工學碩士 學位論文

*ETC*용 전파흡수체의 개발에 관한 연구

A Study on Development of EM Wave Absorbers for ETC

指導敎授 金 東 一

*2008*年 *2*月

韓國海洋大學校 大學院

電 波 工 學 科

宋 永 萬

本 論文을 宋永萬의 工學碩士

學位論文으로 認准함

委 員 長 : 工學博士 元榮秀 (印)

委 員 : 工學博士 趙炯來 (印)

委 員 : 工學博士 金東一 (印)

2007 年 *12* 月 *21*日

韓國海洋大學校 大學院

電 波 工 學 科

宋 永 萬

목 차

Nomenclature ····· iii

Abbreviations ····· v

Abstract ····· vi

제 *1* 장 서 론 ····· 1

1.1 연구 배경 ····· 1

1.2 연구 목적 ····· 2

제 *2* 장 전파흡수체 이론 및 측정방법 ····· 3

2.1 전파흡수체의 정의 ····· 3

2.1.1 전자파환경과 대책 ····· 3

2.1.2 전파흡수체의 역사 ····· 4

2.2 전파흡수체의 분류 ····· 6

2.2.1 전파흡수체 재료 ····· 6

2.2.2 전파흡수체의 종류 ····· 9

2.3 전파흡수체 설계식 ····· 15

2.3.1 파동방정식 ····· 14

2.3.2 분포정수 회로화 ····· 19

2.4 전파흡수체의 반사계수 측정 ····· 25

2.5 재료정수 측정방법 ····· 26

제 *3* 장 전파흡수체의 제작 및 전파흡수 특성평가 ····· 31

3.1 전파흡수체의 제작방법 ····· 31

3.2 MnZn-ferrite의 혼합비에 따른 전파흡수특성 ····· 32

3.3 MnZn-ferrite에 Carbon을 첨가한 전파흡수특성 ····· 36

3.4 전파의 입사각에 따른 전파흡수체의 전파흡수능 측정 ····· 43

제 *4* 장 결 론 ····· 46

참고문헌 ····· 47

본 연구와 관련된 발표논문 ····· 49

Nomenclatures

$\boldsymbol{B}$	:	Magnetic Flux Density Vector
C	:	Capacitance
$\boldsymbol{D}$	:	Electric Flux Density Vector
d_n	:	Thickness of n-th Layer
$\boldsymbol{E}$	:	Electric Field Vector
G	:	Conductance
$\boldsymbol{H}$	:	Magnetic Field Vector
I	:	Current
$\boldsymbol{J}$	:	Electric Conduction Current Density Vector
L	:	Inductance
R	:	Resistance
V	:	Voltage
V_1, I_1	:	Voltage, Current in the Air Region (Input)
V_2, I_2	:	Voltage, Current in Sample
Y	:	Admittance
Z	:	Impedance
$\mathbf{Z_c}$	:	Characteristic Impedance
z_n	:	Input Impedance of n-th Layer
α	:	Attenuation Constant
β	:	Phase Constant
ε	:	Permittivity
ε_0	:	Permittivity of Vacuum
ε_{eq}	:	Equivalent Permittivity

ε_{rn}	:	Relative Permittivity of n-th Layer
γ	:	Propagation Constant
λ	:	Wavelength
μ	:	Permeability
μ_i	:	Initial Permeability
μ_{eq}	:	Equivalent Permeability
μ_{rn}	:	Relative Permeability of nth Layer
μ_0	:	Permeability of Vacuum
σ	:	Conductivity
ω	:	Angular velocity

Abbreviations

EMC : Electromagnetic Compatibility

EMI : Electromagnetic Interference

EMS : Electromagnetic Susceptibility

ETC : Electronic Toll Collection

ITS : Intelligent Transport System

SAR : Specific Absorption Rate

TEM : Transverse Electro-Magnetic

TE : Transverse Electric

TM : Transverse Magnetic

ABSTRACT

A Study on Development of EM Wave Absorbers for ETC

According to the increase of occupation density of microwave frequency band in use, electromagnetic environments become congested extensively. It often cause TV ghost, radar false echoes by wave reflection from adjacent constructions. Especially, in the area where strong reflectors, such as high building, steel tower, iron bridge, etc., exist around radio wave facilities, the performance of such apparatus often deteriorates due to multipath interference between direct wave and those reflected from these constrictions. Thus, to Countermeasure the electromagnetic wave interference, the radiated electromagnetic fields of digital electronic products must be measured and must not exceed the specified levels.

In addition, the increase of new devices Electromagnetic Interference (EMI) or Electromagnetic Susceptibility (EMS) problems. Therefore, the international or local regulations suggest certain standards for EMI / EMS.

These problems can be eliminated by using EM wave absorbers. It is important to develop absorbing material for preventing EMI.

MnZn-ferrite or Carbon is useful as a microwave absorbing material because their electric and magnetic loss contribute to the microwave absorption efficiently.

This thesis deal with basic research for development of EM wave absorbers in sheet type for Electronic Toll Collection (ETC), By controlling the MnZn-ferrite ratio, the Carbon ratio, the thickness, the kind of binders, the milling time, EM wave absorbers were prepared and examined. Matching frequency shifts toward higher with decreasing thickness of the absorber, and absorption ability controlled by adjusting MnZn-ferrite and

Carbon amount. MnZn-ferrite and Carbon composite microwave absorbers mixed with CPE were prepared at 70℃ in temperature. The fabricated EM wave absorbers show a reflection coefficient - 23 dB at 5.8 GHz in thickness of 3.3 mm by transmission line method. In case incident wave angle was 15°, the EM wave absorber was observed -17 dB at 5.8 GHZ with the thickness of 3.38±0.05 mm, in case incident wave angle was 30°, the EM wave absorber was observed -14 dB at 5.8 GHZ with the thickness of 3.38±0.05 mm, in case incident wave angle was 45°, the EM wave absorber was observed -12 dB at 5.8 GHZ with the thickness of 3.38±0.05 mm by free space method.

제 *1* 장 서 론

1.1 연구배경

사회·경제 규모가 확대, 고도화됨에 따라 차량 및 교통수요가 증가하여 대도시는 심각한 교통문제에 직면하게 되었다. 또한 교통량 증대로 인한 도로혼잡과 교통사고로 인한 인명피해로 막대한 사회적 비용을 치르고 있다. 이를 해결하기 위해 지능형교통시스템(ITS ; Intelligent Transport System)을 도입하게 되었고, 이는 도로와 차량 등 기존 교통의 구성요소에 첨단의 전자·정보·통신 기술을 적용시켜 교통시설을 효율적으로 운영하고 통행자에 유용한 정보를 제공하여 안전하고 편리한 통행과 전체 교통체계의 효율성을 기하도록 하는 교통부문의 정보화 사업이다. ITS는 도로건설, 교통, 통신, 전기, 전자, 자동차 등의 하드웨어와 운영기법 정보처리기법 등의 소프트웨어가 결합되어 다양한 형태의 서비스로 나타나며 이는 운전자, 보행자 ,교통시설 운영 관리자 등에 제공되어 통행이나 운영 관리에 다양한 혜택을 준다.

특히, 자동요금징수 시스템(ETC ; Electronic Toll Collection)은 ITS의 실현을 가능케 하는 기본 구성요소중 하나로서, 전자지갑 기능을 하는 스마트카드와 차량탑재기(OBU ; On Board Unit)를 이용하여 5.8 GHz대역에서의 무선통신을 통해 고속도로 및 유료 도로 톨게이트에서 무정차 주행 중에 통행료를 징수하는 시스템이다. 뿐만 아니라 ETC는 톨게이트에서의 정체완화를 통한 물류비 절감, 환경오염 개선, 요금징수 전산화를 통한 운영 유지비 절감 및 이용자에게 서비스를 개선하는 효과를 갖는다[1]. 하지만 전파의 다중반사로 인한 간섭으로 오신호가 발생할 수 있으며, 시스템 에러가 생기는 등 요금을 제대로 징수하지 못하는 문제가 발생되고 있어 편리한 교통 시스템을 실현하는데 어려움을 겪고 있다.

전기·전자기기들은 디지털 기술과 반도체 기술 등이 급속한 발전함에 따라 저 전력화, 소형화, 고속화가 가능하게 되었다. 하지만 회로의 고집적화에 따라 인위적인 제어가 어려운 미소한 전자파에도 민감하게 반응하여 오동작을 빈번히 일으키고 또한 많은 전기·전자기기가 사회 각 분야에 보급됨에 따라 전자파 밀집도가 증가하여 기기 주변의 전자파 환경을 악화시키게 되었다[2].

따라서 ETC 시스템에 설치된 전기·전자기기들 또한 원래의 목적대로 동작하지 않아서 시스템 환경에 혼란을 일으키거나 이용자들의 불편을 초래하는 등의 많은 문제점들이 나타나게 되었고 이러한 전기·전자기기들의 정확한 동작과 정밀한 제어에 대한 요구조건이 강화되고 있다.

1.2 연구 목적

전자파환경이 점차 폭주함에 따라 목적하지 않는 전자파에 의하여 방해에 부딪치고 또 반대로 스스로가 불필요한 전자파를 발사하여 방해를 하고 있는 경우가 많으며, 이와 같은 불필요한 전파를 억제하는 일이 중요한 과제로 되고 있다. 각종 전기·전자기기로부터 누설되는 전파를 억제하는 목적 등의 전파흡수체의 개발이 행해져 오고 있다. EMC 관련으로 불요전파를 내지 않거나 또는 반사하지 않도록 하는 전파흡수체 재료로는 도전손실재료, 유전손실재료, 자성손실재료가 있다. 특히 자성재료인 ferrite를 이용한 전파흡수능 향상과 광대역화를 위한 연구가 조성변화에 따른 흡수특성 변화를 중심으로 이루어져 왔다. 그러나 같은 조성을 갖는 시편일지라도 제작과정에 따라 물리적, 전자기적, 특성이 크게 변할 수 있으므로 제작과정에 따른 특성 변화도 함께 연구되지 않으면 안 될 중요한 연구 분야인 전파흡수체는 주파수 의존 특성이 매우 커서 사용하고자 하는 주파수대역에서 자기적, 전기적, 유전적 손실이 큰 재료를 사용하거나 이들을 혼합하여 최대의 손실특성을 나타내는 재료를 만드는 기술 개발이 필요하다.

따라서 본 논문에서는 광대역 특성을 가지고 전파흡수능에 큰 영향을 주며 자기적 손실이 높은 MnZn-ferrite를 기초로 하여 수행되었다. 또한 매질에 전계가 가해졌을 때 도전전류가 흘러서 전자파 에너지를 열로 변환시키고 전파흡수체의 박형화를 이룰 수 있으며, 고주파 대역에서 좋은 전파흡수능을 보기 위해 도전 손실 재료 중의 하나인 Carbon을 첨가하여 사용하였다[3].

전파흡수의 상승효과를 얻는 카본-페라이트 전파흡수체가 제안된 바 있다[4][5].

자성 손실 재료인 MnZn-ferrite와 도전 손실 재료인 Carbon의 재료특성을 이용하여 혼합한 전파흡수체를 제작하고, 두께 4 mm이하, 5.8 GHz에서 20 dB 이상의 전파흡수능을 만족하는 것을 목표로 하였다. 또한 이 개발한 전파흡수체를 ETC 시스템에 적용하였을 경우, 전파의 입사각에 따른 특성을 고려해야 하기 때문에 이에 대한 전파흡수능 특성도 분석하였다.

제 2 장 전파흡수체 이론 및 측정방법

2.1 전파흡수체의 정의

전파의 흡수란 전파에너지가 열에너지로 변환되는 현상이며 이와 같은 현상을 적극적으로 이용하여 반사파가 생기지 않게 하는 특수재료가 전파흡수체이다. 이상적인 전파흡수체는 입사해온 전파에너지를 모두 열에너지로 변환시키는 것이다[6]. 당초에는 적의 레이다에 잠수함이나 비행기가 탐지되지 않도록 하는 등의 군사 장비면에서의 요구나 전파암실을 구축하기 위해 이용하는 것이 주된 목적이었다. 그러나 근래에 들어서는 전자렌지(microwave oven)나 컴퓨터 등 우리 주변에서 전자파가 많이 이용되고 있으며, 이들 전자기기에서 방사된 불요 전파가 다른 전자기기에 악영향을 주고 있다. 이와 같이 전파환경이 악화 일로로 가는 상황에서 각종 전파흡수체를 필요로 하는 경우가 증가되어 왔다. 이외에도 전자파가 인체에 미치는 영향의 논란은 최근 주목되고 있으며, 전자파 방해 대책용으로서의 전파흡수체의 이용은 점점 활발해지고 있다.

2.1.1 전자파환경과 대책

정보화 사회는 전기, 전자, 정보처리 장치의 고기능화와 함께 디지털화 되어가고 있으며, 동시에 이러한 장치류의 보급도 급소하게 증가하고 있다. 이로 인하여 불필요한 전자파 방출이 증가하고 불요전자파의 영향을 받을 확률의 증대를 초래하고 있다. 우리가 생활하고 활동하고 있는 공간에는 낙뢰와 같은 자연형상으로 발생하는 전자파도 있으며, 방송국이나 개인 휴대용 전화기의 안테나로부터 방사되는 전자파도 있다. 이외에도 전기, 전자, 정보처리 장체에서 비의도적으로 방출되는 불필요한 전자파가 항상 존재하고 있다. 우리는 이러한 전자파를 유효하게 이용하여 정보의 교환을 위한 통신 등에 사용하기도 하지만 동시에 전자파환경 악화 문제라고 하는 새로운 과제를 제시하고 있다. 예를 들어 TV의 고스트(Ghost)문제에 의한 수신장해, 전자렌지로부터 방사하는 전자파 유해한 전자파 문제, 그리고 최첨단 전자기기 등에서 발생하는 전자파 장해로 인한 기기 상호간의 오동작 문제를 일으키고 있다[7].

이러한 상황에서 전자파환경에 대한 대책의 필요성과 중요성은 많은 분야에서 인식되고 있으며, 이 문제의 해결이 없이는 첨단기술의 발전은 있을 수 없다.

여러 가지 문제점들을 피하기 위해서는 전기, 전자, 정보처리 장체에서 방출되는 불필요한 전자파의 방사를 억제하여 전자파환경의 오염을 방지해야 한다. 또한 전자파 환경에 대한 전기, 전자, 정보처리 장치류의 내성을 향상시켜 오동작을 하지 않도록 하여야 하며, 전자파가 인간의 건강에 미치는 유해한 영향에 대한 방지기술도 개발하여야 한다.1 따라서, 이들 상호간의 조화가 취해진 전자파환경 확립을 위한 연구가 무엇보다도 중요하다. 이에 대한 해결방법으로는 일반적으로 접지 (Grounding), 차폐 (Shielding), 흡수 (Absorbing)의 방법이 사용되고 있다. 특히, 흡수는 내부 발진기 등이 안정하고 틈이 있는 경우에도 충분히 가능하다. 따라서 이러한 Absorbing을 이용한 전파흡수체의 연구개발이 활발히 진행되고 있다.

2.1.2 전파흡수체의 역사

전파흡수체에 관한 연구의 시작은 1930년으로 거슬러 올라간다. 당시 네덜란드 Naamlooze Vennootschap Machinerieen에서 2 GHz대의 전파흡수체에 관한 연구를 수행한 바 있다.

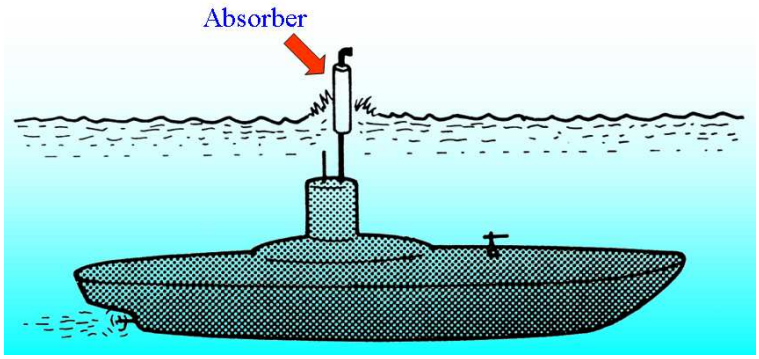


그림 2.1 전파흡수체의 최초 적용

Fig. 2.1 Initial Application of the EM Wave Absorber.

1945년에 군사용 전파흡수체가 개발되었으며, 이것은 그림 2.1에 나타내는 바와 같이 잠수함의 잠망경이나 부상시의 환기장치(snorkel)가 레이다에 탐지되는 것을 막기 위하여 사용되었다. 이 흡수체는 합성고무와 카보닐철, 저항피막 및 플라스틱으로 구성되는 "Wesch material"을 채워 넣은 구조로 이루어졌으며, 이러한 종류의 흡수체는 "Jauman 흡수체"라 불리워져 왔다.

미국의 MIT 복사연구실(Radiation Lab.)의 O. Halpen에 의하여 조직된 프로젝트에서는 응용형 전파흡수체가 개발되었으며, 이 프로젝트에서 도체판으로부터 1/4파장 전면에 377Ω의 표면저항을 가지는 저항피막을 배치한 구조를 가지는 공진형 흡수체의 일종인 "Salisbury 스크린 흡수체"가 개발되었다.

1953년에는 L. K. Neher에 의하여 피라미드형 전파흡수체가 개발되었으며, 이것은 오늘날에도 전파무향실 등에 널리 사용되고 있다.

이러한 전파흡수체는 그 사용 목적에 어울리는 형상이나 구성으로 이루어지지만, 크게 분류하면 특히 야외에 사용하는 박형 전파흡수체, 전파암실내에 사용하는 피라미드나 웻지(wedge) 형상 등의 다층형 전파흡수체, 또한 간이 용도의 도료형 전파흡수체, 시트형 전파흡수체 등 각양각색의 것이 실용화되어 있다.

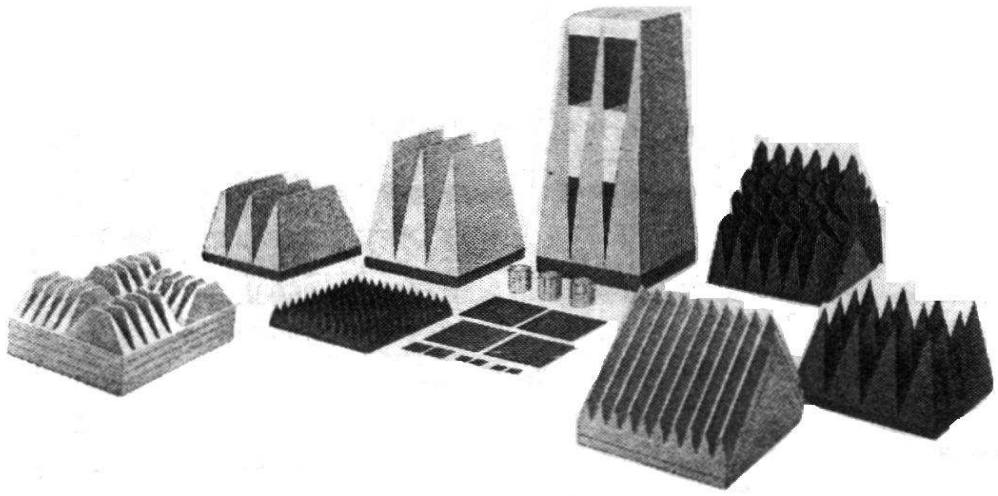


그림 2.2 다양한 전파흡수체

Fig. 2.2 The Various EM Wave Absorber.

전파흡수체는 도달하는 전파에너지를 전부 또는 어느 특정한 값 이하로 반사

를 제한하기 위하여 필요한 것이다. 이와 같이 반사를 제한하기 위해서는 입사되는 전파에너지를 열에너지로 변화 시켜야만 한다. 불필요한 전파를 내지 않거나 또는 반사를 하지 않도록 하는 재료로는 주로 양도체의 금속 또는 저항체, 손실재료 등이 있다. 손실재료의 분포정수회로(전송선로)의 기본식과 평면파의 미분방정식을 비교해보면 저항과 컨덕턴스는 각각 복소투자율의 허수항과 복소유전율의 허수항에 대치되며 도전율은 복소유전율의 허수항에 추가된다. 결국 도전손실재 σ, 자성손실재 μ'', 유전손실재 ε'' 중의 하나 또는 이들의 조합으로 전파흡수체가 형성된다. 이들의 사용방법은 아래 3가지로 크게 분류할 수 있다.

(1) 전파가 몇 번이고 손실재에 부딪혀 그때마다 전파에 손실을 부여하는 경우 : 그 대표적인 예가 전자레인지이며 안에 넣은 식품이 손실재가 된다.
(2) 전파 1회 밖에 손실재료에 부딪히지 않는 경우 : 그 대표적인 예는 TV 신호의 반사 방지에 사용되는 손실재이다.
(3) 어떤 정해진 통로(전송선로)를 통과하는 전자파에 손실을 부여하는 경우 : 그 대표적인 예로는 동축케이블 주위에 붙인 손실재나 전자레인지용 누설방지 손실재가 있다.

이와 같이 전파흡수체는 단일재료 또는 여러 가지 재료의 조합으로 필요한 용도에 따라 제작된다. 전파흡수체 제작에 기본이 되는 사항은 주파수, 재료정수, 두께 등을 이용하여 구하고자 하는 임피던스에 맞게 설계하여 정합을 시키는 것이다.

2.2 전파흡수체의 분류

2.2.1 전파흡수체 재료

전파흡수 재료에는 여러 종류의 것이 있지만, 크게 다음의 3가지 종류로 분류된다.

(1) 도전 손실재료

(2) 유전 손실재료

(3) 자성 손실재료

우선, 도전 손실재료란 저항체에 전류를 흘리면 흐르는 전류에 의해 열이 발생한다. 이와 마찬가지로 유한한 도전율을 가지는 매질에 전계가 가해지면 도전전류가 흘러서 전자파 에너지는 열로 변환된다. 이와 같은 도전 손실재료에는 도전성섬유를 부직포 형태로 짜서 만든 베나 산화인듐 방울을 증착한 유전체 시트 등이 있다.

유전 손실재료에는 카본고무, 카본을 포함하고 있는 발포우레탄, 카본을 포함하고 있는 발포폴리스치롤 등이 있다. 이런 종류의 흡수체를 이용해 광대역 특성을 얻고자 할 경우에는 다층 구조로 해서 표면 가까이의 감쇠를 작게 하고, 내부에 들어옴에 따라 감쇠를 크게 한다. 이 경우 각 층의 감쇠분포를 어떻게 주는가가 중요한 문제이다.

자성 손실재료의 대표적인 것은 페라이트이다. 금속판으로 뒤를 붙인 페라이트판은 비교적 넓은 주파수에 걸쳐 좋은 흡수특성을 나타낸다. 정합하는 주파수는 재질에 의해 결정되고 대강 0.3 ~ 1.5 GHz의 범위에 있다. 흡수체의 두께는 얇고 대부분의 것은 주파수에 관계없이 5 ~ 8 mm이고 기존의 것 중 제일 얇은 것은 700 MHz용 전파흡수체로서 그 두께는 0.8 mm이다. 또 페라이트 분말을 고무에 섞어 혼합한 고무 페라이트는 유연성을 가지며, 고무에 대한 페라이트 혼합비에 의해 정합주파수를 바꿀 수 있다.

여기서 위에서 3가지로 분류한 전파흡수재료의 차이를 전기적 재료정수의 관점에서 서술해보자.

우선, 앞에서 서술한 바와 같이 전파손실을 갖는(전파흡수를 일으킴) 재료의 유전율과 투자율은 복소수로 표시되고 그 복소 비유전율은 ε_r, 복소비투자율은 μ_r은 각각 다음 식으로 표현된다.

$$\varepsilon_r = \varepsilon_r^{'} - j\varepsilon_r^{''} \tag{2.1}$$

$$\mu_r = \mu_r^{'} - j\mu_r^{''} \tag{2.2}$$

여기서, 허수부는 손실 인자에 상당하며, 도전율 σ가 0이고 그 양자가 모두 0이면 무손실 재료이다.

$$\varepsilon_r'' = \mu_r'' = 0 \tag{2.3}$$

따라서 ε_r'' 와 μ_r'' 중에 적어도 한편이 0이 아닌 것이 전파흡수를 일으키는 것이 된다.

자성 전파흡수재료란 가해진 자계에 의해 전파흡수가 일어나는 것이다. 따라서 복소투자율의 허수부 μ'' 이 0이 아닌 것이 자성 전파흡수재료이다. 이때 복소 비유전율의 허수부 ε_r''은 0 이든 0이 아니든 상관없다. 즉, 자성손실과 함께 도전손실 혹은 유전손실을 갖는 재료도 있다. 또 복소비유전율의 실수부가 $\mu_r'' \neq 1$인 것은 자성체라 부르고 있고, 그 중에서 $\mu'' = 0$이 되면 무손실 자성체이다.

다음에 도전 손실재료와 유전 손실재료는 모두 $\mu_r' = 0$, $\mu'' = 0$ 이다. 여기서, 이 2개의 차이를 설명하면 다음과 같이 된다.

우선, 전기적 재료정수에는 직류회로를 취급할 때 잘 사용되는 저항을 ρ가 있다. 이 저항율 ρ는 도전전류 흐름의 어려움을 나타내는 정수로 직류회로에 있어서 옴 법칙의 정수이다. 그러나 높은 주파수에 있어서도 도전전류만 흐르는 것으로 가정하면, 복소유전율의 허수부 ε_r'' 은 저항율 ρ 혹은 도전율 χ을 이용해 다음 식으로 표현된다.

$$\varepsilon_r'' = \frac{1}{\omega\varepsilon_0\rho} = \frac{\chi}{\omega\varepsilon_0} \tag{2.4}$$

여기서, ε_0는 진공의 유전율로 $\varepsilon_0 = 8.85418782 \times 10^{-12}$[F/m], ω는 각주파수 $(\omega = 2\pi f)$이다. 그래서 사용하는 전파의 주파수에 있어서도 이 식을 만족하는 재료 혹은 근사적으로 이 식에 가까운 재료를 도전 손실재료라 말한다.

이것에 대해 유전체에 손실분말 등을 혼합한 재료는 식 (2.4)를 만족하지 않는다. 그 이유는 혼합매체에서는 저항체가 유전체 중에 분산된 형으로 되기 때문에 그 등가회로는 복잡하게 된다고 예상된다. 따라서 직류에서는 전류가 거의 흐르지 않기 때문에 저항율 ρ는 매우 크지만 높은 주파수로 되면 정전용량에 전류가 흐르기 때문에 저항에도 전류가 흘러 전파손실이 크게 나타난다. 그 때문에 직류의 저항율을 사용해 구한 식 (2.4)에 나타난 관계는 이와 같은

매질에서는 만족하지 않는다. 이와 같이 식 (2.4)를 만족시키지 않는 재료를 유전 손실재료라 부르는 것이다.

2.2.2 전파흡수체의 종류

(1) 전파 장해방지 대책용 전파흡수체

고층 건축물에 의한 텔레비전 고스트(ghost) 문제는 사회적 문제까지 되고 있다. 그 대책으로서 안테나의 지향성을 개선하거나 TV 수상기내에서 소거하는 방법, 또는 SHF대에 의한 재방송 등이 있지만, 결정적인 것이 없는 것이 현실이다. 이들 방법 중에서 건축물의 벽면에 전파흡수체를 붙여 반사파를 작게 하는 방법은 장해를 일으키고 있는 원인을 직접 없앤다는 의미에서 뛰어난 대책법이며, 이미 각 방면에서 아래와 같은 것들이 실용화되어 있다.

(1) 페라이트계 전파흡수체
(2) 저항섬유계 전파흡수체
(3) 저항피막계 밀리미터파 전파흡수체

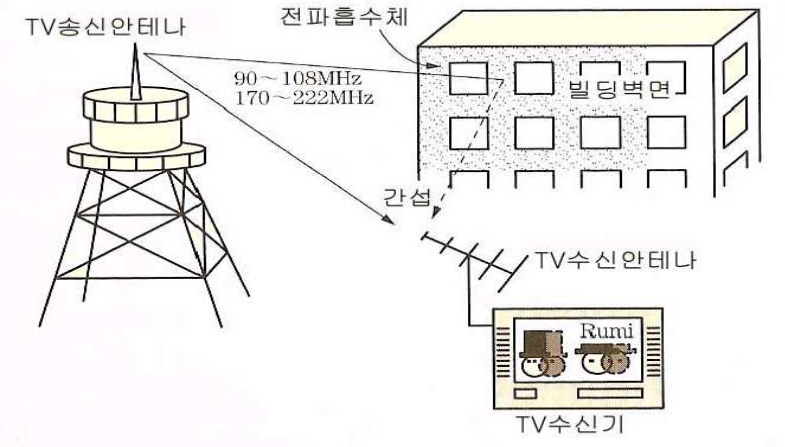


그림 2.3 TV 고스트의 발생 기구

Fig. 2.3 TV ghost generator.

(2) 레이다 허상방지 대책용 전파흡수체

레이다 허상(false echo)으로서는, 특히 선박의 마스트나 교량으로부터의 반사에 의한 문제를 들 수 있다. 최근에 대형교량이 해상에 건설이 되면서 이것에 의한 선박용 X-band 레이다(주파수 9.375 GHz)의 전파 반사에 기인한 레이다 허상의 문제가 생기고 있다. 교량으로부터의 반사 전파 때문에 선박이 없는 위치에 허상이 나타나거나 위상관계에 따라서는 선박의 상이 잘 나타나지 않게 되는 것으로 사고의 원인이 될 수 있으며 다음과 같은 흡수체들이 있다.

(1) 고무-페라이트계 전파흡수체
(2) 고무-카본계 전파흡수체
(3) 금속섬유, 페라이트 다층형 전파흡수체

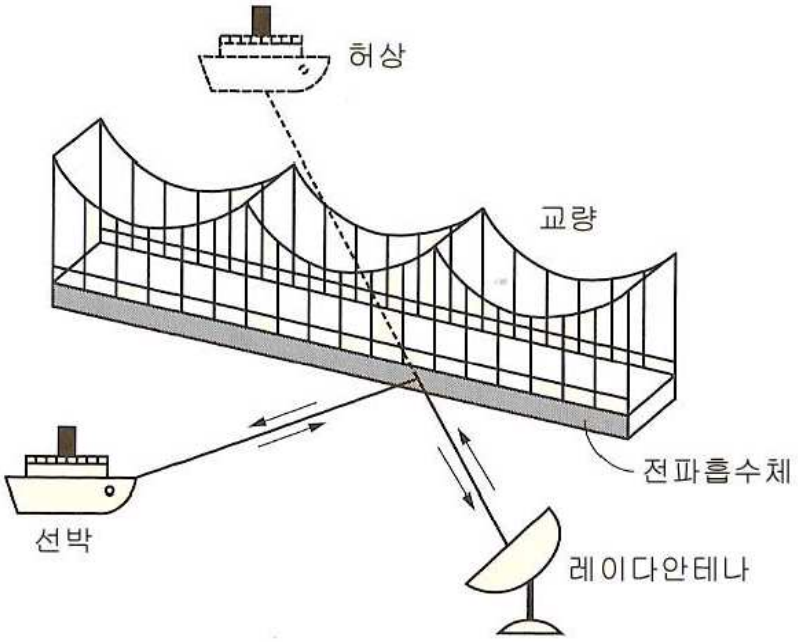


그림 2.4 레이더 허상의 발생기구
Fig. 2.4 Radar ghost generator.

(3) 전파암실용 전파흡수체

전파암실은 실내의 벽면에 전파흡수체를 붙은 방으로 내부에서 발생된 전파는 벽면에서 흡수되어 반사파가 생기지 않으므로 전파적으로 보면 무한

공간과 등가가 된다. 따라서 종래부터 안테나의 지향성 실험 등의 목적을 위해서 건설되어 왔다. 더욱이 최근의 전자파 환경문제를 위해 각종 전자기기로부터의 방사전자파 평가시험을 위한 전파암실이나 밀리미터파대의 연구개발에 맞추어 그 사양이 밀리미터파대까지 가능한 전파암실이 시공되고 있으며, 다음과 같은 흡수체들이 있다.

(1) 페라이트-카본계 다층형 전파흡수체
(2) 카본계 피라미드형 전파흡수체
(3) 페라이트-저항필름 다층형 판상재 전파흡수체

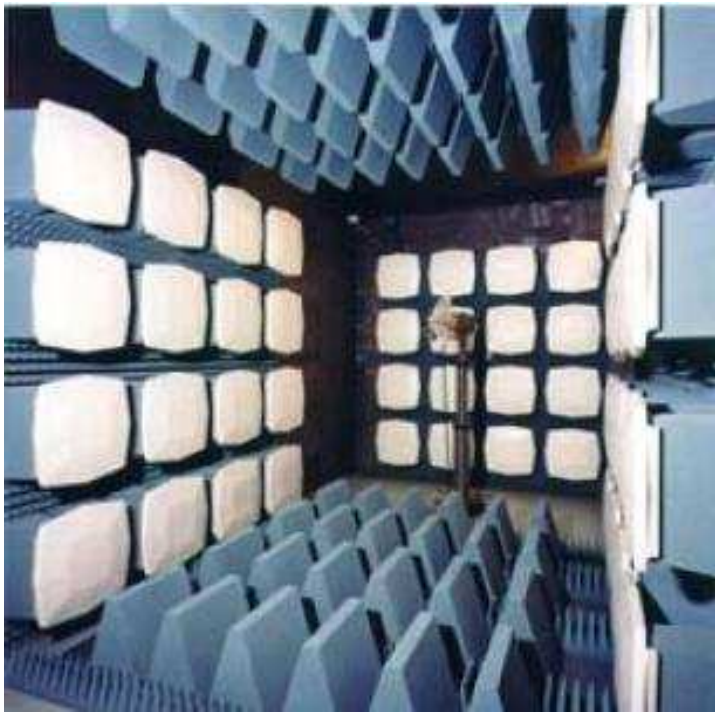


그림 2.5 전파암실의 내부
Fig. 2.5 Inside view of anechoic chamber.

(4) 밀리미터파대용 전파흡수체

최근 레이다나 통신기 등의 사용 주파수도 밀리미터파대의 높은 영역으로 옮겨가고 있으며 그에 따라 밀리미터파대에 대한 전파흡수체의 필요성도 높아져 가고 있다. 이러한 배경에서 밀리미터파 전파흡수체의 연구도 활발

해져서 35 GHz대나 60 GHz대 나아가서는 94 GHz대용 고무시트계 흡수체나 저항피막형 전파흡수체의 연구가 진행되고 있다. 한 예로서 사무실이나 공장 등의 실내에서의 밀리미터파를 이용한 무선 LAN의 경우 밀리미터파 전파흡수체를 천정이나 바닥의 벽면에 장착하여 전파가 이들로부터 다중 반사하는 것을 막아 정보전달의 오류율(error rate)을 적게 하고 있다. 나아가서 최근 전자파의 인체에 대한 영향에 관해서는 우려하는 목소리가 높아지고 있다. 이러한 배경에서 인체의 전파흡수율(SAR ; Specific Absorption Ratio)을 규명하는 연구가 행해지고 있으며, 이러한 분야에 있어서도 전파흡수체의 역할은 중요해지고 있다[8].

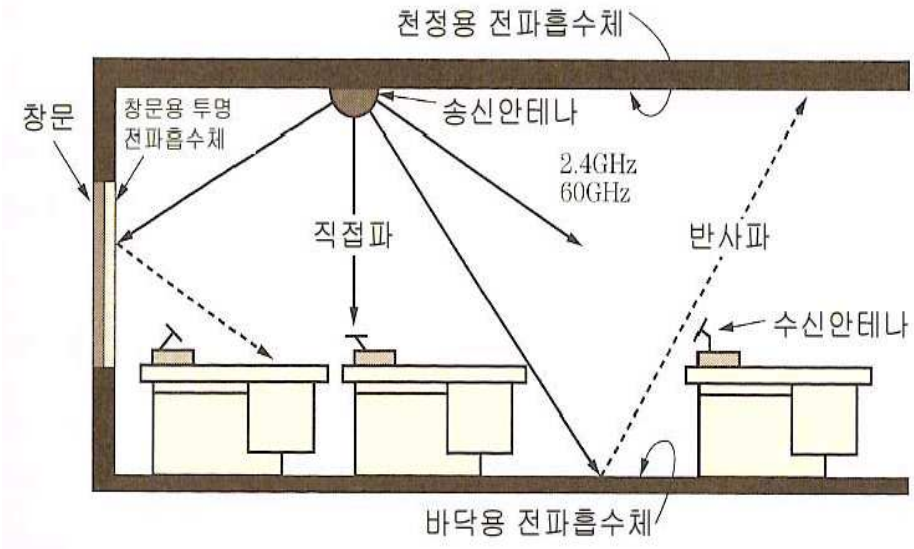


그림 2.6 무선 LAN의 실내 이미지
Fig. 2.6 Inside image of wireless LAN.

(5) RFID 시스템용 전파흡수체

RFID 시스템은 kHz의 저주파 대역에서 GHz의 고주파 대역에 이르기까지 다양한 주파수 대역을 사용하고 있으며, 항만・유통・물류 분야와 모바일 통신 분야에서 널리 이용되고 있다. 그러나 RFID의 상용주파수 대역이 고주파 대역으로 이동함에 따라 RFID 리더와 Tag 간의 통신을 함에 있어서 주위 환경이 많은 영향을 끼친다. 특히 다중 반사에 의한 영향은 직접파와 반사파의 위상이 일치할 경우 교신 가능한 영역을 증가시켜 불필요한

Tag 인식을 일으키며, 직접파와 반사파의 위상이 상쇄될 경우 교신 가능한 영역을 감소시켜 평상시 인식되고 있는 Tag를 인식할 수 없게 한다. 또한 Tag가 금속 물체에 부착될 경우, 금속 표면에서 신호의 반사와 경계 조건에 의하여 수신 전력이 감소되고, 금속 물체와 Tag 안테나 사이의 기생 커패시턴스 성분에 의해 안테나의 특성이 변화되어 통신거리가 급격하게 줄어든다.

이러한 문제점들은 RFID 리더와 Tag 간의 통신환경에 적합한 전파흡수체를 사용하거나 Tag 안테나와 금속 물체 사이에 전파흡수체를 부착하여 불필요한 간섭을 막음으로써 해결할 수 있다.

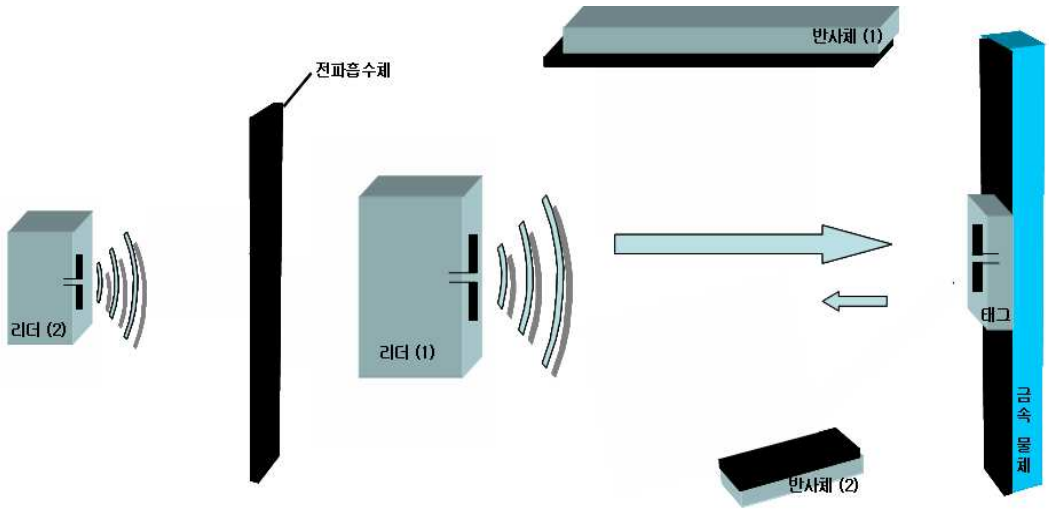


그림 2.7 RFID 시스템의 전파흡수체
Fig. 2.7 The EM Wave Absorber of RFID System.

(6) 차량충돌방지 레이더용 전파흡수체

차량충돌방지 레이더는 밀리미터파 레이더써 주파수 대역은 76~77 GHz가 이용되고 있으며, 미래의 교통 시스템으로 활발히 연구가 진행되고 있는 ITS (Intelligent Transportation System)에 정보를 제공하는 기본 센서로 역할을 수행할 수 있어 운전에 도움을 줄 뿐 아니라, 차량의 혼잡도 감소에 기여함으로써 에너지 효율 증가 및 물류의 원활한 이동으로 경제 생산성 향상에 크게 이바지할 수 있다. 그러나 차량충돌방지 레이더는 레이더 자체

의 다중반사에 의한 허상으로 오신호가 발생할 수 있으며, 시스템과 시스템 간의 상호간섭을 일으킬 수 있기 때문에 전파흡수체를 사용하여 이런 문제에 대한 대책을 해결할 수 있다.

(7) ETC (Electronic Toll Collection)용 전파흡수체

ETC시스템은 톨게이트에서 요금을 정차없이 자동으로 징수함으로서 교통체증을 해소하는데 유용하게 쓰이고 있으며 현재 우리나라에서도 High pass라는 이름으로 시범운행하고 있다. ETC 시스템은 다중경로(multi-path에 의한 전파의 반사와 도로면, 도로 측벽 등에서의 전파의 반사로 인해 오작동을 일으킬 경우 이에 대한 전파환경대책으로 전파흡수체를 사용하여 반사의 부담을 경감시킴으로서 문제를 해결할 수 있다. 이미 미국, 호주, 캐나다, 가까운 일본에서도 이러한 전파흡수체를 사용하여 시스템 오작동을 방지하기 위해 실용화하여 사용하고 있으며, 더욱 확대해 가고 있다. 우리나라에서도 이러한 전파흡수체의 개발이 요구되고 있다.

그림 2.7 ETC시스템의 응용

Fig. 2.7 Application of absorber to ETC system.

2.3 전파흡수체 설계식

2.3.1 파동방정식

(1) 단순매질영역의 파동방정식

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

$$\nabla \times \boldsymbol{E} = -\frac{\partial \boldsymbol{B}}{\partial t} \tag{2.5}$$

$$\nabla \times \boldsymbol{H} = \boldsymbol{J} + \frac{\partial \boldsymbol{D}}{\partial t} \tag{2.6}$$

여기서 $\boldsymbol{J} = \sigma \boldsymbol{E}$이며 σ 는 매질의 손실을 나타내는 도전율이다.

전원분포가 없는 무손실 단순매질 이라면 $\sigma = 0$ 이므로 식 (2.5) 양변에 회전을 취하여 식 (2.6)을 대입하여 정리하면

$$\nabla^2 \boldsymbol{E} = \mu\varepsilon \frac{\partial^2 \boldsymbol{E}}{\partial t^2} \tag{2.7}$$

$$\nabla^2 \boldsymbol{H} = \mu\varepsilon \frac{\partial^2 \boldsymbol{H}}{\partial t^2} \tag{2.8}$$

로 전계와 자계에 관한 파동방정식(Helmholtz equation)을 얻을 수 있다.

시간적 변화가 $e^{j\omega t}$인 시변장에서 매질의 전파정수(propagation constant)인 파수벡터γ를 도입하여 $\omega^2 \mu\varepsilon = \gamma^2$ 로 놓으면 전계와 자계에 관한 파동방정식(Helmholtz equation)은

$$\nabla^2 \boldsymbol{E} + \omega^2 \mu\varepsilon \boldsymbol{E} = \nabla^2 \boldsymbol{E} + \gamma^2 \boldsymbol{E} = 0 \tag{2.9}$$

$$\nabla^2 \boldsymbol{H} + \omega^2 \mu\varepsilon \boldsymbol{H} = \nabla^2 \boldsymbol{H} + \gamma^2 \boldsymbol{H} = 0 \tag{2.10}$$

로 된다. 식 (2.9)와 식 (2.10)은 동일한 형태의 방정식이므로 전계와 자계는 같은 형식의 해를 갖게 된다. 또한 식 (2.5)~식 (2.10)에서 회전으로 인한 성분은 다음과 같고 z 방향 성분은 존재하지 않는다.

$$\frac{\partial E_y}{\partial z} = j\omega\mu H_x \tag{2.11}$$

$$\frac{\partial H_x}{\partial z} = j\omega\varepsilon E_y \tag{2.12}$$

$$\frac{\partial E_x}{\partial z} = -j\omega\mu H_y \tag{2.13}$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial z} = -j\omega\varepsilon E_x \tag{2.14}$$

식 (2.11)~식 (2.14)을 고려하면 식 (2.9)와 식 (2.10)은 다음과 같은 평면파의 파동방정식으로 되어

$$\nabla^2 E_x + \gamma^2 E_x = 0 \tag{2.15}$$

$$\nabla^2 H_y + \gamma^2 H_y = 0 \tag{2.16}$$

장(field)을 만드는 파원(source) $\boldsymbol{J}$, ρ의 분포가 없을 때 평면파에서 전자파가 진행해 나갈 때의 파동을 나타낸다. 식 (2.15)와 식 (2.16)의 해를 지수함수 형태로 나타내면 다음과 같이 된다.

$$E_x = E^+ e^{-\gamma z} + E^- + e^{\gamma z} \tag{2.17}$$

$$H_y = \frac{1}{Z_c}(E^+ e^{-\gamma z} - E^- + e^{\gamma z}) \tag{2.18}$$

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

평면파에서 방사전력 총량은 $Re(s)$에 수직한 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 $r^{-1}e^{-jkr}$의 인자를 가지는

데 포인팅 벡터로 방사전력총량을 구하면 유한치가 된다. 거리가 매우 큰 곳에서는 거리를 조금 변화시켜도 거리의 변화율은 극히 적다. 이것에 대하여 e^{-jkr} 항은 거리의 미소 변화에도 민감하게 변한다. 따라서 전류원으로부터 멀리 떨어진 곳에서의 구면파를 부분적으로 조사 할 때는 수식적으로 간단하기 때문에 평면파로 취급할 수 있게 된다.

(2) 분포정수회로의 파동방정식

다음으로 일반적인 전송선로의 분포정수회로에 대하여 생각해본다.
높은 주파수대역에서 두 개 이상의 도체로 구성된 전력 전달 선로(Transmission Line)에서 길이 방향으로 그 특성이 일정한 선로는 특성 Impedance와 전파정수로 정의되며 이러한 선로는 분포정수회로로 해석된다. 여기서 R은 단위길이 당 저항성분(Ω/m)으로 도체의 불완전한 상태를 표시하며, L은 단위길이 당 인덕턴스($\mathrm{H/m}$), G는 단위길이 당 컨덕턴스 성분($\mathrm{\mho/m}$)으로 유전체 손실여부를 의미하며, C는 단위길이 당 커패시턴스 성분($\mathrm{F/m}$)을 의미한다.

마디 A B에서 KVL을 적용하고, 마디 B C에서 KCL을 적용하면

$$\frac{\partial v(t,z)}{\partial z} = -\left[Ri(t,z) + L\frac{\partial i(t,z)}{\partial t} \right] \tag{2.19}$$

$$\frac{\partial i(t,z)}{\partial z} = -\left[Gv(t,z) + C\frac{\partial v(t,z)}{\partial t} \right] \tag{2.20}$$

여기서 z는 선로를 진행하는 거리함수이다.

$R=0, G=0$ 인 무손실 전송선로(lossless line)에서 식 (2.19)와 식 (2.20)의 페이저 표현은

$$\frac{dV(z)}{dz} = -(R+j\omega L)I = -Z_s I(z) \tag{2.21}$$

$$\frac{dI(z)}{dz} = -(G+j\omega C)V = -Y_p V(z) \tag{2.22}$$

여기서 $\gamma^2 = Z_s Y_p$ 의 복소전파정수(complex propagation constant)를 도입하면 식(2.21)과 식 (2.22)는

$$\frac{d^2V(z)}{dz^2} = \gamma^2 V(z) \tag{2.23}$$

$$\frac{d^2I(z)}{dz^2} = \gamma^2 I(z) \tag{2.24}$$

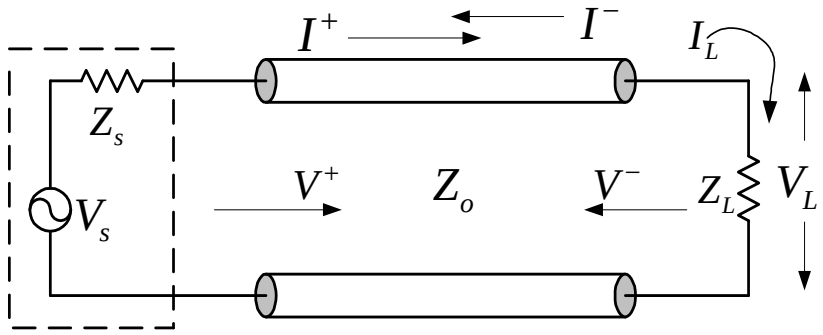


그림 2.8 일반적인 전송선로

Fig. 2.8 General Transmission Line.

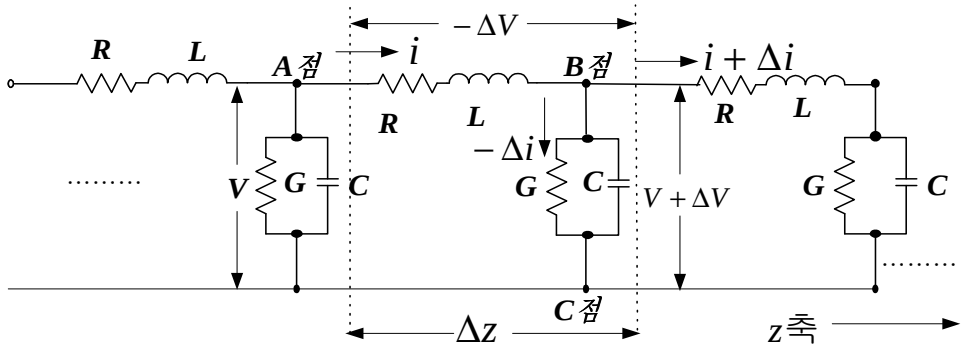


그림 2.9 일반적인 전송선로의 등가회로

Fig. 2.9 Equivalent Circuit of General Transmission Line.

가 된다. 식 (2.23)과 식 (2.24)에서 일반적인 2계 미방의 해는 독립된 두개의 항을 가지므로 부하임피던스Z_L을 전파흡수체의 특성임피던스 Z_C로 하면

$$V(z) = V_i e^{-\gamma z} + V_r e^{+\gamma z} = V^+ + V^- \tag{2.25}$$

$$I(z) = \frac{1}{Z_C}(V_i e^{-\gamma z} - V_r e^{+\gamma z}) = \frac{1}{Z_C}(V^+ - V^-) \tag{2.26}$$

로 되어 평면파에서 식 (2.25)와 식 (2.26)과 같은 형태가 된다.

2.3.2 분포정수 회로화

먼저 식 (2.13)과 식 (2.14) 및 식 (2.21)과 식 (2.22)에서

$$\mu = \mu' - j\mu'' \tag{2.27}$$

$$\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon'' \tag{2.28}$$

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

$$\frac{dE_x}{dz} = -j\omega(\mu' - j\mu'')H_y = (-\omega\mu'' - j\omega\mu')H_y = -(\omega\mu'' + j\omega\mu')H_y \tag{2.29}$$

$$\frac{dH_y}{dz} = -j\omega(\varepsilon' - j\varepsilon'')E_x = (-j\omega\varepsilon' - \omega\varepsilon'')E_x = -(\omega\varepsilon'' + j\omega\varepsilon')E_x \tag{2.30}$$

$$\frac{dV(z)}{dz} = -(R + j\omega L)I = -Z_s I(z) \tag{2.31}$$

$$\frac{dI(z)}{dz} = -(G + j\omega C)V = -Y_p V(z) \tag{2.32}$$

이 되어 식 (2.29)~식 (2.32)를 비교하면 같은 형태의 식으로 대응한다.

따라서 다음 파라미터를 치환하여도 양자는 일치됨을 알 수 있다. 즉, 분포정수회로에서의 V, I는 개념적으로 E_x, H_x 에 대응하며 마찬가지로 분포정수회로의 L, C, R, G는 전자장에서 μ', $\varepsilon', \omega\mu''$, $\omega\varepsilon''$ 에 대응하게 된다. 이것을 정리하면

$$L \leftrightarrow \mu', \ C \leftrightarrow \varepsilon', R \leftrightarrow \omega\mu'', \ G \leftrightarrow \omega\varepsilon'' \tag{2.33}$$

으로 되고, 이러한 대응관계를 분포정수회로의 전파정수에 적용하면

$$\gamma = \sqrt{ZY} = \sqrt{(R+j\omega L)(G+j\omega C)} \tag{2.34}$$
$$= \sqrt{(\omega\mu''+j\omega\mu')(\omega\varepsilon''+j\omega\varepsilon')} = j\omega\sqrt{\varepsilon\mu}$$

이 되며, 또한 선로 특성임피던스는

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

$$Z_C = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} = \sqrt{\frac{\mu_o\mu_r}{\varepsilon_o\varepsilon_r}} \tag{2.35}$$

가 되어 분포정수회로에서의 특성임피던스 Z_C는 평면파(Electromagnetic fields) 에서의 파동임피던스와 쌍대 관계에 있음을 알 수 있다.
또한 공기 중에서의 ε', μ' 의 값은 1이고 ε'', μ'' 의 값은 0이므로

$$\varepsilon = \varepsilon_o \varepsilon_r = \varepsilon_o(\varepsilon' - j\varepsilon'') = \varepsilon_o \tag{2.36}$$
$$\mu = \mu_o\mu_r = \mu_o(\mu' - j\mu'') = \mu_o \tag{2.37}$$

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

$$Z_O = \sqrt{\frac{\mu_o}{\varepsilon_o}} = 120\pi \cong 377\Omega \tag{2.38}$$

식 (2.35)를 식 (2.38)로 정규화시키면

$$z_c = \sqrt{\frac{\mu_r}{\varepsilon_r}} \tag{2.39}$$

로 소문자로 나타내기로 한다.
또한 진공중과 임의의 매질에서 전파정수는 각각

$$\gamma_o = j\beta_o = j\omega\sqrt{\varepsilon_o\mu_o} \tag{2.40}$$

$$\begin{aligned}\gamma &= \sqrt{ZY} = \sqrt{(R+j\omega L)(G+j\omega C)} = \sqrt{\omega\mu'' + j\omega\mu')(\omega\epsilon'' + j\omega\epsilon')} \\ &= \sqrt{j\omega(\mu' - j\mu'')j\omega(\varepsilon' - j\varepsilon'')} = j\omega\sqrt{(\mu' - j\mu'')(\varepsilon' - j\varepsilon'')} \\ &= j\omega\sqrt{\varepsilon\mu} = j2\pi f\sqrt{\varepsilon\mu} = j2\pi\frac{\sqrt{\varepsilon\,\mu}}{\lambda\sqrt{\varepsilon_o\,\mu_o}} = j\frac{2\pi}{\lambda}\sqrt{\varepsilon_r\,\mu_r}\end{aligned} \tag{2.41}$$

로 되어 분포정수회로 상의 파라미터 R, L, C, G를 전자장 파라미터로 변환시킬 수 있다.

전기회로 내에서 전력을 소비하는 역할을 하는 것은 저항 R과 컨덕턴스 G이다. 유전율$\varepsilon(=\varepsilon' - j\,\varepsilon'')$과 투자율$\mu(=\mu' - j\,\mu'')$에 주목하여 보면 R과 G에 대응하는 것은 각각의 복소성분μ''과 ε''로서 L과 C는 무효손실이며 R과 G는 유효손실이 된다. 이것은 회로이론에서 무효전력과 유효전력의 벡터합이 피상전력이 되는 것으로 이해 할 수 있다. 많은 전파흡수체는 도체금속판의 앞에 적당한 얇은 재료를 한 장 또는 여러 장을 배치하여 실현시킨다. 전자파의 입사 방향에서 보면 공기층과 전파흡수체 층으로 놓여 진 것으로 된다. 여기에 사용된 재료정수는 투자율 μ와 유전율 ε을 가지고 있다. 이들 재료정수를 식 (2.33)에 적용하면 분포정수회로화 할 수 있다.

식 (2.25)와 식 (2.26)에서 $V_i e^{-\gamma z}$, $V_r e^{\gamma z}$는 각각 전원에서 부하방향 및 부하에서 전원방향으로 진행하는 파로서 부하측 에서 보면, 전자는 입사파, 후자는 반사파가 된다.
반사파는 전자파가 진행하는 매질의 임피던스와 부하임피던스의 부정합에 의한 것으로 이 부분을 정합시킴으로서 반사파 성분을 제거 할 수 있고 전파흡수체 경우 전자파가 진행하는 매질의 임피던스와 흡수체의 임피던스를 정합 시킨 것이라 할 수 있다.
식 (2.25)와 식 (2.26)을 쌍곡선함수로 표현하여 분포정수회로 임의의 점 d에서 임피던스는

$$Z(d) = \frac{V(d)}{I(d)} = Z_c \frac{Z_L + Z_c \tanh(\gamma d)}{Z_c + Z_L \tanh(\gamma d)} \tag{2.42}$$

가 된다.

그림(2.10)와 같은 전파흡수체 구조에서 흡수체 경계면에서 부하로 들여다보는 입력임피던스는 부하가 도체판으로 단락 되어 있으므로 $Z_L = 0$ 에서

$$Z_{in} = Z_C \tanh(\gamma d) \tag{2.43}$$

가 된다. 여기서 d는 전파흡수체의 두께에 해당되며 Z_C는 전파흡수체 특성임피던스이다. 따라서 식 (2.41)에 식 (2.34), (2.35)를 적용하면 수전단에서 두께 d떨어진 흡수체 표면에서의 임피던스는

$$Z_{in} = Z_C \tanh(\gamma d) = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \tanh(j\omega \sqrt{\varepsilon\mu}\ d) \tag{2.44}$$

정규화시키면

$$\hat{z}_{in} = \sqrt{\frac{\mu_r}{\varepsilon_r}} \tanh(j\omega \sqrt{\varepsilon_r \mu_r}\ d) \tag{2.45}$$

이 된다.

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

식 (2.25)~(2.26)으로부터 전압과 전류 반사계수(reflection coefficient)는

$$\Gamma_V(z) = \frac{V^- e^{-\gamma z}}{V^+ e^{\gamma z}} = \frac{V^-}{V^+} e^{-2\gamma z} \tag{2.46}$$

$$\Gamma_I(z) = \frac{-V^- e^{-\gamma z}/Z_o}{V^+ e^{\gamma z}/Z_o} = -\frac{V^-}{V^+} e^{-2\gamma z} = -\Gamma_V(z) \tag{2.47}$$

로 정의되고 $z = 0$ 에서는

$$\Gamma_V(0) = \frac{V^-}{V^+} = \frac{\hat{z}_L - 1}{\hat{z}_L + 1} \tag{2.48}$$

따라서 임의의 점 x에서 부하단을 본 임피던스는

$$Z_{in} = \frac{V(x)}{I(x)} = Z_O \frac{1+\Gamma(x)}{1-\Gamma(x)} \tag{2.49}$$

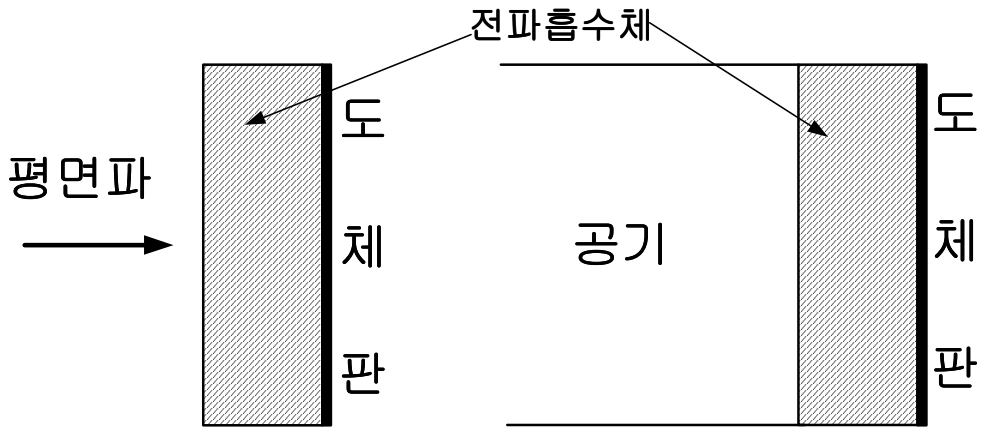
정규화 시키면

$$\hat{z}_{in} = \frac{Z_{in}(x)}{Z_O} = \frac{1+\Gamma(x)}{1-\Gamma(x)} \tag{2.50}$$

또 반사계수를 정규화 임피던스로 나타내면

$$\Gamma(x) = \frac{\hat{z}_{in} - 1}{\hat{z}_{in} + 1} \tag{2.51}$$

이 된다. 반사계수 Γ는 0~1 사이의 값을 갖는데 전파흡수체에서는 Γ가 적을수록 전파의 흡수능이 뛰어나다고 볼 수 있다. 가령 Γ가 극단적으로 0이면 무반사이므로 전자파 에너지의 완전 흡수가 일어나고 Γ가 1이면 완전반사로 전파흡수는 일어나지 않는다[9][10].



(a) 1매의 전파흡수체 **(b) (a)의 전송선 모델화**

그림 2.10 전파흡수의 기본 구성

Fig. 2.10 Basic Composition of Electromagnetic Wave Absorber.

2.4 전파흡수체의 반사계수 측정

본 논문에서 제작된 Sheet형 전파흡수체 반사계수를 측정하는데 사용되는 장비는 다음과 같다. 반사계수 측정법에 사용되는 장비는 그림(2.11)의 Network Analyzer와 그림(2.12)의 Sample Holder가 사용된다.

그림 2.11 Anritsu 37369D 네트워크 아날라이저

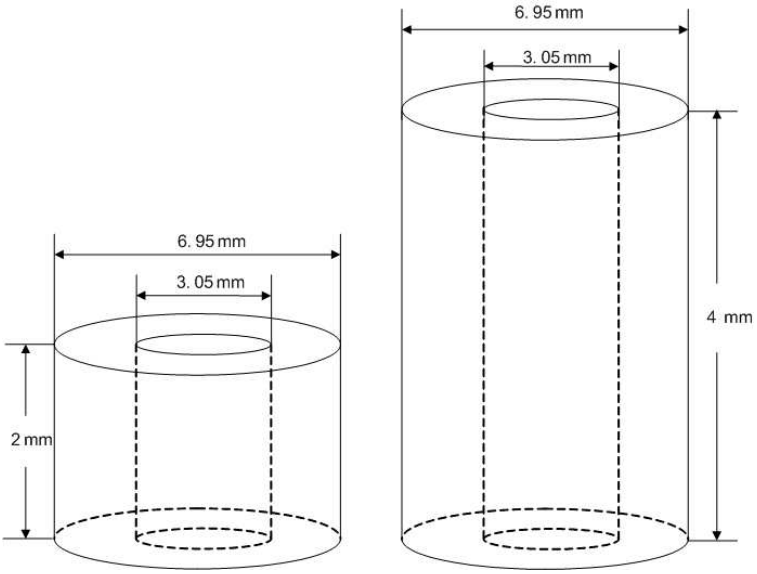
Fig. 2.11 Anritsu 37369D Network Analyzer.

그림 2.12 Wiltron사의 Sample Holder

Fig. 2.12 Sample Holder of Wiltron.

2.5 재료정수 측정방법

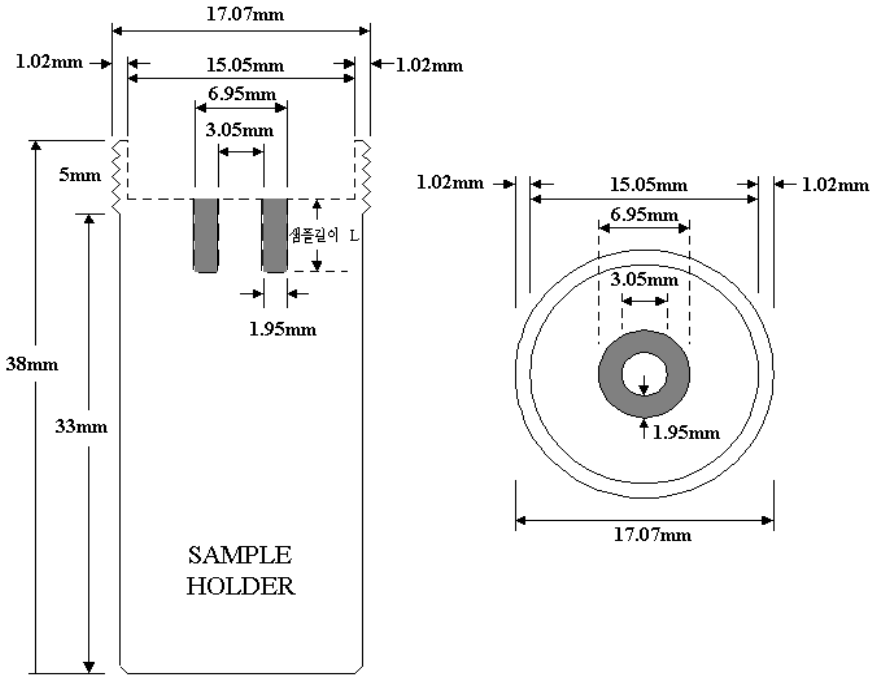
그림 2.13은 One-Port Method $\ell-2\ell$법[11]을 사용하여 흡수체의 전파흡수능과 재료정수를 측정할 시료의 2 mm , 4 mm Sample 도면이다. 그림(2.14)는 시료를 측정할 수 있도록 만들어진 Sample Holder의 단면(a)와 위에서 본 평면(b)의 그림이다. 진하게 칠해져 있는 부분이 Sample이 삽입되는 곳이며 이 Holder는 Network Analyzer(Anritsu 37369D)와의 연결시 틈이 없는 Sample Holder이다.



(a) 2 mm Sample(ℓ)　　(b) 4 mm Sample(2ℓ)

그림 2.13 제작된 Sample 도면 (a) 2 mm (b) 4 mm

Fig. 2.13 drawings of samples.



(a) Sample Holder의 단면 (b) Sample Holder의 평면

그림 2.14 Sample Holder 단면도와 평면도

Fig. 2.14 The Cross Section and Plane Sample Holder.

본 논문에서는 전파흡수체 시편의 재료정수는 반사손실 Anritsu 37369D를 사용하여 측정하였고, 측정된 반사손실을 이용하여 다음과 같은 방법으로 계산하였다.

우선, Sample Holder를 사용하고 그림(2.11)에서 보는 것과 같이 Network Analyzer의 Port와 Sample Holder 사이에 틈이 없이 밀착시키면 반사계수 $S_{11}(\ell)$은 전체에 대한 반사계수와 같게 된다.

그러므로 Short Sample의 측정치로 전체 반사계수를 측정할 필요 없이 Sample 길이가 ℓ 일 때와 2ℓ 일 때의 임피던스만 계산하면 된다.

우선 그림(2.15) 과 같이 Sample 길이가 ℓ 일 때의 임피던스는

$$Z(\ell) = \frac{1+S_{11}(\ell)}{1-S_{11}(\ell)} \tag{2.52}$$

와 같이 구해진다.

그림(2.16) 와 같이 Sample 길이가 2ℓ 일 때의 반사계수 $S_{11}(2\ell)$은 전체의 반사계수 $S_{11}(\ell)$과 같게 된다. 그러므로 2ℓ 일 때의 임피던스 식 (2.53)과 같다.

$$Z(2\ell) \quad = \quad \frac{1+S_{11}(2\ell)}{1-S_{11}(2\ell)} \tag{2.53}$$

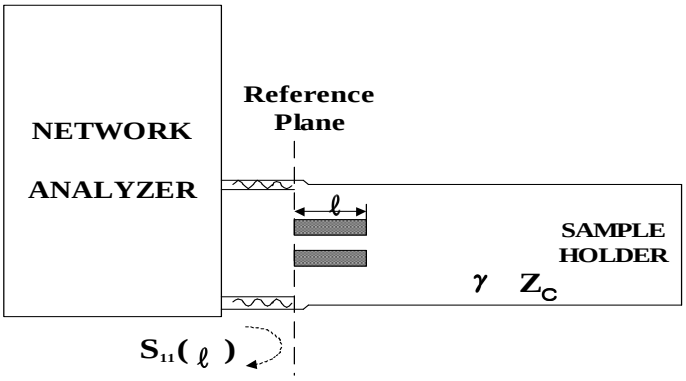


그림 2.15 샘플의 길이가 ℓ인 Sample Holder

Fig. 2.15 Sample Holder with sample length ℓ.

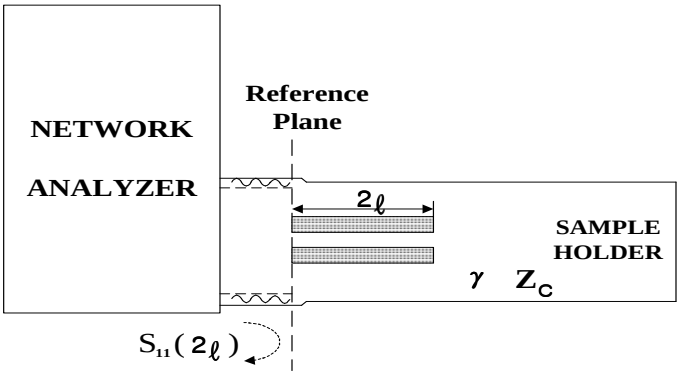


그림 2.16 샘플의 길이가 2ℓ 인 Sample Holder

Fig. 2.16 Sample Holder with sample length 2ℓ.

한편 Network Analyzer의 Port와 Sample Holder는 틈이 없이 밀착되므로

식 (2.54)와 식 (2.55)는

$$Z(\ell) = Z_c tanh(\gamma\ell) \tag{2.54}$$

$$Z(2\ell) = Z_c tanh(2\gamma\ell) \tag{2.55}$$

와 같이 쓸 수 있다. 식 (2.54)과 식 (2.55)에 하이퍼블릭 탄젠트 공식을 적용하면,

$$tanh(2\gamma\ell) = \frac{2tanh(\gamma\ell)}{1+tanh^2(\gamma\ell)} \tag{2.56}$$

이 되고, 식 (2.56)을 변형하면

$$Z(2\ell) = \frac{2tanh(\gamma\ell)}{1+tanh^2(\gamma\ell)} \tag{2.57}$$

$$tanh(r\ell) = \sqrt{\frac{2Z\ell - Z(2\ell)}{Z(2\ell)}} \tag{2.58}$$

이 된다. 식 (2.58)로부터 γ, Z_c 을 도출하면

$$\gamma = \frac{1}{\ell} tanh^{-1}\sqrt{\frac{2Z(\ell)-Z(2\ell)}{Z(2\ell)}} \tag{2.59}$$

$$Z_c = Z(\ell)\sqrt{\frac{Z(2\ell)}{2Z(\ell)-Z(2\ell)}} \tag{2.60}$$

이 된다. 식 (2.59)와 식 (2.60)을 대입해서 풀면

$$\varepsilon_\gamma = -j\frac{C}{2\pi f}\cdot\frac{\frac{1}{l} tanh^{-1}\sqrt{\frac{2Z(\ell)-Z(2\ell)}{Z(2\ell)}}}{Z(\ell)\sqrt{\frac{2Z(\ell)}{2Z(\ell)-Z(2\ell)}}} \tag{2.61}$$

$$\mu_{\gamma} = -j\frac{C}{2\pi f}\cdot\frac{1}{l}\tanh^{-1}\sqrt{\frac{2Z(\ell)-Z(2\ell)}{Z(2\ell)}} \cdot Z(\ell)\sqrt{\frac{2Z(\ell)-Z(2\ell)}{Z(2\ell)}} \tag{2.62}$$

이 구하여진다[12].

제 3 장 전파흡수체의 제작 및 전파흡수특성 평가

3.1 전파흡수체의 제작방법

전파흡수체 제작방법은 Open Roller를 이용하여 Sheet형 전파흡수체를 제작한다. 그림(3.1)은 그 제작과정을 보여주고 있다. 그림에서와 같이 전파흡수 재료들을 Mixer에서 일정시간 혼합한 후 Open Roller의 표면온도 70°C의 균일한 온도로 유지한 상태에서 Sheet형 전파흡수체를 제작한다[13].

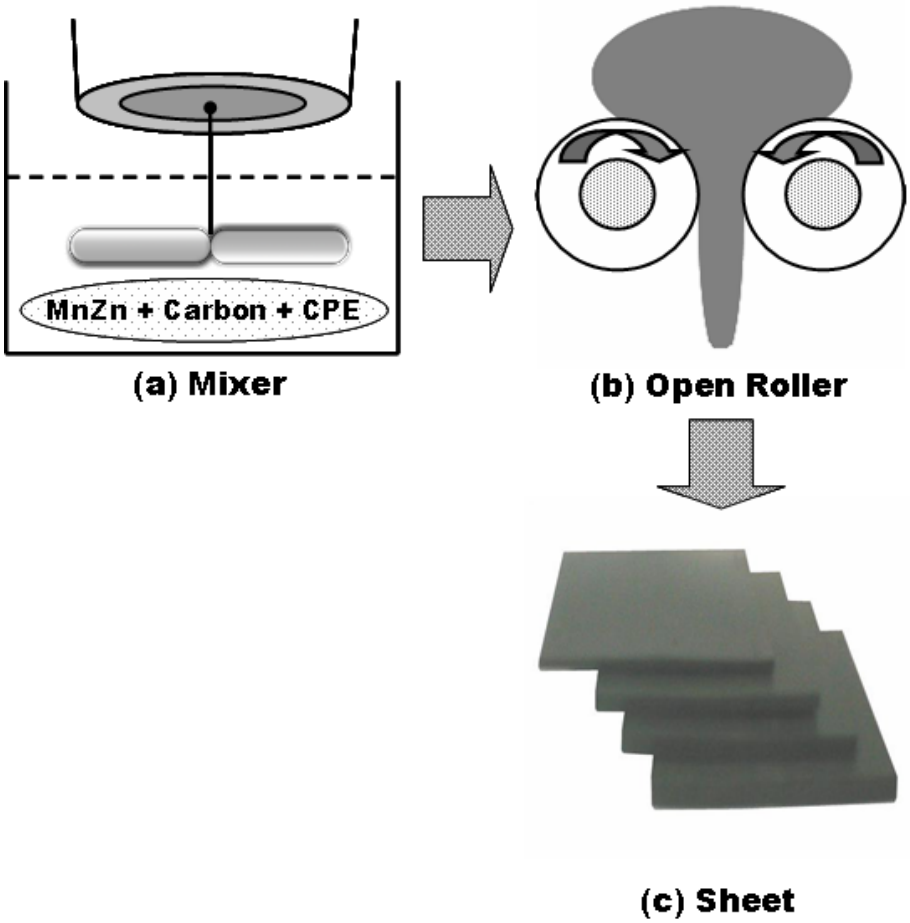


그림 3.1 전파흡수체의 제작과정

Fig. 3.1 Fabricating process of EM wave absorber.

*3.2 MnZn-ferrite*의 혼합비에 따른 전파흡수특성

본 논문에서는 전파흡수체를 설계하기 위하여 자성손실 재료인 MnZn-ferrite를 사용하였으며, 혼합비는 표 3.1과 같이 변화시켜 전파흡수체 샘플을 제작하였다.

표 3.1 전파흡수체 샘플제작

Table 3.1 Manufacturing of EM wave absorbers.

MnZn-ferrite (wt.%)	CPE (wt.%)	샘플두께 (mm)
35	65	2, 4
40	60	2, 4
45	55	2, 4

샘플을 제작한 후 Network Analyzer를 이용하여 샘플의 두께 2 mm, 4 mm로 해서 길이변화에 의한 측정법으로 샘플을 측정하였고 측정한 데이터를 가지고 Matlab 프로그램을 통해 재료정수를 계산하여 그림 3.2 ~3.7에 나타내었다. 이 재료정수를 이용하여 시뮬레이션한 결과 5.8 GHz 대역에서의 전파흡수능 변화는 그림 3.8과 같이 나타났다.

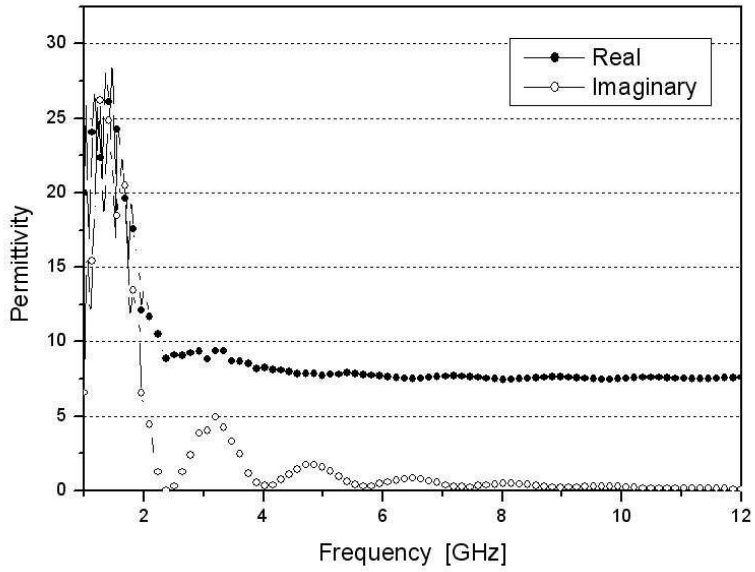


그림 3.2 복소비유전율 (MnZn-ferrite : CPE = 35 : 65 wt.%)

Fig. 3.2 Complex Permittivity (MnZn-ferrite : CPE = 35 : 65 wt.%).

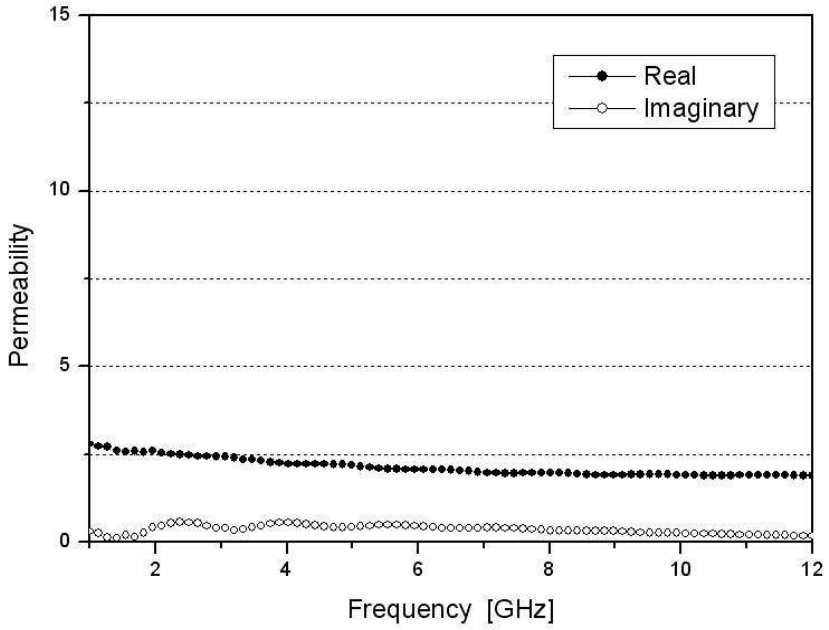


그림 3.3 복소비투자율 (MnZn-ferrite : CPE = 35 : 65 wt.%)

Fig. 3.3 Complex Permeability (MnZn-ferrite : CPE = 35 : 65 wt.%).

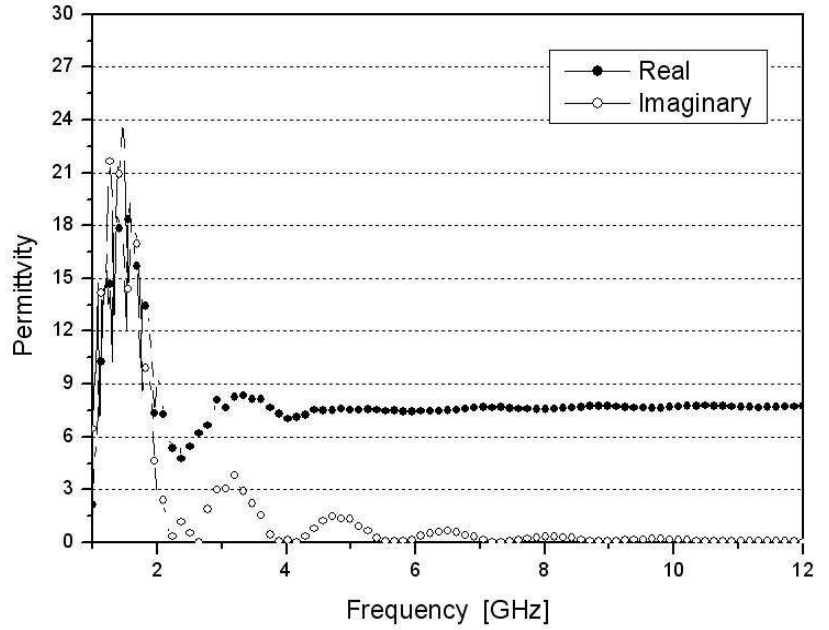


그림 3.4 복소비유전율 (MnZn-ferrite : CPE = 40 : 60 wt.%)

Fig. 3.4 Complex Permittivity (MnZn-ferrite : CPE = 40 : 60 wt.%).

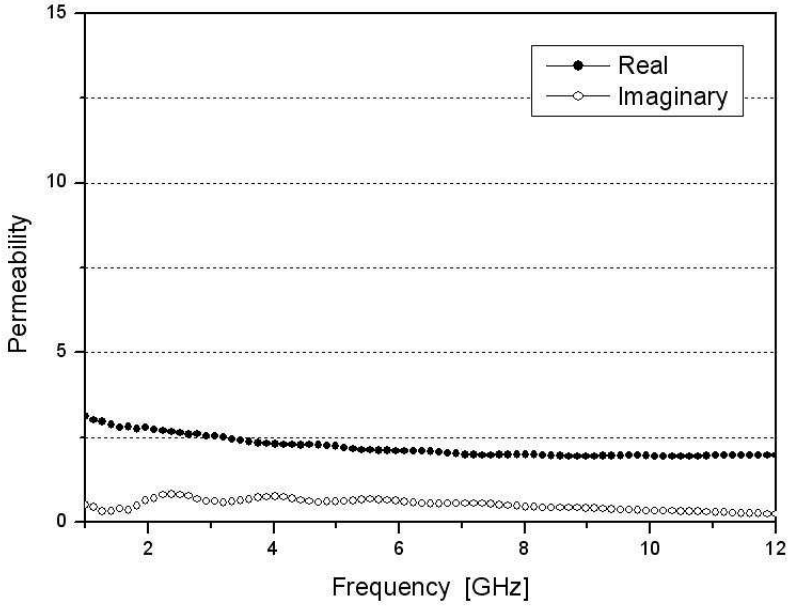


그림 3.5 복소비투자율 (MnZn-ferrite : CPE = 40 : 60 wt.%)

Fig. 3.5 Complex Permeability (MnZn-ferrite : CPE = 40 : 60 wt.%).

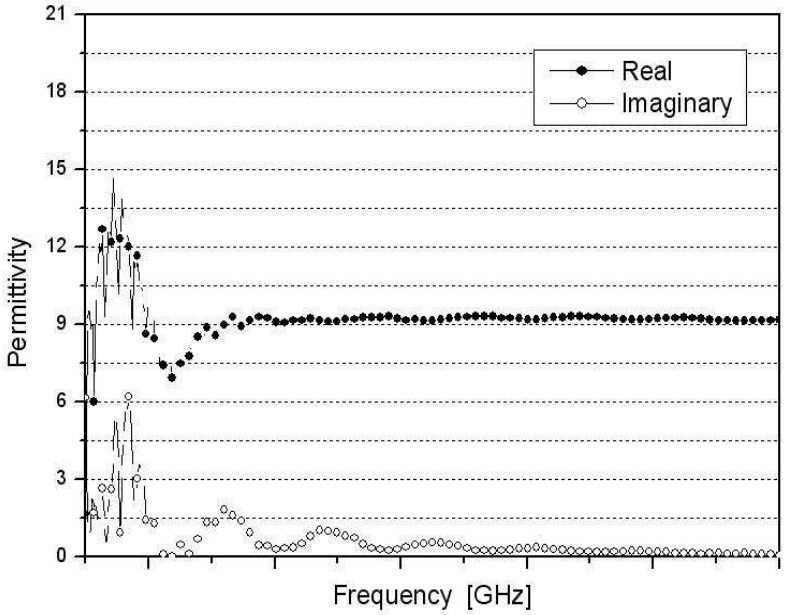


그림 3.6 복소비유전율 (MnZn-ferrite : CPE = 45 : 55 wt.%)

Fig. 3.6 Complex Permittivity (MnZn-ferrite : CPE = 45 : 55 wt.%).

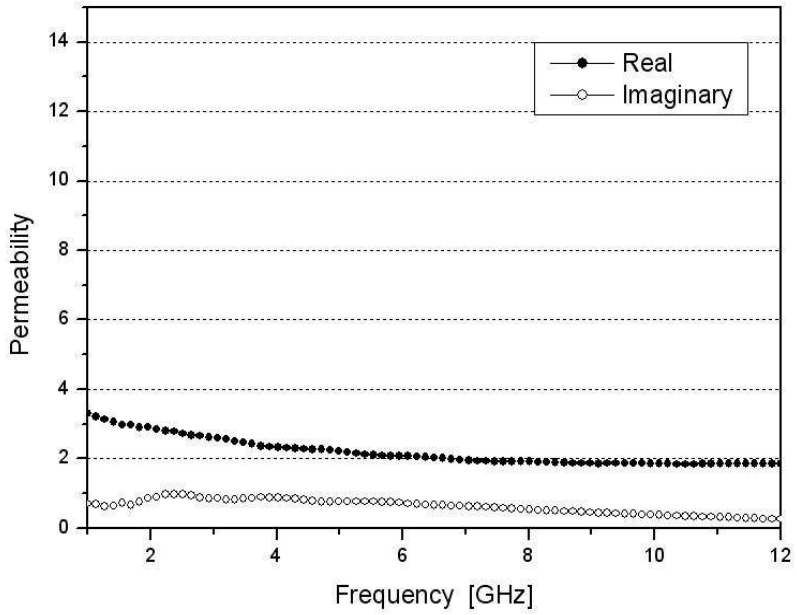


그림 3.7 복소비투자율 (MnZn-ferrite : CPE = 45 : 55 wt.%)

Fig. 3.7 Complex Permeability (MnZn-ferrite : CPE = 45 : 55 wt.%).

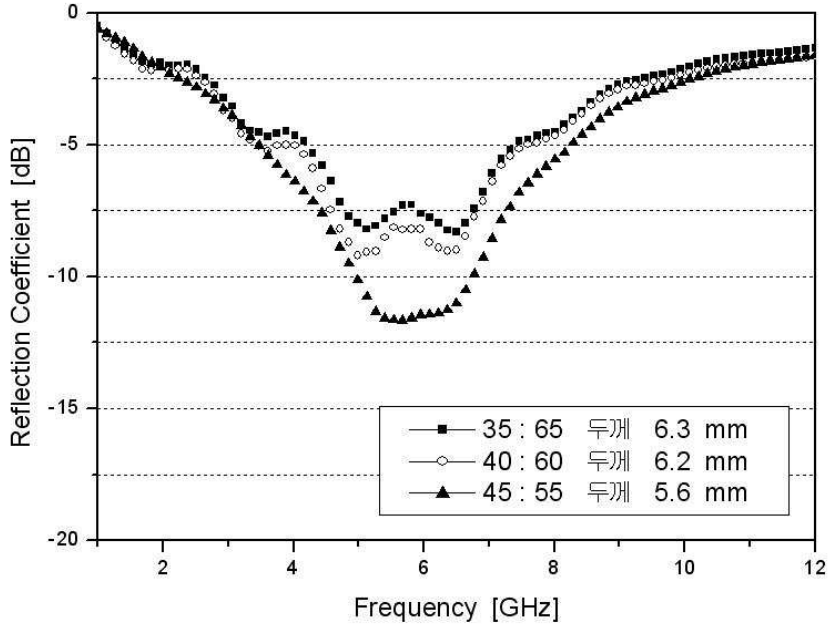


그림 3.8 MnZn-ferrite 전파흡수체의 시뮬레이션 결과

Fig. 3.8 The Simulated Result of MnZn-ferrite EM wave absorbers.

시뮬레이션한 결과가 5.8 GHz 대에서 -5 ~ -10 dB의 반사계수 확인할 수 있었으나 본 논문에서 목적하였던 두께 4 mm 이하, 20dB 이상의 전파 흡수능을 만족하지는 못했다.

3.3 *MnZn-ferrite* 에 *Carbon*을 첨가한 전파흡수특성

앞서 실험했던 자성손실 재료인 MnZn-ferrite에 전파흡수능 향상과 박형화를 위해 도전손실 재료인 Carbon을 사용하였고[14] 혼합비는 표 3.2와 같이 변화시켜서 두께 4 mm의 샘플을 제작하여 각각의 전파흡수체 샘플에 대한 반사계수를 측정하였다. 측정 결과는 그림 3.9 ~ 그림 3.11에 나타내었다.

표 3.2 전파흡수체 샘플제작

Table 3.2 Manufacturing of EM wave absorbers.

MnZn-ferrite (wt.%)	Carbon (wt.%)	CPE (wt.%)	샘플두께 (mm)
35	5	60	4
	10	55	4
	15	50	4
40	5	55	4
	10	50	4
	15	45	4
45	5	50	4
	10	45	4
	15	10	4

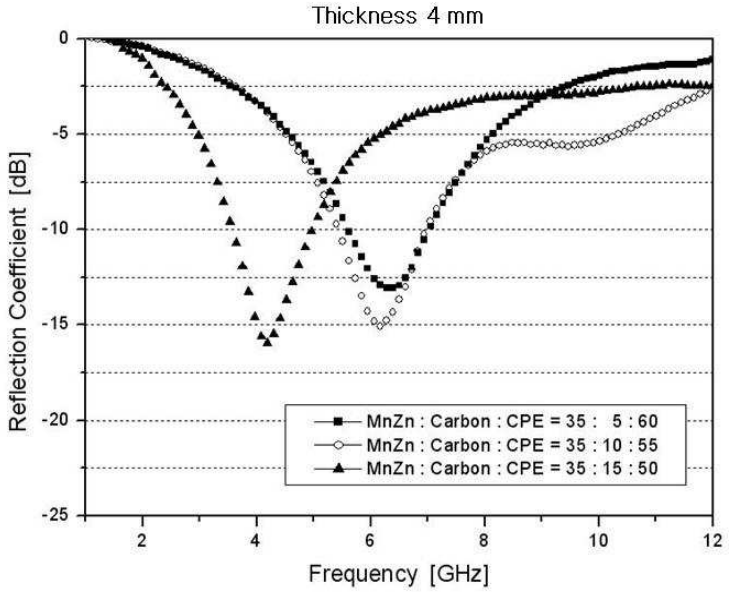


그림 3.9 MnZn-ferrite : Carbon : CPE 혼합비에 따른 반사계수

Fig. 3.9 Reflection coefficient of MnZn-ferrite : Carbon : CPE with composition rate.

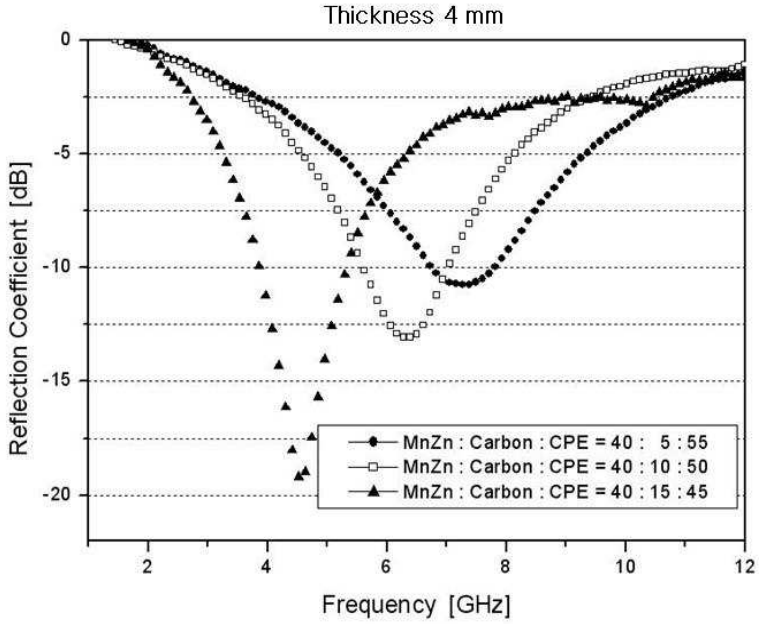


그림 3.10 MnZn-ferrite : Carbon : CPE 혼합비에 따른 반사계수

Fig. 3.10 Reflection coefficient of MnZn-ferrite : Carbon : CPE with composition rate.

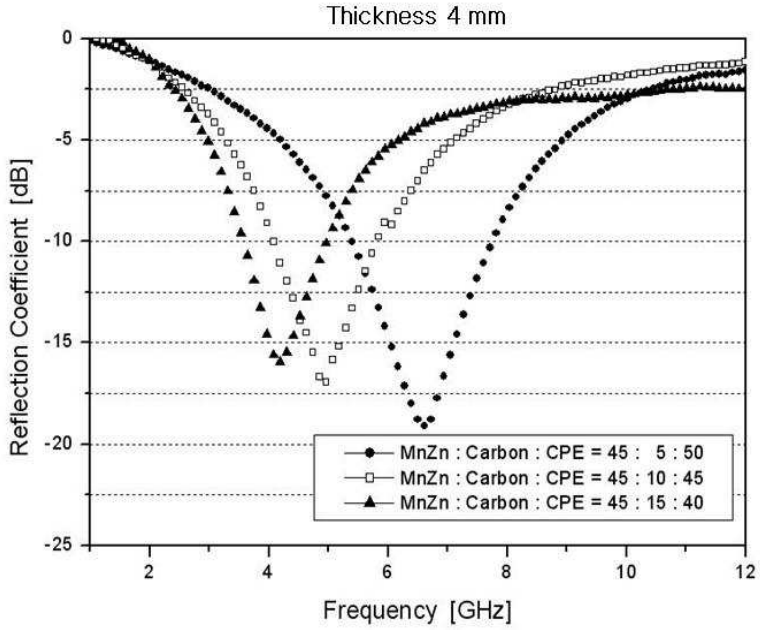


그림 3.11 MnZn-ferrite : Carbon : CPE 혼합비에 따른 반사계수

Fig. 3.11 Reflection coefficient of MnZn-ferrite : Carbon : CPE with composition rate.

자성손실 재료인 MnZn-ferrite에 도전손실 재료인 Carbon을 첨가한 두께 4mm의 전파흡수체 샘플의 반사계수를 측정한 결과 각 샘플들의 전파흡수능이 MnZn-ferrite만 가지고 실험을 했을 때보다 전체적으로 5 ~ 10 dB 향상된 것을 확인할 수 있고 5.8 GHz 부근에서 좋은 흡수능을 보이는 것을 알 수 있었다. 이것은 Carbon을 첨가함으로써 정합주파수와 전파의 흡수능을 제어할 수 있음을 뜻한다. 특히 그림 3.10에서 가장 좋은 흡수능 보이고 있으며 이 혼합비를 이용하여 전파흡수체샘플을 제작하여 전파흡수 특성을 알아보았다.

샘플 두께 2 mm, 4 mm로 해서 길이변화에 의한 측정법으로 측정하여 Matlab 프로그램을 통해 재료정수를 계산한 결과를 그림 3.12 ~ 그림 3.17에 나타내었다. 이 재료정수를 이용하여 시뮬레이션을 하였고 그 결과는 그림 3.18에 나타내었다. 혼합비가 MnZn-ferrite : Carbon : CPE = 40 : 5 : 45 wt.%의 시뮬레이션 값은 두께 5.2 mm, 주파수 5.8 GHz에서 반사계수가 -10 dB 이상으로 예측되었으며, MnZn-ferrite : Carbon : CPE = 40 : 10 : 50 wt.%의 시뮬레이션 값은 두께 4.2 mm, 주파수 5.8 GHz에서 반사계수가 -19dB 이상 예측되었고, MnZn-ferrite : Carbon : CPE = 40 : 15 : 45 wt.%의 경우에는 두께 3.3 mm, 주파수 5.8 GHz에서 반사계수 -21 dB이상이 예측되었다. 시뮬레에션

결과, Carbon의 첨가량이 증가할수록 정합주파수가 저주파 영역으로 이동하는 것을 볼 수 있었으며, 얇은 두께의 전파흡수체 설계를 예측할 수 있었다[11].

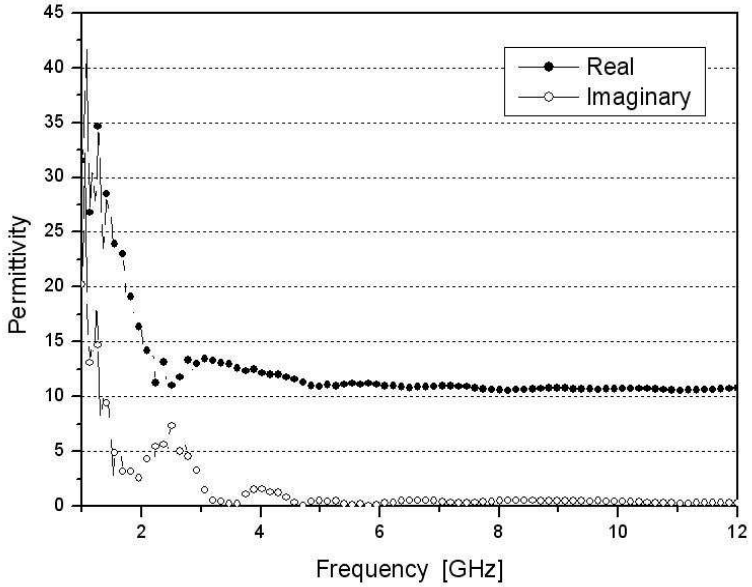


그림 3.12 복소비유전율 (MnZn-ferrite : Carbon : CPE = 40 : 5 : 55 wt.%)

Fig. 3.12 Complex permittivity (MnZn-ferrite : Carbon : CPE = 40 : 5 : 55 wt.%).

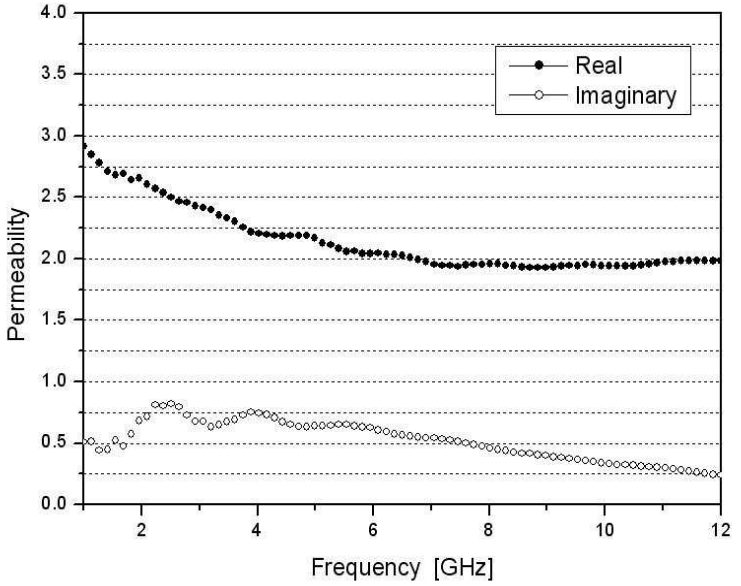


그림 3.13 복소비투자율 (MnZn-ferrite : Carbon : CPE = 40 : 5 : 55 wt.%)

Fig. 3.13 Complex permeability (MnZn-ferrite : Carbon : CPE = 40 : 5 : 55 wt.%).

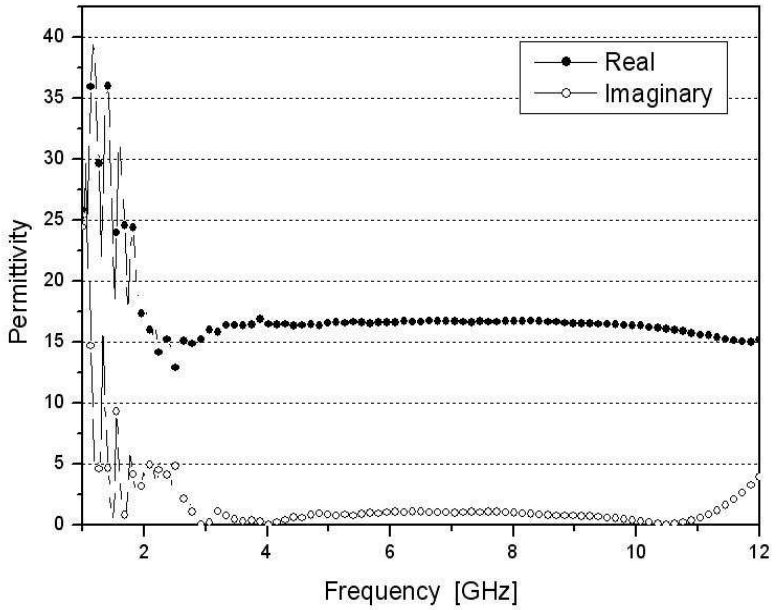


그림 3.14 복소비유전율 (MnZn-ferrite : Carbon : CPE = 40 : 10 : 55 wt.%)

Fig. 3.14 Complex permittivity (MnZn-ferrite : Carbon : CPE = 40 : 10 : 55 wt.%).

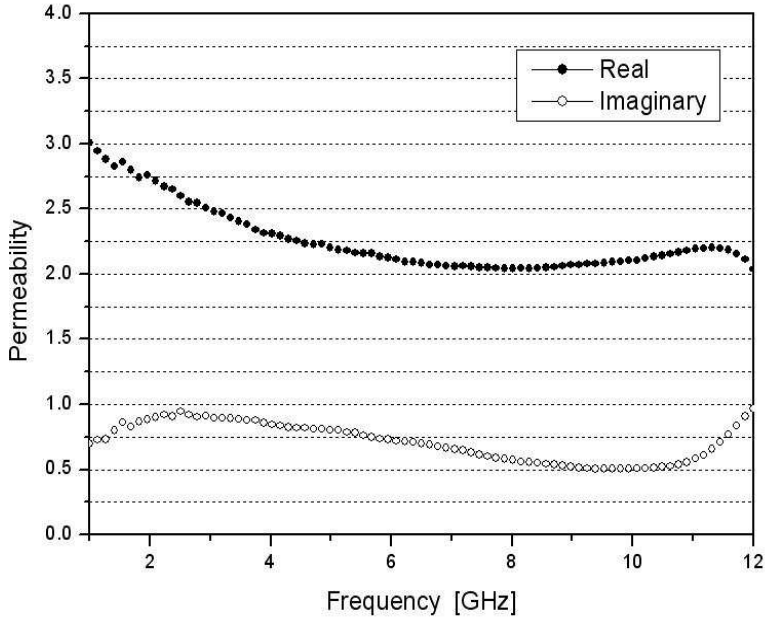


그림 3.15 복소비투자율 (MnZn-ferrite : Carbon : CPE = 40 : 10 : 55 wt.%)

Fig. 3.15 Complex permeability (MnZn-ferrite : Carbon : CPE = 40 : 10 : 55 wt.%).

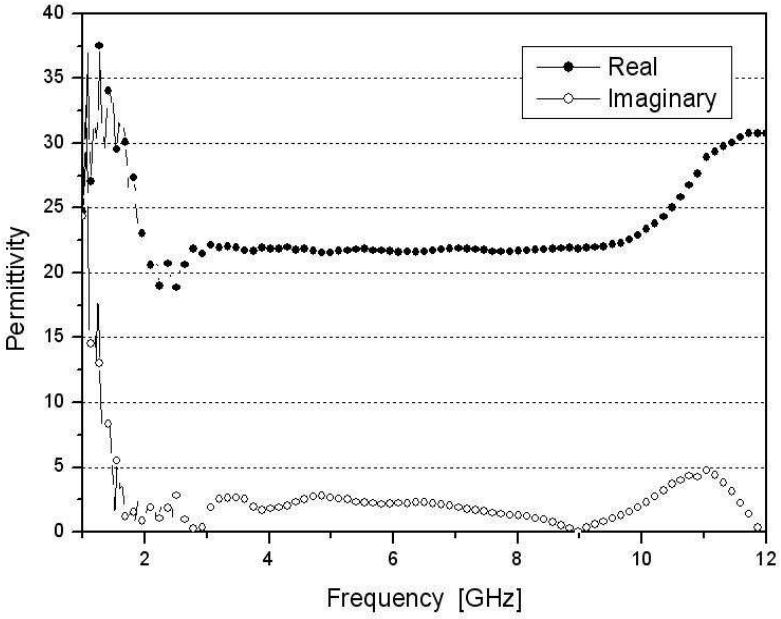


그림 3.16 복소비유전율 (MnZn-ferrite : Carbon : CPE = 40 : 15 : 45 wt.%)

Fig. 3.16 Complex permittivity (MnZn-ferrite : Carbon : CPE = 40 : 15 : 45 wt.%).

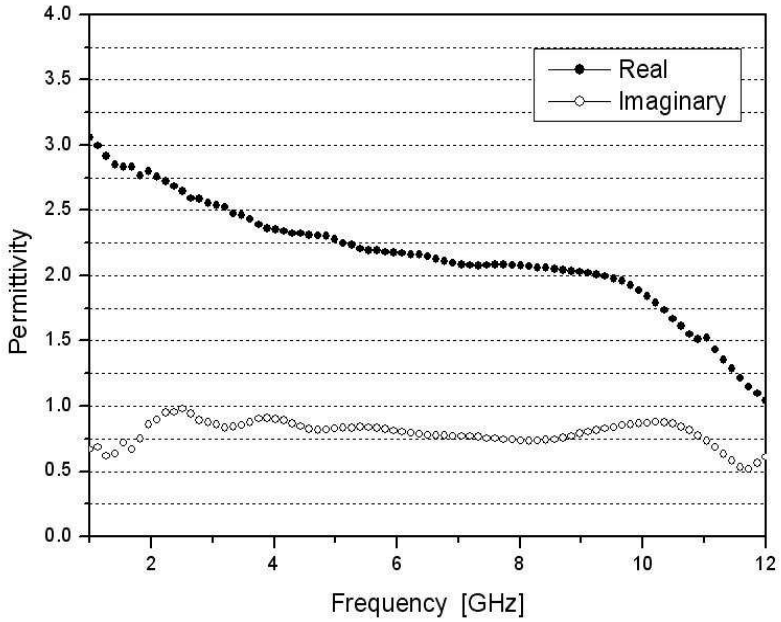


그림 3.16 복소비투자율 (MnZn-ferrite : Carbon : CPE = 40 : 15 : 45 wt.%)

Fig. 3.16 Complex permeability (MnZn-ferrite : Carbon : CPE = 40 : 15 : 45 wt.%).

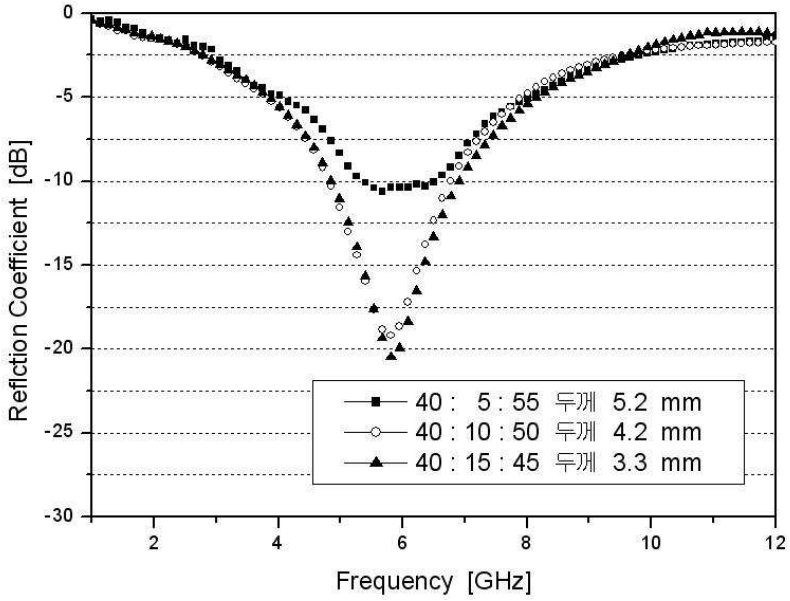


그림 3.18 MnZn-ferrite의 Carbon 첨가량에 따른 전파흡수체 샘플의 시뮬레이션 결과

Fig. 3.18 The Simulated results for MnZn-ferrite EM wave absorbers of Carbon amount.

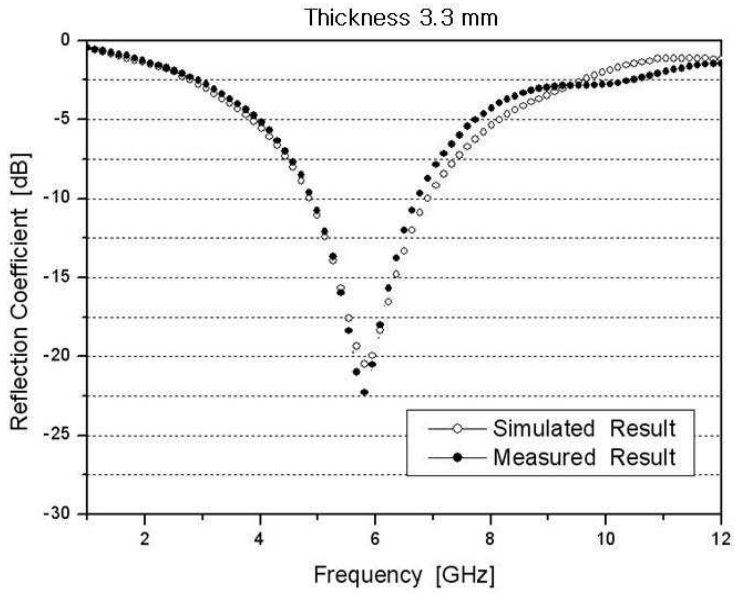


그림 3.19 두께 3.3 mm인 전파흡수체의 측정 결과

Fig. 3.19 Measured results of EM wave absorber with the thickness of 3.3. mm.

MnZn-ferrite에 Carbon을 첨가한 전파흡수체의 혼합비와 두께에 따른 반사계수를 시뮬레이션한 값을 토대로 실제 전파흡수체를 제작하여 시뮬레이션 결과와 측정한 결과를 그림 3.19에 나타내었다.

그림 3.19의 혼합비 MnZn-ferrite : Carbon : CPE = 40 : 15 : 45 wt.%, 두께 3.3 mm를 시뮬레이션한 결과가 5.8 GHz에서 정합주파수를 보이고 반사계수 -21dB를 나타내었고, 실제 측정한 결과 값은 정합주파수 5.8 GHz에서 동일한 두께 3.3 mm로 반사계수 -23 dB를 나타냈다. 시뮬레이션값과 실측정값을 비교하였을 때 반사계수가 약간의 차이가 있었으나 두 값 모두 주파수 5.8 GHz에서 전파흡수능 99% 이상의 좋은 특성을 보이며 결과가 거의 일치하는 것을 볼 수 있다.

3.4 전파의 입사각에 따른 전파흡수체의 전파흡수능 측정

본 실험은 혼합비 MnZn-ferrite : Carbon : CPE = 40 : 15 : 45 wt.%로 완성된 시편 두께가 3.3 ± 0.2 mm인 전파흡수체를 30 ㎝ × 30 ㎝의 크기로 제작하여 자유공간 상에서의 전파흡수능 측정을 위해 수행하였다. 여기서, 30 ㎝ × 30 ㎝의 크기로 전파흡수체를 제작할 경우 정확한 두께를 맞출 수가 없어서 오차 범위 ±0.2 mm 내에서 제작하였다. 그림 3.20은 제작한 전파흡수체의 사진이다.

그림 3.20 30 ㎝ × 30 ㎝의 크기로 제작된 전파흡수체

Fig 3.20 The Fabricated EM wave Absorber with the size of 30 ㎝ × 30 ㎝.

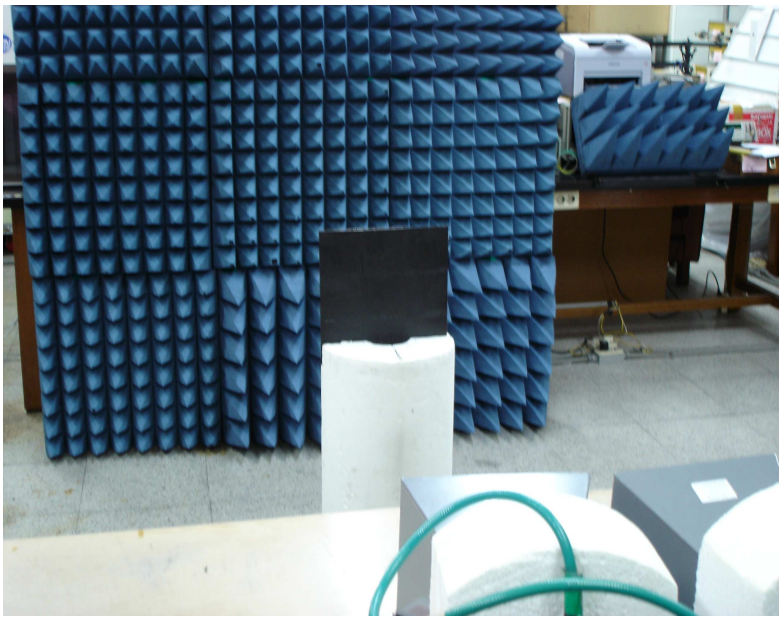


그림 3.21은 자유공간 상에서의 제작된 전파흡수체 측정

Fig 3.21 Measuring set-up of EM wave absorber by free space method.

그림 3.22는 자유공간 상에서 전파흡수체의 반사계수 측정결과를 나타낸 것이다. 전파의 입사각에 따른 전파흡수체의 반사계수는 입사각 15°일 때 -16 dB이고, 입사각 30°일 때는 -14 dB였으며, 입사각 45°일 때는 -11 dB로 나타났다. 여기서 본 논문에서는 5.8 GHz에서 두께 3.3 mm의 전파흡수체를 목표로 하여 수행됐었다. 하지만 자유공간 상에서 측정하기 위한 30 × 30 ㎠의 크기의 전파흡수체는 제작 시 어려움이 있어서 두께의 오차가 생겼고 이로 인해 두께가 증가함에 따라 아래식에 나타낸 대로 전형적인 전파흡수체의 특성을 나타내는 정합주파수는 저주파 쪽으로 이동하고 있음을 보이고 있다.

$$d = \frac{c}{2\pi\mu_r'' f}$$

여기서 d는 시편의 두께, c는 빛의 속도, f는 주파수를 나타낸다.

전파의 입사각에 따라 전파흡수체의 반사계수는 변화했지만 여전히 반사계수 - 10dB 이상, 전파흡수능 90% 이상의 우수한 성능을 보였다.

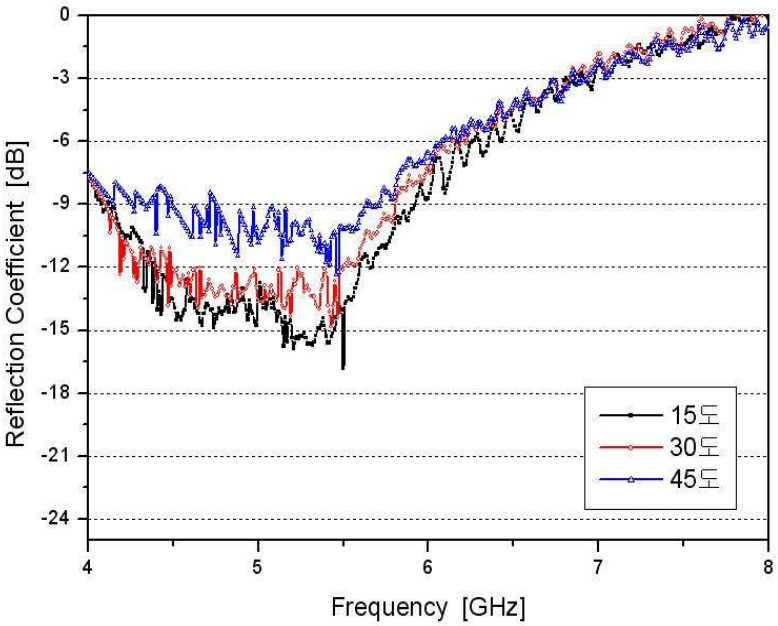


그림 3.22 자유공간 상에서의 전자파의 입사각 변화에 따른 전파흡수체의 반사계수

Fig 3.22 Reflection coefficient vs. incidence angle of EM wave absorber results in free space.

제 4 장 결 론

본 논문은 전파흡수체를 개발하는데 있어 자성손실 재료인 MnZn-ferrite에 Carbon을 사용함으로써 우수한 전파흡수능과 박형화된 전파흡수체의 개발 가능성을 제시하였고, 이를 이용한 실용적인 면을 고려하여 ETC용 전파흡수체 개발을 위해 수행한 연구이다. 각각 다른 MnZn-ferrite와 Carbon의 혼합비를 가지는 전파흡수체를 샘플을 제작하고 재료정수를 측정하여 시뮬레이션한 결과를 통해 최적의 전파흡수체를 설계하였다. 최적의 두께를 결정하고 실제 제작한 후 비교분석하여 다음과 같은 결과를 얻었다.

(1) 지지재인 CPE와 자성손실 재료인MnZn-ferrite를 35 : 65 wt.%, 40 : 60 wt.%, 45 : 55 wt.%로 혼합하여 전파흡수체 샘플을 제작하였고, 재료정수를 측정하여 전파흡수체 설계를 위하여 시뮬레이션 하였으나 각 샘플들은 5.8 GHz에서 두께가 6.3 mm, 6.2 mm, 5.6 mm를 가지고 반사계수 -10 dB정도의 결과를 얻었다. 본 연구에서 목표한 5.8 GHz에서 두께 4 mm 이하, 반사계수 -20 dB에 못 미치는 결과였다.

(2) 자성손실 재료인 MnZn-ferrite와 도전손실 재료인 Carbon을 혼합하고 지지지재로 CPE를 35 : 5 : 60 wt.%, 35 : 10 : 55 wt.%, 35 : 15 : 50 wt.%, 40 : 5 : 55 wt.%, 40 : 10 : 50 wt.%, 40 : 15 : 45 wt.%, 45 : 5 : 50 wt.%, 45 : 10 : 45 wt.%, 45 : 15 : 40 wt.%로 혼합하여 전파흡수체 샘플을 제작하였고, 먼저 각각의 반사계수를 측정하여 비교하였다. 그 결과 MnZn-ferrite만을 CPE와 혼합하여 샘플을 제작한 것보다 박형화 되었고 반사계수도 -5 dB ~ -10 dB 정도 더 감소되는 것을 볼 수 있었다. 이들 중에 가장 우수한 혼합비 MnZn-ferrite : Carbon : CPE = 40 : 15 : 45 wt.%의 샘플을 추출해 내어서 재료정수를 측정하였다. 전파흡수체 설계를 위하여 Matlab 프로그램을 이용하여 전파흡수체를 시뮬레이션한 결과, 두께 3.3 mm로 주파수 5.8 GHz에서 반사계수 -21 dB를 나타내었고, 이를 토대로 실제 제작하여 측정한 결과 값은 주파수 5.8 GHz에서 동일한 두께 3.3 mm로 반사계수 -23 dB를 나타냈다. 시뮬레이션 결과와 실측정 결과를 비교하였을 때 반사계수가 약간의 차이가 있었으나 두 값 모두 주파수 5.8 GHz에서 전파흡수능 99% 이상의 좋은 특성을 보였으며 결과가 거의 일치하는 것을 볼 수 있었으며 본 연구의 목표와 부합되는 것을 알 수 있다.

(3) 사입사 각도에 따른 전파흡수체의 반사계수를 측정하기 위하여 자유공간상에 측정하였다. 반사계수 결과는 입사각 15°일 때 -16 dB이고, 입사각 30°일 때는 -14 dB이었으며, 입사각 45°일 때는 -11 dB로 나타났다. 전파의 입사각에 따라 전파흡수체의 반사계수는 변화하지만 여전히 반사계수 - 10 dB 이하(전파흡수능 90% 이상)을 유지하였다.

본 연구에서 개발한 전파흡수체는 실용성을 고려한 전파흡수체로서 ETC 시스템을 구축하는데 있어서 불요전자파에 대한 영향을 줄이기에 적합하므로 ETC 시스템에 부분적으로 적용이 가능할 것으로 기대된다.

참 고 문 헌

[1] 정기철, 최기수, 이병섭, “ETC 시스템 주파수 대역 호환에 관한 연구”, 한국전자파학회, 제13권, 제 2호, , pp.115-122

[2] 이기철, 한국산업안전공단 안전검인증센터, 전자파 장해동향과 안전대책, pp.34-35, 2001.

[3] 김동일, 정세모, 박영우, Yoshiyuki Naito, “카아본-페라이트 전파흡수체의 특성”, 전자공학회논문지, 제26권, 제11호, pp. 1721-1727, 1989. 11.

[4] 김동일, 김민석, 정세모, “초광대역특성을 갖는 정방형 페라이트 기둥구조의 전파흡수체 설계법”, 한국항해학회지 제19권 제2호, pp.99-106, 1995.

[5] 김동일, 전상엽, “Design of Improved Grid Type Electromagnetic Wave Absorber Using Exponentially Tapered Ferrite", '96 KJJC-EMCT, 한일합동학술발표회 논문집, pp.627-630. 1996.

[6] 김동일, 안영섭, 정세모, “레이다용 광대역형 고성능 전파흡수체의 개발에 관한 연구”, 한국항해학회지, 제15권 제1호, pp.11-9, 1991.3.

[7] 김동일, 전상엽, “EMI/EMC 대책용 광대역화 전파흡수체의 개발에 관한 연구”, 한국항해학회지 제15권 제4호, pp. 13-35, 1991. 12.

[8] 김동일, 전파흡수체공학, 대영사, 2006.

[9] 橋本修, “電波吸收体入門”, 森北出版社, p. 13, 1997.

[10] 김동일, 나정웅, 박동철, 전파공학, 청문각, 2002.

[11] 內藤喜之, 電波吸收体, OHM社, 1987.

[12] 김동일, 안영섭, 정세모, “전파흡수체의 전파흡수특성 특정기법에 관한 연구”, 한국항해학회지, 제16권 제4호 pp. 25-34, 1992. 12.

[13] Sang-Hyun Moon, Seung-Jae Shin, Jae-Man Song, Dong-Il Kim,

Ki-Man Kim, Korea Electromagnetic Engineering Soc., "Development of composite Ba ferrite EM wave absorbers for GHz frequency band", Vol. 14, No. 12, pp. 1329-1334.

[14] 김동일, 정세모, 박우영, Yoshiki Naito, "카아본-페라이트 전파흡수체의 특성", 전가공학회논문지, 제26권, 제11호, 1721-1727.

본 연구와 관련된 발표논문

학술대회 발표논문

<국내발표>

[1] 송영만, 김동일, 최창묵, 이대희 “퍼멀로이를 이용한 94 GHz 레이더용 전파흡수체 개발에 관한 연구”, 2006년도 한국마린엔지니어링학회 후기학술대회논문집, pp.215-218, 2006. 11.

[2] 송영만, 김동일, 박우근, “Carbon과 MnZn Ferrite를 이용한 ETCS용 전파흡수체 개발에 관한 연구”, 2007 한국항해항만학회 춘계학술대회 논문집, Vol. 31, No. 1, pp. 49-52, 2007. 4.

[3] 송영만, 김동일, 최창묵, 박수훈, “5.8 GHz DSRC용 전파흡수체 개발에 관한 연구”, 2007 한국마린엔지니어링학회 전기학술대회 논문집, pp. 283-286, 2007. 6.

[4] 윤상길, 김동일, 최창묵, 송영만, “PCB 노이즈 제거용 광대역 전파흡수체 개발”, 2007년도 추계마이크로파 및 전파학술대회 논문집, Vol. 30, No. 2, pp. 673-676, 2007. 9.

<국제발표>

[1] Rui Li, Dong Il Kim, Chang Mook Choi, Young Man Song, “A Novel Design of Compact Low-Pass Filter and Its Equivalent Circuit Model,″ Asia Navigation Conference 2006(KINPR-CIN-JIN Joint Symposium), ICC Jeju, Korea, pp. 79-84, October 20-21, 2006.

[2] Young Man Song, Dong Il Kim, Chang Mook Choi, Dae Hee Lee, “Development of the EM wave Absorber for ETC System Using MnZn-ferrite and Carbon,″ 2007 Korea-Japan MicroWave Conference, Naha, Okinawa, Japan, pp. 85-87, November 16-16 2007.

전문 학술지 발표논문

[1] 이제헌, 김동일, 제승훈, 송영만, “전파천문 기기용 BPF의 개발에 관한 연구”, 한국항해항만학회지, 제30권, 제5호, pp. 363-367, 2006. 6.

[2] 송영만, 최창묵, 이대희, 김동일, “ITS의 ETC용 전파흡수체 개발”, 한국항해항만학회지, 제31권, 제8호, pp. 671-674, 2007. 10.

감사의 글

대학원 2년 동안의 시간은 지식만 쌓았던 시간만이 아니라 인내와 겸손을 배우고 인성적으로 더욱더 성숙할 수 있는 시간이 되었던 것 같습니다. 누나와는 다르게 어려서부터 공부에 취미를 못 붙여서 마음을 썩여 드린 우리 부모님께 제일 먼저 감사의 뜻을 전하고 싶습니다. 그리고 항상 칼날 같은 충고로 못난 동생에게 쓴소리도 마다하지 않는 우리 누나한테도 감사하다고 말하고 싶습니다.

지금의 이 논문이 있기까지 온 마음을 다해서 지도해주시고 격려와 위로를 아끼지 않으신 김동일 교수님께 감사드립니다.

부족한 제 논문을 위해서 오타하나까지도 세심하게 심사해주신 조형래 교수님과 후배들의 발전을 위해서 항상 마음을 써주시는 원영수 박사님께 깊은 감사의 말씀 전합니다. 그리고 최고의 대학원으로 진학할 수 있게 도와주시고 걱정해 주신 박우근 박사님께도 감사드립니다.

마이크로파의 터줏대감 동한 형님과 대한민국 해군의 자존심 창묵 형님, 대훈 형님, 루이 형님, 재현 형님, 승훈 형님, 윤석 형님, 배불떼기 친동생 같은 수훈이, 옆에만 있어도 든든한 상길이, 같이한 마이크로파 모든 식구들, 가깝지만 자주 왕래하지 못했던 이동통신 연구실의 동식 형님, 철성 형님, 진화, 민길이에게도 감사하다고 전하고 싶습니다. 2년동안 동거동락하면서 정말 정이 많이 쌓인 소중한 친구 대희... 고맙다.

끊임없이 응원해 준 정은이 누나와 축복의 통로 마을 사람들, 박은제 목사님, 박현주 전도사님 감사드립니다. 옆에서 걱정해주고 마음 써주며 힘이 되어준 우리 유미 너무 고맙고 사랑한다.

마지막으로 넘어질 때나 힘들 때 항상 동행하여 주시고 일으켜 주신 그 분에게 무한한 영광을 돌립니다.