써 챔버의 차폐성능을 평가하게 된다.

챔버의 차폐 성능을 평가하는 데에는 여러 가지 방법이 있다. 그 중 하나는 다음과 같다.

$$M_1 = \frac{| \text{푸리에 변환 (전체 챔버 파형)} |}{| \text{푸리에 변환 (기준 파형)} |} \quad (4-3)$$

평가 metric M_1 은 챔버의 전체 파형과 기준 파형의 비로 정의된다. 식 (4-3)의 분자에는 기준파형과 챔버안의 산란파형이 포함된다. 만약 챔버안의 표면에서 산란이 일어나지 않는다면 식 (4-3)의 분자에는 기준파형만 남게되므로 M_1 의 값이 1이 될 것이다. 이 때 안테나 내부의 반사와 케이블 반사는 그 값이 작아서 무시한다. 그러므로 '1'(0 dB)로부터 얼마만큼 벗어났는지가 챔버의 차폐성능을 평가하는 방법이 된다.

또 다른 방법으로 평가 metric M_2 를 정의할 수 있다. M_2 는 챔버의 산란 파형과 기준파형의 비로 정의된다.

$$M_2 = \frac{| \text{푸리에 변환 (전체 챔버 파형 - 기준 파형)} |}{| \text{푸리에 변환 (기준 파형)} |} \quad (4-4)$$

M_2 에서 분자에는 기준파형이 없다. M_2 값이 작다는 것은 챔버의 차폐성능이 우수하다는 것을 보여준다. 실질적으로 안테나간의 직접 커플링과 챔버의 산란 사이에는 간섭효과(interference effects)가 존재한다. 챔버의 초기 설치가 잘못되었을 경우 M_1 은 이 간섭효과의 영향을 많이 받으나 M_2 의 경우는 이러한 간섭의 문제를 고려하지 않아도 되는 장점이 있다.

제 5 장 TEM 혼 안테나 설계

제 5.1 절 안테나 설계

제 5.1.1 절 평행판 도파관의 해석

평행판 도파관은 TM과 TE 모드가 존재할 수 있는 가장 단순한 형태의 도파관이며 두 개의 평판으로 구성되어 있어서 TEM 모드도 존재할 수 있다.

그림 5-1과 같은 기하학적 구조에서 스트립의 폭 W 는 파의 회절에 의한 왜곡이나 X -축 방향으로의 변화를 무시하기 위해 평행판의 간격 d 보다 아주 큰 것으로 가정하고 두 판 사이에 유전율 ϵ 과 투자율 μ 인 물질로 채워진 경우에 TEM 파에 대한 해를 구한다.

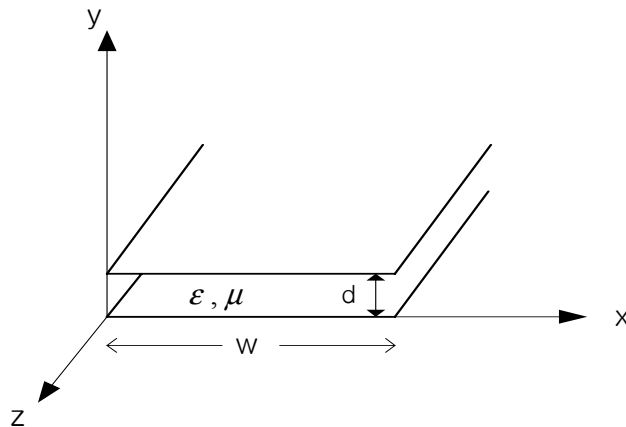


그림 5-1 평행판 도파관의 구조

TEM 모드의 해는 두 개의 평판 사이에 나타나는 정전위 $\Phi(x, y)$ 에 대한 라플라스 방정식을 풀면 얻어진다.

$$\nabla^2 \Phi(x, y) = 0, \quad \text{for } 0 \leq x \leq W, \quad 0 \leq y \leq d \quad (5-1)$$

아래쪽 판이 그라운드이고 위판의 전위가 V_0 라고 가정하면 $\Phi(x, y)$ 에 대한 경계조건은

$$\Phi(x, 0) = 0 \quad (5-2)$$

$$\Phi(x, d) = V_0 \quad (5-3)$$

이고, X-축의 변화가 없으므로 $\Phi(x, y)$ 에 대한 식(5-1)의 해는

$$\Phi(x, y) = A + By \quad (5-4)$$

가 되고 (5-2)와 (5-3)의 경계 조건을 이용하여 상수 A, B를 구하면 최종 해는

$$\Phi(x, y) = V_0 \cdot \frac{y}{d} \quad (5-5)$$

가 된다.

$\vec{e}(x, y) = -\nabla \Phi(x, y)$ 을 이용하여 횡축 방향의 전기장을 계산하면

$$\vec{e}(x, y) = -\nabla \Phi(x, y) = -\hat{y} \frac{V_0}{d} \quad (5-6)$$

이 되고, 총 전기장은

$$\bar{E}(x, y, z) = \bar{e}(x, y)e^{-jkz} = -\hat{y} \frac{V_0}{d} e^{-jkz} \quad (5-7)$$

가 된다. 여기서 $k = \omega\sqrt{\mu\epsilon}$ 은 $\beta = \omega\sqrt{\mu\epsilon} = k$ 에서처럼 TEM파의 전파 상수이다.

$$h(x, y) = \frac{1}{Z_{TEM}} \hat{z} \times \bar{e}(x, y) \quad (5-8)$$

로부터 자계는

$$\overline{H}(x, y, z) = \frac{1}{\eta} \hat{z} \times \bar{E}(x, y, z) = x \frac{v_0}{\eta d} e^{-jkz} \quad (5-9)$$

가 되고, 여기서 $\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$ 는 두 개의 평판 사이를 채운 매질의 고유 임피던스이다. 유의할 점은 $E_z = H_z = 0$ 이라는 것과 이렇게 계산된 전자계는 균일 영역에서는 평면파와 그 형태가 유사하다는 것이다.

접지된 아래 판에 대한 위판의 전압은 $V_{12} = \Phi_1 - \Phi_2 = \int_1^2 \bar{E} \cdot d\mathbf{l}$ 와 식(5-7)로부터 계산된다.

$$V = - \int_{y=0}^d E_y dy = V_0 e^{-jkz} \quad (5-10)$$

위판의 총 전류는 암페어의 법칙이나 표면 전류밀도로부터 구할 수 있다.

$$I = \int_{x=0}^{\omega} \overline{J}_s \cdot \hat{z} dx = \int_{x=0}^{\omega} (-\hat{y} \times \overline{H}) \cdot \hat{z} dx$$

$$= \int_{x=0}^{\omega} H_x dx = \omega \frac{V_0}{\eta d} e^{-jkz} \quad (5-11)$$

따라서 특성 임피던스는

$$Z_0 = \frac{V}{I} = \frac{\eta d}{\omega} \quad (5-12)$$

가 되어 도파관의 기하학적 구조와 물질 정수에 의해서 좌우되는 상수임을 알 수 있다.

또한 위상속도는

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}} \quad (5-13)$$

이 되어 그 매질 내에서의 빛의 속도인 상수가 된다.

유전체 손실에 의한 감쇠는

$$\alpha_d = \frac{k \tan \delta}{2\beta} N_p / m \text{ (TEM waves)} \quad (5-14)$$

에 의해 주어진다.

제 5.1.2 절 평행판 도파관의 원리를 이용한 설계

TEM 혼 안테나의 설계는 평행판 도파관의 원리를 이용하여 새로운 설계방법을 적용하였다. 두 도체판이 평행판 도파관이라 가정하고 평행판 도파관의 특성 임피던스 식을 이용하여 TEM 혼 안테나의 폭과 두 도체판 간격을 결정하였다.

그림 5-2에 TEM 혼 안테나의 특성 파라미터를 나타내었다. TEM 혼 안테나는 안테나의 길이, 안테나의 폭, 급전부에서 개구부까지의 두 도체판 사이의 간격이 유기적으로 연관되어 안테나의 특성을 결정짓는다.

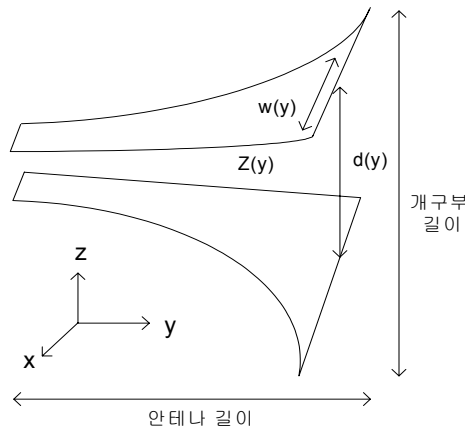


그림 5-2 TEM 혼 안테나의 특성 파라미터

식 (5-15)는 평행판 도파관에서의 안테나 폭 $[w(y)]$ 과 특성 임피던스 $[Z(y)]$, 두 도체판 사이의 간격 $[d(y)]$ 과의 관계식이다. 안테나 폭과 두 도체판 사이의 간격은 모두 y 의 함수이다. y 축을 따라 놓여있는 안테나 길이에 따라서 특성 임피던스가 구해진다면, 안테나 폭과 도체판 사이의 간격은 모두 구할 수 있다.

$$Z(y) = \frac{d(y)}{w(y)} \eta \quad (5-15)$$

TEM 혼 안테나를 설계할 때 가장 중요한 점은 급전부의 특성 임피던스로부터 개구부의 특성 임피던스로의 완만한 변환을 시키는 것이다. 이를 통해 안테나 내에서의 불연속 및 반사파를 최소화 할 수 있다. TEM 혼 안테나의 급전부와 개구부의 특성 임피던스를 각각 $Z_0 = 50\Omega$, $\eta = 120\pi\Omega$ 이라 놓고 테이퍼 정합변환기를 사용하여 안테나 길이에 따른 특성 임피던스 함수를 구한다.

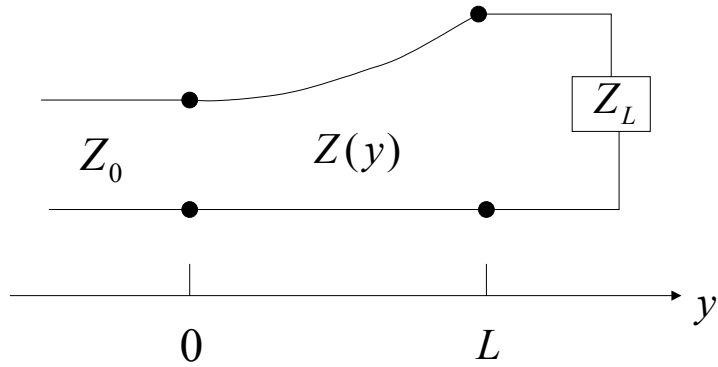


그림 5-3 테이퍼 정합 전송선로

TEM 혼 안테나는 매칭 대역폭을 증가시키기 위하여 안테나의 두 도체판을 지수함수적으로 증가시켜 임피던스를 변환한다. 식 (5-16)은 지수형 테이퍼(exponential taper) 변환기의 수식이다. L 은 안테나의 전체 길이를 나타낸다.

$$Z(y) = Z_0 e^{a y}, \quad (0 \leq y \leq L)$$

$$a = \frac{1}{L} \ln \left(\frac{\eta}{Z_0} \right) \quad (5-16)$$

안테나의 y 축 방향 위치에 따른 도체판 사이의 간격은 식(5-17)과 같이 주어진다.

$$d(y) = 2z = 2(a e^{b y} + c), \quad (0 \leq y \leq L) \quad (5-17)$$

식(5-16)과 (5-17)로부터 y 방향의 길이 변화에 따른 두 도체판 사이의 특성 임피던스와 두 도체판 사이의 간격을 구하면 식(5-15)로부터 안테나 폭을 계산할 수 있다.

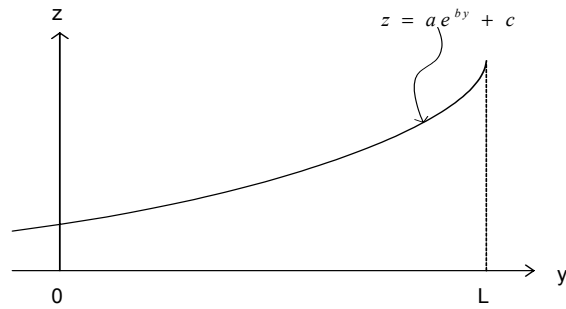


그림 5-4 안테나의 지수함수형 곡선

제 5.2 절 시뮬레이션 결과

TEM 혼 안테나의 형태는 지수함수형으로 증가시켜 설계하였으며 시뮬레이션은 3차원 설계 툴인 HFSS 프로그램을 이용하였다.

그림 5-5는 TEM 혼 안테나의 설계모습이다. 두 도체판을 지수함수형으로 만들기 위해 여러 개의 선형 평판을 연결하였다. 설계된 안테나의 도체판은 두께가 3 mm 인 알루미늄이며, 두 도체판을 지지하기 위해서 $\epsilon_r = 4.0$ 인 폴리에틸렌(polyethylene)을 사용하였다. 급전은 동축선-평행판 도파관 전이(coaxial to parallel plate waveguide transition)를 이용하였다.

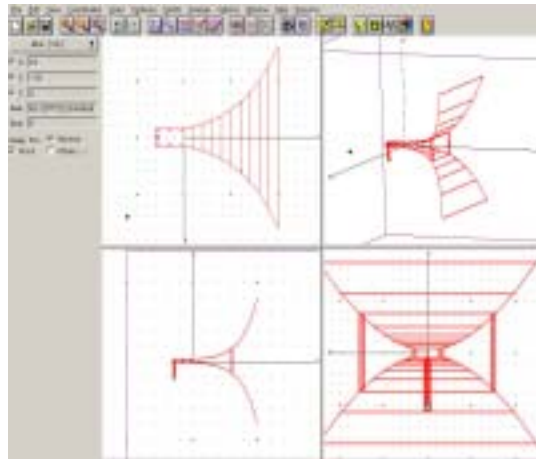


그림 5-5 설계된 TEM 혼 안테나

안테나 길이는 65cm(중심주파수 약 460 MHz)이고, 개구부의 길이는 80 cm 이다. 안테나 길이를 5cm 간격으로 나누고, 그에 따른 각각의 특성 임피던스를 식 (5-16)을 이용하여 구한다. 식 (5-17)을 이용하여 두 도체판 사이의 간격을 구한 후, 식 (5-15)를 이용하여 안테나 폭을 구한다. 설계된 안테나 파라미터 값이 표 5-1에 나와있다.

표 5-1 설계된 안테나 파라미터 값

y[cm]	-15	0	5	10	15	20	25	30	35	40	45	50
Z(y)[Ω]	50	50	61.2	74.9	91.6	112.2	137.3	168	205	251.6	308	377
d(z)[cm]	1.6	1.6	2.1	3	4.3	6.7	9.5	14.4	22	33.8	52.1	80
w(x)[cm]	7.54	7.54	9.48	12	15.3	19.4	24.5	31	39.3	49.8	63	80

그림 5-6은 설계된 안테나의 정재파비 특성에 대한 시뮬레이션 결과를 보여주고 있다. 100 MHz ~ 1000 MHz 주파수 범위에서 정재파비가 2이하를 나타낸다.

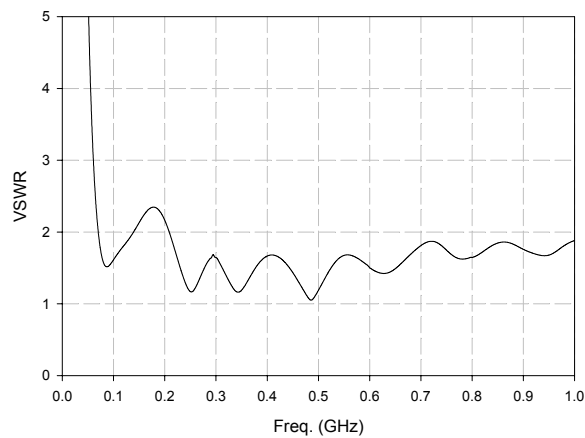
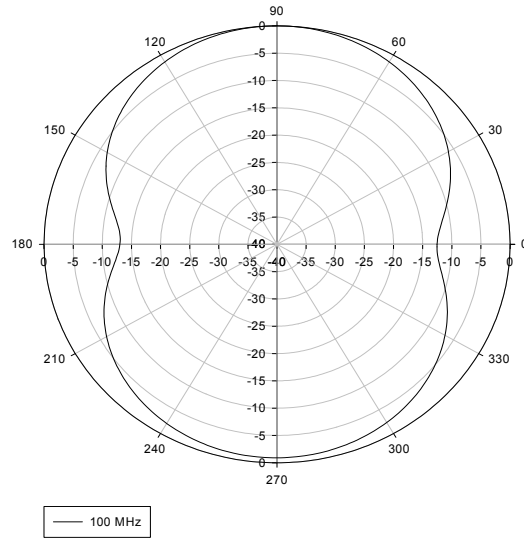
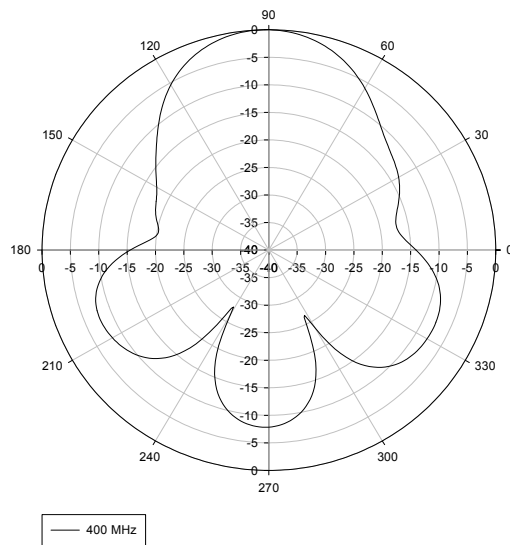


그림 5-6 설계된 TEM 혼 안테나의 정재파비

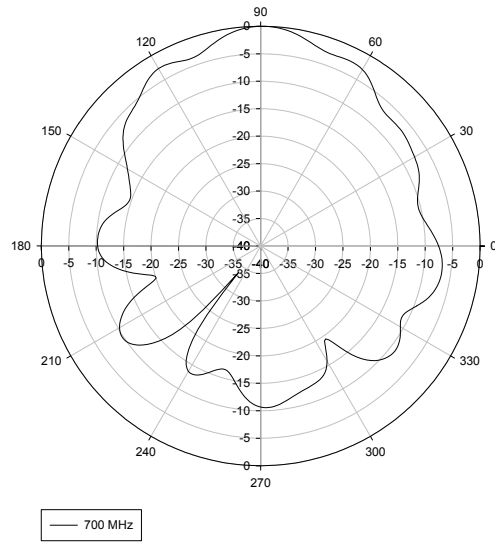
그림 5-7은 안테나의 복사패턴을 나타낸 것이다.



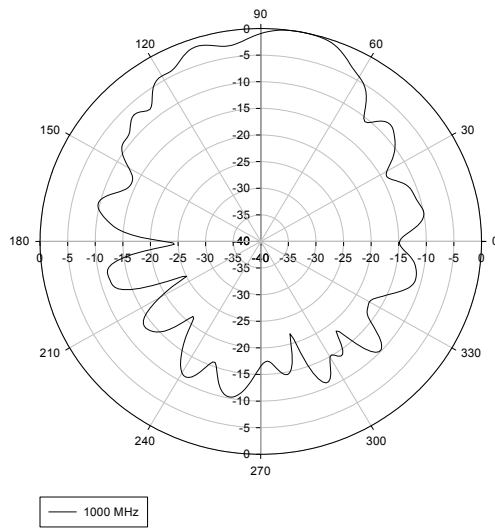
(a) 100 MHz에서의 E 평면 패턴



(b) 400 MHz에서의 E 평면 패턴



(c) 700 MHz에서의 E 평면 패턴



(d) 1000 MHz에서의 E 평면 패턴

그림 5-7 설계된 TEM 혼 안테나의 복사 패턴

제 6 장 제작 및 측정

제 6.1 절 TEM 혼 안테나의 제작 및 측정

그림 6-1은 제작된 TEM 혼 안테나의 모습을 나타낸 것이다. 설계된 안테나의 도체판은 시뮬레이션과 같이 두께가 3 mm 인 알루미늄이며, 두 도체판을 지지하기 위해서 $\epsilon_r = 4.0$ 인 폴리에틸렌 (polyethylene)을 사용하였다. TEM 혼 안테나의 두 도체판과 폴리에틸렌 지지대의 결합은 플라스틱 볼트를 사용하여 제작하였다.



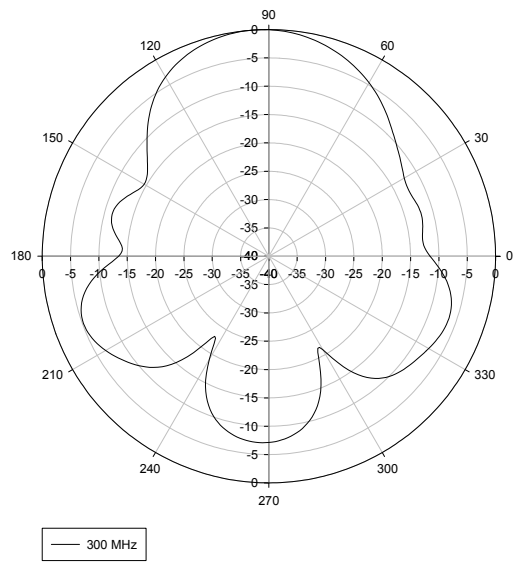
그림 6-1 제작된 안테나 사진

안테나 입력단의 VSWR 특성은 HP-8720C 네트워크 분석기를 이용하여 측정하였다. 그림 6-2는 50 MHz ~ 1200 MHz 주파수 대역에서 TEM 혼 안테나의 정재파비 측정결과이다. 100 MHz ~ 1000 MHz 범위에서 정재파비가 2 이하를 만족하며 시뮬레이션 결과와 일치한다.

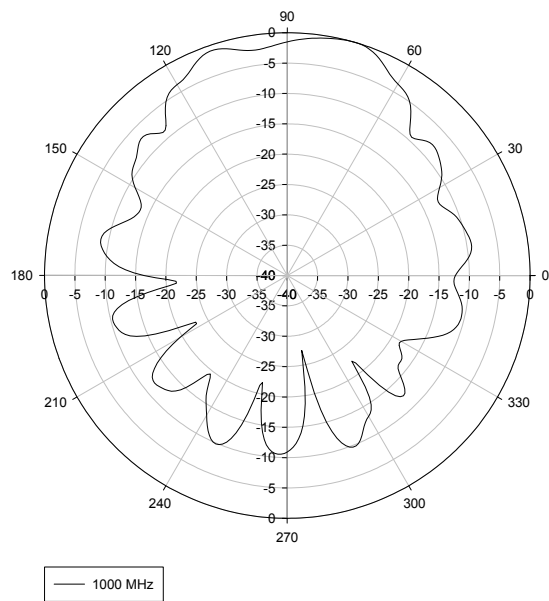


그림 6-2 측정된 정재파비 특성

안테나의 복사 특성은 Flam & Russel사의 FR959 안테나 측정시스템으로 측정하였다. 측정결과 300, 1200 MHz에서 각각 8, 12 dBi의 이득을 보였다. 그림 6-3에 전계의 복사패턴을 나타내었다.



(a) 300 MHz E 평면 패턴



(b) 1000 MHz E 평면 패턴

그림 6-3 측정된 복사패턴

제 6.2 절 TEM 혼 안테나의 안테나 팩터 측정

제 6.2.1 절 참조 안테나법

참조 안테나법(RAM : Reference Antenna Methods)은 참조 안테나의 정확한 안테나 인자가 알려져 있어야 한다.

이 방법은 안테나 인자의 값이 알려져 있는 참조 안테나를 준비하면 되므로 기업체 등에서는 보유하고 있는 EMC 안테나의 안테나 인자를 확인하기 위해 간편하게 적용할 수 있다.

참조 안테나법에 의한 안테나 인자의 측정법은 다음과 같다. 즉, 안테나 인자의 값을 알고 있는 참조 안테나를 준비한다. 안테나 인자가 K_0 인 참조안테나로 측정된 단자전압이 V_0 이면 송신안테나로부터의 전계강도 E 가 다음 식으로부터 구해진다.

$$K_0 = \frac{E}{V_0} \quad (6-1)$$

이므로

$$E = K_0 + V_0 \text{ (dB)} \quad (6-2)$$

이다. 그 다음, 참조 안테나를 제거하고 같은 위치에 피측정안테나(AUT : Antenna Under Test)를 위치시켜, AUT의 단자에 측정되는 단자전압 V_1 를 측정하면 AUT의 안테나 인자는 다음과 같이 구해진다.

$$\begin{aligned}
 K &= E - V_1 \\
 &= (K_0 + V_0) - V_1 \text{ (dB)}
 \end{aligned}
 \tag{6-3}$$

이 식으로부터 알 수 있는 것과 같이 AUT의 안테나 인자는 참조 안테나의 안테나 인자에 의해 크게 좌우됨을 알 수 있다.

제 6.2.2 절 안테나 팩터 측정

야외시험장에서 참조 안테나법에 의한 안테나 팩터를 측정하였다. 수신단에 사용할 기준 안테나로는 Chase Electronics 사의 모델번호 CC1476인 바이로그 안테나(bi-log antenna)를 사용하였다. 이 안테나의 사용주파수 범위는 30 MHz ~ 1000 MHz이고, 안테나 팩터에 관한 측정 불확도는 $\pm 1.3\text{dB}$ 이다. 사용한 바이로그 안테나의 모습이 그림 6-4에 나와있다.



그림 6-4 Chase Electronics사의 바이로그 안테나

그림 6-5에는 기준 안테나의 전압측정 모습을 나타냈다. 야외시험장의 안테나 마스터 사이의 거리는 10m 이고, 마스터에 고정된 기준 안테나의 높이는 각각 3m 이다. 참조 안테나법에 의한 안테나 팩터 측정 시스템은 송신 안테나와 수신 안테나를 각각 지지할 수 있는 안테나 마스터와 송신단의 신호발생기 및 수신단의 전압 측정기(power meter)로 구성된다.

우선, 송신단의 안테나를 제거하고 수신단의 기준 안테나로부터 자유공간에 존재하는 전압의 세기를 측정한다. 측정된 전압은 5.9 mV 이다. 자유공간의 전압의 세기를 측정한 후, 송신단에 송신안테나를 설치하고 30 MHz ~ 1000 MHz의 범위에서 3 V의 세기로 신호를 발생시킨다. 이 때 송신 안테나로는 수신 안테나와 같은 Chase Electronics사의 바이로그 안테나를 사용하며, 주파수를 50MHz 단위로 증가시켜 수신안테나에 유기되는 전압의 세기 V_0 을 측정한다.



그림 6-5 기준 안테나의 전압측정

기준 안테나의 전압 측정이 끝난 후, 안테나 마스터의 수신단에 본 연구에서 개발된 TEM 혼 안테나를 설치하고 AUT에 유기되는 전압의 세기 V_1 을 측정한다. 야외 시험장에 설치된 TEM 혼 안테나의 모습과 AUT의 전압측정 모습을 각각 그림 6-6과 그림 6-7에 나타내었다.



그림 6-6 야외시험장에 설치된 TEM 혼 안테나



그림 6-7 TEM 혼 안테나의 전압측정

기준 안테나인 바이로그 안테나의 안테나 팩터 K_0 는 결정되어 있다. 식 (6-3)을 이용하여 측정한 V_0 과 V_1 으로부터 TEM 혼 안테나의 안테나 팩터 K 를 구한다. 측정한 V_0 , V_1 과 결정된 K 의 값을 표 6-1에 나타내었다.

표 6-1 TEM 혼 안테나의 안테나 팩터

freq.(MHz)	$V_0(mV)$	$V_1(mV)$	$K_0(dB/m)$	$K(dB/m)$
30	2.976	2.75	18.2	17.856
50	49.2	15.466	7.9	2.874
80	111.296	90.718	7	6.112
100	87.799	96.105	9.8	10.193
150	54	46.498	10.7	10.05
200	50.7	34.486	8.3	6.626
250	81.701	75.007	12.2	11.652
300	66.498	72.738	13.1	13.49
350	8.4	21.822	14.3	18.446
400	35.795	28.305	16.2	15.18
450	36.797	16.472	17	13.509
500	12.6	30.795	18	21.881
550	8.4	2.72	19.9	15.003
600	21.596	17.338	19.8	18.846
650	9.6	21.054	20.3	23.711
700	9.6	10.4	21.9	22.247
750	9.6	10.1	21.3	21.52
800	9.6	9.07	22.6	22.353
850	7.51	6.65	23.2	22.67
900	2.398	2.746	22.9	23.488
950	2.4	1.227	24.5	21.586
1000	5.1	3.158	25.3	23.218

본 연구에서 개발된 TEM 혼 안테나의 안테나 팩터 측정 결과,
30 dB/m 미만의 비교적 우수한 안테나 팩터값을 나타냈다.

제 7 장 결 론

본 연구에서는 임펄스와 측정과 EMC 챔버의 성능 평가가 가능한 TEM 혼 안테나를 설계, 제작하였고 실험적으로 그 특성을 분석하였다. 또한 TEM 혼 안테나의 동작원리 및 구조를 조사, 분석하였고 TEM 모드 발생의 원리와 TEM 혼 안테나의 소형화 기법 등을 분석하였다.

TEM 혼 안테나는 EMC 분야 뿐 아니라 UWB 통신용으로 그리고 지반탐사레이더(GPR)용으로 연구되고 있다. 이렇듯 광대역 특성을 요구하는 시스템에서 TEM 혼 안테나가 연구되고 사용되어 왔지만 TEM 혼 안테나에 대해서 알려진 바가 많지 않다. 그 이유는 아직까지 TEM 혼 안테나의 명확한 이론과 설계방법이 없기 때문이다.

본 연구에서는 평행판 도파관의 원리를 이용한 TEM 혼 안테나의 설계방법을 새롭게 제안하였다. 제안된 TEM 혼 안테나는 매칭 대역폭을 증가시키기 위해 안테나의 두 도체판을 지수함수적으로 증가시켜 정합시킨다. TEM 혼 안테나의 측정 결과, 100 MHz ~ 1000 MHz 범위에서 정재파비 2이하를 만족하는 광대역 특성을 보였다. 제작된 안테나는 EMC 측정용 뿐만 아니라 임펄스 응답 특성을 요구하는 광대역 시스템에 활용 가능하리라 기대된다.

안테나는 사용목적에 따라 통신용 안테나와 EMC용 안테나로 구분되며 EMC용 안테나는 통신용 안테나와는 달리 그 평가 파라미터가 안테나 팩터이다. 본 연구에서는 안테나 팩터 측정방법과 교정법을 조사하였다. 안테나 교정법은 크게 표준 안테나법, 표준 전자계법, 표준 시험장법, 참조 안테나법 등의 네 가지로 나뉘며 전 세계적으로 공인된 방법은 없고, 안테나 교정법의 표준화가 연구중이다.

본 연구에서는 30 MHz - 1000 MHz 범위에서 참조 안테나법을 사용하여 제작된 TEM 혼 안테나의 안테나 팩터를 측정하였다. 측정된 안테나 팩터값의 분석결과, 제작된 TEM 혼 안테나는 EMC 안테나로서 좋은 성능을 보였고, 안테나의 크기, 무게 및 제작 기술이 보완된다면 EMC 표준 안테나로서 상용될 수 있으리라 기대된다.

EMC용 챔버의 종류와 특성, EMC 챔버의 종류와 평가 항목 및 정규화 시험장 감쇠량(NSA)을 조사, 분석하였다. 또 챔버의 차폐 성능 평가시 현재 사용하고 있는 방법을 조사하였고, 미국 NIST에서 개발한 초광대역 측정 시스템과 그 신호처리과정을 분석하였다. 분석 결과, 챔버의 성능평가지 광대역의 TEM 혼 안테나를 사용하면 챔버평가의 복잡성과 시간을 줄일 수 있고, 한 개의 안테나로 평가하기 때문에 정확성을 높일 수 있을 것이다.

참고문헌

- [1] T. T. Wu and R. W. P. King, "The Cylindrical Antenna with Nonreflecting Resistive Loading", *IEEE Trans. AP*. Vol. AP-13, No, pp369-373, May 1965.
- [2] X. Liu, Y. Fan, G. Liu, G. Wang, W. Wang, "Pulse radiation antenna fed with a face-to-face TEM horn", *IEEE International Symposium on AP and EM Theory*, pp. 447-450, August 2000, Beijing, China.
- [3] C. Martel, M. Philippakis, D. J. Daniels, M. Underhill, "Modeling the performance of realistic ultrawideband ground penetrating radar(GPR) antennas", *IEE International Conference on AP*, vol.2, pp. 655-659, April 2001, Manchester, U. K.
- [4] J. H. Kim, J. I. Park, "TEM horn antenna for the time domain shielding effectiveness measurements", *IEEE International Symposium on EMC*, pp.265-269, 1997, Beijing, China.
- [5] D. A. Kolokotronis, Y. Huang and J. T. Zhang, "Design of TEM Horn Antennas for Impulse Radar", *IEEE High Frequency Postgraduate Student Colloquium*, pp.120-126, September 17, 1999, University of Leeds.
- [6] Jing Li, Zhu, X.Y, Wang, M.X, Lang Jen, "A New Design of TEM Horn Antenna for Pulse Radiation," *Proceeding of 1997*

APMC, vol.2, pp. 629-631, 1997.

[7] Hsueh-Yuan Pao, Poggio, A.J, "Design of a TEM Wavguide for Ultra-wideband Applications," Proceedings of 1999 IEEE APs and International Symposium, vol.3, pp. 1574-1577.

[8] Justine D. Cermignami, Donald Kerbs, Anderson, "Ultra-broadband TEM Double Flared Exponential Horn Antenna", United States Patent, Patent Number 5,325,105., June 1994.

[9] Jing Li, X. Y. zhu, M. X. Wang, Lang Jen, "A New Design of TEM Horn Antennas for Pulse Radiation," Proceeding of 1997 APMC Asia-Pacific IEEE Microwave Conference, Vol.2 pp. 629-631, December 1997, Hong Kong.

[10] John F. Aurand, Edgewood, N. Mex., "Transvers Electromagnetic Horn Antenna with Resistively-Loaded Exterior Surfaces", United States Patent, Patent Number 5,959,591., September 1999.

[11] R. T. Johnk, M. Taylor, T. J. O'Hara, "Efficient and Accurate Testing of an EMC Compliance Chamber using an Ultrawideband Measurement System", 2001 Electromagnetic Compatibility, EMC International Symposium, vol.1 13-17, pp.302-307 August 2001. Montreal, Canada.

[12] R. E. Harrington, *Time Harmonic Electormagnetic Fields*.

John Wiley & Sons. 1989.

[13] Constantine A. Balanis, Antenna Theory Analysis and Design, Harper & Row, Publishers, New York, 1982.

[14] ANSI C63.5-1998, American National Standard for Calibration of Antennas Used for Radiated Emissions Measurements in Electromagnetic Interference (EMI) Control.

[15] Schwarzbeck's method for calibration of antenna AK-Ant Cal 17-93 27, May 1993.

[16] IEEE Std 291-1991, IEEE Standard Methods for Measuring Electromagnetic Field Strength of Sinusoidal Continuous Waves, 30 Hz to 30 GHz.