

工學碩士 學位論文

*Carbon*을 이용한 다층형 전파흡수체에 관한 연구

*A Study on Multi-layer EM Wave Absorbers
Using Carbon*

指導教授 金 東 一

2007年 2月

韓國海洋大學校 大學院

電 波 工 學 科

崔 允 碩

本 論 文 을 崔 允 碩 의 工 學 碩 士
學 位 論 文 으 로 認 准 함

委 員 長 : 行 政 學 博 士 金 基 文 (印)

委 員 : 工 學 博 士 金 基 萬 (印)

委 員 : 工 學 博 士 金 東 一 (印)

2007 年 2 月

韓 國 海 洋 大 學 校 大 學 院

電 波 工 學 科

崔 允 碩

목 차

<i>Nomenclature</i>	iii
<i>Abbreviations</i>	v
<i>Abstract</i>	vi
제 1 장 서 론	1
1.1 연구 배경	1
1.2 연구 목적	3
제 2 장 전파흡수체 이론 및 측정법	5
2.1 전파흡수체의 이론	5
2.1.1 전파흡수체의 분류	7
2.1.2 전파흡수체의 재료	10
2.2 전파흡수체에 요구되는 특성	13
2.3 전파흡수체의 분포정수회로화	15
2.3.1 파동방정식	15
2.3.2 분포정수회로화	19
2.4 다층형 전파흡수체	25
2.5 전파흡수체 측정법	29
2.5.1 반사계수 측정 방법	29
2.5.2 표면저항 측정 방법	31
2.5.3 재료정수 측정 방법	34

제 3 장 시뮬레이션 및 측정 결과	37
3.1 표면저항 및 재료정수 측정 결과	37
3.1.1 표면저항 측정 결과	37
3.1.2 재료정수 측정 결과	38
3.2 Carbon을 이용한 단층형 전파흡수체	41
3.2.1 단층형 전파흡수체의 설계 시뮬레이션 결과	41
3.2.2 시뮬레이션 값과 측정 결과 분석	44
3.2.3 Carbon 의 조성비에 따른 적층순서 결정	48
3.3 Carbon을 이용한 2층형 전파흡수체	49
3.3.1 2층형 전파흡수체의 설계 시뮬레이션 결과	50
3.3.2 시뮬레이션 값과 측정 결과 분석	51
3.4 Carbon을 이용한 3층형 전파흡수체	51
3.4.1 3층형 전파흡수체의 설계 시뮬레이션 결과	52
3.4.2 시뮬레이션 값과 측정 결과 분석	53
제 4 장 결 론	54
참고문헌	56
발표논문	57
감사의글	58

Nomenclatures

B	:	Magnetic Flux Density Vector
C	:	Capacitance
D	:	Electric Flux Density Vector
d_n	:	Thickness of n-th Layer
E	:	Electric Field Vector
G	:	Conductance
H	:	Magnetic Field Vector
I	:	Current
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
Z_c	:	Characteristic Impedance
z_n	:	Input Impedance of n-th Layer
α	:	Attenuation Constant
β	:	Phase Constant
ϵ	:	Permittivity
ϵ_{eq}	:	Permittivity of Vacuum
ϵ_0	:	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

<i>ANSI</i>	:	American National Standards Institute
<i>CISPR</i>	:	International Special Committee on Radio Interference
<i>EMC</i>	:	Electromagnetic Compatibility
<i>EMI</i>	:	Electromagnetic Interference
<i>EMS</i>	:	Electromagnetic Susceptibility
<i>FCC</i>	:	Federal Communications Commission
<i>SAR</i>	:	Specific Absorption Rate
<i>TEM</i>	:	Transverse Electro Magnetic
<i>TE</i>	:	Transverse Electric
<i>TM</i>	:	Transverse Magnetic

ABSTRACT

A Study on Multi-layer EM Wave Absorbers Using Carbon

The remarkable progress of electronics and radio communications technology has made mankind very convenient. On the other hand, the countermeasure of EMC becomes more important socially according to the increase of electromagnetic waves. It often causes TV ghost, radar false echoes by the reflected waves 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 reflected wave from these constructions. To meet the circumstance, the international or local regulations and rules suggest the standards for Electromagnetic Compatibility (EMC) in which there are EMI (Electromagnetic Interference) and Electromagnetic Susceptibility (EMS).

Especially, it has been reported by many researchers that microwave radiated from mobile phones may be a cause of biological influence such as cancer. So, it is very important to develop absorbing and/or shielding material for preventing EMI. Ferrite or Sendust is very useful as a microwave absorbing material because its magnetic loss contributes to the microwave absorption efficiently.

This thesis deals with basic research for development of EM wave absorbers for multi-layer using carbon. The multi-layered type EM wave absorber was simulated and designed by using the measured complex relative permittivity by changing the thickness and layer, which was fabricated based on the simulated design.

First, the fabricated EM wave absorber consists of 1 mm first layer sheet

facing metal with composition ratio of Carbon : CPE = 40 : 60 wt% and 0.8 mm second layer sheet with Carbon composition ratio of Carbon : CPE = 45 : 55 wt%.

Secondly, the fabricated EM wave absorber consists of 0.7 mm first layer sheet facing metal with composition ratio of Carbon : CPE = 50 : 50 wt% and 0.7 mm second layer sheet with Carbon composition ratio of Carbon : CPE = 45 : 55 wt% and 0.7 mm third layer sheet with Carbon composition ratio of Carbon : CPE = 40 : 60 wt%.

As a result, the optimized absorption ability of the 2-layered type EM wave absorber with thickness of 1.8 mm is 30.6 dB at 9.4 GHz. The optimized absorption ability of the 3-layered type EM wave absorber with thickness of 2.1 mm was obtained by 14.6 dB at 9 GHz. It has been a bandwidth from 8 GHz to 12 GHz of 10 dB in reflectivity.

제 1 장 서 론

1.1 연구 배경

오늘날 우리는 급속도로 발전하고 있는 전기통신 기술에 의해 많은 혜택을 누리고 있으며, 앞으로 그 혜택은 더욱 광범위하고 보편화되게 될 것이다. 그러나 정보화 사회가 촉진되는 과정에서 컴퓨터, 휴대폰 등 정보기기가 기하급수적으로 증가함에 따라 전기, 전자기기와 상호 불요전자파에 의한 전자파장해(EMI ; Electromagnetic Interference) 등이 심각해져서 전파이용에 대한 법규적인 제약뿐만 아니라 초고주파 분야의 연구 및 실험에도 기술적인 제약이 따르게 되었다.

그러므로 이러한 제약을 따르게 하는 불요전파를 억제하는 일이 중요한 문제로 대두되고 있으며, 이러한 문제의 해결방법은 일반적으로 (1) 접지(Grounding), (2) 차폐(Shielding), (3) 흡수(Absorbing)의 방법이 사용될 수 있으나, (1) 과 (2)의 방법은 내부의 발진기 등에 간섭을 일으킬 뿐만 아니라 차단벽 등에 틈이 있는 경우에는 그 효과가 현저히 저하되기 때문에 최근 (3)의 방법이 가장 주목을 받고 있기 때문에 전파흡수체의 연구개발이 활발히 진행되고 있다[1].

전파흡수체는 입사한 전파를 흡수해서 열로 변환하여, 반사파가 생기지 않게 하는 특수재료이다. 전파흡수체의 역사는 길어서, 전파가 사용되게 된 당시부터 무반사종단기 등에 사용되었으며, 그 후 공간을 전파하는 전파를 흡수하는 전파흡수체가 1960년대에 개발되어 전파암실(전파무향실)이나 안테나의 지향성 개선 등에 널리 사용되어 왔다.

군사적으로는 제 2차 세계대전 중 잠수함이나 비행기가 레이더에 탐지되지 않도록 하기 위하여 전파흡수체의 제작이 시도된 이래, 레이더의 탐지되지 않는 전함 또는 항공기의 제작을 위한 전파흡수체의 개발이 미국을 비롯한 선진국을 중심으로 활발히 행해져 Gulf 전쟁에서 Stealth 전투기의 위력을 과시한 바 있다.

한편, 최근 환경전자파공학은 연구의 진전과 더불어 전자파환경의 엄격한 규제 때문에 전파흡수체의 응용범위도 점차 넓어지고 있다. 국제적으로는 국제무선장해특별위원회(CISRP ; International Special Committee on Radio Interference), 미국에서는 미연방통신위원회(FCC ; Federal Communications Commissions), 미국

국가표준협회(ANSI ; American National Standards Institute) 등에서 규제를 만들어 시행하고 있다.

우리나라에서도 2000년부터 전자파내성(EMS ; Electromagnetic Susceptibility) 규제를 국내법으로 제정하여 시행하고 있다. 이와 같은 국제적 규제는 단순히 자국 내의 규제에 머무르지 않고 산업적으로는 무역장벽으로 이용되어, 이에 대한 대책기술 없이는 전자 · 제어 · 통신기기의 수출이 불가능한 상황으로 전개되고 있다[1].

전파흡수체의 연구를 역사적으로 살펴보면 다음과 같이 구별할 수 있다. 제 1세대는 주로 전쟁 중에 행해졌기 때문에 레이더 전파를 흡수하는 것을 목적으로 하고 있으며, 제 2세대는 안테나를 중심으로 하는 전파소자의 특성을 측정하는 전파암실을 만들기 위해 필요한 흡수체의 개발을 목적으로 하였다. 제 3세대는 전자기기로부터의 누설전파 규제를 만족하는 제품의 검사 또는 내성(Immunity)의 측정을 위한 전파암실을 만들기 위한 흡수체의 개발을 목적으로 하고 있다. 제 1세대의 흐름은 현재에도 TV전파의 불요반사파 흡수로서 계속되고 있다. 제 2세대의 특징은 주파수가 마이크로파대이고 제 3세대인 현재는 하한주파수가 30 MHz인 저주파로 하는 것이 특징이다[3].

최근 정보화 사회의 발전 및 전파유효이용에 의한 고주파화 경향에 따라 고품질, 고성능인 기기가 요구되고 있어 노이즈의 문제가 중요시 되었다. 보다 나은 전자파 환경의 요구로부터 국제적으로도 방사전파에 대한 규제가 강화되면서, 전자기기의 노이즈 대책은 커다란 과제로 떠오르고 있다. 특히, 레이더 허상방지용 전파흡수체는 시공성 및 자체 중량을 고려할 때, X-Band용의 경우에는 아주 얇은 두께의 시트형(Thin-layered Sheet-type) 및 도료형(Paint-Type) 전파흡수체의 개발이 요구되고 있다[9].

1.2 연구 목적

현대과학의 눈부신 발전은 전기·전자기기의 고주파화, 소형화, 디지털화, 컴팩트화를 이끌었으며 이로 인해 인류는 매우 편리한 생활을 영위하고 있다. 그러나 이와 같은 현대과학의 고도성장과 함께 이들 첨단화된 전자기기에서 방사되는 전자파가 전자기기 상호간 또는 인체에 악영향을 준다는 연구결과가 발표되면서 이를 해결하고자 하는 노력이 많은 연구자들에 의해 이루어지고 있다.

전자과장해 문제를 해결하기 위해서는 외부에서 들어오는 불필요한 전자파를 흡수하여 열로 변환하는 전파흡수체의 개발이 매우 효과적이다. 이러한 전파흡수체는 주파수 의존 특성이 매우 커서 사용하고자 하는 주파수대역에서 자기적, 전기적, 그리고 유전손실이 큰 재료를 이용하거나 이들을 혼합하여 최대의 손실특성을 나타내는 재료를 만드는 기술 개발이 필요하다.

이와 같은 연구개발은 전기적 손실이나 유전적 손실에 비해 자성 손실이 크기 때문에 주로 자성재료를 기초로 이루어지고 있다. 자성재료 중에서도 지금까지는 소프트 페라이트인 MnZn 페라이트와 NiZn 페라이트가 MHz 대역을 커버하는 주요 자성손실재료 연구의 대상이 되어 왔다.

그러나 GHz 대역에서 소프트 페라이트는 자기적 손실의 급격한 감소로 인해 우수한 전파흡수체로서의 기능을 나타내지 못한다. 그러나 Ba 페라이트나 Sr 페라이트와 같은 Hard 페라이트는 자기이방성이 매우 커 NiZn, MnZn 페라이트에 비해 훨씬 높은 이론적으로는 약 50 GHz에서 공명주파수를 나타내어 mm파 대역의 흡수체 재료로 주목받는 재료이다.

이와 같이 고주파에서 자기적 손실이 증가하는 성질을 이용하여 Satoshi 등은 Ba 페라이트를 GHz 대역에서 유효한 전파흡수체로서 개발을 위해 연구하여 Ti와 Mn의 첨가에 따라 정합주파수의 제어와 함께 우수한 전파흡수능을 나타내는 Ba 페라이트 전파흡수체를 개발하였다. 그 후 최근에 A. Verma 등은 최초로 Sr 페라이트를 기초로 하여 GHz 대역에서 전파흡수 기능을 갖게 하기 위해 Sr 페라이트에 Co와 Ti를 첨가하여 두께 3 mm의 전파흡수체를 개발하여 11.5 GHz에서 $\text{SrCo}_{0.3}\text{Ti}_{0.3}\text{Fe}_{11.4}\text{O}_{19}$ 일 때 최대 -36.5 dB의 특성을 나타냄을 보고하였다[8].

전자기기의 급격한 고주파화 추세를 감안하면 이와 같은 GHz 대역용 전파흡수체의 개발에 관한 연구는 매우 중요하다. 그러나 아직까지는 Sr 페라이트나 Ba 페라이트에 Ti나 Co와 같은 첨가제를 첨가하여 소결하고 이때 자기이방성의 변화에 따른 전파흡수능의 개선을 꾀하는 연구에 치우쳐 있어 보다 다양한 각도에서의 연구개발이 필요하다.

따라서 본 연구에서는 도전손실재료인 Carbon 의 특성을 표면저항과 재료정수 등을 이용하여 분석하고 다층형 전파흡수체 설계 시 최적의 두께와 적층순서를 예측하였으며 설계를 토대로 실제 제작하여 그 특성을 비교 분석 하였다.

제 2 장 전파흡수체 이론 및 측정법

2.1 전파흡수체의 이론

최근 전기·전자 통신기술이 급속도로 발전함에 따라 전자파장해 문제가 가장 큰 문제로 대두 되어지고 있다. 각종 기기에서 발생하는 유해 전자파가 인체에 유해하다고 지속적으로 발표 되고 있으며 기기 내부의 핵심 부품에 오동작을 초래하여 사회문제화 되고 있다. 따라서 각종 기기에서 발생하는 유해 전자파의 발생을 억제 시키거나 외부 전자파로부터 기기의 중요 장치를 보호하는 전자파 억제 기술은 큰 관심을 모으고 있다.

이에 대한 대책으로 불필요한 전파의 방사를 막기 위해 송·수신 방법의 개선 등의 방안이 강구 되고 있지만, EMI를 방지하기 위한 근본적인 대책으로는 전파흡수체나 차폐체가 필요하다. 전파흡수는 전파에너지를 열에너지로 변환하여 소멸시키는 것이고 전자파 차폐는 전파에너지가 소멸되는 것이 아니라 단지 전파의 방사를 막아 가두거나 차단시키는 형태이다. 따라서 전자파 차폐는 EMI를 방지 할 수 있는 하나의 방법이 될 수 있으나 한편으로는 차폐 공간내의 전자기적 에너지의 증대로 인한 악영향이 발생 할 수 있음도 간과해서는 안 된다. 결국, 전자파의 방사를 없애거나 줄일 수 있는 전파흡수체의 사용이 더 효과적이다 라고 말할 수 있다[1].

이상적인 전파흡수체는 입사해온 전파에너지를 모두 열에너지로 변환시키는 것이다. 검은 천으로 주위가 가리워진 곳에 실행되는 광학 실험은 그 특성을 조사할 때 외부의 빛의 영향을 받지 않게 하기 위함이고, 가시광선에 대해서 검은 천을 사용하는 것은 빛을 반사하지 않고 잘 흡수하기 때문이다. 이와 같이 광학실험을 행하기 위한 암실과 마찬가지로 전파에 대해서도 어떤 특별한 공간이 필요하다. 전파실험에 있어서 가장 중요시 되면서도 갖추기가 어려운 것이 전자파의 출입을 제한하는 공간을 구성하는 것이다. 이와 같이 전자파의 출입을 제한하는 공간을 전파암실이라 하고, 공학실험실의 검은색 커튼과 같은 역할을 하는 것이 전파흡수체이다. 만약에 전기에너지를 갖고 있는 건전지에 전구를 연결하면 전구는 빛을 방사하는 동안 뜨거워진다. 이것은 전기에너지가

변화하여 빛과 열에너지로 변화하는 것을 보여 주는 것이다.

일반적으로 전기 에너지를 열에너지로 변화시키는 물체를 저항체라고 하는데 전구의 경우는 텅스텐을 저항체로 사용한다. 전파흡수체도 저항체 성질을 갖게 되는 여러 가지 재료들을 알맞게 혼합하여 흡수체 내부의 임피던스를 공간의 임피던스와 정합 되도록 설계하면 공간의 전파에너지가 흡수되어 열에너지로 변하게 되는 것이다. 결과적으로 전파흡수체는 도달하는 전파에너지를 전부 또는 어느 특정한 값 이하로 반사를 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 저저항체, 손실재료 등이 있다.

손실재료의 분포정수회로(전송선로)의 기본식과 평면파의 미분방정식을 비교해보면 저항과 컨덕턴스는 각각 복소투자율의 허수항과 복소유전율의 허수항에 대치되며 도전율은 복소유전율의 허수항에 추가된다. 결국도전 손실재 σ , 자성 손실재 μ'' , 유전손실재 ϵ'' 중의 하나 또는 이들의 조합으로 전파흡수체가 형성된다. 이들의 사용방법은 아래 3가지로 크게 분류할 수 있다.

- 전파가 몇 번이고 손실재에 부딪혀 그때마다 전파에 손실을 부여하는 경우 :
그 대표적인 예가 전자레인지이며 안에 넣은 식품이 손실재가 된다.
- 전파가 1회 밖에 손실재료에 부딪히지 않는 경우 : 그 대표적인 예는 TV신호의 반사방지에 사용되는 손실재이다.
- 어떤 정해진 통로(전송로)를 통과하는 전자파에 손실을 부여하는 경우 :
그 대표적인 예로는 동축케이블 주위에 붙인 손실재나 전자레인지용 누설방지 손실재가 있다.

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

2.1.1 전파흡수체의 분류

1) 층수에 의한 분류

전파흡수체를 구성하는 경우 sheet상 또는 판상을 한층 또는 다층으로 중첩시키므로, 전파흡수체를 층수에 의해 분류해 보면 다음과 같다.

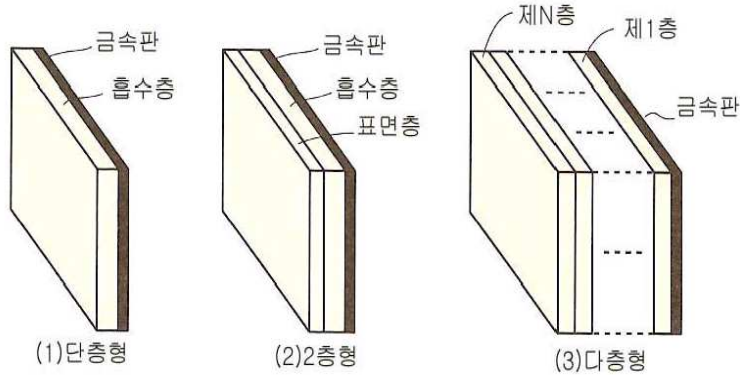


그림 2.1 층수에 의한 분류

Fig. 2.1 Classification by layer

가) 단층형 전파흡수체

전파흡수재료가 한 장의 층으로 되어 있고, 보통 이면에는 알루미늄이나 철판등의 금속이 붙어 있다. 저항피막에 의한 $\lambda/4$ 형 전파흡수체나, 유전성 전파흡수재료에 의한 단층형 전파흡수체는 일반적으로 주파수 대역폭이 좁은 협대역형 전파흡수특성을 나타낸다. 단 자성전파흡수체인 페라이트 타일은 비교적 넓은 주파수특성을 나타내는 것이 특징이다.

나) 2층형 전파흡수체

단층형 전파흡수체를 광대역화 하기 위해 만든 것으로 층수가 두 장인 것이다. 사용주파수 범위를 넓히기 위해 이면에 금속을 붙인 층에서 전파를 흡수하고 전면의 층에서 공기의 전파특성 임피던스로 정합되도록 설계한다.

다) 다층형 전파흡수체

전파흡수체를 구성하는데 층의 수가 많은 것은 다층형 전파흡수체라 한다. 단, 층의 수를 그대로 불러서 3층형 전파흡수체, 4층형 전파흡수체라 부르는 경우가 있다. 일반적으로 전파흡수체는 다층형으로 구성함으로써 주파수 대역폭이 넓어진다. 따라서 광대역 특성이 요구되는 전파무향실용으로 다층형 전파흡수체를 이용한다.

2) 형태에 의한 분류

전파흡수체를 외관에 의해 분류하면 다음과 같다.

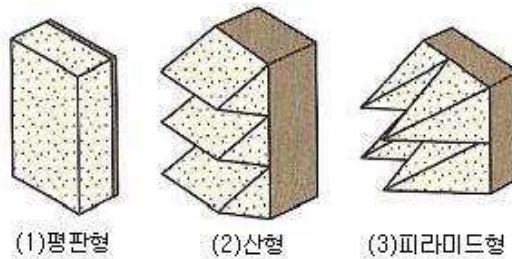


그림 2.2 외관에 의한 분류

Fig. 2.2 Classification by shape

가) 평판형 전파흡수체

전파가 입사하는 면이 평면인 것이 평판형 전파흡수체이다. 보통 단층형 전파흡수체는 평판형이고, 또 다층형 전파흡수체도 설계를 고려할 때는 평판형을 기본으로 한다.

나) 산형 전파흡수체

흡수체의 형상에 있어 최전면이 전파흡수체료에 의한 산형의 삼각형을 한 형상을 갖는 전파흡수체를 산형 전파흡수체라 한다. 이것은 최전면을 산형으로 함에 따라서 그 부분의 전파 감쇄정수가 전파 진행 방향에 대해서 직선적으로 서서히 크게 되므로 광대역 특성이 얻어지는 특징이 있다.

다) 피라미드형 전파흡수체

미국에서 수입되고 있는 전파흡수체의 형상은 거의 피라미드형이다. 이러한 피라미드 형상을 갖는 전파흡수체는 입사한 전파를 여러 방향으로 산란시키기 때문에 반사전파가 어느 방향으로 반사되는가를 알기가 어려운 점이 있다.

3) 주파수 특성에 의한 분류

전파흡수능은 허용 반사계수가 미리 설정된 값인 S 이하로 측정되는 특성을 갖는 것을 말하므로, 그 허용치 이하로 되는 주파수 비대역폭 $\Delta f/f_0$ 로부터 협대역형, 광대역형, 초광대역형으로 분류된다.

가) 협대역형 전파흡수체

주파수 비대역폭 $\Delta f/f_0$ 가 약 10% 정도 이하, 또는 경우에 따라서 20% 이하의 전파흡수율을 협대역형 전파흡수체라 한다. 레이더 주파수용 등 사용주파수 대역폭이 좁은 경우에 이용된다. 이 협대역형 전파흡수체의 주파수 특성은 단봉특성을 나타내고, 주로 단층형 전파흡수체로 충분하다.

나) 광대역형 전파흡수체

사용주파수가 넓은 전파흡수체를 광대역형 전파흡수체라 한다. 협대역형과 구별은 명확하지 않으나 비대역폭($\Delta f/f_0$)이 20% 이상 또는 30% 이상의 것이다. 이 광대역형 전파흡수체를 얻기 위해 2층형 구조로 하기도 한다. 또 소결페라이트 타일 등의 단층형 전파흡수체도 이 광대역형이다.

다) 초광대역형 전파흡수체

어느 하한 주파수 f_L 이상의 주파수 전역에서 허용 반사계수 이하가 되는 특성을 갖는 전파흡수체를 초광대역형 전파흡수체라 부른다. 따라서 주파수비대역폭은 무한대가 되어 정의할 수 없다. 층의 수가 적은 전파흡수체에서는 이러한 특성이 얻어지지 않고, 보통 다층형 전파흡수체에 의해서 실현된다.

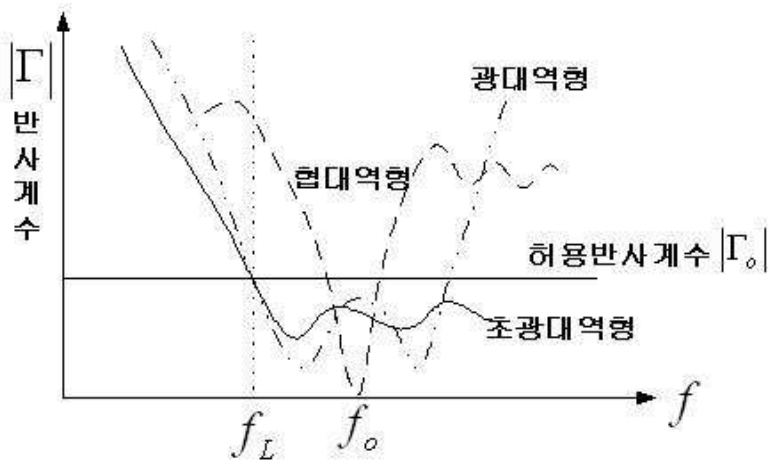


그림 2.3 주파수 특성에 의한 분류

Fig. 2.3 Classification by frequency characteristic

2.1.2 전파흡수체의 재료

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

- 도전성 전파흡수재료
- 유전성 전파흡수재료
- 자성 전파흡수재료

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

유전성 손실재료에는 카본고무, 카본을 포함하고 있는 발포우레탄, 카본을 포함하고 있는 발포폴리스티롤 등이 있다. 이런 종류의 흡수체를 이용해 광대역 특성을 얻고자 할 경우에는 다층 구조로 해서 표면 가까이의 감쇠를 작게 하

고, 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_r 은 각각 다음식으로 표현된다.

$$\epsilon_r = \epsilon_r' - j\epsilon_r'' \quad (2-1)$$

$$\mu_r = \mu_r' - j\mu_r'' \quad (2-2)$$

여기서, 허수부는 전파 손실 허용을 나타내고 다음과 같이 그 양자가 모두 0이면 무손실 재료이다.

$$\epsilon_r'' = \mu_r'' = 0 \quad (2-3)$$

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_r'' 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 도전성 전파흡수재료와 유전성 전파흡수재료는 모두 $\mu_r' = 0, \mu'' = 0$ 이다. 여기서, 이 2개의 차이를 설명하면 다음과 같이 된다.

우선, 전기적 재료정수에는 직류회로를 취급할 때 잘 사용되는 저항을 ρ 가 있다. 이 저항을 ρ 는 도전전류 흐름의 어려움을 나타내는 정수로 직류회로에 있어서 옴 법칙의 정수이다. 그러나 높은 주파수에 있어서도 도전전류만 흐르는 것으로 가정하면, 복소유전율의 허수부 ϵ_r'' 은 저항을 ρ 혹은 도전율 χ 을 이용해 다음식으로 표현된다.

$$\epsilon_r'' = \frac{1}{\omega \epsilon_0 \rho} = \frac{\chi}{\omega \epsilon_0} \quad (2-4)$$

여기서, ϵ_0 는 진공의 유전율로 $\epsilon_0 = 8.85418782 \times 10^{-12}$ [F/m], ω 는 각주파수 ($\omega = 2\pi f$)이다. 그래서 사용하는 전파의 주파수에 있어서도 이 식을 만족하는 재료 혹은 근사적으로 이 식에 가까운 재료를 도전성 전파흡수재료라 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 저항을 ρ 는 매우 크지만 높은 주파수로 되면 정전용량에 전류가 흐르기 때문에 저항에도 전류가 흘러 전파손실이 크게 나타난다. 그 때문에 직류의 저항을 사용해 구한 식 (2-4)에 나타난 관계는 이와 같은 매질에서는 만족하지 않는다. 이와 같이 식 (2-4)를 만족시키지 않는 재료를 유전성 전파흡수재료라 부르는 것이다.

2.2 전파흡수체의 요구되는 특성

전파흡수체는 그 반사계수를 작게하는 것이 절대조건이지만 투과량도 적게하지 않으면 안 된다. 이 때문에, 만약 전파흡수체 표면에 다른 반사물체가 있다면, 그것에서 반사파가 다시 전파흡수체를 역방향으로 투과해 앞면으로 되돌아온다. 이러한 현상은 전파흡수체에 의해 반사파를 없앤 것이 아니고 전파흡수체에서 전파가 되돌아 온 것과 같다. 그래서 일반적으로 전파흡수체의 표면에 얇은 금속판을 접착해 투과파를 없애고 있으며, 그 값의 크기에 대해서는 그다지 논란이 없다.

이와 같이, 전파흡수체에서는 반사계수와 투과량 양측을 작게 하지 않으면 안 되는 것과 입사한 전파에너지 전부를 흡수하지 않으면 안 되기 때문에 전파흡수체의 두께는 두껍게 된다. 특히 넓은 주파수 특성을 갖기 위해서는 적어도 파장의 10분의 1 오더(order) 이하의 두께가 된다.

전파흡수체에 요구되는 특성에는 여러 가지가 있지만, 특히 반사계수의 크기, 입사전파의 방향이나 편파특성, 주파수특성, 두께 등이 중요하다. 이들은 사용 목적에 따라 다르지만 단층구조에서는 충분한 특성이 얻어지지 않기 때문에, 보다 나은 특성을 달성하기 위해 다층구조로 하는 것이 많다.

다음은 일반적으로 전파흡수체에 요구되는 특성을 간단히 설명한 것이다.

1) 사용주파수가 높을 것

모든 주파수에 대해 허용반사계수 이하로 하는 것은 불가능하므로 필연적으로 사용주파수가 한정된다. 그래서 가능한 한 사용주파수가 넓은 것이 좋다. 단, 주파수에 따라서 대역폭이 다르므로 주파수의 관점에서 본 전파흡수체의 모양은 사용주파수폭 Δf 을 중심주파수로 f_0 로 나눈 주파수 비대역폭 $\Delta f/f_0$ 으로 나타낸다.

2) 전파흡수체의 두께가 얇을 것

전파흡수체의 두께가 얇은 것이 좋다. 현재 가장 얇은 것으로 협대역형으로 0.64 mm로 약 10 GHz에 대해서 반사계수 -20 dB인 것으로 실리콘 내에 자성

체를 혼입한 flexible한 sheet이다.

3) 편파특성이 뛰어날 것

전파흡수체에 전파가 사입사하는 경우는 TE파와 TM파를 고려하지 않으면 안 된다. TV전파의 경우와 같이 편파가 결정되는 경우에는 그 편파에 대한 전파흡수체를 만들면 되나 전파무향실의 경우와 같이 모든 방향으로부터 임의의 편파인 전파가 도래하는 경우에는 각 편파에 대해서 사입사특성도 양호한 전파흡수체를 만들어야 한다.

4) 가벼울 것

전파흡수체는 전파무향실의 벽이나 천정에 사용하거나 고층건물의 벽면이나 대형교량의 금속부재에 붙이므로 가능한 한 가벼운 것이 좋다. 따라서 박형화된 sheet형 전파흡수체 또는 Paint형 전파흡수체가 적합하다.

5) 강도가 있을 것

전파흡수체 표면에는 어떤 물체가 충돌할 수도 있으므로 표면강도가 어느 정도 크지 않으면 안 된다.

6) 내후성(耐候性)이 뛰어날 것

전파흡수체는 실내에서 사용하는 외에 실외에서도 많이 사용되기 때문에 장기간의 내환경특성이 뛰어난 전파흡수체가 요구된다.

2.3 전파함수체 분포정수회로화

2.3.1 파동방정식(Helmholtz Equation)

1) 단순매질영역의 파동방정식

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

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (2.5)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \quad (2.6)$$

여기서 $\mathbf{J} = \sigma \mathbf{E}$ 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

$$\nabla^2 \mathbf{E} = \mu \varepsilon \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial t^2} \quad (2.7)$$

$$\nabla^2 \mathbf{H} = \mu \varepsilon \frac{\partial^2 \mathbf{H}}{\partial t^2} \quad (2.8)$$

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

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

$$\nabla^2 \mathbf{E} + \omega^2 \mu \varepsilon \mathbf{E} = \nabla^2 \mathbf{E} + \gamma^2 \mathbf{E} = 0 \quad (2.9)$$

$$\nabla^2 \mathbf{H} + \omega^2 \mu \varepsilon \mathbf{H} = \nabla^2 \mathbf{H} + \gamma^2 \mathbf{H} = 0 \quad (2.10)$$

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.

$$\frac{\partial E_y}{\partial z} = j\omega\mu H_x \quad (2.11)$$

$$\frac{\partial H_x}{\partial z} = j\omega\varepsilon E_y \quad (2.12)$$

$$\frac{\partial E_x}{\partial z} = -j\omega\mu H_y \quad (2.13)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial z} = -j\omega\varepsilon E_x \quad (2.14)$$

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

$$\nabla^2 E_x + \gamma^2 E_x = 0 \quad (2.15)$$

$$\nabla^2 H_y + \gamma^2 H_y = 0 \quad (2.16)$$

장(field)을 만드는 전원(source) \mathbf{J} , ρ 의 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.

$$E_x = E^+ e^{-\gamma z} + E^- + e^{\gamma z} \quad (2.17)$$

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

이것은 파수벡터 $\boldsymbol{\gamma}$ 가 \mathbf{H} 에 직교할 뿐 아니라 \mathbf{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 가지는데 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 R 은 단위길이 당 저항성분(Ω/m)으로 도체의 불완전한 상태를 표시하며, L 은 단위길이 당 인덕턴스(H/m), G 는 단위길이 당 컨덕턴스 성분(S/m)으로 유전체 손실여부를 의미하며, C 는 단위길이 당 커패시턴스 성분(F/m)을 의미한다.

마디 A B에서 KVL을 적용하고, 마디 B C에서 KCL을 적용하면

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

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

여기서 z 는 선로를 진행하는 거리함수이다.

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

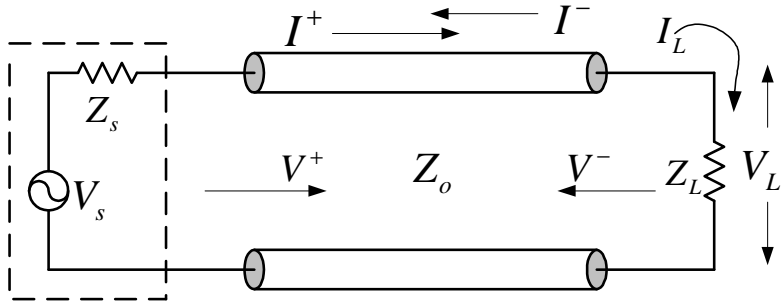


그림 2.4 일반적인 전송선로

Fig. 2.4 General Transmission Line.

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

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

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

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

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

가 된다. 식 (2.23)과 식 (2.24)에서 일반적인 2계 미방의 해는 독립된 두개의 항을 가지므로 부하임피던스 Z_L 을 전파흡수체의 특성임피던스 Z_C 로 하면

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

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

로 되어 평면파에서 식 (2.25)와 식 (2.26)과 같은 형태가 된다.[11]

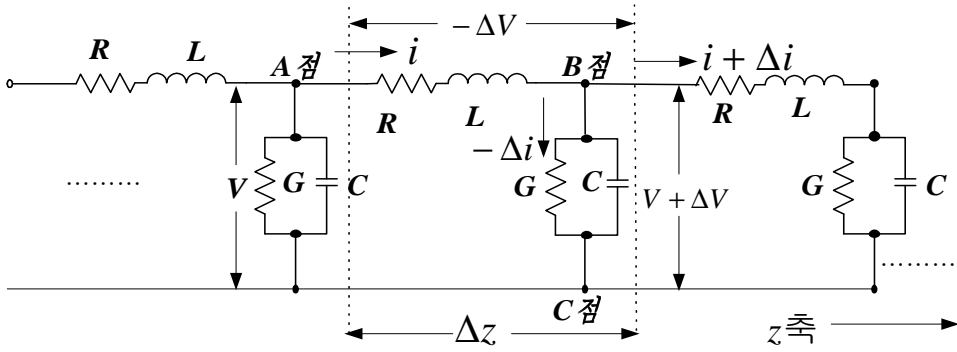


그림 2.5 일반적인 전송선로의 등가회로

Fig. 2.5 Equivalent Circuit of General Transmission Line

2.3.2 분포정수회로화

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

$$\mu = \mu' - j\mu'' \quad (2.27)$$

$$\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon'' \quad (2.28)$$

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

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

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

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

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

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, I 는 개념적으로 E_x, H_x 에 대응하며 마찬가지로 분포정수회로의 L, C, R, G 는 전자장에서 $\mu', \epsilon', \omega\mu'', \omega\epsilon''$ 에 대응하게 된다. 이것을 정리하면

$$L \leftrightarrow \mu', \quad C \leftrightarrow \epsilon', \quad R \leftrightarrow \omega\mu'', \quad G \leftrightarrow \omega\epsilon'' \quad (2.33)$$

으로 되고, 이러한 대응관계를 분포정수회로의 전과정수에 적용하면

$$\begin{aligned} \gamma &= \sqrt{ZY} = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \\ &= \sqrt{(\omega\mu'' + j\omega\mu')(\omega\epsilon'' + j\omega\epsilon')} = j\omega\sqrt{\epsilon\mu} \end{aligned} \quad (2.34)$$

이 되며, 또한 선로 특성임피던스는

$$\begin{aligned} Z_C &= \sqrt{\frac{Z_S}{Y_P}} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} = \sqrt{\frac{(\omega\mu'' + j\omega\mu')}{(\omega\epsilon'' + j\omega\epsilon')}} = \sqrt{\frac{\mu' - j\mu''}{\epsilon' - j\epsilon''}} = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \\ &= \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} = \sqrt{\frac{\mu_0\mu_r}{\epsilon_0\epsilon_r}} \end{aligned} \quad (2.35)$$

가 되어 분포정수회로에서의 특성임피던스 Z_C 는 Electromagnetic Fields에서의 파동임피던스와 쌍대 관계에 있음을 알 수 있다.

또한 공기 중에서의 ϵ', μ' 의 값은 1이고 ϵ'', μ'' 의 값은 0이므로

$$\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r = \epsilon_0 (\epsilon' - j\epsilon'') = \epsilon_0 \quad (2.36)$$

$$\mu = \mu_o \mu_r = \mu_o (\mu' - j\mu'') = \mu_o \quad (2.37)$$

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

$$Z_o = \sqrt{\frac{\mu_o}{\epsilon_o}} = 120\pi \cong 377\Omega \quad (2.38)$$

식 (2.35)를 식 (2.38)로 정규화(normalized)시키면

$$z_c = \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \quad (2.39)$$

로 소문자로 나타내기로 한다.

또한 진공중과 임의의 매질에서 전파정수는 각각

$$\gamma_o = j\beta_o = j\omega \sqrt{\epsilon_o \mu_o} \quad (2.40)$$

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

로 되어 분포정수회로 상의 파라미터 R, L, C, G 를 전자장 Parameter로 변환시킬 수 있다.

전기회로 내에서 전력을 소비하는 역할을 하는 것은 저항 R 과 컨덕턴스 G 이다. 유전율 $\epsilon (= \epsilon' - j\epsilon'')$ 과 투자율 $\mu (= \mu' - j\mu'')$ 에 주목하여 보면 R 과 G 에 대응하는 것은 각각의 복소성분 μ'' 과 ϵ'' 로서 L 과 C 는 무효손실이며 R

과 G 는 유효손실이 된다. 이것은 회로이론에서 무효전력과 유효전력의 벡터 합이 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 놓여진 것으로 된다. 여기에 사용된 재료정수는 투자율 μ 와 유전율 ϵ 을 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 진행되는 파로서 부하측에서 보면, 전자는 입사파, 후자는 반사파가 된다.

반사파는 전자파가 진행되는 매질의 임피던스와 부하임피던스의 부정합에 의한 것으로 이 부분을 정합시킴으로서 반사파 성분을 제거 할 수 있고 전파흡수체 경우 전자파가 진행되는 매질의 임피던스와 흡수체의 임피던스를 정합 시킨 것이라 할 수 있다.

식 (2.25)와 식 (2.26)을 쌍곡선함수로 표현하여 분포정수회로 임의의 점 d 에서 임피던스는

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

가 된다[3][5].

그럼 2.5와 같은 전파흡수체 구조에서 흡수체 경계면에서 부하로 들여다보는 입력임피던스는 부하가 도체판으로 단락 되어 있으므로 $Z_L = 0$ 에서

$$Z_m = Z_c t \tanh \gamma d \quad (2.43)$$

가 된다. 여기서 d 는 전파흡수체의 두께에 해당되며 Z_c 는 전파흡수체 특성임피던스이다. 따라서 식 (2.41)에 식 (2.34), (2.35)를 적용하면 수전단에서 두께 d 떨어진 흡수체 표면에서의 임피던스는

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

정규화(normalized)시키면

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

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

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

$$\Gamma_I(z) = \frac{-V^- e^{-\gamma z}/Z_0}{V^+ e^{\gamma z}/Z_0} = -\frac{V^-}{V^+} e^{-2\gamma z} = -\Gamma_V(z) \quad (2.47)$$

로 정의되고 $z=0$ 에서는

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

따라서 임의의 점 x 에서 부하단을 본 임피던스는

$$Z_{in} = \frac{V(x)}{I(x)} = Z_0 \frac{1 + \Gamma(x)}{1 - \Gamma(x)} \quad (2.49)$$

정규화 시키면

$$\hat{z}_{in} = \frac{Z_{in}(x)}{Z_0} = \frac{1+\Gamma(x)}{1-\Gamma(x)} \quad (2.50)$$

또 반사계수를 정규화 임피던스로 나타내면

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

이 된다. 반사계수 Γ 는 0~1까지의 값을 갖는데 전파흡수체에서는 Γ 가 적을수록 전파의 흡수능이 뛰어나고 볼 수 있다. 가령 Γ 가 극단적으로 0이면 무반사이므로 전자파 에너지의 완전 흡수가 일어나고 Γ 가 1이면 완전반사로 전파흡수는 일어나지 않는다[6].

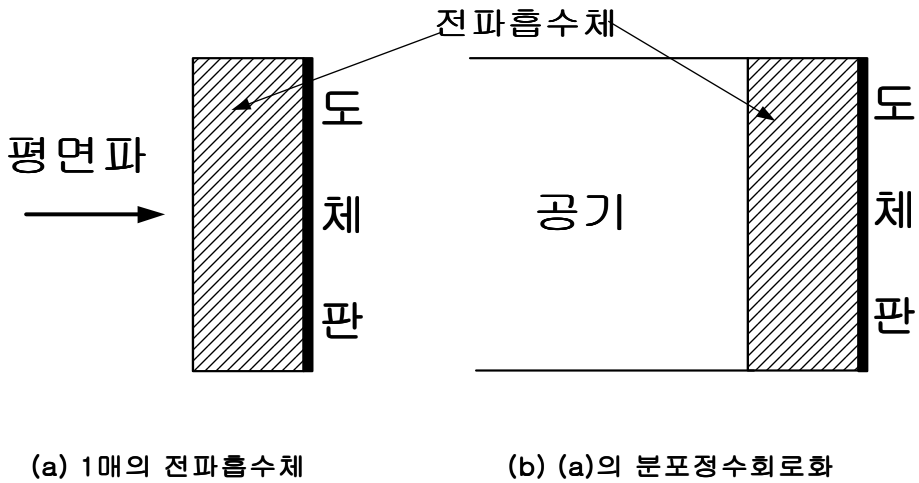


그림 2.6 전파흡수의 기본 구성

Fig. 2.6 Basic Composition of Electromagnetic Wave Absorber.

2.4 다층형 전파흡수체

페라이트 전파흡수체를 광대역하기 위하여 페라이트 층 사이에 공기층을 삽입하거나 재료정수가 다른 페라이트 전파흡수체를 2개 이상의 층으로 조합한 모양, 또는 재료정수는 동일한 물질이나 전파흡수체의 형상을 공간적으로 변화시킴으로써 재료정수를 조작하여 페라이트 전파흡수체를 광대역화하고자 하는 시도가 이루어지고 있다.

1) 유전체 재료를 사용한 다층형 전파흡수체

그림 2.1은 전파흡수체의 매질 정수를 전파의 진행방향에 따라 서서히 변화시켜서 임피던스 정합을 꾀하는 것이다. 이 경우 금속판으로부터 거리 x 인 점에서의 규격화 입력임피던스 Z_x 는 다음의 미분방정식으로 나타낼 수 있다.

$$\frac{dZ_x}{dx} = j \frac{2\pi}{\lambda} (1 - \epsilon_{rx} Z_x^2) \quad (2.52)$$

λ : 입사파의 파장

ϵ_{rx} : x 에 있어서의 매질의 복소유전율

이라 하고 투자율에 대해서는 자유공간중의 μ_0 가 매체중에서도 변화하지 않는 것으로 한다. 또 전파흡수체 표면에서의 규격화 입력임피던스를 Z 라 하면, 이점에 있어서의 반사계수 S 는 식 (2.53)와 같다.

$$S = \frac{\hat{z} - 1}{\hat{z} + 1} \quad (2.53)$$

따라서, 흡수체가 무반사로 되기 위한 조건은 $Z=1$ 이다. 그러나, 이것을 완전히 실현하는 것은 어려우므로 허용 반사계수를 S_0 라 했을 때, 실용 정합조건은 다음 식 (2.54)와 같은 식이 된다.

$$\frac{\hat{z}-1}{\hat{z}+1} \leq |S_0| \quad (2.54)$$

따라서 식 (2.54)를 조건으로 하여 식 (2.52)을 풀어서 Z_x 를 구하면 된다. 그러나, 식 (2.52)은 Riccati의 비선형 미분방정식으로 범함수이므로 해석적 방법으로 해를 구하는 것은 어렵다. 그래서 금속판 표면으로부터 거리 x 에 대한 임피던스의 분포를 각각 가정하고, 그때의 반사계수의 주파수 특성을 계산하여 최적의 임피던스 분포를 찾는 방법이 사용되고 있다. 여기서 $|S_0| < 0.1$ 인 경우, 필요한 두께의 최소치는 $1/\lambda = 0.35$ 정도이며 이때 ϵ_{rx} 의 값은 식 (2.55)과 같이 된다.

$$\epsilon_{rx} = \epsilon_r' - j\epsilon_r'' = 1 - j \left[\frac{3.9(1-x)}{1} - 0.9 \right] \quad (2.55)$$

그러나, 실제 이와 같은 ϵ_{rx} 의 분포를 실현하는 것은 어려우므로 부분적으로 흡수체의 재료정수가 다른 것을 중첩한 다단형 구조로 설계하고 있다. 이 경우 자유공간 특성임피던스에 대해서 단계적으로 임피던스 정합을 행하므로 그 특성은 각 층의 두께와 재료정수에 의해서 결정된다. 단수를 증가시키면 그림 2.1의 연속분포형에 접근하지만, 실용적으로는 가능한 한 단수를 적게 하고, 또 전체의 두께를 얇게해서 원하는 특성을 얻을 필요가 있다.

2) 자성재료를 이용한 다층형 전파흡수체

30 Mhz ~ 1,000 Mhz 정도의 주파수 범위에서 사용할 전파흡수체를 유전성 손실재료로 구성하려고 하면 흡수체의 두께가 매우 두꺼워지게 되어 실용적 이 못하다. 즉, 이러한 전파흡수체는 허용 정재파비를 1.1로 할 때 사용최저 주파수의 파장 λ 에 대해서, 흡수체의 두께는 0.6λ 로 되므로 100 Mhz정도의 주파수대에서 사용할 전파흡수체의 두께는 1.8 m나 된다. 그러나 자성재료인 페라이트를 이용하면 30 Mhz ~ 1,000 Mhz 정도의 비교적 낮은 주파수대에서도 박층으로 광대역 특성을 만족시킬 수 있다. 이것은 페라이트의 투자율이 주파수 의존성이 크다는 점을 이용한 것으로, 두께 8 mm 정도에서 100 % 전후의 비대역폭이 얻어진다. 통상 페라이트 전파흡수체를 광대역화 하기

위해서는 여러 장의 페라이트 판을 간격을 두고 배치하는 다층 분리형이 유효하다.[9]

3) 다층형 전파흡수체의 기본식

그림 2.7 과 같이 흡수체의 뒤에 금속판을 부착하고, 그 전면에 n 개 층의 전파흡수체를 적층한 경우, 제 n 층의 두께를 d_n , 비투자율을 μ_{rn} , 비유전율을 ϵ_{rn} 으로 했을 때 평면파가 흡수체 전면에서 수직으로 입사하면, n 층의 전면에서 우측을 보는 규격화 입력임피던스 Z_n 은 식 (2.56)와 같이 된다[2].

$$Z_n = Z_{cn} \frac{Z_{n-1} + Z_{cn} \tanh(\gamma_n d_n)}{Z_{cn} + Z_{n-1} + \tanh(\gamma_n d_n)} \quad (2.56)$$

$$(n = 1, 2, 3, \dots, n)$$

여기서 Z_{cn} 은 제 n 층의 특성임피던스, γ_n 은 전파정수로서 각각 다음과 같다.

$$Z_{cn} = \sqrt{\mu_{rn} / \epsilon_{rn}} \quad (2.57)$$

$$\gamma_n = j\omega \sqrt{\mu_{rn} \epsilon_{rn}} \quad (2.58)$$

따라서 첫 번째 층에서의 정규화 입력임피던스는 다음 식 (2.59)과 같다.

$$z_1 = \sqrt{\frac{\mu_{r1}}{\epsilon_{r1}}} \tanh\left(j \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\epsilon_{r1} \mu_{r1}} d_1\right) \quad (2.59)$$

i 번째 층에서의 정규화 입력임피던스는 다음 식 (2.60)과 같다.

$$z_i = \sqrt{\frac{\mu_{ri}}{\epsilon_{ri}}} \frac{z_{i-1} + \sqrt{\frac{\mu_{ri}}{\epsilon_{ri}}} \tanh(j \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\mu_{ri} \epsilon_{ri}} d_i)}{\sqrt{\frac{\mu_{ri}}{\epsilon_{ri}}} + z_{i-1} \tanh(j \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\mu_{ri} \epsilon_{ri}} d_i)} \quad (2.60)$$

n 번째 층에서의 정규화 입력임피던스는 다음 식 (2.61)과 같다.

$$Z_n = \sqrt{\frac{\mu_{rn}}{\epsilon_{rn}}} \frac{Z_{n-1} + \sqrt{\frac{\mu_{rn}}{\epsilon_{rn}}} \tanh(j \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\mu_{rn} \epsilon_{rn}} d_n)}{\frac{\sqrt{\mu_{rn}}}{\epsilon_{rn}} + Z_{n-1} \tanh(j \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\mu_{rn} \epsilon_{rn}} d_n)} \quad (2.61)$$

이 경우 $n = 1$ 일 때, Z_{n-1} 은 금속판의 임피던스를 의미하므로 0이다. 또 이 흡수체 전면에서의 반사계수는

$$S_n = \frac{Z_n - 1}{Z_n + 1} \quad (2.62)$$

와 같이 된다. 따라서, 허용반사계수를 $|S_0|$ 라고 했을 때, $S_n = \frac{Z_n - 1}{Z_n + 1} \leq |S_0|$ 을 조건으로 하여 전체 두께를 최소로 하는 전파흡수체를 설계하면 된다. 식 (2.61)에 의하면 이미 재료 정수를 알고 있는 페라이트를 적층한 경우, 각 층의 두께를 적절하게 조절함으로써 전체 입력임피던스를 변화시킬 수 있음을 알 수가 있다. 따라서 이미 개발된 전파흡수체 위에 재료정수가 다른 흡수체층을 추가함으로써 기존 단층 전파흡수체로 cover할 수 없는 주파수대에서도 흡수특성이 뛰어난 전파흡수체를 설계하는 것이 가능하다[4].

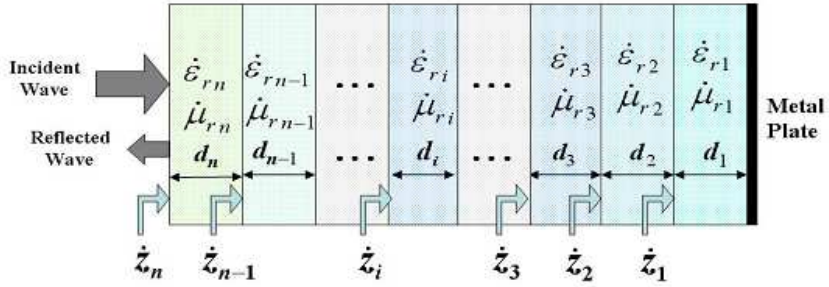


그림 2.7 다층형 전파흡수체

Fig. 2.7 Multi-layered Electromagnetic Wave Absorber.

2.5 전파흡수체의 측정법

2.5.1 반사계수 측정 방법



그림 2.8 WILTRON 360B 네트워크 아날라이저

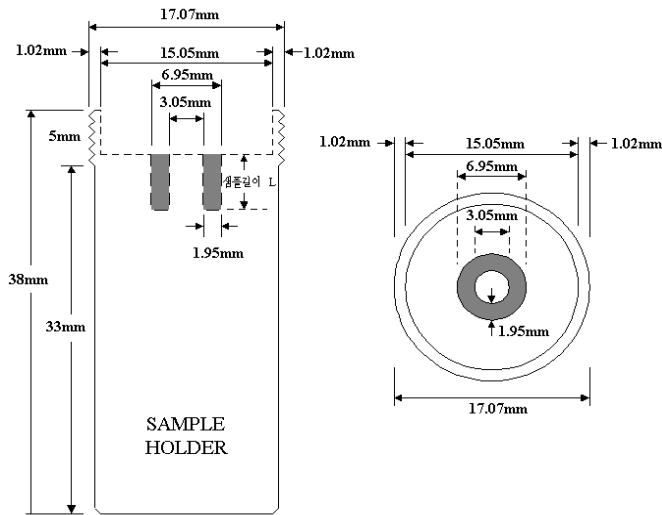
Fig. 2.8 WILTRON 360B Network Analyzer.

그림 2.8와 그림 2.9은 반사계수를 측정하기 위해 사용한 Network Analyzer(Model ; WILTRON 360B)와 Sample Holder다. 전자파 흡수능

측정을 위해 펀치를 이용하여 내경 3.05 mm, 외경 6.95 mm 의 도넛 모양으로 제작한다. 제작된 시료를 그림 2.9의 Sample Holder 에 삽입하여 그림 2.8의 Network Analyzer에 밀착 고정시킨 다음 One-Port Method로 반사계수 측정을 하였다. 그림 2.10은 Sample Holder의 단면도이다.



그림 2.9 Wiltron사의 Sample Holder
Fig. 2.9 Sample Holder of Wiltron.



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

그림 2.10 Sample Holder 단면도와 평면도

Fig. 2.10 Sample Holder (a) Section, (b) Plane.

2.5.2 표면저항 측정 방법

1) 기본이론

가) 표면저항

표면저항은 보통 단위를 ohm/sq., Ω/\square 또는 $\Omega\square$ 로 사용하며, 반사와 무반사 전과흡수체를 디자인 할 때, 손실 메커니즘을 제공하기 위해 저항시트에 이용한다. 이런 시트의 특성은 저항과 임피던스로 보통 묘사되며, 만약 그림 2.11(a)에서 보이는 것처럼, $\Omega\text{-m}$ 의 저항 ρ 의 물질은 저항을 만들고, 두 개의 반대편 사이에서 저항은 다음 식에서 주어진다.

$$R = \frac{\rho L}{A} = \frac{\rho L}{WT} \quad (2.63)$$

여기서, L 은 두 표면사이에서 블록의 길이, W 는 폭, T 는 두께, A 는 단면적을 나타낸다.

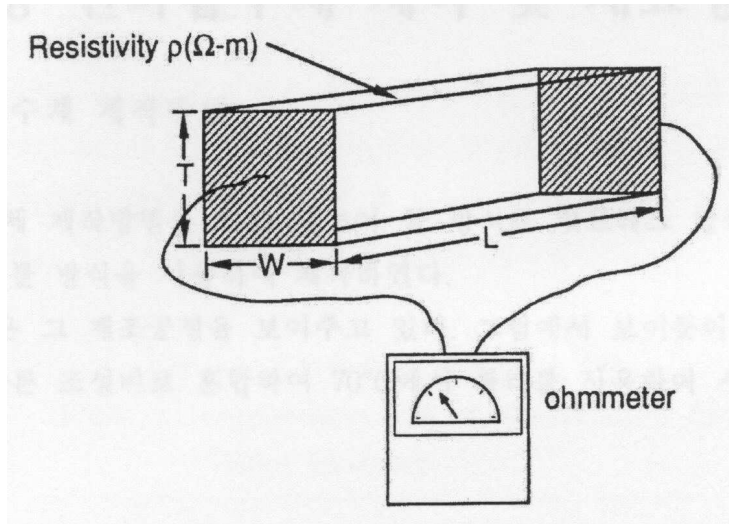
만약 그림 2.11(b)의 도전성 물질시트에서 두 바의 거리 W 사이에서 저항을 측정하면, 식(2.63)은 식(2.64)과 같이 나타낼 수 있다.

$$R = \frac{\rho}{T} = \frac{1}{\sigma T} \quad (2.64)$$

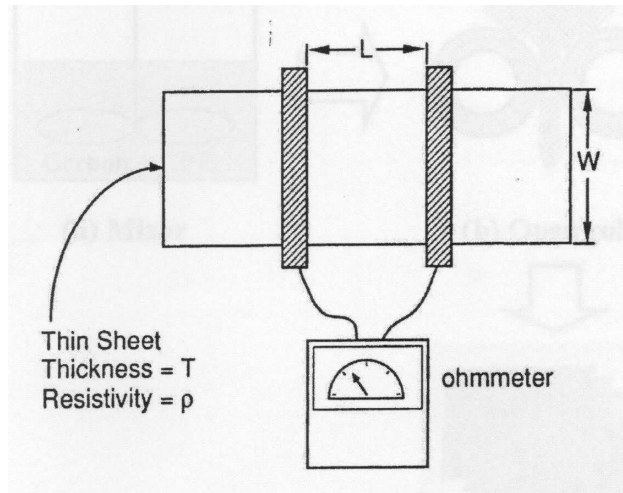
즉, 물질의 단위면적당 저항을 측정한다면, 단위면적의 변화에 관계없이 결과는 같게 될 것이다. 따라서 단위면적당 옴으로 나타난다.

나) 비저항

비저항은 단위길이와 단면적의 물질이 갖는 저항의 크기를 말하며, 물질마다 다르기 때문에 물질의 특성이 될 수 있다. 표면저항에 물질두께의 곱으로 표현할 수 있으며, 단위는 ohm · cm 또는 $\Omega \cdot \text{cm}$ 로 나타낸다.



(a) 저항체 블록



(b) 표면저항 측정(Ω/\square)

그림 2.11 표면저항 측정 시스템

Fig 2.11 The Measurement System for Sheet Resistivity

2) 표면저항 측정

저항체에 전류를 흘리면 흐르는 전류에 의해 열이 발생한다. 이와 마찬가지로 유한한 도전율 σ 를 가지는 매질에 전계가 가해지면 도전전류가 흘러서 전자파 에너지가 열로 변환된다. 이런 재료로 전파흡수용으로 널리 쓰이는 것은 카본이다. 이밖에도 도전성 손실재료는 도전성 섬유를 부직포 형태로 짜서 만든 베나 산화인듐 방울을 증착한 유전체 시트 등이 있다. 이들은 저항피막이라 불리우며, 그 전기적 특성은 두께에 무시할 수 있는 정방형상의 저항으로서 표면저항치(Ω/\square)로 표시된다. 본 논문에서는 4단자법에 의해서 표면저항을 측정하였다.

3) 사용된 측정 시스템

그림 2.12은 (주)재성의 four-point probe 표면저항 측정기이다. four-point probe는 동일선상에 놓여진 텅스텐 와이어 프로브를 포함하고 있으며, 샘플의 표면을 접촉하도록 되어있다. 전류는 바깥쪽 프로브 사이에서 흐르며, 전압은 안쪽의 프로브 사이에서 측정하여 전류의 손실이 없도록 되어있다. 표면저항 측정기로 측정된 저항에 Correction factor를 곱하여 정확한 표면저항치를 계산한다.



그림 2.12 4단자법의 표면저항 측정기

Fig. 2.12 The measurement system of sheet resistivity with four point probe

2.5.3 재료정수 측정 방법

본 논문에서는 전파흡수체 시편의 재료정수는 반사손실을 WILTRON사의 Network Analyzer(Model:360B)를 사용하여 측정하였고, 측정된 반사손실을 이용하여 다음과 같은 방법으로 계산하였다.

우선, Sample Holder를 사용하고 그림 2.8의 Network Analyzer의 Port와 Sample Holder 사이에 틈이 없이 밀착시키면, Reference Plane 에서의 반사계수 $S_{11}(\ell)$ 은 전체의 반사계수 $S_{11}'(\ell)$ 과 같게 된다. 그러므로 Short Sample의 측정치로 전체 반사계수를 측정할 필요 없이 Sample 길이가 ℓ 일 때와 2ℓ 일 때의 임피던스만 계산하면 된다.

우선 그림 2.13 과 같이 Sample 길이가 ℓ 일 때의 임피던스는

$$Z(\ell) = \frac{1 + S_{11}(\ell)}{1 - S_{11}(\ell)} \quad (2.65)$$

와 같이 구해진다.

그림 2.14 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 (2.40)과 같다.

$$Z(2\ell) = \frac{1 + S_{11}(2\ell)}{1 - S_{11}(2\ell)} \quad (2.66)$$

한편 Network Analyzer의 Port와 Sample Holder는 틈이 없이 밀착되므로 식 (2.67)와 식 (2.68)는

$$Z(\ell) = Z_c \tanh(\gamma\ell) \quad (2.67)$$

$$Z(2\ell) = Z_c \tanh(2\gamma\ell) \quad (2.68)$$

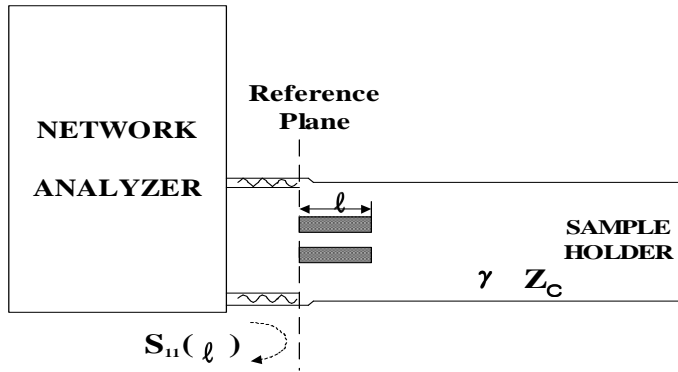


그림 2.13 샘플의 길이가 l 인 Sample Holder
 Fig. 2.13 Sample Holder with sample length l .

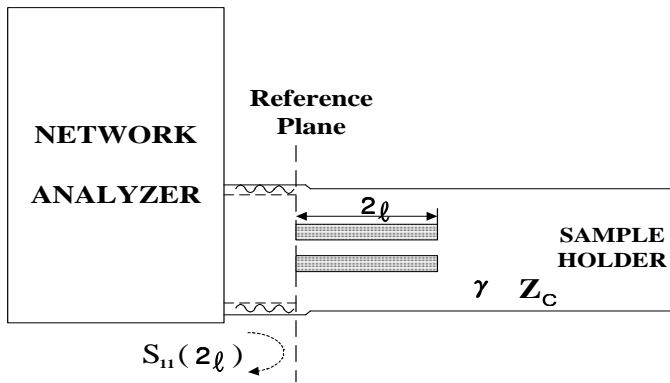


그림 2.14 샘플의 길이가 $2l$ 인 Sample Holder
 Fig. 2.14 Sample Holder with sample length $2l$.

와 같이 쓸 수 있다. 식 (2.67)과 식 (2.68)에 하이퍼볼릭 탄젠트 공식을 적용하면,

$$\tanh(2\gamma\ell) = \frac{2\tanh(\gamma\ell)}{1+\tanh^2(\gamma\ell)} \quad (2.69)$$

이 되고, 식 (2.69)을 변형하면

$$Z(2\ell) = \frac{2 \tanh(\gamma\ell)}{1 + \tanh^2(\gamma\ell)} \quad (2.70)$$

$$\tanh(r\ell) = \sqrt{\frac{2Z(\ell) - Z(2\ell)}{Z(2\ell)}} \quad (2.71)$$

이 된다. 식 (2.71)로부터 γ , Z_c 을 도출하면

$$\gamma = \frac{1}{\ell} \tanh^{-1} \sqrt{\frac{2Z(\ell) - Z(2\ell)}{Z(2\ell)}} \quad (2.72)$$

$$Z_c = Z(\ell) \sqrt{\frac{Z(2\ell)}{2Z(\ell) - Z(2\ell)}} \quad (2.73)$$

이 된다[7]. 식 (2.72)와 식 (2.73)을 대입해서 풀면

$$\varepsilon_\gamma = -j \frac{C}{2\pi f} \cdot \frac{\frac{1}{\ell} \tanh^{-1} \sqrt{\frac{2Z(\ell) - Z(2\ell)}{Z(2\ell)}}}{Z(\ell) \sqrt{\frac{2Z(\ell)}{2Z(\ell) - Z(2\ell)}}} \quad (2.74)$$

$$\begin{aligned} \mu_\gamma &= -j \frac{C}{2\pi f} \cdot \frac{1}{\ell} \tanh^{-1} \sqrt{\frac{2Z(\ell) - Z(2\ell)}{Z(2\ell)}} \\ &\quad \cdot Z(\ell) \sqrt{\frac{2Z(\ell) - Z(2\ell)}{Z(2\ell)}} \end{aligned} \quad (2.75)$$

이 구하여진다[3][4].

제 3 장 시뮬레이션 및 측정 결과

적층을 하기 전에 Carbon의 비율이 각기 다른 전과흡수체를 제작하여 각 재료의 특성을 분석하였다. 먼저, 전과흡수체의 표면저항을 측정하고 Network Analyzer를 이용해 각 시료의 입력임피던스를 측정하였다. 측정된 입력임피던스를 Matlab을 사용하여 재료정수인 복소비유전율을 계산한 다음 두께에 따른 전과흡수능의 변화를 시뮬레이션한 설계치와 실측정치와 비교분석 하였다.

3.1 표면저항 및 재료정수 측정 결과

3.1.1 표면저항 측정 결과

표 3.1 샘플의 표면저항

Table 3.1 Ohms-per-square resistance of sample

구 분		표면저항 (Ω/□)	평균치 (Ω/□)
Carbon : CPE = 40 : 60	1차	624	692
	2차	752	
	3차	704	
Carbon : CPE = 45 : 55	1차	392	372
	2차	368	
	3차	360	
Carbon : CPE = 50 : 50	1차	320	320
	2차	336	
	3차	312	
Carbon : CPE = 55 : 45	1차	156	160
	2차	152	
	3차	180	
Carbon : CPE = 60 : 40	1차	11.6	11.2
	2차	12	
	3차	10.8	

표면저항의 경우 동일한 간격의 4개 탐침으로 측정하게 되며 1 mm 간격

으로 일렬로 구성된 Four point probe를 사용하여 4개의 탐침으로 저항을 구한 후, 표면저항 단위인 ohm/sq로 계산하기 위해 보정계수(C.F)를 곱해 준다. 보정계수는 Sample size 계수는 4-point probe의 탐침 간 거리(1mm 일 경우)의 40 배인 40 mm 이상의 직경 Sample일 경우 4.532이다. 측정된 표면저항은 표 3.1 에 나타내었다.

전파흡수체를 설계할 때 전파의 반사를 최소화하기 위하여 공기 중 임피던스와 가장 가까운 조성비 Carbon : CPE = 45 : 55 wt% 를 가지는 시편을 상층에 두고 설계하였다.

3.1.2 재료정수 측정 결과

Carbon은 도전손실재료이기 때문에 $\ell-2\ell$ 법을 이용하여 재료정수인 복소비유전율($\epsilon_r = \epsilon'_r - j\epsilon''_r$)을 측정하였다. Carbon과 CPE의 조성비를 Carbon : CPE = 40 : 60 wt%, Carbon : CPE = 45 : 55 wt%, Carbon : CPE = 50 : 50 wt%, Carbon : CPE = 55 : 45 wt%, Carbon : CPE = 60 : 40 wt% 으로 달리하여 제작한 시편의 재료정수는 그림 3.1에서 그림 3.5에 나타내었다.

그림 3.1, 그림 3.2, 그림 3.3은 손실탄젠트가 1인($\tan\delta=1$) 지점이 각각 4~8 GHz 에서 나타났으며, 전반적으로 손실항인 ϵ''_r 값이 ϵ'_r 보다 작은 값을 가지는 것을 볼 수 있고 그림 3.4, 그림 3.5는 전반적으로 손실항인 ϵ''_r 값이 ϵ'_r 보다 큰 값을 가지는 것을 볼 수 있다. 즉, Carbon의 함유량이 증가할수록 $\tan\delta=1$ 인 영역이 저주파로 이동하였으며, 대부분의 대역에서 손실항이 증가하는 것을 볼 수 있다.

각각 측정되어진 재료정수를 사용하여 적층형 전파흡수체를 설계 할 때에 Matlab을 이용한 시뮬레이션으로 적층 순서 및 최적의 두께를 예측하였다.

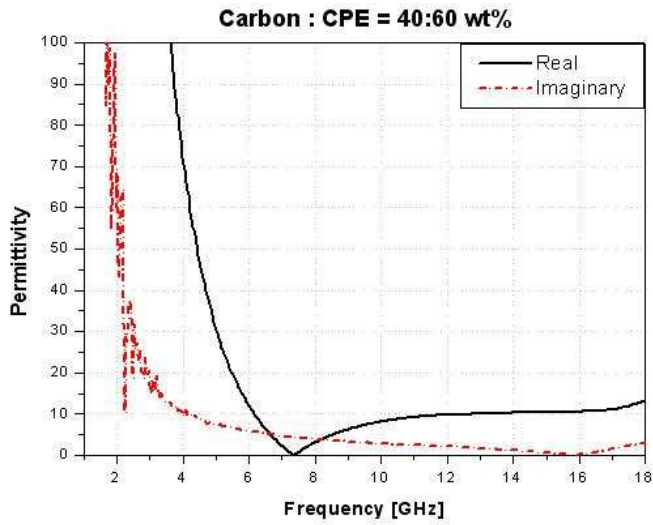


그림 3.1 복소비유전율 (Carbon:CPE=40:60 wt%)
 Fig. 3.1 Complex permittivity (Carbon:CPE=40:60 wt%)

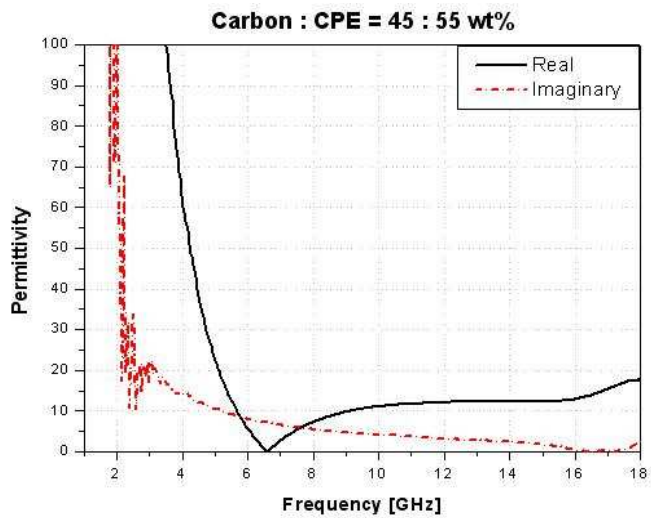


그림 3.2 복소비유전율 (Carbon:CPE=45:55 wt%)
 Fig. 3.2 Complex permittivity (Carbon:CPE=45:55 wt%)

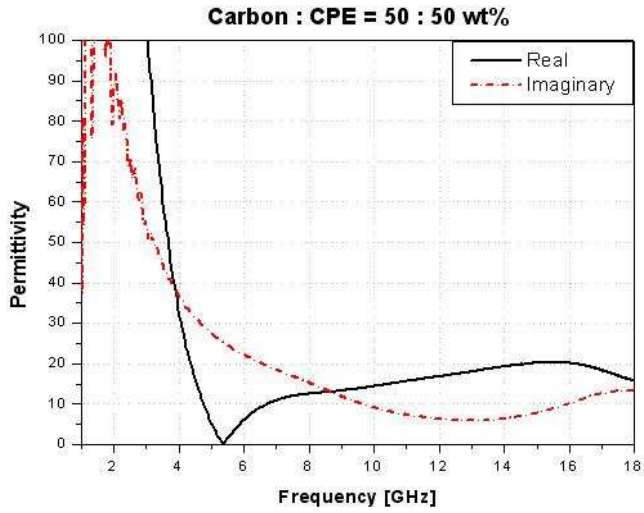


그림 3.3 복소비유전율 (Carbon:CPE=50:50 wt%)
 Fig. 3.3 Complex permittivity (Carbon:CPE=50:50 wt%)

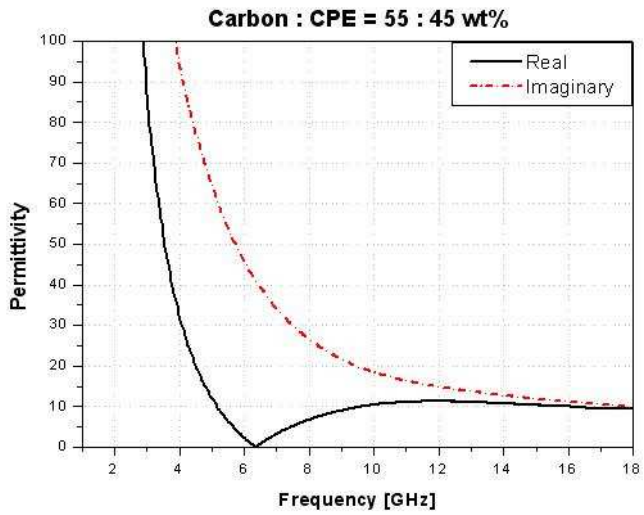


그림 3.4 복소비유전율 (Carbon:CPE=55:45 wt%)
 Fig. 3.4 Complex permittivity (Carbon:CPE=55:45 wt%)

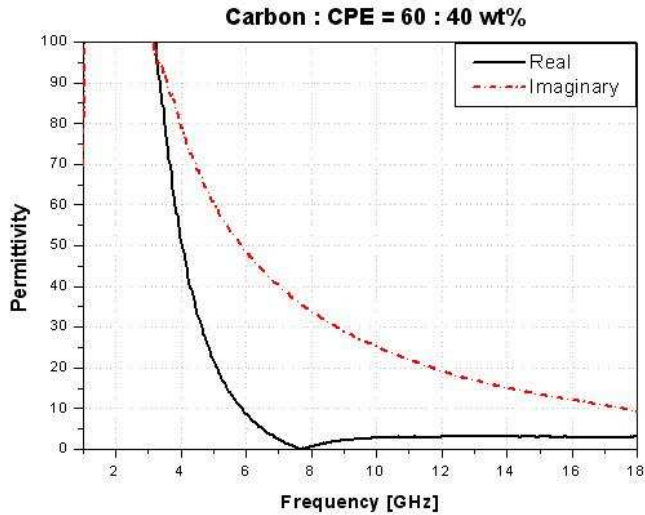


그림 3.5 복소비유전율 (Carbon:CPE=60:40 wt%)

Fig. 3.5 Complex permittivity (Carbon:CPE=60:40 wt%)

3.2 Carbon을 이용한 단층형 전파흡수체

앞에서 구해진 재료정수인 복소비유전율($\epsilon_r = \epsilon'_r - j\epsilon''_r$)을 Matlab을 이용하여 조성비 별로 두께에 따라서 반사계수가 어떻게 변하는지를 시뮬레이션 하고 그 결과를 그림 3.6 ~ 그림3.10 에 나타내었다. 실제 측정한 측정치는 그림 3.11 ~ 그림 3.15 에 나타내었으며, 각각의 조성비는 Carbon : CPE = 40 : 60 wt%, Carbon : CPE = 45 : 55 wt%, Carbon : CPE = 50 : 50 wt%, Carbon : CPE = 55 : 45 wt%, Carbon : CPE = 60 : 40 wt% 이고 두께는 1mm, 2mm 에서의 반사계수를 예측하였다.

3.2.1 단층형 전파흡수체의 설계 시뮬레이션 결과

그림 3.6은 조성비 Carbon : CPE = 40 : 60 wt% 일때 두께 1 mm, 2 mm를 시뮬레이션 한 결과이고, 그림 3.7은 조성비 Carbon : CPE = 45 : 55 wt% 일때 두께 1 mm, 2 mm를 시뮬레이션 한 결과이다.

조성비 Carbon : CPE = 40 : 60 wt% 인 그림 3.6 은 두께 2 mm의 경우 9.8 GHz에서 반사계수 -10.6 dB를 나타내고 있다. 그에 비해 공기 중 임피던스와 가장 가까운 조성비 Carbon : CPE = 45 : 55 wt% 인 그림 3.7 은

두께 2 mm의 경우 9.8 GHz에서 반사계수 -18 dB를 만족하고 있다. 그림 3.6과 비교했을 때, 도전 손실재료인 Carbon의 비율이 증가하면서 정합주파수는 저주파로 이동하고 흡수능은 10 dB에서 18 dB로 증가 하였다.

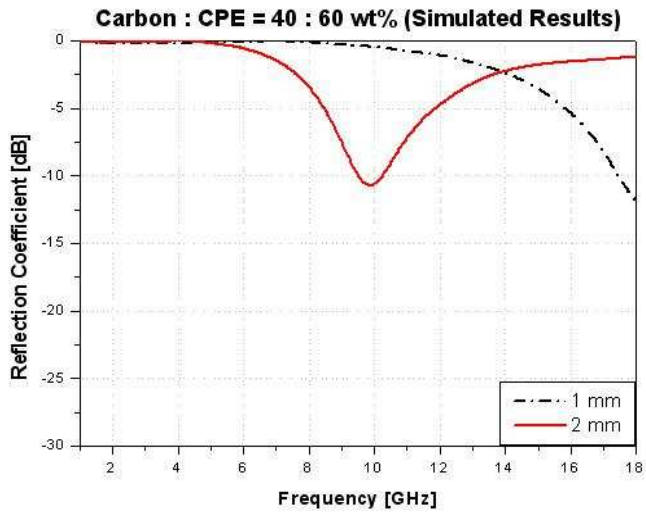


그림 3.6 시뮬레이션 결과(Carbon:CPE=40:60 wt%)
 Fig. 3.6 Simulated results(Carbon:CPE=40:60 wt%)

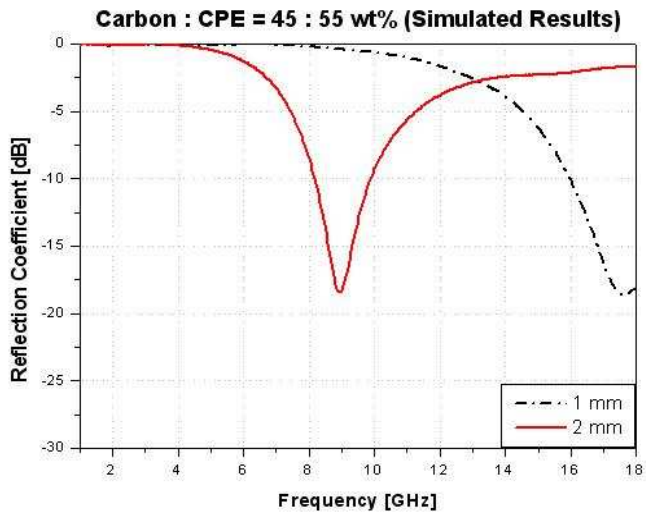


그림 3.7 시뮬레이션 결과(Carbon:CPE=45:55 wt%)
 Fig. 3.7 Simulated results(Carbon:CPE=45:55 wt%)

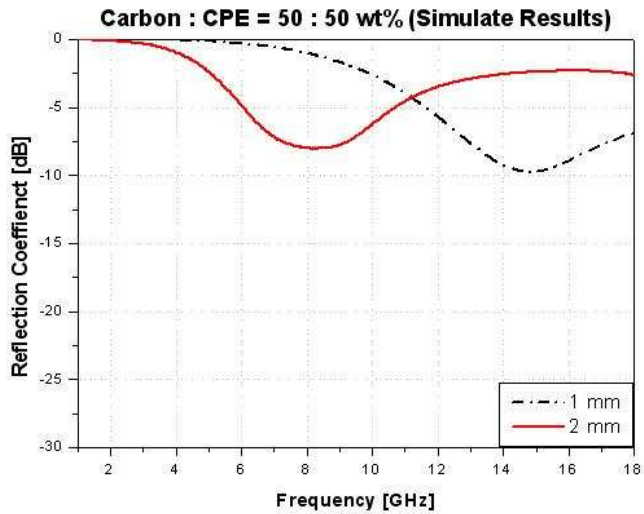


그림 3.8 시뮬레이션 결과(Carbon:CPE=50:50 wt%)
 Fig. 3.8 Simulated results(Carbon:CPE=50:50 wt%)

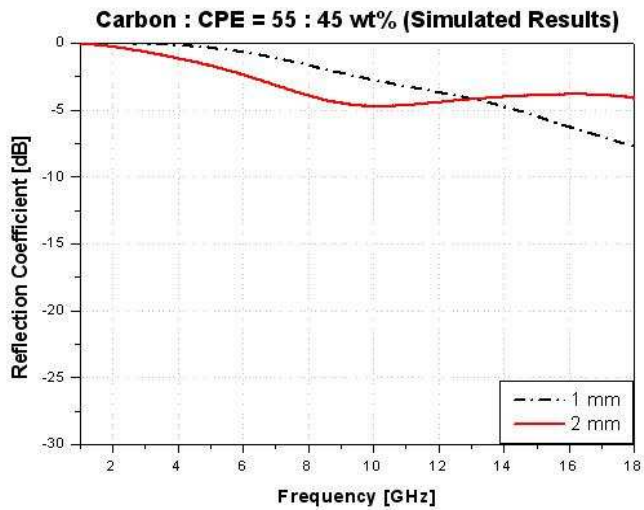


그림 3.9 시뮬레이션 결과(Carbon:CPE=55:45 wt%)
 Fig. 3.9 Simulated results(Carbon:CPE=55:45 wt%)

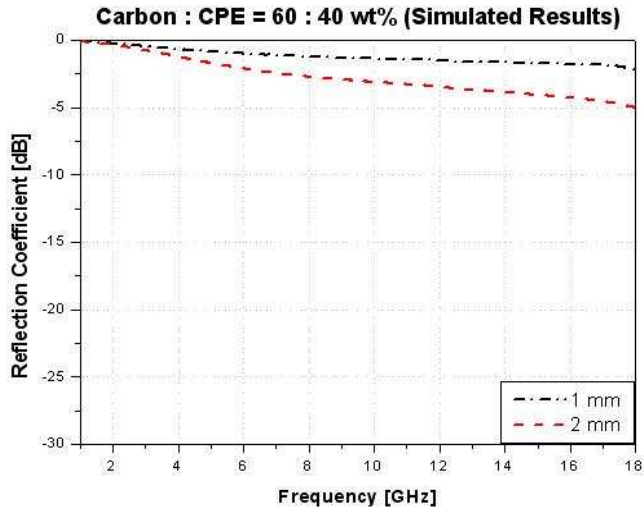


그림 3.10 시뮬레이션 결과(Carbon:CPE=60:40 wt%)

Fig. 3.10 Simulated results(Carbon:CPE=60:40 wt%)

그림 3.8, 그림3.9, 그림 3.10은 Carbon의 함유량이 각각 50 wt%, 55 wt%, 60 wt% 증가되면서 그림 3.7의 Carbon : CPE =45 : 55 wt% 보다 표면저항 또한 점점 낮아지면서 공기 중 임피던스 차이로 인한 표면반사로 흡수능이 저감 된 것으로 보인다.

3.2.2 시뮬레이션 값과 측정 결과 분석

Carbon을 이용한 전파흡수체의 조성비와 두께에 따른 전파흡수능을 시뮬레이션한 값을 토대로 실제 측정한 결과를 그림 3.11에서 그림 3.15에 나타내었다.

그림 3.11 의 조성비 Carbon : CPE = 40 : 60 wt% 두께 2 mm 를 시뮬레이션한 결과 9.9 GHz에서 정합주파수를 보였고, 실제 측정한 결과 값은 시뮬레이션 결과와 유사한 정합주파수 9.5 GHz에서 반사계수 -13 dB를 나

타냈다. 두께 1 mm, 2 mm 모두 시뮬레이션 값과 실측정치가 거의 일치하는 것을 볼 수 있다.

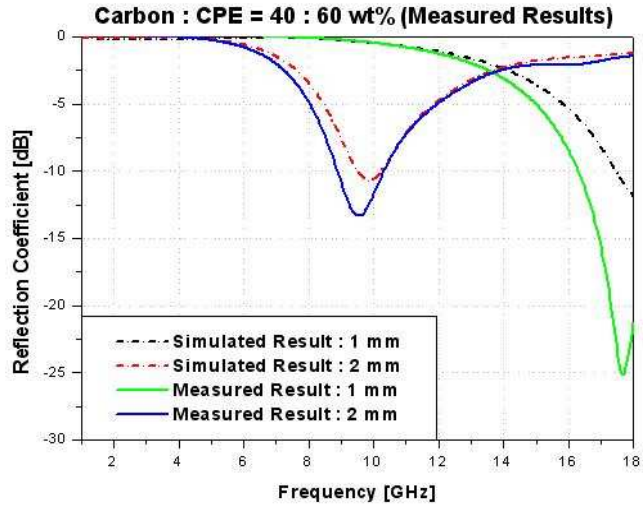


그림 3.11 측정 결과(Carbon:CPE=40:60 wt%)

Fig. 3.11 Measured Result(Carbon:CPE=40:60 wt%)

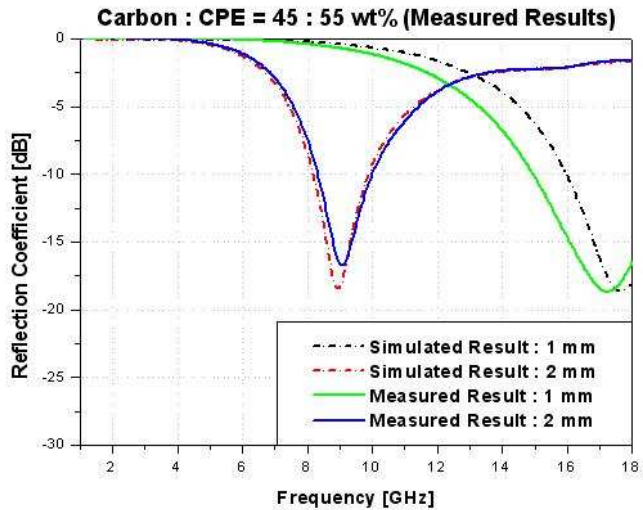


그림 3.12 측정 결과(Carbon:CPE=45:55 wt%)

Fig. 3.12 Measured Result(Carbon:CPE=45:55 wt%)

그림 3.12의 조성비 Carbon : CPE = 45 : 55 wt% 두께 2 mm를 시뮬레이션한 경우 정합주파수는 8.9 GHz에서 반사계수 -18 dB, 실측정은 9 GHz에서 반사계수 -16 dB를 보였다. 시뮬레이션 결과와 실측정 결과가 거의 일치하고 있으며, 두께 2mm 경우 X-Band Radar를 타겟으로 응용이 용이해 보인다.

그림 3.13의 조성비 Carbon : CPE = 50 : 50 wt% 의 경우 역시 시뮬레이션 결과와 거의 일치 하였고, 두께 2 mm의 경우 6 GHz에서부터 11 GHz까지 반사계수 -5 dB를 나타냈으며 두께 1 mm 는 11 GHz에서 18 GHz이상 반사계수 -5 dB가 측정되었다.

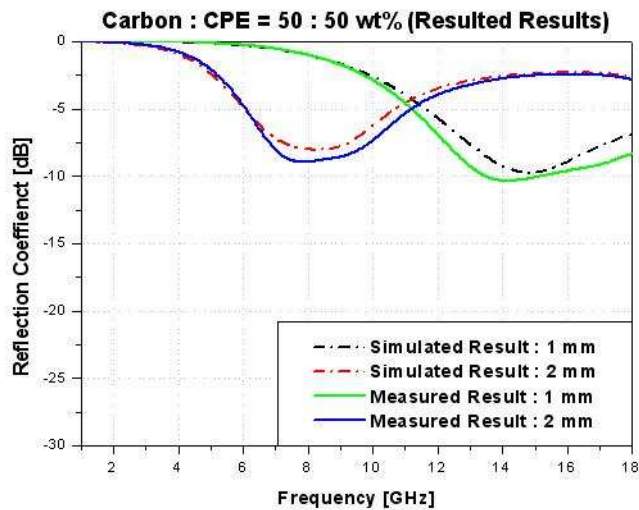


그림 3.13 측정 결과(Carbon:CPE=50:50 wt%)

Fig. 3.13 Measured Result(Carbon:CPE=50:50 wt%)

조성비 Carbon : CPE = 55 : 45 wt%, Carbon : CPE = 60 : 40 wt% 의 그림 3.14와 그림 3.15는 앞서 보인 결과들과는 달리 성능이 하향된 것을 볼 수 있다. 특히 그림 3.15의 Carbon : CPE = 60 : 40 wt% 의 경우 전파흡수능의 저감이 더욱 확연하게 나타난다. 이것은 도전 손실재료인 Carbon의 조성비가 증가함에 따라 전파흡수체의 표면저항이 공기 중 임피던스보다 훨씬 낮아지면서 표면 반사 또한 증가한 것으로 보인다. 따라서 전파가 전파흡수체 내부까지 투과되지 못하여 전파흡수능이 낮아진 것이다. 그림 3.15의 조성비

Carbon : CPE = 60 : 40 wt% 의 복소비유전율($\epsilon_r = \epsilon'_r - j\epsilon''_r$)을 보면, 손실항 ϵ''_r 값이 ϵ'_r 보다 훨씬 크에도 불구하고도 전파흡수능이 향상 되지 못하고 저감 되는 이유는 이러한 이유 때문인 것으로 보인다.

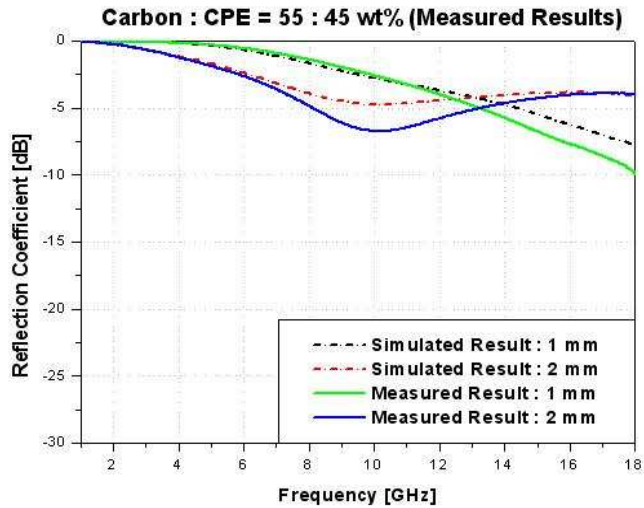


그림 3.14 측정 결과(Carbon:CPE=55:45 wt%)

Fig. 3.14 Measured Result(Carbon:CPE=55:45 wt%)

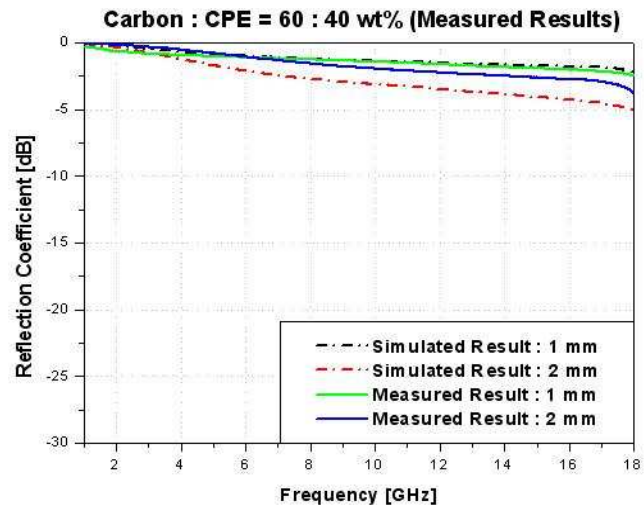


그림 3.15 측정 결과(Carbon:CPE=60:40 wt%)

Fig. 3.15 Measured Result(Carbon:CPE=60:40 wt%)

3.2.3 Carbon의 조성비에 따른 적층순서 결정

다층형 전과흡수체를 설계하기에 앞서 Carbon의 조성비에 따른 적층순서를 분석했다. 도체판에서부터 조성비 Carbon : CPE = 40 : 60, Carbon : CPE = 45 : 55, Carbon : CPE = 50 : 50 의 순서로 적층한 것과 Carbon : CPE = 50 : 50, Carbon : CPE = 45 : 55, Carbon : CPE = 40 : 60 를 적층한 것을 각각 두께를 1mm와 2mm로 적층하여 비교하였다.

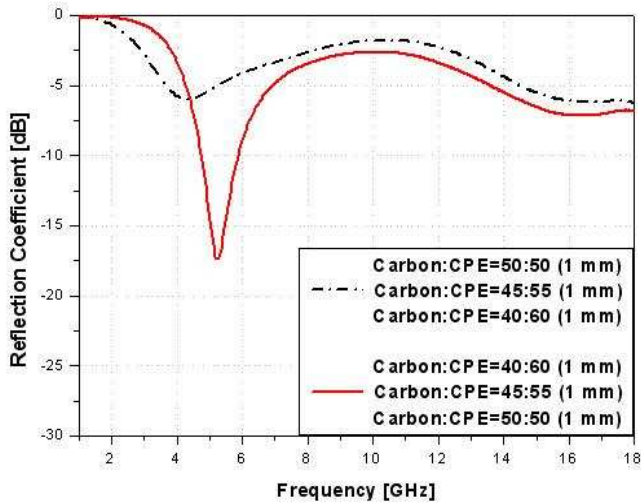


그림 3.16 각층의 두께 1mm 일 때 측정 결과

Fig. 3.16 Measured Result of each layer with thickness 1mm

각층의 두께 1mm 를 적층한 경우인 그림 3.16 은 같이 표면에서 도체판 방향으로 Carbon의 조성비를 낮춰 가며 적층한것 보다 표면에서 도체판 방향으로 Carbon의 조성비를 높여 가며 적층한 것이 정합주파수는 4 GHz에서 5 GHz로 증가하였으며 흡수능 또한 비교적 높았다.

그림 3.16과 같은 조성비로 각층 두께 2mm 일때 순서를 달리하여 적층한 그림 3.17 도 마찬가지로 도체판 방향으로 Carbon의 조성비를 낮춰 가며 적층한것 보다 표면에서 도체판 방향으로 Carbon의 조성비를 높여 가며 적층한 것이 대체적으로 흡수능이 높았다.

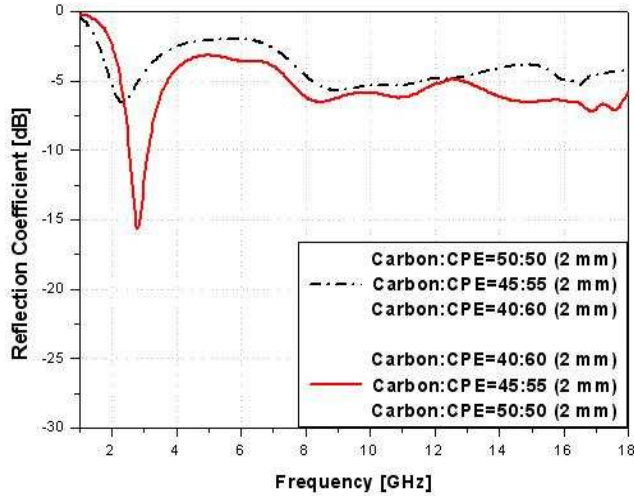


그림 3.17 각층의 두께 1mm 일 때 측정 결과

Fig. 3.17 Measured Result of each layer with thickness 1mm

따라서 도전손실재료인 Carbon 을 이용한 다층형 전파흡수체의 적층 순서는 표면에서 도체판 방향으로 표면저항이 높은 곳에서 낮은 순서로 적층이 되어야 표면반사를 최소화하여 흡수능을 높일 수 있음을 알 수 있다.

3.3 Carbon을 이용한 2층형 전파흡수체

전파흡수체의 성능에는 손실재료나 형상의 선택이 중요하지만, 적층시에는 각층의 두께와 적층 순서에도 큰 영향을 받는다.

본 논문에서는 흡수체의 표면 가까이에는 재료정수가 공기에 가까운 재료를 선택하고, 내부로 들어 갈수록 전파흡수율이 큰 재료로 구성한다. 이와 같이 구성함으로써 전파는 주파수가 다소 변화한다 해도 재료 내에 투과하고, 그 후에 천천히 감쇠하게 된다. Carbon의 재료정수를 이용한 적층 순서와 두께의 설계는 단층형과 같은 방법으로 2층에서의 재료정수를 식 (2.33)에 대입하여 2층에서의 임피던스 Z_2 을 구하고, 식 (2.34)에 대입해서 반사계수를 구한다.

3.3.1 2층형 전파흡수체의 설계 시뮬레이션 결과

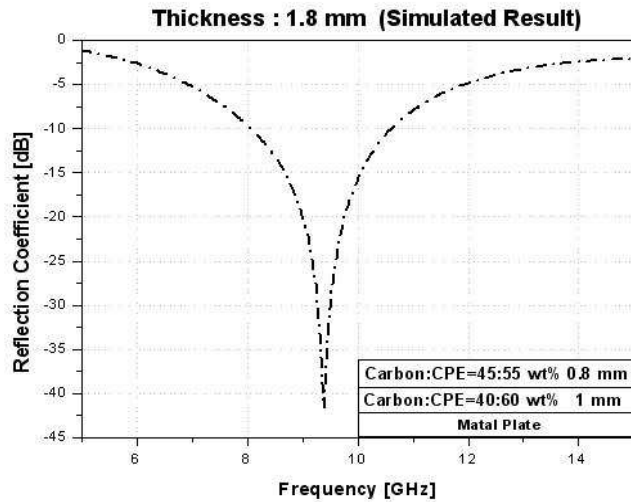


그림 3.18 2층형 전파흡수체의 시뮬레이션 결과(두께:1.8 mm)

Fig. 3.18 Simulated Result of two-layer absorber(Thickness:1.8 mm)

같은 손실재료를 사용하더라도 조성비에 따라 재료정수는 달라진다. 다른 재료정수를 가지는 각층의 두께를 결정하기 위해 시뮬레이션을 하고 결정된 두께로 2층형 전파흡수체를 제작하였으며, 전파의 표면 반사를 최소화 하기 위해 공기 중 임피던스와 가장 가까운 Carbon : CPE = 40 : 60 과 Carbon : CPE = 45 : 55 를 흡수체의 표면에 두고 시뮬레이션을 통하여 최적의 전파 흡수체를 설계하였다.

그림 3.18 의 경우 도체판으로부터 Carbon : CPE = 40 : 60 두께 1 mm, Carbon : CPE = 45 : 55 두께 0.8 mm 의 순서로 적층한 시뮬레이션이다. 정합주파수 9.4 GHz에서 반사계수 -41dB를 나타내고 반사계수 -10 dB를 만족 하는 주파수는 8 GHz ~ 10.5 GHz 까지 대역폭 2.5 GHz 이다.

3.3.2 시뮬레이션 값과 측정 결과 분석

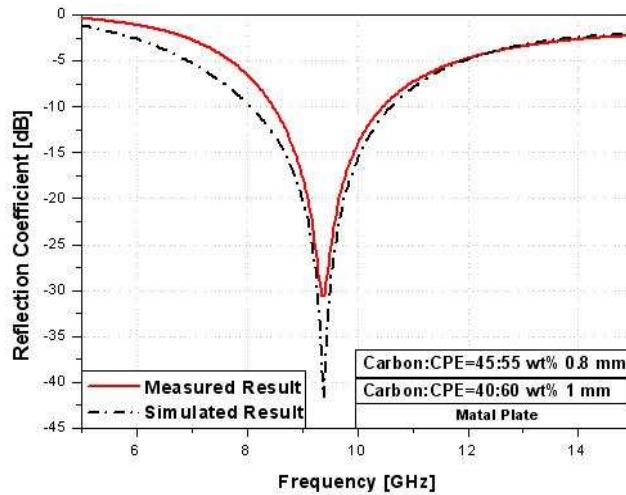


그림 3.19 2층형 전파흡수체의 측정 결과(두께:1.8 mm)

Fig. 3.19 Measured Result of two-layer absorber(Thickness:1.8 mm)

그림 3.19 는 도체판으로부터 조성비 Carbon : CPE = 40 : 60 wt% 이고 두께 1 mm, 조성비 Carbon : CPE = 45 : 55 wt% 두께 0.8 mm 의 순서로 적층형 전파흡수체를 실제작하여 반사계수를 측정하였다.

전파흡수체의 총 두께는 1.8 mm이고 정합주파수 9.4 GHz에서 -30 dB의 반사계수를 보이며, -10 dB를 만족하는 주파수는 8.5 GHz ~ 10.5 GHz 로 대역폭 2 GHz 이다. 시뮬레이션 결과와 잘 일치함을 볼 수 있다.

3.4 Carbon을 이용한 3층형 전파흡수체

2층형 전파흡수체와 마찬가지로 3층형 전파흡수체도 적층시 전파의 표면 반사를 최소화 하기위해 공기 중 임피던스와 가장 가까운 Carbon : CPE = 40 : 60 를 흡수체의 표면에 두고 시뮬레이션을 통하여 최적의 전파흡수체를 설계하였다.

3.4.1 3층형 전파흡수체의 설계 시뮬레이션 결과

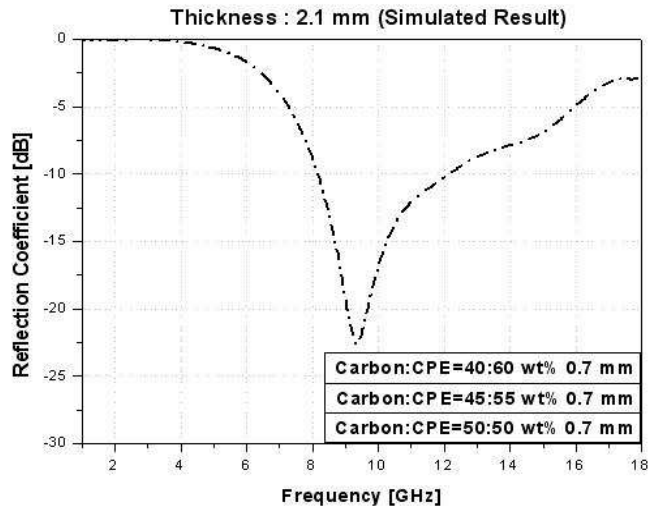


그림 3.20 3층형 전파흡수체의 시뮬레이션 결과(두께:2.1 mm)

Fig. 3.20 Simulated Result of three-layer absorber(Thickness:2.1 mm)

그림 3.20은 도체판으로부터 Carbon : CPE = 50 : 50 두께 0.7 mm, Carbon : CPE = 45 : 55 두께 0.7 mm, Carbon : CPE = 40 : 60 두께 0.7 mm 의 순서로 적층한 시뮬레이션이다. 정합주파수 9.4 GHz에서 반사계수 -22dB 이고 반사계수 -10 dB를 만족하는 주파수는 8.1 GHz ~ 12.1 GHz 까지 대역폭 4 GHz 이다. X-Band 가 8 GHz에서 12 GHz 이므로 3층형 전파흡수체 시뮬레이션인 그림 3.20 의 경우 X-Band 전 대역이 90 % 이상의 흡수능을 보이고 있다.

3.4.2 시뮬레이션 값과 측정 결과 분석

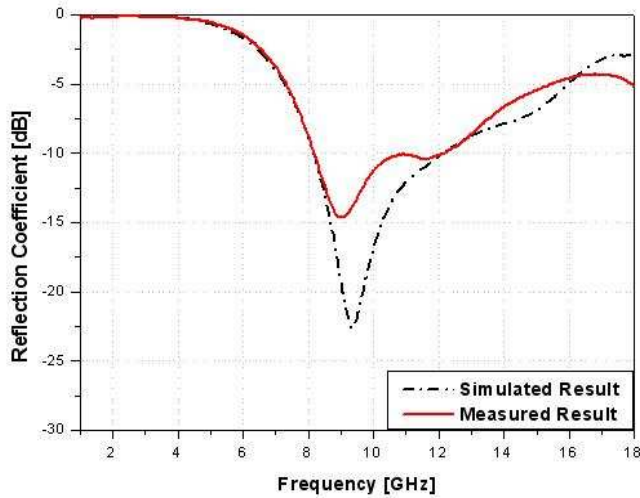


그림 3.21 3층형 전파흡수체의 측정 결과(두께:2.1 mm)

Fig. 3.21 Measured Result of three-layer absorber(Thickness:2.1 mm)

도체판으로부터 조성비 Carbon : CPE = 50 : 50 wt%, Cabon : CPE = 45 : 55 wt%, Cabon : CPE = 40 : 60 wt% 이고 각각의 두께가 0.7 mm 인 3층형 전파흡수체의 실측정 결과를 그림 3.21 에 나타내었다.

정합주파수는 9 GHz 이고 반사계수는 -14.6 dB 이다. 반사계수 -10 dB를 만족하는 주파수는 8 GHz ~ 12 GHz 까지 대역폭은 4 GHz 이다. 시뮬레이션 값과 실 측정한 값을 비교하였을 때 약간의 오차가 있기는 하지만 두 값 모두 X-Band 전 대역이 전파 흡수능 90 % 를 보이고 있음을 알 수 있다.

제 4 장 결 론

본 논문은 Carbon 을 이용한 다층형 전파흡수체를 위해 시뮬레이션을 하고 실제 제작하여 특성을 분석해 보았다. 먼저 각기 다른 Carbon 의 조성비를 가지는 전파흡수체를 제작하고 적층에 앞서 각 전파흡수체의 재료정수와 표면저항을 측정하였다. 측정된 재료정수와 표면저항으로 시뮬레이션을 통해 적층시 각층의 최적의 두께와 적층 순서를 결정하고 실제 제작하여 비교 분석하여 다음과 같은 결론을 얻었다.

(1) 자성손실 재료의 경우 손실재료의 함유량이 증가 할수록 흡수능은 증가하는 특성을 보인다. 그러나, 도전 손실 재료인 Carbon 의 경우 조성비 Carbon : CPE = 55 : 45 wt%, Carbon : CPE = 60 : 40 wt% 는 앞서 보인 Carbon : CPE = 40 : 60 wt%, Carbon : CPE = 45 : 55 wt%, Carbon : CPE = 50 : 50 wt% 의 결과들과는 달리 성능이 저하된 것을 볼 수 있다.

특히 Carbon : CPE = 60 : 40 wt% 의 경우 전파흡수능의 저감이 더욱 확연하게 나타난다. 이것은 도전 손실재료인 Carbon의 조성비가 증가함에 따라 전파흡수체의 표면저항이 공기 중 임피던스보다 훨씬 낮아지면서 표면 반사 또한 증가하여 전파가 전파흡수체 내부까지 투과되지 못하여 전파흡수능이 낮아진 것이다.

그림 3.10 의 조성비 Carbon : CPE = 60 : 40 wt% 의 복소비유전율 ($\epsilon_r = \epsilon'_r - j\epsilon''_r$)을 보면, 손실항 ϵ''_r 값이 ϵ'_r 보다 훨씬 큼에도 불구하고 전파흡수능이 향상되지 못하고 저감되는 이유는 이러한 이유 때문인 것으로 보인다.

(2) (1)의 결과를 토대로 다층형 전파흡수체의 설계시 도전손실재료인 Carbon을 이용한 다층형 전파흡수체의 적층 순서는 표면에서 도체판 방향으로 표면저항이 높은 쪽에서 낮은 순서로 적층이 되어야 표면반사를 최소화하여 흡수능을 높일 수 있음을 알 수 있었다.

(3) Carbon을 이용한 다층형 전파흡수체를 설계 및 제작한 결과, 2층형 전파

흡수체의 경우 총 두께는 1.8 mm 이고 정합주파수 9.4 GHz에서 30 dB의 전파흡수능을 보였다. 3층형 전파흡수체의 경우 두께 2.1 mm에서 정합주파수 9 GHz 에서 흡수능은 14.6 dB 이었으며, 흡수능 10 dB 를 만족하는 주파수는 8 GHz ~ 12 GHz 로서 대역폭이 4 GHz 인 X-Band 전 대역에서 흡수능 10dB 이상이 만족되는 전파흡수체를 설계 · 제작하였다.

참 고 문 헌

- [1] 최형도, 채종석, 김덕원, 한용석, 이원재 “전자파 리스크 커뮤니케이션 환경분석 및 대국민 홍보 방안”, 제6회 전자기장의 생체 영향에 관한 워크숍. pp. 55, 2002. 10.
- [2] 김동일, 안영섭, 정세모, “ 전파흡수체의 전파흡수특성 측정기법에 관한 연구”, 한국향해학회지, 제16권 제4호 pp. 25-34, 1992. 12.
- [3] 김동일, 안영섭, 정세모, “레이다용 광대역형 고성능 전파흡수체의 개발에 관한 연구”, 한국향해학회지, 제15권 제1호, pp.11-9, 1991.3.
- [4] 김동일, 전상엽, “EMI/EMC 대책용 광대역화 전파흡수체의 개발에 관한 연구”, 한국향해학회지 제15권 제4호, pp. 13-35, 1991. 12.
- [5] Dong Il Kim, Jae Young Bae, Jun Yong Son, Young Su Won and Jae Man Song, "A Study on Fabrication and Evaluation of Ferrite Wave Absorber", *Journal of The Korean Electromagnetic Engineering Society*, vol. 1 no. 1, pp.95-99, 2001.
- [6] Y. Hashimoto, "The application of ferrite as an absorber", *Jap. J. Appl. Phys.* vol. 6, no. 3, pp. 175-17, 1983.
- [7] Y. Naito, *Electromagnetic Wave Absorber*, Tokyo : New Ohm, 1987. 6.
- [8] 정태우, 이완재, “Cu-Ni-Zn 페라이트의 미세조직과 전자파 흡수 특성”, 한국재료학회지, vol. 5, 1995.
- [9] 김호철, 이병택, 정연춘, 엄진섭, “ MnZn계 페라이트-고무 복합체의 마이크로파대역에서의 전기적 특성 및 전자파 흡수 특성”, 전자파학회논문지, 제4권 2호, pp. 41-47, 1993. 6.
- [10] Dong Il Kim, Su Joung Kim and Jae Man Song, "Dependence of Preparation Temperature of the Microwave Absorber Preparation in Absorber for Mobile Phone", *Journal of The Korea Physical Society*, vol. 43, no. 2, pp. 269-272, 2003.
- [11] David M. Pozar, *Microwave Engineering*, Addison-Wesley, 1990

발표논문

- [1] 최윤석, 정재현, 김동일 “휴대전화 단말기용 전파 흡수체의 개발에 관한 연구”, 한국전자과학회지, 제 17권, 제 5호, pp. 423-429, 2006. 5
- [2] 제승훈, 최윤석, 김동일, 송재만 “전파흡수체의 전파 흡수능 향상에 관한 연구”, 2005년도 추계 마이크로파 및 전파 학술대회 논문집, Vol. 28, No. 2, pp. 329-332, 2005. 9. 24
- [3] 최윤석, 김동일, 제승훈, 최창묵 “광대역 전파흡수체에 관한 연구”, 2006년도 춘계 마이크로파 및 전파전파 학술대회 논문집, Vol. 29, No. 1, pp. 511-514, 2006. 5. 26
- [4] 최창묵, 김동일, 제승훈, 최윤석 “밀리미터 레이더용 전파흡수체 개발”, 한국 해양정보통신학회 2006 춘계종합학술대회 논문집, pp. 223-227, 2006. 5. 26~27
- [5] 최윤석, 제승훈, 김동일, 최창묵 “다층형 전파흡수체에 관한 연구”, 2006년도 한국전자과학회 전자파기술 하계 학술대회 논문집, pp. 22-25, 2006. 6. 16
- [6] 최윤석, 김동일, 제승훈, 최창묵, 이제현 “Carbon을 이용한 X-Band 레이더용 적층형 전파흡수체 개발에 관한 연구”, 2006년도 추계 마이크로파 및 전파 학술대회 논문집, Vol. 29, No. 2, pp. 351-354, 2006. 9. 15
- [7] 제승훈, 김동일, 최윤석, 이제현 “Al(OH)₃ 혼합에 의한 전파흡수성능 향상에 관한 연구”, 2006년도 한국전자과학회 종합학술발표회 논문집, Vol. 16, No. 1, pp.373-376, 2006. 11. 3

감사의 글

졸업을 앞둔 지금, 대학원 2년간의 생활이 너무나도 짧게만 느껴집니다. 떠나기에 앞서 아직 부족하기 때문에 아쉬움이 더 남습니다.

저를 지도해주시고 이끌어주신 김동일 교수님께 깊은 감사를 드리며, 논문을 심사해주신 김기문 교수님, 김기만 교수님, 여러 가지 조언과 격려해주신 조형래 교수님, 민정식 교수님, 정지원 교수님, 윤영 교수님께 감사드립니다.

연구실에 오셔서 함께 따뜻한 정을 나누었던 원영수 국장님, 박우근 부장님과 연구실 만형으로 도움을 주신 동환이형님, 많은 충고를 아끼지 않은 창묵이형님, 이동통신 연구실에 철성형님, 동식이형님에게도 감사드립니다. 선배이자 친구인 루이, 함께 입학해서 질리도록 싸우면서 지낸 동기 승훈이, 재현이 그리고 항상 열심히 하는 후배 대희와 영만이, 2년 동안 함께 한 상미에게도 고마움을 전하고 싶습니다.

지금은 졸업했지만 많은 충고와 격려를 해주신 도연이형님, 함께 고생하고 도움을 준 정현이, 재현이형님, 대훈이, 신자와 대학동기인 성석이, 정환이, 동민이, 정호, 정우, 대연이, 인태에게도 고마움을 전합니다.

항상 마음의 안식처가 되어준 친구 재원이와 두영이 그리고 우리 엄지와 검지 가족들에게도 깊은 감사를 드립니다.

끝으로, 하나 밖에 없는 동생 윤희와 시골에서 항상 잘 되길 기원하시는 할머니와 지금까지 저를 뒷바라지 해주신 아버지, 어머니께 이 논문을 바칩니다.

2006년 12월 연구실에서
최윤석