



저작자표시-비영리-변경금지 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

- 이 저작물을 복제, 배포, 전송, 전시, 공연 및 방송할 수 있습니다.

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.



비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.



변경금지. 귀하는 이 저작물을 개작, 변형 또는 가공할 수 없습니다.

- 귀하는, 이 저작물의 재이용이나 배포의 경우, 이 저작물에 적용된 이용허락조건을 명확하게 나타내어야 합니다.
- 저작권자로부터 별도의 허가를 받으면 이러한 조건들은 적용되지 않습니다.

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

이것은 [이용허락규약\(Legal Code\)](#)을 이해하기 쉽게 요약한 것입니다.

[Disclaimer](#)

工學博士 學位論文

유비쿼터스 전파환경을 위한 Sheet형
전파흡수체 개발에 관한 연구

A Study on Development of Sheet Type EM Wave
Absorber for Ubiquitous EM Wave Environment

指導教授 金 東 一



2009年 8月

韓國海洋大學校 大學院

電子通信工學科

丁仁晟

本 論 文 을 丁 仁 晟 의 工 學 博 士
學 位 論 文 으 로 認 准 함

委 員 長 : 工 學 博 士 元 榮 秀 (印)

委 員 : 工 學 博 士 尹 榮 (印)

委 員 : 工 學 博 士 鄭 智 元 (印)

委 員 : 工 學 博 士 趙 炯 來 (印)

委 員 : 工 學 博 士 金 東 一 (印)



2009年 06月 25日

韓 國 海 洋 大 學 校 大 學 院

電 子 通 信 工 學 科

丁 仁 晟

목 차

Nomenclature	iii
Abbreviations	iv
Abstract	v
제 1 장 서론	1
1.1 연구 배경	1
1.2 연구 목적	4
1.3 연구 방법	4
제 2 장 전자파 장애 이론적 배경	6
2.1 U-사회(Ubiquitous society)의 전자파환경	6
2.1.1 전자파환경 변화(RFID/USN)	6
2.1.2 전자파 양립성(EMC: Electromagnetic Compatibility)	7
2.2 전파흡수체	11
2.2.1 전파흡수체 필요성	11
2.2.2 전파흡수체 소재	12
2.3 전파흡수체의 분류	13
2.3.1 전파흡수 재료에 의한 분류	13
2.3.2 층수에 의한 분류	15
2.3.3 용도에 의한 분류	15
2.3.4 주파수 특성에 의한 분류	19
제 3 장 전파흡수체 설계 이론 및 측정법	21
3.1 평면파	21
3.1.1 평면파의 파동방정식	21
3.1.2 전자파 에너지의 흡수	23
3.2 분포정수회로	26
3.2.1 분포정수회로의 파동방정식	26

3.2.2 분포정수회로화	28
3.3 전파흡수체 재료와 측정	34
3.3.1 손실재료	34
3.3.2 재료의 측정법	41
3.3.3 전파흡수체의 정합조건	47
제 4 장 유비쿼터스 전파환경에서의 전파흡수체 설계와 제작	52
4.1 전파흡수체 제작	52
4.1.1 전파흡수체 개발방법	52
4.1.2 Sample 및 Sample Holder	54
4.1.3 전파흡수체의 재료정수 측정	57
4.1.4 전파흡수체의 설계(시뮬레이션)	59
4.2 무선 LAN 시스템의 전자파장해 대책을 위한 전파흡수체 개발	60
4.2.1 2.4GHz 대역의 무선 LAN용 전파흡수체 개발	60
4.2.2 시뮬레이션 및 측정 결과	64
4.3 ETC 시스템의 전자파 장해 대책을 위한 전파흡수체의 개발	67
4.3.1 5.8GHz 대역의 ETC 시스템용 전파흡수체 개발	67
4.3.2 시뮬레이션 및 측정 결과	70
4.4 RFID 시스템용 전파흡수체의 개발	72
4.4.1 RFID 시스템용 전파흡수체 개발	72
4.4.2 시뮬레이션 및 측정결과	83
제 5 장 결 론	86
참 고 문 헌	88

Nomenclature

- E : Electric field vector
- H : Magnetic field vector
- \hat{z} : Normalized impedance
- Z_c : Characteristic impedance
- \hat{z}_c : Normalized characteristic impedance
- α : Attenuation constant
- β : Phase constant
- Γ : Reflection coefficient
- γ : Propagation constant
- ε : Permittivity
- ε_0 : Permittivity of vacuum
- ε_{eq} : Equivalent permittivity
- λ : Wave length of free space
- μ : Permeability
- μ_0 : Permeability of vacuum
- μ_{eq} : Equivalent permeability
- σ : Conductivity
- ω : Angular velocity



Abbreviations

ANSI	:	American National Standards Institute
CISPR	:	International Special Committee on Radio Interference
CPE	:	Chlorinated Polyethylene
EMC	:	Electromagnetic Compatibility
EMI	:	Electromagnetic Interference
EMS	:	Electromagnetic Susceptibility
FCC	:	Federal Communications Commission
IEC	:	International Electromagnetic Commission
ISAR	:	Inverse Synthetic Aperture Radar
ITS	:	Intelligent Transport System
RCS	:	Radar Cross Section
RFID	:	Radio Frequency Identification
SAR	:	Specific Absorption Rate
UHF	:	Ultra High Frequency
USN	:	Ubiquitous Sensor Network

Abstract

A Study on Development of Sheet Type EM Wave Absorber for Ubiquitous EM Wave Environment

In Seong Jeong

Dept. of Electronic & Communication
Engineering

Graduate School, Korea Maritime Univ.

Supervisor : Prof. Dong Il Kim, Ph. D

Recently IT application is rapidly booming up in diverse area including home, office and distribution/logistics. The network users want to use the required information at anytime and anywhere without limited time and space. Under the Ubiquitous IT environment, WLAN (Wireless Local Access Network), ETC (Electronic Toll Collection) and RFID (Radio Frequency IDentification) based on wireless communication must be required the cleared EMC (ElectroMagnetic Compatibility) which eliminate the non-required wave like multi-path reflection wave and/or co-interference for maintaining the safe network. Because the error or false data transmission may be occurred if air interface for accessing is complicated with noise and interference. For resolving the systemic problems, it positively overcomes the EMC using the EM wave absorbers when an algorithm or communication methodology could not give any solution.

This study purpose is to improve the EM wave environment with minimizing EMC influences. So superiority EM wave absorber was developed through each material constant simulation and samples with different composition ratio using magnetic loss material and binder CPE (Chlorinated Polyethylene) among EM wave absorber materials.

To produce EM wave absorber for eliminating EMC, the Sendust and Amorphous

which are Magnetic loss material were studied and analyzed. The samples of sheet typed EM wave absorber were manufactured with 1mm and 2mm respectively. And the reflection co-efficient was measured with HP 8753D Vector Network Analyzer. Then, the result of the simulation compared with the results of the real produced EM wave absorber, and then developed a fit for an EM wave absorber which are central frequencies with 2.4 GHz; WLAN, 5.8 GHz; ETC and 900 MHz range: RFID.

The followings were identified and evaluated as test results.

For EM wave absorber of WLAN, the composition ratio was Sendust : CPE = 80:20 wt% and EM wave absorber of thickness 3.25 mm was produced, and the Absorption ability increased in 19 dB on WLAN 2.4 GHz band.

For EM wave absorber of ETC, the composition ratio was Flake Sendust : CPE = 62.5:37.5 wt% and thickness 2.85 mm was produced, and the Absorption ability increased in 20 dB over on ETC 5.8 GHz band.

For EM wave absorber of RFID, the composition ratio was Amorphous : CPE = 80:20 wt% and thickness 4mm was produced, and the Absorption ability increased in 20 dB over on RFID 900 MHz band.

According to simulation and test results, the EMC problems were mitigated by using EM wave absorber on 3 above air interface conditions. As a result, the developed EM wave absorber for each area was shown that the data transmission and/or system recognition failure through multi-path reflection wave, co-interference, and so on would be resolved by using EM wave absorber. In this dissertation, it is clearly shown that the developed EM wave absorber for the countermeasure against EM wave environment has excellent absorption ability and thin-film typed, also they are easy applicable and mass-producible Sheet typed. It is expected that the best Ubiquitous network environment will be deployed through using the developed EM wave absorber.

제 1 장 서 론

1.1 연구 배경

유비쿼터스(Ubiquitous) ‘보편적으로 존재 한다’라는 라틴어의 태생적 의미를 넘어 이제는 모든 곳에 존재하는 유비쿼터스 네트워크로 PC, 휴대전화, TV, 게임, 휴대용단말기, 카네비게이션, 센서 등 언제, 어디서나, 누구나 대용량의 통신망을 사용할 수 있는 개념으로 떠오르고 있고 유비쿼터스 네트워킹이 일반화 되는 U-city 또는 U-society로 진화를 진행해 나가고 있다.

인류가 겪었던 농업혁명과 산업혁명 그리고 정보화 혁명에 이어 새로운 패러다임으로 U-사회는 상황인지 능력을 가지는 지능화된 현실공간의 사물과 가상공간이 하나로 어우러지는 개념으로 우리에게 다가오고 있다. U-사회의 네트워크는 이러한 목적에 부합하도록 보다 정확하며, 보다 끊어짐이 없으며 보다 고품질의 통신망을 필요로 하고 있다.

U-사회의 네트워크는 주로 무선통신에 의해 주도되면서 새로운 무선통신 방식의 출현과 그에 따른 새로운 디바이스들이 대두되면서 새로운 전자파 환경을 조성하고 있다. 새로운 전파환경은 디바이스간 전파 장애를 일으키면서 기기의 오동작과 데이터의 수신 성공률 저하뿐만 아니라 불요파에 의한 장애를 일으키고 있다.

본 연구는 이러한 U-사회의 전파환경으로서 대표되는 유비쿼터스 네트워크의 근간이 되는 무선LAN(Wireless LAN), ETC(자동요금징수 시스템: Electronic Toll Collection) 그리고 RFID(Radio Frequency Identification)의 전자파 환경에 필요한 전파흡수체의 개발을 목적으로 한다[1].

실내 무선LAN은 편리함과 용도의 다양성으로 인해 가정이나 사무실 등에서 사용이 증대되고 있으며, IEEE 802.11a와 IEEE 802.11b에 명시되어 있는 바와 같이 5.2 GHz와 2.4 GHz의 주파수 대역을 사용하고 있다. 최근 항해중인 선박에서 언제 어디서나 다양한 기능을 발휘 할 수 있고, 선체 내부의 케이블을 없애고 무선LAN을 사용함으로써 설치가 용이하게 되었으며, 케이블 절감과 공정단축으로 인해 생산성 향상 및 원가절감이 가능하게 되었

다. 또한 해상전용의 통신 시스템의 가격이 고가인 점에 비하면 육상용으로 사용하는 무선LAN의 경우 상대적으로 설비비용이 저렴하다[2].

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 첨단 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 [3].

RFID는 자동인식(Automatic Identification)기술의 하나로 스마트카드 또는 바코드와 같은 데이터 입력장치의 일종으로 개발된 무선(Radio Frequency)에 의한 기술이다. 초소형 칩에 식별정보를 입력하고, 무선 주파수를 이용하여 이 칩을 지닌 물체나 동물, 사람 등을 판독, 추적, 관리 할 수 있는 기술이다. 이러한 RFID 시스템은 적용 분야별로 125 kHz의 저주파 대역에서 5.8 GHz의 마이크로파 대역에 이르기까지 다양한 주파수 대역을 사용하고 있으나, 마이크로파방식을 이용하는 UHF (860 MHz ~ 960 MHz)대역 RFID 시스템이 원거리 인식과 데이터의 고속 전송이 가능하여 항만·유통·물류 분야와 모바일 RFID 분야에서 널리 사용되고 있다[4].

그러나 전파의 다중반사로 인한 간섭으로 오신호가 발생할 수 있으며, 이들 다중반사파는 통신 속도의 저하와 데이터 손실과 같은 문제점을 발생시킨

다. 이와 더불어 이러한 불요전자파에 의한 전자파 장애(EMI)에 대해 지대한 관심이 기울어 지고 있으며, 불요전자파에 대한 영향을 최소화하여 보다 나은 전자파 환경을 개선하기 위한 연구가 활발히 진행되고 있다.

전자파환경이란 기기들의 정상적인 동작에 영향을 미치는 전자기적인 주위상황을 지칭하며, 자연현상에 기인한 전자기장에 의한 자연 전자파환경과 인위적으로 만들어진 인공시스템에 의해 생기는 전자기장에 의한 인위적 전자파환경으로 구분할 수 있다. 전자파 환경은 자연현상이나 인공시스템은 물론 그 외에 인간이나 생체에까지도 영향을 미칠 수 있다. 자연현상과 인공시스템은 전자파환경을 형성하는 근원임과 동시에 그 영향도 받는 입장도 된다. 인공시스템에서의 전자기 에너지 방출은 인위적으로 제어가 가능하며, 또한 전자파환경의 영향을 쉽게 받지 않게 할 수도 있다. 앞으로 다양한 전기, 전자기기가 출현할 것이란 점을 예상하면, 인공시스템이 전자파환경을 통하여 다른 시스템, 자연현상 및 생체에 대하여 영향을 주는 것을 적극적으로 억제하고 동시에 전자파 환경의 영향에 대한 내성(immunity)을 향상시켜 감응성(susceptibility)을 저감시키는 것은 더욱 중요하게 될 것이다. 이와 같은 전자파환경과 인공시스템간의 양립성을 전자파 양립성(EMC)라고 한다[5].

EMC 대책 대표적인 방법 중 하나인 전파흡수체는 손실재료를 이용하여 입사한 전자파를 흡수하여 열로 변환시켜 반사파가 발생하지 않도록 하는 특수 재료를 말한다. 이러한 손실재료는 도전성 손실재료, 유전성 손실재료, 자성 손실재료 등이 있다. 도전성 손실재료는 도전전류에 따라 전파를 흡수하는 것으로 도전성섬유 등이 있으며, 유전성 손실재료로는 카본고무, 카본 함유 발포우레탄, 카본함유 발포 폴리에틸렌 등이 있다. 또, 자성 손실재료의 대표적인 것은 페라이트(Ferrite), 센더스트(Sendust), 비정질재료(Amorphous)등이 있다[6].

본 논문에서는 상기 3가지 기술(무선LAN, ETC, RFID)에 대해 전자파 장애로 인한 데이터 전송오류, 식별정보 오류, 무선 네트워크의 장애 등을 극복하기 위한 방법으로 전파흡수체를 연구하였다.

1.2 연구 목적

최근 실내 공간에서 무선LAN 기기들을 사용할 경우 벽·천정·바닥·책상 등에 의해서 반사파가 발생하고, 이들 다중반사파는 통신 속도의 저하와 데이터 손실과 같은 문제점을 발생시킨다. 뿐만 아니라 ETC는 톨게이트에서의 정체 완화를 통한 물류비 절감, 환경오염 개선, 요금징수 전산화를 통한 운영 유지비 절감 및 이용자에게 서비스를 개선하는 효과를 갖지만 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. 유통·물류 분야 등에서 원거리 인식에 대한 요구가 증가함에 따라 RFID 시스템의 동작 주파수가 UHF대역 이상으로 높아지고 있는 추세이며, 다수의 리더가 동일 지역에 존재하는 밀집 리더(dense mode) 환경이 일반화 될 예정이다. 이에 따라 기존의 저주파 RFID 시스템에서는 크게 고려하지 않았던 주파수 간섭 문제가 매우 심각하게 대두되고 있는 상황이다.

그래서 전파흡수체의 재료중 하나인 자성손실재료와 지지재 CPE(Chlorinated Polyethylene)를 이용하여 조성비에 따른 전파흡수체 샘플을 제작하고 각각의 재료정수 측정하였다. 그리고 이를 이용하여 시뮬레이션을 통해 우수한 전파흡수체를 개발하고자 하였다.

1.3 연구 방법

유비쿼터스 네트워크 환경으로 진화하기 위한 무선LAN, ETC 그리고 RFID 환경에서 다중반사파 및 상호 주파수간의 간섭 등의 불요 전자파를 제거하는 전파흡수체를 제작하기 위해 전파흡수재료 중 자성손실재료인 샌더스트(Sendust), 비정질 금속분말(Amorphous)을 연구, 분석하였다.

무선 전파흡수재료와 지지재인 CPE를 각 조성비별로 배합하여 오픈 롤러의 표면 온도를 일정하게 유지하면서 롤링작업을 통해 시트형 전파흡수체 샘플을 두께 1 mm, 2 mm로 각각 제작하였다.

제작한 전파흡수체 샘플들을 Sample Holder에 펀칭 작업을 통해 삽입한 후,

HP사의 8753D Vector Network Analyzer에 연결하여 반사계수를 측정하였다. 그리고 측정 데이터를 이용하여 MATLAB 프로그램으로 각 샘플의 입력 임피던스를 계산하고, $l-2l$ 법으로 재료정수인 복소비유전율과 복소비투자율을 계산하였다.

재료정수 값으로 MATLAB 프로그램을 이용하여 시뮬레이션을 하고 그 결과를 토대로 전파흡수체를 제작하였다. 시뮬레이션 결과와 실제 제작한 전파흡수체 측정결과를 비교 및 분석하여 용도에 맞는 전파흡수체를 개발하였다.

본 연구에서는 무선LAN, ETC, RFID용 즉 2.4 GHz, 5.8 GHz, 900 MHz를 중심주파수로 하는 전파흡수체를 개발하였다.



제 2 장 전자파 장애 이론적 배경

2.1 U-사회(Ubiquitous society)의 전자파환경

2.1.1 전자파환경 변화(RFID/USN)

유비쿼터스(Ubiquitous)사회를 5A로 정의하는데, Any-time, Any-where, Any-device, Any-service, Any-network 로 통칭되는 그것이다.

여기에서 Any-where를 만족시키기 위해서는 전자파라는 매개체를 사용할 수밖에 없다. 현재 전자파는 통신기기에만 국한 되지 않고 가전제품, 자동차, 전력, 군사, 항공, 우주 등 많은 분야에서 사용되고 있다. 이에 따라 새롭게 나타나는 수많은 전자기기에서 의도하지 않는 불요전자파가 발생되어 기기들 사이에 간섭을 일으키는 원인이 되고 있다. 과거 방송이나 통신이 대부분의 영역을 차지했던 전자파 기술의 영역은 이제 산업, 교통, 의료, 생활기기 등으로 확장되고 있고, 자동화, 지능화 추세에 따라 각각의 장비에 내장된 전자회로간의 상호 결합에 의한 많은 시스템 오류 역시 예측이 어려워지고 있다.

유비쿼터스 사회 실현의 핵심으로 떠오르는 RFID/USN기술의 경우 정부의 기본 구축계획과 핵심/원천기술 개발 및 기술 국산화를 전략적으로 추진하고 있다. 가장 기본적인 사물의 식별단계부터 이력추적, 상태 정보의 모니터링, 실시간 감시 및 제어 자율형 서비스로 진화해 가고 있으며 컴퓨팅 기반 스마트 네트워크 기술로 발전하리라 본다. 향후 RFID 기술은 가변상태의 위치추적 등 다양한 기능이 추가되리라 본다. 현재 RFID와 USN에 대한 국내현황을 표로 제시하였다. 이와 같은 무선 센서네트워크 기술 발달은 동시에 매체별 전자파 양립성에 대한 대책을 요구하고 있는 실정이다.

U-사회는 현실과 현장의 필요정보의 상황인지가 자동으로 이루어지는 사회이며 U-사회는 진입을 위해서는 가정과 사무실, 작업장에서 이용되는 기기의 상호 연결이 필수적이다. 이러한 U-사회는 전자파환경은 비의도성 뿐만 아니라 의도성 신호들 간의 결합과 음성, 데이터, 영상 및 문자 등 복잡한 신호와 방해 신호로 인하여 고도의 EMC 기술개발을 요구하게 된다. 따라서 유비쿼터스 전자파

환경에서 예상되는 불요파 신호의 분석과 확률적 분포에 대한 시뮬레이션이 필요하며 회로 설계 단계부터 EMC를 고려한 접근이 필요하다[24].

2.1.2 전자파 양립성(EMC: Electromagnetic Compatibility)

전자파 양립성(EMC: Electromagnetic Compatibility)이란 불요전자파를 억제하는 관점인 전자파 장애(EMI: Electromagnetic Interference)와 불요 전자파가 존재하는 환경에서 기기의 정상 동작 관점인 전자파감응성(EMS: Electro - magnetic Susceptibility) 또는 전자파내성(Electromagnetic Immunity)을 서로 조화하여 양립할 수 있는 능력을 말한다.

전자파장애는 피해 시스템에 케이블을 통한 전도성 장애와 전자파 방출로 인한 방사성 장애 두 가지 경로로 영향을 준다. 전자파 간섭은 방사 또는 전도 되는 전자파가 다른 기기의 기능에 장애를 주는 것으로 회로기능을 악화 시키고, 기기가 오작동을 일으킬 수 있는 불필요한 신호가 그 원인이 된다.

전자파 감응성은 기기나 회로가 원하지 않는 전기적 에너지에 대처하는 능력이다. 전자파 방해와 장애로부터 성능의 저하나 고장이 없이 뚜렷하고 안전한 이득을 보여주는 것, 즉 기기 혹은 시스템이 얼마나 정상적으로 만족스럽게 동작할 수 있는가에 대한 레벨이다. 감응성을 다른 말로 내성(immunity)이라고 한다. 전자파 감응성은 기기가 외부로부터 전자파 간섭을 받을 때 영향을 받는 정도를 나타낸 것이며 전자파 장애로부터 정상적으로 동작할 수 있는 능력의 차도인 내성이라 할 수 있다[5].

전자파 노이즈란 원하지 않는 신호를 발생시키거나 전송할 때 필요하지 않은 잡음을 말하는데 전달경로에 따라 전도노이즈와 방사노이즈로 구분한다.

방사노이즈는 기기내부 및 외부에서 발생한 노이즈가 공기를 매체로 다른 곳으로 전달되어 그곳에서 피해나 간섭을 일으키는 것을 말하는데 이러한 방사 노이즈를 제거하기 위하여 전파흡수체가 필요하게 된다.

전자파 노이즈로 인해 야기되는 시스템 내부에서의 장애현상에 대한 효과적인 대책기술은 회로 메커니즘의 적절한 조화가 근본적인 것이나, 일반적으로는 접지(Grounding), 배치(Lay-Out), 전자부품의 선정, 필터(Filtering), 차폐

(Shielding), 흡수(Absorbing) 등이 있다.

접지는 기기내부의 신호접지와 프레임 접지로 나눌 수 있으며 회로패턴은 신호접지, 금속 케이스 및 샷시는 프레임 접지로서 전자는 회로 전류를 귀환시키는 것을 말하지만 후자는 전류가 흐르지 않아야 한다.

배치는 개발초기 회로 설계단계에서 고려사항으로 입력과 출력, 디지털과 아날로그, 고속과 저속, 저 임피던스와 고 임피던스 등을 철저히 분리되도록 부품을 배치하는 것을 말한다.

전자부품의 선정을 하기 위해서는 동일한 부품이라도 업체에 따라 생산하는 부품의 주파수 특성이 상이하기 때문에 노이즈에 대해 가장 좋은 특성을 지니는 부품을 선정해야 한다. 이를 통해 노이즈 장애 해결이 가능하고 이는 회로 설계 단계에서 검토 적용이 가능하며 시제품 제작 단계에서 재검토 할 수 있는 방법이 있다. 또한 노이즈의 영향을 받는 회로나 기기의 장애를 방지하는 근본적 방법으로, 용량 성분적인 결합을 방지하는 것을 정전차폐, 자계 및 전자파에 의한 결합을 방지하는 것을 전자 차폐라 하며, 고전압/소전류의 경우 정전차폐가 유효한 대책이며, 낮은 레벨의 회로나 고주파 회로에 효과적이다. 저전압/대전류의 경우 전자기적인 결합을 차폐시키는 목적으로 행하는 것이 전자차폐이며 외부로 자속의 영향을 받기 쉽거나, 또는 외부로 자속을 누석하기 쉬운 부품을 고투자율을 갖는 금속 케이스를 사용하여 내부에 대하여 자속의 침입을 방지하는 것이다. 흡수는 방사성 노이즈 대책을 위해 흡수기능이 중요해지고 있으며 기존 차폐 부품에도 흡수기능이 강화되고 있으며, 사용 환경 및 용도 등에 따라 도료, 타일, Foam, 구조재 등 다양한 모양과 특성을 가진 흡수체가 실용화 되고 있다 [7],[8]. 참고로 RFID 기술현황과 USN 기술현황을 나타내었다[25].

표 2.1 RFID 기술 현황

Table 2.1 Development and research of RFID technology

기술 분야	국내 기술 개발 현황	국외 동향 및 주요 이슈
수동형 RFID	<ul style="list-style-type: none"> -EPC G2 호환 밀집 리더 상용화 -금속 부착형 태그 상용화 -G2 리더 통합 칩 개발 -개별 단위 물품인식 태그/리더 개발 -printed RFID 개발 시작 	<ul style="list-style-type: none"> -EPC G2 밀집 리더 상용화 -G2 리더 통합 칩 상용 시제품 -Printed RFID 개발 -EPC global UHF Gen2 V1.20 표준화 -EPCglobal HF Gen2 V1.0표준화 -ISO/IEC 18000-6 Rev1
모바일 RFID	<ul style="list-style-type: none"> -900 MHz RFID 리더SoC 개발 -모바일 RFID 서비스 플랫폼 개발 -리더내장 휴대폰 시제품 개발 -모바일 RFID 시범 서비스 	<ul style="list-style-type: none"> -900 MHz 모바일 RFID 기술 국제 표준화 -13.56 MHz NFC기술 상용화 -JTC1/SC 31/WG 6 신설 및 표준화 시작
능동형 RFID	<ul style="list-style-type: none"> -433 MHz 능동형 RFID 태그/리더/엑사이터 개발 및 상용화 -433 MHz/2.45 GHz 이중 대역 태그 시제품 개발 -ISO 18185-5, 24730-3 2.45 GHz 리더 시제품 개발 -ISO 24730-3 기반 실시간 위치인식 및 추적 기술 개발 	<ul style="list-style-type: none"> -433 MHz 능동형 RFID 태그/리더/엑사이터 상용화 -2.45 GHz 실시간 위치인식 및 추적 상용화 -ISO 24730-5 기반 실시간 위치인식 표준화 시작 -기존 ISO/IEC 18000-7의 개정 및 신규 타입 추가
태그 칩 및 센서 태그	<ul style="list-style-type: none"> -수동형 태그 칩 핵심 기술 개발 -보드형 센서 태그 및 칩 개발 -보안태그 칩 개발 -저가 박형 전지 시제품 개발 -새로운 전송방식의 중거리용 태그 개발 	<ul style="list-style-type: none"> -Gen 2 태그 칩 상용화 -반 능동형 센서 태그 시제품 개발 -새로운 전송 방식의 중거리용 태그 개발 -ISO/IEC 18000-6 Rev1에 전지 및 센서 표준화
RFID 미들웨어	<ul style="list-style-type: none"> -EPC ALE1.0 RFID미들웨어상용화 -ISO/IEC 24791기반 SSI(System Software Infrastructure)플랫폼 개발 	<ul style="list-style-type: none"> -EPC ALE1.0 RFID 미들웨어 상용화 -JTC1/SC 31/WG 4에서 ISO/IEC 24791 SSI 표준화 추진

표 2.2 USN 기술 현황

Table 2.2 Development and research of USN technology

기술분야	국내 기술 개발 현황	국외 동향 및 주요 이슈
센서 /전지 및 부품 기술	<ul style="list-style-type: none"> -MEMS 기반 복합 센서 개발 -에너지 Harvesting 연구 시작 단계 -IEEE 802.15.4 기반 2.4 GHz 칩 개발 -900 MHz SoC 개발 	<ul style="list-style-type: none"> -MEMS 기반 각종 센서 개발 및 에너지 Harvesting 기술개발 중 -다양한 주파수 대역의 SoC 칩 상용화
센서 노드 및 전송	<ul style="list-style-type: none"> -NanoQ+개발 후 현장 적용 단계 -IEEE 802.15.4 기반 외산 칩 활용 센서 노드 개발 -IEEE 802.15.4 기반 MAC 기술개발 -저전력 전송 기술 연구 초기 단계 	<ul style="list-style-type: none"> -Tiny OS 기반 다양한 WSN 응용에 따른 노드 시 제품 공급 -새로운 전송 방식 연구
USN 네트워크	<ul style="list-style-type: none"> -IEEE 802.15.4 기반 ZigBee 기반 네트워크 기술 개발 -대학/연구원 중심 Scalability, Mesh 망 기술 연구 -대규모/이동성 지원 신뢰성 센서네트워크 기술 개발 	<ul style="list-style-type: none"> -대학 중심의 학술 연구 위주, 프로토콜 없음 -IEEE 802.15.4, ZigBee Alliance, IETF 표준 단체를 중심으로 Mesh 망구조, 저전력, 이동성, 확장성 등을 고려한 표준 작업 진행
USN	<ul style="list-style-type: none"> -센서망-IPv6 연동 기술 개발은 초기 수준이나 IPv6 기술은 성숙 -이종망 연동 기술은 초기 수준 -이동성 관련 연구 	<ul style="list-style-type: none"> -IP 기반 망연동(6LoWPAN) 기술 개발 초기 수준 -AD-Hoc 환경에서 자동 네트워킹 기술 및 이동성 지원기술에 대한 표준화 초기 수준
USN 미들웨어 및 응용	<ul style="list-style-type: none"> -소규모/시범 응용 수준(미들웨어 기술 미사용) -기본기능 미들웨어 시제품 개발 -USN 기반 실시간 자산 추적 시스템 개발 -USN 기반 AMI 시스템 핵심 기술 개발 -감시 정찰 센서 네트워크 개발 	<ul style="list-style-type: none"> -기초 연구 수준 -소규모/시범 응용 수준 -ZigBee 기반 AMI 등 응용 시스템 표준화

2.2 전파흡수체

2.2.1 전파흡수체 필요성

전파흡수체란 입사한 전파의 에너지의 대부분을 내부에서 열에너지로 변환하는 재료라고 할 수 있다. 여기서 말하는 전파란 항공기나 선박의 레이더 등 비교적 멀리서오는 반사파 또는, 전자기기 내부의 노이즈, 통신 시스템 등을 설치할 때에 발생하는 반사파 등과 같이 대부분 기기의 성능을 저하시키거나 트러블의 원인이 되는 불요전파이다. 또한 열에 변환되기 때문에 그것에 따른 전파흡수체의 내부온도는 상승하게 되지만, 통상 사용되고 있는 범위에 있어서는 외부로 열이 방사되기 때문에 전파흡수체 자체의 온도는 거의 올라가지 않는다[9].

전파흡수체는 1930년 네델란드 Naamlooze Vennootschap Machinerieen에서 2GHz 대역의 전파흡수체에 관한 연구를 시작으로 한다. 1945년에 군사용 전파흡수체가 개발되었으며 적의 레이더에 잠수함이나 비행기가 탐지되지 않도록 하는 등의 군사 장비면에서의 목적이 있었다.

1953년에는 L.K.Neher에 의하여 피라미드형 전파흡수체가 개발되어 현재도 전파무향실 등에 사용되고 있다[26].

그러나 근래에 들어서는 휴대폰, 컴퓨터, 각종 통신 기기 등의 사용이 점점 증가하여 이들 전자기기에서 방사되는 불요 전파가 다른 전자기기에 오작동 및 통신 속도 저하 등의 악영향을 미치고 있다[10].

이와 같이 전파환경이 갈수록 악화되어 가는 상황 하에서 여기에 대처할 수 있는 각종 전파흡수체에 대한 개발의 필요성이 더욱 증가되고 있다. 특히, 군사적인 측면에서 국방력 강화를 위한 전투기, 함정 및 군사 장비에 대한 스텔스(Stealth)화의 필요성이 강조되고, 휴대폰의 대중화에 따른 전자파 인체흡수율 즉, SAR(Specific Absorption Rate)에 대한 규제가 국제적으로 이루어지고 있는 등 최근 전자파가 인체에 미치는 영향에 대한 관심이 크게 고조되면서 RCS(Radar Cross Section) 감소를 위한 전파흡수체 및 전자파장해 대책용 전파흡수체의 연구가 점점 활발해지고 있다[11],[12],[13].

2.2.2 전파흡수체 소재

전자파 흡수체에 주로 사용되는 원재료는 센더스트 합금(Sendust alloy), 퍼멀로이(Permalloy), 몰리퍼멀로이 분말(MPP, molypermalloy powder), 페라이트(Ferrite)분말 등이 있다. 현재 이러한 파우더를 페이스트화 또는 시트화한 전자파 흡수체가 사용되고 있다. 그러나 상기의 구상 형태의 금속 합금을 원재료로 하여 시트화 하는 경우에는 시트 내부에 적층되는 함량이 낮아서 충분한 흡수 성능을 기대하기 어렵고, 또한 두꺼운 두께로 적용에 있어서 공간상 제약을 받기 때문에 기능성 측면이나 실용성 측면에서 불리한 점이 있다. 즉, 원료 분말의 형상에 의한 제약성으로 투자율 저하와 적용할 수 있는 주파수 대역의 한계가 존재하며 또 고주파 대역에서의 흡수율 저하라는 단점이 있다.

이러한 분말의 형상 문제를 해결하기 위하여 분쇄기(milling machine)를 이용하여 구상의 금속 합금을 판상의 플레이크(flake)로 가공하여 적용하는 방법이 전자파 흡수체 제조 방법으로 보편화되고 있다. 플레이크 가공 공정을 통하여 제조한 페이스트화 또는 시트화 전자파 흡수체는 여러 모양이나 형태의 제조가 가능하고 작은 부피로도 뛰어난 전자파 흡수 능력을 발휘할 수 있어 소형이면서 복잡한 구조를 갖는 기기의 전자파 흡수체로 폭넓게 응용할 수 있다.

또한, 최근에는 기존의 제품이 갖는 단점인 두꺼운 두께, 고온에서 성능 저하를 개선하기 위하여 새로운 소재 개발 및 흡수 물질의 조합을 통하여 고온에서의 성능 개선을 시도하고 있으며, 신소재 개발적용으로 경량화 문제를 해결하고자 하고 광대역 특성의 향상을 위하여 흡수체 각 층의 위치 변화 및 코팅 층의 순서 변화와 흡수 물질의 배합을 통한 개선을 시도하고 있다.

전자파 흡수체의 RFID 적용은 언제, 어디서나, 어느 곳과도 통신이 가능한 유비쿼터스 사회의 전자파 환경을 필요한 요소가 될 것이다.

특히 RFID 전자 칩에 사용되는 안테나들은 한 방향으로의 지향성을 요구하기 때문에 종래의 양 방향성 방사 패턴의 변화가 필요하고 또한 금속판 상부에 주로 위치하기 때문에 이로 인한 전자파의 난반사로 인하여 인식거리가

짧아지는 문제점이 발생한다. 종래의 전자 칩 안테나들은 단층의 루프 안테나 배면에 페라이트 코어 또는 고무를 혼합한 망간-아연 계열의 페라이트를 사용한 소성된 전자파흡수체를 대부분 사용하였다.

그런 니켈-아연 페라이트로는 해결할 수 없는 극초단파 영역에서의 원거리 통신에서는 보다 많은 데이터를 송수신할 수 있으며, 안테나 태그의 전자파 난반사 및 노이즈에 대한 개발이 이루어져야 한다.

2.3 전파흡수체의 분류

2.3.1 전파흡수 재료에 의한 분류

전파흡수 재료로 사용되는 재료는 여러 종류가 있지만, 여기에서는 전술한 전파흡수 기구(원리)에 따라 다음과 같은 세 가지로 분류하여 설명한다.

(1) 도전손실재료

저항체에 전류를 흘리면 흐르는 전류에 의해 열이 발생한다. 이와 마찬가지로 유한한 도전을 σ 를 가지는 매질에 전계가 가해지면 도전전류가 흘러서, 전자파 에너지는 열로 변환된다. 이 재료에서는 앞에서 나타낸 식(3.19)의 관계가 성립하고, 고주파영역에 있어서도 ϵ'' 이 극히 작은 유전손실재료라고 표현해도 좋다.

이와 같은 도전성 손실재료에는 도전성섬유를 부직포 형태로 짜서 만든 베나 산화인듐 방울을 증착한 유전체 시트 등이 있다. 또, 이들은 저항피막이라 불리우며, 그 전기적 특성은 두께를 무시할 수 있는 정방형상의 저항으로서 면저항치(Ω)로 표시된다.

(2) 유전손실재료

고주파영역에서는, 매질의 복소유전율의 허수부가 식(3.19)에서와 같이 ϵ'' 과 σ 로 표현되며, 주파수가 높아질수록 이것들을 따로따로 논하는 것은 불가

능하기 때문에 인가한 전계에 의해 생기는 유전분극에 의한 흡수와 도전전류에 의한 흡수를 합해서 표현한다. 그리고 이와 같은 흡수재료로는 카본입자를 혼입한 고무시트, 그라파이트(흑연) 함유 발포 폴리스티로폼, 카본 함유 발포 우레탄 등이 있다. 특히 그라파이트 함유 발포 폴리스티로폼에 관해서는 그라파이트 함유량이나 주파수의 변화에 대한 복소유전율을 실험식으로 표현하고 있으며, 전파암실용의 광대역성을 가지는 다층형 전파흡수체에 사용되고 있다.

표 2.3 전파흡수체 분류

Table 2.3 A classification of EM wave absorber

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

(3) 자성손실재료

소결페라이트가 대표적인 것으로, 고무 등에 페라이트를 혼입한 고무 페라이트 등이 자성 전파흡수재료이다. 복소비유전율의 허수부 μ'' 가 전파흡수에 기여한다. 상기 (1), (2)의 재료와 달리 자계가 큰 장소에서 전파흡수가 크다. 그러나 전파흡수기구가 상기와는 다르므로 VHF대에서는 대단히 얇은 전파흡수체가 실

현될 수 있는 것이 특징이다.

2.3.2 층수에 의한 분류

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

(1) 단층형 전파흡수체

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

(2) 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.

(3) 다층형 전파흡수체

전파흡수체를 구성하는데 층의 수가 많은 것을 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 전파무향실용으로는 다층형 전파흡수체를 이용한다.

2.3.3 용도에 의한 분류

(1) 전파장해방지 대책용 전파흡수체

최근 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 현실이다. 이들 방법 중에서 건축물의 벽면에 전파흡수체를 붙여 반사파를 적게 하는 방법은 장애를 일으키고 있는 원인을 직접 없앤다는 의미에서 뛰어난 대책법이며, 이미 각 방면에서 실용화되어 있다.

(2) 레이더 허상방지 대책용 전파흡수체

레이더 허상(false echo)으로서, 특히 선박의 마스트나 가시거리내의 교량으로부터의 반사에 의한 문제를 들 수 있다. 예를 들어 그림 2.1에서와 같이 최근 대형교량이 해상에 건설되었고, 이것에 의한 선박용 X-밴드 레이더(주파수 9.375 GHz)의 전파반사에 기인한 레이더의 허상 문제가 야기되고 있다.

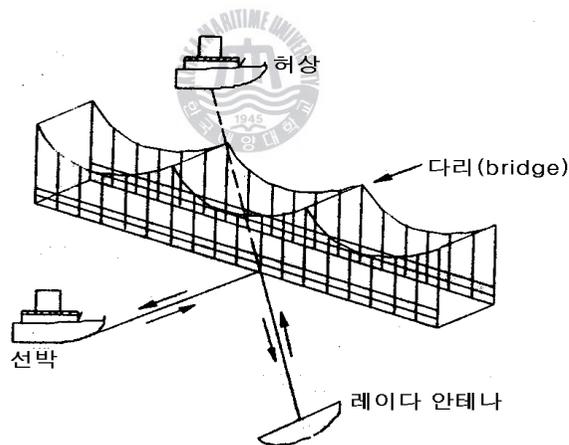


그림 2.1 레이더 허상의 발생기구

Fig. 2.1 Radar ghost generator

이 현상은 그림 2.1에 나타내는 바와 같이, 교량으로부터의 반사전파 때문에 선박이 없는 위치에 허상이 나타나거나, 위상관계에 따라서는 선박의 상(像)이 잘 보이지 않게 되는 것으로, 경우에 따라서는 사고의 원인이 된다.

특히, 일본의 경우 혼슈-시코꾸(本州四國)연락교 공단에서는 이 레이더 전파장해대책을 검토하는 위원회가 설립되어, 그 성과로서 인노시마대교(因島大橋) 양측의 교량부재의 외면 약 560 m길이에 걸쳐 전파흡수체를 시공하였다.

(3) 전파암실용 전파흡수체

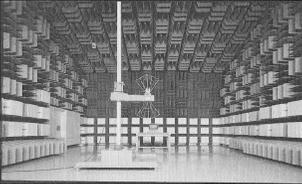
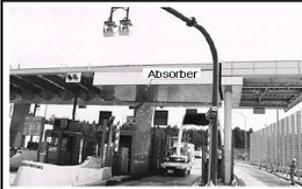
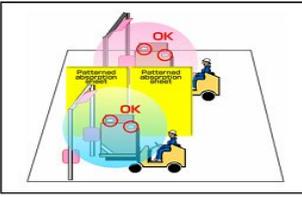
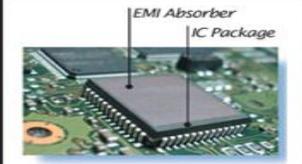
전파암실은 실내의 벽면에 전파흡수체를 붙인 방으로, 내부에서 발생한 전파는 벽면에서 흡수되어 반사파가 생기지 않으므로 전파적으로 보면 무한공간과 등가가 된다. 따라서 종래부터 안테나의 지향성 실험 등의 목적을 위해서 건설되어 왔다. 더욱이 최근의 전자파환경문제를 위해, 각종 전자기기로부터의 방사전자파 평가시험을 위한 전파암실이나 밀리미터파대의 연구개발에 맞추어, 그 범위가 밀리미터파대까지 사용 가능한 전파암실이 시공되고 있다.

(4) 밀리미터파대용 전파흡수체

최근 레이더나 통신기 등의 사용 주파수도 밀리미터파대의 높은 영역으로 옮겨가고 있으며, 그에 따라 밀리미터파대에 대한 전파흡수체의 필요성도 높아져 가고 있다. 이러한 배경에서 밀리미터파 전파흡수체의 연구도 활발해져서 35 GHz대나 60 GHz대, 나아가서 94 GHz대용 고무시트계 전파흡수체나 저항피막형 전파흡수체의 연구가 진행되고 있다. 한 예로서 사무실이나 공장 등의 실내에서의 밀리미터파를 이용한 무선 LAN(Wireless Local Area Network)의 실내에 있다면, 이 경우 밀리미터파 전파흡수체를 천정이나 바닥의 벽면에 장착하여, 전파가 이들로부터 다중 반사하는 것을 막아, 정보전달의 오류율(error rate)을 적게 하고 있다. 따라서 최근 전자파의 인체에 대한 영향에 관해서 우려하는 목소리가 높아지고 있다. 이러한 배경에서 인체의 전파흡수율(SAR: Specific Absorption Rate)을 규명하는 연구가 행해지고 있으며, 이러한 분야에 있어서도 전파흡수체의 역할은 중요해져 왔다[12].

표 2.4 다양한 전파흡수체의 용도

Table 2.4 Various applications of EM wave absorber

용도	목적	실제 적용 예
RCS 감소용 전파흡수체	-피 측정물의 RCS값을 감소시켜 소기의 군사적 목적 달성 -즉, 스텔스 성능을 갖도록 전투기나 함정의 표면에 전파흡수 도료를 도포	
레이더 허상 방지 대책용 전파흡수체	-선박의 마스트나 가시거리내의 교량으로부터 레이더 허상(false echo) 발생 -선박의 마스트 교량 외면에 전파흡수체를 적용하여 반사파를 제거	
전파암실용 전파흡수체	-전파암실은 실내 벽면에 전파흡수체를 붙인 방으로 안테나 지향성 실험, 구조물의 RCS 측정, ISAR image 측정 -그 범위가 밀리미터파대까지 증대	
ITS용 전파흡수체	-ETC(Electronic Toll Collection) 시스템이나 차량충돌방지 레이더의 불요전자파에 의한 오동작 방지	
RFID 시스템용 전파흡수체	-리더 간섭에 의한 오동작 및 태그를 금속에 부착 시 발생하는 통신거리 감소를 방지하기 위해 전파흡수체를 적용	
전자제품 및 통신장비용 전파흡수체	-전자제품 및 통신장비는 불요전자파에 의해 EMI/EMC 문제가 발생 -장비의 케이스, PCB 기판, Chip 부분에 전파흡수체를 적용	

2.3.4 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.

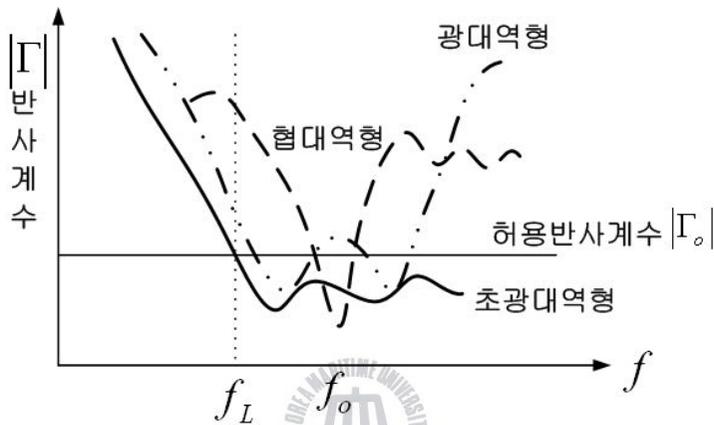


그림 2.2 전파흡수체의 주파수특성

Fig. 2.2 The frequency characteristic of EM wave absorber

(1) 협대역형 전파흡수체

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

(2) 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.

(3) 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[7],[15].



제 3 장 전파흡수체 설계 이론 및 측정법

3.1 평면파

3.1.1 평면파의 파동방정식

전파흡수체의 흡수원리나 설계법을 위해서는 공간을 전파(傳播)하는 평면파에 관한 편파의 개념과 사입사(비스듬히 입사) 특성을 설명한다[5].

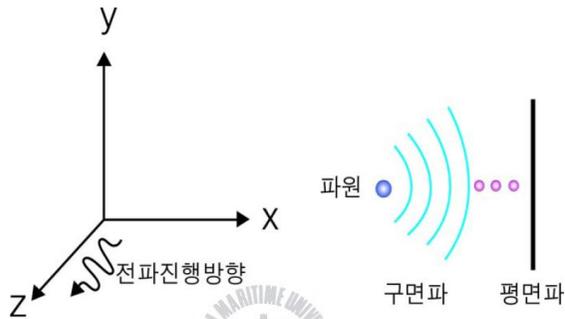


그림 3.1 평면파와 등위상면

Fig. 3.1 Plane wave and in-phase plane.

그림 3.1에 나타내는 바와 같이 전파원으로부터 공간에 방사된 전자파는 공간을 전파함에 따라, 위상면이 직선상인 평면파로 된다. 여기서는, z축 방향으로 전파하는 평면파에 관해서, 다음의 맥스웰방정식으로부터

$$\nabla \times E = -\mu_0 \frac{\partial H}{\partial t} \quad (3.1)$$

$$\nabla \times H = \varepsilon_0 \frac{\partial E}{\partial t} \quad (3.2)$$

즉, z축 방향으로 전파하는 평면파이기 때문에, $\frac{\partial}{\partial t}$ 및 $\frac{\partial}{\partial z}$ 이외는

0(zero)인 것을 고려하면, 식(3.1)은 다음의 두 개의 스칼라 방정식으로 분해될 수 있다.

$$\frac{\partial E_y}{\partial z} = \mu_0 \frac{\partial H_x}{\partial t} \quad (3.3)$$

$$\frac{\partial E_x}{\partial z} = -\mu_0 \frac{\partial H_y}{\partial t} \quad (3.4)$$

같은 방법으로 식(3.2)에 관해서도 다음의 두 개의 스칼라 방정식이 얻어진다.

$$-\frac{\partial H_y}{\partial z} = \epsilon_0 \frac{\partial E_x}{\partial t} \quad (3.5)$$

$$\frac{\partial H_x}{\partial z} = \epsilon_0 \frac{\partial E_y}{\partial t} \quad (3.6)$$

여기서, ϵ_0 와 μ_0 는 각각 자유공간의 유전율과 투자율이다.

이 식(3.3)과 식(3.6)으로부터 H_x 및 식(3.4)과 식(3.5)로부터 E_x 를 각각 소거하고 E_y 및 H_y 에 관한 1차원의 파동방정식 식(3.7)을 얻을 수 있다.

$$\frac{\partial^2 E_y}{\partial z^2} = \mu_0 \frac{\partial}{\partial z} \frac{\partial H_x}{\partial t} = \epsilon_0 \mu_0 \frac{\partial^2 E_y}{\partial t^2} \quad (3.7)$$

여기서, 가령 E_y 에 관한 파동방정식(3.7)의 해를 구하면 전계 E_y 가 구해진다. 즉, 시간인자를 $e^{j\omega t}$ 라 하고, 이것을 식(3.7)에 대입하면 E_y 에 관해 2계의 선형 미분방정식을 얻는다. 이 해는 다음과 같이 진행파 $E^+ e^{-\gamma_0 z}$ 와 후진파 $E^- e^{\gamma_0 z}$ 의 선형결합으로서 나타낼 수 있지만, 여기에는 +z 방향으로 전파하는 파를 고려하고 있기 때문에, 진행파($E^+ e^{-\gamma_0 z}$)만을 선택한다. 또, 전파정수 $\gamma_0 = \alpha + j\beta = j\omega \sqrt{\epsilon_0 \mu_0}$ 라 놓으면

$$E_y = (E^+ e^{-\gamma_0 z} + E^- e^{\gamma_0 z}) e^{j\omega t} \quad (3.8)$$

이 된다. 이 E_y 성분을 식(3.3)에 대입하면 H_x 성분도 다음과 같이 도출될 수 있다.

$$H_x = -\frac{\gamma_0}{j\mu_0\omega} E^+ e^{-\gamma_0 z} e^{j\omega t} = -H^+ e^{-\gamma_0 z} e^{j\omega t} \quad (3.9)$$

더욱이, 이러한 평면파의 전계성분과 자계성분에 관해서, 그 방향도 고려하여 비를 구하면 일정한 값이 된다. 자유공간에서 이 값은 약 $120\pi \cong 377$ Ω이 되고, 파동임피던스라 한다.

$$Z_0 = \frac{E_y}{H_x} = \frac{j\mu_0\omega}{\gamma_0} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \quad (3.10)$$

같은 방법에 따라 H_y 에 관한 1차원의 파동방정식도 해석이 가능하고, H_y 와 E_x 성분을 가지는 평면파에 관해서도 해를 구할 수 있다.

3.1.2 전자파 에너지의 흡수

평면파가 자유공간을 전파하는 경우에는 거의 감쇠하지 않지만, 손실유전체나 손실자성체와 같은 매질을 전파하는 경우에는, 그 재료의 전기적 특성에 따라 크게 감쇠한다. 즉, 손실 매질에서는 유전율 및 투자율 $\dot{\epsilon} = \epsilon' - j\epsilon''$ 및 $\dot{\mu} = \mu' - j\mu''$ 이 복소수가 되고, 또 도전율 σ 가 유한한 값을 가지고 있기 때문에, 맥스웰방정식은 식(3.3) ~ 식(3.6)에 대응해서 다음과 같은 스칼라 방정식으로 전개할 수 있다.

$$\frac{\partial E_y}{\partial z} = \dot{\mu} \frac{\partial H_x}{\partial t} \quad (3.11)$$

$$\frac{\partial E_x}{\partial z} = \dot{\mu} \frac{\partial H_y}{\partial t} \quad (3.12)$$

$$-\frac{\partial H_y}{\partial z} = \sigma E_x + \dot{\epsilon} \frac{\partial E_x}{\partial t} \quad (3.13)$$

$$\frac{\partial H_x}{\partial z} = \sigma E_y + \dot{\epsilon} \frac{\partial E_y}{\partial t} \quad (3.14)$$

일례로서 이 스칼라 방정식(3.12) 및 식(3.13)으로부터 H_y 성분을 소거하고, 이것으로부터 얻어지는 식(3.15)의 E_x 에 관한 파동방정식을 풀이하여 수평편파에 관한 전자파의 감쇠 상태를 알 수 있다.

$$\frac{\partial^2 E_x}{\partial z^2} = \sigma \dot{\mu} \frac{\partial E_x}{\partial t} + \dot{\epsilon} \dot{\mu} \frac{\partial^2 E_x}{\partial t^2} \quad (3.15)$$

이를 위하여 다음의 $n^2 = \omega^2 \dot{\epsilon} \dot{\mu} - j\omega \sigma \dot{\mu} (= -\gamma^2)$ 라 정의하면, 이 파동방정식은 다음과 같이 표현된다.

$$\frac{\partial^2 E_x}{\partial z^2} + n^2 E_x = 0 \quad (3.16)$$

여기서, β 및 α 는 각각 위상정수 및 감쇠정수라 불리 우며, 전자파의 감쇠에는 이 α 가 크게 영향을 준다. 일례로서 앞에서 나타낸 바와 같이 $\dot{\epsilon}$ 과 $\dot{\mu}$ 가 모두 실수, σ 가 0인 경우에는 α 는 0이 되어 전자파는 감쇠하지 않는다. 또 $\dot{\epsilon} = \epsilon' - j\epsilon''$, μ (실수) 및 $\sigma = 0$ 인 경우에는 n^2 은 식(3.17)이 된다.

$$n^2 = \omega^2 \dot{\epsilon} \dot{\mu} \quad (3.17)$$

이것을 α 에 관해서 풀면 다음 식으로 나타내어지고, ε'' 이 존재함으로써 α 는 식(3.18)과 같이 유한의 값이 되어 전자파는 감쇠하게 된다.

$$\alpha = \sqrt{\frac{\omega^2 \varepsilon' \mu}{2}} \left\{ \sqrt{1 + \left(\frac{\varepsilon''}{\varepsilon'}\right)^2} - 1 \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (3.18)$$

이상의 이론으로부터, 전자파는 손실매질 중에 있어서 ε'' , μ'' 과 σ 의 효과에 의해 감쇠하는 것을 알 수 있으며, 그 에너지는 열로 변환된다. 그리고 이 관점으로부터 전파흡수체는 전자파의 감쇠(흡수)가 다음에 나타내는 어느 요인에 기인하는가에 따라 3종류로 분류되며, 또 이때의 단위 면적당의 전파흡수에너지 $P [W/m^2]$ 는 전기 \mathbf{E} 와 자기 \mathbf{H} 를 사용하여 다음과 같이 나타낼 수 있다.

- a) 유전손실 : ε'' 에 기인하는 것으로서 $P = \frac{1}{2} \omega \varepsilon'' |E|^2$
- b) 자성손실 : μ'' 에 기인하는 것으로서 $P = \frac{1}{2} \omega \mu'' |H|^2$
- c) 도전손실 : σ 에 기인하는 것으로서 $P = \frac{1}{2} \sigma |E|^2$

단, 고주파에 있어서는, 식(3.19)에 나타내는 바와 같이 ε'' 과 σ 를 나누어서 설명할 수 없기 때문에, 어느 쪽의 손실이 지배적인지에 따라 도전성 손실재료가 되는지 유전 손실재료인지를 분류하고 있다.

$$\begin{aligned} n^2 &= \omega^2 \varepsilon' \mu - j\omega^2 \mu \left(\varepsilon'' + \frac{\sigma}{\omega} \right) \\ &= \omega^2 \varepsilon' \mu - j\omega^2 \mu \varepsilon_t \end{aligned} \quad (3.19)$$

여기서 괄호안의 항은 다음과 같다[14].

$$\varepsilon_t = \varepsilon'' + \frac{\sigma}{\omega} \quad (3.20)$$

3.2 분포정수회로

3.2.1 분포정수회로의 파동방정식

일반적인 전송선로의 분포정수회로에 대하여 생각해 본다. 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 단위길이당 저항 성분(Ω/m)으로 도체의 불완전한 상태를 표시하며, L 은 단위길이당 인덕턴스(H/m), G 는 단위길이당 콘덕턴스 성분(S/m)으로 유전체 손실여부를 의미하며, C 는 단위길이당 커패시턴스 성분(F/m)을 의미한다.

마디 AB에서 KVL을 적용하고, 마디 BC에서 KCL을 적용하면

$$\frac{\partial v(t,z)}{\partial z} = - \left[Ri(t,z) + L \frac{\partial i(t,z)}{\partial t} \right] \quad (3.21)$$

$$\frac{\partial i(t,z)}{\partial z} = - \left[Gv(t,z) + C \frac{\partial v(t,z)}{\partial t} \right] \quad (3.22)$$

여기서 z 는 선로를 진행하는 거리함수이다.

$R=0, G=0$ 인 무손실 전송선로(lossless line)에서 식(3.21)와 식(3.22)의 페이지 표현은

$$\frac{dV(z)}{dz} = - (R + j\omega L)I = - Z_s I(z) \quad (3.23)$$

$$\frac{dI(z)}{dz} = - (G + j\omega C)V = - Y_p V(z) \quad (3.24)$$

여기서 $\gamma^2 = Z_s Y_p$ 의 복소전파정수(complex propagation constant)를 도입하면 식(3.23)과 식(3.24)은

$$\frac{d^2 V(z)}{dz^2} = \gamma^2 V(z) \quad (3.25)$$

$$\frac{d^2 I(z)}{dz^2} = \gamma^2 I(z) \quad (3.26)$$

가 된다. 식(3.25)와 식(3.26)에서 일반적인 2계 미방방정식의 해는 독립된 두개의 항을 가지므로 부하임피던스 Z_L 을 전파흡수체의 특성임피던스 Z_C 로 하면

$$V(z) = V_i e^{-\gamma z} + V_r e^{+\gamma z} = V^+ + V^- \quad (3.27)$$

$$I(z) = \frac{1}{Z_C} (V_i e^{-\gamma z} - V_r e^{+\gamma z}) = \frac{1}{Z_C} (V^+ - V^-) \quad (3.28)$$

로 되어 평면파의 파동방정식과 같은 형태가 된다.

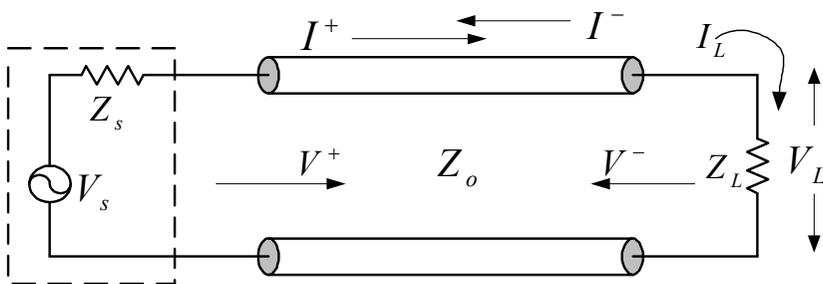


그림 3.2 일반적인 전송선로

Fig. 3.2 General transmission line.

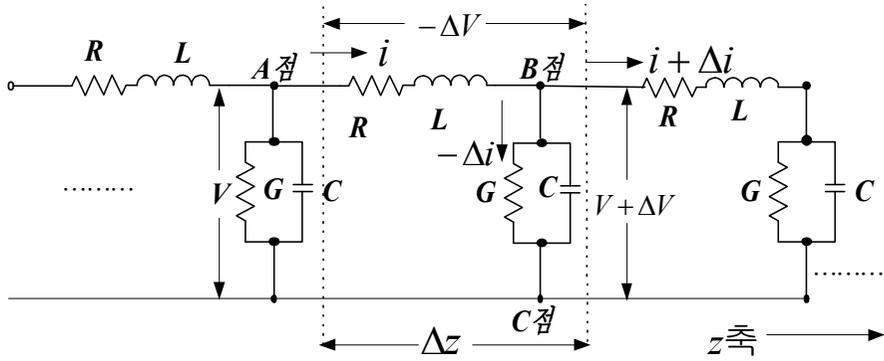


그림 3.3 일반적인 전송선로의 등가회로

Fig. 3.3 Equivalent circuit of general transmission line

3.2.2 분포정수회로화

먼저 식(3.3), 식(3.4) 및 식(3.23), 식(3.24)에서

$$\mu = \mu' - j\mu'' \quad (3.29)$$

$$\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon'' \quad (3.30)$$

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

$$\frac{dE_x}{dz} = -j\omega(\mu' - j\mu'')H_y = (-\omega\mu'' - j\omega\mu')H_y = -(\omega\mu'' + j\omega\mu')H_y \quad (3.31)$$

$$\frac{dH_y}{dz} = -j\omega(\varepsilon' - j\varepsilon'')E_x = (-j\omega\varepsilon' - \omega\varepsilon'')E_x = -(\omega\varepsilon'' + j\omega\varepsilon')E_x \quad (3.32)$$

$$\frac{dV(z)}{dz} = -(R + j\omega L)I = -Z_s I(z) \quad (3.33)$$

$$\frac{dI(z)}{dz} = -(G + j\omega C)V = -Y_p V(z) \quad (3.34)$$

이 되어 식(3.31), 식(3.32)와 식(3.27), 식(3.28)을 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

$$L \leftrightarrow \mu', C \leftrightarrow \epsilon', R \leftrightarrow \omega\mu'', G \leftrightarrow \omega\epsilon'' \quad (3.35)$$

으로 되고, 이러한 대응관계를 분포정수회로의 전파정수에 적용하면

$$\gamma = \sqrt{ZY} = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = \sqrt{(\omega\mu'' + j\omega\mu')(\omega\epsilon'' + j\omega\epsilon')} = j\omega\sqrt{\epsilon\mu} \quad (3.36)$$

이 되며, 또한 선로 특성임피던스는

$$Z_C = \sqrt{\frac{Z_S}{Y_P}} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} = \sqrt{\frac{(\omega\mu'' + j\omega\mu')}{(\omega\epsilon'' + j\omega\epsilon')}} = \sqrt{\frac{\mu' - j\mu''}{\epsilon' - j\epsilon''}} = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \quad (3.37)$$

$$Z_C = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} = \sqrt{\frac{\mu_o\mu_r}{\epsilon_o\epsilon_r}} \quad (3.38)$$

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

$$\epsilon = \epsilon_o \epsilon_r = \epsilon_o (\epsilon' - j\epsilon'') = \epsilon_o \quad (3.39)$$

$$\mu = \mu_o \mu_r = \mu_o (\mu' - j\mu'') = \mu_o \quad (3.40)$$

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

$$Z_o = \sqrt{\frac{\mu_o}{\epsilon_o}} = 120\pi \cong 377\Omega \quad (3.41)$$

식(3.38)를 식(3.41)로 정규화(normalization)시키면

$$z_c = \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \quad (3.42)$$

로 소문자로 나타내기로 한다.

또한 진공중과 임의의 매질에서 전파정수는 각각

$$\gamma_o = j\beta_o = j\omega \sqrt{\epsilon_o \mu_o} \quad (3.43)$$

$$\begin{aligned} \gamma &= \sqrt{ZY} = \sqrt{(R+j\omega L)(G+j\omega C)} = \sqrt{\omega\mu'' + j\omega\mu'}(\omega\epsilon'' + j\omega\epsilon') \\ &= \sqrt{j\omega(\mu' - j\mu'')j\omega(\epsilon' - j\epsilon'')} = j\omega \sqrt{(\mu' - j\mu'')(\epsilon' - j\epsilon'')} \\ &= j\omega \sqrt{\epsilon\mu} = j2\pi f \sqrt{\epsilon\mu} = j2\pi \frac{1}{\lambda \sqrt{\epsilon_o \mu_o}} = j \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\epsilon_r \mu_r} \end{aligned} \quad (3.44)$$

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 콘덕턴스 G 이다. 유전율 $\epsilon (= \epsilon' - j \epsilon'')$ 과 투자율 $\mu (= \mu' - j \mu'')$ 에 주목하여 보면 R 과 G 에 대응하는 것은 각각의 복소성분 μ'' 과 ϵ'' 로서 L 과 C 는 무효손실이며 R 과 G 는 유효손실이 된다. 이것은 회로이론에서 무효전력과 유효전력의 벡터 합이 피상전력이 되는 것으로 이해할 수 있다. 많은 전파흡수체는 도체금

속판의 앞에 적당한 얇은 재료를 한 장 또는 여러 장을 배치하여 만든다. 전자파의 입사 방향에서 보면 공기층과 전파흡수체 층으로 놓인 것으로 된다. 여기에 사용된 재료정수는 투자율 μ 와 유전율 ϵ 을 가지고 있다. 이 둘 재료정수를 식(3.35)에 적용하면 분포정수회로화 할 수 있다.

식(3.27)과 (3.28)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 전파흡수체의 임피던스를 정합 시킨 것이라 할 수 있다.

식(3.27)과 식(3.28)를 쌍곡선함수로 표현하여 분포정수회로 임의의 점 d 에서 임피던스는

$$Z(d) = \frac{V(d)}{I(d)} = Z_c \frac{Z_L + Z_c \tanh \gamma d}{Z_c + Z_L \tanh \gamma d} \quad (3.45)$$

가 된다.

그림 3.3과 같은 전파흡수체 구조에서 흡수체 경계면에서 부하로 들여다보는 입력임피던스는 부하가 도체판으로 단락되어 있으므로 $Z_L = 0$ 에서

$$Z_{in} = Z_C \tanh \gamma d \quad (3.46)$$

가 된다. 여기서 d 는 전파흡수체의 두께에 해당되며 Z_C 는 전파흡수체 특성임피던스이다. 따라서 식(3.42) ~ 식(3.46)에 식(3.36) ~ 식(3.38)를 적용하면 수전단에서 두께 d 떨어진 전파흡수체 표면에서의 임피던스는

$$Z_{in} = Z_C \tanh \gamma d = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \tanh (j\omega \sqrt{\epsilon\mu}) d \quad (3.47)$$

정규화(normalization)시키면

$$z_{in} = \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \tanh(j\omega \sqrt{\epsilon_r \mu_r}) d \quad (3.48)$$

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_0 와 같아야 함을 알 수 있다.

식(3.27)과 식(3.28)로부터 전압과 전류 반사계수(reflection coefficient)는

$$\Gamma_V(z) = \frac{V^- e^{-\gamma z}}{V^+ e^{\gamma z}} = \frac{V^-}{V^+} e^{-2\gamma z} \quad (3.49)$$

$$\Gamma_I(z) = \frac{-V^- e^{-\gamma z}/Z_0}{V^+ e^{\gamma z}/Z_0} = -\frac{V^-}{V^+} e^{-2\gamma z} = -\Gamma_V(z) \quad (3.50)$$

로 정의되고 $z=0$ 에서는

$$\Gamma_V(0) = \frac{V^-}{V^+} = \frac{Z_L - 1}{Z_L + 1} \quad (3.51)$$

따라서 임의의 점 x 에서 부하단을 본 임피던스는

$$Z_{in} = \frac{V(x)}{I(x)} = Z_0 \frac{1 + \Gamma(x)}{1 - \Gamma(x)} \quad (3.52)$$

정규화 시키면

$$z_{in} = \frac{Z_{in}(x)}{Z_0} = \frac{1 + \Gamma(x)}{1 - \Gamma(x)} \quad (3.53)$$

또 반사계수를 정규화 임피던스로 나타내면

$$\Gamma(x) = \frac{z_{in} - 1}{z_{in} + 1} \quad (3.54)$$

이 된다. 반사계수 Γ 는 0~1까지의 값을 갖는데 전파흡수체에서는 Γ 가 적을수록 전파의 흡수능이 뛰어나고 볼 수 있다. 가령 Γ 가 극단적으로 0 이면 무반사이므로 전자파 에너지의 완전 흡수가 일어나고 Γ 가 1이면 완전 반사로 전파흡수는 일어나지 않는다[18],[19].

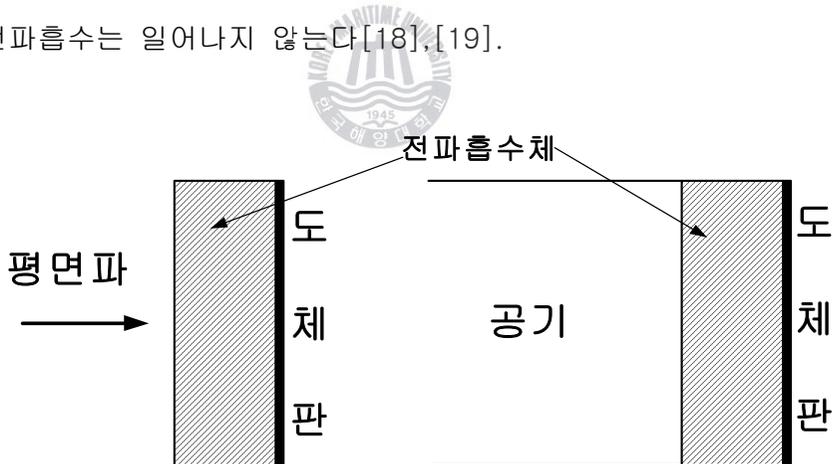


그림 3.4 전파흡수의 기본 구성

Fig. 3.4 Basic composition of a EM wave absorber.

3.3 전파흡수체 재료와 측정

3.3.1 손실재료

(1) 전파흡수재료의 종류

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

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

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

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

전파손실을 가지는 재료의 유전율과 투자율은 복소수로서 그 복소유전율과 복소투자율은 각각 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mu_r = \mu_r' - j\mu_r'' \quad (3.55)$$

$$\varepsilon_r = \varepsilon_r' - j\varepsilon_r'' \quad (3.56)$$

여기서 허수부는 손실항을 나타내며 만약 재료가 $\varepsilon_r'' = \mu_r'' = 0$ 이면 무손실 재료가 되므로 ε_r'' , μ_r'' 둘 중 적어도 하나가 0이 되지 않는 경우에 전파흡수

가 일어나지 않는다. 세 종류의 전파흡수재료의 복소유전율과 복소투자율 관계를 표 3.1에 나타내었다. 표 3.1에서처럼 자성 전파흡수재료는 가해진 자계에 따라 전파흡수가 일어나고 복소비투자율의 허수부 μ_r'' 이 0이 되지 않는 경우이다. 이때 복소비유전율 ϵ_r'' 는 0이 되거나 그렇지 않거나 관계없이 흡수가 일어난다. 재료 중에는 이렇게 자성손실과 같이 유전손실 또는 도전손실을 가지는 재료도 있다. 여기서 복소비유전율의 실수부가 $\mu_r' \neq 1$ 인 것을 자성체라 부르고 $\mu_r'' = 0$ 이면 무손실 자성체라 한다.

도전성 전파흡수재료와 유전성 전파흡수재료는 다같이 $\mu_r' = 1$, $\mu_r'' = 0$ 이다. 이 두 가지 흡수재료의 차이점은 먼저 회로이론의 직류회로에서 옴의 법칙이 적용되는 저항율 $\rho [\Omega \cdot m]$ 을 도입하여 높은 주파수에서도 도전전류는 흐르는 것으로 가정한다. 복소비유전율 ϵ_r'' 과 저항율 $\rho [\Omega \cdot m]$ 도전율 χ 를 이용하여 나타내면

$$\epsilon_r'' = \frac{1}{\omega \epsilon_0 \rho} = \frac{\chi}{\omega \epsilon_0} \quad (3.57)$$

이 된다. 사용주파수에 따라 이 식을 만족하는 재료 혹은 근사적으로 이 식에 가까운 재료를 도전성 전파흡수재료라 부른다. 그러나 유전체 경우 손실체 등을 혼합한 재료는 이 식을 만족하지 않는데 그 이유는 이렇게 혼합한 재료에서는 저항체가 유전체 전체에 분산되기 때문이고, 그 등가회로는 복잡하게 된다. 따라서 직류에는 전류가 흐르지 않기 때문에 저항율 ρ 는 굉장히 크고 높은 주파수가 되면 정전용량으로 전류가 흘러 저항에도 전류가 흐르므로 전파손실이 크게 나타난다. 따라서 직류 저항율 ρ 를 사용한 위의 식은 이와 같은 매질에서는 성립되지 않는다.

(2) 도전손 σ ·유전체손 ϵ_r''' ·자성체손 μ_r''

전파흡수체의 재료가 무손실($R = G = 0$)이고, 부하가 도체판으로 단락되어 있다면 종단을 단락한 길이 d 에서 정규화(normalization)임피던스는 식(3.46)으로부터

$$z_d = jR_c \tanh \beta d \quad (3.58)$$

로 순 허수 성분을 갖고 저항 성분은 0이 된다. 따라서 전기에너지를 소비, 또는 흡수하는 것은 불가능하다. 식(3.55)과 (3.56)에서 복소투자율과 복소유전율은 실수부와 허수부로 나누어진다. 이것은 식(3.37)과 (3.38)에서 $R \leftrightarrow \mu_r''$, $G \leftrightarrow \varepsilon_r''$ 에 대응하므로 흡수에 필요한 손실성분은 μ_r'' , ε_r'' 이다. 여기서 투자율 μ_r 는 식(3.55)과 (3.56)에서와 같이 $\mu_r = \mu_r' - j\mu_r''$ 그대로 두고 유전율 ε_r 만 $\varepsilon_r = \varepsilon_r' - j\varepsilon_r''$ 로 두고 임의의 재료정수 조건에서 다음과 같이 맥스웰방정식에 대입하면

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\mu_r \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} = -j\omega \mu_r \mathbf{H} = -j\omega(\mu_r' - j\mu_r'') \mathbf{H} \quad (3.59)$$

$$\begin{aligned} \nabla \times \mathbf{H} &= \mathbf{J} + \varepsilon_r \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} = \sigma \mathbf{E} + j\omega \varepsilon_r \mathbf{E} = (\sigma + j\omega \varepsilon_r) \mathbf{E} = j\omega \left(\varepsilon_r - \frac{\sigma}{\omega} \right) \mathbf{E} \\ &= j\omega \left[\varepsilon_r' - j \left(\varepsilon_r'' + \frac{\sigma}{\omega} \right) \right] \mathbf{E} \end{aligned} \quad (3.60)$$

이 된다.

식(3.59)의 μ_r'' 은 자성 손실항을 나타내며 식(3.54)에서 도전율 σ 를 고려한 ε_r'' 은

$$\varepsilon_r'' = \varepsilon_r'' + \frac{\sigma}{\omega} \quad (3.61)$$

로 되어 도전손실항과 유전체손실항인 σ 와 ε_r'' 로 나타낼 수 있다.

식(3.61)을 보면 복소유전율 ε_r'' 은 순수한 유전손실만을 나타내는 ε_r'' 과 도전손실을 나타내는 σ/ω 의 합으로 구성되어 그 재료가 가지는 고유의 허수항인

ϵ_r''' 과 재료의 도전율 σ 를 높이면 ϵ_r'' 가 증가하게 됨을 알 수 있다. 그러나 도전손실항 σ/ω 은 주파수가 높아지면 그 값은 대단히 적어진다. 따라서 전자파의 에너지 손실은 도전손 σ 와 유전체손실 ϵ_r''' 자성손실 μ_r'' 에 의하여 일어나며 전파흡수체는 이러한 재료정수 $\sigma, \epsilon_r'', \mu_r''$ 를 갖는 재료로 구성되어 진다.

따라서 이러한 재료를 얻기 위하여 도전손실 σ , 유전손실 ϵ_r''' , 자성체손실 μ_r'' 의 손실재료를 사용하거나 이러한 재료를 적당히 혼합하여 복합재료로 사용하는 방법들이 있다. 또한 각각의 재료를 기하학적인 배치로 공간적으로 달리 하는 법도 개발되고 있다.

표 3.1 전파흡수체의 재료정수 조건

Table 3.1 A material constants of EM wave absorber.

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

(3) 전파흡수체 설계 시 고려사항

이상적인 전파흡수체는 어떠한 전파가 그것에 입사하여도 반사하지 않고 모든 전자파의 에너지를 흡수하는 것이어야 하지만 실제로 이러한 이상적인 전파흡수체를 만들어 내는 것은 현실적으로 많은 부분에서 특성이 제한된다.

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

$$Z(d) = Z_c \tanh \gamma d = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \tanh (j\omega \sqrt{\varepsilon \mu}) d \quad (3.62)$$

$$z(d) = z_c \tanh \gamma d = \sqrt{\frac{\mu_r}{\varepsilon_r}} \tanh (j\omega \sqrt{\varepsilon_r \mu_r}) d \quad (3.63)$$

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

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

우선 공간적인 방법에서는 손실재료를 구조적으로 sheet상 또는 판상을 한 층 또는 다층으로 중첩시키는 방법이 있다. 한 장의 층으로 되어 있는 단층형 전파흡수체는 흡수체 이면에 알루미늄이나 철판 등의 금속이 붙여 실현한다. 저항피막에 의한 $\lambda/4$ 형 전파흡수체나 유전성 전파흡수재료에 의한 단층형 전파흡수체는 일반적으로 비교적 좁은 협대역 전파흡수특성을 나타내는 반면 페라이트 타일의 경우는 비교적 넓은 주파수 특성을 나타낸다.

단층형 전파흡수체를 보다 광대역화 하기 위하여 층수를 두 장으로 하는 2층형 전파흡수체는 이면 금속 층에서 전파를 흡수하고 전면 층은 공기 파동 임피던스로 정합하여 설계시키고 있다. 그 외에도 전파흡수체 층수를 다층화

하여 광대역화한 다층형 전파흡수체는 주로 광대역 특성이 요구되는 전파무향실용으로 사용된다.

이러한 방법 이외에도 손실재료를 기하학적으로 공간화 시키는 기법으로서 기본이 되는 평판형 전파흡수체로부터 흡수체 형상의 전면이 삼각형을 한 형상의 산형 전파흡수체와 피라미드 전파흡수체가 있다[20].

(4) 허용반사계수

전파흡수체에서 요구되는 특성은 주파수특성과 전파흡수체 두께와의 관계로 평가된다.

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

전압에서 허용반사계수 $|\Gamma_o|$ 는 전력에서는 $|\Gamma_o|^2$ 이 되며 예를 들면 전압 허용반사계수가 $|\Gamma_v| = 0.1\%$ 라면 전력 허용반사계수는 $|\Gamma_p|^2 = 1\%$ 가 되고 반사감쇄량은 dB로 $-20\log |\Gamma|^2$ 를 취하여 20 dB가 된다. 여기서 반사감쇄량을 20 ~ 30 dB에 주목해 보면 전력 허용반사계수량은 0.09 ~ 1%가 된다.

따라서 허용반사계수 $|\Gamma_o|$ 에 대하여 $|\Gamma| \leq |\Gamma_o|$ 를 만족하면서 전파흡수체의 두께를 경제적으로 되도록 얇게 또 주파수 대역폭을 넓게 하는 것이 필요하게 된다. 이러한 전파흡수체의 성능지수로서 협대역 전파흡수체에서는 어떤 주파수 f_o 부근의 대역폭 B 를 $|\Gamma| \leq |\Gamma_o|$ 를 만족시키는 조건하에 비대역폭 F 는

$$F = \frac{\Delta f}{f_o} \tag{3.64}$$

가 되고, 광대역에서는 최저사용가능주파수 f_L 에 대해서 $f \geq f_L$ 에서 $|\Gamma| \leq |\Gamma_o|$ 를 만족시킬 때 진공 중 파장 λ 로 나눈 값

$$F = \frac{d}{\lambda_L} \quad (3.65)$$

를 성능지수로 하여 이러한 비대역폭의 값들이 적을수록 전파흡수특성이 좋은 전파흡수체라고 한다.

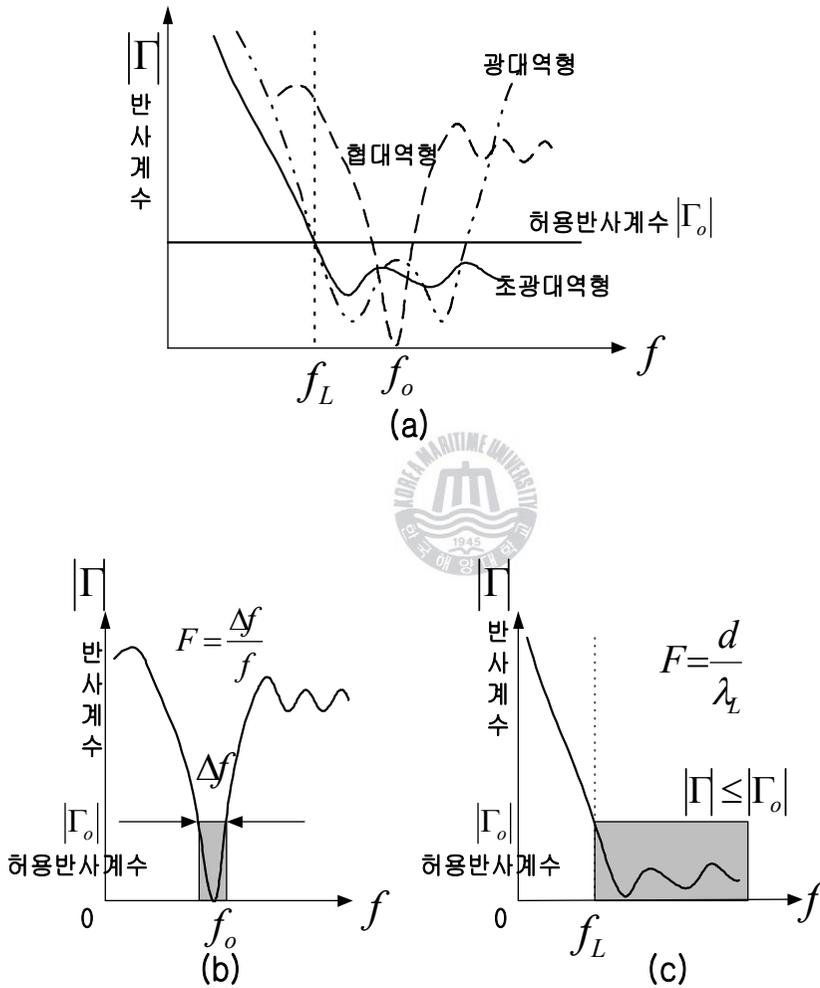


그림 3.5 전파흡수체 주파수 특성

Fig. 3.5 The frequency characteristic of EM wave absorber.

협대역 전파흡수체는 그림 3.5(b)와 같이 주파수 비대역폭 $\Delta f/f_0$ 이 약 10% ~ 20%이하의 전파흡수능을 가지고 레이더와 같이 사용주파수 대역폭이 좁은 경우에 사용되며 주파수 특성은 단봉특성을 나타내고 주로 단층형 전파흡수체로 실현된다. 광대역형 전파흡수체 사용주파수가 넓은 전파흡수체로서 협대역형과 구별은 명확하지 않으나 비대역폭 $\Delta f/f_0$ 의 20% ~ 30% 정도의 것으로 본다. 또한 초광대역형 전파흡수체는 그림 3.5(c)와 같이 어느 하한 주파수 f_L 이상의 주파수 전역에서 허용 반사계수 이하가 되는 특성을 갖는 전파흡수체를 말하며 주파수 비대역폭은 무한대로 보통 다층형 전파흡수체에 의해서 실현된다.

3.3.2 재료의 측정법

(1) 개방 단락법

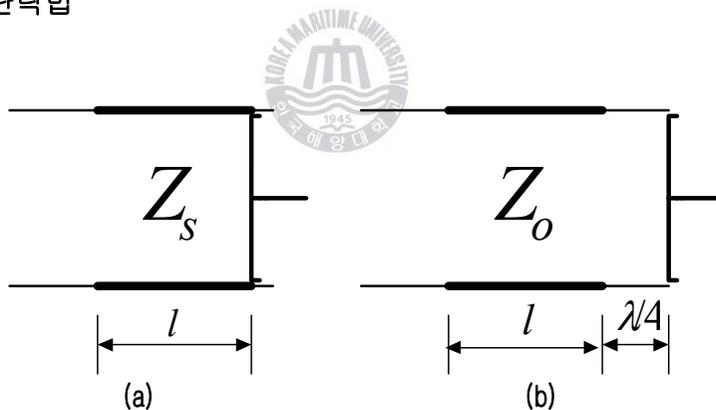


그림 3.6 개방·단락법
Fig. 3.6 Open-Short Line

그림 3.6(a)에서 전파흡수체의 두께 d 의 종단을 단락한 경우와 그림 3.6(b)와 같이 시료 종단에서 $\lambda/4$ 만큼 떨어진 곳을 단락 한 경우의 입력에서 시료 측으로 들여다 본 입력 임피던스를 각각 측정으로 구한다.

여기서 식(3.45)을 정규화(normalization) 시키면

$$z(d) = \frac{z_L + \tanh \gamma d}{1 + z_L \tanh \gamma d} \quad (3.66)$$

이다. 그림 3.6(a)의 경우는 시료의 종단이 단락 되어 있어 $z_L = 0$ 이므로

$$z_s = z_c \tanh \gamma d \quad (3.67)$$

의 종단 단락 임피던스로 주어지고 그림 3.6(b)의 경우는 시료의 종단에서 $\lambda/4$ 떨어진 곳이 단락 되어 있으므로 식(3.66)에서 $z_L = \infty, \gamma = j\beta = j\frac{2\pi}{\lambda}$, $l = \lambda/4$ 로 두면 시료 종단에서 본 임피던스는

$$z_o = z_c \coth \gamma l \quad (3.68)$$

로 개방상태가 된다.

단락임피던스와 개방임피던스 식(3.67)와 (3.68) 두 식을 곱하면 특성임피던스는

$$z_c = \sqrt{z_s \cdot z_o} \quad (3.69)$$

식(3.67)와 (3.68) 두 식을 나누면

$$\tanh \gamma d = \sqrt{\frac{z_s}{z_o}} \quad (3.70)$$

$$\gamma = \frac{1}{d} \tanh^{-1} \sqrt{\frac{z_s}{z_o}} \quad (3.71)$$

이 된다.

여기서 선로 정규화특성임피던스와 전파정수는 식(3.42)과 식(3.44)~(3.46)의

$$z_c = \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \quad (3.72)$$

$$\gamma = j \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\epsilon_r \mu_r} \quad (3.73)$$

두 식으로부터 비유전율과 비투자율은

$$\epsilon_r = -j \frac{\lambda}{2\pi} \cdot \frac{\gamma}{z_c} \quad (3.74)$$

$$\mu_r = -j \frac{\lambda}{2\pi} \cdot z_c \cdot \gamma \quad (3.75)$$

가 되어 복소유전율 ϵ_r 과 복소투자율 μ_r 을 구할 수 있다.

(2) 길이 l 의 변화에 의한 측정법

개방단락법은 시료의 종단을 단락 하거나 개방하여 재료정수를 구하지만 종단을 단락한 상태에서 시료의 길이를 변화시켜 구할 수도 있다. 그림 3.7 과 같이 길이를 l 또는 $2l$ 로 종단을 단락한 시료를 준비하여 시료의 전면에서의 정규화 임피던스를 측정하여 z_1, z_2 로 한다.

식(3.67)로부터 $z_L=0$, 길이는 l 또는 $2l$ 이라고 두면, 각각의 값 z_1, z_2 는 다음과 같이 된다.

$$z_1 = z_c \tanh \gamma l \quad (3.76)$$

$$z_2 = z_c \tanh \gamma 2l \quad (3.77)$$

여기서 식(3.71)은 \tanh 성질을 이용하면

$$z_2 = \frac{2z_1}{1 + \tanh^2 \gamma l} \quad (3.78)$$

이 된다. 따라서 식(3.70)과 (3.72)로부터

$$\tanh \gamma l = \sqrt{\frac{2z_1 - z_2}{z_2}} \quad (3.79)$$

또 전파정수는

$$\gamma = \frac{1}{l} \tanh^{-1} \sqrt{\frac{2z_1 - z_2}{z_2}} \quad (3.80)$$

이 되고 식(3.76)과 (3.79)을 고려하면 특성임피던스는

$$z_c = z_1 \sqrt{\frac{z_2}{2z_1 - z_2}} \quad (3.81)$$

로 구해진다.

따라서 식(3.74)과 식(3.75)을 사용하면 특성임피던스 z_c 와 γ 를 구할 수 있다.

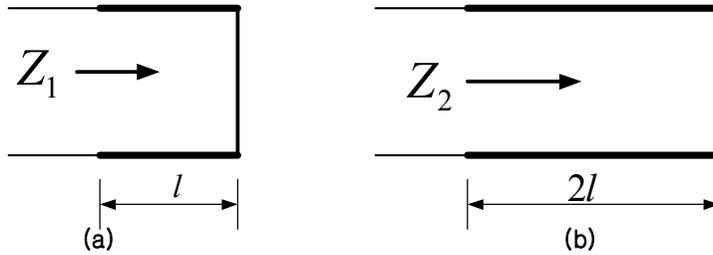


그림 3.7 길이 l 또는 $2l$ 로 하는 경우

Fig. 3.7 A Case for l or $2l$ line

(3) 비자성 재료의 경우

복소유전율 ϵ_r 과 복소투자율 μ_r 을 구하는 방법으로 개방단락법이나 길이 l 의 변화에 의한 측정법은 일반적으로 어떠한 재료의 경우에도 사용할 수 있으나 비자성재료인 경우를 보면 μ_r 는 $\mu_r' = 1, \mu_r'' = 0$ 으로 진공 중 μ_0 라고 들 수 있다. 따라서 정규화 임피던스와 전파정수는 식(3.36)과 (3.38)로 부터 $\mu_r = 1$ 로 둘 수 있으므로

$$z_c = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.82)$$

$$\gamma = j \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\epsilon_r} \quad (3.83)$$

로 되어 거리 l 에서 정규화 입력 임피던스는

$$z(l) = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \tanh j \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\epsilon_r} \cdot l \quad (3.84)$$

이므로 여기서 $z(l), \lambda, l$ 은 기지향으로 이 식을 만족하는 ϵ_r 의 값을 정하면 된다. 오차를 줄이면서 좀더 정확한 값을 얻기 위하여서는 일반적으로 l 의 값을 여러 가지로 바꾸면서 그것에 대한 $z(l)$ 의 궤적을 측정하고, 궤적에 가깝게 되도록 ϵ_r 을 정하는 것이 필요하다.

(4) 자성재료 μ_r 만의 측정

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

그림 3.7(a)에서 식(3.42)과 식(3.44)의 정규화임피던스와 전파정수를 적용하면

$$z_s = z_c \tanh \gamma \cdot l = \sqrt{\frac{\mu_r}{\varepsilon_r}} \tanh\left(j \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\varepsilon_r \mu_r} \cdot l\right) \quad (3.85)$$

로 된다. 여기서 $|\gamma \cdot l| \ll 1$ 을 만족시키는 l 을 정하면 이 조건에서는

$$\tanh \gamma \cdot l \cong \gamma \cdot l \quad (3.86)$$

이 되어 식(3.85)에 대입하면

$$z_s \cong \sqrt{\frac{\mu_r}{\varepsilon_r}} j \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\varepsilon_r \mu_r} \cdot l = j \frac{2\pi}{\lambda} \mu_r \cdot l \quad (3.87)$$

식(3.81)로부터

$$\mu_r = -j \frac{\lambda}{2\pi l} z_s \quad (3.88)$$

로 μ_r 이 구해진다.

(5) 자성재료에서 ε_r 만의 측정

분포정수회로에서 종단이 개방 된 경우 그림 3.7(b)와 같이 식(3.80)과 식(3.42), 식(3.44)의 정규화임피던스와 전파정수를 적용하여

$$z_o = z_c \coth \gamma l = \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \coth j \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\mu_r \epsilon_r} \cdot l \quad (3.89)$$

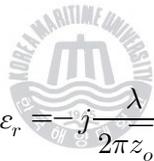
이 된다. 여기서 l 이 매우 얇은 $|\gamma l| \ll 1$ 을 만족시킨다고 한다면

$$\coth \gamma l = \frac{1}{\gamma l} \quad (3.90)$$

이므로 식(3.89)에 대입하여

$$z_o = \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \frac{1}{j \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\mu_r \epsilon_r} l} = \frac{\lambda}{j 2\pi \epsilon_r l} \quad (3.91)$$

이 되어 ϵ_r 은



$$\epsilon_r = -j \frac{\lambda}{2\pi z_o l} \quad (3.92)$$

로 구할 수 있다[18].

3.3.3 전파흡수체의 정합조건

전파흡수체 설계에서 어떠한 전파흡수체의 형태로 설계하는가에 따라 다양한 방법이 있을 수 있다. 본 논문에서 개발하고자 하는 시트형 단층형 전파흡수체에 대하여 일반적인 정합조건에 대하여 살펴보려고 한다.

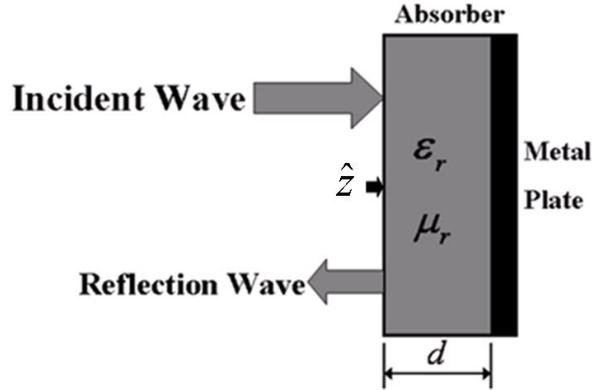


그림 3.8 단층형 전파흡수체

Fig. 3.8 Single layered EM wave absorber.

그림 3.8에서 보는 바와 같이 두께 d 의 전파흡수체를 판상으로 하여 금속판 위에 놓은 경우, 평면파의 수직입사에 대한 파동임피던스 \hat{z} 는 진공중의 평면파 파동임피던스로 정규화 하여 식(3.48)같이 주어진다[5].

$$\hat{z} = \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \tanh\left(j \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\epsilon_r \mu_r} d\right) \quad (3.93)$$

여기서 λ 는 입사한 평면파의 진공중의 파장이며, ϵ_r 은 비유전율(ϵ/ϵ_0), μ_r 은 비투자율(μ/μ_0)이다. 또 반사계수 $S = \frac{\hat{z}-1}{\hat{z}+1}$ 이므로, 완전한 전파흡수체로 되기 위한 조건은 $S=0$ 으로부터 \hat{z} 가 1이 되는 것이다. 즉, 전파흡수체의 완전정합 조건은 식(3.93)이 1이 되는 조건이다.

$$\sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \tanh\left(j \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\epsilon_r \mu_r} d\right) = 1 \quad (3.94)$$

(1) 비자성 재료(유전체재료)의 경우

비자성 재료란 자석에 붙지 않는 것으로서, $\mu = \mu_0$ (진공상태) 즉, $\mu_r = 1$ 인 재료를 말한다. 예를 들면 나무, 종이, 고무, 플라스틱, 탄소, 우레탄 등이 여기에 포함된다. 따라서 식(3.94)의 비투자율 μ_r 을 1로 두면 다음과 같이 된다.

$$1 = \sqrt{\frac{1}{\epsilon_r}} \tanh\left(j \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\epsilon_r} d\right) \quad (3.95)$$

여기서 $\epsilon_r = \epsilon_r' - j\epsilon_r''$ 라 두고, 변수 ϵ_r' , ϵ_r'' , d/λ 로 하여 식의 해를 구한다. 하지만 현재의 재료 과학은 $\epsilon_r = \epsilon_r' - j\epsilon_r''$ 에서 ϵ_r' , ϵ_r'' 을 자유롭게 조절하며 설계하는 데까지 이르지 않고 있다.

(2) 자성 재료의 경우

비자성 재료에서는 $\mu_r = 1$ 로 했지만, 자성 재료의 경우는 μ_r 도 여러 가지 값을 가지므로 변수가 많다. 즉 $\epsilon_r (= \epsilon_r' - j\epsilon_r'')$, $\mu_r (= \mu_r' - j\mu_r'')$ 및 d/λ 의 5개 변수가 있다. 식(3.94)를 고쳐 쓰면 식(3.96)과 같다.

$$-j\omega \cdot \tanh\omega = \epsilon_r \frac{2\pi}{\lambda} d$$

$$\omega = j \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\epsilon_r \mu_r} d \quad (3.96)$$

식(3.96)의 관계를 만족하는 재료(μ_r , ϵ_r , d)가 있으면 전파흡수체는 가능하나 목표는 $d \ll \lambda$ 의 조건하에서 식(3.96)를 만족시켜야 하는 것이다. $d \ll \lambda$ 의 경우 식(3.96)에서 ω 의 절대치 $|\omega|$ 는 $|\epsilon_r \mu_r|$ 로 큰 경우와 작은 경우가 고려된다.

(가) 근사해

$\omega \ll 1$ 인 경우, $\tanh \omega \approx \omega$ 로 놓을 수 있으며, 식(3.95)을 다음과 같이 변형

할 수 있다.

$$1 = \sqrt{\frac{1}{\epsilon_r}} \left(j \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\epsilon_r \mu_r} d \right) = j \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\mu_r} d \quad (3.97)$$

여기서, $\mu_r = \mu_r' - j\mu_r''$ 라 놓으면,

$$1 = \frac{2\pi}{\lambda} \mu_r'' d + j \frac{2\pi}{\lambda} \mu_r' d \quad (3.98)$$

식(3.98)로부터 $\mu_r' = 0$, $\mu_r' \gg 1$ 인 재료에서 파장 λ 의 전파를 흡수하기 위해 필요한 두께 d 는 식(3.99)과 같다.

$$d = \frac{\lambda}{2\pi\mu_r} \quad (3.99)$$

페라이트재의 μ_r 의 주파수 특성은 공명주파수 f_r 보다 높은 주파수대에서는 상기 정합 조건을 근사적으로 만족할 수 있다. 이 경우 두께 d 에 재료의 유전율 ϵ_r 이 관계하지 않는 것은 $d \ll \lambda$ 이며, 재료는 금속판에 부착되어 있으므로 재료의 내부에서 자계는 크지만 전계는 매우 약하기 때문이다. 따라서 전계에 동작하는 ϵ_r 효과는 나타나지 않는 것이다.

(나) 엄밀해

$\omega \ll 1$ 이 만족되지 않는 경우 $d \ll \lambda$ 라도 $\sqrt{\epsilon_r \mu_r}$ 이 큰 경우에는 반드시 $\omega \ll 1$ 이 만족되지 않는다. 자성손실재료, 즉 μ_r'' 의 재료를 사용하는 경우에는 유전율 $\epsilon_r (= \epsilon_r' - j\epsilon_r'')$ 을 $\epsilon_r'' = 0$ 로 해도 좋다. 즉 유전율에는 손실항이 없고 투자율 쪽에만 손실항이 있다. $f\lambda = C$ (C 는 진공중의 광속), $\mu_r = \mu_r' - j\mu_r''$ 이라 하면 식(3.95)는 다음과 같다.

$$1 = \frac{\sqrt{\mu_r'' - j\mu_r''}}{\varepsilon_r} \tanh\left(j \frac{2\pi}{C} \sqrt{\varepsilon_r'(\mu_r' - j\mu_r'')} f d\right) \quad (3.100)$$

이 식은 ε_r'' 및 f_d 를 매개 변수로 하여 주어진 ε_r'' 에 대한 f_d 를 지정하고 그 때에 필요로 하는 μ_r 을 구한다.

이상의 결과로부터 전파흡수체를 설계하는데 있어 전파흡수체의 재료정수인 복소비유전율(ε_r)과 복소비투자율(μ_r), 그리고 주파수와 연관된 파장(λ) 및 전파흡수체의 두께가 중요한 요소임을 알 수 있다. 특히 개발하고자 하는 전파흡수체의 목표치(흡수대역과 두께)가 결정되면 전파흡수체의 설계에서 가장 중요한 요소는 전파흡수체의 재료정수이며, 적절한 재료정수의 제어와 전파흡수체의 두께를 탐색하여 이상적인 전파흡수체를 설계할 수 있다



제 4 장 유비쿼터스 전파환경에서의 전파흡수체 설계 와 제작

4.1 전파흡수체 제작

4.1.1 전파흡수체 개발 방법

유비쿼터스 사회는 상술한바와 같이 다양한 무선통신 디바이스에 의한 전자파환경이 존재하고 그에 따른 전자파 장애대책이 필요하다. 본 연구에서는 실제 시스템에 적용 가능한 sheet형 단층 전파흡수체를 개발하고자 하였다. 개발의 방법은 전파흡수체의 재료 및 형태에 따라서 다양하게 존재하지만 본 연구에서 진행한 전파흡수체의 개발 과정 및 방법은 다음 그림 4.1과 같다. 먼저 전파흡수체 재료를 선정하고 샘플을 제작한다. 다음 단계로 만들어진 전파흡수체 샘플을 샘플홀더를 통하여 전파흡수능을 측정한다. 최적 재료정수를 위하여 재료정수를 계산하고 분석하여 개발목표에 부합하는 전파흡수체의 최적 재료정수 및 두께, 조성비를 산출하고 최종적으로 적용 가능한 전파흡수체를 제작한다.

그림 4.2는 전파흡수체의 샘플 및 실제 전파흡수체의 제작과정을 나타내고 있다. 그림에 나타내는 바와 같이 먼저 손실재료(Sendust or Amorphous)와 지지재인 CPE(Chlorinated polyethylene)를 조성비별로 믹서에서 혼합하고, 오픈 롤러의 표면 온도를 일정하게 유지하면서 롤링작업을 통하여 시트형 전파흡수체 샘플을 두께 1mm, 2 mm로 각각 제작하였다. 그리고 표 4.1에 본 논문에서 최적 조성비 탐색을 위해 사용된 전파흡수체 샘플의 조성비를 나타내었다. 전파흡수체의 샘플 제작을 위하여 여러 가지의 조성비를 시도하였다. 우선 손실재료(Amorphous)의 중량을 10씩 증가시키면서 최적 조성비를 도출하였다. 전체 100g 중 Amorphous의 중량이 50g 이하의 샘플은 초투자율이 작기 때문에 저주파대역에서 특성이 양호하지 못하였고, Amorphous 중량이 80g 이상의 샘플은 CPE 지지재로서 역할을 하지 못해 제작이 불가능하였다.

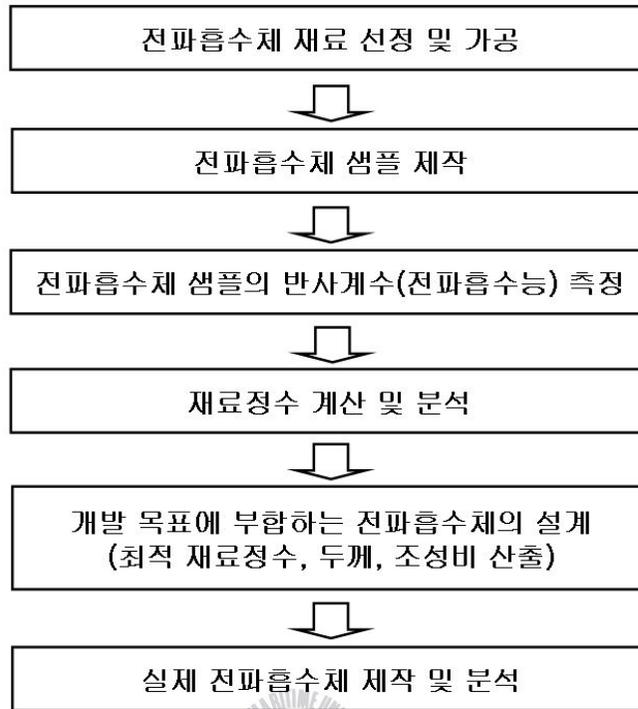


그림 4.1 전파흡수체 개발 과정 및 방법
 Fig. 4.1 Developing process of EM wave absorber and the method.

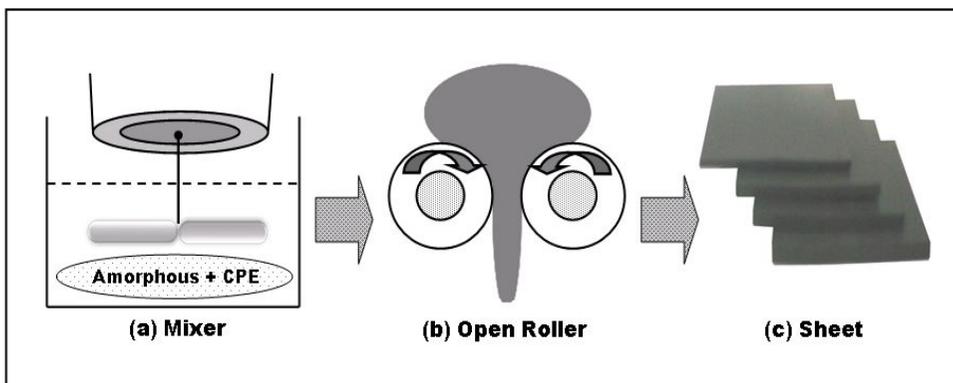


그림 4.2 전파흡수체 제작과정
 Fig. 4.2 Manufacturing process of EM wave absorber sample

표 4.1 전파흡수체 샘플의 조성비

Table 4.1 A composition ratio of EM wave absorber samples

전파흡수체 샘플의 조성비(wt.%)	
손실재료(Sendust or Amorphous)	지지재(CPE)
60	40
70	30
80	20

4.1.2 Sample 및 Sample Holder

그림 4.3은 One-Port Method으로 측정하기 위하여 제작한 4mm, 8mm Sample의 도형을 나타낸 것이다. Sample의 내경은 3.05mm, 외경은 6.95mm이다. 그림 4.4는 One-Port Method를 사용하여 재료정수를 측정할 수 있도록 만들어진 Sample Holder의 단면(a)과 위에서 본 평면(b)의 그림이다. 진하게 칠해져 있는 부분이 Sample이 유입되는 곳이며, 이 Holder는 Network Analyzer Port와의 연결 시 틈이 없는 Flash Holder이다.

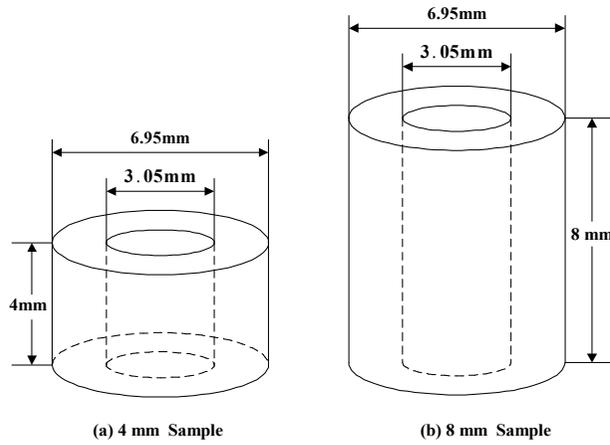


그림 4.3 제작된 복합재 샘플

(a) 4 mm, (b) 8 mm

Fig. 4.3 Manufactured Composite Sample

(a) 4mm (b) 8mm

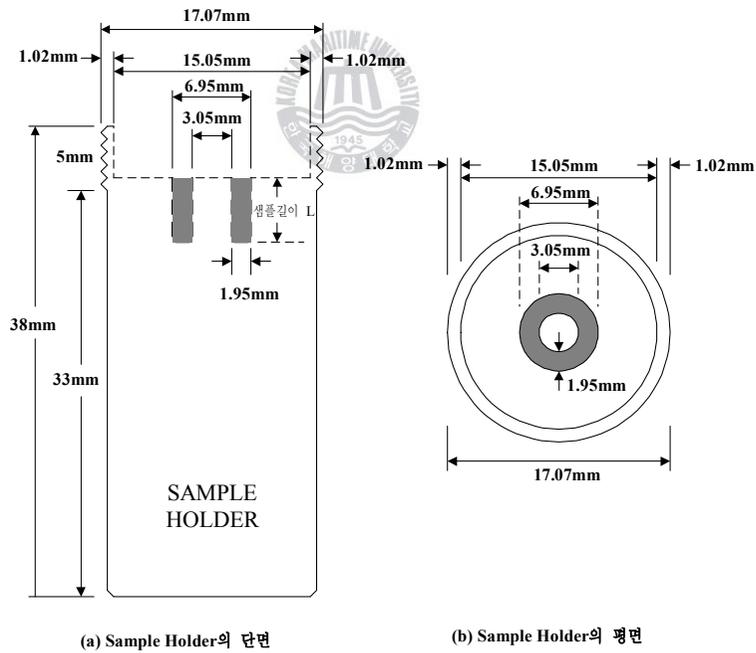
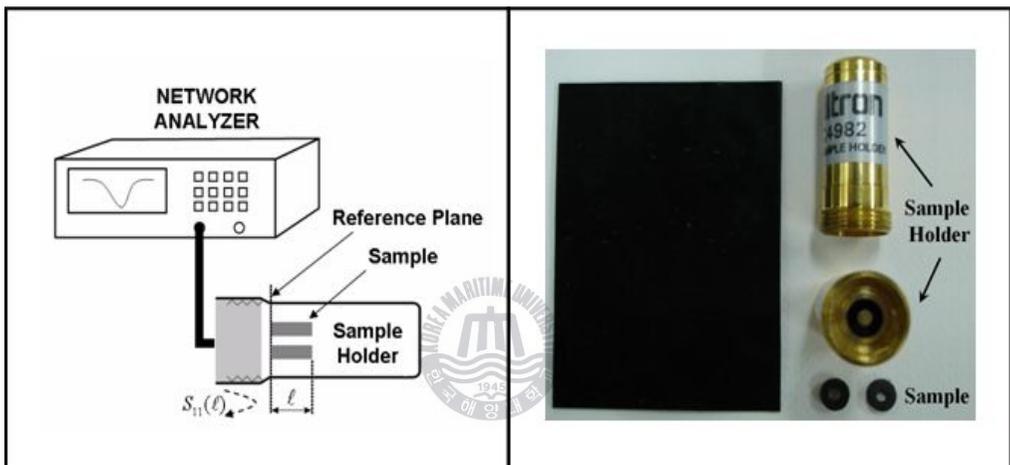


그림 4.4 샘플 홀더 (a) 단면, (b) 평면

Fig. 4.4 Sample Holder (a) Section (b) Plane

측정 과정은 먼저 그림 4.4와 같은 전파흡수체 샘플을 내경이 3.05 mm, 외경이 6.95 mm인 도넛 모양으로 펀칭작업을 통해 제작한 다음, 후면이 도체로 단락되어 있는 동축선로 형태의 샘플홀더에 삽입한다. 그 후, 그림 4.5와 같이 전파흡수체 샘플이 삽입된 샘플홀더를 Network Analyzer에 연결하고 반사계수를 측정한다.



(a) 반사계수 측정 시스템

(b) 샘플 및 샘플홀더

그림 4.5 반사계수 측정 시스템과 전파흡수체 샘플 및 샘플홀더

Fig. 4.5 Measurement system and Sample Holder

4.1.3 전파흡수체의 재료정수 측정

재료정수의 측정법은 크게 측정공간을 기준으로 도파관법, 동축선로법, 공진기법, 자유공간법 등으로 나눌 수 있으나, 본 논문에서 사용한 재료정수 측정법은 동축선로법을 응용한 One-Port Method $\ell-2\ell$ 법을 사용하였다.

본 논문에서의 전파흡수체 샘플의 재료정수는 Network Analyzer(HP 8753D)를 사용하여 측정한 임피던스를 가지고, 다음과 같은 방법으로 계산하였다. 그림 4.5에서 보는 것과 같이 Network Analyzer의 Port와 샘플홀더 사이에 틈이 없이 밀착시키면, Reference Plane에서의 반사계수 $S_{11}(\ell)$ 은 전체의 반사계수와 같게 된다. 그러므로 Short Sample의 측정치로 전체 반사계수를 측정할 필요 없이 Sample 길이가 ℓ 일 때와 2ℓ 일 때의 임피던스만 계산하면 된다.

그림 4.6(a)과 같이 샘플의 길이가 ℓ 일 때의 임피던스는 식(4.1)와

$$z(\ell) = \frac{1 + S_{11}(\ell)}{1 - S_{11}(\ell)} \quad (4.1)$$

같이 구해지고, 그림 4.6(b)과 같이 샘플의 길이가 2ℓ 일 때의 반사계수 $S_{11}(2\ell)$ 은 전체의 반사계수 $S_{11}(\ell)$ 과 같게 된다. 그러므로 2ℓ 일 때의 임피던스는 식(4.2)과 같이 나타낼 수 있다.

$$z(2\ell) = \frac{1 + S_{11}(2\ell)}{1 - S_{11}(2\ell)} \quad (4.2)$$

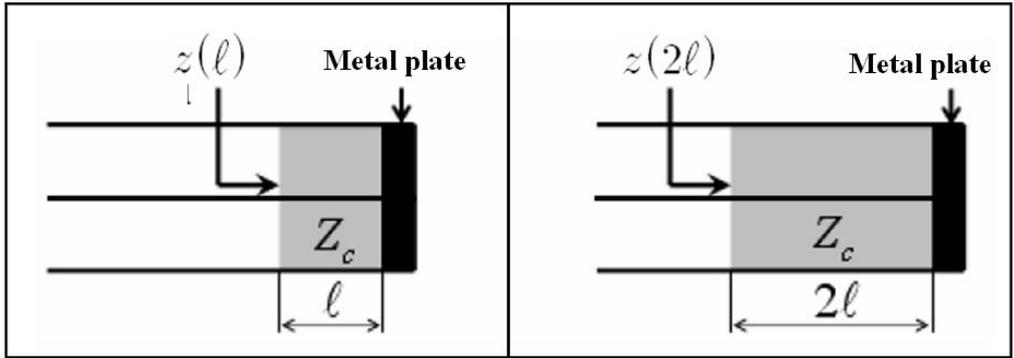
한편 Network Analyzer의 Port와 Sample Holder는 틈이 없이 밀착되므로, 식(4.1)와 식(4.2)은

$$z(\ell) = z_c \tanh \gamma \ell \quad (4.3)$$

$$z(2\ell) = z_c \tanh \gamma 2\ell \quad (4.4)$$

이고, 여기서 $z(\ell)$, $z(2\ell)$ 은 길이가 ℓ , 2ℓ 일 때의 정규화 입력 임피던스이다. 그리고 식(4.3)과 식(4.4)에 Hyperbolic 탄젠트 공식을 적용하면,

$$\tanh(\gamma 2\ell) = \frac{2 \tanh(\gamma \ell)}{1 + \tanh^2(\gamma \ell)} \quad (4.5)$$



(a) 샘플의 길이가 ℓ 인 샘플홀더 (b) 샘플의 길이가 2ℓ 인 샘플홀더

그림 4.6 샘플의 길이가 ℓ 과 2ℓ 인 샘플홀더

Fig. 4.6 Sample Holder of Sample length ℓ and 2ℓ

이 되고, 식(4.5)을 변형하면

$$z(2\ell) = \frac{2 \tanh(\gamma \ell)}{1 + \tanh^2(\gamma \ell)} \quad (4.6)$$

$$\tanh(\gamma \ell) = \sqrt{\frac{2z(\ell) - z(2\ell)}{z(2\ell)}} \quad (4.7)$$

이 된다. 식(4.7)로 부터 γ , Z_c 을 도출하면,

$$\gamma = \frac{1}{\ell} \tanh^{-1} \sqrt{\frac{2z(\ell) - z(2\ell)}{z(2\ell)}} \quad (4.8)$$

$$z_c = z(\ell) \sqrt{\frac{z(2\ell)}{2z(\ell) - z(2\ell)}} \quad (4.9)$$

이 된다.

또한, 일반적인 재료정수를 구하는 식은 식(4.10)과 식(4.11)와 같으며,

$$\varepsilon_r = -j \frac{\lambda}{2\pi} \cdot \frac{\gamma}{z_c} \quad (4.10)$$

$$\mu_r = -j \frac{\lambda}{2\pi} \cdot z_c \cdot \gamma \quad (4.11)$$

식(4.8)와 식(4.9)을 식(4.10)과 식(4.11)에 대입해서 풀면

$$\varepsilon_\gamma = -j \frac{C}{2\pi f} \cdot \frac{\frac{1}{l} \tanh^{-1} \sqrt{\frac{2z(\ell) - z(2\ell)}{z(2\ell)}}}{z(\ell) \sqrt{\frac{2z(\ell)}{2z(\ell) - z(2\ell)}}} \quad (4.12)$$

$$\mu_\gamma = -j \frac{C}{2\pi f} \cdot \frac{1}{l} \tanh^{-1} \sqrt{\frac{2z(\ell) - z(2\ell)}{z(2\ell)}} \cdot z(\ell) \sqrt{\frac{2z(\ell) - z(2\ell)}{z(2\ell)}} \quad (4.13)$$

이 구해진다[5].

4.1.4 전파흡수체의 설계(시뮬레이션)

전파흡수체의 설계는 식(3.95)의 완전정합 조건식을 만족하도록 코딩된 MATLAB 프로그램을 이용하였다. 구체적으로는 다양한 재료의 성분비로 제작된 전파흡수체 샘플로부터 계산된 다양한 재료정수(복소비유전율 및 복소비투자율) 값을 이용하고, 전파흡수체 설계에 있어서 중요한 요소 중에 하나인 두께를 조절하여 목표한 주파수 대역에서 흡수가 가장 많이 일어나는 즉, 반사계수 값이 가장 작은 설계치를 시뮬레이션을 통하여서 결정하였다.

4.2 무선 LAN 시스템의 전자파장해 대책을 위한 전파흡수체 개발

4.2.1 2.4GHz 대역의 무선 LAN용 전파흡수체 개발

Sendust의 분쇄시간을 달리함에 따라 특성의 변화하기 때문에 다음과 같은 제원을 이용하여 조성비 60 : 40 wt.%, 70 : 30 wt.%, 80 : 20 wt.%의 샘플을 제작하여 두께별 반사계수를 측정하였고 그 결과를 그림 4.7 ~ 4.9에 나타내었다.

표 4.2 Sendust의 제원

Table 4.2 Specification of Sendust powders.

FSSS(μm)	Shape	Composition	A/D(g/cc)	A/D(g/cc)
140	Flake	Fe-Si-Al	0.9	1.6

Sendust의 조성비가 증가함에 따라 같은 두께에서 정합 주파수가 낮은 쪽으로 이동하는 것을 확인 할 수 있으며, 같은 조성비에서 두께가 두꺼워질수록 낮은 주파수로 이동하는 것을 알 수 있다. 그 결과 설계 목표에 부합하는 3.5 mm 이하에서 무선LAN 사용주파수인 2.4 GHz 대역에서 가장 좋은 특성을 보이는 최적의 조성비는 80 : 20 wt.%임을 예상할 수 있다.

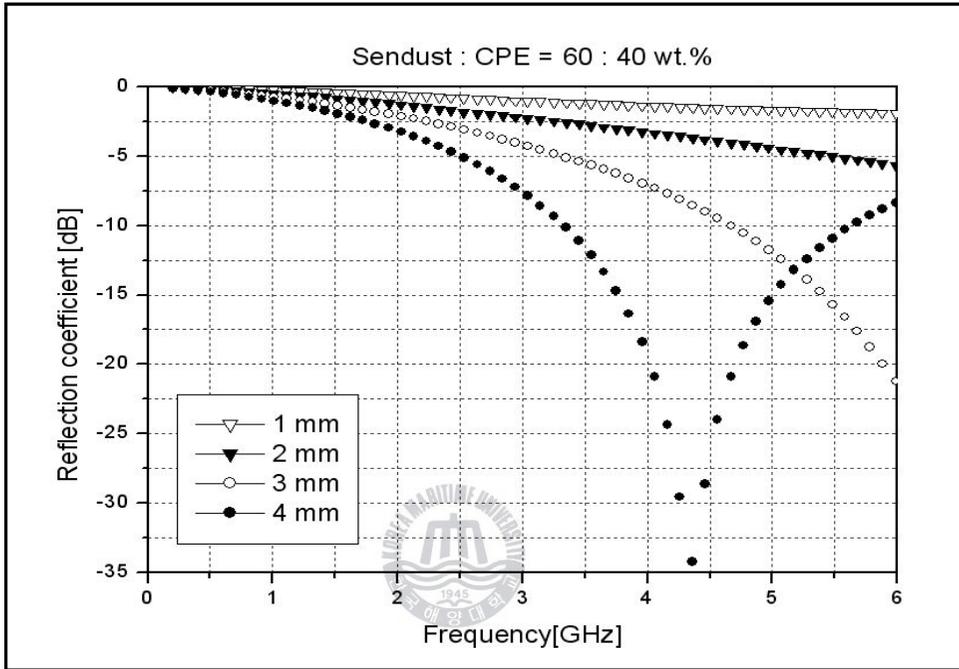


그림 4.7 조성비 Sendust : CPE = 60 : 40 wt.% 일때의 반사계수

Fig. 4.7 Reflection coefficients of samples with different thickness (composition ratio = 60 : 40 wt.%)

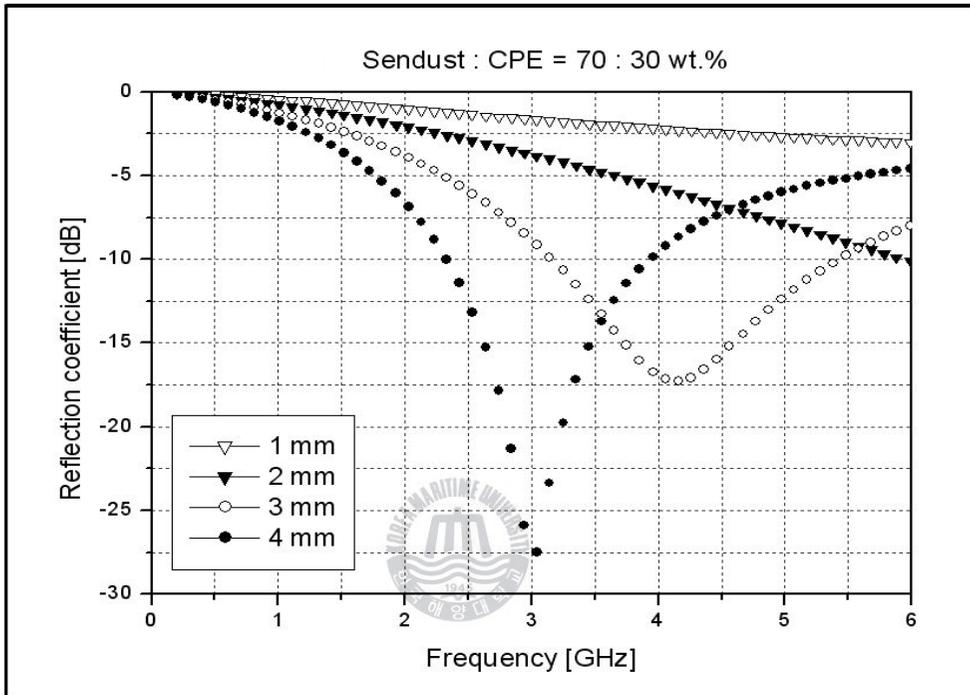


그림 4.8 조성비 Sendust : CPE = 70 : 30 wt.% 일 때의 반사계수

Fig. 4.8 Reflection coefficients of samples with different thickness (composition ratio = 70 : 30 wt.%)

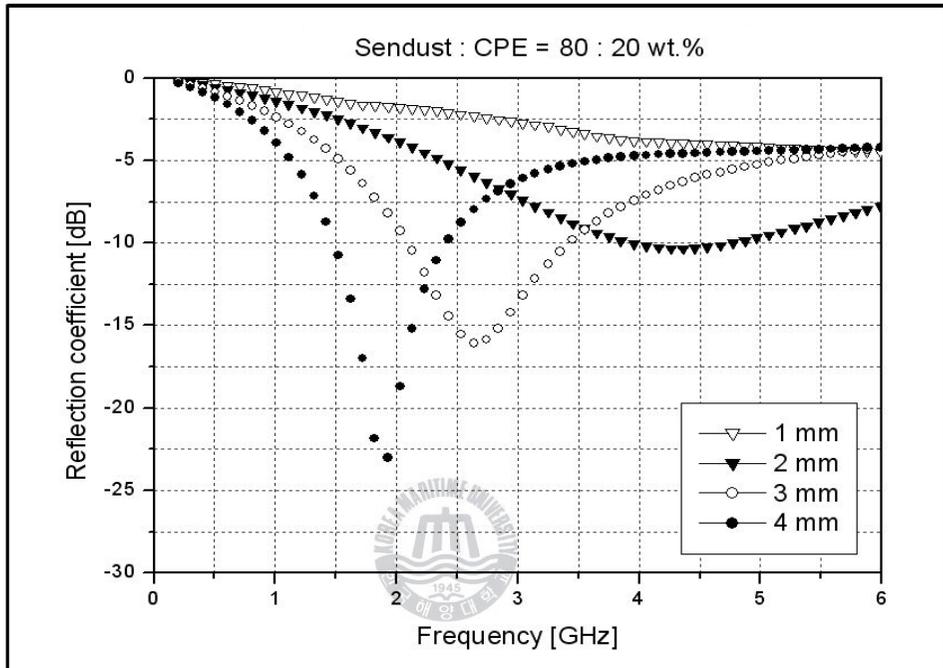


그림 4.9 조성비 Sendust : CPE = 80 : 20 wt.% 일 때의 반사계수
 Fig. 4.9 Reflection coefficients of samples with different thickness
 (composition ratio = 80 : 20 wt.%)

4.2.2 시뮬레이션 및 측정 결과

측정된 복소비유전율과 복소비투자율을 MATLAB 프로그램을 이용하여 중심주파수를 2.4 GHz에 고정하고 시뮬레이션을 통해 각 샘플의 두께를 예상하였다. 시뮬레이션 결과를 그림 4.10에 나타내었으며, 그 결과를 표 4.3에 나타내었다.

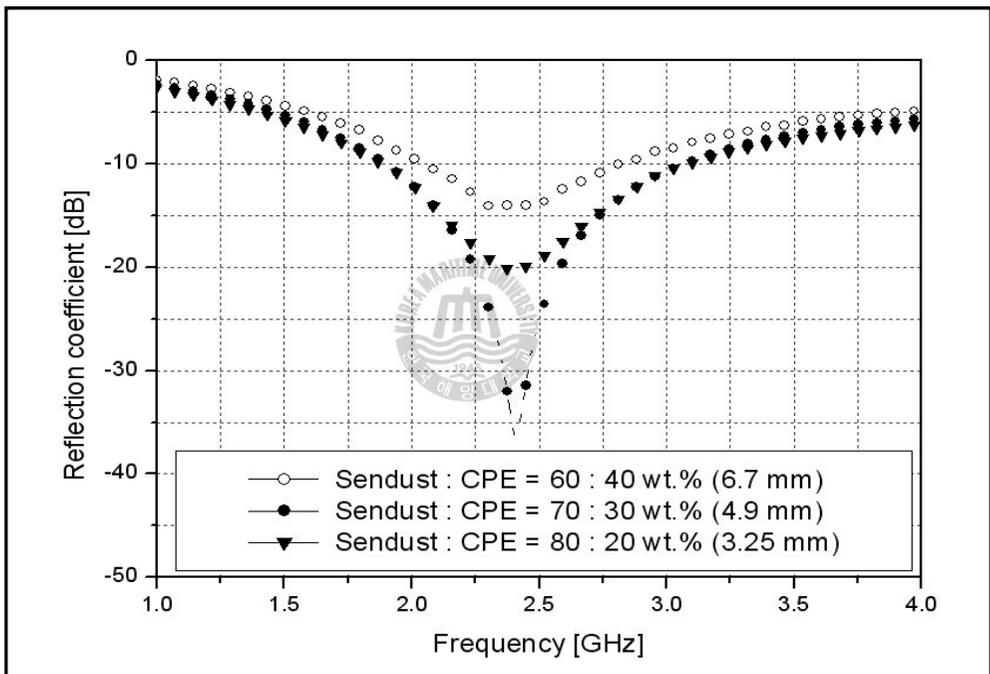


그림 4.10 중심주파수 2.4 GHz일 때의 예측된

조성비에 따른 반사계수

Fig. 4.10 Absorption ability of samples with different composition ratio at center frequency 2.4 GHz (Simulation)

표 4.3 중심주파수 2.4 GHz에서의 예측된 두께 및 전파흡수능

Table 4.3 EM Simulated results of Thickness and absorption ability at center frequency 2.4 GHz

Sendust : CPE [wt.%]	두께 [mm]	흡수능 [dB]
60 : 40	6.7	14.69
70 : 30	4.9	36.84
80 : 20	3.25	20.32

그림 4.10과 표 4.3에서 보는바와 같이 중심주파수를 2.4 GHz에서 Sendust의 함량이 70 wt.%, 80 wt.% 일때 20 dB 이상의 흡수능을 보였으며, 이때 두께는 각각 4.9 mm, 3.25 mm이었다. 전파흡수체의 가격과 설치 무게 등을 고려하였을 때 목표 두께 및 흡수능을 만족하는 전파흡수체의 선택이 필요하다.

따라서 주파수 2.4 GHz에서 전파흡수능 20 dB 이상을 만족하며 설계목표인 두께 3.5 mm를 만족하는 최적의 조성비와 두께는 각각 Sendust : CPE = 80 : 20 wt.%와 3.25 mm였다. 설계된 전파흡수체를 토대로 실제 전파흡수체를 조성비 Sendust : CPE = 80 : 20 wt.%, 두께 3.25 mm로 제작하여 측정시스템을 이용하여 반사계수를 측정한 결과를 그림 4.11에 나타내었다. 무선 LAN 사용주파수인 2.4 GHz에서 19 dB의 흡수능을 보였으며 그림 4.11에서 보는바와 같이 설계치와 거의 일치하는 것을 확인 할 수 있었다. 시뮬레이션 결과와 측정 결과의 차이는 실제 제작시 두께의 오차로 인한 것으로 사료된다.

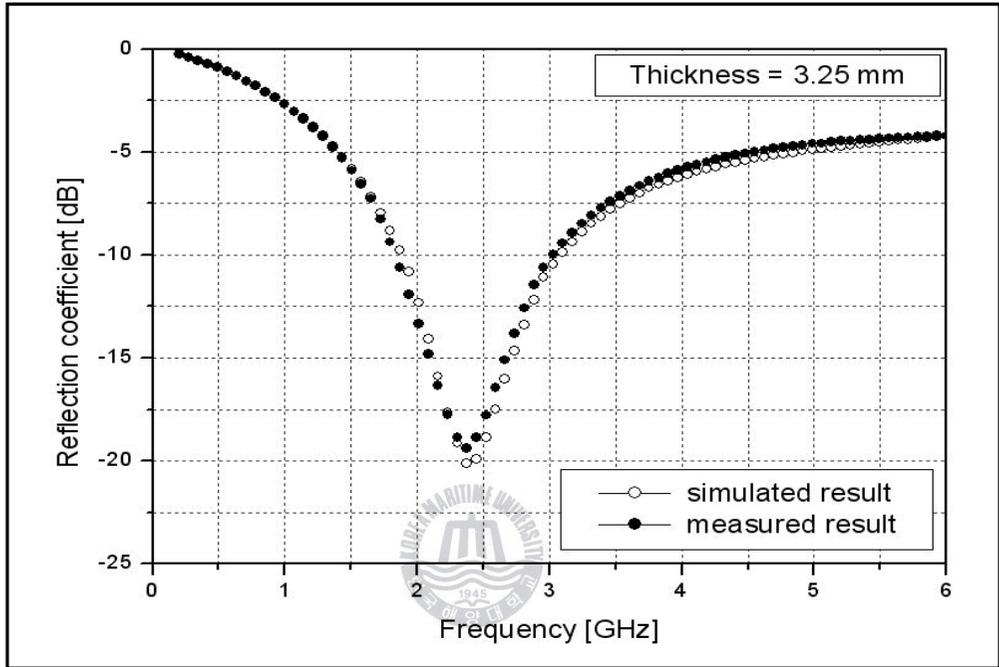


그림 4.11 시뮬레이션 결과 및 측정 결과 비교

Fig. 4.11 Comparisons of simulated and measured results

4.3 ETC 시스템의 전자파 장애 대책을 위한 전파흡수체의 개발

4.3.1 5.8GHz 대역의 ETC 시스템용 전파흡수체 개발

Snoek에 따르면 대표적인 자성 재료인 Ferrite를 전파흡수체의 재료로 사용하는 경우 고주파수 대역에서 높은 전파흡수능을 보이기 어렵기 때문에 자성 손실 재료인 Sendust 금속 분말을 이용하여 ETC 시스템용 전파흡수체를 개발하고자 하였다. 순철, 실리콘, 알루미늄 등 3종류의 금속 분말로 구성된 Sendust 금속 분말은 1936년 일본에서 개발되었으며, 현재 cast와 powder 형태로 널리 사용되고 있다. ETC 시스템의 상용 주파수인 5.8 GHz 대역에서 우수한 전파흡수 특성을 갖기 위해서 Sendust 금속 분말을 attrition miller를 이용하여 평판형태로 가공하였고, 높은 유전율과 투자율을 기대하였다.

이러한 가공을 거친 평판형의 Sendust 금속 분말은 지지재인 CPE와 혼합하여 Sheet형의 전파흡수체 샘플을 본 실험실에서 제작한 open roller를 이용하여 제작하였다. 이때 open roller의 표면 온도는 Sheet 타입 전파흡수체의 성능에 영향을 미치므로 70℃로 일정하게 유지하였다[21].

Flake Sendust powder와 CPE의 조성비를 각각 60 : 40 wt.%, 70 : 30 wt.%, 80 : 20 wt.%의 샘플을 제작하여 두께별 반사계수를 측정하였다.

제작된 전파흡수체 샘플의 두께가 3 mm일 때 전파흡수 특성이 가장 우수하였기에 측정결과를 그림 4.12에 나타내었다. 그림 4.12에 보듯이 Flake Sendust powders : CPE = 60 : 40wt.% 성분비로 제작된 전파흡수체 샘플이 6.7 GHz에서 가장 우수한 전파흡수능을 보였으며, Flake Sendust powders : CPE = 60 : 40 wt.%와 70 : 30 wt.% 사이의 성분비에서 목표 주파수인 5.8 GHz에서 가장 높은 전파흡수능을 보일 것으로 예상 되었다.

이와 같은 결과를 토대로 ETC 시스템용 전파흡수체를 설계하기 위해서 전파흡수체 샘플 조성비에 의해 전파흡수체를 제작하고 각 전파흡수체의 재료정수 (복소비유전율 및 복소비투자율)를 계산하였다. 나아가 MATLAB 프로그램을 이용하여 전파흡수체의 재료정수 및 두께 변화를 이용하여 목표 주파수인 5.8

GHz에서 우수한 특성을 보이는 전파흡수체를 설계하였으며, 그 시뮬레이션 결과를 그림 4.13에 나타내었다. 그림 4.13에 보듯이 Flake Sendust powders : CPE = 62.5 : 37.5 wt.%의 성분비를 갖는 전파흡수체가 가장 우수한 전파흡수능을 보일 뿐만 아니라 가장 박형화 된 것을 확인할 수 있다. 따라서 ETC 시스템용 전파흡수체의 설계치는 성분비가 Flake Sendust powders : CPE = 62.5 : 37.5 wt.%이고, 두께가 2.85 mm로 결정하였다.

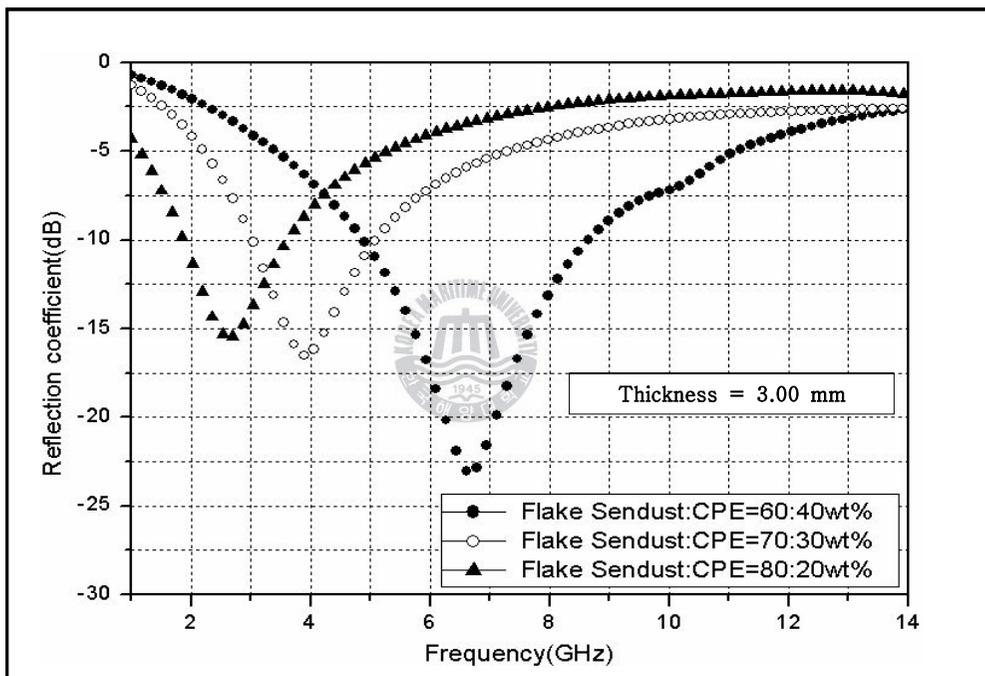


그림 4.12 조성비에 따른 샘플의 반사계수

Fig. 4.12 Reflection coefficients of samples with different composition ratio (Thickness: 3 mm).

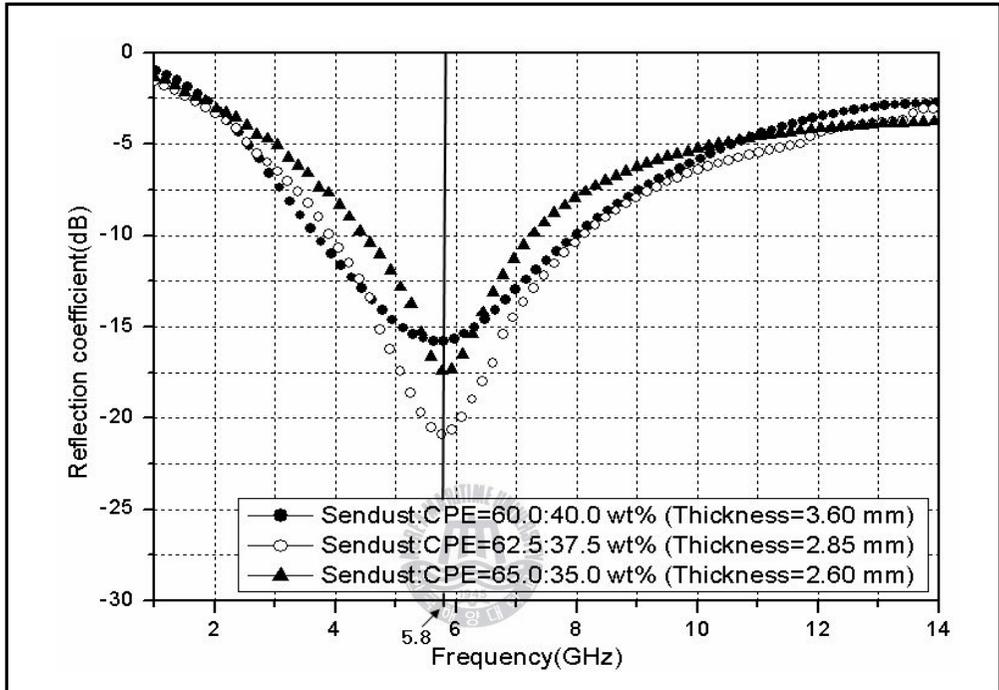


그림 4.13 중심주파수 5.8 GHz일때의 예측된

조성비에 따른 반사계수

Fig. 4.13 Reflection coefficients of samples with different composition ratio at center frequency 5.8 GHz(Simulation).

4.3.2 시뮬레이션 및 측정 결과

시뮬레이션에 의해 설계된 성분비가 Flake Sendust powders : CPE = 62.5 : 37.5 wt.%이고 두께가 2.85 mm인 전파흡수체를 실제 제작하여 전파흡수능을 측정한 결과를 그림 4.14에 나타내었다. 중심 주파수인 5.8 GHz에서 설계치는 전파흡수능이 21 dB이고 실제 측정 결과는 20.5 dB였다. 이는 수작업에 의한 제작상의 오차와 측정상의 오차로 분석되며 거의 시뮬레이션 결과와 실측 결과가 일치하는 것을 볼 수 있다.

이상의 결과에서 볼 수 있듯이 기존 국내의 ETC 시스템용 전파흡수체는 두께가 3 mm 이상이고 전파흡수능 역시 높지 않았다. 하지만 본 연구에서 개발된 ETC 시스템용 전파흡수체는 기존의 원형 Sendust 금속 분말을 편판형 Sendust 금속 분말로 가공하여 보다 높은 복소비유전율과 복소비투자율을 갖게 함으로써 ETC 시스템의 상용 주파수인 5.8 GHz 대역에서 두께 3mm 이하, 전파흡수능 20 dB 이상의 우수한 특성을 보였다. 따라서 본 연구에서 개발한 전파흡수체를 톨게이트의 천정 등에 적용함으로써 ETC 시스템의 불요전자파에 의한 오동작을 효과적으로 방지 할 수 있을 것으로 기대되며, 더욱 기존에 개발된 전파흡수체보다 더욱 박형화 되었기 때문에 전파흡수체 제작 단가를 감소시킬 것으로 기대된다.

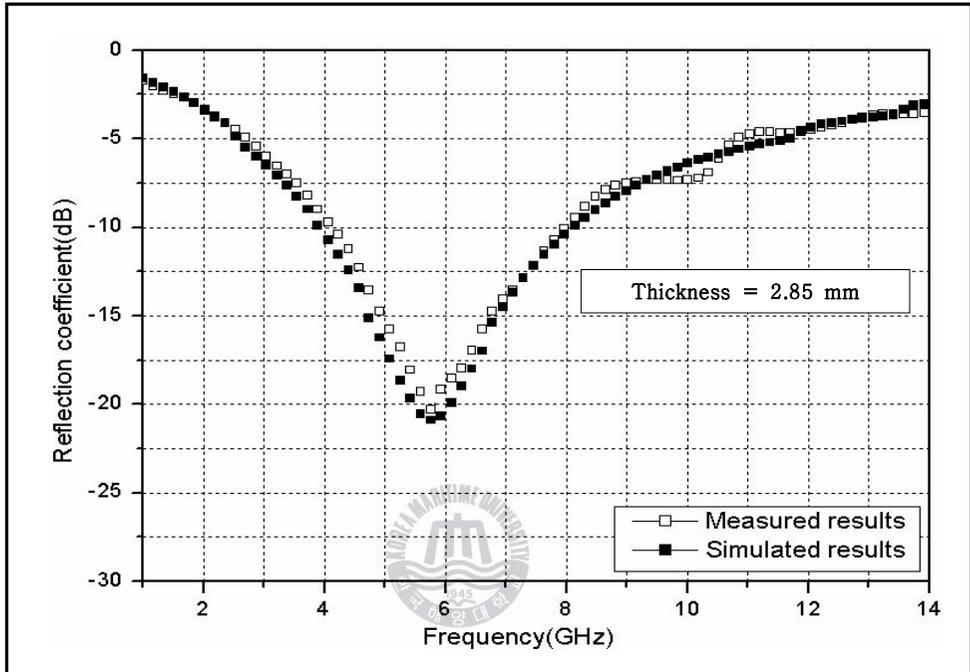


그림 4.14 시뮬레이션 결과 및 측정 결과 비교 (두께 : 2.85 mm)

Fig. 4.14 Comparisons of simulated and measured results
(thickness : 2.85 mm).

4.4 RFID 시스템용 전파흡수체의 개발

4.4.1 RFID 시스템용 전파흡수체 개발

본 연구에서는 금속판에 의해 통신거리가 감소되는 900 MHz 대역 RFID 시스템의 통신거리 증대를 위해 전파흡수체를 개발하기 위해서 자성 손실재료로 아몰퍼스 금속분말(AMP: Amorphous Metal Powder)을, 지지재로 CPE(Chlorinated Polyethylene)를 사용하여 조성비 Amorphous : CPE = 60 : 40 wt.%, 70 : 30 wt.%, 80 : 20 wt.%로 전파흡수체 샘플을 오픈 롤러의 표면 온도를 일정하게 유지하면서 롤링작업을 통하여 시트형 전파흡수체 샘플을 두께 1 mm, 2 mm로 각각 제작하였다. 이때 정확한 조성비별 샘플 제작을 위해서 전자저울을 이용하여 재료의 조성비를 결정하였으며, 재료혼합 단계에서 1차 검정, 시트 형태의 샘플 제작 후 2차 검정을 하였다.

조성비에 따른 전파흡수 특성을 보다 명확하게 분석하기 위해서 손실재료(Amorphous)의 중량을 10g씩 증가시켰다. 전체 100g 중 Amorphous의 중량이 50g 이하의 샘플은 초투자율이 작기 때문에 저주파 대역에서 특성이 양호하지 못했으며, Amorphous의 중량이 85g 이상의 샘플은 CPE가 지지재로서 역할을 하지 못해 샘플 제작이 불가능 하였다.

두께 1 mm, 2 mm로 제작된 sheet형 전파흡수체 샘플의 반사계수를 측정하기 위해서 전파흡수체 샘플을 내경이 3.05 mm, 외경이 6.95 mm인 도넛 모양으로 펀칭작업을 통해 제작한 다음, 후면이 도체로 단락되어 있는 동축선로 형태의 샘플홀더에 삽입하였다. 그 후, 전파흡수체 샘플이 삽입된 샘플홀더를 Network Analyzer에 연결하고 반사계수를 측정하였다.

그림 4.15 ~ 그림 4.17에 각 성분비에 따른 전파흡수체의 전파흡수특성을 나타내었다. 일반적인 전파흡수체의 특성과 같이 전파흡수체의 두께가 두꺼워질수록 전파흡수 주파수 대역은 저주파대역으로 이동하면서 전파흡수능도 증가하였다. 두께가 두꺼워질수록 전파흡수 주파수 대역이 이동하는 이유는 얇은 두께의 전파흡수체는 파장이 긴 저주파 대역 보다는 파장이 짧은 고주파 대역을 흡수하며, 전파흡수체의 두께가 증가 할수록 긴 파장의 주파수 대역 즉, 저

주파 대역을 많이 흡수했기 때문에 사료된다. 그리고 두께 증가에 따른 전파 흡수능의 증가는 비록, 두께가 두꺼워 질수록 중심 주파수에서의 전파흡수능은 증가하고 있으나 비례해서 흡수 대역폭은 감소하고 있다. 이는 에너지 손실 차원에서 그 값을 적분하면 거의 비슷한 값을 가지며, 함량비가 같은 전파흡수체는 두께에 따라 공진 주파수가 달라질 뿐 에너지 손실은 같음을 알 수 있다.

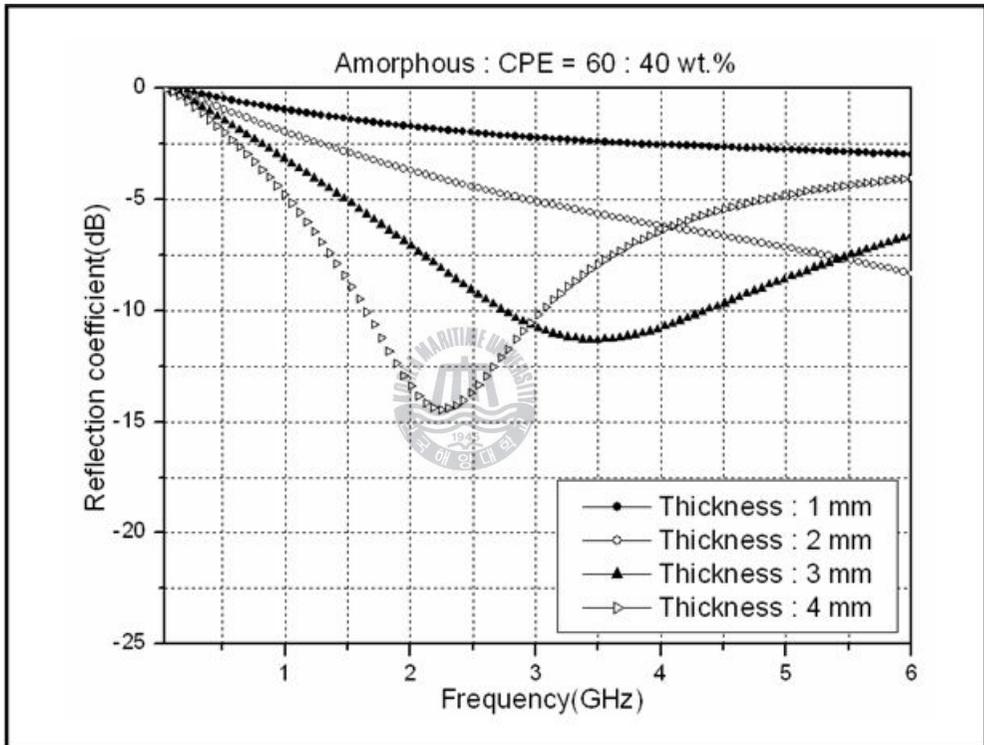


그림 4.15 전파흡수체의 전파흡수능

Fig. 4.15 Absorption ability of EM wave absorber
(Amorphous : CPE = 60 : 40 wt.%)

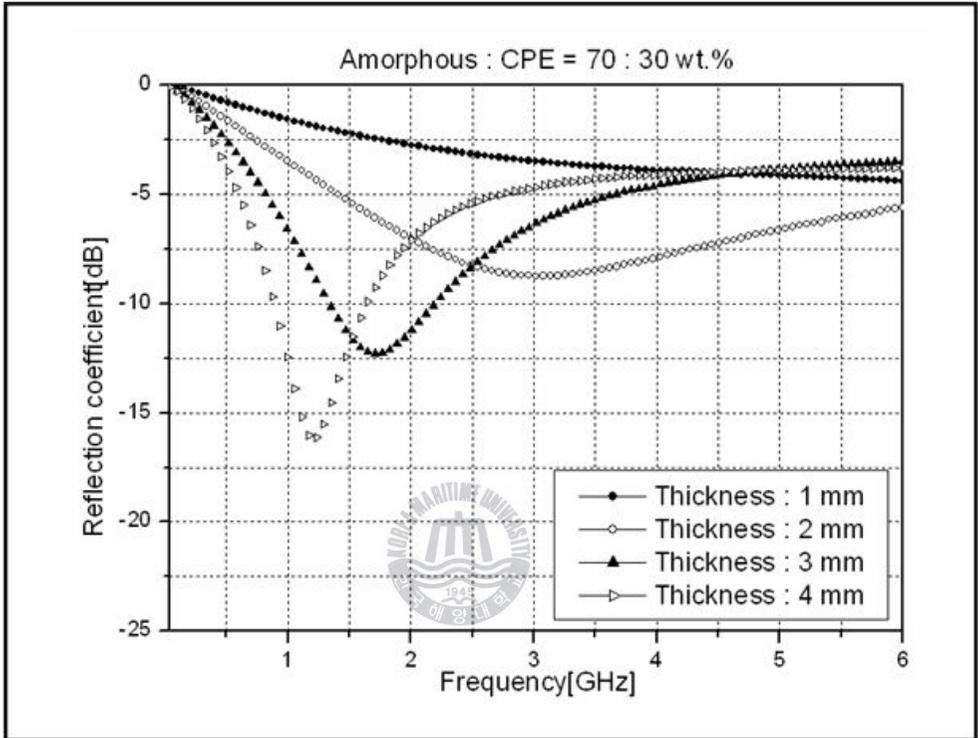


그림 4.16 전파흡수체의 전파흡수능

Fig. 4.16 Absorption ability of EM wave absorber
(Amorphous : CPE = 70 : 30 wt.%)

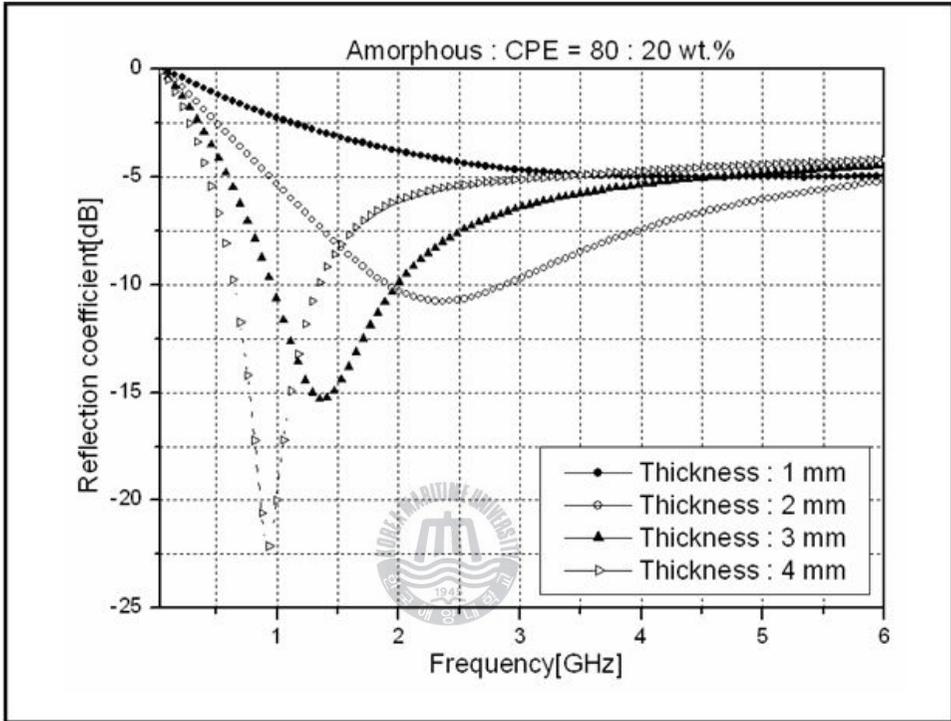


그림 4.17 전파흡수체의 전파흡수능

Fig. 4.17 Absorption ability of EM wave absorber
(Amorphous : CPE = 80 : 20 wt.%)

재료정수의 측정법은 크게 측정공간을 기준으로 도파관법, 동축선로법, 공진기법, 자유공간법 등으로 나눌 수 있으나, 본 논문에서 사용한 재료정수 측정법은 동축선로법을 응용한 One-Port Method $l-2l$ 법을 사용하였다 [22],[23].

그림 4.18 ~ 그림 4.23에 전파흡수체 샘플 조성비로 제작된 전파흡수체 샘플의 재료정수 즉, 복소비유전율과 복소비투자율을 나타내었다. 전파흡수체 샘플의 함량비 중 Amorphous의 함량이 60%, 70%, 80%로 증가 할수록 복소비유전율 값은 점점 증가하면서 큰 값이 저주파대역까지 유지됨을 볼 수 있다. 이는 Amorphous가 원형 분말에서 Flake화되어 입자면적이 증가하는 동시에 Amorphous의 함량이 증가 할수록 동일 면적에 더욱 많은 분말이 쌓여서 입자간의 정전용량이 증가했기 때문으로 사료된다.

또한, 복소비투자율도 실수부 초기값이 점점 증가하는 동시에 자성재료에서 손실에 가장 크게 기여하는 허수부 값도 증가하였으며, 완화주파수(허수부의 피크 주파수)가 점점 저주파 대역으로 이동하면서 그 값도 증가함을 확인할 수 있었다. 샘플의 함량비 중 Amorphous의 함량비가 높아질수록 소결체에 더욱 가까워져 초투자율 값이 증가하는 동시에 Amorphous 분말이 Flake 형태로 입자의 크기가 증가함에 따라 표피 깊이 정도로 얇게 만드는 편상화 즉, 아스펙트비(aspect ratio)가 큰 분말로 가공되었으며 따라서 이방성 자장이 증대되면서 공명주파수가 높아지고 와전류 손실이 저감되어 높은 투자율 값을 가지게 된 것으로 사료된다.

결론적으로 각 샘플의 재료정수를 분석한 결과, 흡수에 기인하는 복소비유전율과 복소비투자율(완화주파수) 및 초투자율이 가장 높은 Amorphous : CPE = 80 : 20 wt.%의 조성비를 가지는 전파흡수체 샘플이 목표한 1 GHz 이하의 주파수 대역에서 보다 높은 흡수능을 보일 것으로 예상 할 수 있다 [5].

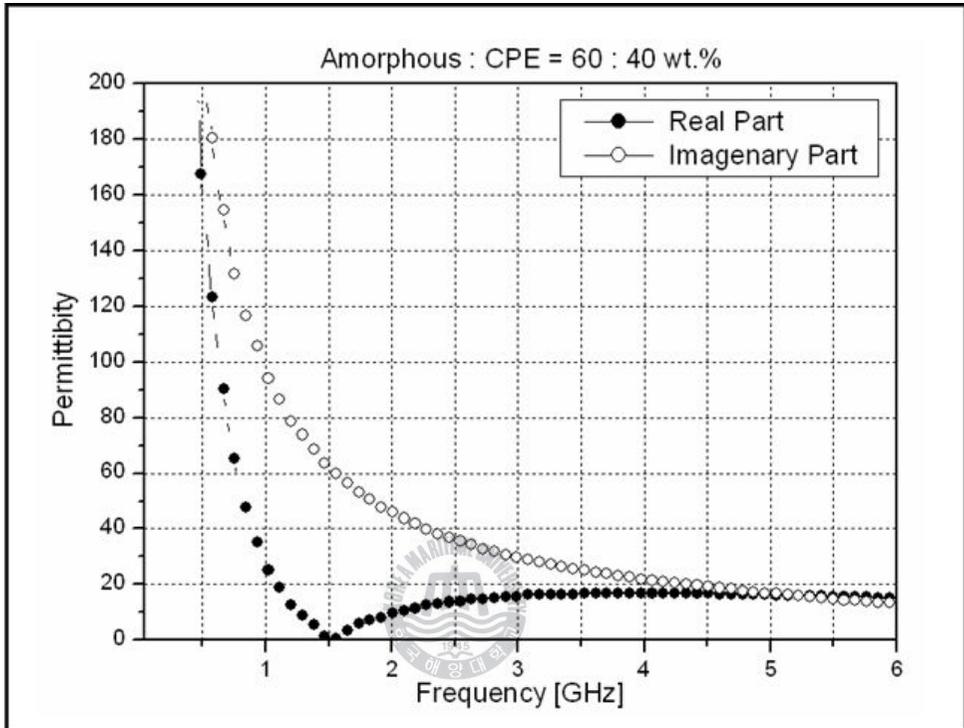


그림 4.18 복소비유전율 (Amorphous : CPE = 60 : 40 wt.%)

Fig. 4.18 Complex permittivity
(Amorphous : CPE = 60 : 40 wt.%).

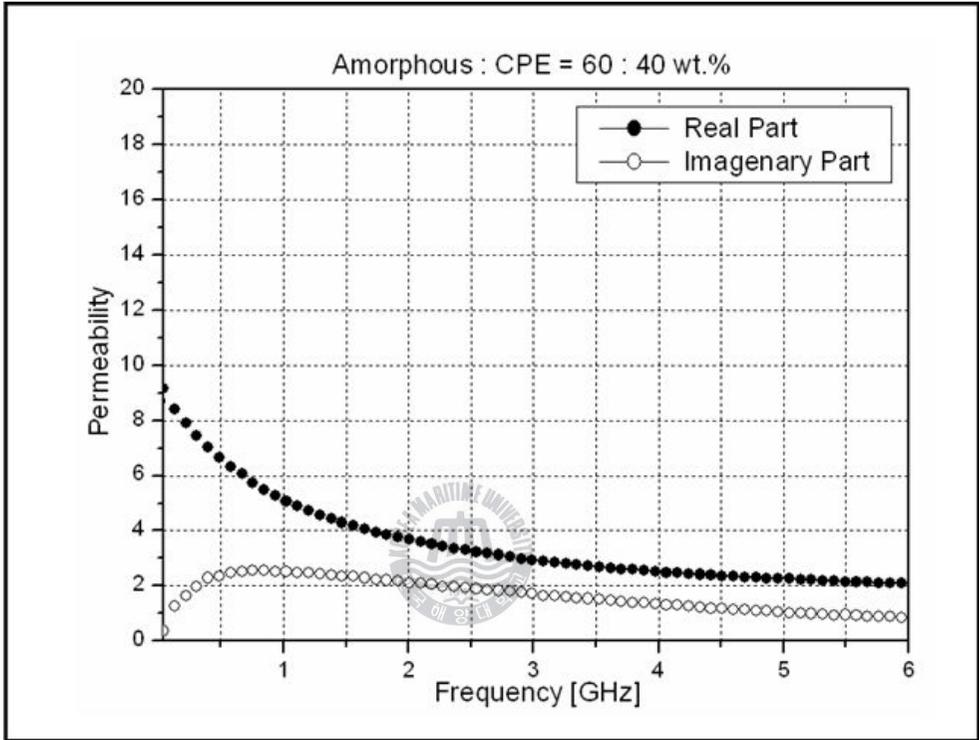


그림 4.19 복소비투자율 (Amorphous : CPE = 60 : 40 wt.%)

Fig. 4.19 Complex permittivity and complex permeability
(Amorphous : CPE = 60 : 40 wt.%).

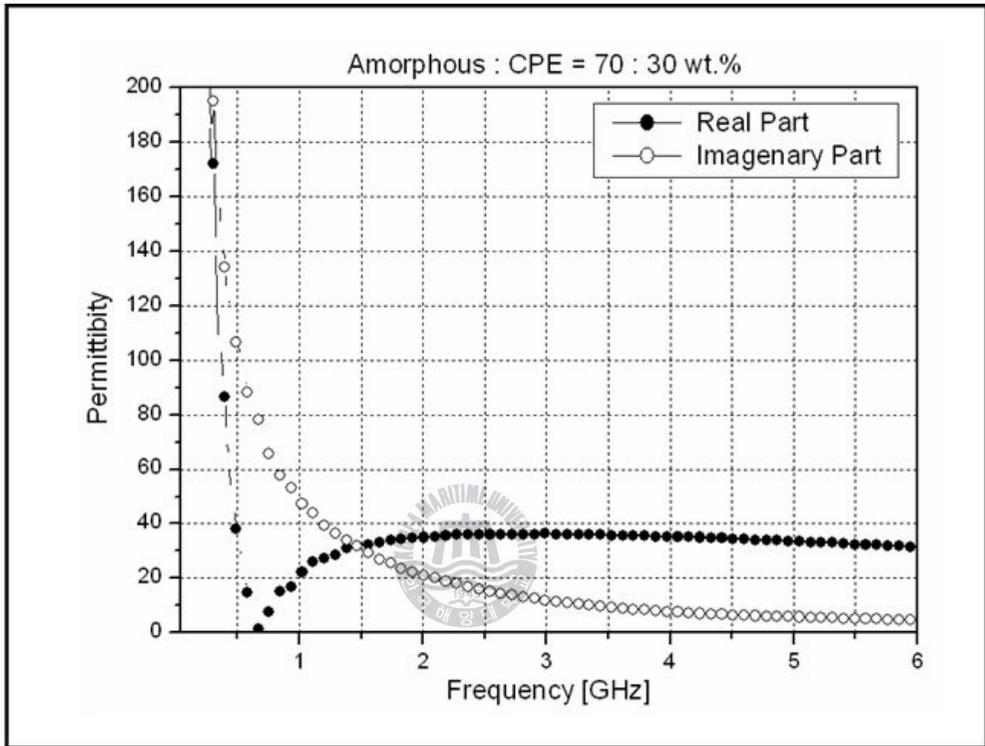


그림 4.20 복소비유전율(Amorphous : CPE = 70 : 30 wt.%)

Fig. 4.20 Complex permittivity
(Amorphous : CPE = 70 : 30 wt.%).

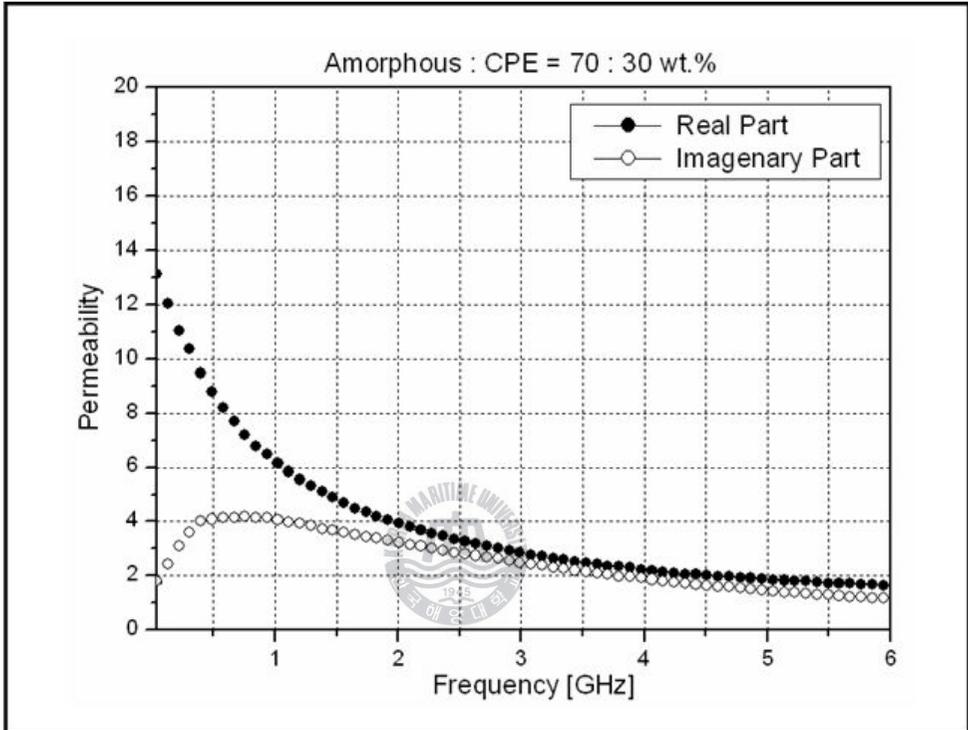


그림 4.21 복소비투자율(Amorphous : CPE = 70 : 30 wt.%)

Fig. 4.21 Complex permeability
(Amorphous : CPE = 70 : 30 wt.%).

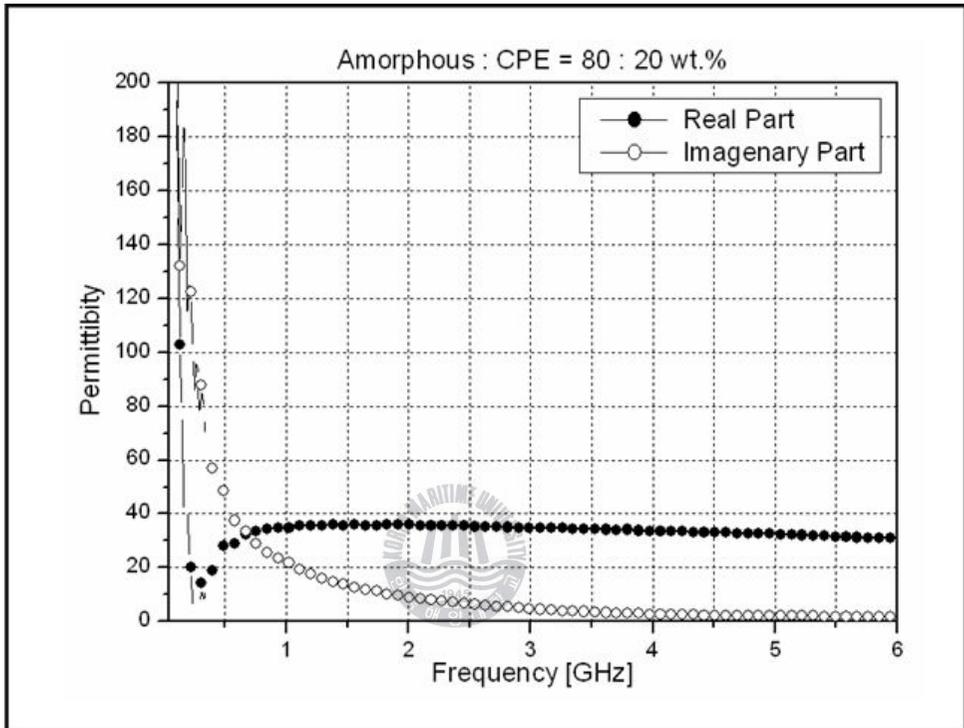


그림 4.22 복소비유전율(Amorphous : CPE = 80 : 20 wt.%)

Fig. 4.22 Complex permittivity
(Amorphous : CPE = 80 : 20 wt.%).

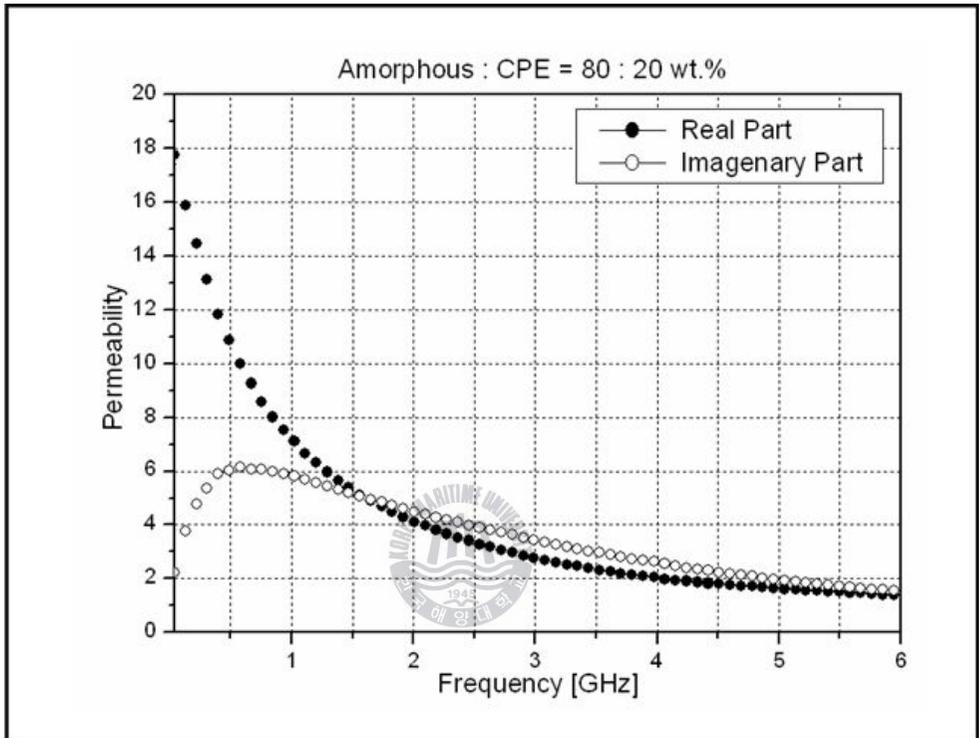


그림 4.23 복소비투자율(Amorphous : CPE = 80 : 20 wt.%)

Fig. 4.23 complex permeability
(Amorphous : CPE = 80 : 20 wt.%).

4.4.2 시뮬레이션 및 측정결과

전파흡수체의 설계는 식(3.95)의 완전정합 조건식을 만족하도록 코딩된 MATLAB 프로그램을 이용하였다. 각 성분비로 제작된 전파흡수체 샘플로부터 계산된 재료정수(복소비유전율 및 복소비투자율) 값을 이용하고, 전파흡수체 설계에 있어서 중요한 요소 중에 하나인 두께를 조절하여 목표한 주파수 대역에서 흡수가 가장 많이 일어나는 즉, 반사계수 값이 가장 작은 설계치를 시뮬레이션을 통하여서 결정하였다.

측정된 재료정수와 전파흡수능을 중심주파수를 RFID 시스템 사용 주파수인 900 MHz 대역으로 고정시키고 시뮬레이션을 하였으며, 그 결과를 그림 4.24에 나타내었다. 함량비에 따른 전파흡수체의 전파흡수능은 모두 목표 주파수대역인 900 MHz 대역에서 20 dB이상의 전파흡수능을 보이고 있지만, 재료의 가격적 측면이나 실제 통신환경에 적용 시 무게를 고려하여 가장 박형화된 전파흡수체를 선택하였다. 따라서 조성비 Amorphous : CPE = 80 : 20 wt.%, 두께 4 mm를 설계치로 결정하였다.

전파흡수체의 설계치(조성비 Amorphous : CPE = 80 : 20 wt.%, 두께 4 mm)를 바탕으로 실제 전파흡수체를 제작하였으며, 반사계수 측정 시스템을 이용하여서 실제 제작한 전파흡수체의 전파흡수능을 측정하였다. 그림 4.25에 보는 바와 같이 시뮬레이션 값과 실제 값이 아주 잘 일치하였으며, UHF 대역의 상용주파수(860 MHz ~ 960 MHz)에서 두께가 4 mm이고 전파흡수능이 20 dB 이상, 특히 900 MHz에서는 22 dB의 흡수능을 갖는 고성능 전파흡수체를 개발하였다. 결과적으로 실제 리더간의 간섭을 방지하기 위해 리더와 리더 사이에 본 연구에서 개발한 전파흡수체를 삽입함으로써 리더간의 간섭 신호를 99 % 이상 흡수할 것으로 기대된다.

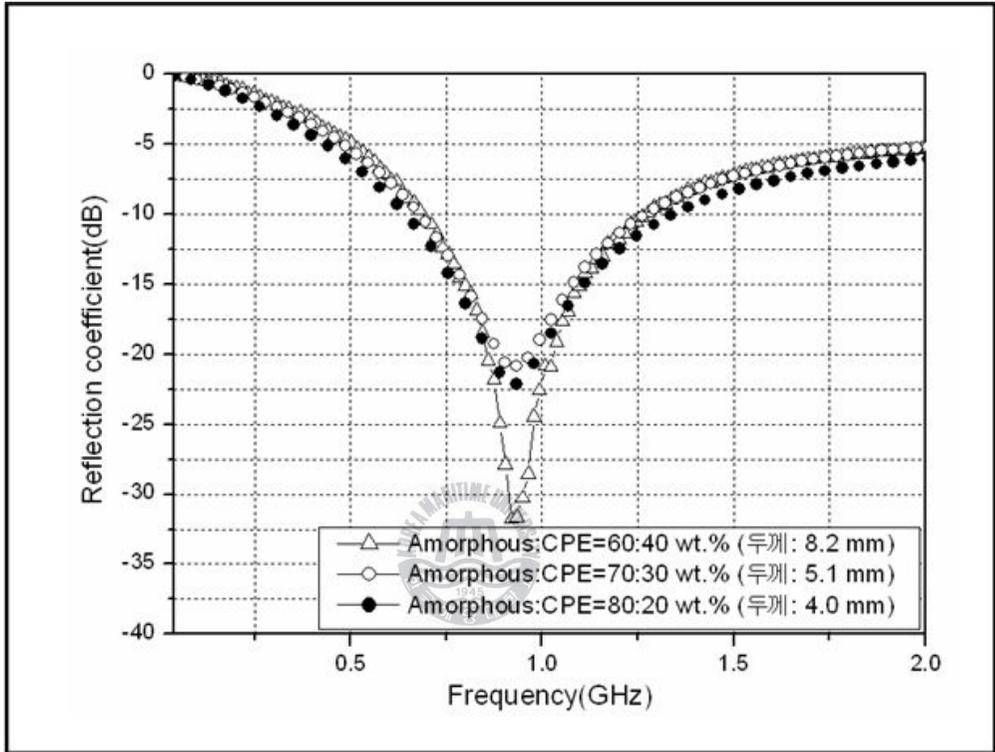


그림 4.24 시뮬레이션 결과

Fig. 4.24 Simulation result.

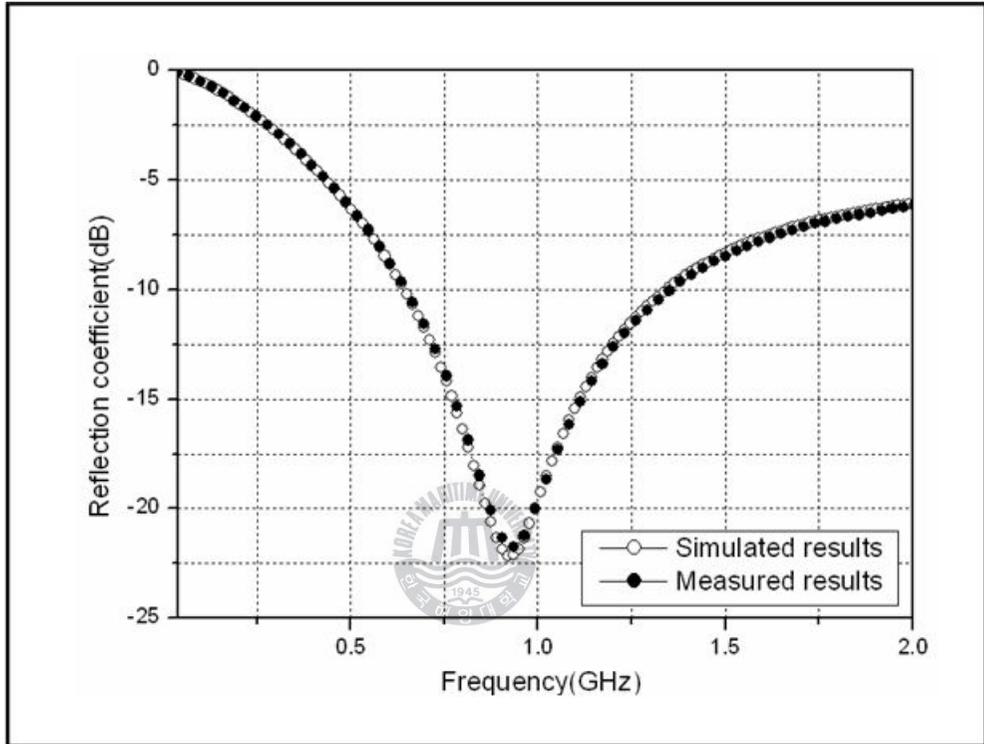


그림 4.25 시뮬레이션과 실제 측정 결과 비교

Fig. 4.25 Comparison of simulated and measured results.

제 5 장 결 론

전자파장해대책은 전자파기술을 이용한 새로운 전송망 구성과 디바이스의 개발에 따라 지속적으로 연구되어 왔다. 초기의 통신방식은 방송과 통신에 의한 무선통신이었으므로 전자파 장해에 대한 고려 역시 불요파에 의한 것이 주된 논점이었다. 신호대 불요신호 또는 교란신호간의 신호대 잡음비를 개선하는 전자환경(EME: Electromagnetic Environment)에 관한 문제이었다고 볼 수 있다.

그러나 통신방식의 다양화와 통신기술의 발달, 디바이스 기술의 증진 등으로 이제는 가정, 사무실과 공장건물 등의 다양한 공간에서 많은 스펙트럼의 전자파가 존재하는 환경이 되었으며, 이로 인해 디바이스간, 통신망간, 여러 가지 장해를 야기시키고 있다.

또한 유비쿼터스 사회 진입을 위한 인간의 노력은 이제 보다 더 많은 전자파의 환경에 대한 연구를 요구하고 있다. 다양한 망의 연결로 이어지는 U-사회는 청정전자환경(Clean EM environment)의 조성이 필요하며 EMC 대책을 통하여 보다 나은 전자파환경을 기대하게 한다.

통신망의 활용이 늘어나면서 네트워크의 사용자들은 시간과 장소에 구애받지 않고 언제 어디서나 필요한 정보통신망에 접속하여 다양한 서비스를 활용하고자 한다.

이러한 U-환경에서 무선통신 기반인 무선 LAN, ETC, RFID 등은 물리공간의 네트워크와 전자공간의 관련 시스템 간에 고차원의 통합인식이 작용되는 핵심기술로 대표된다.

본 연구에서는 U-사회의 전파환경으로 대표되는 이러한 통신방식의 전자파장해대책을 위한

- 1) 무선 LAN용 전파흡수체,
- 2) ETC (Electronic Toll Collection)용 전파흡수체,
- 3) RFID용 전파흡수체를 개발하였다.

전파흡수체를 개발하는데 있어 우수한 전파흡수능과 박형화된 전파흡수체의 개발 가능성이 있는 자성손실 재료인 Sendust와 Amorphous를 사용하였

다. 각각 다른 조성비를 가지는 전파흡수체 샘플을 제작하고 재료정수를 측정하여 시뮬레이션 한 결과를 통해 최적의 전파흡수체를 설계하였다. 최적의 두께를 결정하고 실제 제작한 후 비교분석을 통하여 일치되고 있음을 확인하였다.

- 1) 무선 LAN용 전파흡수체로 조성비 Sendust : CPE = 80 : 20 wt.%, 두께 3.25 mm인 전파흡수체를 제작하여 무선LAN의 주파수인 2.4 GHz에서 19 dB의 흡수능을 확인하였다.
- 2) ETC 용 전파흡수체로 기존의 Sendust 를 Flake 평판화 작업을 통하여 제작된 Flake Sendust를 조성비 Flake Sendust : CPE = 62.5 : 37.5 wt.%, 두께 2.85 mm인 전파흡수체를 제작하여 ETC의 주파수인 5.8 GHz에서 20 dB이상의 흡수능을 확인하였다.
- 3) RFID 용 전파흡수체로 조성비 Amorphous : CPE = 80 : 20 wt.%, 두께 4 mm인 전파흡수체를 제작하여 UHF대역의 상용주파수(860 MHz ~ 960 MHz)에서 전파흡수능이 20 dB이상, 특히 900 MHz에서는 22 dB의 흡수능을 갖는 고성능 전파흡수체를 개발하였다.

이상의 결과는 다중반사파, 상호간섭 등에 의해 발생하는 시스템의 문제점들을 해결하는데 있어 알고리즘이나 통신방식으로 해결하지 못했던 부분을 전파흡수체를 이용함으로써 전자파장해 문제를 적극적으로 대처할 수 있다. 전자파환경 대응 부품으로 본 논문에서 개발한 전파흡수체들은 적용하기가 쉽고 양산이 용이한 Sheet형 타입임에도 불구하고 뛰어난 흡수능과 박형화되어 있는 점을 이용하여 보다 우수한 유비쿼터스 네트워크 환경을 조성할 수 있을 것으로 기대된다.

유비쿼터스 사회의 전자파환경은 기술의 발달과 더불어 더욱더 다양한 매체의 증가와 디바이스의 출현으로 이어질 것이다. 따라서 이와 같은 변화하는 U-사회의 전자파장해대책을 위한 전파흡수체의 연구가 더욱 필요하다고 사료된다.

참 고 문 헌

- [1] 정병주, “유비쿼터스 사회로의 발전과 과제”, 한국지방정부학회, 제15권 제 22호, pp. 355-366.
- [2] 김용균, “무선LAN 기술 및 시장동향”, 정보통신연구진흥원, 주간기술동향 1104호 2003년.
- [3] 정기철, 최기수, 임병선, “ETC 시스템 주파수 대역 호환에 관한 연구”, 한국 전자파학회, 제13권 제2호, pp.115-122.
- [4] 최길영, 성낙선, 모희숙, 박찬원, 권성호, “RFID 기술 및 표준화 동향”, RFID/USN, GIS 융합기술 동향특집, 제22권 제3호, pp. 29-35, 2007.
- [5] 김동일, 전자파 장애대책 및 측정기술, 홍릉과학출판사, 2008.
- [6] Y. Naito, "Ferrite electromagnetic wave absorbers", J. P hys. IV, vol. 7, pp. C1-405, 1997.
- [7] 김동일, 이창우, 전상엽, 정세모, “초광대역특성을 갖는 정방향 페라이트 기 둥구조의 전파흡수체 설계법”, 한국항해학회지, 제19권 제2호, pp. 99-106, 1995.
- [8] 김동일, 박지용, “광대역특성을 갖는 다층구조 페라이트 전파흡수체의 최적 설계”, 한국통신학회, 부산·경남추계합동학술발표회, pp. 58-62, 1996.
- [9] 김동일, 안영섭, 정세모, “레이다용 광대역형 고성능 전파흡수체의 개발에 관한 연구”, 한국항해학회지, 제15권 제1호, pp. 11-9, 1991. 3.

- [10] 김동일, 전상엽, “EMI/EMC 대책용 광대역화 전파흡수체의 개발에 관한 연구”, 한국향해학회지, 제15권 제4호, pp. 13-35, 1991. 12.
- [11] 윤상길, 김동일, 송영만, 박수훈, “Sendust와 Mn-Zn Ferrite를 이용한 PCB로부터의 전자파 방사 억제용 전파흡수체 개발”, 한국전자파학회논문지, 제19권 제2호, pp. 244-249, 2008. 2.
- [12] 송영만, 김동일, 최창묵, 이대희, “퍼멀로이를 이용한 94 GHz 레이더용 전파흡수체 개발에 관한 연구”, 한국마린엔지니어링학회 학술대회 논문집, pp. 215-218, 2006. 11.
- [13] 윤상길, 김동일, 이대희, 최창묵, “실내 무선 LAN 전자파 환경 대책용 전파흡수체에 관한 연구”, 한국전자파학회논문지, 제18권 제11호, pp. 1224-1230, 2007. 11.
- [14] Jae-Man Song, Dong Il Kim, Jeung Hyun Choi, Jae Hyun Jeung, "Electromagnetic wave absorbers papered with alnico magnets", J. Korea Electromagnetic Engineering Soc., vol.5, No.5, pp. 117-121, Sep. 2005.
- [15] Y. Naito et al., "Anechoic chamber fitted with ferrite grid or ferrite multilayer electromagnetic wave absorbers," EMC'94 ROMA, pp.229-234, Sep. 1994.
- [16] 김동일, 정세모, 안영섭, “전파흡수체의 전자파적 특성측정기법 연구” 한국향해학회지, 제 16 권 제 4 호 pp.25-34, 1992, 12.
- [17] 위탁기술개발과제 최종결과보고서, “초광대역 페라이트 전파흡수체의 설계기술 개발,” 동국산업주식회사, pp.14-17, 2001. 4.

- [18] 内藤喜之, "電波吸收体", OHM社, 1987.
- [19] 김동일, 나정웅, 박동철, 전파공학, 청문각, 2002.
- [20] "電磁波の吸収と遮蔽", 日經技術圖書(株), pp.129-142, 1989.1.10.
- [21] Sang Hyun Moon, Seung Jae Shin, Jae Man Song, Dong Il Kim, Ki Man Kim, "Development of composite Ba ferrite EM wave absorbers for GHz frequency," J. Korea Electromagnetic Engineering Soc., vol. 14, No. 12, pp.1329-1334, Dec. 2003.
- [22] C. M. Choi, D. I. Kim, D. H. Choi, Li, Rui, "Development of Broad-Band Electromagnetic Wave Absorber for X-band Sensors in Double-layered Type Using Carbon", 12th IAIN World Congress, vol. 1, pp. 297-300, 2006.
- [23] Y. Naito, Electromagnetic Wave Absorbers, New Ohm :Tokyo, pp. 69-76, 1987.
- [24] 윤현보, 한국전자파학회지, 전자파기술, "淸淨電磁환경이 U-社會실현의 첫걸음이다", Vol. 19, No. 3, pp. 84-85, 2008. 05
- [25] 표철식, 채종석, 한국전자파학회지, 전자파기술, "RFID/USN 기술 동향", Vol. 19, No. 3, pp. 27-34, 2008. 05
- [26] 오경근, 한국전자파학회지, "전자파 저감 소재 및 부품에서의 복합 기능화 동향", Vol. 20, No. 1, pp. 103-110, 2009. 01

감사의 글

직장생활, 논문 두 가지의 병행은 부족한 저로서는 쉬운 길이 아니었습니다. 그러나 끝까지 제자의 손을 놓지 않고 연구 계획부터 최종 완성까지 학문적 기틀을 잡아 주시고, 사랑과 열정적인 가르침으로 저의 부족을 진정한 학문의 길로 이끌어 주신 김동일 지도교수님께 존경과 감사를 드립니다. 지도해 주신 많은 조언들은 전문공학도로서 삶의 지침이 될 것입니다.

또한 충고와 조언으로 논문의 완성을 위해 세심한 배려와 정성어린 지도를 해주신 원영수 박사님, 윤 영 교수님, 정지원 교수님, 조형래 교수님께도 깊은 감사를 드립니다. 덕분에 논문이 잘 마무리 될 수 있었습니다.

오랜 기간 함께 하였던 마이크로파 연구실의 대학원 선후배님들, 특히 여러 날 함께 밤을 새우며 도움을 주었던 유건석, 김은미 후배님, 청구논문발표 및 완성본 준비에 세심한 도움을 준 최동한 박사께도 감사합니다.

보기만 해도 든든한 나의 아들들, 주영, 준영, 재영, 그리고 항상 남편이 최고라고 착각하는 아내 영희, 이러한 가족이 있어서 행복하고 이 결실의 기쁨을 함께 할 수 있어서 참으로 하나님께 감사드립니다.

끝으로 박사모 쓴 아들의 모습을 수년간 너무나 그리워 하셨던 아버님, 어머니님의 헌신적인 사랑에 감사드리면서, 조그마한 선물로 이 책을 드립니다.