

工學博士 學位論文

電波無響室用 廣大域 페라이트  
電波吸收体の 設計 및 制作에 關한  
研究

A Study on Design of Ferrite  
Electromagnetic Wave Absorber with  
Wide-Band Characteristics  
for the Use of Anechoic Chamber

指導教授 金 東 一

2002年 2月

韓國海洋大學校 大學院

電子通信工學科

元 榮 秀

- 목 차 -

Nomenclature .....	iv
Abbreviations .....	vi
Abstract .....	vii
제 1 장 서 론 .....	1
1.1 연구배경과 목적 .....	1
1.2 연구 목적 .....	3
1.3 연구 방법 .....	5
제 2 장 전파흡수체 설계 이론 .....	7
2.1 전파흡수체의 분포정수회로화 .....	7
2.1.1 파동방정식 .....	7
2.1.2 분포정수회로화 .....	13
2.2 전파흡수체 재료와 측정 .....	20
2.2.1 손실재료 .....	20
2.2.2 재료의 측정법 .....	29
2.3 등가재료정수법에 의한 전파흡수체 해석 .....	37
2.3.1 페라이트 전파흡수체의 주파수 분산 특성 .....	37
2.3.2 등가재료정수법 .....	45
제 3 장 광대역 페라이트 전파흡수체의 설계 및 특성 .....	54
3.1 타일형 및 그리드형 페라이트 전파흡수체 .....	54

3.1.1 수직입사 특성과 사입사 특성 .....	54
3.1.2 타일형 및 그리드형 전파흡수체 .....	64
3.2 십자돌기형 페라이트 전파흡수체 .....	66
3.2.1 십자돌기형 페라이트 전파흡수체의 설계 .....	66
3.2.2 십자돌기형 페라이트 전파흡수체의 성능평가 .....	71
3.3 원추절단형 페라이트 전파흡수체 .....	79
3.3.1 원추절단형 페라이트 전파흡수체의 설계 .....	79
3.3.2 원추절단형 페라이트 전파흡수체의 성능평가 .....	82
<b>제 4 장 십자돌기형 페라이트 전파흡수체의 전파반무향실 특성 평가 ..</b>	<b>85</b>
4.1 전파반무향실 이론 .....	86
4.1.1 시험장 이론 .....	86
4.1.2 상호결합 .....	96
4.1.3 하이트 패턴 .....	103
4.2 타일형 및 그리드형 전파흡수체를 적용한 전파반무향실의 특성 .....	108
4.2.1 타일형 및 그리드형 전파흡수체의 입사 특성 .....	108
4.2.2 시험장 감쇠량 .....	109
4.2.3 시험장감쇠량의 계산치와 실측치의 비교 .....	119
4.2.4 상호결합을 고려한 시험장감쇠량 .....	123
4.2.5 수평편파와 수직편파간의 시험장감쇠량 비교 .....	126
4.3 십자돌기형 전파흡수체를 적용한 전파반무향실의 특성 .....	129
4.3.1 십자돌기형 페라이트 전파흡수체 특성 .....	129
4.3.2 시험장 감쇠량 .....	129

4.3.3 타일 및 그리드형과 십자돌기 전파흡수체를 적용한 전파반무향 실의 특성 비교 .....	138
<b>제 5 장 전파흡수체의 흡수능 측정 .....</b>	<b>139</b>
5.1 동축관에 의한 전파흡수능 측정기법 .....	140
5.1.1 전파흡수능 측정기법의 종류 .....	140
5.1.2 동축선로의 임피던스 해석 .....	144
5.2 테이퍼 구형 동축관 측정시스템 제작과 측정 .....	153
5.2.1 구형동축관을 이용한 흡수능 측정시스템의 구성 .....	153
5.2.2 구형동축관을 이용한 흡수능 측정 .....	161
<b>제 6 장 결론 .....</b>	<b>166</b>
<b>참 고 문 헌 .....</b>	<b>169</b>

## Nomenclature

$\vec{B}$	:	Magnetic Flux Density Vector
$C$	:	Capacitance per unit length
$\vec{D}$	:	Electric Flux Density Vector
$d_n$	:	Thickness of n_th Layer
$\vec{E}$	:	Electric Field Vector
$G$	:	Conductance per unit length
$\vec{H}$	:	Magnetic Field Vector
$I$	:	Current
$\vec{J}$	:	Electric Conduction Current Density Vector
$L$	:	Inductance per unit length
$R$	:	Resistance per unit length
$V$	:	Voltage
$Y$	:	Admittance
$Z$	:	Impedance
$z$	:	Normalized Impedance
$Z_c$	:	Characteristic Impedance
$z_c$	:	Normalized Characteristic Impedance
$z_n$	:	Input Impedance of n_th Layer

$\alpha$	:	Attenuation Constant
$\beta$	:	Phase Constant
$\Gamma$	:	Reflection Coefficient
$\gamma$	:	Propagation Constant
$\epsilon$	:	Permittivity
$\epsilon_0$	:	Permittivity of Vacuum
$\epsilon_{eq}$	:	Equivalent Permittivity
$\epsilon_{rn}$	:	Relative Permittivity of nth Layer
$\lambda$	:	Wave Length of Free Space
$\mu$	:	Permeability
$\mu_0$	:	Permeability of Vacuum
$\mu_{eq}$	:	Equivalent Permeability
$\mu_{rn}$	:	Relative Permeability of nth Layer
$\sigma$	:	Conductivity
$\omega$	:	Angular velocity

## Abbreviations

<b>ANSI</b>	:	American National Standards Institute
<b>CISPR</b>	:	International Special Committee on Radio Interference
<b>EMC</b>	:	Electromagnetic Compatibility
<b>EMI</b>	:	Electromagnetic Interference
<b>EMS</b>	:	Electromagnetic Susceptibility
<b>FCC</b>	:	Federal Communications Commission
<b>FDTD</b>	:	Finite-Difference Time-Domain Method
<b>FEM</b>	:	Finite Element Method
<b>FVTD</b>	:	Finite-Volume Time-Domain Method
<b>GTEM</b>	:	Giga Hertz Transverse Electromagnetic
<b>IEC</b>	:	International Electromagnetic Commission
<b>ISM</b>	:	Industrial, Scientific, and Medical
<b>MOM</b>	:	Method of Moment
<b>PDC</b>	:	Personal Digital Cellular
<b>PHS</b>	:	Personal Handy Phone System
<b>TE</b>	:	Transverse Electric
<b>TM</b>	:	Transverse Magnetic
<b>VHF</b>	:	Very High Frequency

## ABSTRACT

A Study on The Design of Ferrite Electromagnetic Wave Absorber  
with Wide band Characteristics for the Use of Anechoic Chamber.

Young Su Weon

Dept. of Elec. and Comm. Engineering  
Graduate School, Korea Maritime Univ.

Supervisor : Prof. Dong Il Kim, Ph. D

Recently, the use of equipments related to information communication has increased drastically. Since unnecessary electromagnetic waves are radiated from electronic equipments and systems, it is reported that the mall function of the equipments and some fatal damage to human life occur.

For the countermeasure to the above, several regulations for the electromagnetic wave interference, have been enacted internationally by CISPR, FCC, ANSI, etc.

In the domestic case, the regulations related to the Electromagnetic Interference (EMI) and the Electromagnetic Susceptibility (EMS) have been established and enacted. For measurement of such EMI and EMS, an equivalent, free space from electromagnetic waves are required. As the means of the equivalent space, an anechoic chamber is widely used.

The Frequency range for EMI test was from 30 MHz to 1 GHz. However



it was broadband from 1 GHz to 18 GHz additionally by CISPR 11 on November, 1998.

To construct in anechoic chamber for the above purpose, it is needed that the electromagnetic wave absorber has the capability to absorb the EM wave more than 20 dB over the frequency band.

The ferrite tile in a single layer type has been used, the frequency band of which is about 30 MHz ~ 400 MHz, with more than 20 dB of absorption capability. In the case of a grid type absorber developed by Y. Naito, the frequency range to satisfy the above absorption characteristics is approximately from 30 MHz ~ 870 MHz. Thus it was not sufficient to satisfy the above condition.

Accordingly, in this dissertation, in order to satisfy the above demand, the electromagnetic wave absorbers with wide band characteristics was proposed by controlling shape and dimension. The proposed electromagnetic wave absorber in cutting cone-shaped one is of less than 5 cm in thickness. The bandwidth of the proposed absorber is from 30 MHz to 6 GHz, which was designed by the EMCM and confirmed by simulation and experiments.

As a measuring method of the absorption characteristics of the ferrite electromagnetic wave absorber, tapered rectangular coaxial line, was fabricated and used, which has 50  $\Omega$  adapter with 13/8 in diameter.

In addition, the characteristics of the anechoic chamber by the proposed cross-shaped absorber were evaluated by the image method. They were compared with those of the OATS.

# 제 1 장 서 론

## 1.1 연구배경

1864년 영국의 과학자 맥스웰(J. C. Maxwell 1831~1879)은 암페어 법칙과 패러데이 전자유도 법칙이 정상상태 뿐만 아니라 과도현상 등의 비정상상태인 일반 매질내 미시적인 임의의 점에서도 성립한다고 생각하고 그러한 물리현상을 미분형태로 나타내었다. 그러나 결과는 모순으로 나타났고, 이 모순을 해결하기 위하여 변위전류라는 개념을 도입하였다. 이로 인하여 전계, 자계, 전하의 관계를 정리하는 맥스웰 전자계 방정식을 수립하여 전자파의 존재를 예언하는 위대한 업적을 이룩하였다.

전자파의 존재는 그 후 독일의 헬츠(H. R. Hertz)에 의하여 실체가 증명되었으며 이태리의 마르코니(G. Marconi)에 의하여 최초로 무선통신에 이용하게 된다. 그 후 100 여 년 동안 인류는 전자파를 이용한 기술개발을 통하여 각 나라간의 원거리 통신을 물론 위성 통신에 이르기까지 실로 엄청난 발전을 거듭해오고 있다.

분명하게 전자파기술은 문명의 이기로서 인류의 일상생활 편리함에 지대한 공헌을 한 것은 사실이나 한편으로는 엄청나게 늘어난 주파수의 수요로 인하여 불필요한 전자파에 대한 폐해로 나타나게 되었다. 최근의 정보통신과 관련 된 장비들이 초소형화, 경량화, 자동화로 발전하면서 장비들 사용이 급증하여, 장비들간 서로 불필요한 전자파를 방사하므로써 기기 오동작으로 인한 인명에 치명적인 피해를 끼친 사례들이 보고되고 있으며 갈수록 증가해 가는 추세이다. 이에 각국은 전자파 장해에 대한 대책으로 국제적으로는 CISPR, 미국 FCC, ANSI 등에서 규제가 만들어졌고, 국내 경우에도 전자통신용장비 전자파장해(EMI ; Electromagnetic Interference) / 전자파 양립성(EMC ; Electromagnetic Compatibility)에 관한 규제를 제정하여 운용하고 있다.

전자파 장해 대책으로 불요 전자파 방사를 억제하기 위해서는 EMI 측정이 필수적

이며 EMC 분야 역시 전자파 환경의 정량화, 전자장 분포 및 전자펄스 측정이 필요하다. 이러한 측정은 무한히 넓은 자유공간에서 행하는 것이 이상적이나 현실적으로 외부전파의 영향을 받지 않는 자유공간을 확보하기가 곤란하므로 전자파적으로 자유공간과 등가적인 공간을 구성하는데 전파흡수체를 이용한 전파무향실(Anechoic Chamber)이 넓게 이용되고 있다.

이와 같은 전파무향실을 구성하기 위해서는 우수한 흡수능을 가지는 전파흡수체가 필요하다. 전파무향실용 전파흡수체는 국제규격기준(ANSI C634-1991, CISPR A SEC 109, 또는 IEC 801-3)을 충분히 만족시키기 위해서 주파수대역 30 MHz~1 GHz 범위에서 전자파 흡수능이 20 dB 이상의 성능이 요구되어 왔다. 그러나, 1998년 11월 6일 CISPR(국제무선장해특별위원회)에서 EMI에서 방사 측정 주파수 범위를 종래 보다 확장된 30 MHz~18 GHz 까지 강화하는 CISPR11를 권고하였고[1], 이어서 ANSI (America National Standard Institute) 및 IEC (International Electrotechnical Commission) 등에서도 후속조치가 있을 것으로 예상된다.

이렇게 전자통신기기의 발전과 더불어 공간으로 방사하는 불요 전자파 역시 높아 가는 추세로, 전파흡수체도 보다 광대역화 하는 연구가 진행되고 있다.

전파흡수체는 손실재료를 이용하여 입사한 전자파를 흡수하여 열로 변환시키며 반사파가 발생하지 않도록 한다. 이러한 손실재료로서 도전성 손실재료, 유전성 손실재료, 자성 손실재료 등이 있다. 도전성 손실재료는 도전전류에 따라 전파를 흡수하는 것으로 도전성 섬유 같은 직물이 있고, 유전성 손실재료로는 카본고무, 카본 함유 발포우레탄, 카본함유 발포 폴리에치렌 등이 있으며 보다 광대역 특성을 얻기 위해 다층구조로 하고 있는 것이 많다. 또, 자성 손실재료의 대표적인 것은 페라이트로서 금속판을 이면에 부착하여 넓은 주파수대역에 걸쳐 양호한 흡수특성을 나타내고 있다.

자성재료를 이용한 페라이트 전파흡수체는 우수한 흡수 특성으로 인하여 타일형과 그리드형의 이면에 금속판을 붙인 형태로 Y. Naito에 의하여 개발되었다[2]. 특히 주파수 분산특성을 수치적 모델로 정식화되었고, 기하학적인 구조를 갖는 페라이트 전파흡수체에 대하여는 통상 등가회로 정수법으로 해석하고 있다[3]. 페라이트 전파흡

수체에 대한 연구는 계속하여 정방향 페라이트 기둥구조의 전파흡수체, 십자 슬롯의 2층형 전파흡수체, 십자형 전파흡수체, 테이퍼부를 가지는 전파흡수체 등으로 이어지면서 페라이트를 기하학적으로 공간화하여 배치하는 구성으로 개발이 진행되었는데 이것은 앞의 것보다 향상된 흡수 특성을 보이고 있다.

페라이트 전파흡수체의 재료 측정은 샘플홀더에 의한 측정법이 사용되고 있고, 만들어진 전파흡수체에 대하여 TEM 모드에서 흡수능 측정을 위해서는 반사계수법이 사용된다. 이 방법은 전파흡수체에 최적화 된 각도에서 송신기를 이용하여 전파를 방사하고 전파흡수체에서 반사하는 전파를 수신기에서 수신하는 방법으로 측정 시스템을 구축하는데 많은 비용이 든다. 따라서 보다 저렴한 전파흡수체 특성측정기법에 대한 연구가 현재 진행되고 있고, 전파무향실의 특성평가 역시 더욱 정밀한 결과가 예상되고 있다[4]-[10].

본 연구에서는 전파흡수체를 광대역화하기 위하여 십자돌기형 페라이트 전파흡수체를 설계하여, 흡수 특성에서 전파암실용으로 적합성 여부를 확인하기 위하여 전파반무향실 특성을 평가한다.

또한 원추 절단형 페라이트 전파흡수체를 설계하고 제작하여[11]-[13] 새롭게 제안하는 흡수능 측정시스템으로 측정하고, 30 MHz~6 GHz 대역에서 20 dB 흡수 특성을 설계치와 비교하여 검증한다.

## 1.2 연구 목적

전파흡수체는 각종 전자장비로부터 누설전자파 또는 전자파내성(Immunity)의 검사 및 측정을 위한 전파무향실 구성용 및 GTEM-cell 등 다양하게 활용되고 있다.

그러나, 현재 전파무향실용 전파흡수체의 CISPR11 국제규격기준은 EMI 측정에서 주파수 대역이 30 MHz에서 18 GHz 까지 20 dB 이상의 반사감쇠량을 가지도록 권고하고 있는 실정이다[1],[14].

종래의 도체판 위에 소결 페라이트 타일을 부착한 단층형 페라이트 전파흡수체는 20 dB 이상의 반사감쇠량을 가지는 주파수 대역이 30 MHz~400 MHz정도이고, Y. Naito 등에 의하여 개발된 격자형 페라이트 전파흡수체의 경우에도 상기의 반사감쇠량을 만족시키는 주파수 범위는 30 MHz~870 MHz 정도로, 위의 국제규격기준을 만족시키기에는 미흡한 실정이다[1].

현재 개발 시판되고 있는 기존의 전파흡수체의 경우에는, 모두 ANSI, FCC 규격에서 요구하는 전파무향실용 전파흡수체를 구현하기 위해서는 카본스치물을 적층하여 사용하여야 하므로 유효공간이 매우 좁은 문제점이 있다. 예를 들면, Rayproof의 경우는 전파무향실용 전파흡수체로 카본폴리우레탄을 사용하고 있어서 두께가 3.7m나 되며, 무게가 67 Kg이므로 시공하기가 매우 어렵고, 2~3년 내에 보수를 해야 하는 문제점 등이 있다.

즉, 현재의 전파무향실용 전파흡수체는 총 두께가 약 4 m 정도로 두꺼워서, 전파무향실의 유효공간이 전체 체적의 50% 정도밖에 안되어 효율이 낮은 실정이며, 이로부터 충분한 유효공간을 확보하기 위해서는 전파흡수체의 두께를 보다 더 얇게 할 필요가 있다.

따라서, 본 연구에서는, 상기의 요구를 충족시키기 위하여 수 cm 미만의 두께를 가지는 원추절단 형태의 페라이트 전파흡수체를 구성하여, 그것의 형상과 치수 및 두께, 그리고 각층의 간격 등, 제어인자의 최적 값을 도출하여 광대역 특성을 가지는 전파흡수체를 개발하고자 한다.

또한 십자돌기형 페라이트 전파흡수체를 기존의 타일형과 그리드형과 특성을 비교하고 십자돌기형 페라이트 전파흡수체를 사용한 경우의 전파무향실의 특성을 영상법에 의한 시뮬레이션을 통해서 검증하기로 한다[10],[15].

페라이트 전파흡수체의 개발과 더불어 전자파흡수체의 흡수능 측정방법도 지속적으로 발전되어 왔으나 기하학적인 구조를 갖는 십자돌기형 페라이트 전파흡수체나, 본 연구에서 제안하고자 하는 원추절단형 페라이트 전파흡수체의 경우 그 형상 때문에 실험적으로 간단히 전파흡수능 또는 재료정수등을 측정하기는 어려운 실정이다

[15],[16],[17].

따라서 전파흡수능 측정을 위하여 구형(矩形)동축선로를 이용하여 Time Domain 으로 측정하는 측정기법을 제안하고 설계, 제작하여 특성을 측정하기로 한다.

### 1.3 연구 방법

전자파흡수체를 응용면에 따라 분류하면, 어떤 주파수 이상에서는 반사를 일으키지 않는 광대역(Wide Band ; W형)형과 제한된 대역에서만 전파를 흡수하는 협대역(Narrow Band ; N형)형으로 대별된다. W형은 주로 전파암실용으로 개발된 흡수체로서 전파무향실 건설의 고스트 performance라는 점에서 광대역특성을 가장 중요시하게 된다[18].

본 연구에서 제안하는 페라이트 전파흡수체는 W 형으로 전파무향실용 요구를 충족시키기 위하여 원추절단형 이라는 새로운 형태의 전파흡수체를 구성하고, 페라이트의 두께와 페라이트 사이의 간격을 제어함으로써 광대역 특성을 가지는 전파흡수체를 설계하기로 한다. 먼저 전파흡수체의 공간적 형상 및 치수변화에 대한 모델화를 수행한 후, 등가재료정수법에 의하여 등가복소투자율 및 등가복소유전율을 계산하여 초광대역(30 MHz~6 GHz)에서 흡수능이 20 dB 반사감쇄량 99% 이상인 특성을 가지도록 전파흡수체의 최적치수 및 간격을 결정하여 제작한다.

먼저 십자돌기형 페라이트 전파흡수체는 주어진 페라이트 재료를 이용하여 전체 두께를 최소로 하면서 20 dB 이상의 반사감쇄량을 가지는 주파수대역폭이 최대가 되도록 각층의 두께 등의 제어인자를 결정하고, 높은 투자율을 가지는 Ni-Zn계 페라이트를 사용하여 흡수특성을 평가한다.

국제적으로 각종 전자기기에서 방사되는 불요 전자파를 측정하는 장소로는 외부로부터 전파의 영향을 전혀 받지 않는 야외에 설치된 야외시험장(Open Area Test Site)에서 하는 것을 원칙으로 하고 있으나 현실적으로 외부로부터 전파의 영향을 전

혀 받지 않는 장소를 선정한다는 것은 어렵기 때문에 오픈사이트와 똑같은 성능을 가진 시험장을 실내에 만들어서 여기에서 전자과장해를 측정한다. 이 시험장을 전파암실 또는 전파반무향실이라 칭하는데 오픈사이트와 특성의 차이가 3 dB이내이면 시험장으로서 만족하는 것으로 하고 있다.

따라서 본 연구에서는 십자돌기형 페라이트 전파흡수체의 전파무향실의 특성을 계산 시뮬레이션을 통하여 미리 전파반무향실의 특성을 평가해 봄으로써 전파무향실에서의 적용성 여부를 확인하고자 한다.

또한 원추절단형 페라이트 전파흡수체 역시 주어진 페라이트 재료를 이용하여 전체 두께를 최소로 하면서 -20 dB 이상의 반사감쇠량을 가지는 주파수대역폭이 최대가 되도록 각층의 두께를 결정하고, 높은 투자율을 가지는 Ni-Zn계 페라이트를 사용하여 설계한다.

원추절단형 페라이트 전파흡수체의 흡수능 측정을 위하여 새로운 전파흡수능 측정 기법으로 스펙트럼 아날라이저 사용을 위한 13/8 인치의 직경을 갖는 50Ω 아답터를 제작하고 테이퍼진 구형(矩形)동축관을 연결하여 Time Domain에서 흡수능을 측정하고 이를 푸리에 변환하여 측정결과를 얻는다. 원형동축관과 구형(矩形)동축관의 연결에 의한 불연속구간에서의 고차모드를 극소화하기 위하여 테이퍼 선로의 기울기와 임피던스 정합을 고려한다.

원형 동축관에서 입력 컨넥터와 13/8 인치의 임피던스 정합은 동축관 내부에서 테이퍼선로로 구성하여 동축관의 직경을 늘리는 동시에 정확하게 임피던스 정합이 이루어지도록 한다. 또한 13/8 인치 동축관과 같은 직경을 갖는 구형(矩形)동축관의 연결은 불연속으로 인한 임피던스 부정합을 극소화 될 수 있도록 외부에서 테이퍼 선로를 연마하여 가공한다. 마지막으로 전파흡수체의 측정 패널은 제작된 원추절단형 페라이트 전파흡수체가 정방형태로 여덟 장이 붙도록 하고 도체판과의 접촉에 의한 손실이 일어나지 않도록 한다.

제작된 측정시스템을 이용하여 원추절단형 페라이트 전파흡수체의 흡수 특성을 측정하여 시뮬레이션 결과와 비교한다.

## 제 2 장 전파흡수체 설계 이론

### 2.1 전파흡수체의 분포정수회로화

#### 2.1.1 파동방정식(Helmholtz Equation)

##### (1) 단순매질영역의 파동방정식

장(field)을 만드는 전원(source)  $\vec{J}, \rho$  의 분포로부터 멀리 떨어져 있는 손실이 없는 단순매질 영역에서 맥스웰 방정식은

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \tag{2.1.1a}$$

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \tag{2.1.1b}$$

여기서  $\vec{J} = \sigma \vec{E}$  이며  $\sigma$  는 매질의 손실을 나타내는 도전을 이다. 전원분포가 없는 무손실 단순매질 이라면  $\sigma = 0$  이므로 식 (2.1.1a) 양변에 회전을 취하여 식 (2.1.1b)를 대입하여 정리하면

$$\nabla^2 \vec{E} = \mu \epsilon \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} \tag{2.1.2a}$$

$$\nabla^2 \vec{H} = \mu \epsilon \frac{\partial^2 \vec{H}}{\partial t^2} \tag{2.1.2b}$$

로 전계와 자계에 관한 파동방정식(Helmholtz equation)을 얻을 수 있다. 시간적 변화가  $e^{j\omega t}$  인 시변장에서 매질의 전파정수(propagation constant)



인 파수벡터  $\gamma$  를 도입하여  $\omega^2 \mu \epsilon = \gamma^2$  로 놓으면 전계와 자계에 관한 파동방정식(Helmholtz equation)은

$$\nabla^2 \vec{E} + \omega^2 \mu \epsilon \vec{E} = \nabla^2 \vec{E} + \gamma^2 \vec{E} = 0 \quad (2.1.3a)$$

$$\nabla^2 \vec{H} + \omega^2 \mu \epsilon \vec{H} = \nabla^2 \vec{H} + \gamma^2 \vec{H} = 0 \quad (2.1.3b)$$

로 된다. 식 (2.1.3)는 동일한 형태의 방정식이므로 전계와 자계는 같은 형식의 해를 갖게 된다. 또한 식 (2.1.1)에서 회전으로 인한 성분은 다음과 같은  $z$  방향 성분은 존재하지 않는다.

$$\frac{\partial E_y}{\partial z} = j\omega \mu H_x \quad (2.1.4a)$$

$$\frac{\partial H_x}{\partial z} = j\omega \epsilon E_y \quad (2.1.4b)$$

$$\frac{\partial E_x}{\partial z} = -j\omega \mu H_y \quad (2.1.5a)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial z} = -j\omega \epsilon E_x \quad (2.1.5b)$$

식 (2.1.4),(2.1.5)를 고려하면 식 (2.1.3)은 다음과 같은 평면파의 파동방정식으로 되어

$$\nabla^2 E_x + \gamma^2 E_x = 0 \quad (2.1.6a)$$

$$\nabla^2 H_y + \gamma^2 H_y = 0 \quad (2.1.6b)$$

장(field)을 만드는 전원(source)  $\vec{J}, \rho$  의 분포가 없을 때 평면파에서 전자파가 진행해 나갈 때의 파동을 나타낸다. 식 (2.1.6)의 해를 지수함수 형태로 나타내면 다음과 같이 된다.

$$E_x = E^+ e^{-\gamma z} + E^- e^{\gamma z} \quad (2.1.7a)$$

$$H_y = \frac{1}{Z_c} (E^+ e^{-\gamma z} - E^- e^{\gamma z}) \quad (2.1.7b)$$

이것은 파수벡터  $\vec{\gamma}$  가  $\vec{H}$  에 직교할 뿐만 아니라  $\vec{E}$  에도 직교하는 것을 나타내고 또한 포인팅 벡터를 구해보면 파수벡터  $\vec{\gamma}$  방향으로 방사전력이 나가는 것을 의미한다. 전파흡수체에서는 이러한 방사전력이 반사 없이 흡수되어야 함을 전제로 한다.

평면파에서 방사전력 총량은  $Re$  에 수직인 전 평면에 걸쳐 적분함으로서 구할 수 있겠으나 무한평면이므로 방사전력의 총량도 무한대로 되어 실제적으로 평면파는 물리적으로 실현할 수 없는 파동이 된다. 미소 전류원에 의한 파동방정식의 해에 주목해보면 구면파는  $r^{-1} e^{-\gamma r}$  의 인자를 가지는데 포인팅 벡터로 방사전력총량을 구하면 유한치가 된다. 거리가 매우 큰 곳에서는 거리를 조금 변화시켜도 거리의 변화율은 극히 적다. 이것에 대하여  $e^{-\gamma r}$  항은 거리의 미소 변화에도 민감하게 변한다. 따라서 전류원으로부터 멀리 떨어진 곳에서의 구면파를 부분적으로 조사 할 때는 수식적으로 간단하기 때문에 평면파로 취급할 수 있게 된다[19],[20].

## (2) 분포정수회로의 파동방정식

다음으로 일반적인 전송선로의 분포정수회로에 대하여 생각해본다.

높은 주파수대역에서 두개이상의 도체로 구성된 전력 전달 선로

(Transmission Line)에서 길이 방향으로 그 특성이 일정한 선로는 특성 Impedance와 전파정수로 정의되며 이러한 선로는 분포정수회로로 해석된다.

여기서 R은 단위길이당 저항성분  $(\Omega/m)$  으로 도체의 불완전한 상태를 표시하며, L은 단위길이당 인덕턴스  $(H/m)$ , G는 단위길이당 컨덕턴스 성분  $(\text{S}/m)$  으로 유전체 손실여부를 의미하며, C는 단위길이당 커패시턴스 성분  $(F/m)$  을 의미한다.

마디 AB에서 KVL을 적용하고, 마디 BC에서 KCL을 적용하면

$$\frac{\partial v(t, z)}{\partial z} = - \left[ Ri(t, z) + L \frac{\partial i(t, z)}{\partial t} \right] \quad (2.1.8a)$$

$$\frac{\partial i(t, z)}{\partial z} = - \left[ Gv(t, z) + C \frac{\partial v(t, z)}{\partial t} \right] \quad (2.1.8b)$$

여기서  $z$  는 선로를 진행하는 거리함수이다.

식 (2.1.8)의 페이지 표현은

$$\frac{dV(z)}{dz} = - (R + j\omega L)I = - Z_s I(z) \quad (2.1.9a)$$

$$\frac{dI(z)}{dz} = - (G + j\omega C)V = - Y_p V(z) \quad (2.1.9b)$$

여기서  $\gamma^2 = Z_s Y_p$  의 복소전파정수(complex propagation constant)를 도입하면 식 (2.1.9)는

$$\frac{d^2 V(z)}{dz^2} = \gamma^2 V(z) \quad (2.1.10a)$$

(2.1.10b)

$$\frac{d^2 I(z)}{dz^2} = \gamma^2 I(z)$$

가 된다. 식 (2.1.10)에서 일반적인 2계 미방의 해는 독립된 두개의 항을 가지므로 부하임피던스  $Z_L$  을 전파함수체의 특성임피던스  $Z_C$  로 하면

(2.1.11a)

$$V(z) = V_i e^{-\gamma z} + V_r e^{+\gamma z} = V^+ + V^-$$

(2.1.11b)

$$I(z) = \frac{1}{Z_C} (V_i e^{-\gamma z} - V_r e^{+\gamma z}) = \frac{1}{Z_C} (V^+ - V^-)$$

로 되어 평면파에서 식 (2.1.7)과 같은 형태가 된다[19],[20].

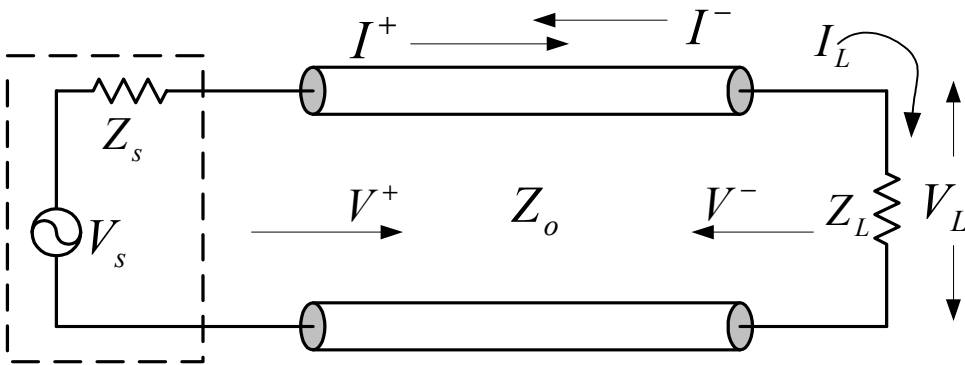


그림 2.1 일반적인 전송선로

Fig. 2.1 General Transmission Line.

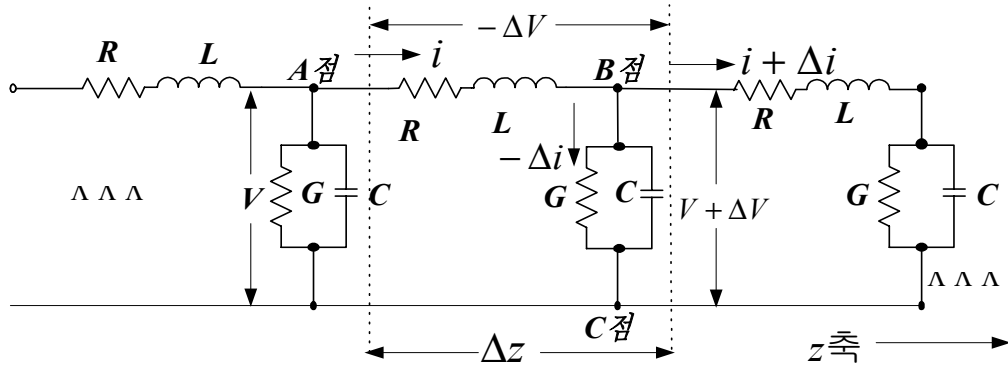


그림 2.2 일반적인 전송선로의 등가회로

Fig. 2.2 Equivalent Circuit of General Transmission Line.

## 2.1.2 분포정수회로화

먼저 식 (2.1.5),(2.1.9)에서

$$\mu = \mu' - j\mu'' \quad (2.1.12a)$$

$$\epsilon = \epsilon' - j\epsilon'' \quad (2.1.12b)$$

로 놓고 인 무손실 전송선로(lossless transmission line)에서  
 $R=0, G=0$   
 분포정수회로의 기본식을 표현하면

$$\frac{dE_x}{dz} = -j\omega(\mu' - j\mu'')H_y = (-\omega\mu'' - j\omega\mu')H_y = -(\omega\mu'' + j\omega\mu')H_y \quad (2.1.13a)$$

$$\frac{dH_y}{dz} = -j\omega(\epsilon' - j\epsilon'')E_x = (-j\omega\epsilon' - \omega\epsilon'')E_x = -(\omega\epsilon'' + j\omega\epsilon')E_x \quad (2.1.13b)$$

$$(2.1.9a)$$

$$\frac{dV(z)}{dz} = -(R + j\omega L)I = -Z_s I(z)$$

$$(2.1.9b)$$

$$\frac{dI(z)}{dz} = -(G + j\omega C)V = -Y_p V(z)$$

이 되어 식 (2.1.9),(2.1.13)을 비교하면 같은 형태의 식으로 대응한다.

따라서 다음 파라미터를 치환하여도 양자는 일치됨을 알 수 있다. 즉, 분포정수 회로에서의  $V, I$  는 개념적으로  $E_x, H_x$  에 대응하며 마찬가지로 분포정수회로 의  $L, C, R, G$  는 전자장에서  $\mu', \epsilon', \omega\mu'', \omega\epsilon''$  에 대응하게 된다. 이것을 정리하면

$$L \leftrightarrow \mu', \quad C \leftrightarrow \epsilon', \quad R \leftrightarrow \omega\mu'', \quad G \leftrightarrow \omega\epsilon'' \quad (2.1.14)$$

으로 되고, 이러한 대응관계를 분포정수회로의 전파정수에 적용하면

$$\gamma = \sqrt{ZY} = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = \sqrt{(\omega\mu'' + j\omega\mu')(\omega\epsilon'' + j\omega\epsilon')} \quad (2.1.15)$$

이 되며, 또한 선로 특성임피던스는

$$Z_C = \sqrt{\frac{Z_S}{Y_P}} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} = \sqrt{\frac{(\omega\mu'' + j\omega\mu')}{(\omega\epsilon'' + j\omega\epsilon')}} = \sqrt{\frac{\mu' - j\mu''}{\epsilon' - j\epsilon''}} \quad (2.1.16)$$

가 되어 분포정수회로에서의 특성임피던스  $Z_C$  는 Electromagnetic Fields 에  
서의 파동임피던스와 쌍대 관계에 있음을 알 수 있다.

또한 공기 중에서의  $\epsilon', \mu'$  의 값은 1이고  $\epsilon'', \mu''$  의 값은 0이므로

$$\epsilon = \epsilon_o \epsilon_r = \epsilon_o (\epsilon' - j\epsilon'') = \epsilon_o \quad (2.1.17a)$$

$$\mu = \mu_o \mu_r = \mu_o (\mu' - j\mu'') = \mu_o \quad (2.1.17b)$$

가 된다. 따라서 자유공간(free space)에서의 파동임피던스와 전파정수는 다음과 같이 표현된다.

$$Z_o = \sqrt{\frac{\mu_o}{\epsilon_o}} = 120\pi \cong 377\Omega \quad (2.1.18)$$

식 (2.1.16)을 식 (2.1.18)로 정규화(normalized)시키면

(2.1.19)

$$z_c = \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}}$$

로 소문자로 나타내기로 한다.

또한 진공중과 임의의 매질에서 전파정수는 각각

(2.1.20)

$$\gamma_o = j\beta_o = j\omega\sqrt{\epsilon_o\mu_o}$$

$$\gamma = \sqrt{ZY} = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = \sqrt{(\omega\mu' + j\omega\mu'')(\omega\epsilon' + j\omega\epsilon'')} \quad (2.1.21)$$

$$= j\omega\sqrt{\epsilon\mu} = j2\pi f\sqrt{\epsilon\mu} = j2\pi \frac{1}{\lambda\sqrt{\epsilon_o\mu_o}} = j\frac{2\pi}{\lambda}\sqrt{\epsilon_r\mu_r}$$

로 표시된다.

전기회로 내에서 전력을 소비하는 역할을 하는 것은 저항  $R$  과 콘덕턴스  $G$  이다. 유전율  $\epsilon (= \epsilon' - j\epsilon'')$  과 투자율  $\mu (= \mu' - j\mu'')$  에 주목하여 보면  $R$  과  $G$  에 대응하는 것은 각각의 복소성분  $\mu''$  과  $\epsilon''$  로서  $L$  과  $C$  는 무효손실이 며  $\mu'$  과  $\epsilon'$  는 유효손실이 된다. 이것은 회로이론에서 무효전력과 유효전력의 벡터 합이 피상전력이 되는 것으로 이해 할 수 있다. 많은 전파흡수체는 도체금속 판의 앞에 적당한 얇은 재료를 한 장 또는 여러 장을 배치하여 실현시킨다. 전자파의 입사 방향에서 보면 공기 층과 전파흡수체 층으로 놓여진 것으로 된다. 여기에 사용된 재료정수는 투자율  $\mu$  와 유전율  $\epsilon$  을 가지고 있다. 이 들 재료정수를 식 (2.1.14)에 적용하면 분포정수회로화 할 수 있다.

식 (2.1.11)에서  $V_i e^{-\gamma z}$ ,  $V_r e^{\gamma z}$  는 각각 전원에서 부하방향 및 부하에서 전원방향으로 진행되는 파로서 부하측 에서 보면, 전자는 입사파, 후자는 반사파가 된다.

반사파는 전자파가 진행되는 매질의 임피던스와 부하임피던스의 부정합에 의



한 것으로 이 부분을 정합 시킴으로서 반사파 성분을 제거 할 수 있고 전파흡수체의 경우 전자파가 진행하는 매질의 임피던스와 흡수체의 임피던스를 정합 시킨 것이라 할 수 있다.

식 (2.1.11)을 쌍곡선함수로 표현하여 분포정수회로 임의의 점  $d$  에서 임피던스는

$$Z(d) = \frac{V(d)}{I(d)} = Z_c \frac{Z_L + Z_c \tanh \gamma d}{Z_c + Z_L \tanh \gamma d} \quad (2.1.22)$$

가 된다.

그림 2.3과 같은 전파흡수체 구조에서 흡수체 경계면에서 부하로 들여다보는 입력임피던스는 부하가 도체판으로 단락 되어 있으므로  $Z_L=0$  에서

$$Z_{in} = Z_c \tanh \gamma d \quad (2.1.23)$$

가 된다. 여기서  $d$  는 전파흡수체의 두께에 해당되며  $Z_c$  는 전파흡수체 특성 임피던스이다. 따라서 식 (2.1.21)에 식 (2.1.15),(2.1.16)을 적용하면 수전단에서 뚜게 떨어진 흡수체 표면에서의 임피던스는 손실이 없다고 하면

$$Z_{in} = Z_c \tanh \gamma d = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \tanh (j\omega \sqrt{\epsilon\mu}) d \quad (2.1.24a)$$

정규화(normalized)시키면

$$z_{in} = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \tanh(j\omega\sqrt{\epsilon\mu}d) \quad (2.1.24b)$$

이 된다.

이것은 전파흡수체 부분을 전송선로의 일부로 취급하여 계산한 경우이므로 전파흡수체의 표면에서 반사파가 일어나지 않기 위해서는 흡수체 표면에서의 입력 임피던스  $Z_{in}$  과 진공중의 파동임피던스  $Z_0$  와 같아야 함을 알 수 있다.

식 (2.1.11)로부터 전압과 전류 반사계수(reflection coefficient)는

$$\Gamma_V(z) = \frac{V^- e^{-\gamma z}}{V^+ e^{\gamma z}} = \frac{V^-}{V^+} e^{-2\gamma z} \quad (2.1.25a)$$

$$\Gamma_I(z) = \frac{-V^- e^{-\gamma z}/Z_0}{V^+ e^{\gamma z}/Z_0} = -\frac{V^-}{V^+} e^{-2\gamma z} = -\Gamma_V(z) \quad (2.1.25b)$$

로 정의되고  $z=0$  에서는

$$\Gamma_V(0) = \frac{V^-}{V^+} = \frac{Z_L - 1}{Z_L + 1} \quad (2.1.26)$$

따라서 임의의 점  $x$  에서 부하단을 본 임피던스는

$$Z_{in} = \frac{V(x)}{I(x)} = Z_0 \frac{1 + \Gamma(x)}{1 - \Gamma(x)} \quad (2.1.27a)$$

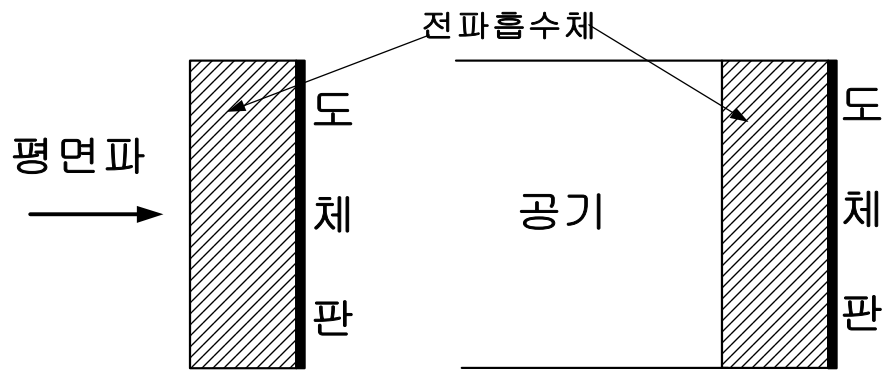
정규화 시키면

$$z_{in} = \frac{Z_{in}(x)}{Z_0} = \frac{1 + \Gamma(x)}{1 - \Gamma(x)} \quad (2.1.27b)$$

또 반사계수를 정규화 임피던스로 나타내면

$$\Gamma(x) = \frac{z_{in} - 1}{z_{in} + 1} \quad (2.1.28)$$

이 된다. 반사계수  $\Gamma$ 는 0~1까지의 값을 갖는데 전파흡수체에서는  $\Gamma$ 가 적을수록 전파의 흡수능이 뛰어나다고 볼 수 있다. 가령  $\Gamma$ 가 극단적으로 0이면 무반사이므로 전자파 에너지의 완전 흡수가 일어나고  $\Gamma$ 가 1이면 완전반사로 전파흡수는 일어나지 않는다[18].



(a) 1매의 전파흡수체

(b) (a)의 분포정수회로화

그림 2.3 전파흡수의 기본 구성

Fig. 2.3 Basic Composition of Electromagnetic Wave Absorber.

## 2.2 전파흡수체 재료와 측정

### 2.2.1 손실재료

#### (1) 전파흡수재료의 종류

전파흡수재료로는 여러 가지가 있으나 크게 나누면 도전성 전파흡수재료, 유전성 전파흡수재료, 자성 전파흡수재료로 분류할 수 있다.

도전성 전파흡수재료는 저항체(抵抗體), 저항선(抵抗線), 저항피막(抵抗皮膜)에 흐르는 도전전류에 따라 전파를 흡수하는 것으로 흡수에 필요한 적절한 저항치를 갖는 것이 중요하며 도전성 섬유 같은 직물로부터 양호한 전파흡수체가 얻어지고 있다.

유전성 손실재료로는 카본고무, 카본 함유 발포우레탄, 카본함유 발포 폴리 에치렌 등과 같은 것들을 들 수 있고 광대역 특성을 얻기 위해 다층구조로 하고 있으며 이때 각층의 감쇠 특성은 매우 중요한 제어인자가 된다. 미국의 경우 피라미드형이 많으며 이것은 전파의 흡수 이외에도 여러 방향으로 전파를 산란시킨다.

자성 손실재료의 대표적인 것으로 페라이트가 있다. 금속판을 이면에 부착한 페라이트는 비교적 넓은 주파수대역에 걸쳐 양호한 흡수특성을 나타낸다. 정합주파수는 재료에 따라 결정되지만 대체적으로 0.3~1.5 GHz 대역에서 우수한 흡수특성을 나타내며 페라이트에 고무를 혼합하여 그 혼합비에 따라 정합주파수를 변화시키는 기법도 보고되고 있다[19].

식 (2.1.12)에서 전파손실을 가지는 재료의 유전율과 투자율은 복소수로서 그 복소유전율과 복소투자율은 각각 다음과 같이 나타낼 수 있다.

(2.2.1a)

$$\mu_r = \mu_r' - j\mu_r''$$

(2.2.1b)

$$\epsilon_r = \epsilon_r' - j\epsilon_r''$$

여기서 허수부는 손실항을 나타내며 만약 재료가  $\epsilon_r'' = \mu_r'' = 0$  이면 무손실 재료가 되므로 둘 중 적어도 하나가 0이 되지 않는 경우에  $\epsilon_r''$ ,  $\mu_r''$  전파흡수가 일어난다. 세 종류의 전파흡수재료의 복소유전율과 복소투자율 관계를 표 2.2에 나타내었다. 표 2.2 에서처럼 자성 전파흡수재료는 가해진 자계에 따라 전파흡수가 일어나고 복소비투자율의 허수부  $\mu_r''$  이 영이 되지 않는 경우이다. 이때 복소비유전율  $\epsilon_r''$  는 0이 되거나 그렇지 않거나 관계없이 흡수가 일어난다. 재료 중에는 이렇게 자성손실과 같이 유전손실 또는 도전손실을 가지는 재료도 있다. 여기서 복소비유전율의 실수부가  $\mu_r' \neq 1$  인 것을 자성체라 부르고  $\mu_r'' = 0$  이면 무손실 자성체라 한다. 도전성 전파흡수재료와 유전성 전파흡수재료는  $\mu_r' = 1$  이다. 이 두 가지 흡수재료의 차이점은 먼저 회로이론의 직류회로에서 옴의법칙이 적용되는 저항을  $\rho$  [ $\Omega \cdot m$ ] 을 도입하여 높은 주파수에서도 도전전류는 흐르는 것으로 가정한다. 복소비유전율  $\epsilon_r''$  과 저항을  $\rho$  [ $\Omega \cdot m$ ] 도전율을 이용하여 나타내면  $\chi$

(2.2.2)

$$\epsilon_r'' = \frac{1}{\omega \epsilon_0 \rho} = \frac{\chi}{\omega \epsilon_0}$$

이 된다. 사용주파수에 따라 이 식을 만족하는 재료 혹은 근사적으로 이 식에 가까운 재료를 도전성 전파흡수재료라 부른다. 그러나 유전체 경우 손실체 등을 혼합한 재료는 이 식을 만족하지 않는데 그 이유는 이렇게 혼합한 재료에서는 저항체가 유전체 전체에 분산되기 때문이고, 그 등가회로는 복잡하게 된다. 따라서 직류에는 전류가 흐르지 않기 때문에 저항율  $\rho$  는 굉장히 크고 높은 주파수가 되면 정전용량으로 전류가 흘러 저항에도 전류가 흐르므로 전

파손실이 크게 나타난다. 따라서 직류 저항을  $\rho$  를 사용한 위의 식은 이와 같은 매질에서는 성립되지 않는다.

(2) 도전손 · 유전체손 · 자성체손

전파흡수체의 재료가 무손실( $\sigma = 0$ )이고, 부하가 도체판으로 단락되어 있다면 종단을 단락한 길이  $d$  에서 정규화(normalized) 임피던스는 식 (2.1.23)으로부터

$$z_d = jR_c \tanh \beta d \quad (2.2.3)$$

로 순 허수 성분을 갖고 저항 성분은 0이 된다. 따라서 전기에너지를 소비, 또는 흡수하는 것은 불가능하다. 식 (2.2.1)에서 복소 투자율과 복소유전율은 실수부와 허수부로 나누어진다. 이것은 식 (2.1.16)에서

$R \leftrightarrow \mu_r''$ ,  $G \leftrightarrow \epsilon_r''$  에 대응하므로 흡수에 필요한 손실성분은  $\mu_r''$  이다. 여기서 투자율  $\mu_r$  는 식 (2.2.1)과 같이  $\mu_r = \mu_r' - j\mu_r''$  그데로 두고 유전율  $\epsilon_r$  만  $\epsilon_r = \epsilon_r' - j\epsilon_r''$  로 두고 임의의 재료정수 조건에서 다음과 같이 맥스웰방정식에 대입하면

$$\nabla \times \vec{E} = -\mu_r \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} = -j\omega \mu_r \vec{H} = -j\omega(\mu_r' - j\mu_r'') \vec{H} \quad (2.2.4)$$

$$\begin{aligned} \nabla \times \vec{H} &= \vec{J} + \epsilon_r \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} = \sigma \vec{E} + j\omega \epsilon_r \vec{E} = (\sigma + j\omega \epsilon_r) \vec{E} = j\omega \left( \epsilon_r - \frac{\sigma}{\omega} \right) \vec{E} \\ &= j\omega \left[ \epsilon_r' - j \left( \epsilon_r'' + \frac{\sigma}{\omega} \right) \right] \vec{E} \end{aligned} \quad (2.2.5)$$

이 된다.

식 (2.2.4)의  $\mu_r''$  은 자성손실항을 나타내며 식 (2.2.5)에서 도전율  $\sigma$  를 고려한  $\epsilon_r''$  은

$$\epsilon_r'' = \epsilon_r''' + \frac{\sigma}{\omega} \tag{2.2.6}$$

로 되어 도전손실항과 유전체손실항인  $\sigma$  와  $\epsilon_r'''$  로 나타낼 수 있다.

식 (2.2.6)을 보면 복소유전율  $\epsilon_r''$  는 순수한 유전손실 만을 나타내는  $\epsilon_r'''$  과 도전손실을 나타내는  $\frac{\sigma}{\omega}$  의 합으로 구성되어 그 재료가 가지는 고유의 허수부항인  $\epsilon_r'''$  과 재료의 도전율  $\sigma$  를 높이면  $\epsilon_r''$  가 증가하게 됨을 알 수 있다. 그러나 도전손실항  $\frac{\sigma}{\omega}$  은 주파수가 높아지면 그 값은 대단히 적어진다. 따라서 전자파의 에너지 손실은 도전손  $\sigma$  와 유전체손  $\epsilon_r'''$  자성손실  $\mu_r''$  에 의하여 일어나며 전파흡수체는 이러한 재료정수  $\sigma, \epsilon_r'', \mu_r''$  를 갖는 재료를 구성되어 진다.

따라서 흡수재료는 도전손  $\sigma$ , 유전손  $\epsilon_r'''$ , 자성체손  $\mu_r''$  의 손실재료를 사용하거나 이러한 재료를 적당히 혼합하여 복합재료로 사용한다.

또한 각각의 재료를 기하학적인 배치로 공간적으로 달리 하는 법도 개발되고 있다.

### (3) 전파흡수체 설계시 고려사항

이상적인 전파흡수체는 어떠한 전파가 그것에 입사하여도 반사하지 않고 모든 전자파의 에너지를 흡수하는 것이어야 하지만 실제로 이러한 이상적인



전파흡수체를 만들어 내는 것은 현실적으로 많은 부분에서 특성이 제한된다.

이러한 전파흡수체를 실현하기 위하여는 몇 가지 고려하여야 할 사항이 있다. 어떤 매질의 파동 임피던스와 그 정규화 임피던스는

$$Z(d) = Z_c \tanh \gamma d = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \tanh(j\omega \sqrt{\epsilon\mu} d) \quad (2.2.7)$$

로 표현되어 이것은 어떠한 주파수의 전자파에 대해서 자유공간의 파동 임피던스인  $377[\Omega]$ 이 되어야 완전한 흡수가 일어남을 의미한다. 그러나  $z(d)$ 는 함수(주파수함수)이므로  $\omega$  을 고정시켜 놓고 주파수가 변화하면  $\mu_r$  와  $\epsilon_r$  값이 변하여 가변 주파수에 대해서 임피던스 정합이 곤란해지므로 전파 흡수체 설계 시 흡수하려고 하는 주파수를 고려하여야 한다. 또한 자성체에서 비투자율  $\mu_r$  는 입사 방향에 대해서 값이 분산되는 Tensor form 으로 전계와 자계 입사 방향에 따라  $\mu_r$  값이 달라지게 되어 결국 파동 임피던스 값이 입사각에 대해서 변화하게 되므로 전계의 입사각에 대한 고려를 하여야 한다. 또 평면파에서 전계와 자계가  $z$  방향으로 수직하여 진행하는 경우 편파에 따라 전파흡수체의 특성이 달라지므로 전계의 방향도 염두에 두어야 한다.

따라서 전파흡수체의 설계는 어떠한 손실재료로 실현시킬 것이며 어떤 공간적인 구조로 만들 것인가 또한, 그러한 전파흡수체 설계에 따른 흡수체 사용주파수, 입사각, 편파의 세 가지 파라미터를 고려하여야 한다.

우선 공간적인 방법에서는 또 이러한 손실재료를 구조적으로 sheet상 또는 판상을 한층 또는 다층으로 중첩시키는 방법이 있다. 한 장의 층으로 되어 있는 단층형 전파흡수체는 흡수체 이면에 알루미늄이나 철판 등의 금속이 붙여 실현한다. 저항피막에 의한  $\lambda/4$  형 전파흡수체나 유전성 전파흡수재료에 의한 단층형 전파흡수체는 일반적으로 비교적 좁은 협대역 전파흡수특성을 나

타내는 반면 페라이트 타일의 경우는 비교적 넓은 주파수 특성을 나타낸다. 표 2.1에서 전파흡수체의 분류를 나타내었다.

단층형 전파흡수체를 보다 광대역화 하기 위하여 층수를 두 장으로 하는 2층형 전파흡수체는 이면 금속 층에서 전파를 흡수하고 전면 층은 공기 파동 임피던스로 정합 하여 설계시키고 있다. 그 외에도 전파흡수체 층수를 다층화 하여 광대역화한 다층형 전파흡수체는 주로 광대역 특성이 요구되는 전파무향실용으로 사용된다.

이러한 방법이외에도 손실재료를 기하학적으로 공간화 시키는 기법으로서 기본이 되는 평판형 전파흡수체로부터 흡수체 형상의 전면이 삼각형을 한 형상의 산형 전파흡수체와 피라밋 전파흡수체가 있다[19].

#### (4) 허용반사계수

현실적으로 완전흡수조건을 충족하는 전파흡수체의 실현은 어려우므로 전파흡수체의 성능평가지수로 허용반사계수  $\Gamma$ 의 값을 설정하고 설계된 전파흡수체의 특성이 이 값을 만족할 때 허용하는 것으로 하고 있다.

전압에서 허용반사계수  $|\Gamma_o|$ 는 전력에서는  $|\Gamma_o|^2$ 이 되는데 예를 들면 전압 허용반사계수가  $|\Gamma_v| = 0.1\%$  라면 전력 허용반사계수는  $|\Gamma_p|^2 = 1\%$ 가 되고 반사감쇠량은  $-20 \log |\Gamma|^2$  dB를 취하여 20 dB가 된다. 여기서 반사감쇠량을 20~30 dB에 주목해 보면 전력 허용반사계수량은 0.09 ~ 1%가 된다. 따라서 허용반사계수  $|\Gamma_o|$ 에 대하여  $|\Gamma| \leq |\Gamma_o|$ 를 만족하면서 흡수체의 두께를 경제적으로 되도록 얇게 또 주파수 대역폭을 넓게 하는 것이 필요하게 된다.

표 2.1 전파흡수체 분류

Table. 2.1 A Classification of Electromagnetic Wave Absorber.

구 분	종 류
재료에 의한 분류	도전성 전파흡수재료 유전성 전파흡수재료 자성 전파흡수재료
층수에 의한 분류	단층형 전파흡수체 2층형 전파흡수체 다층형 전파흡수체
외관에 의한 분류	평판형 전파흡수체 산형 전파흡수체 피라밋드형 전파흡수체
주파수 특성에 의한 분류	협대역형 전파흡수체 광대역형 전파흡수체 초광대역형 전파흡수체

표 2.2 전파흡수체의 재료정수 조건

Table. 2.2 A Material Constants of Electromagnetic Wave Absorber.

재 료	$\epsilon_r''$ 의 조건	$\mu_r' \mu_r''$ 의 조건
도전성 전파흡수재료	$\epsilon_r'' = 1/\omega\epsilon_0\rho$	$\mu_r' = 1, \mu_r'' = 0$
유전성 전파흡수재료	$\epsilon_r'' \neq 1/\omega\epsilon_0\rho$	
자성 전파흡수재료	또는 $\epsilon_r'' = 0, \epsilon_r'' \neq 0$	$\mu_r' = 1, \mu_r'' \neq 0$

이러한 전파흡수체 성능지수로서 협대역 전파흡수체에서는 어떤 주파수  $f_0$  부근 대역폭  $B$  를 만족시키는 조건하에 비대역폭  $F$  는

$$F = \frac{\Delta f}{f_0}$$

(2.2.8)

가 되고, 광대역에서는 최저사용가능주파수  $f_L$  에 대해서  $f \geq f_L$  를 만족시킬 때 진공 중 파장  $\lambda$  로 나눈치  $| \Gamma | \leq | \Gamma_0 |$

(2.2.9)

$$F = \frac{d}{\lambda_L}$$

를 성능지수로 하여 이러한 비대역폭의 값들이 적을수록 전파흡수특성이 좋은 흡수체라고 한다. 그림 2.4(a)는 협대역, 광대역, 초광대역형의 허용반사계수를 나타내고 있는데 협대역 전파흡수체 그림 2.4(b)와 같이 주파수 비대역폭  $\Delta f / f_0$  이 약 10%~20%이하의 전파흡수능을 가지며 레이다와 같이 사용주파수 대역폭이 좁은 경우에 사용되며 주파수 특성은 단봉특성을 나타내고 주로 단층형 전파흡수체로 실현된다. 광대역형 전파흡수체 사용주파수가 넓은 전파흡수체로서 협대역형과 구별은 명확하지 않으나 비대역폭  $\Delta f / f_0$  가 20%~30% 정도의 것으로 본다. 또한 초광대역형 전파흡수체는 그림 2.4(c)와 같이 어느 하한 주파수  $f_L$  이상의 주파수 전역에서 허용 반사계수 이하가 되는 특성을 갖는 전파흡수체를 말하며 주파수 비대역폭은 무한대로 보통 다층형 전파흡수체에 의해서 실현된다[5],[20],[21].

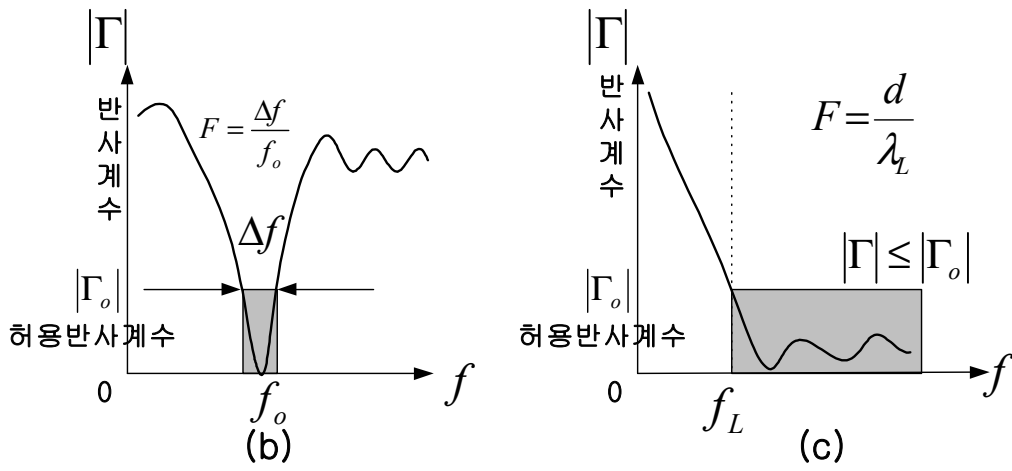
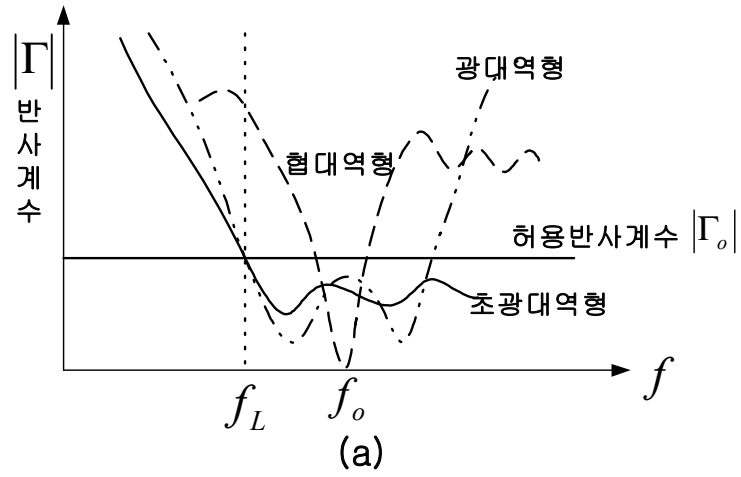


그림 2.4 전파흡수체의 주파수 특성

Fig. 2.4 The Frequency Characteristics of Electromagnetic Wave Absorber.

## 2.2.2 재료의 측정법

### (1) 개방 단락법



그림 2.5 시료를 삽입한 동축선로

Fig. 2.5 The Coaxial Line Inserted Electromagnetic Wave Absorber.

그림 2.5는 우리가 일반적으로 접할 수 있는 동축관으로 공기층의 종단에 전파흡수체 재료를 삽입한 상태로 이것을 등가적으로 그림 2.6에 나타내었다.

그림 2.6(a)에서 전파흡수체의 두께  $d$  의 종단을 단락한 경우와 그림 2.6(b)와 같이 시료 종단에서  $\lambda/4$  만큼 떨어진 곳을 단락 한 경우의 입력에서 시료 측으로 들여다 본 입력 임피던스를 각각 측정으로 구한다.

여기서 식 (2.1.22)을 정규화(normalized) 시키면

$$z(d) = \frac{z_L + \tanh \gamma d}{1 + z_L \tanh \gamma d} \quad (2.2.10)$$

이다. (a)의 경우는 시료의 종단이 단락 되어 있어  $z_L = 0$  이므로

$$z_s = z_c \tanh \gamma d \quad (2.2.11)$$

의 종단 단락 임피던스로 주어지고 (b)의 경우는 시료의 종단에서 떨어진 곳이 단락 되어 있으므로 식 (2.2.10)에서  $l = \lambda/4$ 로 두면 시료 종단에서 본 임피던스는  $z_L = \infty$ ,  $\gamma = j\beta = j\frac{2\pi}{\lambda}$ ,  $l = \lambda/4$

$$z_o = z_c \coth \gamma d \quad (2.2.12)$$

로 개방상태가 된다.

단락임피던스와 개방임피던스 식 (2.2.11),(2.2.12) 두 식을 곱하면 특성임피던스는

$$z_c = \sqrt{z_s \cdot z_o} \quad (2.2.13)$$

식 (2.2.11),(2.2.12) 두 식을 나누면

$$\tanh \gamma d = \sqrt{\frac{z_s}{z_o}} \quad (2.2.14a)$$

$$\gamma = \frac{1}{d} \tanh^{-1} \sqrt{\frac{z_s}{z_o}} \quad (2.2.14b)$$

이 된다.

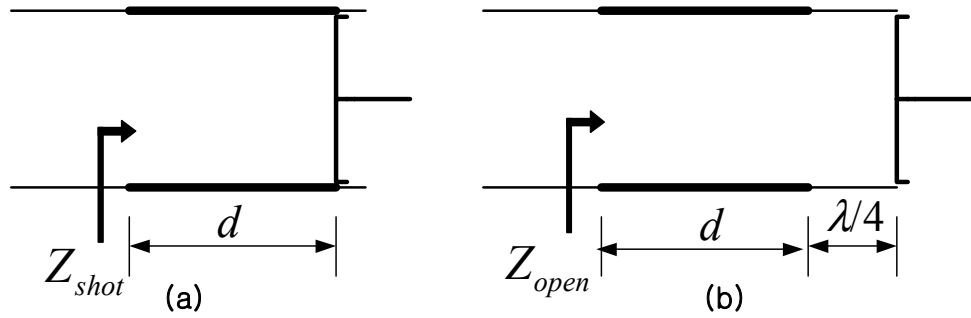


그림 2.6 개방·단락법  
Fig. 2.6 Open · Shot Line.

여기서 선로 정규화특성임피던스와 전파정수는 식 (2.1.19),(2.1.21)의

$$z_c = \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \quad (2.1.19)$$

$$\gamma = j \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\epsilon_r \mu_r} \quad (2.1.21)$$

두 식으로부터 비유전율과 비투자율은

$$\epsilon_r = -j \frac{\lambda}{2\pi} \cdot \frac{\gamma}{z_c} \quad (2.2.15)$$

$$\mu_r = -j \frac{\lambda}{2\pi} \cdot z_c \cdot \gamma \quad (2.2.16)$$

가 되어 복소유전율  $\epsilon_r$  과 복소투자율  $\mu_r$  을 구할 수 있다.



(2) 길이  $d$  의 변화에 의한 측정법

개방단락법은 시료의 종단을 단락 하거나 개방하여 해서 재료정수를 구하지만 종단을 단락한 상태에서 시료의 길이를 변화시켜 구할 수도 있다. 그림 2.7과 같이 길이를  $d$  또는  $2d$  로 종단을 단락한 시료를 준비하여 시료의 전면에서의 정규화 임피던스를 측정하여  $z_1$ ,  $z_2$  로 한다.

식 (2.2.11)로부터  $z_L=0$ , 길이는  $d$  또는  $2d$  이라고 두면, 각각의 값  $z_1, z_2$  는 다음과 같이 된다.

$$z_1 = z_c \tanh \gamma d \quad (2.2.17)$$

$$z_2 = z_c \tanh \gamma 2d \quad (2.2.18)$$

여기서 식 (2.2.18)은  $\tanh$  성질을 이용하면

$$z_2 = \frac{2 z_2}{1 + \tanh^2 \gamma d} \quad (2.2.19)$$

이 된다. 따라서 식 (2.2.17), (2.2.19)로부터

$$\tanh \gamma l = \sqrt{\frac{2z_1 - z_2}{z_2}} \quad (2.2.20)$$

또 전파정수는

$$\gamma = \frac{1}{d} \tanh^{-1} \sqrt{\frac{2z_1 - z_2}{z_2}} \quad (2.2.21)$$

이 되고 식 (2.2.17),(2.2.20)을 고려하면 특성임피던스는

$$z_c = z_1 \sqrt{\frac{z_2}{2z_1 - z_2}} \quad (2.2.22)$$

로 구해진다.

따라서 식 (2.2.15),(2.2.16)을 사용하면 특성임피던스  $z_c$  와  $\gamma$  를 구할 수 있다.

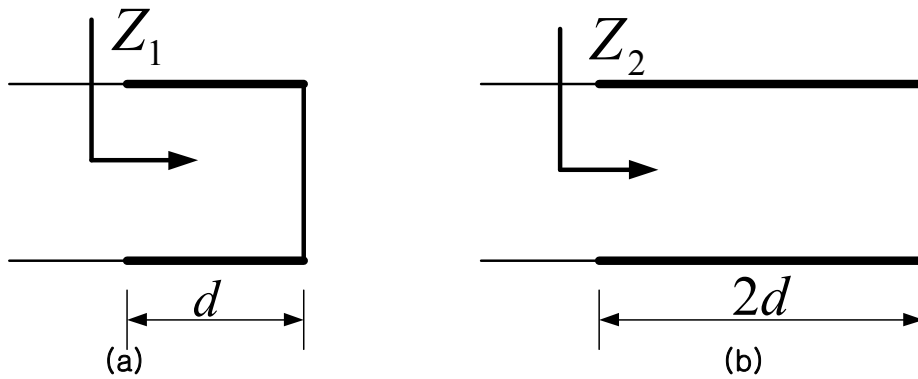


그림 2.7 길이 d 또는 2d로 하는 경우  
Fig. 2.7 A Case of d or 2d Line.

(3) 비자성 재료의 경우

복소유전율  $\epsilon_r$  과 복소투자율  $\mu_r$  을 구하는 방법으로 개방단락법이나 길이  $l$  의 변화에 의한 측정법은 일반적으로 어떠한 재료의 경우에도 사용할 수 있으나 비자성재료인 경우를 보면  $\mu_r = 1, \mu_r'' = 0$  으로 진공 중  $\mu_o$  라고 들 수 있다. 따라서 정규화 임피던스와 전파정수는 식 (2.1.19),(2.1.21)로부터

터  $\mu_r = 1$  로 들 수 있으므로

(2.2.23)

$$z_c = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

(2.2.24)

$$\gamma = j \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\epsilon_r}$$

로 되어 거리  $d$  에서 정규화 입력 임피던스는

(2.2.25)

$$z(l) = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \tanh j \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\epsilon_r} \cdot d$$

이므로 여기서  $z(l), \lambda, d$  은 기지향으로 이 식을 만족하는  $\epsilon_r$  의 값을 정하면 된다.

오차를 줄이면서 좀더 정확한 값을 얻기 위해서는 일반적으로  $d$  의 값을 여러 가지로 바꾸면서 그것에 대한  $z(d)$  의 궤적을 측정하고, 식 (2.2.25)를 그 궤적에 가깝게 되도록  $\epsilon_r$  을 정하는 것이 필요하다.

#### (4) 자성재료 $\mu_r$ 만의 측정

자성재료에서 시료의 종단을 단락하고 또한 시료의 길이  $d$  이 다음 조건을 만족할 정도의 얇은 두께 박막의 경우를 보면 간단히  $d$  을 구할 수 있다.

그림 2.6(a)에서 식 (2.1.19), (2.1.21)의 정규화임피던스와 전파정수를 적용하면

(2.2.26)

$$z_s = z_c \tanh \gamma \cdot d = \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \tanh \left( j \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\epsilon_r \mu_r} \cdot d \right)$$

로 된다. 여기서  $\frac{\mu_r}{\epsilon_r}$  을 만족시키는  $d$  을 정하면 이 조건에서는

$$|\gamma \cdot d| \ll 1$$

(2.2.27)

$$\tanh \gamma \cdot d \cong \gamma \cdot d$$

이 되어 식 (2.2.26)에 대입하면

$$z_s \cong \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} j \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\epsilon_r \mu_r} \cdot d = j \frac{2\pi}{\lambda} \mu_r \cdot d$$

(2.2.28)

식

(2.2.28)로부터

$$\mu_r = -j \frac{\lambda}{2\pi d} z_s$$

(2.2.29)

로  $\mu_r$  이 구해진다.

(5) 자성재료에서  $\epsilon_r$  만의 측정

분포정수회로에서 종단이 개방된 경우 그림 2.6(b)로 같이 식 (2.2.12)와 식 (2.1.19), (2.1.21)의 정규화임피던스와 전파정수를 적용하여

$$z_{\square o} = z_c \coth \gamma d = \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \coth j \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\mu_r \epsilon_r} \cdot d$$

(2.2.30)

이 된다.

여기서  $d$  이 매우 얇은  $|\gamma d| \ll 1$  을 만족시킨다고 한다면

$$\coth \gamma d = \frac{1}{\gamma d} \quad (2.2.31)$$

이므로 식 (2.2.30)에 대입하여

$$z_o = \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \frac{1}{j \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\mu_r \epsilon_r} d} = \frac{\lambda}{j 2\pi \epsilon_r d} \quad (2.2.32)$$

이 되어  $\epsilon_r$  은

$$\epsilon_r = -j \frac{\lambda}{2\pi z_o d} \quad (2.2.33)$$

로 구할 수 있다[22],[23].

## 2.3 등가재료정수법에 의한 전파흡수체 해석

### 2.3.1 페라이트 전파흡수체의 주파수 분산 특성

페라이트는 고주파용 자성재료로 널리 이용되며 외부에서 직류자계를 가하여 아이솔레이터라든가 서큘레이터 등과 같은 고주파 수동소자로 사용되는 것과 외부에서 직류자계를 가하지 않고 전파흡수체로 사용된다.

전파흡수체의 손실재료로 페라이트를 사용할 경우 고주파영역에서 히스테리시스손실, 자화에 의한 잔류손실 등을 생각할 수 있지만 전파흡수체로 사용할 때에는 실제로 복소비투자율  $\mu_r$  이 갖는 주파수의존성에 의한다.

페라이트의 복소비투자율  $\mu_r = \mu_r' - j\mu_r''$  항을 보면 자성체의 위상 특성을 나타내는 항과 자성체의 에너지 손실을 나타내는 항으로 이루어져 있으며 이 항들의 특성은 주파수에 따라 그 값이 크게 변화하는 특성을 가지게 된다.

이러한 주파수 특성에서 고주파에 의한 자화기구와 외부자계의 공명현상이 가역적으로 자벽의 이동에 의한 것과 자연공명에 의한 자구의 회전에 의한 것이 명확하게 분리되어 나타나지 않고 두 개의 공명현상이 겹쳐서 하나의 폭이 넓은 공명주파수대역으로 나타난다는 점이다.

이 절에서는 이러한 주파수 특성에 대한 이론으로서 먼저 페라이트 재료를 전파흡수체로 이용할 때의 복소비유전율  $\epsilon_r$  과 복소비투자율  $\mu_r$  의 흡수조건을 등식화하고 페라이트 복소비투자율의 주파수 특성과 등가재료정수법에 대하여 기술한다.

#### (1) 페라이트 전파흡수체의 전파흡수조건

페라이트 전파흡수체의 기본적인 구조로 페라이트 뒷면에 금속판을 부착한 경우 페라이트 전면에서 정규화 임피던스는 식 (2.1.19)와 (2.1.21) 및 (2.1.23) 으로부터

$$z_{in} = \frac{Z_{in}}{Z_0} = z_c \tanh \gamma d = \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \tanh \left( j \frac{2\pi d}{\lambda} \sqrt{\epsilon_r \cdot \mu_r} \right) \quad (2.3.1)$$

가 되고 반사계수는

$$\Gamma = \frac{z_{in} - 1}{z_{in} + 1} \quad (2.3.2)$$

가 된다. 여기서  $\lambda$  는 자유공간이 파장이고  $d$  는 전파흡수체 두께이다.

페라이트 전파흡수체가 보다 광대역 특성을 가지려면 입력임피던스가 자유공간의 파장에 대해 거의 일정한 값을 갖도록 할 필요가 있는데 이것은 특정 두께를 가지는 전파흡수체에 대하여 입사하는 여러 주파수에 대하여 페라이트 재료정수인  $\epsilon_r$ ,  $\mu_r$  및 입력임피던스가 일정한 범위의 값으로 유지되어야 한다는 것을 의미한다.

지금 박형 전파흡수체로 자기 손실이 충분히 크고 유전손실을 무시할 수 있는 경우를 생각하여 전파흡수체 두께  $d$  가  $\lambda$  에 비하여 매우 적은 인 경우를 가정하면  $\gamma \cdot d \ll 1$

$$\left| j \frac{2\pi d}{\lambda} \sqrt{\epsilon_r \cdot \mu_r} \right| < 1 \quad (2.3.3)$$

의 조건이 성립한다.  $\tanh$ 항은  $|x| \ll 1$  의 조건에서  $\tanh x \cong x - \frac{1}{3}x^3$  로 근사할 수 있으므로

$$z_{in} = \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \tanh \left( j \frac{2\pi d}{\lambda} \sqrt{\epsilon_r \cdot \mu_r} \right)$$

$$\begin{aligned}
&\cong \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \left\{ j \frac{2\pi d}{\lambda} \sqrt{\epsilon_r \cdot \mu_r} - \frac{1}{3} \left( j \frac{2\pi d}{\lambda} \sqrt{\epsilon_r \cdot \mu_r} \right)^3 \right\} \\
&= j \frac{2\pi d}{\lambda} \mu_r \left\{ 1 + \frac{1}{3} \left( \frac{2\pi d}{\lambda} \right)^2 \epsilon_r \cdot \mu_r \right\}
\end{aligned} \tag{2.3.4}$$

의 식으로 표현된다.

자성손실재료를 사용하는 경우 유전율에는 손실항이 없고 투자율 쪽에만 손실항이 있으므로 페라이트에서는  $\epsilon_r'' = 0$  으로 놓을 수 있다.

따라서 식 (2.3.4)에  $\epsilon_r = \epsilon_r'$ ,  $\mu_r = \mu_r' - j\mu_r''$  을 대입하면

$$\begin{aligned}
z_{in} &\cong j \frac{2\pi d}{\lambda} \mu_r \left\{ 1 + \frac{1}{3} \left( \frac{2\pi d}{\lambda} \right)^2 \epsilon_r \cdot \mu_r \right\} \\
&= \left\{ \frac{2\pi d}{\lambda} \mu_r'' + \frac{2}{3} \left( \frac{2\pi d}{\lambda} \right)^3 \epsilon_r' \mu_r' \mu_r'' \right\} \\
&\quad + j \left\{ \frac{2\pi d}{\lambda} \mu_r' + \frac{1}{3} \left( \frac{2\pi d}{\lambda} \right)^3 (\epsilon_r' \mu_r'^2 - \epsilon_r' \mu_r''^2) \right\}
\end{aligned} \tag{2.3.5}$$

이 된다. 전파흡수체의 완전 흡수조건은 정합상태로 반사계수  $\Gamma = 0$  이고  
 이므로 식 (2.3.5)은 실수부가 1, 허수부는 0이 되어야 한다. 따라서 실  
 $z = 1$   
 수부와 허수부는

$$\frac{2\pi d}{\lambda} \mu_r'' + \frac{2}{3} \left( \frac{2\pi d}{\lambda} \right)^3 \epsilon_r' \mu_r' \mu_r'' = 1 \tag{2.3.6a}$$

$$\frac{2\pi d}{\lambda} \mu_r' + \frac{1}{3} \left( \frac{2\pi d}{\lambda} \right)^3 (\epsilon_r' \mu_r'^2 - \epsilon_r' \mu_r''^2) = 0 \tag{2.3.6b}$$

여기서 사용과장  $\lambda$  에 비해 흡수체의 두께  $d$  가 매우 적은  $\lambda \gg d$  조건을



고려하면  $(2\pi\frac{d}{\lambda})^3$  항은 매우 작은 값으로 무시할 수 있어 식 (2.3.6a) 실수항은

$$\frac{2\pi d}{\lambda} \mu_r'' \cong 1 \quad (2.3.7)$$

로 된다. 또 주파수가 높은 영역에서 페라이트 투자율의 실수부는 허수부에 비해 매우 적으므로 식 (2.3.6b)에서 2항  $\epsilon_r' \mu_r'^2$  을 무시하면

$$\mu_r' - \frac{1}{3} \epsilon_r' \left( \frac{2\pi d}{\lambda} \mu_r'' \right)^2 = 0 \quad (2.3.8)$$

식 (2.3.8)에 식 (2.3.7)을 대입하면

$$\mu_r' - \frac{1}{3} \epsilon_r' = 0 \quad (2.3.9)$$

이 되어 식 (2.3.7),(2.3.9)로부터 페라이트 전파흡수체의 정합조건은

$$\mu_r'' \cong \frac{\lambda}{2\pi d} \quad (2.3.10)$$

$$\epsilon_r' \cong 3\mu_r' \quad (2.3.11)$$

이 된다. 여기서 식 (2.3.10)은 실수부이고 식 (2.3.9)는 허수부이므로 예를 들면 전파흡수체의 허용반사계수로서 -20 [dB]를 취한다면 실수부와 허수부 성분은

(2.3.12)

$$-0.1 \leq \frac{2\pi d}{\lambda} \left( \mu_r'' - \frac{1}{3} \epsilon_r' \right) \leq 0.1$$

의 필요충분조건으로 페라이트 전파흡수체 흡수조건이 주어진다. 페라이트는 특성상 고주파영역에서 거의  $\mu_r' \cong 1$ 로 되며 이 영역에서  $\epsilon_r'$ 의 주파수 특성은 거의 일정하므로 식 (2.3.11)로부터 이상적인 페라이트 전파흡수체를 구성하기 위해서는  $\epsilon_r' = 3\mu_r''$  정도로 해야한다는 것을 알 수 있다.

## (2) 페라이트 비투자율 주파수 분산특성

페라이트를 사용하여 전파흡수체를 설계하기 위해서는  $\mu_r = \mu_r' - j\mu_r''$ 에  
서 실수부  $\mu_r'$ 와 허수부  $\mu_r''$ 도 흡수체의 특성을 결정하기 때문에  $\mu_r', \mu_r''$  모두를 생각하여야 한다.

페라이트 자성의 이론적 연구결과에서 복소비투자율은 스핀운동과 자벽운동의 합으로 되어있다. 이것은 공명현상에 기인한 것으로 공명현상 시 발생하는 에너지 흡수(열 에너지로 변환)에 의하여 전파흡수가 일어난다.

그러나 스핀운동이나 자벽운동에 의한  $\mu_r', \mu_r''$ 의 주파수 분산은 Snoek, Rado, F. Sandy, E. Schlamm 등에 의하여 정식화가 시도되었으나 과연  $\mu_r'$ 자신 중에서 몇 %가 스핀운동과 자벽 운동에 의한 것인가에 대하여는 명확하게 주파수 분산을 검토할 수 없는 상태이다. 다만 지금까지의 연구는 자벽에 의한 운동은 낮은 주파수대역인 kHz~MHz 정도로 높지 않고, 회전자계에 의한 공명현상은 MHz~GHz대역의 높은 한계주파수를 보이고 있다[24].

전파흡수체로서 중요한 인자는  $\mu_r', \mu_r''$  또는 손실항으로 볼 수 있으며

(2.3.13)

$$\tan \delta_\mu = \frac{\mu_r''}{\mu_r'}$$

로 주파수 특성을 나타낸다.

직류시 비초투자율  $\mu_i$  는 주파수가 0 일 때의  $\mu_r'$  값을 나타내는데  $\mu_i$  의 1/2이 되는 주파수를 자연공명주파수  $f_r$  이라 한다. 자연공명주파수가 충분히 낮은 주파수에서  $\mu_r''$  이 작은 영역은 저 손실 페라이트로 널리 이용되고 있다.

주파수가 높아지면 복소비투자율  $\mu_r$  의 실수부  $\mu_r'$  은 차츰 작게 되지만 그 값이  $\mu_i/2$  이 되는 주파수를  $f_r$  이라하면 자연공명이 회전자계에 의한 것으로 Snoek's Limit Law 이론에 의하면

$$f_r(\mu_r - 1) \cong \gamma M_s \Rightarrow f_r \cdot (\mu_i - 1) \leq 5,600 \text{ [MHz]} \quad (2.3.14)$$

로 알려져 있으며 이 식은  $\mu_i$  값에 관계없이 성립한다. Snoek은 이것을 외부자계가 없어도 페라이트 내부에는 자기이방성 자계가 존재한다는 관점에서 spin운동의 공명현상이 존재한다는 것에 주목하였다.

전과흡수체로 취급하기 위한 페라이트의 복소비투자율을 자벽 이동에 의한 공명의 항과 자화의 회전에 의한 완화의 항으로 분리하여 나타내면[18]

$$\mu_r = 1 + \chi_1 + \chi_2 \quad (2.3.15)$$

$$\chi_1 = \frac{k_1 f_1^2}{f_1^2 - f^2 + j\gamma f} \quad (2.3.16)$$

$$\chi_2 = \frac{k_2 f_2}{f_2 + jf} \quad (2.3.17)$$

여기서  $k_1$  은 비초자화율, ( $\chi_1$  항 관련),  $k_2$  은 비초자화율, ( $\chi_2$  항 관련),  $f_1$

은 공명주파수,  $f_2$  는 완화주파수,  $\gamma$  는 감쇠정수이다. 통상 전파흡수체로 사용하는 페라이트의 경우  $f_m > 3f$  로 이 주파수대에서는 공명의 항은 무시할 수 있고 완화의 항만으로 표시할 수 있다. 따라서 페라이트의 비투자율은

(2.3.18)

$$\mu_r = 1 + \frac{K}{1 + j\frac{f}{f_m}}$$

로 구할 수 있다[4].

여기서  $K$  는 직류시 초투자율,  $f$  는 주파수,  $f_m$  은 정합주파수이다.

좀 더 실용적인 방법으로 임피던스 측정에 의한 방법은 동축 선로에 측정계를 사용하여 종단을 단락하고 그 앞에 시료를 삽입하여 임피던스를 측정한다. 측정하는 주파수  $f$  를  $f_1$  으로 하고 시료 두께  $d$  를 변화시키면서 임피던스의 값을 계속 구하고 이것을 스미스차트 위에 그린다. 같은 방법으로 측정주파수를  $f_2$  로 하면서 두께  $d$  를 변화시키면서 측정을 되풀이하여 데이터를 얻는다. 전파흡수체로 되는 완전흡수조건은  $Z=1$  이거나 반사계수  $\Gamma=0$  이므로 스미스차트상 임피던스 궤적내 점 0을 지나는 정합 주파수  $f_m$  과 그 때 정합 두께  $d_m$  를 읽어 결정한다. 이렇게 구하여진 정합두께를  $d_{m1}, d_{m2}, d_{m3} \dots$  로 하고, 주파수를 정합주파수  $f_{m1}, f_{m2}, f_{m3} \dots$  의 부근에서 변화시켜 반사계수

의 변화를 측정하면 허용반사계수  $|\Gamma| \leq |\Gamma_0|$  를 만족하는 주파수 대역  $B$  가 정해지고 비대역폭  $B/f_m$  을 구할 수 있다. 페라이트재를 사용하는 전파흡수체의 경우 모든 페라이트가 고유한  $f_m$  과  $d_m$  을 가지고 있다. 이것은 페라이트  $\mu_r$  의 특성이 주파수에 따라 크게 변화하는 즉, 주파수 분산이 크기 때문이다. 그러나 카본을 보지재로 혼합한 경우는 주파수 분산이 적기 때문에 동일 재료로 두께를 바꾸면 흡수할 수 있는 주파수가 변해간다. 따라서 어떤

페라이트가 제조되면 주파수에 따른  $\mu_r'$  과  $\mu_r''$  의 분포를 조사하여 어느 주파수 대역에서 흡수체로 사용가능 한지를 결정할 수 있는데 전파흡수체로 사용가능한 주파수 대역은  $\mu_r''$  이 최대로 되는  $f_r = \omega/2\pi$  보다 조금 더 높은 주파수에서 흡수체 특성을 나타내게 된다. 즉  $\mu_r'$  이 거의 0이 되는 주파수에서 흡수체로 사용되며 전파흡수체로서의 사용가능 주파수를 결정할 수 있게 되고 주파수 대역폭을 구할 수 있다.

### 2.3.2 등가재료정수법

#### (1) 두 도체판 사이의 정전용량

균일한 유전체를 가지는 도체계 내에 두 개의 도체가 있을 경우 도체 A에 전하를 주고, 도체 B에  $-Q$  를 준다면, 두 도체사이 전속  $\vec{D}$  의 방향은 도체 A에서 도체 B로 향하고 전계  $\vec{E}$  방향은 도체표면에 직각인 방향으로 등전위면으로 된다. 그리고 도체에서 전하는 표면에만 존재하고 그 밖의 영역에서는 없으므로 이 도체계가 갖는 전전하량(全電荷量)은 0 이 된다. 또한 이 도체계의 정전용량은 도체가 갖는 전하의 크기와 두 도체 사이의 전위차  $V$  의 비로서 다음과 같이 정의된다.

여기서 전위차  $V$  는 단위 양전하를 전하를 갖는 도체로부터 전하를 갖는 도체로 이동시키는데 필요한 일(work)로 구해지고 전하량  $Q$  는 전하를 갖는 도체표면에 대한 면적분으로 구해지므로 다음과 정의된다.

(2.3.19)

$$C = \frac{Q}{V} = \frac{\oint_s \epsilon \vec{E} \cdot d\vec{S}}{- \int_{-}^{+} \vec{E} \cdot d\vec{L}}$$

정전용량은 도체계가 주어지면 그 비는 항상 일정하므로 전위차(電位差)나 전전하량(全電荷量)의 값에 따라 변하지 않는다. 만약 전하밀도를 N배 하면 Gauss법칙에 의하여 전속밀도나 전계의 세기도 N배 되고 전위차 역시 N배로 된다. 따라서 정전용량은 도체계의 기하학적 구조와 균일 유전체의 유전율에 의해 결정된다.

무한히 넓고 간격이  $d$  인 두 평행 도체판을 구성하는 도체계 정전용량을 구해본다.

두 도체가 균일한 표면전하  $\pm \rho_s$  를 갖는다면 전계는

$$\rho_s = \epsilon \vec{E} \quad (2.3.20)$$

로 되고 여기서  $\epsilon$  은 유전체 유전율이다. 또한 전속밀도는

$$\vec{D} = \rho_s \hat{a}_z \quad (2.3.21)$$

아래에 있는 도체판은 (+) 전하를 가지므로  $\vec{D}$  는 위로 향하는 방향이며  $\vec{D}$  의 법선성분은

$$D_n = D_z = \rho_s \quad (2.3.22)$$

로 되고 그 도체판의 표면전하밀도와 같아지고 위의 도체에서는

$$D_n = -D_z \quad (2.3.23)$$

로 되며 아래 도체의 표면전하밀도와 같고 부호는 반대이다.

상하 도체판 사이의 전위차는

$$V = - \int_{\text{하}}^{\text{상}} \vec{E} \cdot d\vec{L} = - \int_0^d \frac{\rho_s}{\epsilon} dz = \frac{\rho_s}{\epsilon} d \quad (2.3.24)$$

로 된다. 각 도체판이 갖는 전전하량은 무한대이므로 정전용량도 무한대가 된다. 그러나 도체판의 면적  $S$  가 간격  $d$  에 비하여 매우 큰 경우에는 실질적으로 끝에 가까운 부분을 제외하면 전계나 전하분포는 거의 균일하고 끝 부분의 영향은 매우 적어 무시할 수 있으므로 다음과 같은 결과를 얻을 수 있다.

$$Q = \rho_s S \quad (2.3.25)$$

$$V = \frac{\rho_s}{\epsilon} d \quad (2.3.26)$$

$$C = \frac{Q}{V} = \frac{\epsilon S}{d} \quad (2.3.27)$$

(2) 평행판 전송선로의 정전용량

그림 2.8과 같이  $z$  방향으로 폭  $W$ ,  $x$  방향으로 두 평판 사이의 간격이  $d$  인 평행판 전송선로에서  $z$  방향으로 전류가 흐르는 경우,  $z$  방향의 단위길이당 용량과 인덕턴스를 계산한다. 폭  $W$  이 간격  $d$  보다 충분히 크다고 가정하면 끝 부분의 영향은 매우 적어 무시할 수 있어 전계나 전하분포는 거의 균일하다고 볼 수 있다.

이때  $z=0$  에서 평행판 사이의 전위차  $V(t)$  는 일정하며 정상전류가 흐르는 것으로 한다. 아래쪽 판을 (+) 전하, 위쪽 판을 (-) 전하로 하면 전기장은 직각방향으로  $\hat{x}$  방향으로 나온다. 금속판에서  $z$  방향의 폭  $W$ ,  $x$  방향의 길이  $l$  의 단면적  $S = Wl$  에 있는 전하를  $Q$ , 평행도체 판간의 총 용량을  $C$ , 전송선로에 채워진 물질의 유전율을  $\epsilon$  이라고 하면 식 (2.33),(2.34),(2.35)로부터 다음 관계가 성립한다[26].

$$V = g E_x \quad (2.3.28)$$

$$\rho_s = \epsilon E_x = \frac{\epsilon V}{d} \quad (2.3.29a)$$

$$E_x = \frac{4\pi Q}{W a} \quad (2.3.29b)$$



(2.3.30)

$$Q = CV = S \times \rho_s = \epsilon \frac{Wa}{g} V$$

(2.3.31)

$$C = \epsilon \frac{Wa}{g}$$

따라서, 단위길이당 용량은 다음과 같다.

(2.3.32)

$$\frac{C}{a} = \frac{\epsilon W}{g}$$

### (3) 평행판 전송선로의 인덕턴스

그림 2.8에서 평행 도체판 전송선로의 전류는 아래쪽 판에서는  $+$  방향으로, 위쪽 판에서는  $-z$  방향으로 흐른다. 또한 도체판 사이의 자계는 오른손 법칙을 적용하면  $+$  방향으로 향하는 것을 알 수 있고, 도체판 외부 자계는 0 이 됨을 알 수 있다.

지금 전류  $I$ ,  $+$  방향으로 유기되는 자계를  $\vec{H}$ , 자속밀도를  $\vec{B}$ , 전송선로에 채워진 물질의 투자율을  $\mu$  를 자르는 자속을  $\phi$ , 평행 도체판간의 총 합성인덕턴스를  $L$  이라고 하면 면적  $ga$  를 가르는 자속  $\phi$  는

(2.3.33)

$$\phi = B_y ga$$

로 주어지고 자장  $B_y$  는

(2.3.34)

$$WB_y = \frac{4\pi I}{c} \quad \text{or} \quad WB_y = \mu I$$

로 주어진다. 또한 자기 인덕턴스는 다음과 같이 정의된다.

$$L \frac{dI}{dt} = \frac{1}{c} \frac{d\phi}{dt} \quad (2.3.35)$$

정상전류에서는

$$LI = \frac{1}{c} \phi I = \mu \frac{ga}{W} \quad (2.3.36)$$

따라서, 단위 길이당 인덕턴스는 다음과 같이 주어진다[27],[28].

$$\frac{L}{a} = \mu \frac{g}{W} \quad (2.3.37)$$

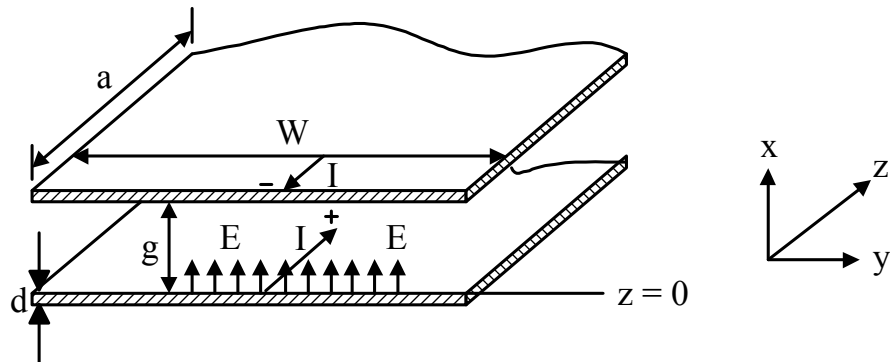


그림 2.8 평행판 전송선로

Fig 2.8. A Parallel Plate Transmission Line.

(4) 주기 배열 정방형 전파흡수체의 등가 유전율

정전용량은  $C = \epsilon W a / g = \epsilon S / g$  에서와 같이 유전율과 단면적에 비례하고 간격에 반비례한다. 그림 2.9와 같이 주기적으로 배열된 정방형 전파흡수

체는 그림 2.10과 같이 등가재료정수 계산모델로 만들어 각각의 정전용량을 계산하고 그것으로부터 총 합성용량 C를 구할 수 있다[29],[30].

$$C_1 = \epsilon_o \epsilon_r \frac{d/2 \cdot \Delta z}{d/2} = \epsilon_o \epsilon_r \Delta z \quad (2.3.38a)$$

$$C_2 = \frac{d/2 \epsilon_o \Delta z}{(1/2)(a-d)} = \frac{d \epsilon_o \Delta z}{(a-d)} \quad (2.3.38b)$$

$$C_3 = \frac{(1/2)(a-d) \epsilon_o \Delta z}{a/2} = \frac{(a-d) \epsilon_o \Delta z}{a} \quad (2.3.38c)$$

$$C = \left\{ \frac{(a-d)}{a} + \frac{\epsilon_r d}{(a-d)\epsilon_r + d} \right\} \epsilon_o \Delta z \quad (2.3.38d)$$

따라서, 그림 2.6에서  $\Delta z$ 의 두께를 가지는 구조에 대한 등가유전율  $\epsilon_{eq}$ 는

$$\epsilon_{eq} = \frac{C}{\epsilon_o \Delta z} \quad (2.3.39a)$$

$$\epsilon_{eq} = \frac{(a-d)}{a} + \frac{\epsilon_r d}{(a-d)\epsilon_r + d} \quad (2.3.39b)$$

와 같이 계산할 수 있다.

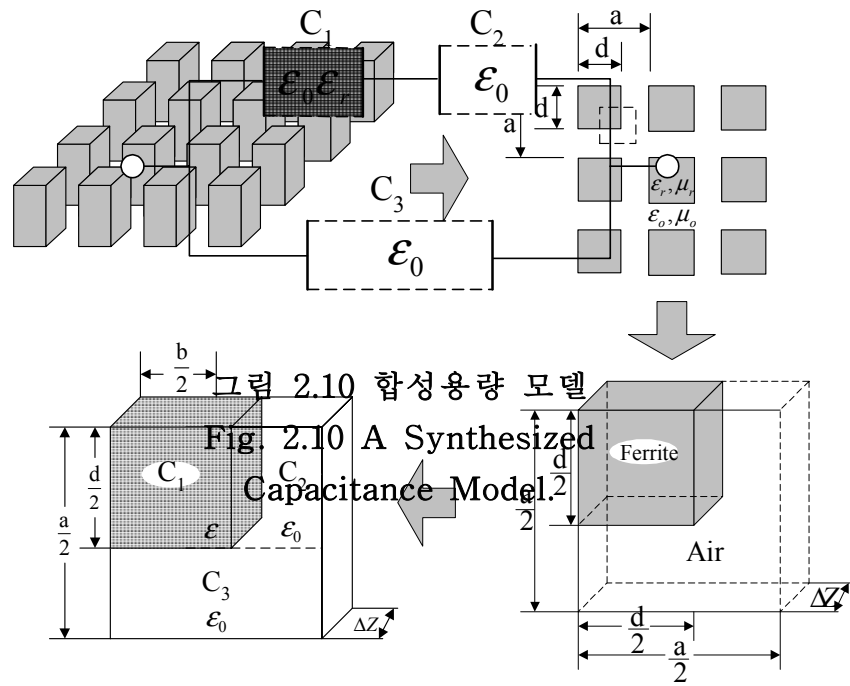


그림 2.9 등가재료정수의 캐패시턴스 계산모델  
 Fig. 2.9 A Capacitance Model for Calculation of  
 Equivalent Constants.

(5) 주기 배열 전파흡수체의 등가 투자율

단위길이당 인덕턴스는 식 (2.3.37)로부터 (4)와 같은 방법으로 그림 2.11의 모델로 그림 2.12와 같은 합성인덕턴스 모델을 만들 수 있다. 따라서 총 합성 인덕턴스  $L$  은 다음과 같이 계산된다.

$$L_1 = \mu_o \mu_r \Delta z \quad (2.3.40a)$$

$$L_2 = \frac{dM_o \Delta z}{(a-d)} \quad (2.3.40b)$$

$$L_3 = \frac{(a-d) \mu_o \Delta z}{a} \quad (2.3.40c)$$

$$L = \left\{ \frac{(a-d)}{a} + \frac{\mu_r d}{(a-d)\mu_r + d} \right\} \mu_o \Delta z \quad (2.3.40d)$$

그러므로, 등가투자율  $\mu_{eq}$  는

$$\mu_{eq} = \frac{L}{\mu_o \Delta z} \quad (2.3.41)$$

$$\mu_{eq} = \frac{(a-d)}{a} + \frac{\mu_r d}{(a-d)\mu_r + d} \quad (2.3.42)$$

로 주어진다.

이러한 방법을 등가재료정수법이라고 한다[29],[30].

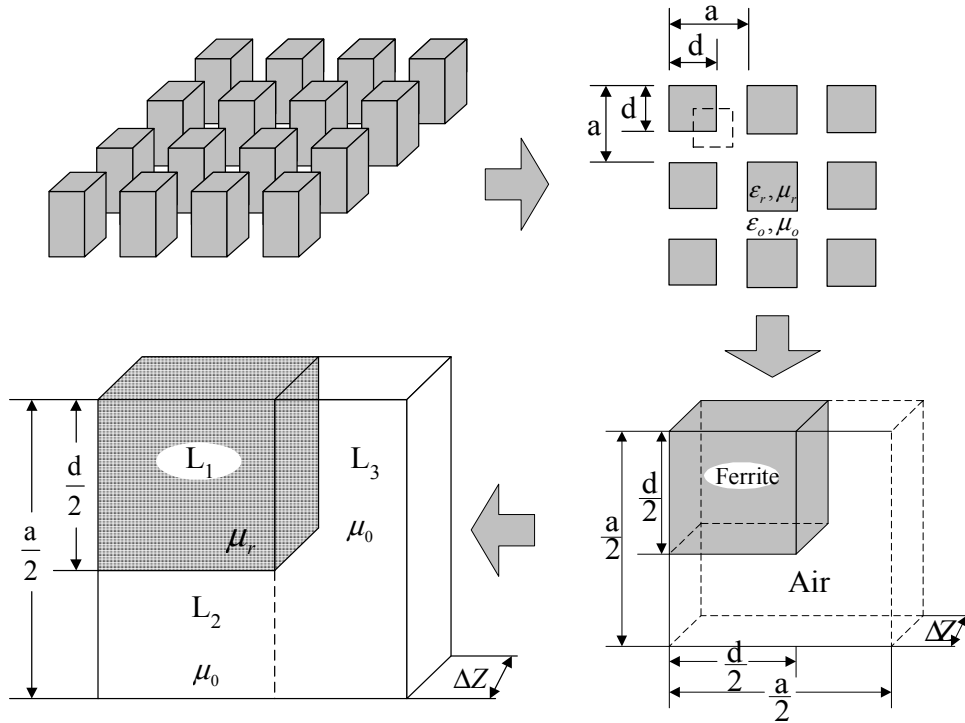


그림 2.11 등가재료정수의 계산모델  
 Fig. 2.11 A Inductance Model for Calculation of Equivalent Constants.

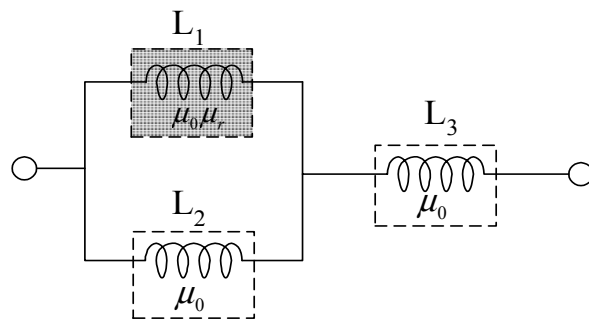


그림 2.12 합성인덕턴스 모델  
 Fig. 2.12 A Synthesized Inductance Model.

## 제 3 장 광대역 페라이트 전파흡수체의 설계 및 특성

### 3.1 타일형 및 그리드형 페라이트 전파흡수체

#### 3.1.1 수직입사(垂直入射) 특성과 사입사(斜入射) 특성

##### (1) 단층형 전파흡수체 경우

두께  $d$  를 갖으며 이면에 도체판으로 형성된 전파흡수체의 흡수체 표면에 서 종단으로 들여다보는 정규화 임피던스와 반사계수는

$$z_d = \frac{Z(d)}{Z_0} = z_c \tanh \gamma d = \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \tanh \left( j \frac{2\pi d}{\lambda_0} \sqrt{\epsilon_r \cdot \mu_r} \right) \quad (3.1.1)$$

$$\Gamma = \frac{z_d - 1}{z_d + 1} \quad (3.1.2)$$

이다. 식 (3.1.1), (3.1.2)를 고려하면

$$\Gamma = \frac{\sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \tanh \left( j \frac{2\pi d}{\lambda_0} \sqrt{\epsilon_r \cdot \mu_r} \right) - 1}{\sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \tanh \left( j \frac{2\pi d}{\lambda_0} \sqrt{\epsilon_r \cdot \mu_r} \right) + 1} \quad (3.1.3)$$

이 된다. 이것은 어떤 전파흡수체에서 재료정수  $\epsilon_r, \mu_r$  이 주어지면 사용 파장  $\lambda$  에 따라 흡수체 두께  $d$  가 이 식을 만족하도록 해야 한다는 것을 의미 한다.

유전성 전파흡수체로서 전파흡수체를 실현시킬 경우에 주목해보면 유전

성 재료에서는 복소비투자율은  $\mu_r = 1$  이므로 복소비유전율  $\epsilon_r = \epsilon_r' - j\epsilon_r''$  따라 특성이 결정된다.

따라서 식 (3.1.3)은

$$\Gamma = \frac{\frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \tanh\left(j \frac{2\pi d}{\lambda_0} \sqrt{\epsilon_r}\right) - 1}{\frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \tanh\left(j \frac{2\pi d}{\lambda_0} \sqrt{\epsilon_r}\right) + 1} \quad (3.1.4)$$

이 된다.

입사 전파에너지를 반사 없이 완전하게 흡수하는 완전흡수조건에서 반사계수는  $z_d = 1$ ,  $\Gamma = 0$  이므로 상기 식은 0의 값을 갖게 된다. 이상은 전자파가 전파흡수체에 수직(垂直)으로 입사(入射)하는 경우이다. 다음으로 전자파가 전파흡수체에 경사지게 입사하는 경우를 생각해본다.

그림 3.1과 같이 전자파가 전파흡수체의 표면에 사입사(斜入射)하는 경우는 전기장(electric field)이 흡수체 표면에 평행한 경우의 TE 모드와 자기장(magnetic field)이 흡수체 표면에 평행한 경우의 TM 모드로 나누어 생각할 수 있다. 모드에 따라 반사계수도 달라지고 수직입사에 대하여 완전흡수조건인 반사계수가 0 인 전파흡수체라 할지라도 전자파가 경사지게 입사하는데 따른 반사계수는 커지는 것이 보통이다.

단층형 흡수체에서  $\theta$  로 전자파가 사입사(斜入射)하는 경우 TE 모드의 반사계수  $\Gamma_{TE}$  와 임피던스  $z_{TE}$  는

$$\Gamma_{TE} = \frac{z_{TE} - 1/\cos \theta}{z_{TE} + 1/\cos \theta} \quad (3.1.5)$$



(3.1.6)

$$z_{TE} = \frac{\mu_r}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r - \sin^2 \theta}} \tanh \left( j \frac{2\pi d}{\lambda_o} \sqrt{\epsilon_r \mu_r - \sin^2 \theta} \right)$$

로 나타낼 수 있고, TM모드 반사계수  $\Gamma_{TM}$  과 임피던스  $z_{TM}$  는

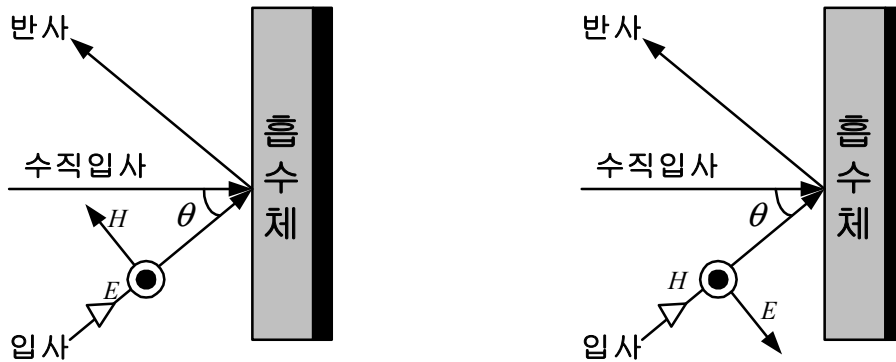
(3.1.7)

$$\Gamma_{TM} = \frac{z_{TE} - \cos \theta}{z_{TE} + \cos \theta}$$

(3.1.8)

$$z_{TM} = \sqrt{\frac{\epsilon_r \mu_r - \sin^2 \theta}{\epsilon_r}} \tanh \left( j \frac{2\pi d}{\lambda_o} \sqrt{\epsilon_r \mu_r - \sin^2 \theta} \right)$$

로 나타낸다[31].



(a) TE Mode(전계가 흡수면에 평행)

(b) TM Mode(자계가 흡수면에 평행)

그림 3.1 전파흡수체의 사입사 특성

Fig. 3.1 The Characteristic of Electromagnetic Wave Absorber for Inclining Wave.

식 (3.1.7), (3.1.8)에서 반사계수는 모드에 따라 다르다. 그러나  $\theta=0$  인 경우, 두 식은 전계와 자계가 흡수체면에 수직이므로 같은 의미가 된다. 따라서

$\theta=0$  인 경우는  $\Gamma_{TE} = \Gamma_{TM}$  으로 같게 되고 더욱이 식 (3.1.3)과도 일치한다.

보통 TM모드의 반사계수가 TE모드의 반사계수보다 작은 경우가 많다.

이와 같이 사입사(斜入射)에 따른 모드 별 반사계수와 수직입사에 대한 반사계수를 동시에 만족시키는 완벽한 정합이란 있을 수 없겠으나 다층형으로 실현시킴으로서 허용반사계수 내에서 만족하는 특성을 얻고있다.

## (2) 다층형 전파흡수체 경우

전파흡수체의 주파수특성을 광대역하기 위하여 그림 3.2와 같이 전파흡수체 뒤에 금속판을 부착하고 그 전면에  $N$  개의 손실재료를 다층구조로 한다.

전파흡수체 표면에서의 임피던스를 자유공간의 파동임피던스  $Z_0$  와 같도록 할 필요가 있는데  $Z_0$  에 가까운 재료는 전파에 대한 감쇠정수가 작기 때문에 그와 같은 재료에서는 전파흡수체의 두께는 두껍게 된다. 감쇠정수가 큰 재료는( $\epsilon_r''$  또는  $\mu_r''$  이 큰 재료)를 이용하더라도 흡수체 재료 내부로 투과하는 전자파는 빨리 감쇠하기 때문에 전파흡수체의 두께는 얇게 할 수는 있으나 전파흡수체 표면의 임피던스가 달라 큰 반사가 생겨 전파흡수체로서의 작용은 기대할 수 없게 된다.

여기서 전파흡수체를 다층구조로 하여 표면에 가까운 재료는 공기와 가까운 특성을 가지게 하고 도체판으로 갈수록 전파흡수가 큰 재료로 적층하면 흡수체 표면에서의 반사가 적어지고 또 각층 경계면에 의한 반사도 적어 전자파 손실이 큰 전파흡수체재료로 들어가 흡수된다. 이렇게 각층의 재료정수를 연속적으로 변화시킴으로서 주파수특성을 보다 광대역화 하고 있다. 이렇게 전파흡수체를 다층구조로 하게 되면 입사하는 주파수가 다소 변화하더라도 같은 정도로 흡수하므로 다층형 구조에 따라 전파흡수체 특성을 광대역으로 할

수 있다. 그러나 재료정수를 등가적으로 변화시킬 수 있는 재료의 제조상 어려움이 있다.

따라서 재료정수를 연속적으로 변화시키기 위하여 산형이나 피라미드형처럼 기학적으로 구조를 달리 하면서 흡수체의 적당한 두께를 선택하고, 재료정수는 비교적 공기에 가깝게 하여 실현시키고 있다[31].

그림 3.2와 같은 다층형 전파흡수체에서 흡수체 표면으로부터 제  $n$  층을 보는 전기적 재료정수인 복소비율전율을  $\epsilon_{rn} = \epsilon_{rn}' - j\epsilon_{rn}''$  이라 하고 복소비 투자율  $\mu_{rn} = \mu_{rn}' - j\mu_{rn}''$ , 흡수체 두께를  $d_n$  이라고 하면, 평면파가 전파흡수체에 수직으로 입사할 때 제  $n$  층의 정규화임피던스  $z_{cn}$  과 전파정수  $\gamma_n$  은

$$(3.1.9)$$

$$z_{cn} = \sqrt{\frac{\mu_{rn}}{\epsilon_{rn}}} = \sqrt{\frac{\mu_{rn}' - j\mu_{rn}''}{\epsilon_{rn}' - j\epsilon_{rn}''}}$$

$$(3.1.10)$$

$$\begin{aligned} \gamma_n &= j\omega\sqrt{\mu_{rn}\epsilon_{rn}} = j\frac{2\pi}{\lambda_0}\sqrt{\mu_{rn}\epsilon_{rn}} \\ &= j\frac{2\pi}{\lambda_0}\sqrt{(\epsilon_{rn}' - j\epsilon_{rn}'')(\mu_{rn}' - j\mu_{rn}'')} \end{aligned}$$

이다. 여기서  $\lambda_0$  는 자유공간의 파장이다.

반사계수를 구하기 위하여 전파흡수체 배면으로부터 순서적으로 임피던스를 구한다.

전파흡수체의 배면에는 금속판이 붙어 있으므로 임피던스는 0이다. 금속판으로부터 바로 앞 층을 1층이라 하고 전자파의 입사하는 방향으로 2, 3, 4, ...

층이라고 하면 1층과 2층의 경계면에서 임피던스  $z_1$  은 단층형 전파흡수체 경우와 같으므로

$$(3.1.11)$$

$$z_1 = z_{c1} \tanh \gamma_1 d_1$$

이다. 다음으로 2층의 임피던스는

$$z_2 = z_{c2} \frac{z_1 + z_{c2} \tanh \gamma_2 d_2}{z_{c2} + z_1 \tanh \gamma_2 d_2} \quad (3.1.12)$$

마찬가지 방법으로 제  $n$  층의 임피던스  $z_n$  은

$$z_n = z_{cn} \frac{z_{n-1} + z_{cn} \tanh \gamma_n d_n}{z_{cn} + z_{n-1} \tanh \gamma_n d_n} \quad (3.1.13)$$

이 된다. 여기서  $n=1, 2, 3, \dots$  이다.

식 (3.1.13)에 식 (3.1.9), (3.1.10)을 적용하면

$$z_n = \sqrt{\frac{\mu_m}{\epsilon_m}} \frac{z_{n-1} + \sqrt{\frac{\mu_m}{\epsilon_m}} \tanh \left( j \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\mu_m \epsilon_m} d_n \right)}{\sqrt{\frac{\mu_m}{\epsilon_m}} + z_{n-1} \tanh \left( j \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\mu_m \epsilon_m} d_n \right)} \quad (3.1.14)$$

가 된다. 이 경우  $n=1$  일 때  $z_{n-1}$  은 금속판의 임피던스를 의미하므로 0 이다. 또한 이 전파함수체 전면에서의 반사계수는

$$\Gamma_n = \frac{z_n - 1}{z_n + 1} \quad (3.1.15)$$

이 된다.

따라서 허용반사계수  $|\Gamma_o|$  이면

(3.1.16)

$$\Gamma_n = \frac{z_n - 1}{z_n + 1} \leq |\Gamma_o|$$

의 조건에서 전파흡수체의 전체 두께가 최소가 되도록 설계한다.

다층형 전파흡수체에서 사입사(斜入射) 특성도 단층형 전파흡수체와 같은 방법으로 구할 수 있다. 단층형의 경우와 마찬가지로 입사편파와 입사각에 따라 특성임피던스와 위상정수가 변한다.

식 (3.1.13)에서 제 1층의 특성임피던스  $z_{c1}$  과 위상정수  $\gamma_1$  은 다음 식으로 치환하여 부하임피던스  $z_1$  을 구하고 순차적으로 계산하여 최종적으로 표면 임피던스  $z_n$  을 구한다.

TE 모드에서 식 (3.1.13)에서 특성임피던스 및 전파정수를

(3.1.17)

$$z_{cn} = \frac{\mu_{rn}}{\sqrt{\epsilon_{rn} \mu_{rn} - \sin^2 \theta}}$$

(3.1.18)

$$\gamma_n = j \frac{2\pi}{\lambda_o} \sqrt{\epsilon_{rn} \mu_{rn} - \sin^2 \theta}$$

로 치환하여 표면임피던스  $z_n$  을 구하면 TE 모드의 반사계수는

(3.1.19)

$$\Gamma_{TE} = \frac{z_n - 1/\cos \theta}{z_n + 1/\cos \theta}$$

이 되고 TM 모드는 식 (3.1.13)에서 특성임피던스 및 전파정수를

(3.1.20)

$$z_{TM} = \sqrt{\frac{\epsilon_r \mu_r - \sin^2 \theta}{\epsilon_r}} \tanh \left( j \frac{2\pi d}{\lambda_o} \sqrt{\epsilon_r \mu_r - \sin^2 \theta} \right)$$

(3.1.18)

$$\gamma_n = j \frac{2\pi}{\lambda_0} \sqrt{\epsilon_{rn} \mu_{rn} - \sin^2 \theta}$$

로 치환하여  $z_n$  을 구하면 TM 모드의 반사계수는

(3.1.21)

$$\Gamma_{TM} = \frac{z_{TE} - \cos \theta}{z_{TE} + \cos \theta}$$

이 된다.

이상과 같이 전파흡수체의 주파수특성을 보다 광대역화하고 우수한 특성을 얻기 위해서는 다층화하여 재료정수를 연속적으로 변화시킬 수 있는 것이 필요하다.

공간적으로 기하학적 배치에 의하여 재료정수를 연속적으로 변화시키는 방법의 하나로서 본 연구에서는 십자돌기형 페라이트 전파흡수체와 원추절단형 페라이트 전파흡수체를 제안한다.

이러한 기하학적 구조를 가진 재료가 공기중의 정수와 다르게 되면 표면에 의한 반사가 크고 전파산란의 영향이 크게 된다. 즉, 특정의 입사각도에 큰 반사가 생기게 되는데 산란 문제는 이론적 예측이 어렵고, 실험적으로도 정합을 검증하기가 어렵다.

그러나 임의의 형상을 가진 전파흡수체를 구성하는 재료가 공기의 정수와 크게 다르지 않는 즉, 복소비유전율  $\epsilon_r$  및 복소투자율  $\mu_r$  이 1에 가까운 경우는 다음과 같이 근사적으로 계산할 수 있다.

기하학적인 형상의 단면을 생각하여 그 부분의 등가 복소비투자율은  $\epsilon_{eq}$

(3.1.22)

$$\epsilon_{eq} = \frac{\text{전파흡수체의 단면적}}{\text{전 단면적}} (\epsilon_r - 1)$$

로 근사된다. 여기서  $\epsilon_r = \epsilon_r' - j\epsilon_r'' \approx 1$  이다.

이 근사식은 재료정수가 공기에 가깝다는 조건하에서 성립된다.

이렇게 어떤 위치에 의한 근사적인 복소비유전율이 결정되면 임의의 형상을 가진 전파흡수체를 충분히 얇은 층으로 분할하여 다층형 전파흡수체의 반사계수를 구하는 것과 같이 계산한다.

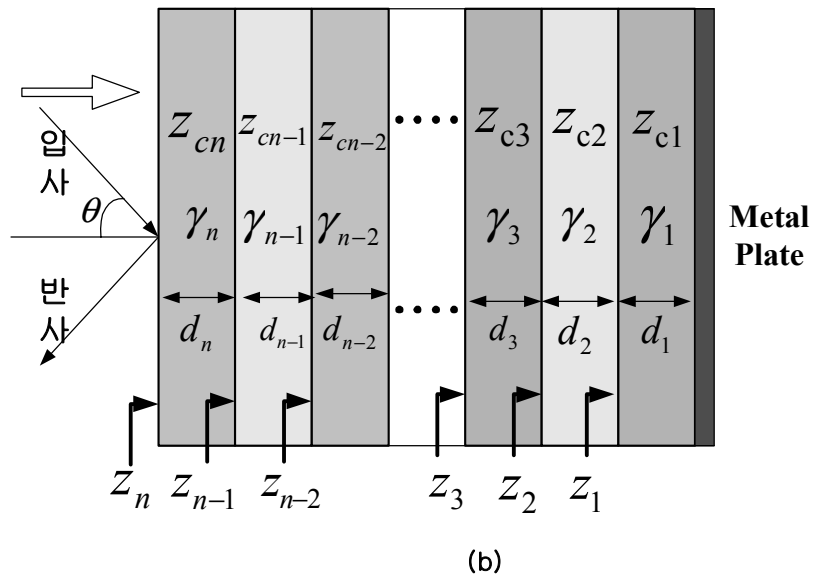
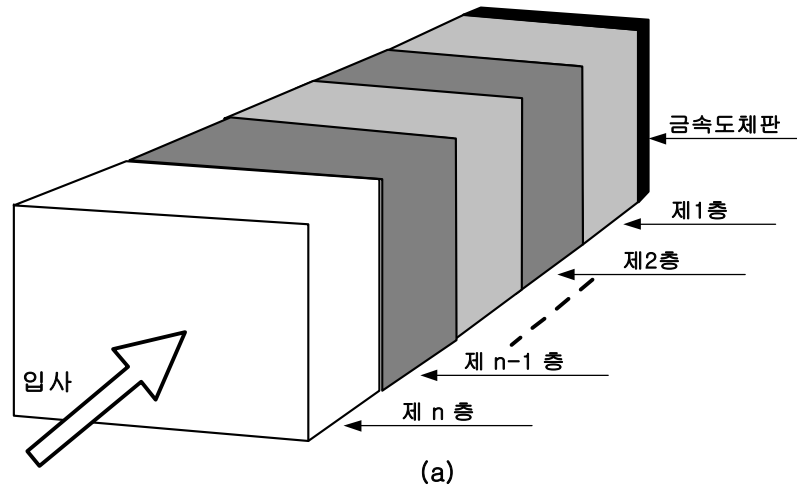


그림 3.2 다층형 전파흡수체

Fig. 3.2 Multi-layered Electromagnetic Wave Absorber.



### 3.1.2 타일형 및 그리드형 전파흡수체

소결 페라이트 자성체를 사용하여 두께 5~8mm 정도로 전파흡수체를 실현시킬 경우의 주파수 비대역폭은 30 MHz~400 MHz 정도로 좁은 것으로 알려져 있어, 이 정도의 특성으로는 각종 전자기기의 방사전자파 측정을 위한 전파암실이나 건물에 의한 전자파의 불요 반사파를 방지하기 위한 벽체로는 충분치 못하여 현재는 실용되지 못하고 있는 실정이다. 이러한 타일형 전파흡수체의 특성을 개선하기 위하여 페라이트를 격자모양으로 금속 도체판 위에 배열한 구조로 20 dB 비대역폭을 30 MHz~870 MHz 정도로 광대역화 한 것이 그리드형 전파흡수체인데, 전파암실용 벽체로 이용하기 위해서는 상한 주파수가 1 GHz 이상인 것이 요구되므로 이것 역시 특성이 충분하지 못하다.

그림 3.3과 그림 3.4에 타일형과 그리드형 전파흡수체의 외관을 보인다.

앞 절에서 언급하였듯이 보다 광대역의 전파흡수체를 실현하기 위하여는 전파흡수체의 형상을 변화하여 재료정수를 연속적으로 변화시키는 것이 필요하다.

다층 전파흡수체인 경우에도 층 사이에 공기층을 삽입하거나 재료정수가 다른 페라이트 전파흡수체를 2개 이상으로 적층하여 조합한 모양, 또는 재료정수는 같으나 전파흡수체의 형상을 공간적으로 기하학적으로 변화시킴으로써 재료정수를 조작하여 보다 광대역화하는 다층형 전파흡수체에 대한 연구들이 시도되고 있다. 또한 유전체 재료를 사용한 다층형 전파흡수체는 매질 정수를 전파의 진행방향에 따라 서서히 변화시키면서 임피던스 정합을 피하는 방법으로 30 MHz~1,000 MHz 주파수 대역에서 유전성 손실재료를 구성하려고 하면 흡수체의 두께가 매우 두꺼워져 실용적이지 못하다. 예를 들며 이러한 전파흡수체는 허용 정재파비를 1.1로 할 때 사용최저주파수의 파장  $\lambda$  에 대해서 흡수체 두께는  $0.6 \lambda_d$  로 되므로 100 MHz 정도 주파수대에서 사용할 전파흡수체의 두께는 무려 1.8m나 된다. 그러나 자성재료인 페라이트를 사용할 경우는 페라이트의 투자율이 주파수 의존성이 크다는 점을 이용하여 30 MHz~1,000 MHz 정도의 비교적 낮은 주파수대에서도 박층으로 광대역 특성을 만족시킬 수 있다.

이것은 두께 8mm정도에서 100% 전후의 비대역폭이 얻어진다. 보통 페라이트 전파흡수체를 광대역화 하기 위해서는 여러 장의 페라이트 판을 간격을 두고 배치하는 다층 분리형이 유효하다[32],[33],[34].

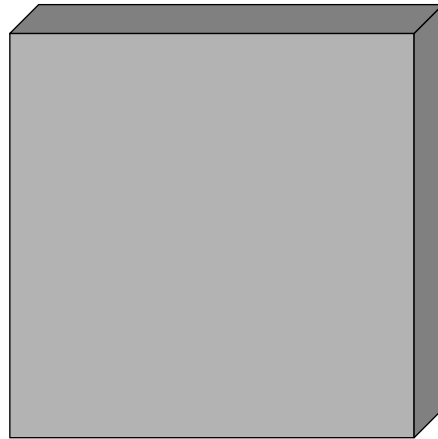


그림 3.3 타일형 전파흡수체  
Fig. 3.3 Tile Type  
Electromagnetic Wave  
Absorber.

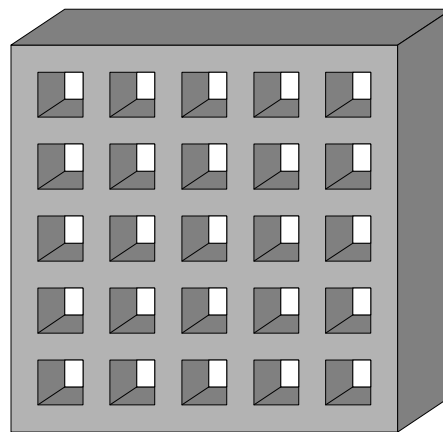


그림 3.4 격자형 전파흡수체  
Fig. 3.4 Grid Type  
Electromagnetic Wave Absorber.

## 3.2 십자돌기형 페라이트 전파흡수체

### 3.2.1 십자돌기형 페라이트 전파흡수체의 설계

십자돌기형 전파흡수체는 그림 3.5와 같이 뒷면에 금속판이 취부된 타일형 페라이트 전파흡수체위에 유효재료정수를 변화시키기 위하여 페라이트부와 공기부가 연속해서 동일면상에 반복하도록 십자형 페라이트 돌기부를 배열한 구조로 되어 있다. 십자형 페라이트 돌기부를 배열한 제2층 역시 제1층과 동일한 재질의 페라이트를 사용하므로 하나의 금형으로 성형이 가능하면서도 등가적인 유전율 및 투자율이 다른 두층을 적층한 것과 같은 효과를 얻게 된다. 제2층은 십자형 페라이트 돌기부가 주기적으로 배열되어 있으며, 그 주기가 입사전파의 파장에 비해 짧으므로 유효재료정수를 가지는 손실재료로 균질화하여 근사 해석할 수 있다. 그림 3.5과 같은 전파흡수체의 등가유전율 및 등가투자율은 그림 3.6과 같은 등가재료정수 모델을 이용하여 구할 수 있다. 그림 3.6을 이용하여 그림 3.7과 같은 합성용량 모델을 만들 수 있으며, 총 합성용량 C는 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$C = \epsilon_0 \Delta z \left\{ \frac{\epsilon_r a}{\epsilon_r (d-b) + b} + \frac{\epsilon_r (b-a)}{\epsilon_r (d-a) + a} + \frac{d-b}{d} \right\} \quad (3.2.1)$$

여기서

$$C_{F1} = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r a \Delta z}{b} \quad (3.2.2a)$$

$$C_{A1} = \frac{\epsilon_0 a \Delta z}{d-b} \quad (3.2.2b)$$

$$C_{F2} = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r (b-a) \Delta z}{a} \quad (3.2.2c)$$

$$C_{A2} = \frac{\epsilon_o (b-a) \Delta z}{d-a} \quad (3.2.2d)$$

$$C_{A3} = \frac{\epsilon_o (d-b) \Delta z}{d} \quad (3.2.2e)$$

이다. 따라서, 그림 3.7에서  $\Delta z$  의 두께를 가지는 구조에 대한 등가유전율  $\epsilon_{eq}$  는

$$\epsilon_{eq} = \frac{C}{\epsilon_o \Delta z} \quad (3.2.3a)$$

$$\epsilon_{eq} = \epsilon_r \left\{ \frac{a}{\epsilon_r (d-b) + b} + \frac{b-a}{\epsilon_r (d-a) + a} + \frac{d-b}{\epsilon_r d} \right\} \quad (3.2.3b)$$

로 계산 할 수 있다. 또한 그림 3.6으로부터 같은 방법으로 그림 3.8과 같은 합성 인덕턴스 모델을 통하여 합성인덕턴스  $L$  은

$$L = \mu_o \Delta z \left\{ \frac{\mu_r a}{\mu_r (d-b) + b} + \frac{\mu_r (b-a)}{\mu_r (d-a) + a} + \frac{d-b}{d} \right\} \quad (3.2.4)$$

여기서

$$L_{F1} = \frac{\mu_o \mu_r a \Delta z}{b} \quad (3.2.5a)$$

$$L_{A1} = \frac{\mu_o a \Delta z}{d-b} \quad (3.2.5b)$$

$$L_{F2} = \frac{\mu_o \mu_r (b-a) \Delta z}{a} \quad (3.2.5c)$$

$$L_{A2} = \frac{\mu_o (b-a) \Delta z}{d-a} \quad (3.2.5d)$$

$$L_{A3} = \frac{\mu_o(d-b) \Delta z}{d} \quad (3.2.5e)$$

따라서 그림 3.8과 같은 구조에 대한 등가투자율  $\mu_{eq}$  는

$$\mu_{eq} = \mu_r \left\{ \frac{a}{\mu_r(d-b) + b} + \frac{b-a}{\mu_r(d-a) + a} + \frac{d-b}{\mu_r d} \right\} \quad (3.2.6)$$

로 주어진다.

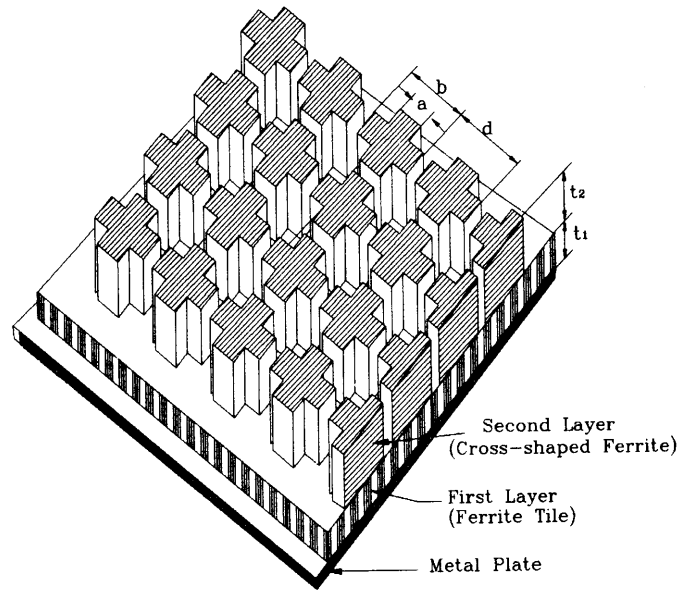


그림 3.5 십자돌기형 전파흡수체  
 Fig. 3.5 The Typical Shape of a Electromagnetic Wave Absorber with Cross-Shaped Ferrite.

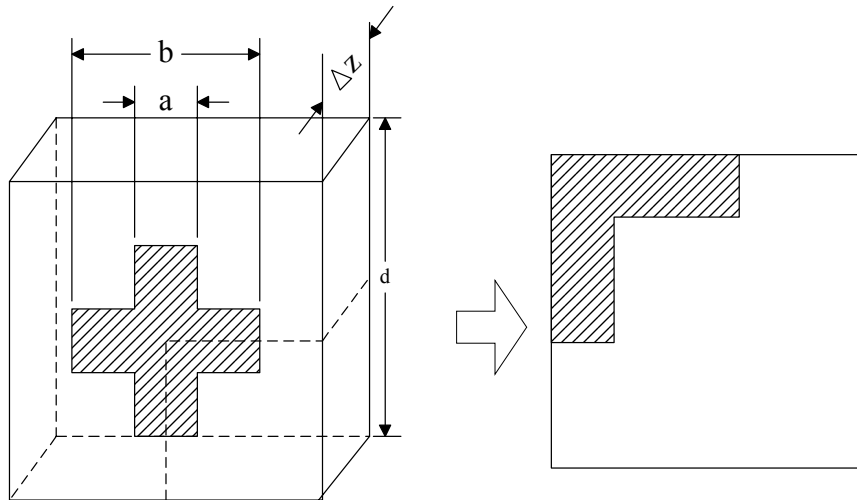


그림 3.6 십자돌기형 전파흡수체의 등가재료정수모델  
 Fig. 3.6 A Model for Calculation of Equivalent Material Constants.

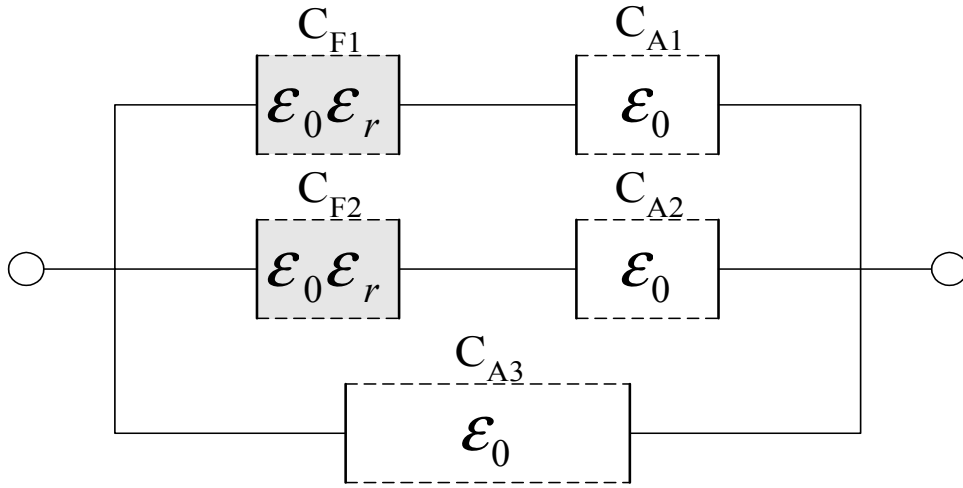


그림 3.7 캐패시턴스 모델  
 Fig. 3.7 A Synthesized Capacitance Model.

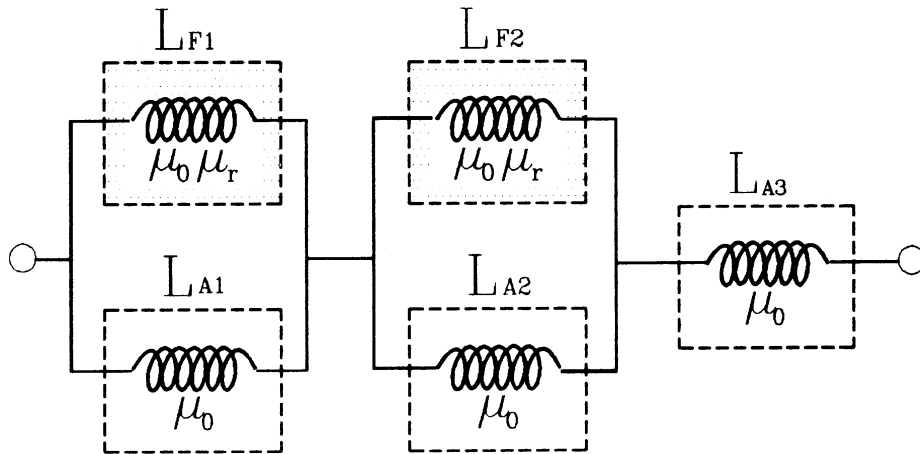


그림 3.8 인덕턴스 모델  
 Fig. 3.8 A Synthesized Inductance Model.

### 3.2.2 십자돌기형 페라이트 전파흡수체의 성능평가

페라이트 전파흡수체를 광대역화하기 위하여 기존 타일형 페라이트 전파흡수체와 십자형의 페라이트 돌기부를 적층한 그림 3.5와 같은 2층 구조의 십자돌기형 전파흡수체를 설계하고 제작하였다.

주어진 페라이트 재료를 이용하여 전체 두께를 최소로 하면서 20 dB 이상의 반사감쇠량을 가지는 주파수대역폭이 최대가 되도록 각층의 두께  $t_1$ ,  $t_2$  및 제 2층 형상의  $a, b, d$  를 결정하였고, 초투자율 2,000, 2,500 및 3,000인 높은 투자율을 가지는 Ni-Zn계 페라이트를 사용하여 흡수특성을 평가하여 표 3.1과 같은 결과를 얻었다.

그림 3.10은 표 3.1의 Case-2 전파흡수체에 대한 수직 입사 시 반사주파수특성을 나타내고 있으며, 그림 3.11은 여기에 대한 규격화 입력임피던스이고, 그림 3.12는 표 3.1의 세 종류 전파흡수체의 반사주파수 특성을 나타낸다.

그림 3.13 및 그림 3.14는 각각 TE파 및 TM파에 대한 사입사(斜入射)시 반사주파수특성을 나타내고 있다.

그림 3.10으로 알 수 있듯이 타일형 전파흡수체는 20 dB 비대역폭이 30 MHz~400 MHz 정도로 낮은 주파수 대역에서 흡수특성을 나타내고 있으며 그리드형 역시 30 MHz~870 MHz대역으로 타일형 전파흡수체 보다는 우수하나 낮은 주파수 대역의 흡수특성을 보이고 있다.

다음으로 십자형 페라이트 자성체의 배열만으로 전파흡수체를 구성한 경우는 그림 3.9에 나타난 바와 같이 특성이 불량하여 전파흡수체로서 이용할 수 없는 상태이다.

여기에 반하여 타일형 페라이트 전파흡수체와 조합하여 십자돌기와 2층 구조로 설계하면, 그림 3.10에서와 같이 30 MHz~약 4 GHz까지의 주파수 대역에서 20 dB 이상의 반사감쇠량을 가지는 전파흡수 특성을 보이고 있다[10],[30],[35].



표 3.1. 십자돌기형 전파흡수체 설계 결과

Table. 3.1 Design Results of Electromagnetic Wave Absorbers with Cross-Shaped Ferrite.

CASE	Measured material constant parameters	Absorber Dimension(mm)					Band width with the tolerance limits of -20dB
		t <sub>1</sub>	t <sub>2</sub>	a	b	d	
1	$\epsilon_r = 14.0$ $K = 2,000$ $f_m = 3.1 \text{ MHz}$	6.4	10.0	14.8	15.2	20	40-3,970 MHz
2	$\epsilon_r = 14.0$ $K = 2,500$ $f_m = 2.5 \text{ MHz}$	6.4	10.0	14.8	15.2	20	30-3,990 MHz
3	$\epsilon_r = 14.0$ $K = 3,000$ $f_m = 2.1 \text{ MHz}$	6.4	10.0	14.8	15.2	20	20-3,950 MHz

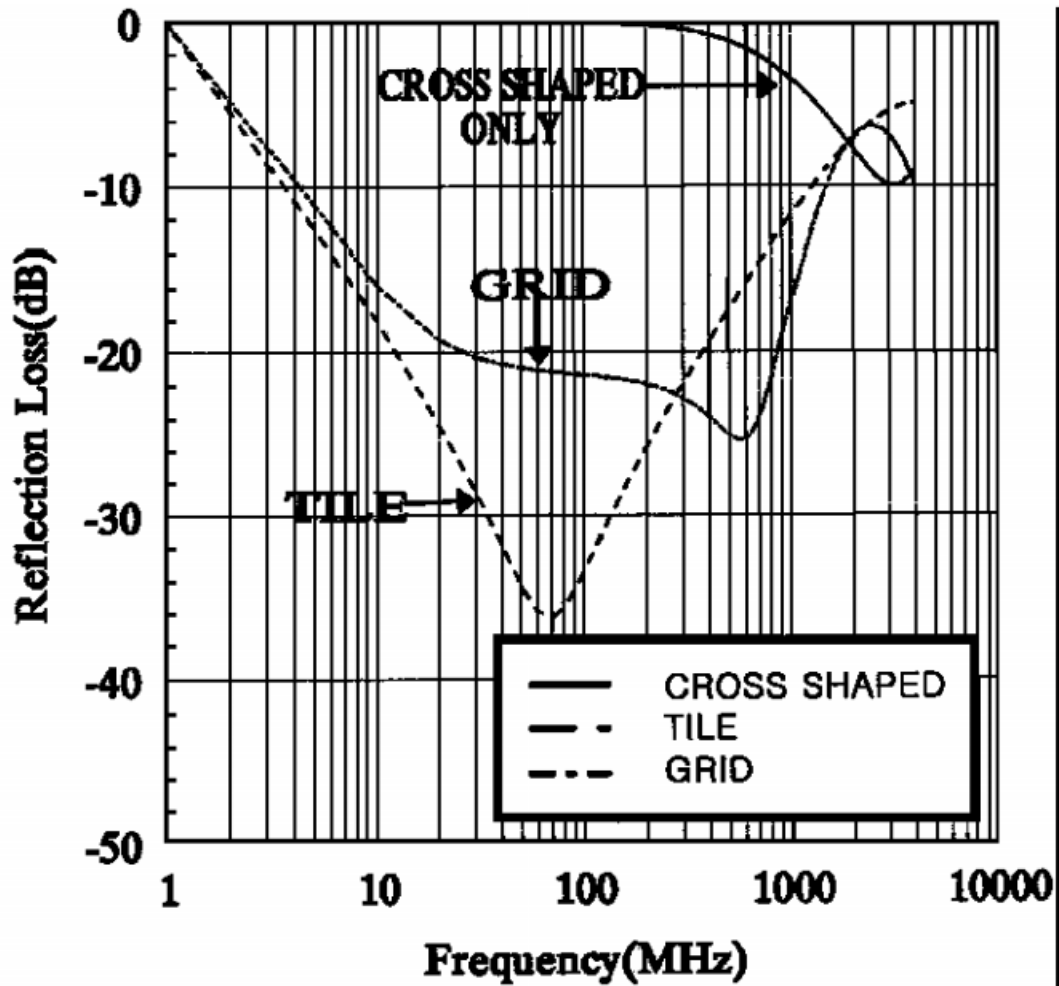


그림 3.9. 십자돌기형만의 주파수 반사특성  
 Fig. 3.9. Reflectivity Frequency Characteristics of Single Layer Cross-shaped Ferrite.

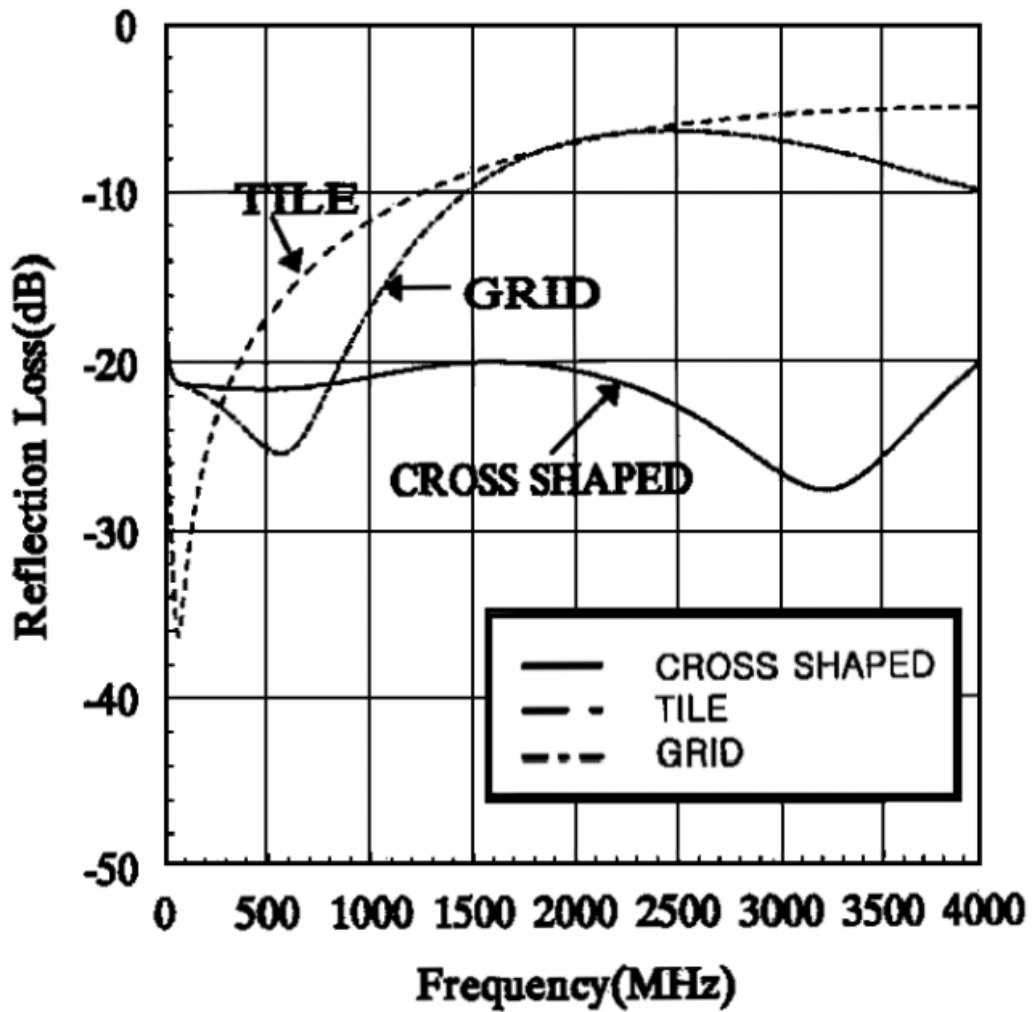


그림 3.10. 표1의 2경우 전파흡수체 주파수특성  
 Fig. 3.10 Reflectivity Frequency Characteristics of the Case-2  
 Electromagnetic Wave Absorber in Table 1.

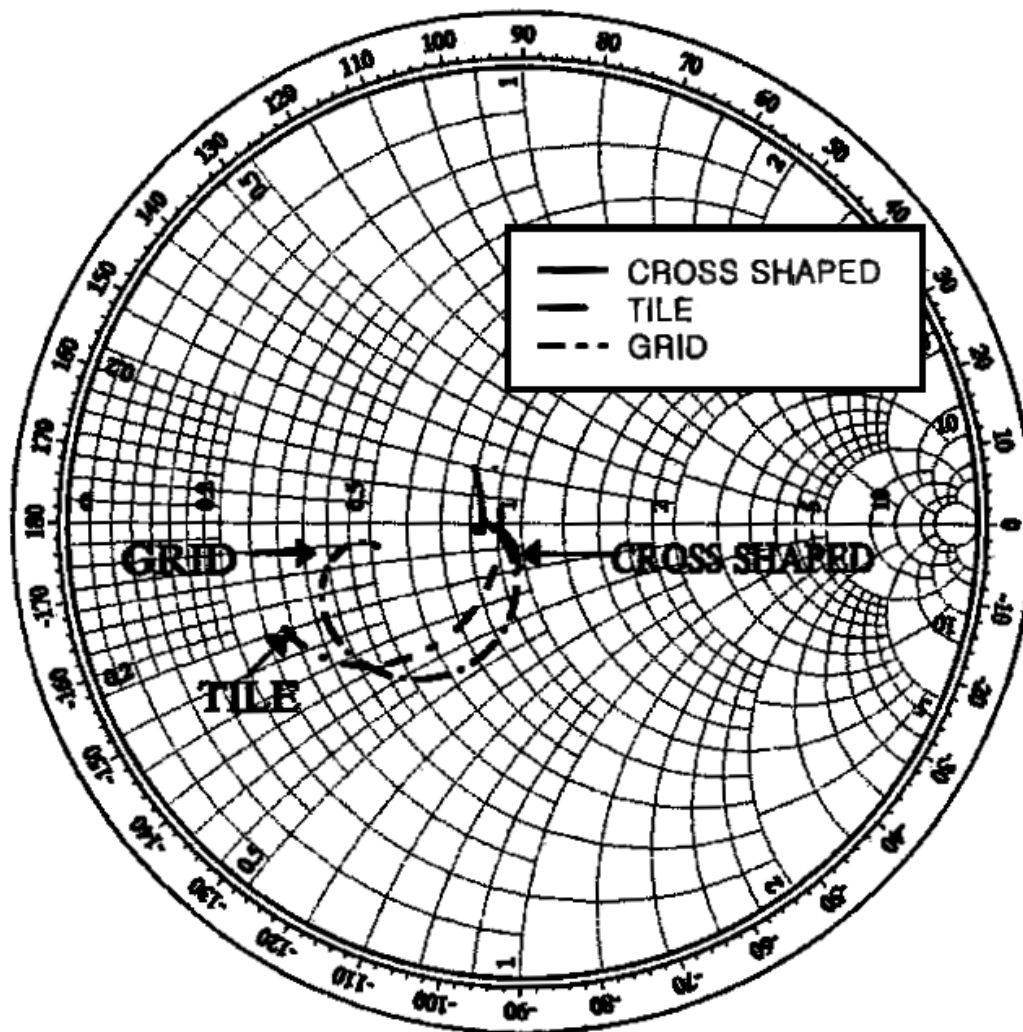


그림 3.11. 표1의 2 경우 정규화 임피던스  
 Fig. 3.11 Normalized Input Impedance of the Case-2  
 Electromagnetic Wave Absorber in Table1.

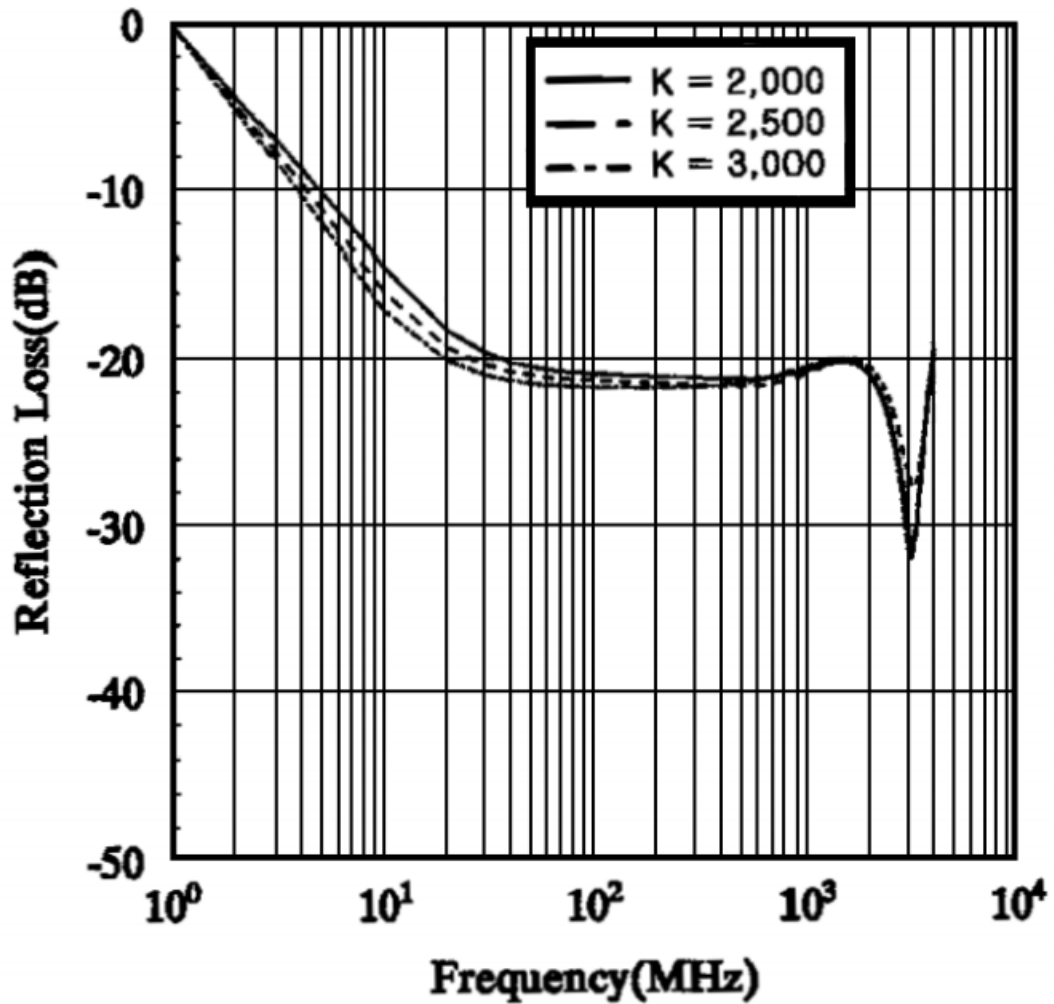


그림 3.12 표1의 페라이트 전파흡수체의 주파수특성( $\mu_i=2000,2500,3000$ ).  
 Fig. 3.12 Reflectivity Frequency Characteristics of the absorbers in Table 1 for Ferrite Materials ( $\mu_i=2000,2500,3000$ ).

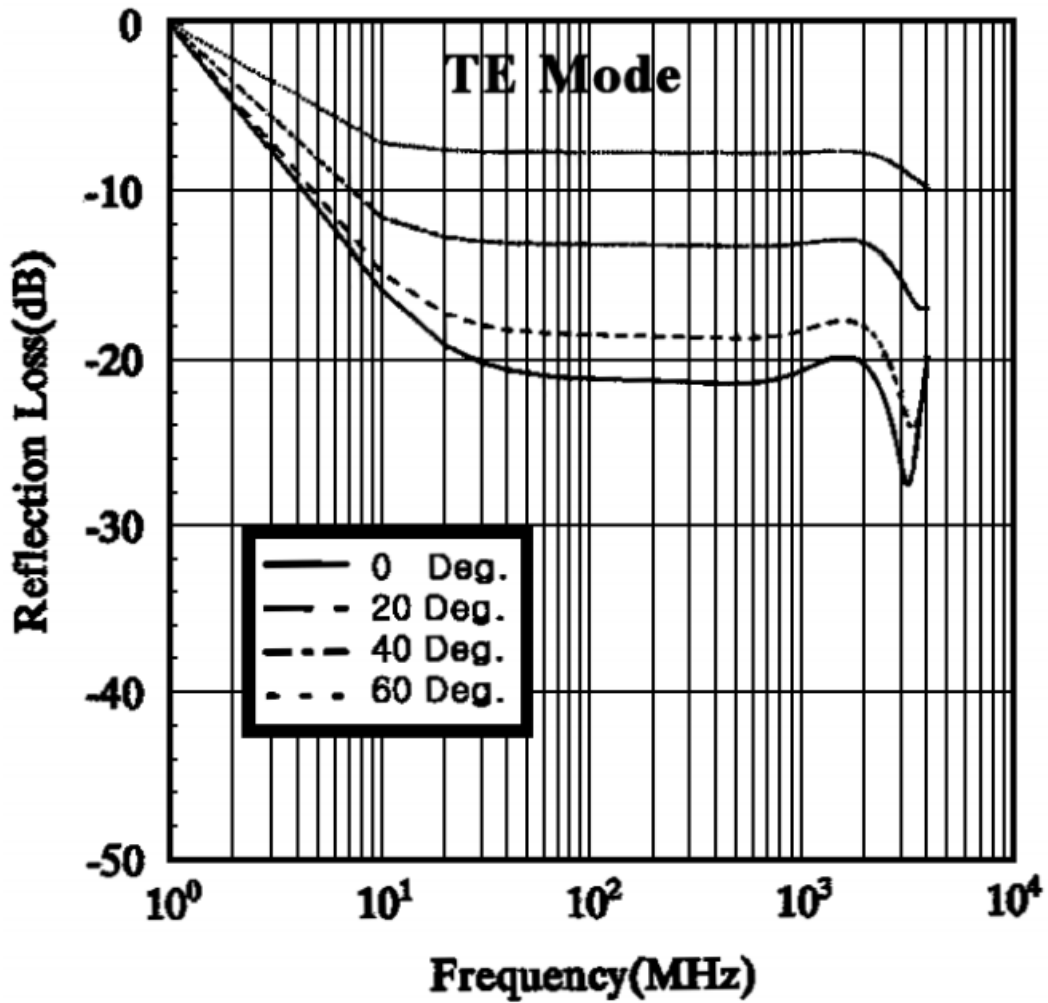


그림 3.13 표1의 전파흡수체(TE모드)의 주파수특성  
 Fig. 3.13 Reflectivity Frequency Characteristics of the Case-2  
 Electromagnetic Wave Absorber in Table 1 (TE Mode).

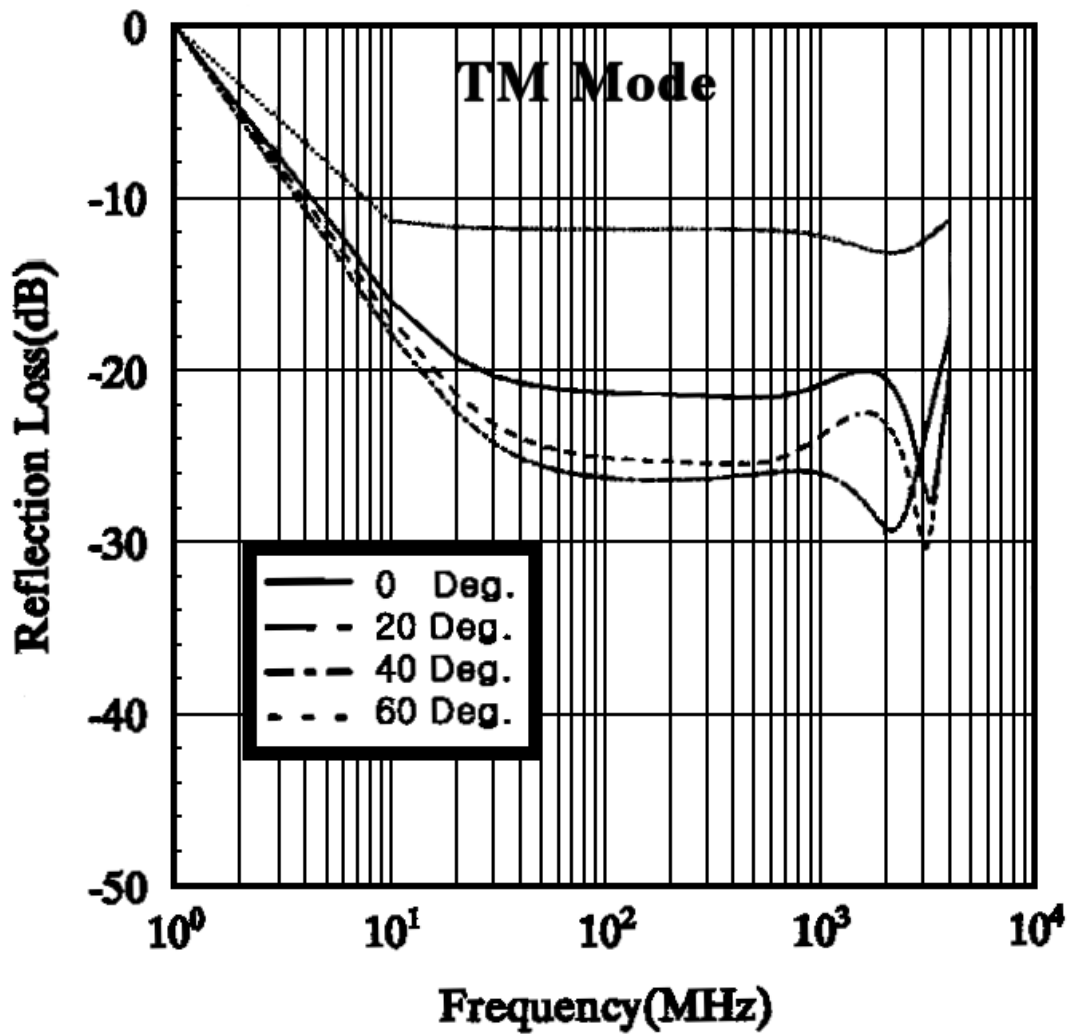


그림 3.14 표1의 전파흡수체(TM모드)의 주파수특성  
 Fig. 3.14 Reflectivity Frequency Characteristics of the Case-2  
 Electromagnetic Wave Absorber in Table 1 (TM Mode).

### 3.3 원추절단형 페라이트 전파흡수체

#### 3.3.1 원추절단형 페라이트 전파흡수체의 설계

2.3절에서 그림 2.8과 같은 평행판 선로에서 등가유전율과 등가투자율은 식 (2.3.32), (2.3.37)로 다음과 같이 주어진다.

$$\frac{C}{a} = \frac{\epsilon W}{g} \quad (2.3.32)$$

$$\frac{L}{a} = \mu \frac{g}{W} \quad (2.3.37)$$

여기에서는 그림 3.15와 같은 원추절단형 전파흡수체를 제안하고 등가재료정수를 구하여 본다. 그림에서 보듯이 원추절단형 전파흡수체는 그 구성이 1층부의 타일형 페라이트와 2층부의 원추절단부로 나뉘어져 있다. 이때, 1층부의 경우 타일형 전체가 페라이트로 채워져 있으므로 1층의 등가유전율 및 등가투자율은 곧 페라이트 타일의 실효유전율과 같다.

2층의 경우 원추절단기둥이 있는 부과 공기가 있는 부분이 혼재 하여 있으므로 그림 3, 4와 같이 등가회로화 하여 2층부의 등가유전율을 계산할 수 있다.

여기서, 2층부는 경사져 있으므로  $\Delta t$ 의 두께를 가지는 여러 개의 판이 겹쳐져 있는 모델로 근사[10]하여 그림 3.16과 그림 3.17을 고려하여 등가유전율과 등가투자율을 구하면 다음과 같이 된다.

$$\epsilon_{eff} = \frac{a \cdot [(a - dt) \cdot \epsilon_r + dt]}{a(x_{n+1} - x_n) \cdot \epsilon_r} + \frac{[(a - x_n + n\Delta t)(x_{n+1} - x_n)] \cdot \epsilon_r}{a(x_{n+1} - x_n) \cdot \epsilon_r} \quad (3.3.1)$$

$$\mu_{eff} = \frac{a \cdot [(a - x_n) \cdot \mu_r + (x_n - n\Delta t)]}{a \cdot dt \cdot \mu_r} + \frac{dt(a - x_n + n\Delta t) \cdot \mu_r}{a \cdot dt \cdot \mu_r} \quad (3.3.2)$$



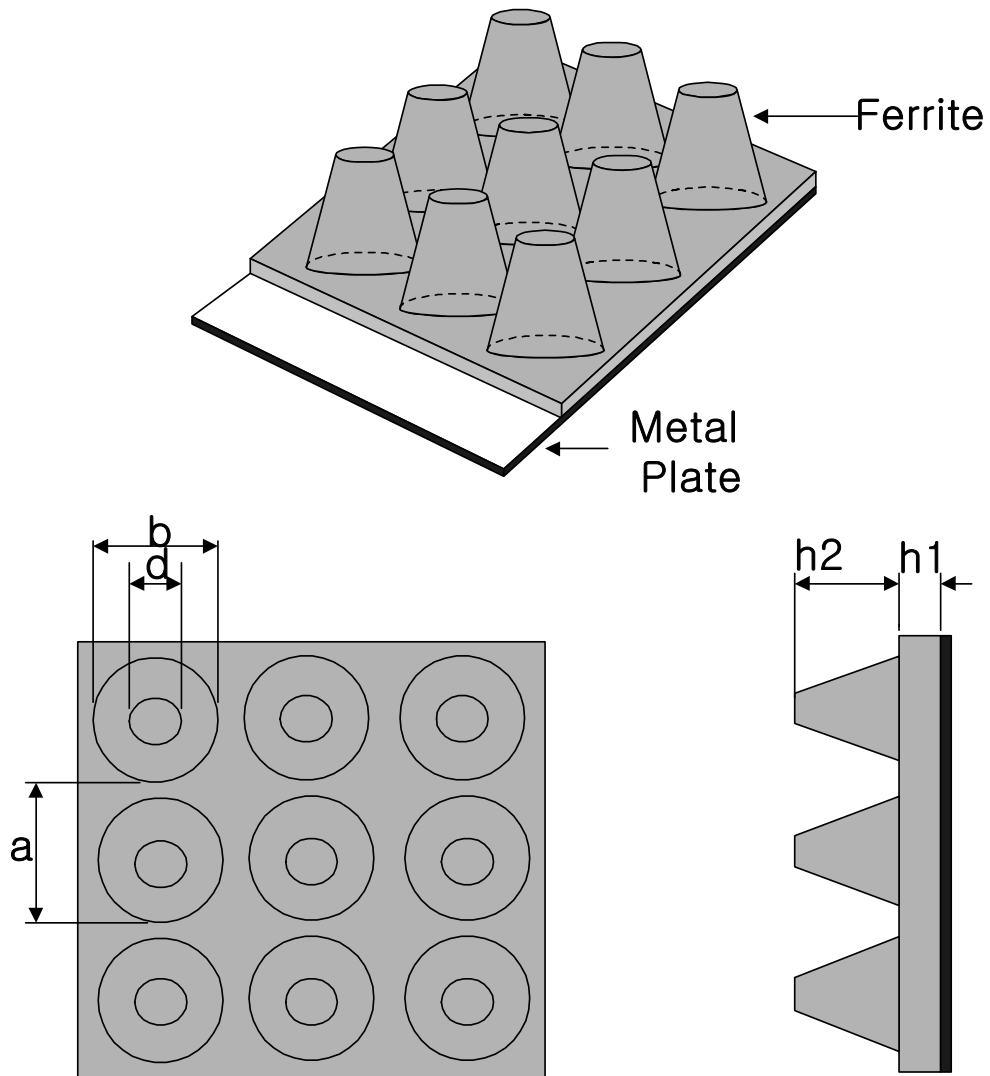


그림 3.15 원추절단형 전파흡수체  
 Fig. 3.15 Cutting cone-shaped wave absorber.

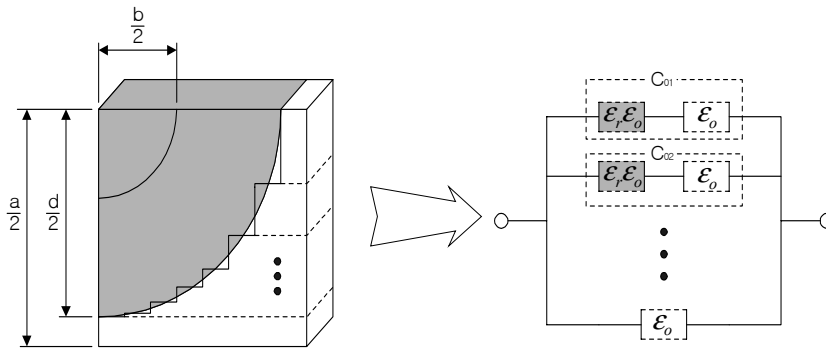


그림 3.16 2층부의 등가유전율 모델

Fig. 3.16 Equivalent Capacitance model of 2nd layer.

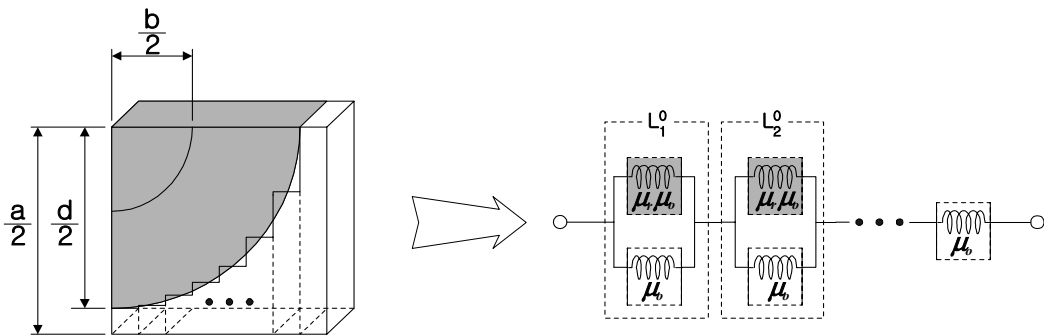


그림 3.17 2층부의 등가투자율 모델

Fig. 3.17 Equivalent Inductance model of 2nd layer.

### 3.3.2 원추절단형 페라이트 전파흡수체의 성능평가

페라이트 전파흡수체를 광대역화 하기 위하여 원추절단형 페라이트 전파흡수체를 설계하고 제작하여 설계결과를 표 3.2에 정리하였다.

흡수능의 측정은 테이퍼진 평행판 선로에서 측정한 결과이다[10].

그림 3.18의 시뮬레이션 결과에서 보듯이 원추절단형 전파흡수체의 경우 30 MHz~6 GHz 이상의 대역에서 20 dB 이상의 전파흡수능을 가지고 있음을 알 수 있다. 또한, 표 3.2에서 보듯이 전체높이가 42.2 mm 밖에 되지 않아 전파무향실에 적용할 경우 실내 유효공간확장에 매우 유리함을 알 수 있다.

전파흡수체는 측정은 테이퍼진 평행판 스트립라인 내에 설치된다. 스트립라인의 단말부분에 전파흡수체를 부착하고 흡수체 이면은 금속으로 Short시킨다.

또한 Network analyzer에 연결하기 위하여 Input부분은 평행판선로를 테이퍼로 구성하여 선로 임피던스가 50 Ω의 정임피던스가 되도록 실현시킨다.

위와 같은 측정 시스템을 이용하여 측정한 전파흡수체의 흡수능을 그림 3.19에 나타내었다. 그림 3.19의 네 개 그림 중 우측 하단의 그림이 스트립 라인 내부의 공간 중 전파흡수체가 있는 곳에서의 전파흡수능을 나타내고 있다. 가장 위쪽의 선이 기준선인 0 dB를 나타내고 측정주파수 대역은 40 MHz에서 2 GHz까지이다. 그림에서 알 수 있듯이 약 1 GHz까지의 대역에서 20 dB 이상의 전파흡수능을 나타내고 있다[10].

주파수 대역을 설계 시만큼 확장시키지 못한 원인으로는 평행판 스트립라인의 제작 시 발생한 커넥터 부분과 스트립라인의 시작부분의 불완전한 접속으로 인한 고주파에서의 손실이 컸다. 따라서, 수 GHz를 넘어서서 생기는 큰 손실로 인해 측정주파수 대역을 시뮬레이션때 만큼 확장시키지 못하고 가장 손실이 적은 2 GHz로 한정시킬 수밖에 없었다.

따라서 보다 정밀한 측정시스템을 고안할 필요가 있어 본 연구에서는 13/8 인치의 동축선로와 테이퍼되면서 내외부 도체를 가지는 Wave Guide 형태 즉, 구형

(矩形)형태의 새로운 측정시스템을 제안하고 실제로 설계·제작하여 같은 조건에서 측정 주파수 대역을 확장하고 보다 정밀한 흡수능 측정을 하여 스트립 라인 측정 결과와 비교하기로 한다.

표 3.2 원추절단형 전파흡수체의 설계사양 및 흡수특성

Table. 3.2 Design Result of Cutting cone-shaped wave absorber.

페라이트의 재료정수	흡수체의 치수(mm)					20 dB 흡수 대역폭
	a	b	d	h1	h2	
K = 2,500 fm = 2.5 MHz $\epsilon_r = 14$	20	8.5	3.5	7.2	35	30 MHz ~ 6 GHz 이상

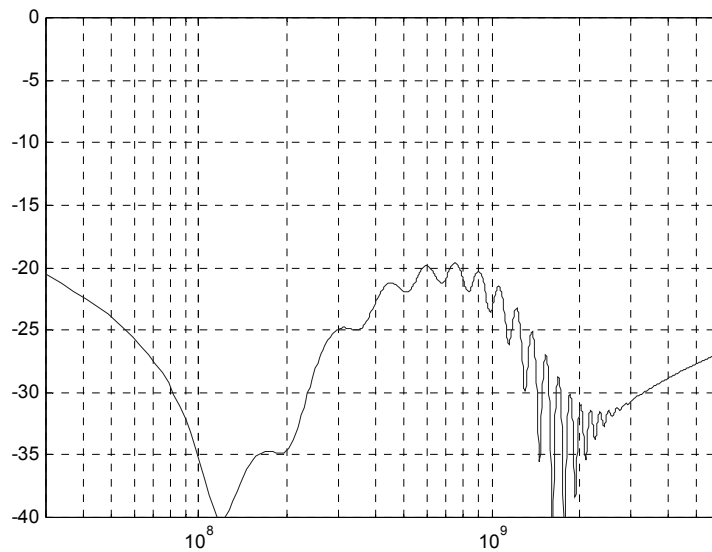


그림 3.18 원추절단형 전파흡수체의 주파수특성

Fig. 3.18 Characteristics of cutting cone-shaped wave absorber.

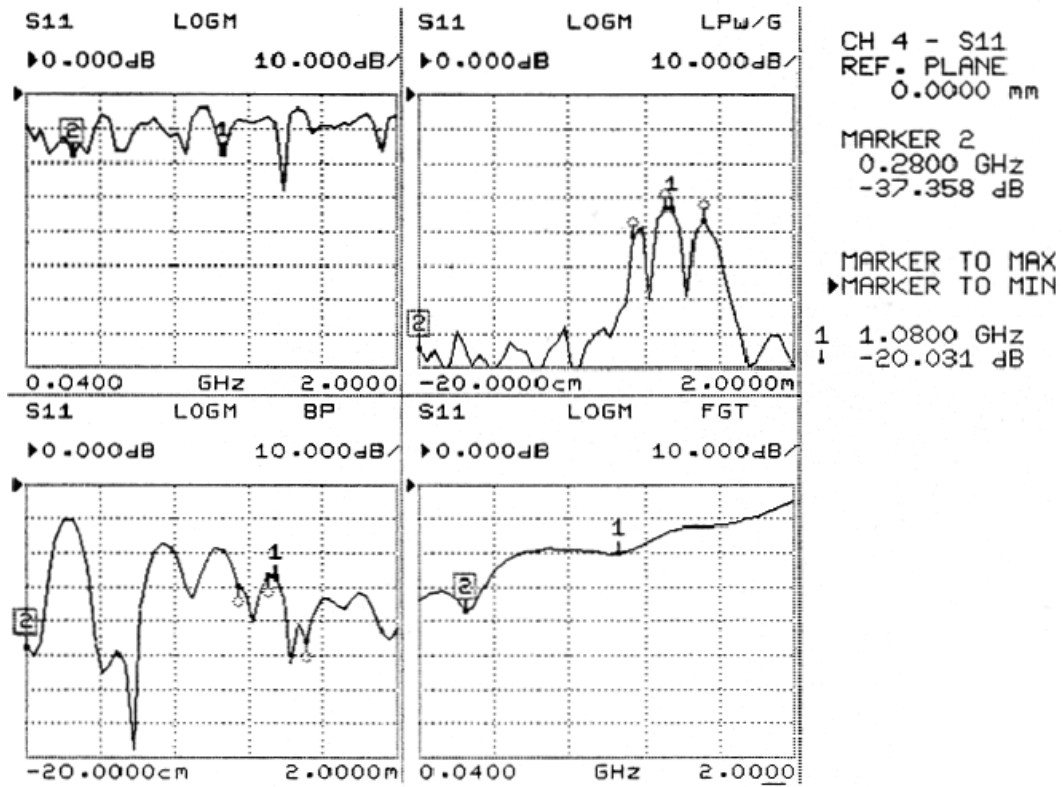


그림 3.19 평행판선로 측정시스템에 의한 원추절단형 페라이트  
전파흡수체 측정 결과

Fig. 3.19 Design Result of Cutting cone-shaped wave absorber  
by Strip Line.

## 제 4 장 십자돌기형 페라이트 전파흡수체의 전파반무향실(電波半無響室) 특성 평가

최근 전자산업의 급속한 발전에 따른 각종 전자기기들의 디지털화, 초소형화, 자동화하는 추세는 사회 각 분야로 보급되어 정보화 사회의 근간을 이루고 있다. 그러나 이러한 장비들의 수요가 급증하는데 비해 장비간에 서로 불필요한 전자파를 발생시킴으로써 불요 전자파에 의한 기기 오동작 등, 전자파장해(EMI)가 사회적으로 큰 문제로 대두되고 있는 실정이다.[35],[36].

이러한 문제를 해결하기 위한 방법으로는 불요 전자파의 방사를 규제치 이하로 억제하거나, 장비들이 외부로부터의 불요 전자파에 의해 오동작을 일으키지 않도록 전자파 내성을 강화시키는 방법이 있다.

이것을 EMC(Electro-Magnetic Compatibility) 즉 전자파 양립성이라 하며, EMC 연구의 궁극적인 목표라고 할 수 있다. 국제적으로는 전기 전자기기에서 방사되는 불요 전자파를 측정하는 장소로는 외부로부터 전파의 영향을 전혀 받지 않는 야외에 설치된 야외시험장(Open Area Test Site)에서 하는 것을 원칙으로 하고 있으나 현실적으로 외부로부터 전파의 영향을 전혀 받지 않는 장소를 선정한다는 것은 어렵기 때문에 오픈사이트와 똑같은 성능을 가진 시험장을 실내에 만들어서 여기에서 전자파장해를 측정한다. 이 시험장을 전파암실 또는 전파반무향실이라 칭하는데 오픈사이트와 특성 차이가 3dB이내이면 시험장으로서 만족하는 것으로 하고 있다.

따라서 본 연구에서는 십자돌기형 페라이트 전파흡수체로 이루어진 전파반무향실을 시뮬레이션을 통하여 특성을 평가하고 더욱 좋은 성능의 전파반무향실을 만들 수 있는 방법을 제시하고자 한다.

## 4.1 전파반무향성 이론

### 4.1.1 시험장 이론

#### (1) 송수신 안테나 전계강도

손실이 없고 지향성이 없는 등방성안테나의 방사전력  $P_T$  는 반경  $r$  이 일정한 구표면에서 전계강도가 일정하므로 방사전력과 전계강도는

$$P_T = \frac{\vec{E}^2}{120\pi} 4\pi r^2 \quad [\text{W}] \quad (4.1.1)$$

$$E = \frac{\sqrt{30P_T}}{r} e^{-j\beta r} \quad [\text{V/m}] \quad (4.1.2)$$

로 된다. 여기서 등방성안테나를 기준안테나로 사용하여 절대이득  $G$  를 도입하여 거리  $d$  의 자유공간에서 전계강도  $E$  는

$$E = \frac{\sqrt{30P_T G}}{d} e^{-j\beta d} \quad [\text{V/m}] \quad (4.1.3)$$

이며 여기서  $\beta$  는 위상정수이고  $G$  는 안테나 이득이다. 안테나 전류  $I$ , 안테나 저항  $R_A$  라면 식 (4.1.3)은

$$E = \frac{N\sqrt{30R_A G}}{d} e^{-j\beta d} \quad [\text{V/m}] \quad (4.1.4)$$

이 된다.

또한 수신안테나에서 수신된 전압을  $V_R$ , 안테나인자를  $AF_R$ , 입사전계를  $E$  라고 하면

$$V_R = \frac{E}{AF_R} \quad (4.1.5)$$

로 나타낼 수 있다.

신호발생기의 개회로 전압을  $V$ , 안테나 인자를  $AF_T$  라면 안테나 전류  $I$  는

$$I = \frac{V\pi}{50 AF_T \lambda} \sqrt{\frac{120}{GR_A}} \quad (4.1.6)$$

따라서 식 (4.1.4), (4.1.6)으로부터 전계강도  $E$  는

$$E = \frac{V\pi\sqrt{120 \times 30}}{50 AF_T \lambda} \frac{e^{-j\beta d}}{d} \quad [\text{V/m}] \quad (4.1.7)$$

단,  $\lambda = 300/f_M$  이고  $f_M$  은 MHz로 식 (4.1.7)에 대입하면

$$E = \frac{V\pi f_M}{79,58 AF_T} \frac{e^{-j\beta d}}{d} \quad [\text{V/m}] \quad (4.1.8)$$

로 나타낼 수 있다.



(2) 수직편파에 의한 전계강도 최대치

반사계수  $\Gamma_V = |\Gamma_V| e^{-j\beta d}$  인 수직 다이폴안테나로부터 방사한 전계는 그림 4.1에서와 같이 직접파와 반사파를 합친 것과 같으므로 수직편파의 전계 강도는

$$E_V = \frac{V f_M}{79.58 A F_T} \left( \frac{e^{-j\beta d_1}}{d_1} F(\theta_1) \sin \theta_1 + \frac{|\Gamma_V| e^{-j\beta d_2}}{d_2} F(\theta_2) \sin \theta_2 \right) \quad (4.1.9)$$

로 나타낼 수 있다.[38],[39],[40]. 여기서 식 (4.1.9)의 크기는

$$E_V = \frac{V f_M R^2}{79.58 A F_T} \frac{\sqrt{d_2^6 |\Gamma_V|^2 + 2d_1^3 d_2^3 |\Gamma_V| \cos[\varphi_V - \beta(d_2 - d_1)]}}{d_1^3 d_2^3} \quad (4.1.10)$$

이고, 식 (4.1.10)을 편의상

$$E_{DV} = \frac{\sqrt{49.2 R^2 \sqrt{d_2^6 + d_1^6} |\Gamma_V|^2 + 2d_1^3 d_2^3 |\Gamma_V| \cos[\varphi_V - \beta(d_2 - d_1)]}}{d_1^3 d_2^3} \quad (4.1.11)$$

라고 놓는다. 여기서

$$d_1 = \sqrt{R^2 + (h_1 - h_2)^2}$$

$$d_2 = \sqrt{R^2 + (h_1 + h_2)^2}$$

$$\Gamma_V = \frac{(K - j60\lambda\sigma)\sin\gamma - \sqrt{(K - j60\lambda\sigma - \cos^2\gamma)}}{(K - j60\lambda\sigma)\sin\gamma + \sqrt{(K - j60\lambda\sigma - \cos^2\gamma)}}$$

이고,  $K$  는 상대 유전 상수이고  $\sigma$  는 도전율(s/m)을 나타낸다.  
수신안테나 높이를 1~4m로 변화했을 때 이 범위에서 식 (4.1.11)의 최대치를  $E_{V\max}$  라 하면 식 (4.1.9), (4.1.10)으로부터 수직전계강도의 최대치는 다음과 같이 된다.

$$E_{V\max} = \frac{Vf_M E_{DV\max}}{75.58AF_T\sqrt{49.2}} \quad (4.1.12)$$

이 된다.

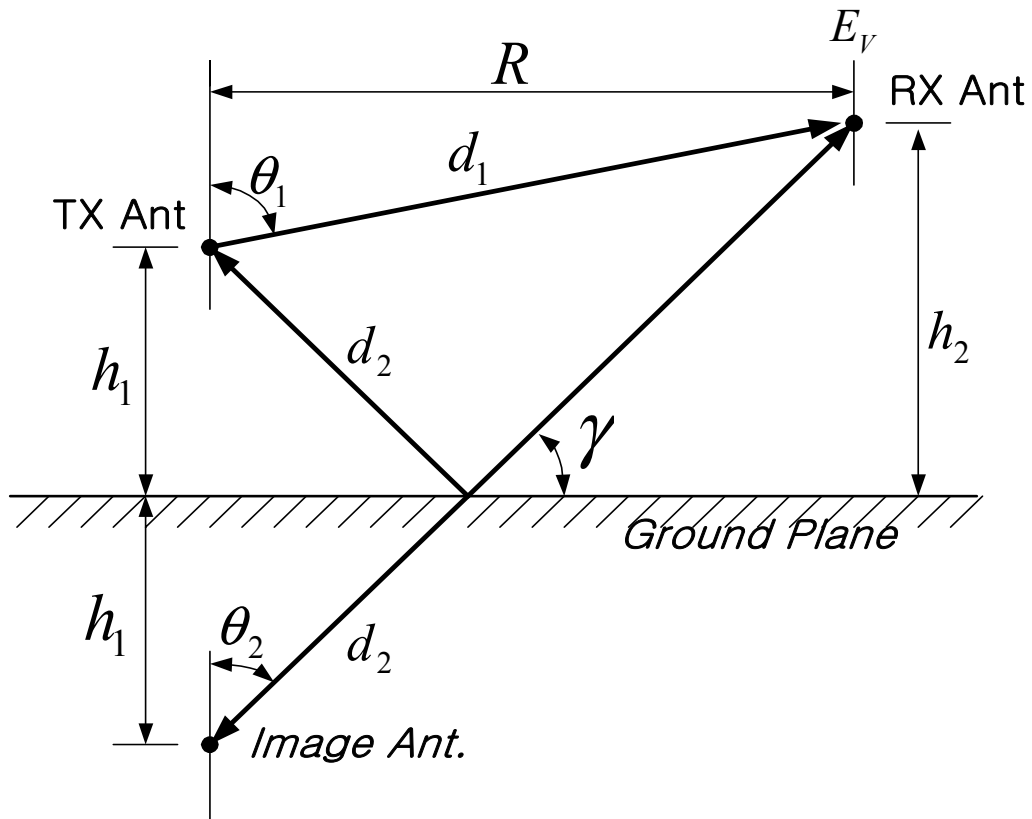


그림 4.1 수직편파의 전파전파

Fig. 4.1 Propagation Geometry for Vertical Polarization.

(3) 수평편파에 의한 전계강도 최대치

반사계수  $\Gamma_H = |\Gamma_H| e^{-j\beta h}$  인 수평 다이폴안테나로부터 방사한 전계는 그림 4.2와 같이

$$E_H = \frac{Vf_M}{79.58AF_T} \left( \frac{e^{-j\beta d_1}}{d_1} + \frac{|\Gamma_H| e^{-j\beta d_2} e^{j\psi h}}{d_2} \right) \quad (4.1.13)$$

로 나타낼 수 있고 식 (4.1.13)의 크기는

$$E_H = \frac{Vf_M}{79.58AF_T} \frac{\sqrt{d_2^2 + d_1^2} |\Gamma_H| + 2d_1 d_2 |\Gamma_H| \cos[\varphi_h - \beta(d_2 - d_1)]}{d_1 d_2} \quad (4.1.14)$$

이고, 식 (4.1.14)를 편의상 다음과 같이 놓는다면

$$E_{DH} = \frac{\sqrt{49.2} \sqrt{d_2^2 + d_1^2} |\Gamma_H|^2 + 2d_1 d_2 |\Gamma_H| \cos[\varphi_h - \beta(d_2 - d_1)]}{d_1 d_2} \quad (4.1.15)$$

로 되어 지표파의 전계강도가 된다.

안테나 높이를 1~4m까지 변화시켰을 때, 이 범위안에서 식 (4.1.15)의 최대치를  $E_{DH \max}$  라 하면 식 (4.1.14), (4.1.15)로부터 수평편파의 전계강도의 최대치는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$E_{H \max} = \frac{Vf_M E_{DH \max}}{75.58AF_T \sqrt{49.2}} \quad (4.1.16)$$

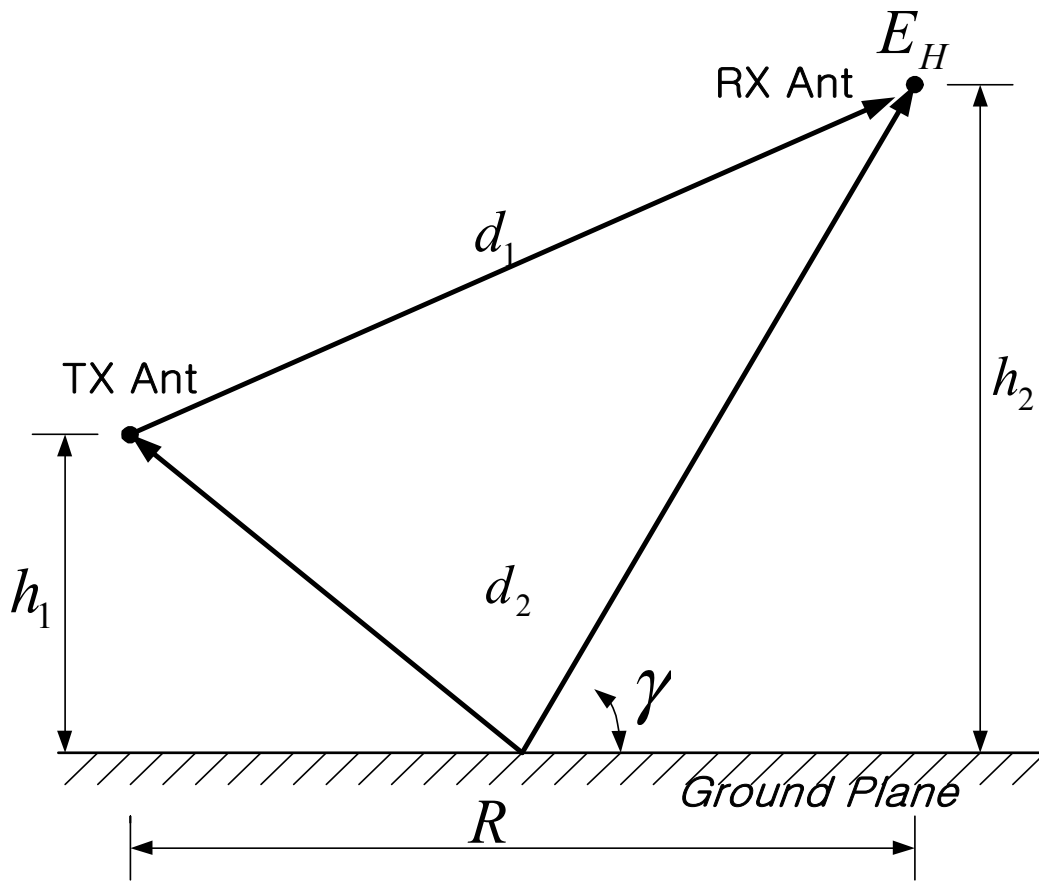


그림 4.2 수평편파의 전파전파

Fig. 4.2 Propagation Geometry for Horizontal Polarization.

(4) 시험장 감쇠량(Site Attenuation)

각종 전자기기로부터 발생하는 방해파의 전파경로를 보면 낮은 주파수 성분은 주로 전원선과 같은 도선을 따라 전파하고, 높은 주파수 성분은 공간으로 직접파로 전파된다. 이러한 방해파를 측정하기 위해서는 Open Site라고 하는 야외 시험장에서 측정하는 것이 국제적 기준으로 되어있다.

그러나 이러한 완벽한 야외 시험장의 구성은 공간적, 전자적으로 실현할 수 없는 이상적인 조건으로 Field Test상 어려움이 많다. 따라서 통상적으로 시험 장비 대신에 신호발생기를 접속한 송신용 다이폴 안테나를 이용하여 전파를 방사하고 수신용 안테나를 이용하여 일정한 범위 내에서 상하로 이동하여 수신했을 때 수신한 최대 수신 전계강도를 측정한다. 이렇게 하여 얻어진 송·수신안테나 사이의 전송손실을 야외시험장의 시험장감쇠량(Site Attenuation)이라 하며, 야외시험장의 적합성 평가 파라미터로 사용한다.

관련 규정에 의하면 시험장 감쇠량 이론치를 구하고 실제로 설치된 야외시험장의 실측치를 비교하여 그 차이가  $\pm 3$  dB이면 야외시험장으로써 사용할 수 있도록 하고 있다[41].

지금 신호발생기에 나타난 전압을  $V_I$ , 수신 안테나의 수신전압을  $V_R$  이라면 시험장감쇠량 A는 다음과 같이 정의된다[42],[43],[44].

$$A = \frac{V_I}{V_R} \quad (4.1.17)$$

그런데 신호발생기의 전압  $V = 2V_I$  이므로

$$A = \frac{V}{2V_R} \quad (4.1.18)$$

식 (4.1.5)를 식 (4.1.18)에 대입하면

$$A = \frac{VAF_R}{2E} \quad (4.1.19)$$

식 (4.1.16)을 식 (4.1.18)에 대입하면

$$A = \frac{79.53AF_R AF_T \sqrt{49.2}}{f_M E_{D \max}} \quad (4.1.20)$$

로 되고 식 (4.1.20)을 dB로 바꾸면

$$A [dB] = -20 \log f_M + 48.92 + AF_R [dB/m] + AF_T [dB/m] - E_{D \max} [dB \cdot \mu \cdot v/m] \quad (4.1.21)$$

한편 전파반무향실에서 2회 반사파까지만을 고려했을 때 반사파의 반사 Patten을 15가지로 구분하여 구한 반사파의 경로장을 각각

$d_1, d_2, d_3 \dots d_{15}$ 라 하면, 이들 반사파에 의한 전계강도  $E_{VC}$ 는

$$E_{VC} = \frac{|\gamma_V| e^{-j\beta d_1} e^{-j\phi_V}}{d_1} + \frac{|\gamma_V| e^{-j\beta d_2} e^{-j\phi_V}}{d_2} + \dots + \frac{|\gamma_V| e^{-j\beta d_{15}} e^{-j\phi_V}}{d_{15}} \quad (4.1.22)$$

로 나타낼 수 있다.

전파반무향실에서의 전계강도는 직접파와 반사파를 합이므로 식 (4.1.9) (4.1.22)로부터 크기를 구하면

$$CE_{VC} = \sqrt{49.2} \times |E_V + E_{VC}| \quad (4.1.23)$$

가 되고, 식 (4.1.23)의 최대치  $CE_{VC \max}$  는 식 (4.1.16)으로부터

$$CE_{VC \max} = \frac{Vf_M CE_{VC \max}}{79.58 AF_T \sqrt{49.2}} \quad (4.1.24)$$

식 (4.1.19)(4.1.24)로부터

$$A = \frac{VAF_R 79.58 AF_T \sqrt{49.2}}{2 Vf_M CE_{VC \max}} \quad (4.1.25)$$

식 (4.1.25)를 dB로 바꾸면

$$A[dB] = -20 \log f_M + 48.92 + AF_R[dB/m] + AF_T[dB/m] - CE_{VC \max} \quad (4.1.26)$$

이며, 수평편파의 경우도 같은 방법으로 해서

$$A[dB] = -20 \log f_M + 48.92 + AF_R[dB/m] + AF_T[dB/m] - CE_{HC \max} \quad (4.1.27)$$

로 나타낼 수 있다.



따라서 수직편파와 수평편파의 경우 각각 식 (4.1.26), (4.1.27)로부터 Site Attenuation을 구할 수 있다[45],[46].

#### 4.1.2 상호결합(Mutual Coupling)

##### (1) 입력임피던스(Input Impedance)

길이가  $l$  인 다이폴 안테나의 입력임피던스는

$$ZL = K_a \frac{(K_a - M) \cos \beta l + j(Z_a + j\omega C_t K_a^2 - jN) \sin \beta l}{(Z_a + j\omega C_t K_a^2 + jN) \cos \beta l + j(K_a + M) \sin \beta l} \quad (4.1.28)$$

과 같다[47],[48].

여기서

$$K_a = 120 \left( \log \frac{2l}{a} - 1 \right)$$

$a$  : 안테나 끝 부분의 반경

$$M(\beta l) = \beta \int_0^l [K_a - K(z, \rho)] \sin 2\beta z dz$$

$$N(\beta l) = \beta \int_0^l [K_a - K(z, \rho)] \cos 2\beta z dz$$

$$R_a(\beta l) = 60 \text{Cin} 2\beta l + 30(2 \text{Cin} 2\beta l - \text{Cin} 4\beta l) \cos \beta l + 30(\text{Si} 4\beta l - 2 \text{Si} 2\beta l) \sin 2\beta l$$

$$X_a(\beta l) = 60 \text{Si} 2\beta l - 30(\text{Cin} 4\beta l - \log 4) \sin 2\beta l - 30 \text{Si} 4\beta l \cos 2\beta l$$

$C_t$  : Capacitance

$C_t$

(2) 상호결합(Mutual Impedance)

접근해 있는 두 안테나는 상호간 전자장의 영향에 의하여 상호결합이 일어나는데, 특히 주파수가 낮을 경우 그 영향이 크기 때문에 시험장 감쇠량에는 이것을 고려해야 한다. 그림 4.3에서와 같이 두 개의 안테나가 평행할 경우 두 안테나의 상호결합임피던스는

$$-\frac{V_{21}}{I_1} = Z_{21} = Z_{12} = -\frac{V_{12}}{I_2} \quad (4.1.29)$$

로 나타낼 수 있어 상호임피던스를 계산하기 위해서는  $V_{21}$  과  $I_1$  이 필요하다. 두 안테나의 반파장 길이가  $l_1, l_2$  이고 거리가  $d$  만큼 평행하게 떨어져 있는 경우에서 안테나 1의 전류  $I_1$  에 의하여 유도된 안테나 2의 개방전압  $V_{21}$  은 가역정리에 의해서

$$V_{21} = \int \frac{1}{I_2} \left( \int_h^{l_2+h} E_{z1} I_2(z) dz + \int_{l_2+h}^{2l_2+h} E_{z1} I_2(z) dz \right) dz \quad (4.1.30)$$

로 나타낼 수 있다. 안테나의 전류분포는

$$I_z = I_2 \sin \beta z dz \quad (4.1.31)$$

와 같고, 안테나 1의 전류  $I_1$  에 의하여 안테나 2에 유도된 전장  $E_{z1}$  은 다음과 같다.

$$E_{z1} = 30 I_1 \left[ \frac{-je^{-j\beta r_1}}{r_1} + \frac{-je^{-j\beta r_2}}{r_2} + 2j \cos \beta l_1 \frac{e^{-j\beta r_0}}{r_0} \right] \quad (4.1.32)$$

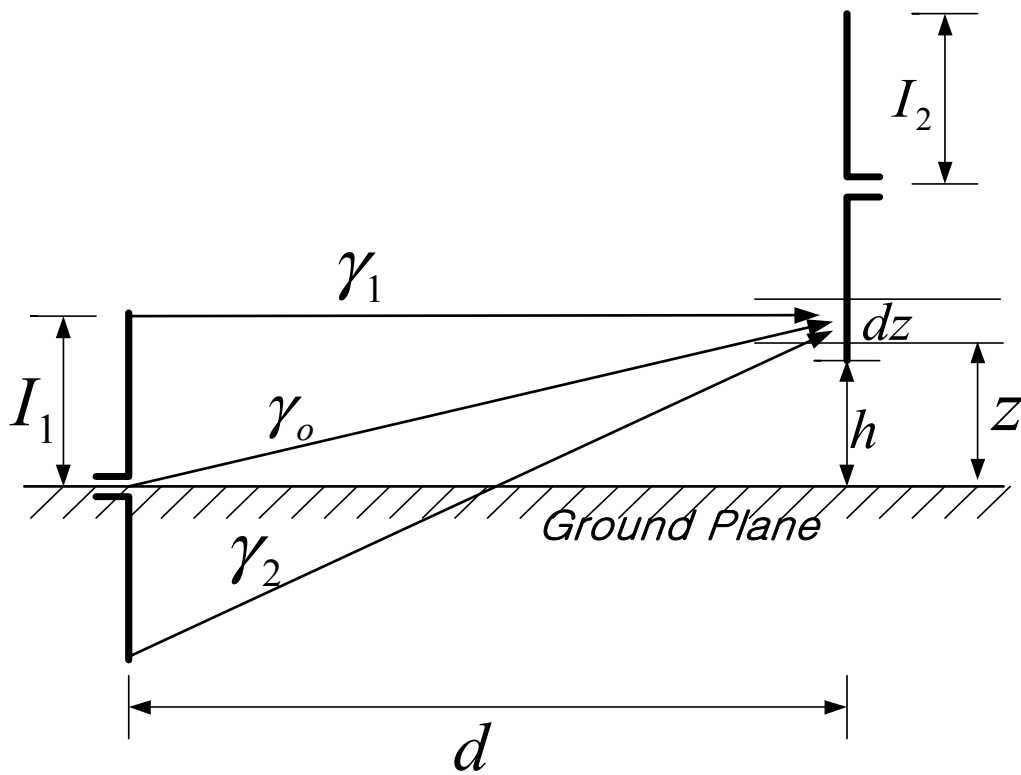


그림 4.3 두 안테나의 상호결합  
 Fig. 4.3 Mutual Coupling at Two Parallel antennas.

식 (4.1.30), (4.1.31), (4.1.32)를 식 (4.1.29)에 대입하여 정리하면

$$Z_{12} = -30 \left[ \left\{ \int_h^{l_2+h} \sin \beta(z-h) + \int_{l_2+h}^{2l_2+h} \sin \beta(2l_2+h-z) \right\} \right. \\ \left. \left( \frac{-je^{-j\beta r_1}}{r_1} + \frac{-je^{-j\beta r_2}}{r_2} + \frac{2j \cos \beta l_1 + e^{-j\beta r}}{r_0} \right) dz \right] \quad (4.1.33)$$

과 같고 여기서

$$r_o = \sqrt{d^2 + z^2} \\ r_1 = \sqrt{d^2 + (l_1 - z)^2} \\ r_2 = \sqrt{d^2 + (l_1 + z)^2}$$

가역정리에 의하여

$$Z_{21} = R_{21} + jX_{21} = Z_{12} = R_{12} + jX_{12} \quad (4.1.34)$$

이고,  $R_{12}$  와  $X_{12}$  는 다음 식으로 나타낼 수 있다.

$$R_{12} = 15 \{ \cos \beta(l_1 - h)(C_i(u_0) + C_i(v_0) - C_i(u_1) - C_i(v_1)) \\ + \sin \beta(l_1 - h)(-S_i(u_0) + S_i(v_0) + S_i(u_1) - S_i(v_1)) \\ + \cos \beta(l_1 + h)(C_i(u_0') + C_i(v_0') - C_i(u_2) - C_i(v_2)) \\ + \sin \beta(l_1 + h)(-S_i(u_0') + S_i(v_0') + S_i(u_2) - S_i(v_2)) \}$$

$$\begin{aligned}
& + \cos \beta(l_1 - 2l_2 - h)(-C_i(u_1) - C_i(v_1) + C_i(u_3) + C_i(v_3)) \\
& + \sin \beta(l_1 - 2l_2 - h)(S_i(u_1) - S_i(v_1) - S_i(u_3) + S_i(v_3)) \\
& + \cos \beta(l_1 + 2l_2 + h)(-C_i(u_2) - C_i(v_2) + C_i(u_4) + C_i(v_4)) \\
& + \sin \beta(l_1 + 2l_2 + h)(S_i(u_2) - S_i(v_2) - S_i(u_4) + S_i(v_4)) \\
& + 2 \cos \beta l_1 \cos \beta h(-C_i(w_1) - C_i(y_1) + C_i(w_2) + C_i(y_2)) \\
& + 2 \cos \beta l_1 \sin \beta h(S_i(w_1) - S_i(y_1) - S_i(w_2) + S_i(y_2)) \\
& + 2 \cos \beta l_1 \cos \beta(2l_2 + h)(C_i(w_2) + C_i(y_2) - C_i(w_3) - C_i(y_3)) \\
& + 2 \cos \beta l_1 \sin \beta(2l_2 + h)(-S_i(w_2) + S_i(y_2) + S_i(w_3) - S_i(y_3))
\end{aligned} \tag{4.1.35}$$

$$\begin{aligned}
X_{12} = & 15\{ \cos \beta(l_1 - h)(S_i(u_0) - S_i(v_0) + S_i(u_1) + S_i(v_1)) \\
& + \sin \beta(l_1 - h)(-C_i(u_0) + C_i(v_0) + C_i(u_1) - C_i(v_1)) \\
& + \cos \beta(l_1 + h)(-S_i(u_0') - S_i(v_0') + S_i(u_2) + S_i(v_2)) \\
& + \sin \beta(l_1 + h)(-C_i(u_0') + C_i(v_0') + C_i(u_2) - C_i(v_2)) \\
& + \cos \beta(l_1 - 2l_2 - h)(S_i(u_1) + S_i(v_1) - S_i(u_3) - S_i(v_3)) \\
& + \sin \beta(l_1 - 2l_2 - h)(C_i(u_1) - C_i(v_1) - C_i(u_3) + C_i(v_3)) \\
& + \cos \beta(l_1 + 2l_2 + h)(S_i(u_2) + S_i(v_2) - S_i(u_4) - S_i(v_4)) \\
& + \sin \beta(l_1 + 2l_2 + h)(C_i(u_2) - C_i(v_2) - C_i(u_4) + C_i(v_4)) \\
& + 2 \cos \beta l_1 \cos \beta h(S_i(w_1) + S_i(y_1) - S_i(w_2) - S_i(y_2)) \\
& + 2 \cos \beta l_1 \sin \beta h(C_i(w_1) - C_i(y_1) - C_i(w_2) + C_i(y_2)) \\
& + 2 \cos \beta l_1 \cos \beta(2l_2 + h)(-S_i(w_2) - S_i(y_2) + S_i(w_3) + S_i(y_3)) \\
& + 2 \cos \beta l_1 \sin \beta(2l_2 + h)(-C_i(w_2) + C_i(y_2) + C_i(w_3) - C_i(y_3))
\end{aligned} \tag{4.1.36}$$

여기서

$$u_o = \beta(\sqrt{d^2 + (h - l_1)^2} + (h - l_1))$$

$$v_o = \beta(\sqrt{d^2 + (h - l_1)^2} - (h - l_1))$$

$$u_o' = \beta(\sqrt{d^2 + (h + l_1)^2} - (h + l_1))$$

$$v_o' = \beta(\sqrt{d^2 + (h + l_1)^2} + (h + l_1))$$

$$u_1 = \beta(\sqrt{d^2 + (h - l_1 + l_2)^2} + (h - l_1 + l_2))$$

$$v_1 = \beta(\sqrt{d^2 + (h - l_1 + l_2)^2} - (h - l_1 + l_2))$$

$$u_2 = \beta(\sqrt{d^2 + (h + l_1 + l_2)^2} - (h + l_1 + l_2))$$

$$v_2 = \beta(\sqrt{d^2 + (h + l_1 + l_2)^2} + (h + l_1 + l_2))$$

$$u_3 = \beta(\sqrt{d^2 + (h - l_1 + l_2)^2} + (h - l_1 + l_2))$$

$$v_3 = \beta(\sqrt{d^2 + (h - l_1 + l_2)^2} - (h - l_1 + l_2))$$

$$u_4 = \beta(\sqrt{d^2 + (h + l_1 + l_2)^2} - (h + l_1 + l_2))$$

$$v_4 = \beta(\sqrt{d^2 + (h + l_1 + l_2)^2} + (h + l_1 + l_2))$$

$$w_1 = \beta(\sqrt{d^2 + h^2} - h)$$

$$y_1 = \beta(\sqrt{d^2 + h^2} + h)$$

$$w_2 = \beta(\sqrt{d^2 + (h + l_2)^2} - (h + l_2))$$

$$y_2 = \beta(\sqrt{d^2 + (h + l_2)^2} + (h + l_2))$$

$$w_3 = \beta(\sqrt{d^2 + (h + 2l_2)^2} - (h + 2l_2))$$

$$y_3 = \beta(\sqrt{d^2 + (h + 2l_2)^2} + (h + 2l_2))$$

자체임피던스  $Z_s = R_s + jX_s$  이고, 상호임피던스  $Z_m = R_m + jX_m$  인 다이폴 안테나의 안테나 인자는

$$AF = \frac{50 + Z_s + Z_m}{50h} \quad (4.1.37)$$

으로 나타낼 수 있고 고립된 안테나 인자는

$$AF_o = \frac{50 + Z_s}{50h} \quad (4.1.38)$$

$$\Delta AF = \frac{AF}{AF_o} = \frac{50 + Z_s + Z_m}{50 + Z_s} \quad (4.1.39)$$

이다. 이것을 dB로 바꾸면

$$\Delta AF(dB) = 10 \log \left[ \frac{(50 + R_s + R_m)^2 (X_s + X_m)^2}{(50 + R_s)^2 + X_s^2} \right] \quad (4.1.40)$$

따라서 식 (4.1.40)에 의하여 안테나 인자를 수정할 수 있다.

### 4.1.3 하이트 패턴(Height Pattern)

전파암실에서 송신안테나의 높이를 고정하고 수신안테나의 높이를 1~4 m 사이의 범위에서 이동하였을 때 수신안테나는 송신안테나로부터의 직접파와 벽면으로부터의 반사파가 합성되어 수신된다.

이렇게 송신안테나 높이를 일정하게 고정하고 수신안테나의 높이를 1~4 m의 범위에서 변화를 주었을 때 수신안테나 높이에 따른 패턴을 하이트 패턴(Height pattern)이라 한다.

송·수신안테나 사이의 거리를 3 m에 두고 수평편파이고 주파수가 200 MHz와 500 MHz일 때 오픈사이트와 전파암실에서의 하이트 패턴을 그림 4.4에 나타내었다. 그림 4.4(a)에서 주파수가 200 MHz 일 때 오픈 사이트와 전파암실의 하이트 패턴의 차이가 가장 크게 나타난 수신안테나의 높이는 1.4 m로 오픈 사이트의 감쇠량이 33.3 dB 전파암실의 감쇠량이 29.4 dB로 그 차이는 3.9 dB이었고, 차이가 가장 작게 나타난 수신안테나의 높이는 3.1 m 로 오픈 사이트의 감쇠량은 25.4 dB 전파암실의 감쇠량은 25.4 dB로 차이가 없이 일치하였다. 또 그림 4.4.(b)에서 500 MHz일 때 오픈 사이트와 전파암실과의 하이트 패턴의 차이가 가장 크게 나타난 수신안테나의 높이는 1.1 m로 하이트 패턴은 각각 41.96 dB와 35.48 dB로 그 차이는 6.49 dB이었고, 하이트 패턴의 차이가 가장 작은 수신안테나의 높이는 3.05 m로 오픈 사이트의 하이트 패턴은 28.39 dB, 전파암실의 하이트 패턴은 28.5 dB로 그 차이는 0.11 dB이었다.

또 수직편파일 때의 하이트 패턴을 그림 4.5에 나타내었다.

그림 4.5(a)에서 주파수가 200 MHz일 때 오픈 사이트와 전파암실의 하이트 패턴의 차이가 가장 크게 나타난 수신안테나의 높이는 3.9 m로 이 높이에서는 오픈 사이트의 감쇠량은 29.46 dB이었고 전파암실의 감쇠량은 25.78 dB로 그 차이는 3.68 dB이었으며, 하이트 패턴의 차이가 가장 작게 나타난 수신안테나의 높이는 2.70 m로 오픈 사이트와 전파 암실에서 감쇠량은 각각 23.57 dB와 23.61 dB로



그 차이는 0.04 dB에 불과하였다. 또 그림 4.5(b)에서 500 MHz일 경우 수신안테나의 높이가 3.8 m일 때 오픈 사이트의 감쇄량은 37.0 dB이었다. 전파암실의 감쇄량은 43.61 dB로 그 차이는 6.61 dB로 하이트 패턴의 차이가 가장 컸으며, 수신안테나 높이가 2.30 m일 때 오픈 사이트의 하이트 패턴은 31.27 dB, 전파암실의 하이트 패턴은 31.24 dB로 그 차이는 0.03 dB에 불과했다.

그림 4.4와 그림 4.5에서 수신안테나의 높이에 따른 하이트 패턴의 변화하는 모양은 오픈 사이트일 경우 그 변화하는 모양이 완만한 곡선을 이루고 있는데 비하여, 전파암실의 경우 부분적으로 찌그러지고 예리하게 변하고 있다. 이와 같이 오픈 사이트의 경우 주위가 개방되어 반사파의 영향을 받지 않으나 전파암실의 경우 벽면과 천장으로부터의 반사파가 완전히 흡수되지 못하여 그 영향을 받고 있기 때문이다.

한편 전파암실에서 안테나 높이를 변화시키면서 주파수별로 수평·수직편파일 경우의 이론적인 하이트 패턴을 구하여 그림 4.6에 나타내었다. 그림 4.6에서와 같이 이론적인 하이트 패턴을 알고 있으면 전계강도 측정시 오차를 방지할 수 있을 것으로 사료된다.

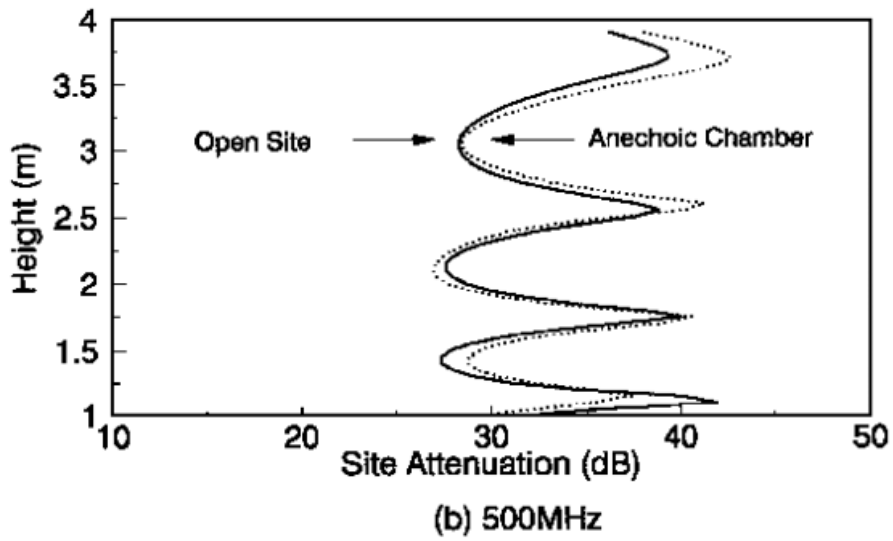
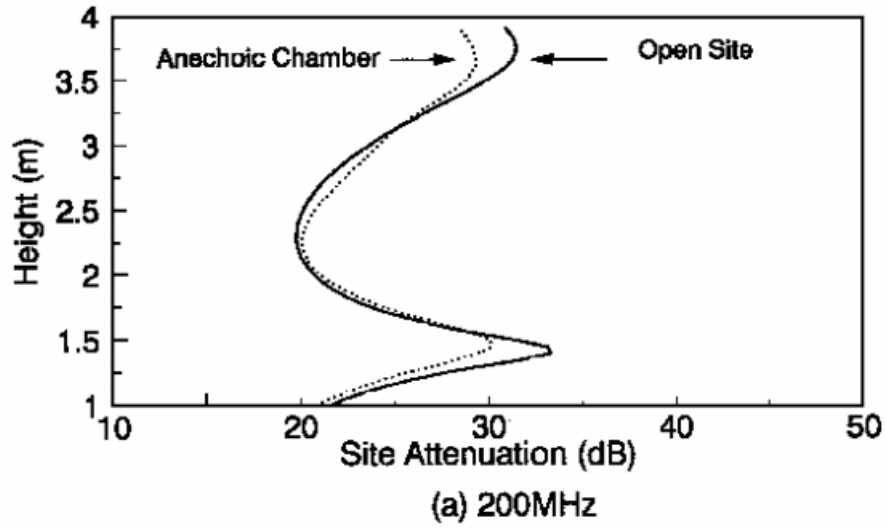
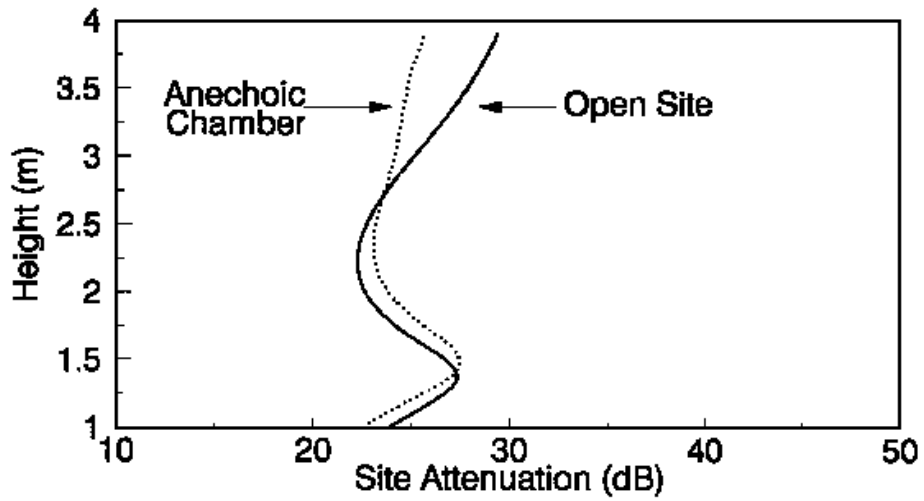
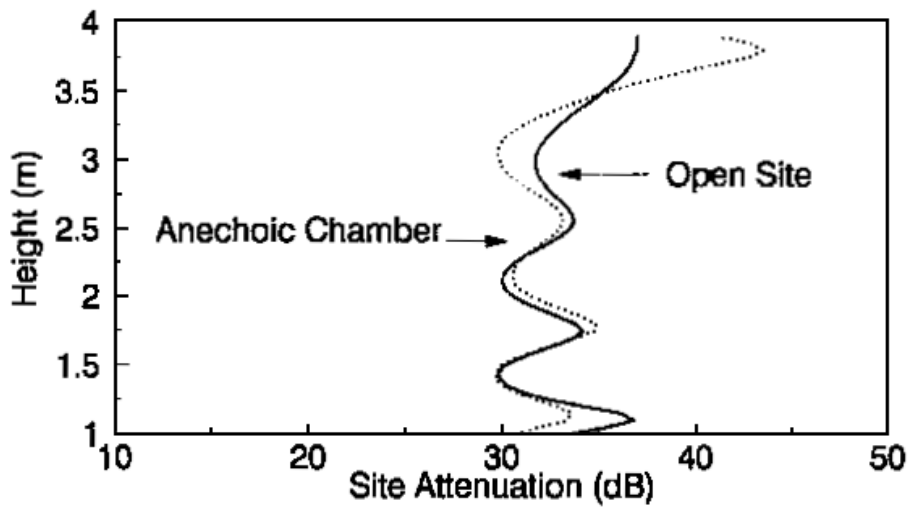


그림 4.4 수평편파에 대한 하이트패턴  
 Fig. 4.4 Height Pattern for Horizontal Polarization.



(a) 200MHz



(b) 500MHz

그림 4.5 수직편파에 대한 하이트패턴  
 Fig. 4.5 Height Pattern for Vertical Polarization.

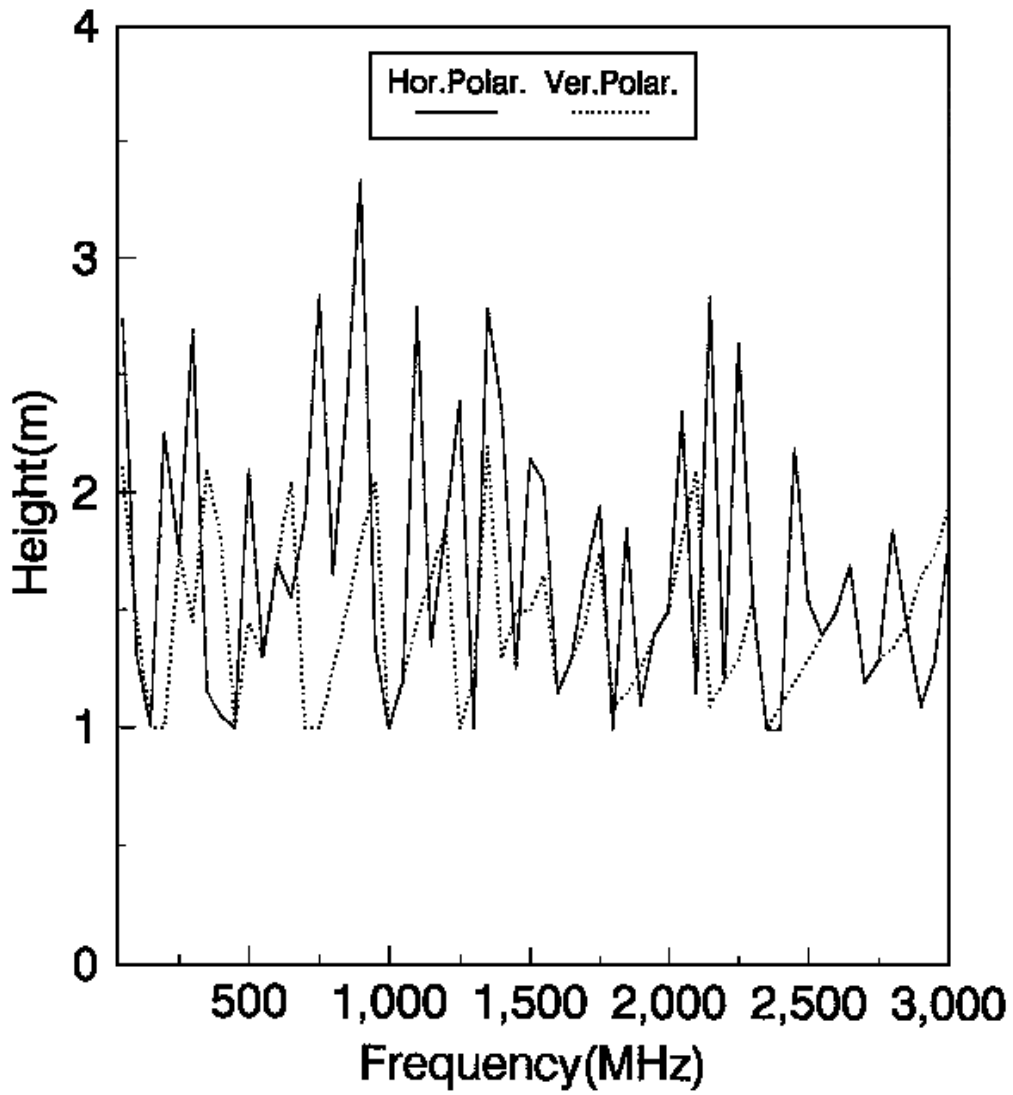


그림 4.6 주파수에 따른 최대 수신점의 하이트패턴  
 Fig. 4.6 Height of Maximum Receiving Point  
 According to Frequencies.

## 4.2 타일형 및 그리드형 페라이트 전파흡수체의 전파반무향실 특성

### 4.2.1 타일형 및 그리드형 페라이트 전파흡수체의 입사(入射)특성

전자파가 전파흡수체에 사입사(斜入射)할 경우의 특성을 전파흡수체의 종류와 전파의 모드 별로 구분하여 그리드형에서 TM 모드 경우를 그림 4.7에, TE 모드 경우는 그림 4.8에 나타내었고, 타일형에서 TM 모드 경우는 그림 4.9에, TE 모드 경우 그림 4.10에 나타내었다.

그리드형 페라이트 전파흡수체에 있어 그림 4.7에서 주파수가 높아짐에 따라 반사 감쇠량이 최대가 되는 주파수가 570 MHz이었으며, 570 MHz를 정점으로 주파수가 높아짐에 따라 반사 감쇠량도 작아지기 시작하였다. TE 모드 경우를 나타낸 그림 4.8에서 주파수가 같을 경우 입사각이 작을수록 반사 감쇠량이 큰 것으로 나타났다.

타일형 페라이트 전파흡수체에서 TM 모드 경우 그림 4.9에서 입사각도가 20도에서 입사할 경우 반사 감쇠량이 가장 컸으며, 반사감쇠량의 변화가 그리드형의 TM 모드와 비슷한 경향을 나타내었다. 또한 타일형의 TE 모드 경우를 나타낸 그림 4.10에서 입사각도가 작을수록 반사 감쇠량은 크게 나타났으며, 주파수가 높을수록 반사 감쇠량은 작아져서 그리드형의 TE 모드와 비슷한 경향을 나타내었다.

따라서 전파가 전파흡수체에 비스듬하게 입사할 경우 30 MHz부터 1000 MHz 까지 전주파수의 범위에 걸쳐서 반사 감쇠량이 변화하는 모양은 전파흡수체의 종류가 달라도 전파 mode가 같을 경우 반사 감쇠량의 변화하는 모양도 서로 비슷함을 알 수 있다[49],[50].

## 4.2.2 시험장 감쇠량

### (1) 타일형 및 그리드형 페라이트 전파흡수체의 수평편파 특성

전파반무향실에 타일형과 그리드형의 전파흡수체를 사용했을 경우의 시험장감쇠량과 오픈사이트에 있어서 시험장감쇠량을 계산 시뮬레이션을 결과를 각각 그림 4.11과 그림 4.12에 나타내었다.

그림 4.11에서 30 MHz에서부터 100 MHz까지 오픈사이트와 타일형 전파반무향실에 있어서 감쇠량 차이의 평균치는 0.96 dB로 30 MHz부터 1000 MHz까지 감쇠량 차이의 평균치 1.76 dB의 약 절반 정도로 그 차이가 작게 나타났다. 또 30 MHz부터 700 MHz까지 100 MHz 오픈사이트와 전파반무향실에서 시험장감쇠량의 차이는 모두  $\pm 3$  dB 이내의 범위이었으나 765 MHz부터 그 차이가  $\pm 3$  dB의 범위를 벗어나기 시작하였다.

한편 그리드형의 경우를 나타낸 그림 4.12에서 30 MHz부터 100 MHz까지 이들 차이의 평균치는 1.54 dB로 30 MHz부터 1000 MHz까지 전체 평균치인 1.23 dB보다 0.31 dB 높게 나타났다. 30 MHz부터 1000 MHz까지 전 주파수의 범위에 걸쳐서 오픈사이트와 전파반무향실에서 시험장감쇠량의 차이는 모두  $\pm 3$  dB이내의 범위에 있었다. 또 100 MHz이하의 낮은 주파수에서는 타일형의 전파흡수체를 사용하여 만든 전파반무향실에서 전파가 오픈사이트에 있어서 전파에 가까웠으나 그 사용 상한 주파수의 범위는 대략 760 MHz 정도이었다.

이와 같이 타일형의 경우 사용 가능 상한 주파수 대역이 그리드형에 비하여 좁은 것은 전파흡수체로서 성능을 발휘할 수 있는 -20 dB의 반사감쇠량을 가지는 상한 주파수가 370 MHz로 그리드형에 비하여 좁기 때문이다.

따라서 100 MHz 이하의 낮은 주파수에서는 그리드형의 전파흡수체보다 타일형의 전파흡수체가 성능이 좋았으나 그 사용 상한 주파수의 범위는 대략 760 MHz 정도이었고, 그 이상의 주파수에서는 그리드형의 전파흡수체를 사용해야 함을 알 수 있다.

## (2) 타일형 및 그리드형 페라이트 전파흡수체의 수직편파 특성

수직편파를 사용할 때의 특성 그래프를 위와 같은 방식으로 타일형은 그림 4.13에 그리드형은 그림 4.14에 나타내었다.

그림 4.13에서 주파수가 30 MHz에서부터 100 MHz까지 전파반무향실과 오픈사이트에서 시험장감쇠량의 차이의 평균치는 1.07 dB로, 30 MHz부터 1000 MHz까지 오픈사이트와 전파반무향실에서 시험장감쇠량 차이의 평균치 2.25 dB보다 1.18 dB 작게 나타났다.

그러나 같은 주파수의 범위에서 그리드형을 사용했을 경우 그 차이의 평균치는 1.35 dB로 100 MHz 이하의 낮은 주파수에서는 타일형을 사용하는 것이 오픈사이트에 있어서의 시험장감쇠량에 가깝다는 것을 알 수 있다. 또 100 MHz부터 500 MHz까지 오픈사이트와 전파반무향실에서 시험장감쇠량의 차이가 모두  $\pm 3$  dB 이내의 범위에 있었으나, 510 MHz부터 그 차이가  $\pm 3$  dB를 벗어나고 있어서 타일형의 경우 사용할 수 있는 주파수의 범위는 대략 500 MHz 정도 이었다.

그리드형의 경우를 나타낸 그림 4.14에서 30 MHz부터 1000 MHz까지 오픈사이트에 있어서 시험장감쇠량과 전파반무향실에서 감쇠량과의 차이는 모두  $\pm 3$  dB 이내의 범위에 있었다. 한편, 전 주파수의 범위에 걸쳐서 전파반무향실과 오픈사이트에 있어서 감쇠량의 차이는 평균 1.48 dB이었으나, 830 MHz부터 1000 MHz사이에 있어서 감쇠량 차이의 평균치는 2.29 dB로 전체 평균치보다도 0.8 dB 높았다. 따라서 전파반무향실에서 타일형의 사용주파수의 대역폭은 500 MHz정도이며, 이상의 높은 주파수에서는 그리드형을 사용해야 하며, 그리드형의 경우 1000 MHz까지 사용은 가능하나, 더욱 좋은 성능의 전파반무향실을 만들려면 800 MHz 이상의 높은 주파수에서는 광대역형 전파흡수체를 사용해야 함을 알 수 있다.

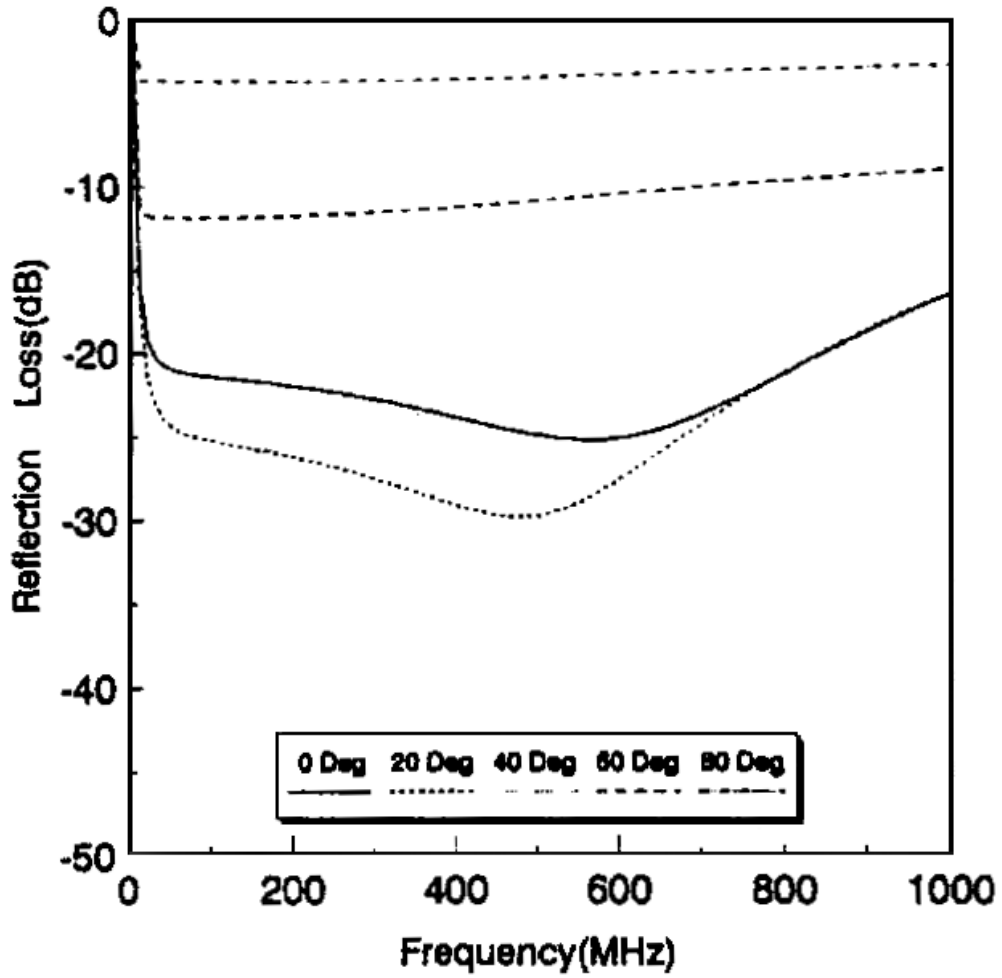


그림 4.7 그리드형 페라이트의 TM모드 특성

Fig. 4.7 Reflectivity Characteristics by TM Mode for Ferrite Grid.



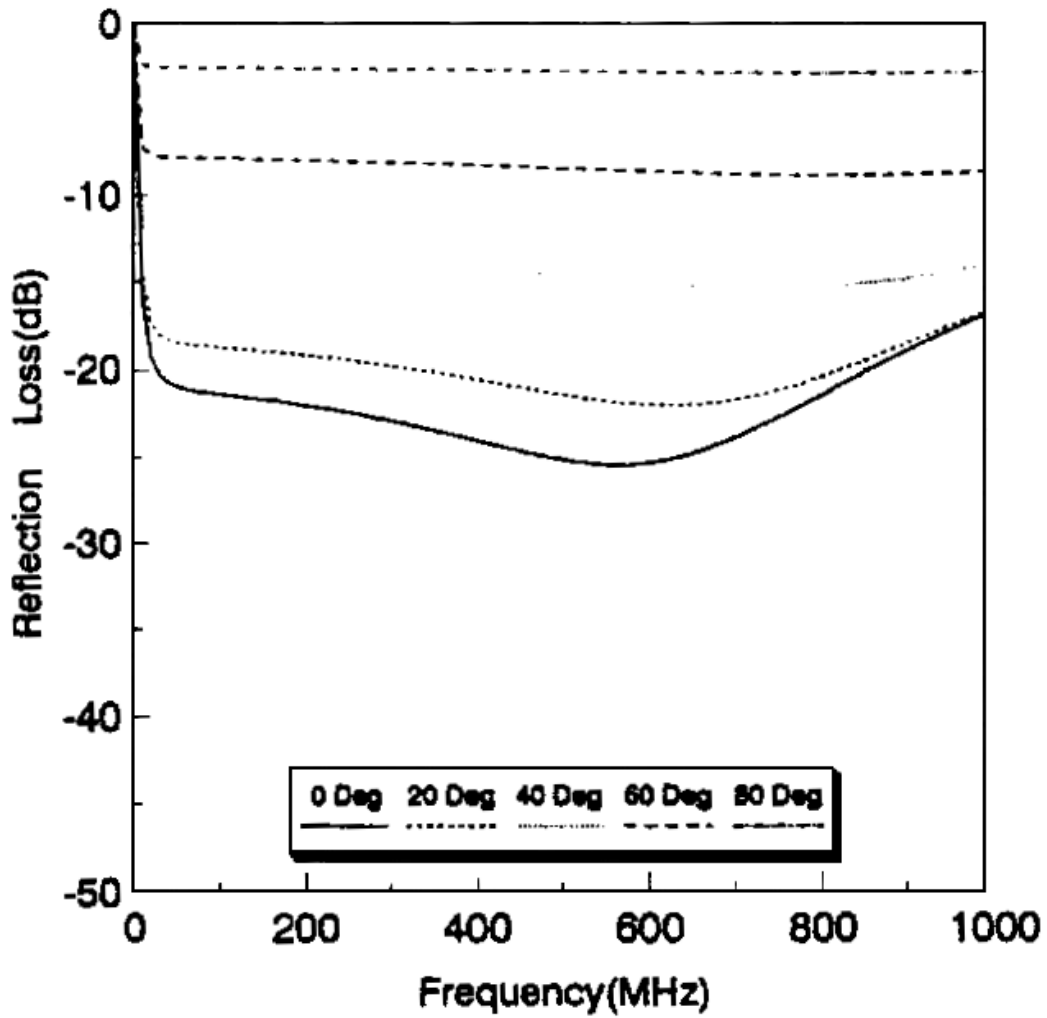


그림 4.8 그리드형 페라이트 TE모드 특성

Fig. 4.8 Reflectivity Characteristics by TE Mode for Ferrite Grid.

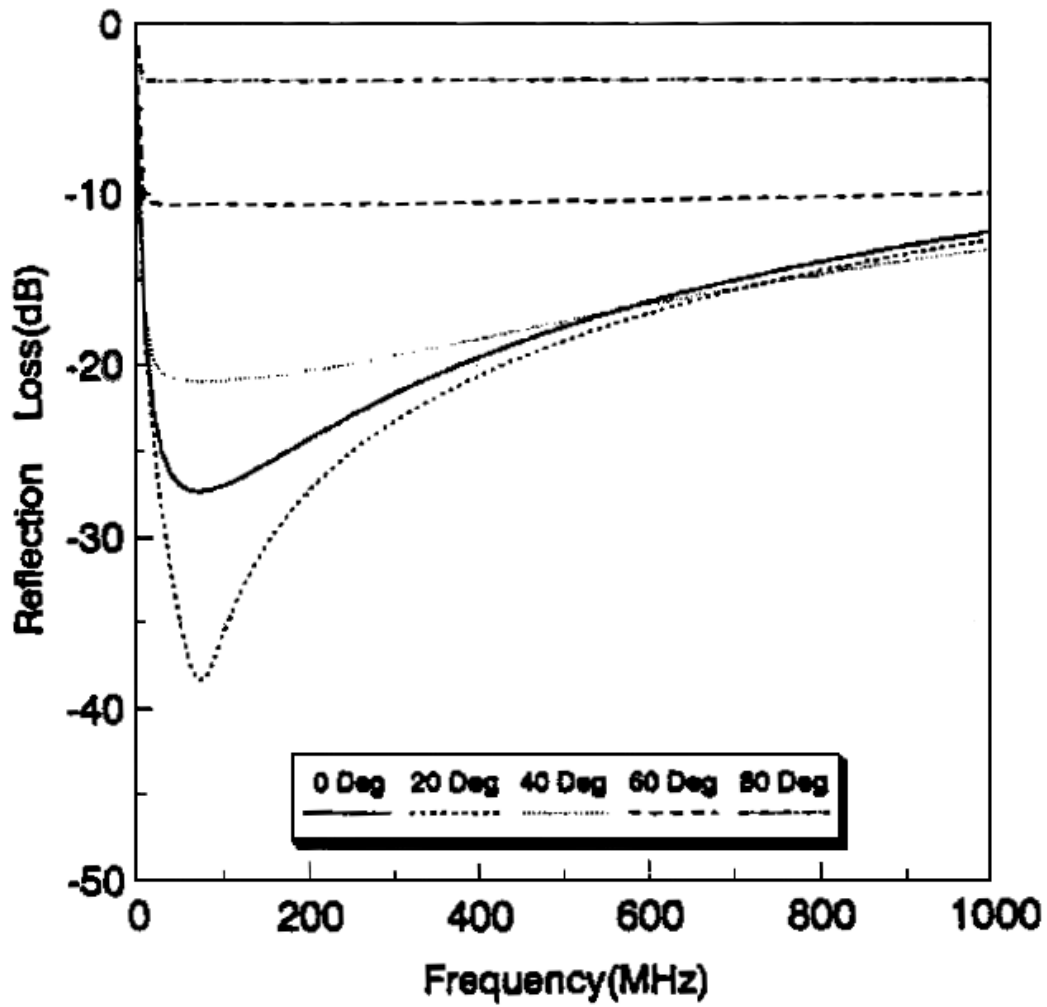


그림 4.9 타일형 페라이트 TM모드 특성

Fig. 4.9 Reflectivity Characteristics by TM Mode for Ferrite Tile.

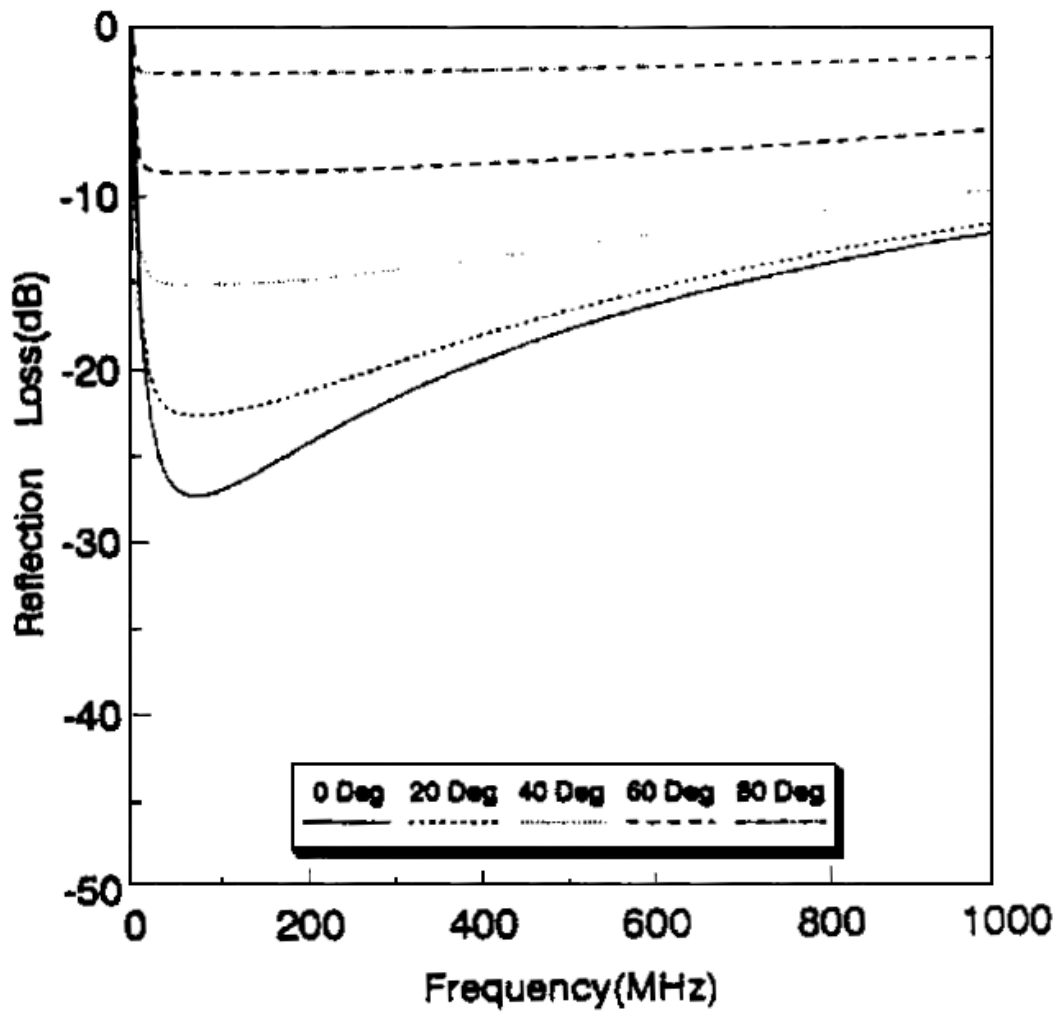


그림 4.10 타일형 페라이트 TE모드 특성

Fig. 4.10 Reflectivity Characteristics by TE Mode for Ferrite Tile.

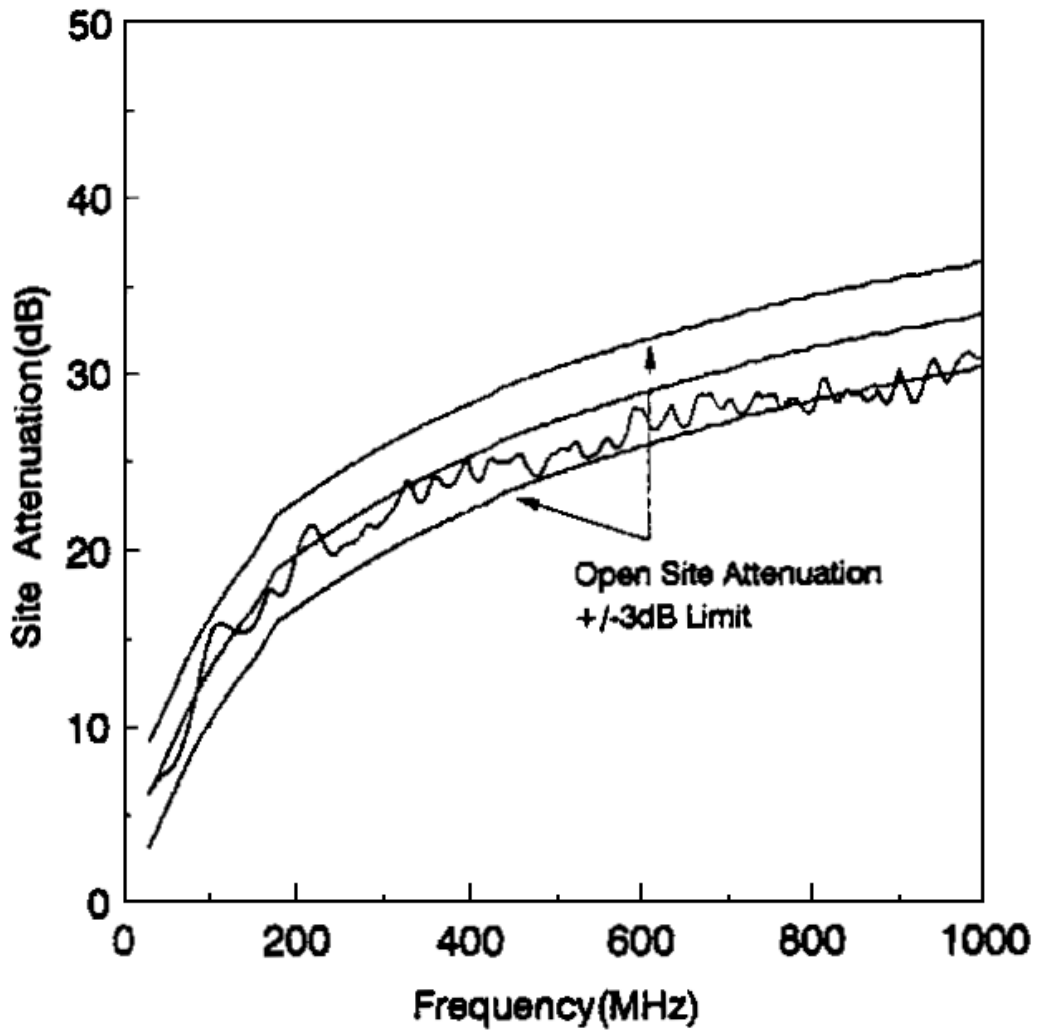


그림 4.11 타일형의 전파반무향실 수평편파의 시험감쇠량

Fig. 4.11 Horizontal Site Attenuation for Semi-Anechoic Chamber with Ferrite Tile.

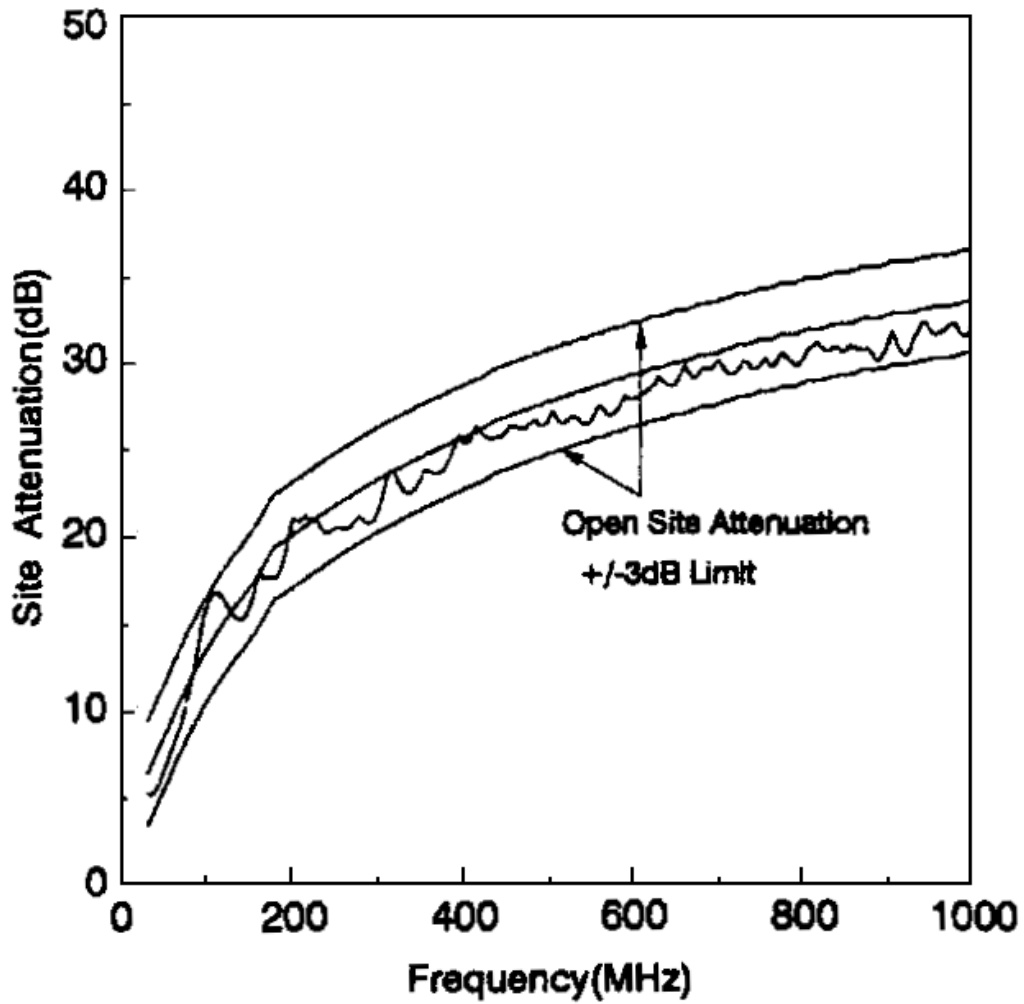


그림 4.12 그리드형 페라이트의 전파반무향실 수평편파 시험감쇠량  
 Fig. 4.12 Horizontal Site Attenuation for Semi-Anechoic Chamber with Ferrite Grid.

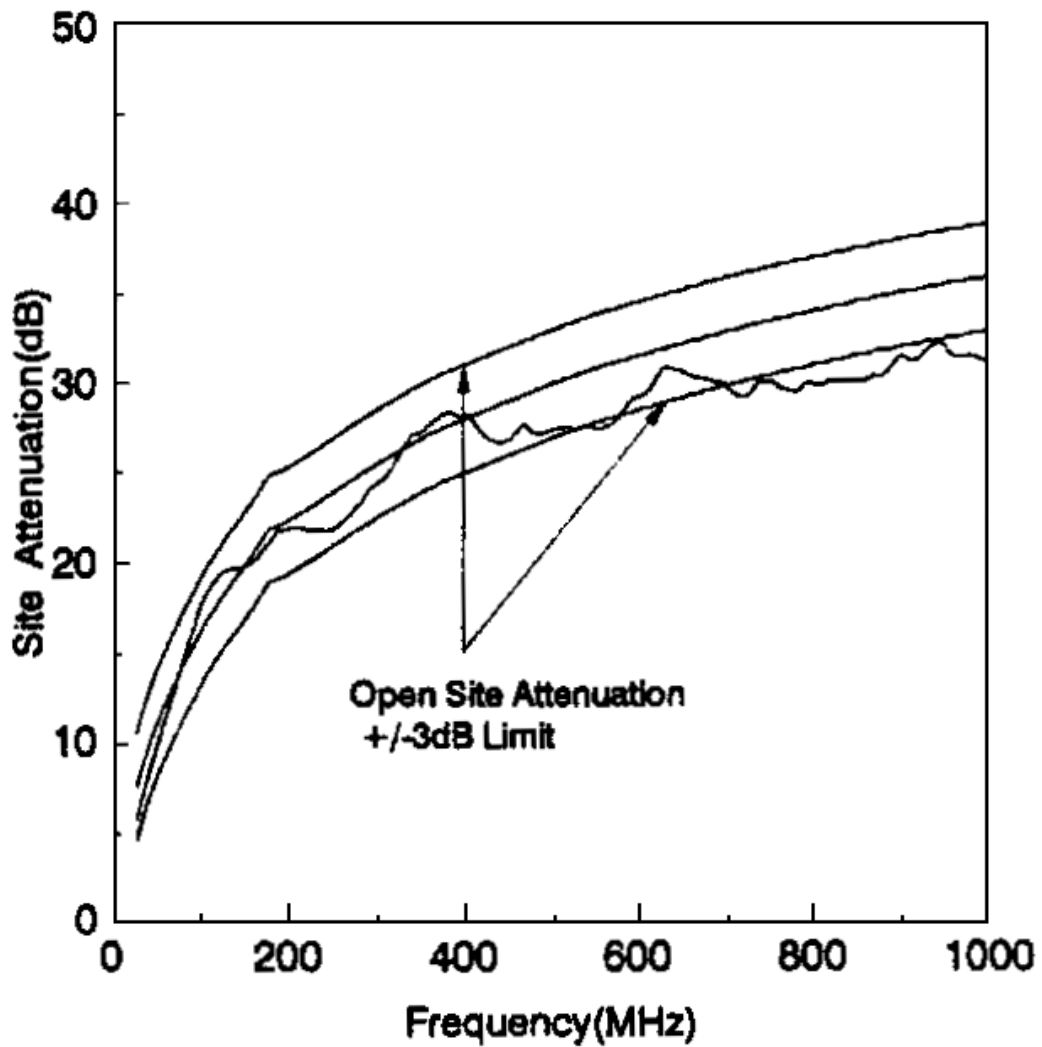


그림 4.13 타일형 페라이트의 전파반무향실 수직편파 시험감쇠량  
 Fig. 4.13 Vertical Site Attenuation for Semi-Anechoic Chamber with Ferrite Tile.

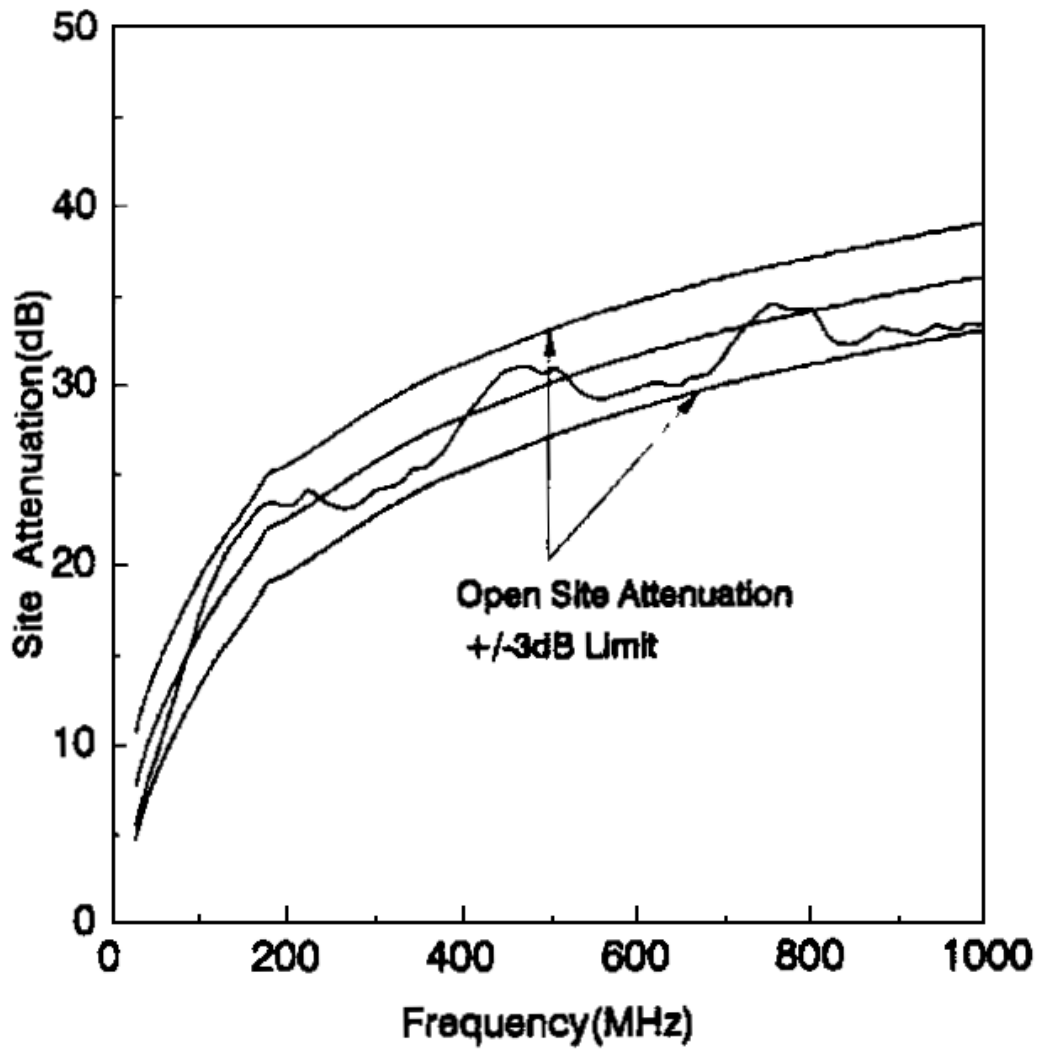


그림 4.14 그리드형 페라이트의 전파반무향실 수직편파 시험감쇠량  
 Fig. 4.14 Vertical Site Attenuation for Semi-Anechoic Chamber with Ferrite Grid.

### 4.2.3 시험장감쇠량의 계산치와 실측치의 비교

#### (1) 수평편파에 의한 계산치와 실측치의 시험장 감쇠량 비교

전파반무향실에 그리드형의 전파흡수체를 사용했을 경우 계산 시뮬레이션에 의한 시험장감쇠량과 실제로 그리드형의 전파흡수체를 사용하여 만든 전파반무향실에서 시험장감쇠량의 실측치[51]를 그림 4.15에 나타내었다.

그림 4.15에서 주파수가 30 MHz에서 50 MHz까지 계산치와 실측치의 차이는 각각 6.7, 6.8, 6.5, 5.7 4.7 dB로, 50 MHz 이하의 주파수에서는 계산치와 실측치의 차이가 모두  $\pm 3$  dB의 범위를 벗어났다. 60 MHz부터 100 MHz까지 10 MHz 간격으로 전파반무향실에서 시험장감쇠량의 계산치와 실측치의 차이는 각각 3.4, 1.8, 0.5, 2.0, 3.4 dB로 60 MHz와 100 MHz에서도 계산치와 실측치의 차이가  $\pm 3$  dB의 범위를 벗어났다.

또 125 MHz부터 1000 MHz까지 실측치와 계산치의 차이는 모두  $\pm 3$  dB의 범위를 만족하고 있다. 이와 같이 100 MHz 이하에서 시험장감쇠량의 계산치와 실측치의 차이가  $\pm 3$  dB의 범위를 벗어나 큰 차이를 보인 것은 주파수가 낮을 경우 파장에 비하여 전파반무향실의 크기가 작아서 충분한 감쇠가 이루어지지 않고 반사파의 영향이 크게 작용하며 안테나 사이의 결합을 고려하지 않았기 때문이라 생각된다.

#### (2) 수직편파에 의한 계산치와 실측치의 시험장 감쇠량 비교

전파반무향실에서 그리드형의 전파흡수체를 사용했을 때 주파수 변화에 따르는 시험장감쇠량을 계산 시뮬레이션한 결과와 실제로 그리드형의 전파흡수체를 사용하여 만든 전파반무향실에서 시험장감쇠량을 측정하여 얻은 결과[11]를 그림 4.16에 나타내었다.

그림 4.16에서 100 MHz에서 1000 MHz까지 계산치와 실측치와의 차이는 1000 MHz를 제외한 전 주파수 범위에서 계산치와 실측치의 차이가  $\pm 3$  dB 이



내에 있었으나 30 MHz부터 90 MHz까지 계산치와 실측치의 차이는 모두  $\pm 3$  dB의 범위를 벗어났다.

이처럼 수평편파에서와 같이 수직편파의 경우도 100 MHz 이하의 전주파수에 걸쳐서 계산치와 실측치의 차이가 모두  $\pm 3$  dB의 범위를 벗어나고 있는 것은 송·수신 안테나 사이의 상호결합을 고려하지 않았기 때문이라 생각된다

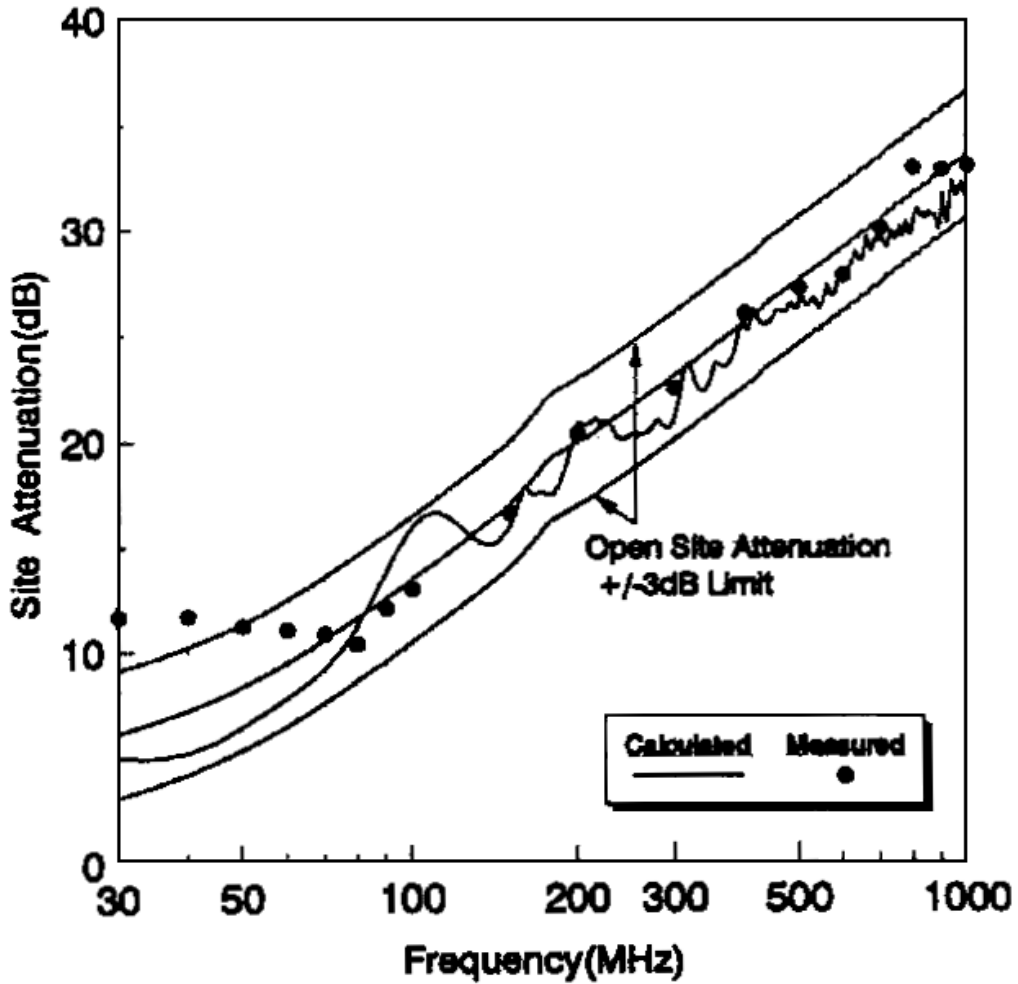


그림 4.15 수평편파의 계산치와 실측치 시험장 감쇠량 비교  
 Fig. 4.15 Comparison of Horizontal Site Attenuation, Calculated and Measured.

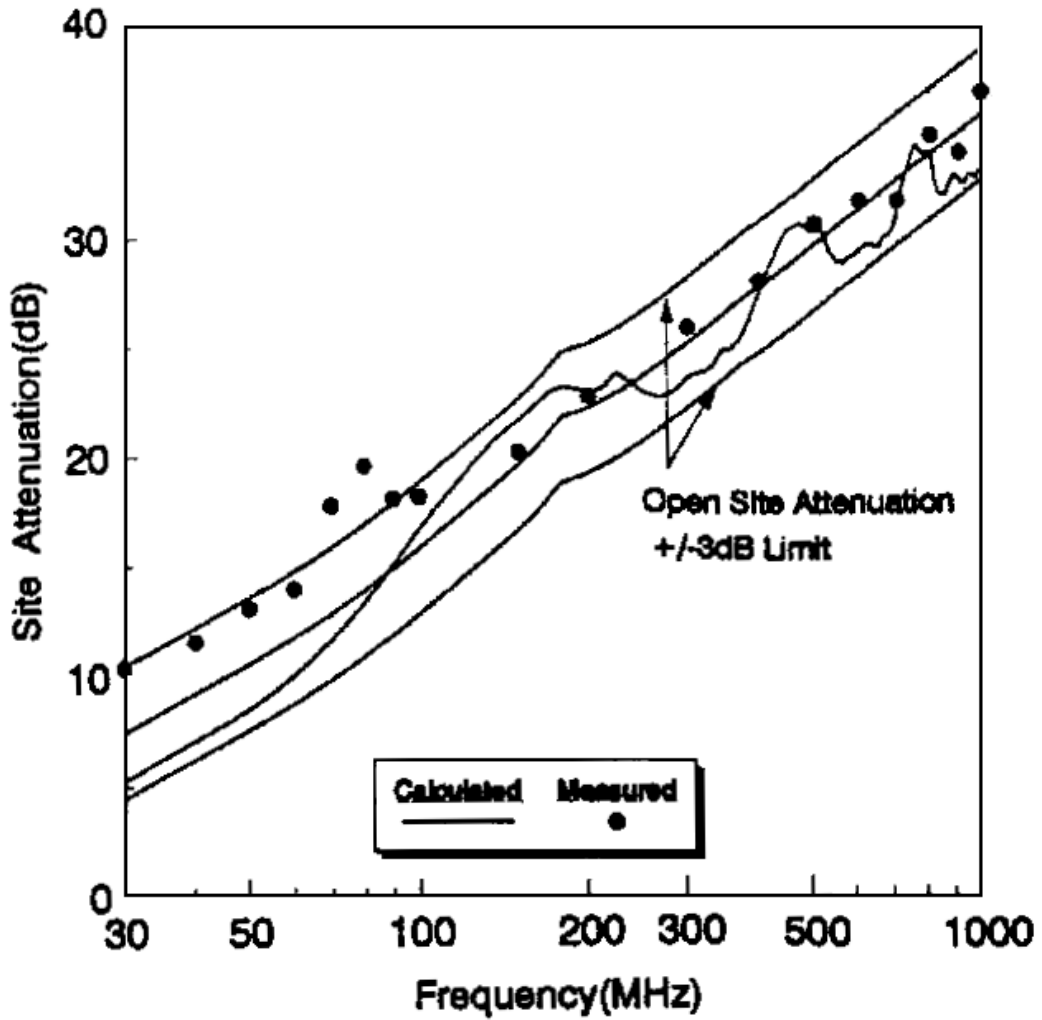


그림 4.16 수직편파의 계산치와 실측치 시험장감쇠량 비교  
 Fig. 4.16 Comparison of Vertical Site Attenuation, Calculated and Measured.

#### 4.2.4 상호결합을 고려한 시험장감쇠량

##### (1) 상호결합을 고려한 수평편파의 시험장 감쇠량 비교

두 안테나 사이의 상호결합이 다른 주파수의 경우에 비하여 비교적 크게 작용하는 150 MHz 이하의 낮은 주파수의 범위에서 시험장감쇠량의 계산치와 실측치 그리고 송·수신 안테나 사이의 상호결합효과를 고려했을 경우 계산 시뮬레이션한 결과를 그림 4.17에 나타내었다. 그림 4.15에서 안테나 사이의 상호결합을 고려하지 않았을 경우 30 MHz부터 100 MHz까지 전파반무향실에서 시험장감쇠량의 계산치와 실측치의 차이는 모두  $\pm 3$  dB의 범위를 벗어났다. 그러나 안테나 사이의 상호결합을 고려했을 경우 계산치와 실측치의 차이가 모두  $\pm 3$  dB이내에 있었다. 따라서 전파반무향실에서 100 MHz 이하의 낮은 주파수의 시험장감쇠량을 계산할 때 상호결합효과를 고려함으로써 실측치에 가까운 이론치를 구할 수 있었다.

##### (2) 상호결합을 고려한 수직편파의 시험장 감쇠량 비교

전파반무향실에서 송·수신 안테나 사이에 상호결합효과를 고려하지 않았을 경우와 고려했을 경우 시험장감쇠량을 계산 시뮬레이션을 한 결과와 실제로 그리드형의 전파흡수체를 사용하여 만든 전파반무향실에서 시험장감쇠량을 측정하여 구한 실측치를 그림 4.18에 나타내었다. 그림 4.18에서 30 MHz부터 95 MHz까지 계산치와 실측치와의 차이는 모두  $\pm 3$  dB의 범위를 벗어났다. 100 MHz부터 150 MHz까지 25 MHz 간격으로 시험장감쇠량의 계산치는 16.7, 19.7, 21.7 dB이고 실측치는 18.5, 19.8, 20.5 dB로 계산치와 실측치의 차이는 각각 1.8, 0.1, 1.2 dB로 안테나 사이의 상호결합을 고려하지 않았을 경우 30 MHz부터 90 MHz까지 계산치와 실측치의 차이가 모두  $\pm 3$  dB의 범위를 벗어났다. 그런데 안테나 사이의 상호결합을 고려했을 경우 30 MHz부터 5 MHz 간격으로 60 MHz까지 계산치와 실측치와의 차이는 모두  $\pm 3$  dB 이내의 범위

에 있었다. 따라서 전파반무향실에서 100 MHz 이하의 주파수에서 시험장 감쇠량을 계산할 때 수평편파의 경우와 마찬가지로 수직편파의 경우도 상호결합효과를 고려함으로써 실측치에 가까운 계산치를 구할 수 있음을 알 수 있었다.

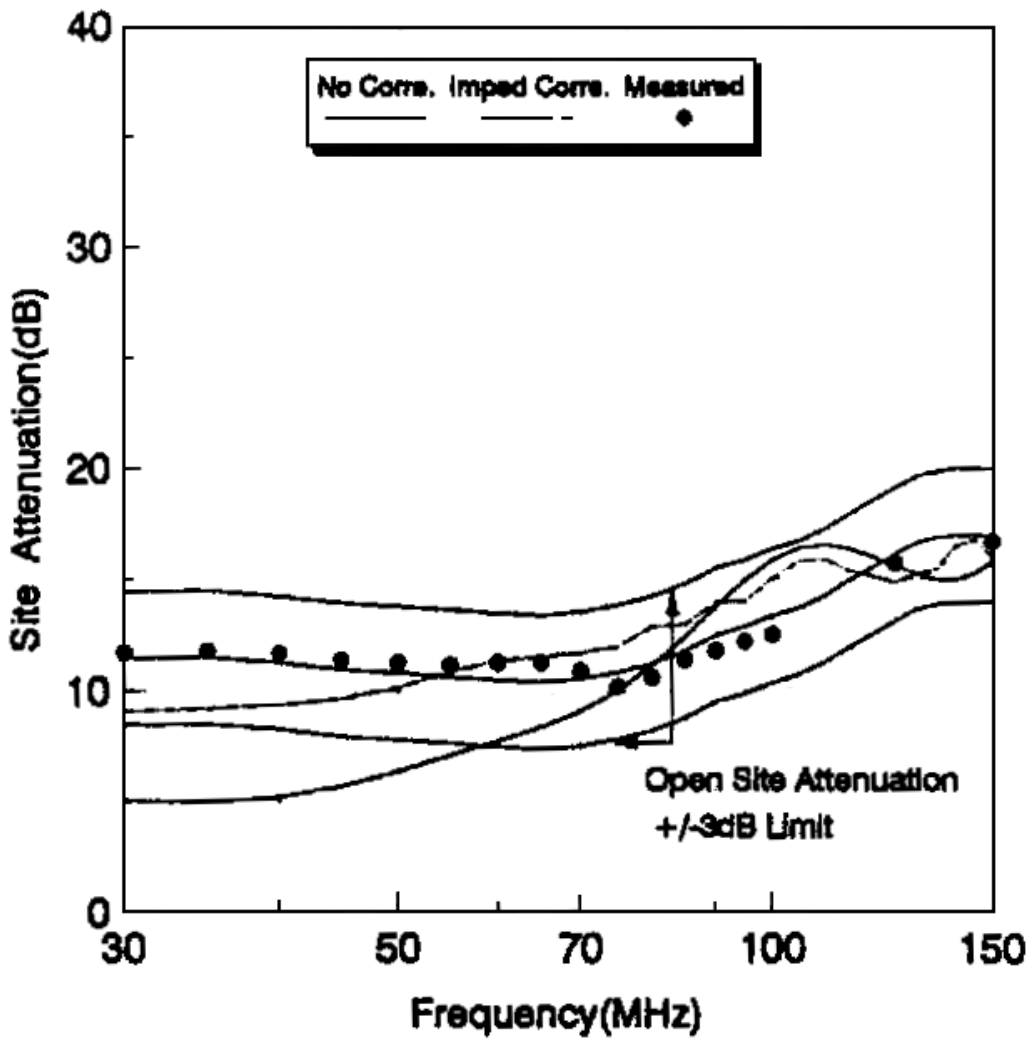


그림 4.17 상호결합을 고려한 수평편파의 시험장 감쇠량 비교  
 Fig. 4.17 Comparison of Horizontal Site Attenuation with Mutual Impedance Correction or Not.

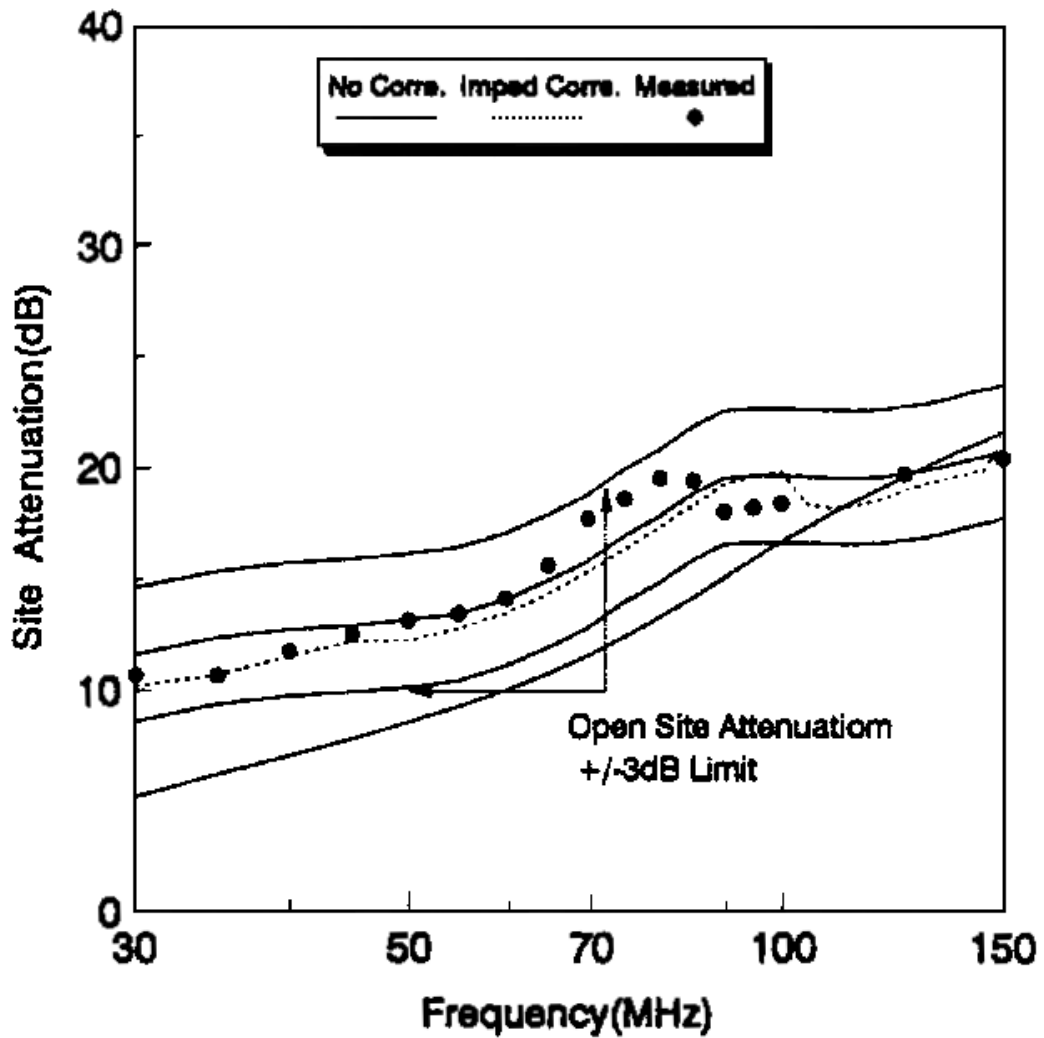


그림 4.18 상호결합을 고려한 수직편파의 시험장 감쇠량 비교  
 Fig. 4.18 Comparison of Vertical Site Attenuation with Mutual Impedance Correction or Not.

#### 4.2.5 수평편파와 수직편파간의 시험장감쇠량 비교

전파반무향실에서 같은 종류의 전파흡수체를 사용하였을 때 수평편파와 수직편파에 따라서 시험장감쇠량이 변화하는 모양을 그리드형의 경우를 그림 4.19에 타일형의 경우를 그림 4.20에 나타내었다.

그리드형 페라이트 전파흡수체의 그림 4.19에서 수평편파의 경우 30 MHz부터 1000 MHz까지 전파반무향실과 오픈사이트의 시험장감쇠량의 차이는 평균 1.23 dB이었고, 30 MHz부터 100 MHz까지 10 MHz 간격으로 오픈사이트와 전파반무향실에서 시험장감쇠량의 차이의 평균치는 1.54 dB로, 전체평균치 1.23 dB보다 1.31 dB 낮았으며, 800 MHz부터 1000 MHz까지 20 MHz 간격으로 그 평균치는 1.58 dB이었고 전체 평균치 1.23 dB보다 0.35 dB 높았다. 수직편파의 경우 30 MHz부터 1000 MHz까지 차이의 평균치는 1.48 dB로 수평편파의 경우보다 0.25 dB 높았다. 30 MHz에서 60 MHz까지 평균치는 2.04 dB로 전체 평균치 1.48 dB보다 0.56 dB 높았고, 800 MHz에서 1000 MHz까지 20 MHz 간격으로 오픈사이트와 시험장감쇠량의 차이의 평균치는 2.11 dB로 전체 평균치 1.48 dB보다 0.66 dB 높게 나타났다. 한편 타일형 페라이트 전파흡수체를 사용한 그림 4.20에서 수평편파의 경우 30 MHz부터 1000 MHz까지 전파반무향실과 오픈사이트의 시험장감쇠량 차이는 평균 1.77 dB이었고, 30 MHz부터 60 MHz까지 평균치는 0.69 dB로 전체 평균치보다 1.08 dB 작게 나타났다. 또 오픈사이트와 전파반무향실의 시험장감쇠량 차이가  $\pm 3$  dB가 넘기 시작하는 주파수는 765 MHz이었다. 수직편파의 경우 30 MHz부터 1000 MHz까지 전파반무향실과 오픈사이트의 시험장감쇠량 차이의 평균치는 2.25 dB로 수평편파의 경우보다 0.48 dB 높았으며, 30 MHz부터 60 MHz까지 차이의 평균치는 1.48 dB로 전체평균치 2.25 dB보다 0.77 dB 작았다.

전파반무향실과 오픈사이트의 시험장감쇠량의 차이가  $\pm 3$  dB를 벗어나기 시작하는 주파수는 530 MHz로 수평편파의 경우보다도 훨씬 낮아서 수직편파의 경우 전파반무향실에서 사용할 수 있는 주파수의 대역폭이 수평편파의 경우에 비하여

매우 좁았다. 또 전파반무향실에서 같은 종류의 전파흡수체를 사용할 경우라도 수직편파의 경우가 수평편파보다도 오픈사이트와 전파반무향실과의 시험장감쇠량 차이가 크게 나타남을 알 수 있다. 이처럼 같은 종류의 전파흡수체를 사용했을 때 수평편파의 경우 보다도 수직편파의 경우 감쇠량 차이가 큰 것은 수직편파의 경우 측정용 안테나는 지면과 수직방향으로 설치되고 수신안테나로부터 연결된 동축선을 비롯한 여러가지의 전파 장애물과 수신 안테나 사이에 상호결합현상이 수평편파의 경우에 비하여 더욱 크게 나타나기 때문이라 생각된다.

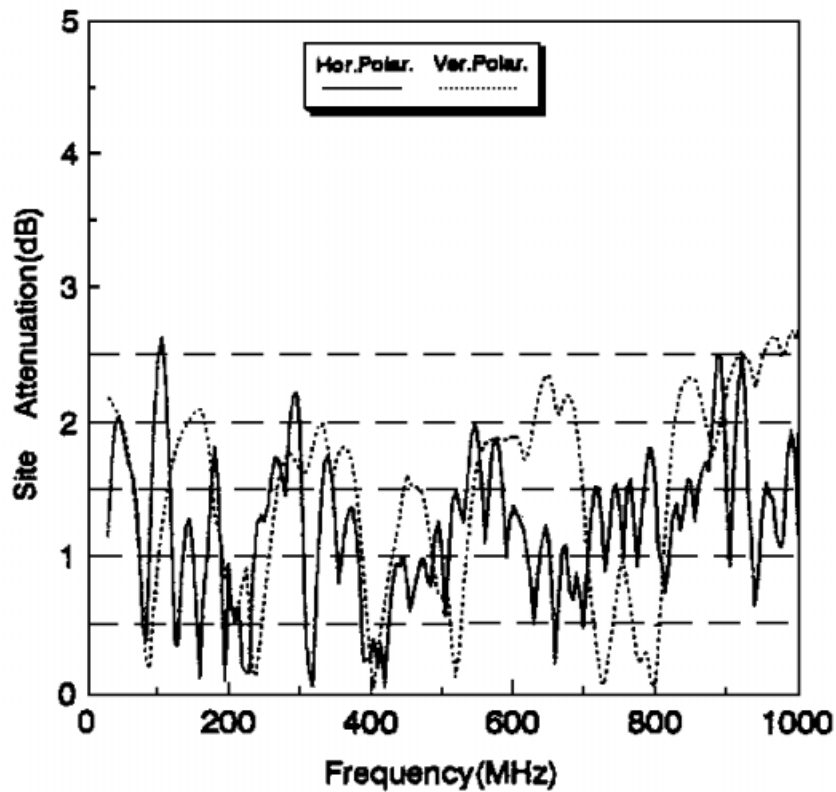


그림 4.19 그리드형의 수평·수직편파 시험장 감쇠량 비교  
 Fig. 4.19 Comparison of Site Attenuation for Ferrite Grid by Horizontal and Vertical Polarization.



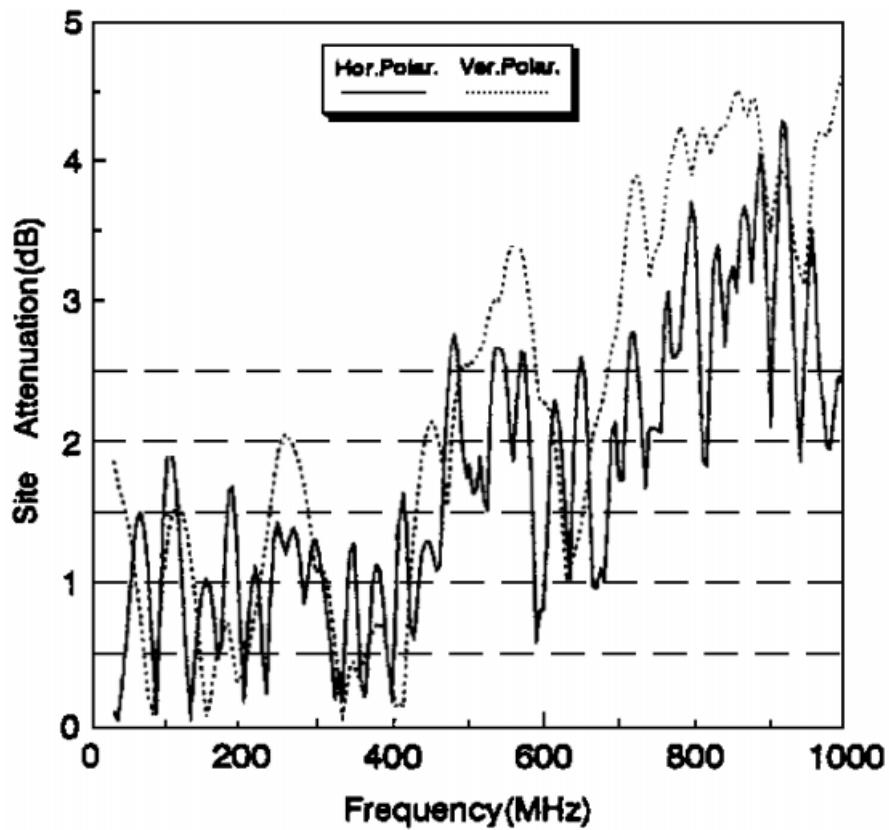


그림 4.20 타일형의 수평·수직편파 시험장 감쇠량 비교  
 Fig. 4.20 Comparison of Site Attenuation for Ferrite Tile  
 by Horizontal and Vertical Polarization.

## 4.3 십자돌기형 전파흡수체를 적용한 전파반무향실의 특성

### 4.3.1 십자돌기형 페라이트 전파흡수체 특성

십자돌기형 페라이트 전파흡수체 흡수특성을 그림 4.21에 나타내었다.

타일형과 그리드형에 비해 주파수 흡수대역이 4GHz까지 확장되었음을 볼 수 있다. 이는 기존의 규격인 30MHz~1GHz의 흡수대역을 잘 만족하면서도 두께가 16.4mm로 매우 작은 부피를 차지한다.

이와 같은 특성을 가지는 십자돌기형 전파흡수체를 전파암실에 적용하여 Site Attenuation을 계산하고자 한다.

### 4.3.2 시험장 감쇠량

#### (1) 수평편파

전파암실에 바닥은 금속판을 깔고 벽면과 천정에 십자돌기형 전파흡수체를 부착하여 암실을 만들었을 경우 수평편파에 대한 전파암실에서의 시험장 감쇠량을 오픈 사이트에 있어서의 감쇠량과 함께 그림 4.22에 나타내었다. 또한, 그림 4.22에서의 수평편파에 대한 오픈 사이트에서 시험장 감쇠량을 표로 정리하면 표 4.1과 같다.

표 4.1에서 30 MHz ~ 100 MHz 사이의 사이트 감쇠량차의 평균치는 0.74 dB로 30 MHz부터 3,000 MHz까지 전 주파수의 범위에 걸쳐서 오픈 사이트와 전파암실에서 감쇠량 차이의 평균치 0.84 dB보다 0.10 dB 정도 큰 것을 알 수 있다. 100 MHz 이하의 저 주파수대에서는 타일형이나 그리드형과 같이 오픈 사이트와의 감쇠량 차이가 크게 나타났다. 또 타일형의 경우 주파수가 760 MHz일 때 감쇠량은 27.95 dB이었고 이 때 오픈 사이트의 감쇠량은 31.36 dB로  $\pm 3$  dB의 범위를 벗어났으며, 그리드형의 경우 주파수가 1,050 MHz일 때

오픈 사이트와 전파암실의 감쇠량 차이가  $\pm 3$  dB의 범위를 벗어나서 수평편파 일 경우 타일형과 그리드형의 상한주파수는 각각 760 MHz와 1,050 MHz정도 인데 비해 십자돌기형의 경우 상한 주파수는 3,000 MHz로 대역폭이 상당히 높아짐은 물론 주파수가 높을수록 오픈 사이트와의 차이가 타일형이나 그리드형에 비하여 작아짐을 알 수 있다.

## (2) 수직편파

수직편파의 경우 오픈 사이트와 전파암실에서 감쇠량을 주파수별로 나타낸 것이 그림 4.23이다. 그림 4.23에서 30 MHz로부터 100 MHz까지 10 MHz 간격으로 오픈 사이트 및 전파암실의 수직편파에 대한 감쇠량은 각각 표 4.2와 같다.

표 4.2에서 30 MHz ~ 100 MHz 사이의 사이트 감쇠량차의 평균치는 1.31 dB로 30 MHz부터 3,000 MHz 까지 오픈 사이트와 전파암실에서 감쇠량 차이의 평균치인 1.10 dB 보다 0.21 dB 정도 큰 것을 알 수 있다. 또 타일형의 경우 주파수가 530 MHz일 때 감쇠량은 27.95 dB였고, 이 때 오픈 사이트의 감쇠량은 31.36 dB로  $\pm 3$  dB의 범위를 벗어났다. 그리드형의 경우 주파수가 1,185 MHz일 때 오픈 사이트와 전파암실의 감쇠량 차이가  $\pm 3$  dB의 범위를 벗어나서 수직편파일 경우 타일형과 그리드형의 상한주파수는 각각 530 MHz와 1,100 MHz정도인데 비해 십자돌기형의 경우 상한 주파수는 수평편파의 경우와 같이 3,000 MHz로 대역폭이 상당히 높아짐은 물론 주파수가 높을수록 타일형이나 그리드형에 비하여 오픈 사이트와의 차이가 작아짐을 알 수 있다.

한편 30 MHz부터 3,000 MHz까지 오픈 사이트와 전파암실에서의 시험장 감쇠량 차이를 수평, 수직편파에 대해 나타내면 그림 4.24와 같다.

그림 4.24에서 수평편파의 경우 전 주파수의 범위에 걸쳐서 오픈 사이트와 전파암실에서 감쇠량 차이의 평균치는 0.85 dB 이었으며, 50 MHz 이하에서는 그 차이가 평균 1.95 dB로 전체 평균치보다 무려 2.5배 정도로 높게 나타나서

주파수가 낮을 때는 타일형이나 그리드형의 경우와 특성이 비슷함을 알 수 있다. 2,600 MHz부터 3,000 MHz까지는 평균 0.56 dB로 주파수가 높아질수록 타일형이나 그리드형에 비하여 오픈 사이트의 특성에 가까워짐을 알 수 있다.

수직편파의 경우 전 주파수의 범위에 걸쳐서 오픈 사이트와 전파암실에서 감쇠량의 차이는 1.38 dB로 수평편파의 경우가 수직편파일 때보다도 오픈 사이트의 특성에 가까우며, 50 MHz 이하에서는 특성의 차이가 2.3 dB로 크게 나타나서 문헌[51]의 타일형이나 그리드형의 전파흡수체를 사용했을 때와 거의 비슷한 결과이었다.

따라서 전파암실에서 전파흡수체의 종류에 상관없이 수직편파는 수직편파보다도 오픈 사이트와의 감쇠량 변화가 크게 나타남을 알 수 있다. 이것은 안테나가 수직방향으로 설치되고 수신안테나와 연결된 동축선을 비롯한 여러 가지 전파 장애물과 안테나의 상호결합 현상이 수직편파의 경우보다도 크게 작용하기 때문이다.

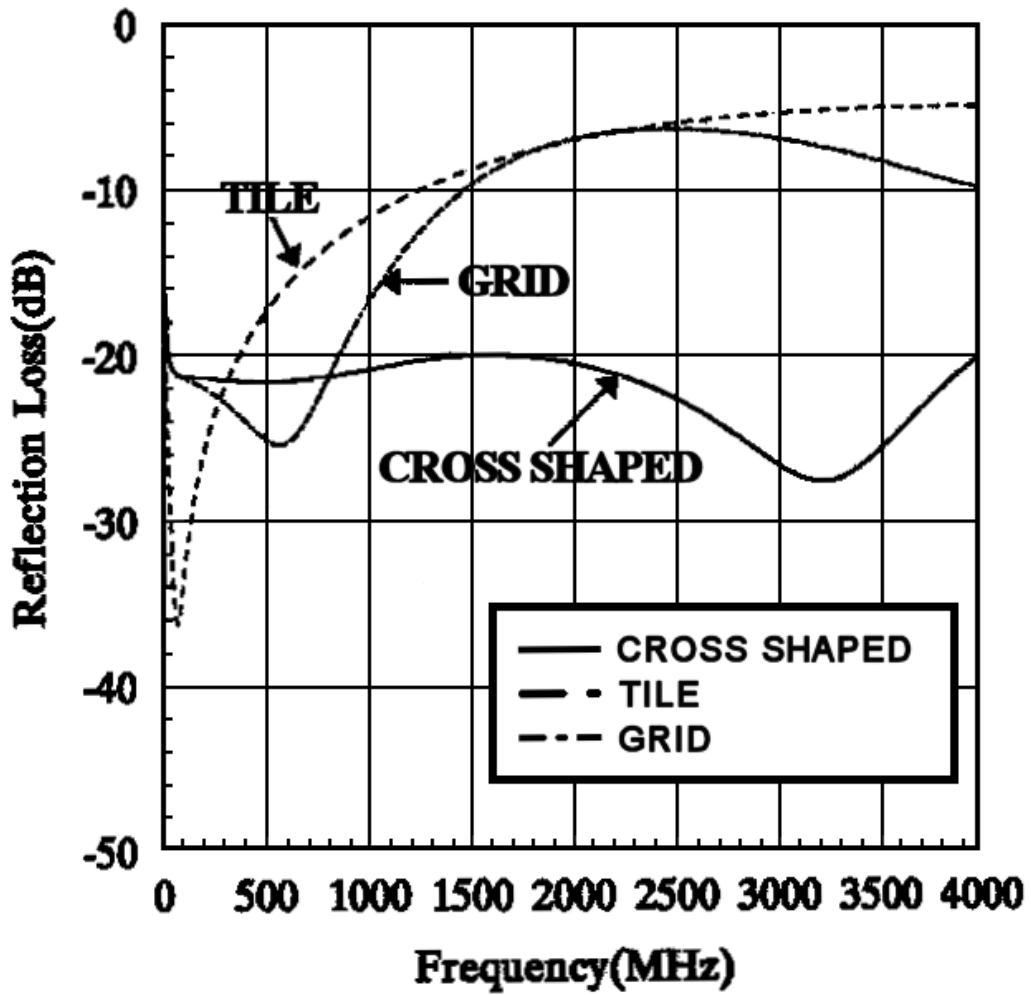


그림 4.21 십자돌기형 전파흡수체의 흡수특성

Fig. 4.21 Reflectivity Frequency Characteristics of Cross Shaped Electromagnetic Wave Absorber.

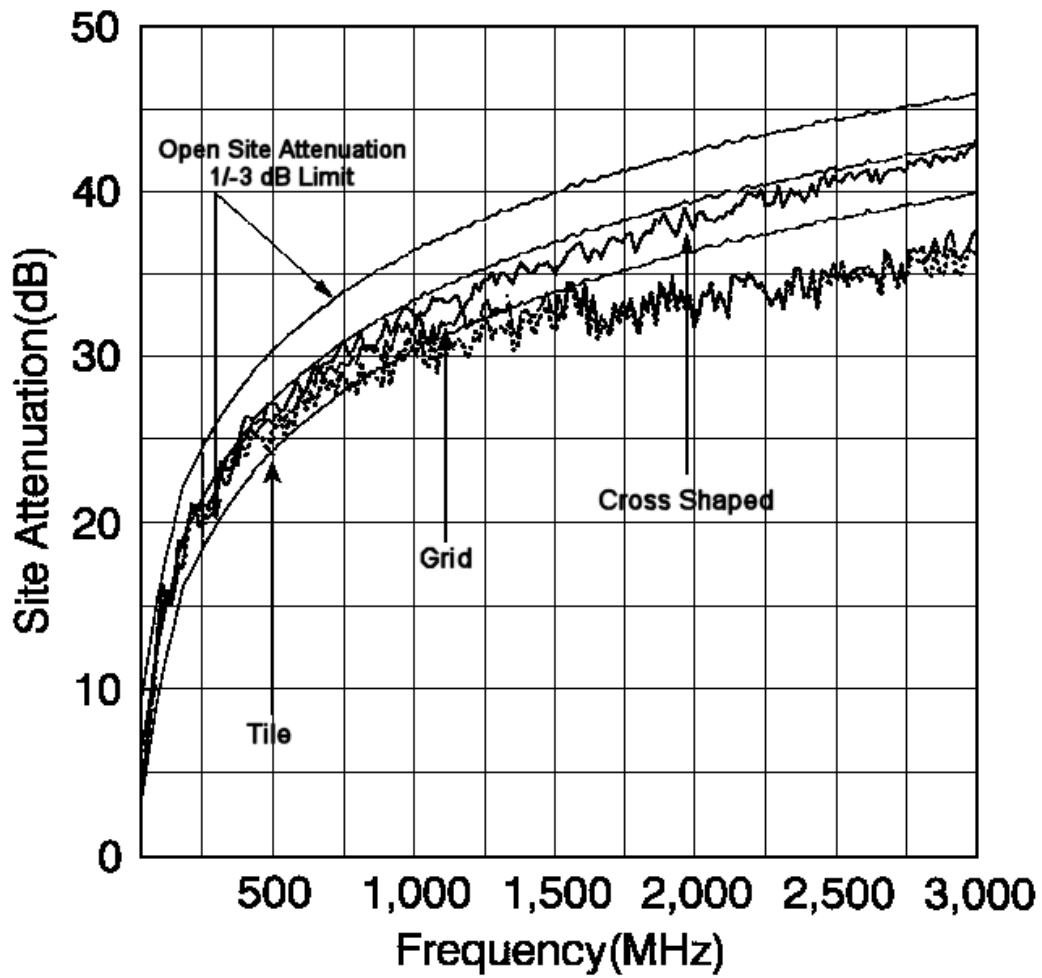


그림 4.22 타일형 · 그리드형 · 십자돌기형 페라이트 전파흡수체의 수평편파 시험장 감쇠량

Fig. 4.22 Site Attenuations of Horizontal Polarization for Tile, Grid and Cross-Shaped Absorbers.

표 4.1 수평편파의 오픈사이트와 전파암실 시험장 감쇠량 차이

Table. 4.1 Differences of Site Attenuations between Those of Open Test Area Site and Anechoic Chamber for Horizontal Polarization.

주파수 [MHz]	오픈 사이트 [dB]	전파암실 [dB]	감쇠량차 [dB]
30	6.16	4.04	2.13
40	7.22	5.02	2.21
50	8.32	6.90	1.42
60	9.44	9.11	0.34
70	10.52	10.57	0.04
80	10.54	11.72	0.17
90	12.49	12.94	0.45
100	13.36	11.06	0.7

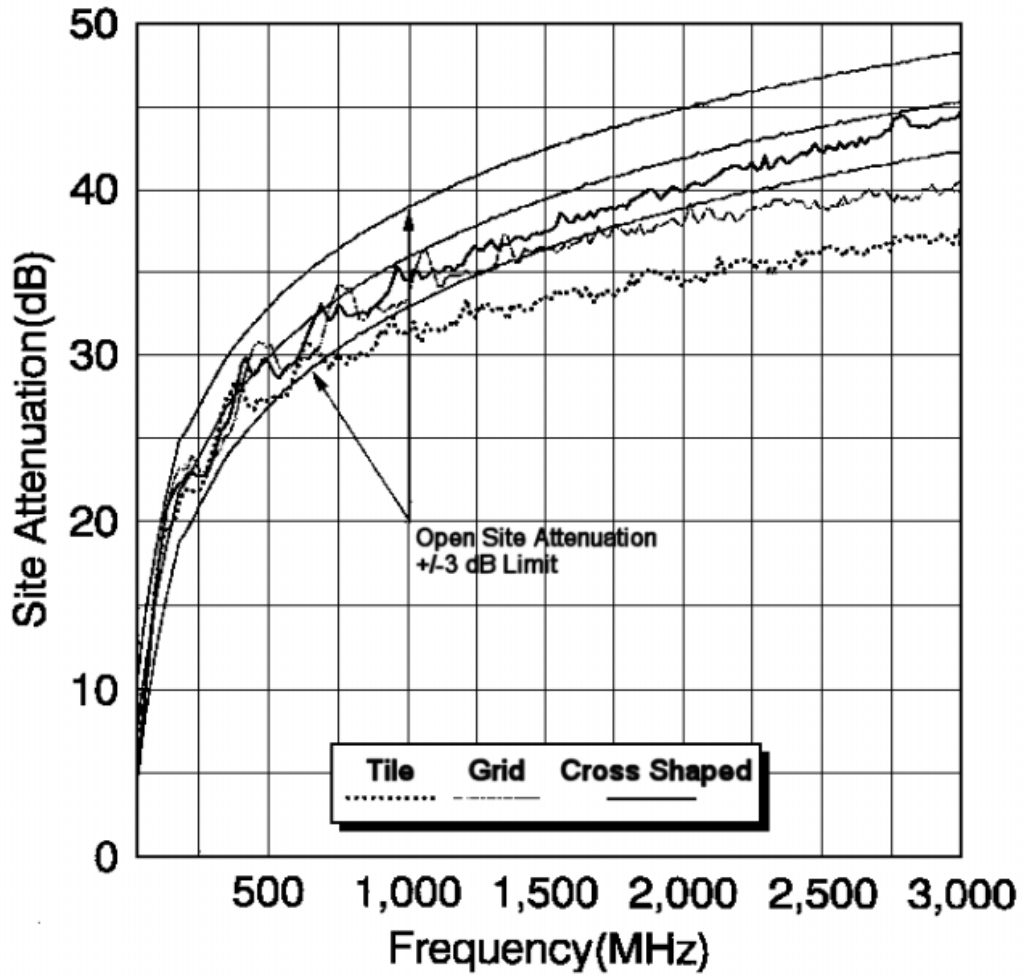


그림 4.23 타일형 · 그리드형 · 십자돌기형 수직편파 시험장 감쇠량  
 Fig. 4.23 Site Attenuations of Vertical Polarization for Tile, Grid and Cross-Shaped Absorbers.



표 4.2 수직편파의 오픈사이트와 전파암실 시험장 감쇠량 차이

Table. 4.2 Differences of Site Attenuations between Those of Open Test Area Site and Anechoic Chamber for Vertical Polarization.

주파수 [MHz]	오픈 사이트 [dB]	전파암실 [dB]	감쇠량차 [dB]
30	7.46	4.85	2.61
40	9.23	6.88	2.35
50	10.59	8.80	1.89
60	11.77	10.42	1.35
70	12.87	12.05	0.82
80	13.92	13.63	1.28
90	11.91	15.21	0.30
100	15.84	16.75	0.91

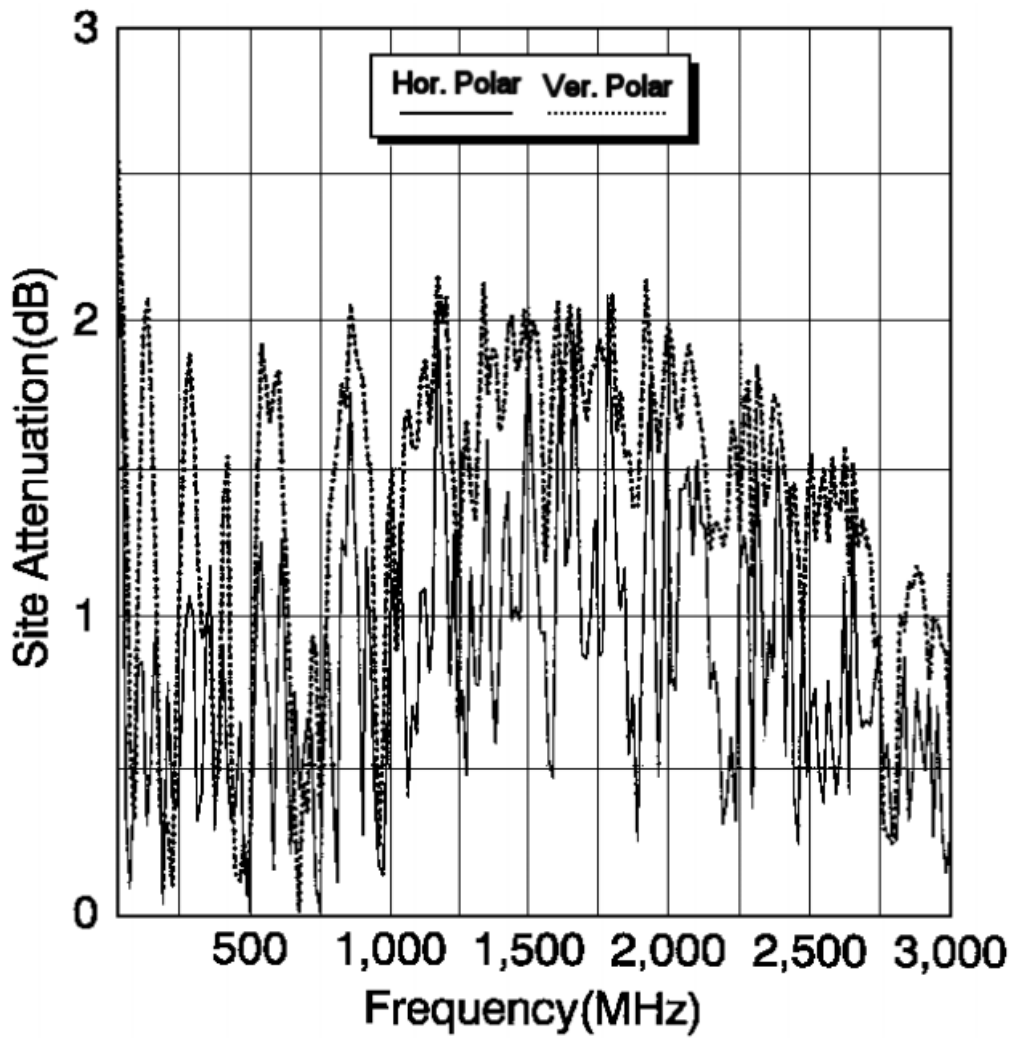


그림 4.24 수직편파와 수평편파의 시험장 감쇠량 비교  
 Fig. 4.24 Comparison of Site Attenuations for  
 Horizontal and Vertical Polarizations.

#### 4.3.3 타일 및 그리드형과 십자돌기 전파흡수체를 적용한 전파반무향실의 특성비교

전자파장해와 관련된 여러 가지 검사나 시험을 하는 야외시험장의 대응시험장으로서 전파반무향실의 성능 평가방법에 관하여 연구한 결과를 요약하면 다음과 같다.

(1) 송·수신 안테나 사이의 거리가 3m이고 반무향실의 치수가 6×8.7×5.1(m)인 전파반무향실에서 100 MHz이상의 주파수대에서는 타일형 전파반무향실의 사용 가능 상한주파수는 수평편파의 경우 700 MHz, 수직편파의 경우 500 MHz 정도이었으며, 그리드형 전파반무향실은 사용 가능 상한 주파수가 1000 MHz정도였다.

(2) 그리드형 전파반무향실에서 송·수신 안테나 사이의 상호결합을 고려하지 않으면 수평·수직편파인 경우 30 MHz부터 1000 MHz까지의 주파수대에서 계산치와 실측치의 차이가 모두  $\pm 3$  dB의 범위를 벗어났으나 송·수신 안테나간의 상호결합을 고려함으로써 30 MHz ~ 1000 MHz의 주파수대역에서 시험장감쇠량의 계산치는 실측치와의 차이가 모두 허용치인  $\pm 3$  dB이내임을 확인하였다.

(3) 십자돌기형 전파흡수체를 사용하여 만든 전파암실의 특성을 평가한 결과 전파암실에서 수신안테나의 높이에 변화를 주어 측정한 하이트 패턴의 형상이 오픈 사이트에서 하이트 패턴의 형상과 잘 일치하였으며, 전파의 mode에 의한 변화도 유사함을 확인하였다.

또 전파암실에 타일형이나 그리드형의 전파흡수체를 적용했을 때 각각 500 MHz와 1,000 MHz 정도이나, 십자돌기형의 경우 상한주파수가 3,000 MHz 이상까지 대폭 확대됨을 확인하였다. 따라서, 전파암실 또는 GTEM-Cell을 제작하거나 기타 EMC 대책용으로 십자돌기형의 전파흡수체가 유용하게 사용될 것으로 기대된다.

## 제 5 장 전파흡수체의 흡수능 측정

전파흡수체의 흡수능 측정에는 여러 가지 방법이 있으나 재료정수의 측정법으로 동축관 원리를 이용한 샘플홀더(sample holder)에 의한 측정기법이 정확도면에서 우수하여 많이 사용되고 있다[54].

샘플홀더에 의한 측정원리는 동축관의 원리를 이용하여 동축선로의 길이 변화에 따른 개방·단락하는 경우를 각각 Network Analyzer로부터 측정하여 재료정수의 값을 계산해낸다.

그러나 샘플홀더에 의한 측정은 임의의 형상을 가지는 기하학적인 형태의 전파흡수체를 측정하기에는 어려움이 많다. 왜냐하면 동축선로의 내부도체와 외부도체사이의 전계  $\vec{E}$  와 자계  $\vec{H}$  의 분포를 만족하도록 전파흡수체의 형상을 제작하여야 하는데 이러한 원형형태를 만족시키기 위한 페라이트 전파흡수체의 제작은 공간적 형태가 되어야 하므로 금형 제작에 어려움이 수반된다.

일반적인 동축선로는 원형형태로 사용되며 소전력의 경우 동축케이블을 사용하고, 방송의 경우는 VHF, UHF 채널의 대 전력에서 구리로 만들어진 동축관(Rigid Coaxial Tube)이 많이 사용되고 있다.

본 연구에서는 가로×세로가 10 cm인 정방형 페라이트 전파흡수체의 흡수능 측정을 위하여 내부도체는 10 cm인 정방형 도체로, 외부도체는 30 cm인 정방형 도체로 하는 구형(矩形)동축관에 의한 전파흡수능의 측정시스템을 설계·제안하고 원추 절단형 페라이트 전파흡수체를 측정하여 결과를 검토한다.

## 5.1 동축관에 의한 전파흡수능 측정기법

### 5.1.1 전파흡수능 측정기법의 종류

#### (1) 입력임피던스 또는 반사계수 측정법

반사계수  $\Gamma$  와 입력임피던스  $Z_{in}$  의 관계는 특성임피던스  $Z_o$  라면

$$\Gamma = S_{11} = \frac{Z_{in} - Z_o}{Z_{in} + Z_o} \quad (5.1.1)$$

으로 정의되므로 반사감쇠량  $a$  는

$$a = -20 \log |S_{11}| \quad [\text{dB}] \quad (5.1.2)$$

로 구할 수 있다.[56]

CISPR는 허용반사계수를 30 MHz에서 18 GHz까지 대역에서 -20 [dB]를 요구하고 있다.

#### (2) 정재파비 측정법

전파흡수체 전방에서 전자파를 입사시키고 공간 또는 도파관내에 형성된 정재파비  $S$  라 하면 반사감쇠량은

$$a = 20 \log \frac{S+1}{S-1} \quad [\text{dB}] \quad (5.1.3)$$

로 구할 수 있다.

즉, 공간에 놓인 전파흡수체의 전방에서 전자파를 입사시켰을 때 전방에 형성된 정재파를 적절한 안테나로 측정하여 반사감쇠량을 구하는 방법이다.

또한 도파관을 이용한 경우에는 정재파 측정기의 후단에 전파흡수체 및 단

락판을 장착시키고 도파관 관내 정재파비를 측정하면 반사감쇠량은 다음 식으로 구할 수 있다.

$$a = 20 \log \frac{1}{\Gamma} = 20 \log \frac{S+1}{S-1} \quad [\text{dB}] \quad (5.1.4)$$

여기서 각각 정재파의 최대 최소점의 전계의 크기를  $E_{\max}, E_{\min} \quad [\text{V/m}]$  라면

$$S = \frac{E_{\max}}{E_{\min}} = \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma} \quad (5.1.5)$$

이며 입사와 반사파의 전계 세기를  $E_{in}, E_{ref} \quad [\text{V/m}]$  라면

$$|\Gamma| = \frac{E_{ref}}{E_{in}} |\Gamma| \quad (5.1.6)$$

이 된다.

### (3) 반사전력 측정법

지향성을 가지는 송수신 안테나를 그림 5.2와 같이 적당한 각도로 배치하고 수신전력을 측정하여 반사감쇠량을 구하는 방법이다.

$$a = 10 \log \frac{P_1}{P_2} \quad [\text{dB}] \quad (5.1.7)$$

여기서  $P_1$  은 전파흡수체가 없이 금속판만 있는 경우 수신기 전력이며  $P_2$  는 전파흡수체를 장착한 경우 수신기 전력이다.

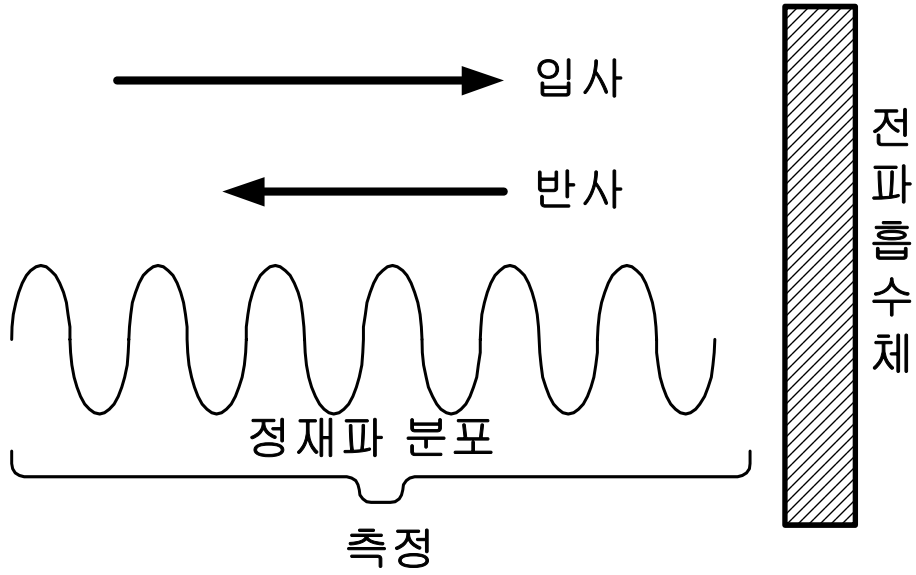


그림 5.1 정재파비 측정

Fig. 5.1 Measurement of Standing Wave Ratio.

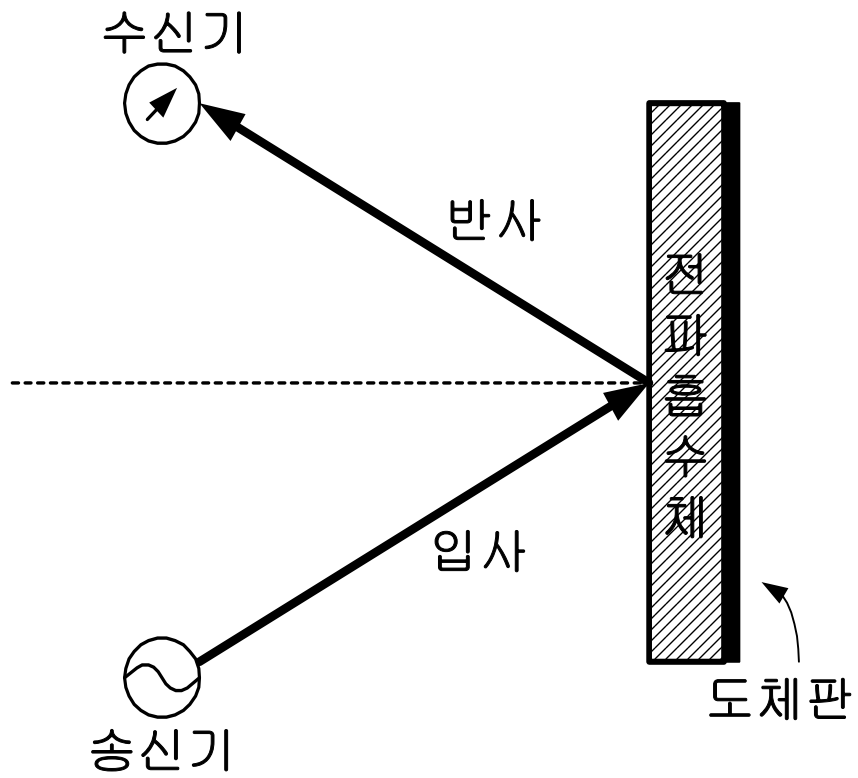


그림 5.2 반사전력 측정

Fig. 5.2 Measurement of Reflector Power.



## 5.1.2 동축선로의 임피던스 해석

### (1) 동축선로 파라미터

그림과 같은 단면을 가지며 길이가 1m인 균일 동축 전송선로를 가정한다.

여기서 원통좌표계에서의 파라미터를 나열하면 다음과 같다[52],[53].

$$L = \frac{\mu}{2\pi^2} \int_{\phi=0}^{2\pi} \int_{\rho=0}^D \frac{1}{\rho^2} \rho d\rho d\phi = \frac{\mu}{2\pi} \ln \frac{D}{d} \quad [\text{H/m}] \quad (5.1.8)$$

$$C = \frac{\epsilon}{2\pi^2} \int_{\phi=0}^{2\pi} \int_{\rho=0}^D \frac{1}{\rho^2} \rho d\rho d\phi = \frac{2\pi\epsilon}{\ln D/d} \quad [\text{F/m}] \quad (5.1.9)$$

$$R = \frac{\epsilon'}{2\pi^2} \int_{\phi=0}^{2\pi} \left\{ \int_{\phi=0}^{2\pi} \frac{1}{d^2} d d\phi + \int_{\rho=0}^D \frac{1}{D^2} D d\phi \right\} = \frac{R_s}{2\pi} \left( \frac{1}{d} + \frac{1}{D} \right) \quad [\Omega/\text{m}] \quad (5.1.10)$$

$$(5.1.11)$$

$$G = \frac{\omega\epsilon''}{2\pi^2} \int_{\phi=0}^{2\pi} \int_{\rho=0}^D \frac{1}{\rho^2} \rho d\rho d\phi = \frac{2\pi\omega\epsilon''}{\ln D/d} \quad [\text{S/m}]$$

식 (5.1.8)(5.1.9)에서 내부도체와 외부도체 사이가 공기로 되어있는 경우 임피던스는

$$Z_o = \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{\ln(D/d)}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \cong 138 \log_{10} \frac{D}{d} \quad (5.1.12)$$

로 주어진다. 여기서  $D$  는 외부도체의 내경이고,  $d$  는 내부도체의 외경이다.

식 (5.1.12)은 도체사이의 간격이 내부 인덕턴스를 무시할 수 있을 정도로 충분히 크다고 가정할 때이다.

또한 식 (5.1.12)로부터 내부도체와 외부도체사이가 공기로 되어 있다면 내부도체의 외경과 외부도체의 내경의 비는  $D/d$  으로 된다.

여기서 그림과 같은 구형 동축관의 임피던스는  $D/d \cong 2.3$  다음과 같이 알려져 있다[55].

$$Z_o \approx \frac{138 \log_{10} \rho + 6.48 - 2.34A - 0.48B - 0.12C}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (5.1.13)$$

여기서

$$\rho = \frac{D}{d} \quad (5.1.14a)$$

$$A = \frac{1 + 0.405\rho^{-4}}{1 - 0.405\rho^{-4}} \quad (5.1.14b)$$

$$B = \frac{1 + 0.163\rho^{-8}}{1 - 0.163\rho^{-8}} \quad (5.1.14c)$$

$$C = \frac{1 + 0.067\rho^{-12}}{1 - 0.067\rho^{-12}} \quad (5.1.14d)$$

이다.

식 (5.1.13)에서 내외도체의 직경의 비가 5이하의 값을 갖는다면 다음 식으로 근사할 수 있다.

$$Z_o \approx 138 \log_{10} (D/d) + 4.14 \quad (5.1.15)$$

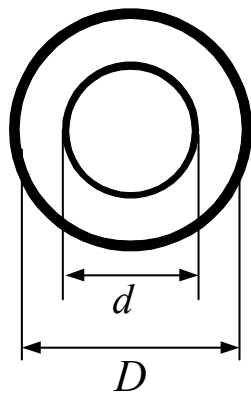
지금  $D/d=3$  경우를 보면 임피던스는 식 (5.1.15)으로부터  $Z_o \approx 70$  이 되고 마찬가지로  $D/d=2.3$  인 경우는  $Z_o \approx 54$  이 된다.

이상과 같은 방법으로 원형 형태와 구형 형태의 내외도체의 직경 비에 따른 임피던스변화를 보면 표 5.1과 같이 된다.

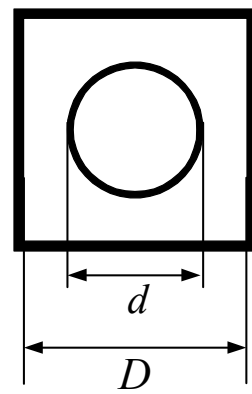
표 5.1 내외경 직경비에 따른 임피던스 변화

Table. 5.1. Transfiguring impedance according the diameter.

내외도체의 직경 비 (D/d)	원형(圓形) 동축선로 경우 임피던스 [ $\Omega$ ]	구형(矩形) 동축선로 임피던스 [ $\Omega$ ]
2.0	41.54	45.68
2.1	44.47	48.61
2.2	47.25	51.39
2.3	<b>49.92</b>	54.06
2.4	52.47	56.61
2.5	54.92	59.06
2.6	57.27	61.41
2.7	59.53	63.67
2.8	61.70	65.84
2.9	63.81	67.95
3.0	65.84	<b>69.98</b>
3.1	67.81	71.95
3.2	69.71	73.85
3.3	71.55	75.69



(a) 원형 동축관 경우



(b) 구형 동축관 경우

(2) 동축선로의 고차모드

동축선로는 TEM 모드 외에 TE 모드나 TM 모드를 전송할 수 있다.

일반적으로 동축선로에서 동작주파수가 높게 되면 파장이 동축급전선의 직경과 비교하여 어느 정도 가까워지면 동축선로 내에 TEM모드 외에 고차 모드가 발생한다.

실제로 고차모드(higer mode)는 일반적으로 차단되지만 불연속 근처에서 이러한 고차모드들은 중요한 의미를 가지므로 고차모드의 차단주파수가 동작주파수보다 충분히 높도록 설계한다.

고차모드를 피하기 위하여 가장 낮은 도파관 형식의 모드 차단주파수를 알아본다. 특성임피던스가 50 [Ω] 동축선로가 절연층이 공기라면 TE<sub>11</sub> 모드의 차단 주파수는

$$f_c [Hz] \cong \frac{2 \cdot c}{\pi(D_{in} + d_{out})\sqrt{\epsilon_r}} [Hz] \quad \text{or} \quad \frac{191}{D_{in} + d_{out}} [GHz] \quad (5.1.16)$$

로 나타낸다. 여기서  $D_{in}, d_{out}$  은 외부도체의 내경과 내부도체의 외경이고  $\epsilon_r$  은 절연층의 실효유전율이고  $c$  는 광속을 의미한다.

예를 들어 방송 대전력에 사용되는 NAX-120-D 동축관 경우 외부도체의 내경은 120 mm이고 내부도체의 외경은 52 mm로 비가 2.3 정도이다. 이 경우

TE<sub>11</sub> 파의 차단주파수를 계산해보면

$$f_c = \frac{191}{120 + 52} \cong 1.11 [GHz] \quad (5.1.17)$$

가 된다.

현재 이러한 동축관은 지상파 방송의 UHF대역에서 사용되고 있다.

실제로  $TE_{11}$  과 차단주파수 이상에서 동축선로는  $TE_{11}$  과 외 고차모드가 발생하여 급격히 특성이 악화된다.

일반적으로 동관으로 실현한 동축선로에서는 내부도체를 지지하기 위하여 절연물을 넣게 되는데 이런 지지 절연물의 영향으로 주파수가 올라간다. 이것은 절연물의 영향으로 절연물 위치에서의 실효 정전용량이 부가되어 일종의 저역 여파기로 작용하기 때문이다. 이러한 실효 정전용량에 의한 영향을 줄이기 위해 절연물 삽입 부분에서 내부도체의 직경을 적게 하거나(Under Cut), 외부도체의 직경을 크게(Over Cut)하여 보상하고 있다.

고차모드는 동축선로에서 불연속 부분이 있으면 발생하는데 특히 Under Cut 또는 Over Cut 부분에 발생하기 쉽다. 따라서 실제 동축선로의 사용 가능 주파수 한계는 Under Cut와 Over Cut의 정도에 따라 결정된다고 볼 수 있다.[56]

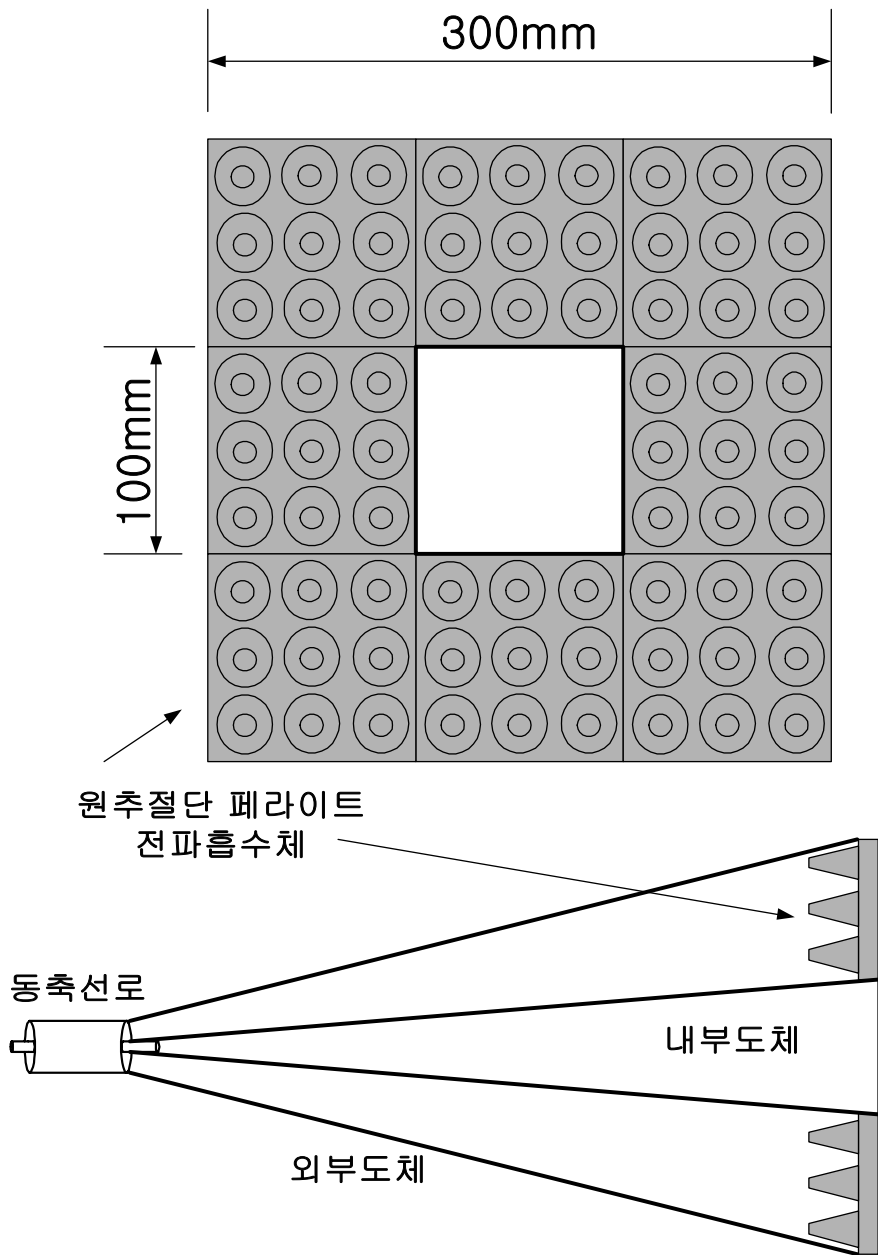


그림 5.3 구형(矩形) 동축선로  
 Fig. 5.3 Rectangular Type Coaxial Line.

(3) 도체 직경  $D_{in}, d_{in}$  의 차에 의한 반사

원추절단형 페라이트 전파흡수체의 흡수능 측정을 위한 구형(矩形) 동축선로에서 측정 콘넥터와 구형(矩形) 동축선로와 연결부분은 불연속 구간이므로 고차모드의 발생이 우려된다.

지금 그림 5.4(a)와 같이 동축관 외부도체의 내경이  $\Delta D_{in}$  만큼 차이가 있다고 하면 그 불연속점은 다른 부분에 비하여 정전용량이 추가되는 것이 된다.

부가 정전용량에 의한 병렬 서셉턴스를  $B$  라고 하고, 특성 어드미턴스  $Y_D'$  으로 중단한 경우의 불연속점  $T$  에 의한 반사계수  $\Gamma_D$  는  $\Delta D_{in}/D_{in} \ll 1$  인 조건에서

(5.1.18)

$$\Gamma_D \cong \frac{\Delta Z_o}{2Z_o} - j \frac{BZ_o}{2}$$

로 주어진다. 식의 실수부는 특성임피던스의 차로써  $\Delta D_{in}$  에 의한 반사이고 허수부는 병렬 서셉턴스  $B$  의 고차모드 발생에 의한 반사이다.

또한 내부도체의 직경을 변화할 때 그림 5.4(b)에서  $\Delta d_{in}$  에 의한 반사계수도 마찬가지로 방법으로 구할 수 있는데 병렬 서셉턴스에 의한 반사는 극히 적고 임피던스 편차에 의한 반사 크므로 제작에 주의가 필요하다.

제작 된 원추절단형 페라이트 전파흡수체의 크기는 그림 5.3과 같이 가로×세로가 100 mm인 정방형이므로 측정을 위한 동축관도 Rectangular Type의 동축선로가 되어야 한다.

이러한 구형(矩形) 동축선로에서 내부도체의 외경과 외부도체의 내경 비가 3이라는 조건하에 선로의 임피던스는 표 5.1(b)로부터 대략  $70 \pm 10\% [\Omega]$  즉, 범위로 예상할 수 있다.

63~77 [ $\Omega$ ]

또한 불연속 부분에서의 고차발생을 최소한 억제하기 위하여 흡수능 측정

을 위한 구형 동축관 선로는 그림 5.3과 같이 테이퍼(tapered) 선로를 제작하여 측정한다.

동축선로의 임피던스 식을 좀 더 정확하게 나타내면

$$Z_o = \frac{138.052}{\sqrt{\epsilon_r}} \log_{10} \frac{D_{in}}{d_{out}} \quad (5.1.19)$$

으로 여기서  $D_{in}$  (mm) 은 외부도체의 내경,  $d_{out}$  (mm) 는 내부도체 외경이고,  $\epsilon_r$  은 실효유전율이다. 만약 설계치로부터  $D_{in}$  (mm) 과  $d_{out}$  (mm) 을 결정하고 실효유전율  $\epsilon_r$  만을 다르게 하였을 경우의 임피던스 편차는  $\Delta Z_o$  이다.

$$\frac{\Delta Z_o}{Z_o} = \frac{1}{2.3003 \log_{10} \frac{D_{in}}{d_{out}}} \left( \frac{\Delta D_{in}}{D_{in}} - \frac{\Delta d_{out}}{d_{out}} \right) - \frac{1}{2} \frac{\Delta \epsilon_r}{\epsilon_r} \quad (5.1.20)$$

로 된다.

따라서 구형(矩形) 동축선로에서도 마찬가지로 내부도체와 외부도체사이에 임의의 유전율을 삽입하게 되면 임피던스는 편차가 발생하리라 예상된다.

식 (5.1.20)으로부터 절연물이 공기이고, 내부도체는 변하지 않고 외부도체만을  $3/2.3$  의 비로 증가시키면 불연속 부분의 임피던스 편차는  $18 [\Omega]$  가 된다.

물론 이것은 원형 동축선로에서의 결과이지만 구형(矩形) 동축선로로 실현한다고 하더라도 불연속구간의 임피던스 편차는 일어나리라 예상된다.



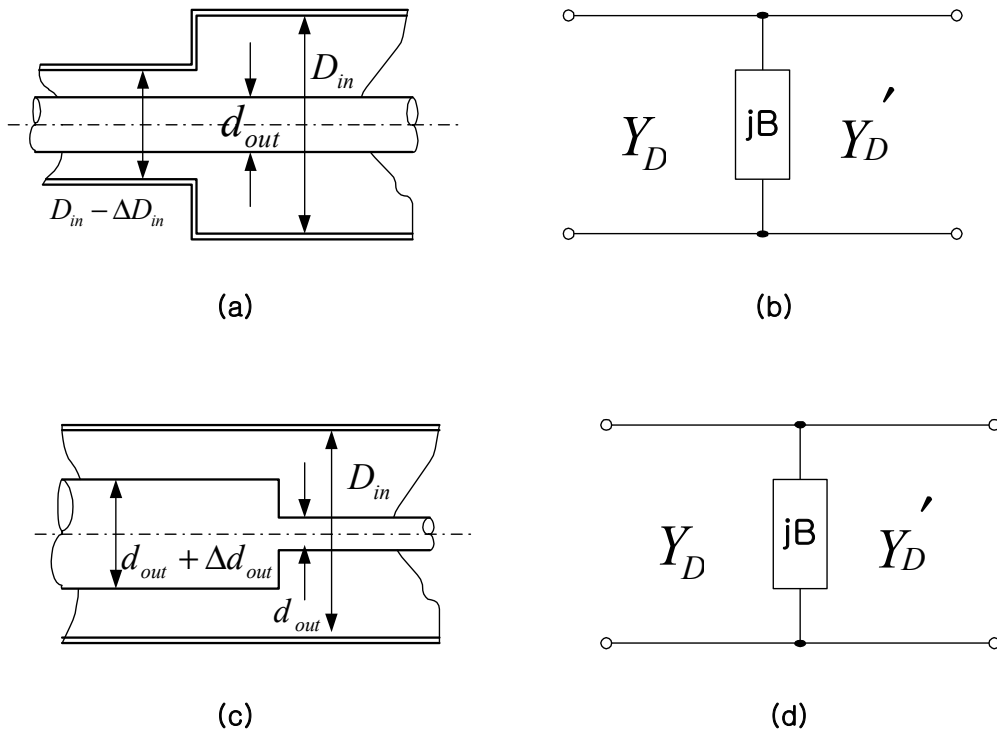


그림 5.4 도체 직경 차에 의한 반사

Fig. 5.4 Reflection by differential diameter of the conductor.

## 5.2 테이퍼 구형 동축관 측정시스템 제작과 측정

### 5.2.1 구형동축관을 이용한 흡수능 측정시스템의 구성

그림 5.5에 구형(矩形) 동축관을 이용한 원추절단형 페라이트 전파흡수체 흡수능 측정시스템의 구성을 보인다.

(A)영역은 네트워크 아날라이저와 연결되는 동축 컨넥터 부분으로 측정 컨넥터의 직경을 13/8인치로 하였다. 이것은 Network Analyzer의 직경과는 크게 다르므로 제작하는 측정시스템의 입력 컨넥터는 내부에서 테이퍼 선로로 가공하여 정확하게 50Ω이 되도록 하였다.

(B)영역은 13/8인치 동축관과 구형(矩形)동축관을 연결하면서 동시에 내부도체와 외부도체의 접속을 용이하게 하기 위하여 원형 동축관을 연장한 부분이다.

(C)영역은 원형 동축선로와 테이퍼 구형(矩形) 동축선로를 연결하는 부분으로 되도록 정임피던스를 유지하기 위하여 외부도체는 바로 구형(矩形)으로 구성되지만 내부도체는 초기 부분을 원통형으로하고 점진적으로 구형(矩形)형태로 테이퍼를 주었다.

또한 테이퍼 구형(矩形)동축선로는 내부도체의 외경과 외부도체의 내경의 비가 3 : 1의 조건으로 하였다. 이렇게 한 이유는 제작된 원추절단형 페라이트 전파흡수체의 크기가 가로×세로 100mm의 정방형이므로 직경 비 3 : 1이면 내부도체는 100mm×100mm, 외부도체는 300mm×300mm로서 내부도체와 외부도체 사이에 페라이트 전파흡수체를 정방형 배치로 8개를 놓고 측정하는 것이 가능해지기 때문이다.

(D)영역은 Rectangular Type 동축관의 측정 패널로 전파흡수체가 놓이는 부분으로 측정하고자하는 전파흡수체와 이면의 메탈 플레이트는 접촉 손실이 없도록 Frange Type으로 하였고, 제작 된 원추절단형 페라이트 전파흡수체의 두께를 고려하였다.

원추 절단형 페라이트 전파흡수체의 흡수능 측정은 네트워크 아날라이저를 이

용하여 타임 도메인(time domain) 영역에서 (D)영역의 전파흡수체 두께를 고려하여 게이트를 150mm에서 조정하여 측정하고 내부 프로그램을 이용 푸리에 변환을 하여 데이터를 얻기로 한다.

(D)영역에서 전파흡수체 두께를 고려한 네트워크 아날라이저의 게이트 조정은 (D)영역을 제외한 기타 영역에서 불연속 부분에서 일어나기 쉬운 고차모드의 발생을 측정값에서 제외시킬 수 있을 것으로 사료된다. (C)영역의 불연속 구간에서의 임피던스 편차는 앞 절의 논의로부터 원형 동축선로에서의 임피던스 편차와 같은 불가피한 편차 역시 이러한 방법으로 해결 될 수 있다. 또한 (C)영역의 내부도체와 외부도체의 비는 정임피던스가 되도록 어느 점에서나 같은 기울기로 제작함으로써 이 부분에 대한 불연속 부분 역시 최소화시킬 수 있다.

그림 5.7은 50 $\Omega$  아답터 부분으로 스펙트럼 아날라이저에 맞도록 직경의 크기를 50 $\Omega$ 이 유지되도록 제작한 것으로 아답터의 VSWR은 1.1이하이다.

그림 5.8은 완성된 내부도체를 보인 것으로 원통형 동축선로로 시작하여 구형(球形)으로 되어있다. 원통형과 구형(球形)사이에는 원통에서 시작하여 구형에서 점진적인 테이퍼 선로로 가공하였으며 제작 된 전파흡수체의 크기를 고려하여 구형(球形)인 부분은 내외직경비가 3 : 1이 되도록 하였다.

그림 5.8(b)는 전파흡수체의 흡수능 측정을 위하여 원추절단형 페라이트 전파흡수체의 부착된 모습을 보이고 있다.

그림 5.9에서 완성된 측정시스템의 외부도체를 보인다. 내부도체와 마찬가지로 내외직경비가 3 : 1이다. 그림 5.10은 전체 측정시스템을 나타내고 있으며 내부도체와 외부도체는 1.2t 동판을 사용하여 제작되었다.

테이퍼로 구성된 본 측정시스템에서 불연속구간은 필연적으로 일어나리라 예상됨에도 불구하고 선로의 임피던스를 예측해본 것은 지나친 임피던스의 편차에 의하여 손실을 극소화하기 위한 조치였다. 따라서 제작된 측정시스템을 사용하여 불연속구간의 손실을 고려 Time Domain에서 특성을 측정하고 다시 Fourier Transform하여 원하는 데이터를 얻기로 한다.

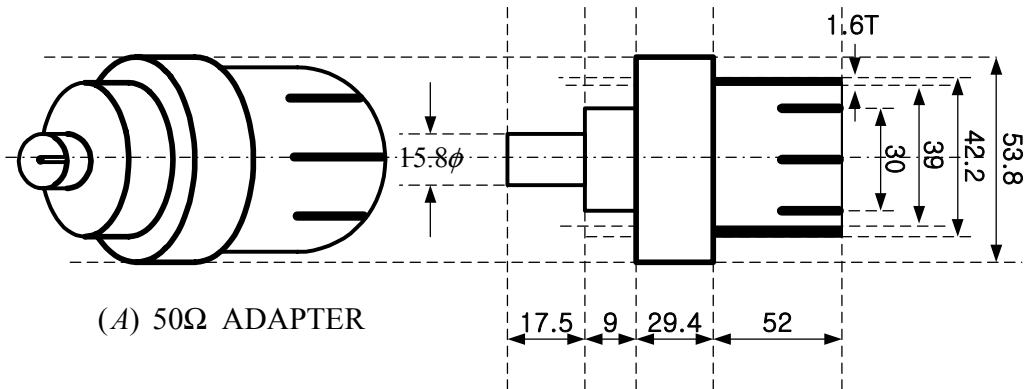
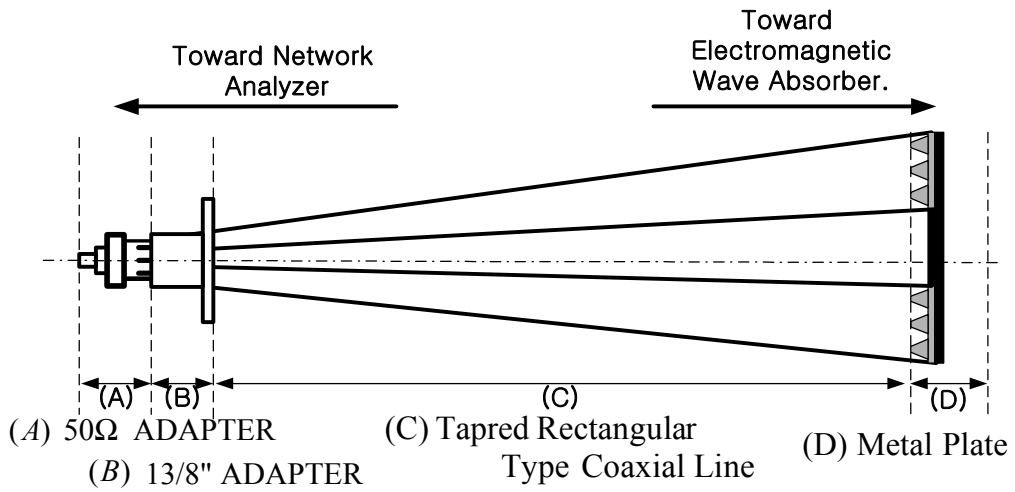


그림 5.5 측정설비의 계통도 및 50Ω 아답터  
 Fig. 5.5 Block Diagram of Measurement System and 50Ω Adapter.

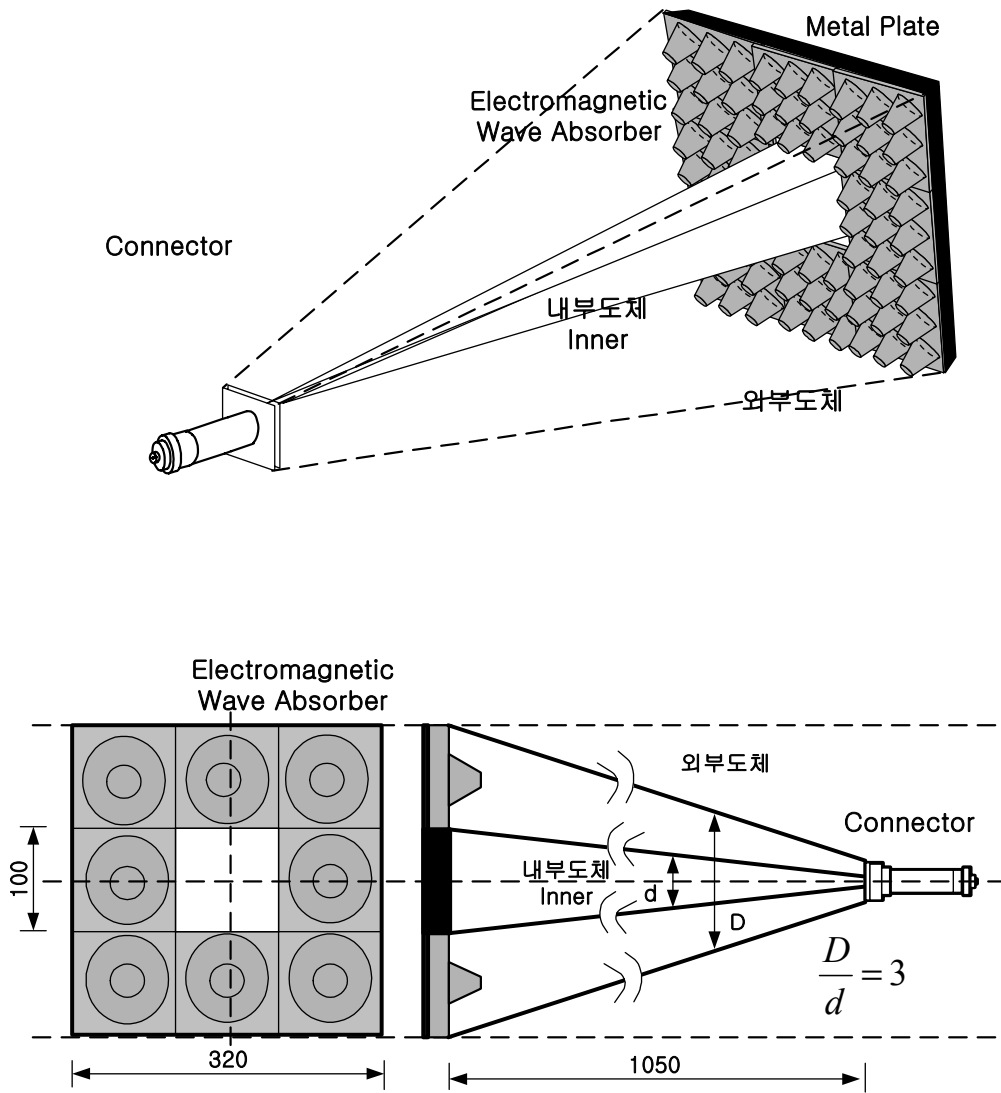


그림 5.6 측정시스템의 내부도체와 전파흡수체  
 Fig. 5.6 Drawings of Fabricated Coaxial Inner of Measuring System and Electromagnetic Wave Absorbers.

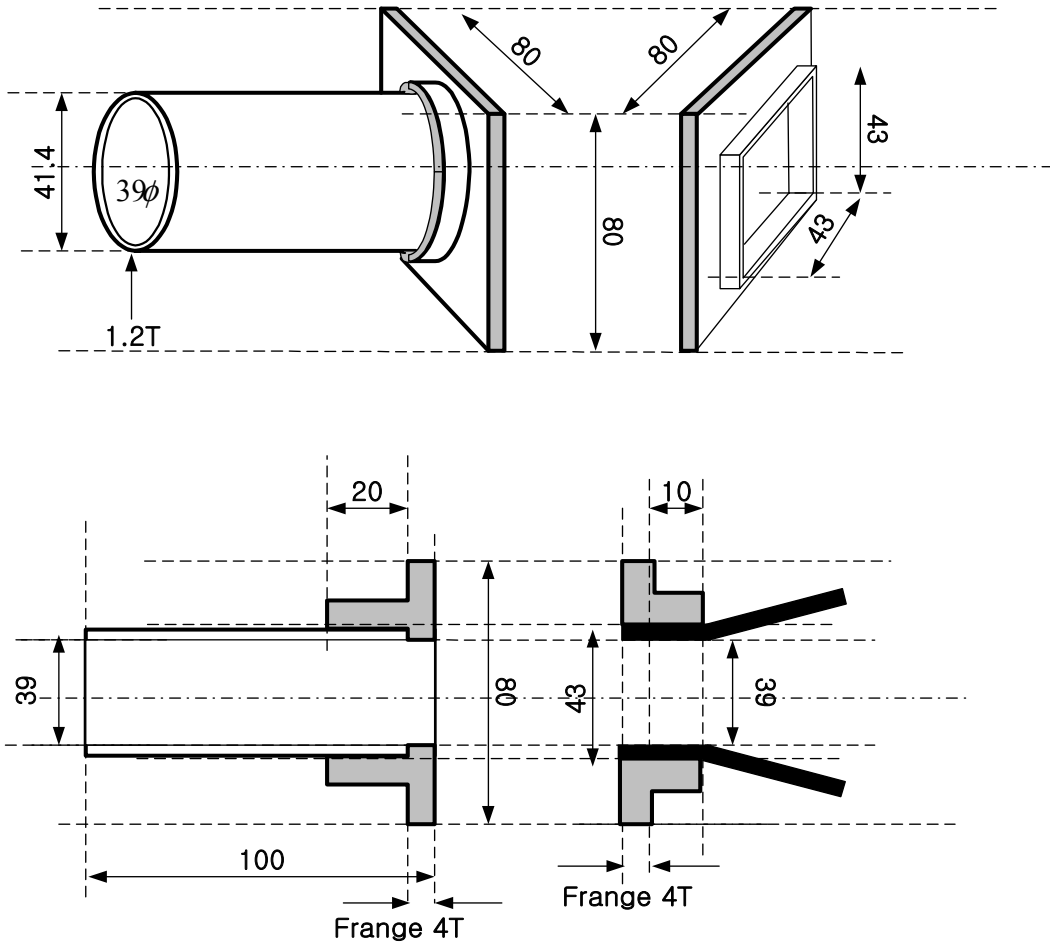


그림 5.7 13/8" 아답터 설계 [(B)영역]  
 Fig. 5.7 Design of 13/8" Adapter. [(B) Region]

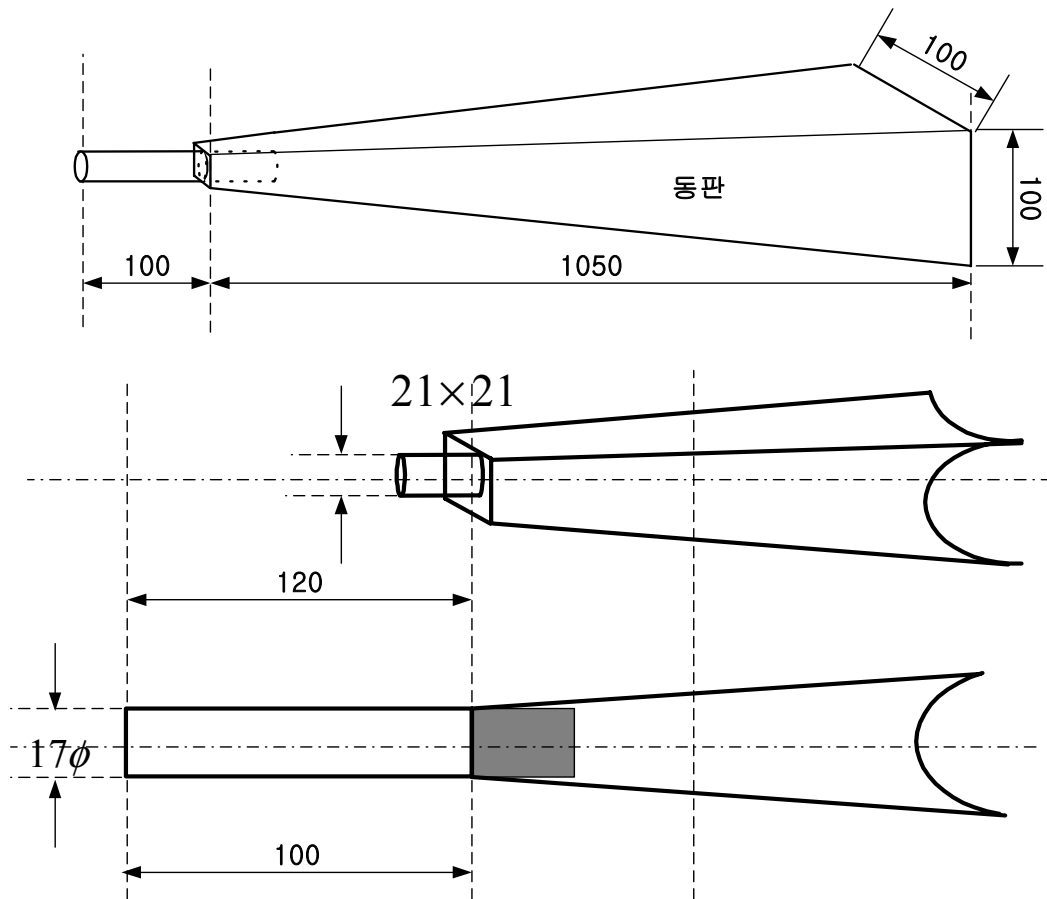


그림 5.8 내부도체 설계 [(C)영역]

Fig. 5.8 Design of Inner Coaxial Line. [(C) Region]

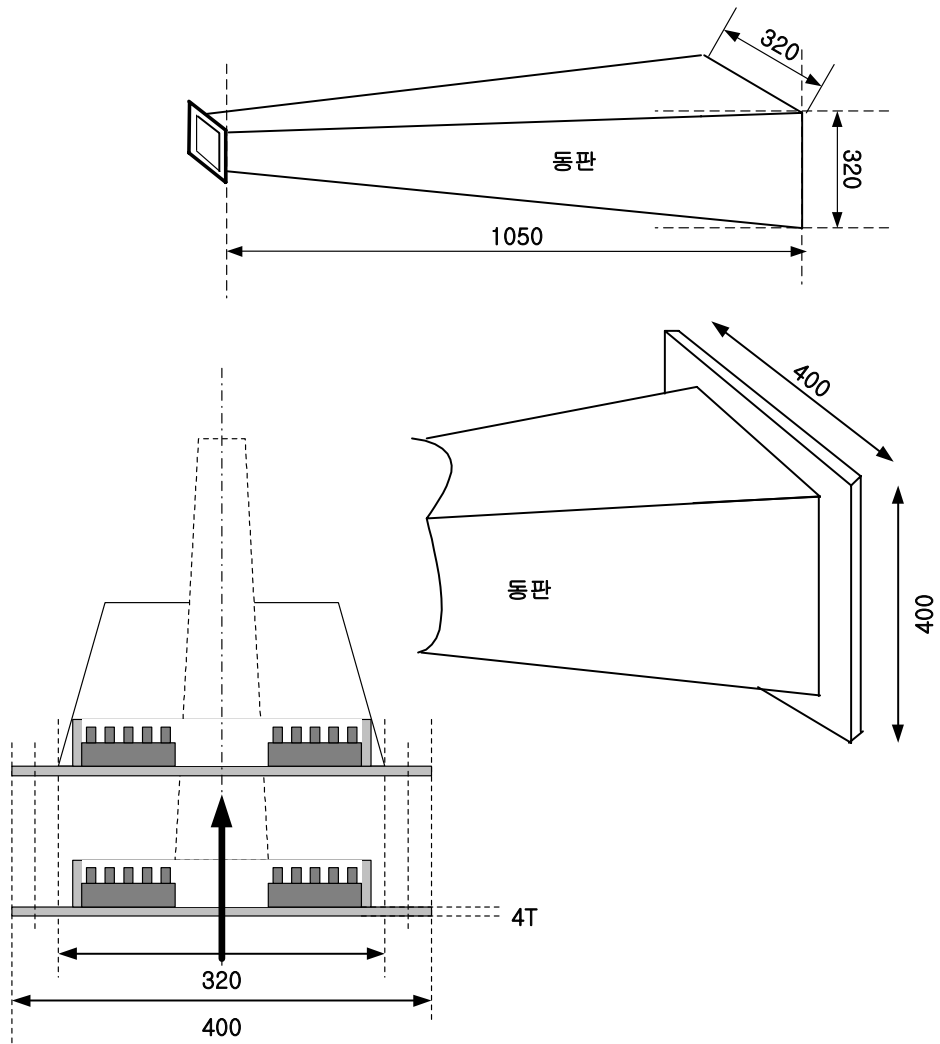


그림 5.9 외부도체 설계 [(C),(D)영역]  
 Fig. 5.9 Design of Out Coaxial Line. [(C),(D) Region]





(a) 50Ω 아답터



(b) 내부도체



(c) 외부도체



(d) 완성된 측정 시스템

그림 5.10 완성된 구형 동축 측정시스템

Fig. 5.10. Completed Drawings of Fabricated Coaxial Line of Rectangular Type Measuring System.

## 5.2.2 구형동축관을 이용한 흡수능 측정

그림 5.11에서와 같이 구형(矩形) 동축관을 이용한 측정시스템을 사용하여 원추절단형 페라이트 전파흡수체의 흡수능을 Time Domain에서 측정하였다.

먼저 전파흡수체를 부착하지 않은 상태에서 설계된 측정시스템의 불연속상태를 조사하였다. Network Analyzer의 Time Domain에서 0~20 ns까지의 상태를 보면 그림 5.11에서와 같이 측정시스템의 전체길이는 1.394 m, 즉 9.3 ns이고, 측정시스템의 콘넥터부분과 원형 동축선로와 구형(矩形)동축선로의 연결부분에서 약간의 불연속이 일어나고 있음을 알 수 있다.

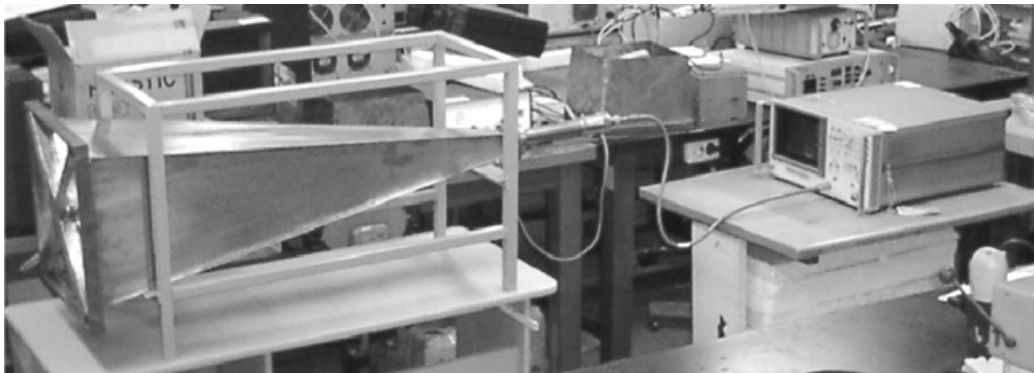


그림 5.11 구형 동축선로 측정 시스템

Fig. 5.11 Drawings of Fabricated Coaxial Line of Rectangular Coaxial Type Measuring System.

그림 5.12는 전파흡수체를 부착한 상태에서 Network Analyzer의 Gate Span을 150 mm로 하여 Time Domain에서 측정한 결과를 보였다.

측정된 시간함수 값을 푸리에 변환한 파형을 그림 5.13에 보였다.

원추절단형 페라이트 전파흡수체의 흡수능을 Network Analyzer 장비 여건상

30 MHz~6 GHz에서 측정하였다. 측정 결과 원추절단형 페라이트 전파흡수체의 흡수능은 760 MHz 대역에서 약 -15 dB 정도의 흡수능을 보이고 있고 3.6 GHz 대역에서 -18 dB로 비교적 30 MHz ~ 6 GHz 전대역에서 흡수능 비대역폭의 허용조건인 -20 dB를 충족하고 있음을 알 수 있다.

또한 측정장비의 여건상 6 GHz 이상의 측정은 할 수 없었으나 6GHz 이상에서도 상당한 흡수 특성을 보이는 초광대역 전파흡수체라는 것을 알 수 있었다.

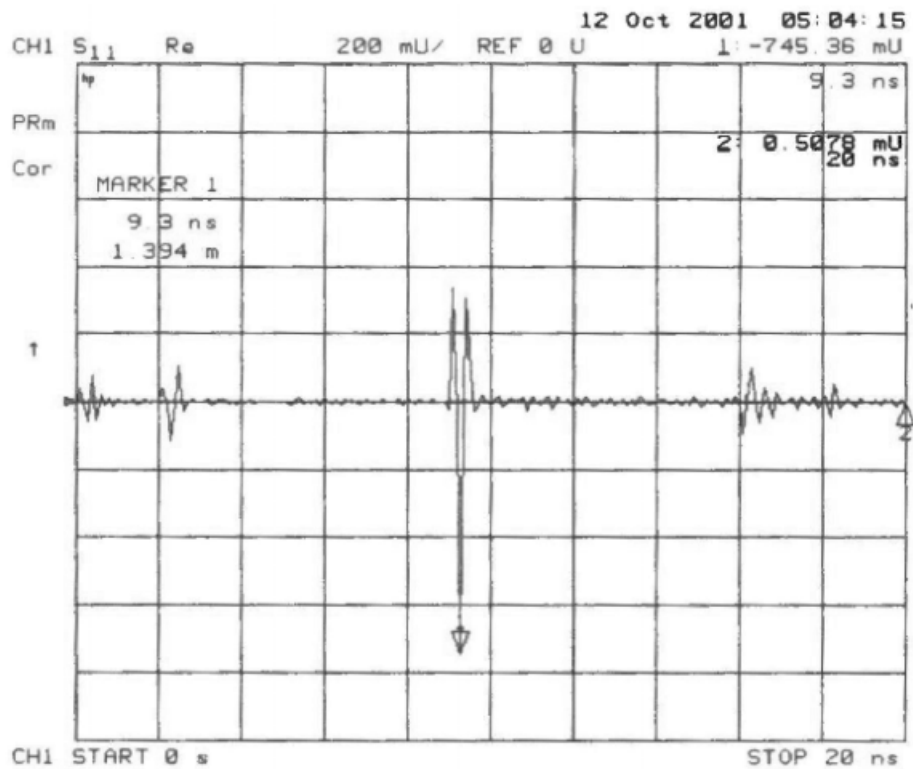


그림 5.12 게이트를 걸지 않은 상태의 타임도메인 측정  
 Fig. 5.12 Time Domain Measurement at None Gate.

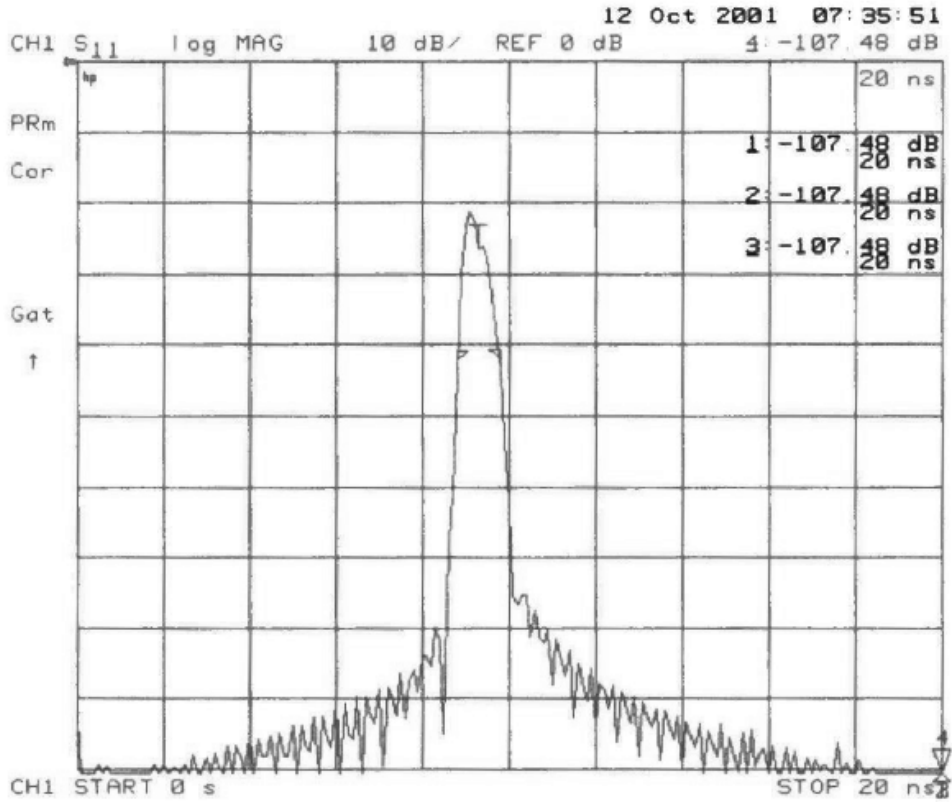


그림 5.13 원추절단 흡수체의 타임 도메인 측정  
 Fig. 5.13 Time Domain measurement of Cutting cone-shaped wave absorbers.

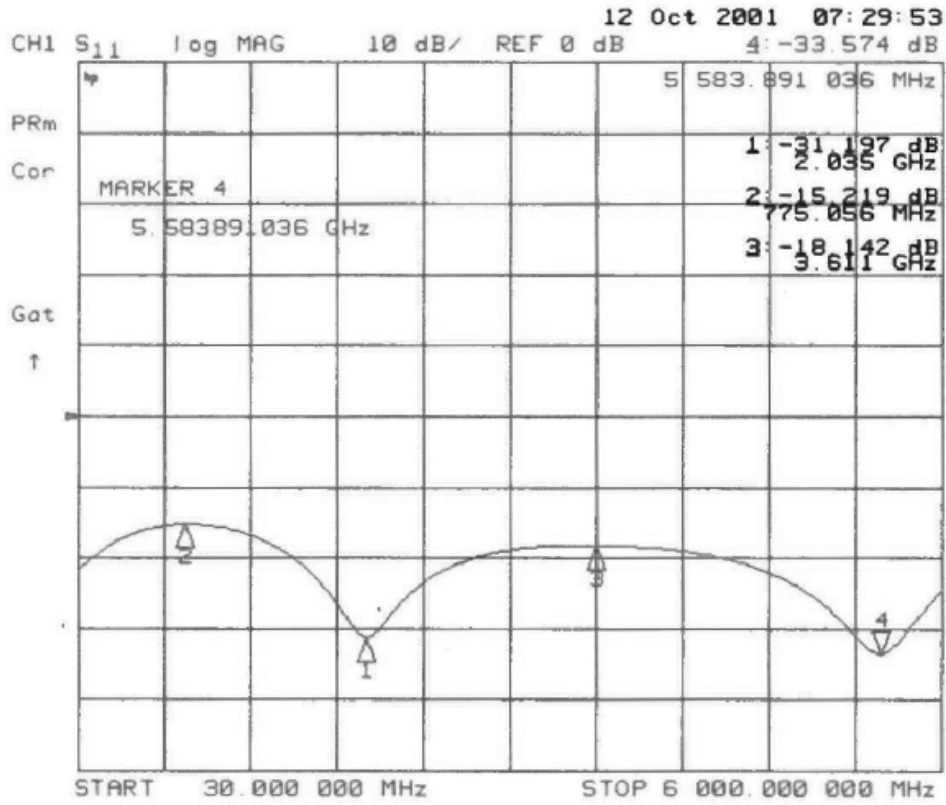


그림 5.14 푸리에 변환에 의한 원추절단 흡수체 특성  
 Fig. 5.14 Reflectivity Characteristics of Cutting cone-shaped wave absorbers by Fourier Transform.

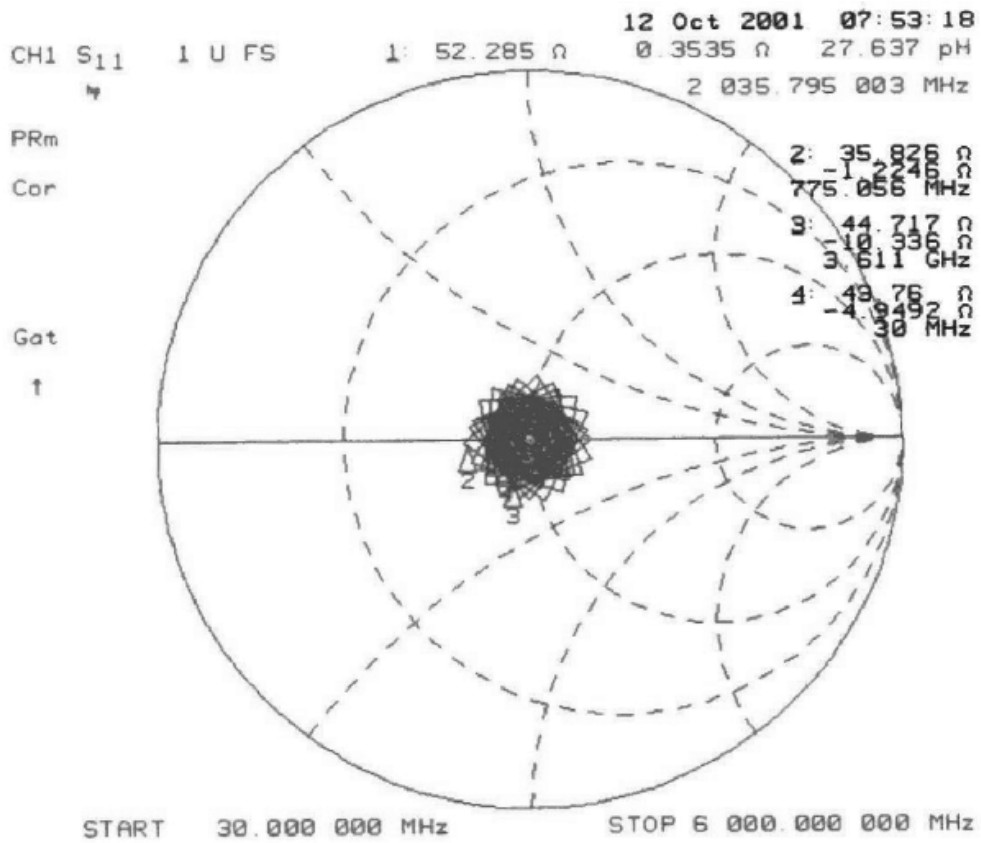


그림 5.15 원추절단 흡수체의 임피던스 특성  
Fig. 5.15 Impedance Characteristics of Cutting cone-shaped wave absorbers.

## 제 6 장 결론

페라이트 전파흡수체를 광대역화하기 위하여 기존 타일형 및 그리드형에 비하여 형상을 변화시킨 십자돌기형 및 원추절단 페라이트 전파흡수체를 설계하여 제작하였다. 십자돌기형 페라이트 전파흡수체를 이용하여 전파암실용의 적합성 여부를 확인하기 위하여 전파반무향실 특성을 성능 평가하였다.

페라이트 전파흡수체의 초광대역화를 위하여 원추절단 페라이트 전파흡수체를 제작하였으며, 흡수능 측정을 위하여 새롭게 테이퍼진 구형(矩形) 동축선로 측정시스템을 제작하여 흡수능을 측정하였다.

이상의 연구결과를 요약하면 다음과 같다.

- (1) 십자돌기형 페라이트 전파흡수체는 주어진 페라이트 재료를 이용하여 전체 두께를 최소로 하면서  $-20\text{dB}$  이상의 반사감쇠량을 가지는 주파수대역폭이 최대가 되도록 각층의 두께 및 형상 제어인자를 결정하였고, 초투자율 2,000, 2,500 및 3,000인 높은 투자율을 가지는 Ni-Zn계 페라이트를 사용하여 흡수특성을 평가하였다. 타일형 전파흡수체는  $20\text{dB}$  흡수특성이  $30\text{ MHz}\sim 400\text{ MHz}$  정도이고, 그리드형 페라이트 전파흡수체 역시  $30\text{ MHz}\sim 870\text{ MHz}$  대역으로 낮은 주파수 대역의 흡수특성을 보이는 반면에 십자돌기형 페라이트 전파흡수체는  $30\text{ MHz}\sim$  약  $4\text{ GHz}$ 까지의 주파수 대역에서  $-20\text{ dB}$  이상의 반사감쇠량을 가지는 광대역 전파흡수 특성을 보였다.
- (2) 십자돌기형 페라이트 전파흡수체로 전파반무향실의 성능을 평가한 결과, 전파암실에서 수신안테나의 높이에 변화를 주어 측정된 하이트 패턴의 형상이 오픈

사이트에서 하이트 패턴의 형상과 잘 일치하였으며, 전파의 Mode에 의한 변화도 유사함을 확인하였다. 또 전파암실에 타일형이나 그리드형의 전파흡수체를 적용했을 때 상한주파수가 각각 500 MHz와 1,000MHz 정도이나, 십자돌기형의 경우 상한주파수가 3,000MHz 이상까지 대폭 확대됨을 확인하였다. 따라서, 전파암실 또는 GTEM-Cell을 제작하거나 기타 EMC 대책용으로 십자돌기형의 전파흡수체가 유용하게 사용될 것으로 기대된다.

- (3) 원추절단형 페라이트 전파흡수체 역시 주어진 페라이트 재료를 이용하여 전체 두께를 최소로 하면서 -20 dB 이상의 반사감쇠량을 가지는 주파수대역폭이 최대가 되도록 각층의 두께 및 형상 제어인자를 결정하였고, 초투자율 2,500의 투자율을 가지는 Ni-Zn계 페라이트를 사용하여 흡수특성을 평가하였다. 원추절단형 페라이트 전파흡수체의 경우는 30 MHz~6 GHz 이상의 대역에서 20 dB 이상의 전파흡수능을 가지는 초광대역 전파흡수체임을 확인하였다. 또한 전체 높이가 42.2mm 밖에 되지 않아 전파무향실에 적용할 경우 실내 유효공간확장에 매우 유리함을 알 수 있었다.
- (4) 전파흡수체는 흡수능 측정을 위하여 테이퍼진 평행판 스트립라인에 의하여 원추절단 페라이트 전파흡수체를 측정하였으며 본 논문에서 제안하는 새로운 측정시스템의 측정결과와 비교하였다. 스트립라인에 의한 측정 시스템을 이용하여 측정한 전파흡수체의 흡수능을 측정한 결과 약 40 MHz~1 GHz까지의 대역에서 20 dB 이상의 전파흡수능을 나타내었다. 흡수능의 측정대역이 1 GHz로 한정된 이유는 스트립라인 측정시스템 제작시 컨넥터부분의 접촉불량에 의하여 고주파 손실의 발생 및 구조상 양쪽이 Open 되어 있어 주위 불요 전자파에 의한 측정오차가 일어나기 쉬운 단점이 있어, 새로운 측정시스템에 의한 흡수능 측정이 요구되었다. 따라서 원형 동축선로와 테이퍼진 구형(矩形) 동축선로를 연결한 측정시스템을 제작하여 흡수능을 평가하였다.



(5) 새롭게 제안하는 구형(矩形)동축선로를 이용한 측정시스템에서는 원추절단 페라이트 전파흡수체의 흡수능이 30 MHz ~ 6 GHz에서 보면 760 MHz에서 약 -15dB 정도의 흡수능을 보이고 있고 3.6 GHz 대역에서 -18 dB로, 비교적 측정 대역 30 MHz ~ 6 GHz에서 흡수능 비대역폭의 허용조건인 -20 dB를 충족하고 있음을 알 수 있다. 또한 측정장비의 여건상 6 GHz 이상의 측정은 할 수 없었으나 6 GHz 이상에서도 상당한 흡수 특성을 보이는 초광대역 전파흡수체라는 것을 알 수 있었다. 따라서 개발된 원추절단 페라이트 전파흡수체를 전파무향실에 적용할 경우 크기 면에서 흡수체의 두께가 42 mm 정도로 실내 공간의 확장성 면에서 효율이 좋을뿐더러, 흡수특성 면에서도 매우 초광대역을 가지므로 유효하게 적용될 것으로 기대된다

## 참 고 문 헌

- [1] CISPR/B/220/RVC, CISPR II, 1998. 11. 8.
- [2] 内藤喜之 外, “フェライト吸収の電波吸収特性”, 日本電子通信學會 論文誌 B,52-B, pp.26-30, 1969. 1.
- [3] Y. Naito et al., "Characteristics of grid ferrite electromagnetic wave Absorber", IEICE of Japan, vol. J76-B-II, No.11, pp. 898-905, Nov. 1993.
- [4] 内藤喜之, “フェライト透磁率の周波數分散の定式化について”, 日本電子通信學會 論文誌 Trans. IECE '76/5 Vol. 59-C No. 5 pp. 297-304, 1975. 8.
- [5] 김동일, 이창우, 전상엽, 정세모, “초광대역특성을 갖는 정방형 페라이트 기둥구조의 전파흡수체 설계법”, 한국향해학회지 제19권 제2호, pp.99-106, 1995.
- [6] 김동일, 전상엽, 정세모, “제2층에 십자형 슬롯을 가지는 2층형 초광대역 전자파흡수체의 개발”, 한국전자과학회 종합학술대회 논문집, pp.8-12, 1995.
- [7] 정세모, 김동일, 전상엽, “십자형 광대역 페라이트 전파흡수체의 설계”, 한국향해학회지 한·중국학술심포지엄 및 추계학술발표회 논문집, pp.125-134, 1996.

- [8] 김동일, 박지용, “광대역특성을 갖는 다층구조 페라이트 전파흡수체의 최적설계”, 한국통신학회 부산·경남추계합동학술발표회, pp.58-62, 1996.
- [9] 김동일, 전상엽, “테이퍼부를 가지는 초광대역 페라이트 전파흡수체”, 한국전자공학회지, 제34호, D편, 제4호, pp.8-16, 1997. 4.
- [10] 김동일, 박종구, 원영수, “십자돌기형 페라이트 전파흡수체의 광대역 설계”, 한국전자과학회 논문지, 제11권, 제3호, pp.372-377, 2000. 4.
- [11] 김동일, 박종구, 정세모, 이영구, “원추절단형 페라이트 전파흡수체의 최적설계 및 제작에 관한 연구”, 한국해양정보통신공학회 논문지, 제4권, 제4호, pp.721-725, 2000. 11.
- [12] 김동일, 박종구, 원영수, 이영구, 정세모, “원추절단형 및 원기둥형 광대역 페라이트 전파흡수체 개발에 관한 연구”, 한국전자과학회논문지, 제11권, 제6호, pp.900-906, 2000. 9.
- [13] Dong Il Kim, Jae-Young Bae, June-Young Son, Young-Soo Won, Jae-Man Song, "A Study on Fabrication of Ferrite Electromagnetic Wave Absorber", Journal of the Electromagnetic Society, vol. 1, No. 1, pp95-99, May, 2001.
- [14] 강덕근, “새로운 전자파장해관련 기준 제/개정”, 전파진흥지, pp.11-16, 1996. 11.
- [15] 김동일, 김민석, 정세모 “전파반무향실의 평가에 관한 연구”, 한국향해학회지 제19권 제1호, pp.9-16, 1995.
- [16] 김동일, 김민석, 정세모, “전파반무향실의 특성평가에 관한 연구”, 한국향해학회 '96 춘계 학술 발표회 논문집, pp.93-100, 1996.
- [17] 김동일, 김동철, “전파흡수체의 특성측정기법 및 설계 제작에 관한 연구” 한국향해학회지, 제16권 제4호 pp.35-44, 1992. 12.
- [18] 内藤喜之, “電波吸收体”, OHM社, 1987.
- [19] “電磁波の吸収と遮蔽”, 日經技術圖書(株), pp129-142, 1989.1.10
- [20] Y. Naito et al., "Anechoic chamber fitted with ferrite grid or ferrite multilayer electromagnetic wave absorbers", EMC'94 ROMA, pp.229-234,

Sep. 1994.

- [21] Y. Shimizu et al., Absorption and shield of electromagnetic wave, Nikkei Publishing Co., Japan, 1989.
- [22] 内藤喜之, “電波吸収体”, OHM社, pp53-76, 1987.
- [23] “電磁波の吸収と遮蔽” 日経技術圖書(株) pp143-171, 1989.1.10
- [24] 김동일, 백명숙, “Fourier 역변환을 이용한 전파흡수체의 특성측정법에 관한 연구” 한국해양대학교 부설 산업기술연구소 연구논문집 제11집, pp129-142, 1993.12
- [25] 内藤喜之 外, “フェライト吸収の電波吸収特性”, 日本電子通信學會 論文誌 B, 52-B, pp.26-30, 1969. 1.
- [26] D. Y. Kim and Y. C. Chung, “Electromagnetic wave Absorbing characteristics of Ni-Zn ferrite grid absorber”, IEEE Trans. Microwave Theory Technol., vol. 45, pp.356-361, Sep. 1997.
- [27] 高橋秀俊 “バークレ物理學コース3 波動 上”, 丸善株式會社, 1973
- [28] 朴聖基, 마이크로파 공학. 청문각, 1985.
- [29] Dong Il Kim, Michiharu Takahashi, Hiroki Anzai, Sang Yup Jun, “Electromagnetic wave absorber with wide-band frequency characteristics using exponentially tapered ferrite”, IEEE Transactions on electromagnetic compatibility, Vol.38, No.2, pp.173-177, May. 1996.
- [30] 김동일, 전상엽, “십자형슬롯을 가지는 적층형 초광대역 페라이트 전파흡수체의 설계”, 한국전자과학회 논문지, 제7권, 제4호, pp.346-352, 1996
- [31] “電磁波の吸収と遮蔽”, 日経技術圖書(株), pp129-142, 1989.1.10
- [32] Y. Naito et al., “Characteristics of grid ferrite electromagnetic wave Absorber”, IEICE of Japan, vol. J76-B-II, No.11, pp.898-905, Nov. 1993.
- [33] 김동일, 전상엽, “Design of Improved Grid Type Electromagnetic Wave Absorber Using Exponentially Tapered Ferrite”, '96 KJJC-EMCT, 한일합동

- 학술발표회 논문집, pp. 627-630, 1996.
- [34] Dong Il Kim, M.Takshashi, H.Anzai, S. Y. Jun, "Electromagnetic Wave Absorber with Wide-Band Frequency Characteristics Using Exponentially Tapered Ferrite", IEEE Trans. EMC, VOL. 38, NO. 2, pp.173-177, 1996.
- [35] 정세모, 김동일, 전상엽, "십자형 광대역 페라이트 전파흡수체의 설계", 한국향해학회지 한·중국학술심포지엄 및 추계학술발표회 논문집, pp.125-134, 1996.
- [36] 김동일, 전상엽, "EMI/EMC 대책용 광대역화 전파흡수체의 개발에 관한 연구", 한국향해학회지 제12권 제4호, pp.13~26, 1991. 12
- [37] 長谷川伸, 杉浦行, 剛村滿春夫, 黒沼弘, 電磁波障害, pp.136-179, 産業圖書, 1991.
- [38] 虫明康人, 安達三郎, 電波工學例題演習, pp104-114, コロナ社, 1972.
- [39] Akira Ishimaru, "Electromagnetic Wave Propagation, Radiation, and Scattering", Prince Hall, England Cliffs, New jergy, pp448-459, 1991.
- [40] 山下榮吉, 電磁波工學入門, 産業圖書(株), pp48-53, 1980
- [41] "電磁波の吸収と遮蔽", 日經技術圖書(株), pp327-548, 1989.1.10
- [42] R. G. Fitz Gerrell, "Site Attenuation", NBS Technical Note 1089, U.S Dept of Commerce, pp1-43, 1985.
- [43] R. G. Fitz Gerrell, "Site Attenuation", IEEE Trans. on EMC, Vol EMC-28, No, 1, pp28-31, Feb. 1986.
- [44] R. G. Fitz Gerrell, "Standard Linear Antennas, 30 to 1000MHz", IEEE Trans. on Antennas & Propagation, Vol Ap-34, No, 12, pp393-398, Dec. 1986.
- [45] A. A. Smith, "Calculation of Site Attenuation from Antenna Factor", IEEE Trans. EMC-24, 3, pp301-316, Aug. 1982.
- [46] J. David Gavenda, "Near Field Correction to Site Attenuation", IEEE Trans. on EMC, Vol, 36, No. 3, pp213-220, Aug. 1994.
- [47] Sergei A. Schelkunoff, Antennas Theory and Practice, pp403-434, New York, willey, 1952.

- [48] Howard E. King, "Mutual Impedance of Unequal Length Antennas in Echolen", IRE Transactions on Antennas and Propagation, pp.306-313, July, 1956
- [49] Yoshiyuki Naito, Tetsuya Mizumoto, Hiroki Anzai, Michiharu Takahashi, "Anechoic Chamber Fitted with Ferrite Grid or Ferrite Multi-Layer Electromagnetic Wave Absorbers", Int'l Symposium on EMC, pp.239-234, Sep. 13-16, 1994
- [50] 김동일, 정세모, 전상엽, "초광대역 특성을 가지는 Ferrite 전파흡수체의 설계법", 한국향해학회지, 제18권 제2호, pp.121-128, 1994. 5
- [51] "Measured Technical Data Exhibiting Anechoic Chamber Lined by 'TOYO' FFG-1000 Ferrite Grid Absorber", Toyo Corporation, Japan, 1991
- [52] 陣年綱, 마이크로파 공학. 청문각, 1996.
- [53] 박한규, 조영기, 전자장과 전파통신, 범한서적(주), 1996.
- [54] 김동일, 안영섭, 정세모, "전파흡수체의 전파흡수특성 측정기법에 관한 연구", 한국향해학회지, 제16권 제4호 pp.25-34, 1992. 12.
- [55] Tatsuo Itoh, "Reference Data for Engineers : Radio, Electronics, Computer, and Communications", Vol 29, pp19-23, Howard W. Sams & Company, 1981.
- [56] 遠藤敬二, TV・FM 放送アンテナ, 日本放送出版協會, pp185-203, 1980.

## 본 논문 관련 발표논문

- [1] 김동일, 박종구, **원영수**, “십자돌기형 페라이트 전파흡수체의 광대역 설계”, 한국 전자파회 논문지, 제11권, 제3호, pp.372-377, 2000. 4.
- [2] 김동일, 박종구, **원영수**, 이영구, 정세모, “원추절단형 및 원기둥형 광대역 페라이트 전파흡수체 개발에 관한 연구”, 한국전자파학회논문지, 제11권, 제6호, pp.900-906, 2000. 9.
- [3] Dong Il Kim, Jae-Young Bae, June-Young Son, **Young-Su Won**, Jae-Man Song, "A Study on Fabrication of Ferrite Electromagnetic Wave Absorber", Journal of the Electromagnetic Society, vol. 1, No. 1, pp95-99, May, 2001.