

전자파에 의한 기기설비의 오동작 방지대책 연구

A Study for the Prevention of Machine/Equipment
Malfunction Caused by Electromagnetic Interference



한국산업안전공단
산업안전보건연구원



제 출 문

한국산업안전공단 이사장 귀하

본 보고서를 산업재해 예방기술의 연구개발 및 보급사업의 일환으로 수행한 “전자파에 의한 기기설비 오동작 방지대책 연구” 최종보고서로 제출합니다.

1999. 12. 31

주관연구부서 : 산업안전보건연구원 안전공학연구실

연구책임자 : 책임 연구원 이 형수

공동연구자 : 홍익대학교 교수 오 이석

요 약 문

1. 과제명: 전자파에 의한 기기 설비의 오동작 방지대책 연구

2. 연구기간: 1999. 1. 1. ~ 1999. 12. 31

3. 연구자: 안전공학연구실 책임연구원 이 형수

공동연구자: 홍익대학교 교수 오 이석

4. 연구목적

전자파 장애로 인한 기기의 오동작은 제품의 품질을 떨어뜨려 재산상의 피해를 줄 수 있고 심지어는 사람에게도 치명적 손상을 줄 수도 있으므로, 전자파 장애에 대한 연구를 통해 기기 오동작 방지 대책을 수립해야 한다. 본 연구의 목표는 산업안전보건법 27조 1항에 관련된 유해·위험 방지를 위하여 방호조치가 필요한 기계 기구들이 전자파를 얼마나 방출(emission)하는지 측정하여 전자파 방출(electromagnetic emission)을 줄이는 방안을 연구하고, 이 기구나 제어기 등이 전자파에 노출되었을 때 오동작을 일으킬 수 있는지 조사하여 전자파 내성(electromagnetic immunity)을 키우는 방안을 연구하는 것이다.

5. 연구내용

전기 기기와 방호장치의 전자파 장애 및 내성 규격과 측정에 관련된 자료를 수집하고, 전도성 잡음과 방사성 잡음을 측정할 수 있는 장비를 구성하고, 전자파 장애와 내성 정도를 측정한 후, 오동작 발생 가능성을 검토하고, 그 기기나 설비의 오동작을 최대한으로 줄일 수 있는 방안을 제시하고자 한다. 이러한 연구내용을 효과적으로 수행하기 위해 우선, EMI와 EMS 관련 문헌조사 및 자료수집을 수행하고, 연구 대상 기기의 전자파 잡음관련 특성 해석하며, 전도성 잡음 측정기를 구성하여 전도성 잡음을 측정하고, 방사성 잡음 측정기를 구성하고 방사성 잡음을 측정하며, 전자회로의 전자파 잡음 수신을 추적하고, 전자파 내성 향상 기술 및 오동작 방지대책을 수립하는 것이다. 또한 산업 안전을 해칠 수 있는 대형 크레인의 유기 전류를 계산하고 측정한다.

6. 활용계획

본 연구에서 사용된 방사성 잡음 측정 시스템과 전도성 잡음 측정 시스템은 유사한 연구의 전자파 장애 측정에 이용될 수 있고, 전자파 결합 계산용 FDTD 알고리즘은 더욱 복잡한 회로에서의 전자파 장애를 계산하도록 쉽게 확장될 수 있다. 아크용접기와 전격방지기에서의 방사성 잡음과 전도성 잡음의 측정 결과는 유사한 용접기/ 전격방지기에도 적용될 수 있을 것이며, 이 자료는 전격방지기 설계에 활용될 수 있을 것이다. 일반적인 전자파 장애 내성 향상 방안과 오동작 방지 대책은 비록 교과서적이기는 하지만, 일목요연하게 정리되어 있기 때문에 참고자료로 활용할 수 있으리라 사료된다.

목 차

제1장 서 론	
1. 연구목적	1
2. 연구내용 및 범위	2
3. 기대효과 및 활용방안	4
제2장 전자파 관련주제기준과 규격동향	
1. 전자파 규격의 국제적 동향	5
2. EMC관련 외국의 규격	17
3. EMC시험 방법 및 국내규격	38
4. 기계/정보기기류의 잡음 규제와 내성규제	46
제3장 방사성 잡음 측정방법과 측정 결과	
1. 방사성 잡음의 측정방법	46
2. 방사성 잡음 측정 시스템	50
3. 안테나 교정방법	63
4. 방사성 잡음 측정결과	73
5. 측정결과 검토 및 대책	86
제4장 전도성 잡음 측정 시스템과 측정결과	
1. 서 론	87
2. 전도성 잡음 측정 시스템	90
3. 전도성 잡음의 측정	108
4. 결 론	115
제5장 FDTD 방법을 이용한 PCD에서의 잡음 전달 계산	
1. 서 론	116
2. FDTD 방법	119
3. 평면형 회로 구조에 FDTD법 사용	134
4. FDTD 계산결과와 측정결과	142
5. 결 론	150

제6장 용접기와 전격방지기에서의 전자파 장애측정	
1. 서 론	151
2. 방사성 잡음 측정	152
3. 전도성 잡음 측정	168
4. 결 론	191
제7장 전자파 내성향상 및 오동작 방지대책	
1. 전자파 잡음 발생원	193
2. 전기전자 회로상의 노이즈 방지대책	204
3. 오동작 방지를 위한 접지기술 및 썬지노이즈 대책	227
제8장 결 론	248
※ 참고문헌	249

제 1 장 서 론

1. 연구목적

최근에 자동차의 급발진으로 인명과 재산 피해를 가져오는 사고가 잇따르고 있고, 가장 가능성 있는 원인으로 전자파 장애 (EMI, electromagnetic interference) 문제가 거론되고 있다. 전자공학의 발전으로 자동차뿐만 아니라 모든 기기 및 설비의 제어 장치가 전자식으로 바뀌면서, 전자회로간에 전자기적 결합이 생겨 기기 및 설비가 오동작을 일으키게 된다. 전자파 장애로 인한 기기의 오동작은 제품의 품질을 떨어뜨려 재산상의 피해를 줄 수 있고 심지어는 사람에게도 치명적 손상을 줄 수도 있으므로, 전자파 장애에 대한 연구를 통해 기기 오동작 방지 대책을 수립해야 한다. 더구나, 국제적으로는 IEC (International Electrotechnical Commission)의 Technical Committee들 중의 하나인 CISPR (Comite International Special des Perturbations Radioelectriques)를 중심으로 80년대부터 전자파 규제관련 제도의 표준화가 진행되어 왔고, 국내에서도 정보통신부 주관의 전자파장애검정규칙과 국립기술품질원 주관의 전기용품안전관리법 등이 제정 및 개정되어 각종 전기 전자제품에 단계적으로 적용시키고 있다. 전자파 장애 연구에 소홀히 한다면 전기 전자제품의 내수 판매 및 수출에 문제가 생겨 더 큰 재정적 손해를 볼 수도 있으므로 전자파장애에 대한 방지대책 및 기술개발에 박차를 가해야 한다.

본 연구에서는 산업안전보건법 27조 1항에 관련된 기계 기구들이 전자파를 얼마나 방출(emission)하는지 측정하여 전자파 방출(electromagnetic emission)을 줄이는 방안을 연구하고, 이 기구들이 전자파에 노출되었을 때 오동작을 일으킬 수 있는지 조사하여 전자파 내성(electromagnetic immunity)을 키우는 방안을 연구하는데 목적이 있다.

2. 연구내용 및 범위

본 과제에서는 전기 기기와 방호장치의 전자파 장해 및 내성 규격과 측정에 관련된 자료를 수집하고, 전도성 잡음과 방사성 잡음을 측정할 수 있는 장비를 구성하고, 전자파 장해와 내성 정도를 측정한 후, 오동작 발생 가능성을 검토하고, 그 기기나 설비의 오동작을 최대한으로 줄일 수 있는 방안을 제시하고자 한다. 이러한 연구내용을 효과적으로 수행하기 위해 우선, EMI와 EMS 관련 문헌조사 및 자료수집을 수행하고, 연구 대상 기기의 전자파 잡음관련 특성 해석하며, 전도성 잡음 측정기를 구성하여 전도성 잡음을 측정하고, 방사성 잡음 측정기를 구성하고 방사성 잡음을 측정하며, 전자회로의 전자파 잡음 수신을 추적하고, 전자파 내성 향상 기술 및 오동작 방지대책을 수립하는 것이다. 또한 산업 안전을 해칠 수 있는 대형 크레인의 유기 전류를 계산하고 측정한다.

본 보고서에서는 과제 수행 과정에서 획득한 기술을 정리하여 기술하였고, 계산 결과와 측정 결과를 제공하고, 그 결과들을 검토하였다. 다음은 본 보고서가 담고 있는 주요 내용들을 요약하였다.

가. 방사성 잡음 측정기 구성 및 측정 결과 (제 2 장)

홍익대학교에서 보유하고 있는 안테나 세트와 스펙트럼 분석기, 회전테이블 등을 이용하여 전자파 장애 정도를 측정하는 방법을 기술하고, 전동드릴, 컴퓨터, 아크용접기 등에서의 측정 결과를 수록하였다. 이 연구의 완성을 위해 안테나 교정 방법을 연구한 후, 홍익대 보유 안테나를 교정하였다.

나. 전도성 잡음 측정기 구성 및 측정 결과 (제 3 장)

LISN (line impedance stabilization network)과 amplifier, spectrum analyzer 등을 이용하여 전도성 잡음 측정 시스템을 구성하였고, 이 측정시스템을 이용하여 아크용접기/ 전격방지기의 전도성 잡음을 측정하였다. 또한, 잡음 데이터를 컴퓨터에 자동으로 저장하고 처리하기 위해 interface card를 제작하는 방법을 수록하였다.

다. 전자회로의 선로간 결합을 FDTD 방법으로 계산 (제 4 장)

전자회로에 사용되는 PCB 상에 위치한 선로들 사이에서 발생하는 전자파 결합의 크기가 선로 사이의 간격, 선로 폭 등에 따라 어떻게 변하는지를 정확히 해석하기 위해 FDTD (finite-difference time-domain) 방법을 이용하여 수치적으로 전자파 장애 전달 특성을 해석하는 알고리즘을 연구하였다.

라. 아크용접기와 전격방지기의 전자파 장애 정도 측정 (제 5 장)

산업안전보건연구원에서 제공한 대형 아크용접기와 전격방지기에서 발산하는 방사성 잡음을 상황별로, 부분별로, 주파수별로 측정하였고, 소형 아크용접기의

전격방지기에 발생하는 전도성 잡음도 마찬가지로 상황별로, 부분별로, 주파수별로 측정하였다.

마. 전자파 장애 내성 향상 및 오동작 방지 대책 (제 6 장)

본 연구에서 수행한 방사성 잡음과 전도성 잡음의 측정 결과들과 참고서적들, 학술 논문들, workshop manuals, 각종 연구보고서들 등을 토대로 전기·전자 기기들의 전자파 내성 향상 방안들과 오동작 방지 대책들을 제안하였다.

3. 기대효과 및 활용방안

본 연구에서 사용된 방사성 잡음 측정 시스템과 전도성 잡음 측정 시스템은 유사한 연구의 전자파 장애 측정에 이용될 수 있고, 전자파 결합 계산용 FDTD 알고리즘은 더욱 복잡한 회로에서의 전자파 장애를 계산하도록 쉽게 확장될 수 있다. 아크용접기와 전격방지기에서의 방사성 잡음과 전도성 잡음의 측정 결과는 유사한 용접기 전격방지기에도 적용될 수 있을 것이며, 이 자료는 전격방지기 설계에 활용될 수 있을 것이다. 일반적인 전자파 장애 내성 향상 방안과 오동작 방지 대책은 비록 교과서적이기는 하지만, 일목요연하게 정리되어 있기 때문에 참고자료로 활용할 수 있으리라 사료된다.

AM 안테나와 인접한 공사용 대형 크레인에 유기되는 전류를 계산하는 알고리즘은 Moment Method를 기반으로 하고 있으며, 다른 유사한 상황의 유도전류 계산에도 활용할 수 있다. 특히, 제공되는 user-interactive software, "HITCM" (Hong-Ik Tower Crane Mosel)은 크레인과 안테나 사이의 구조에 따른 대략적인 유도 전류 계산에 활용될 수 있을 것이다.

제 2 장 전자파 관련 국제기준과 규격 동향

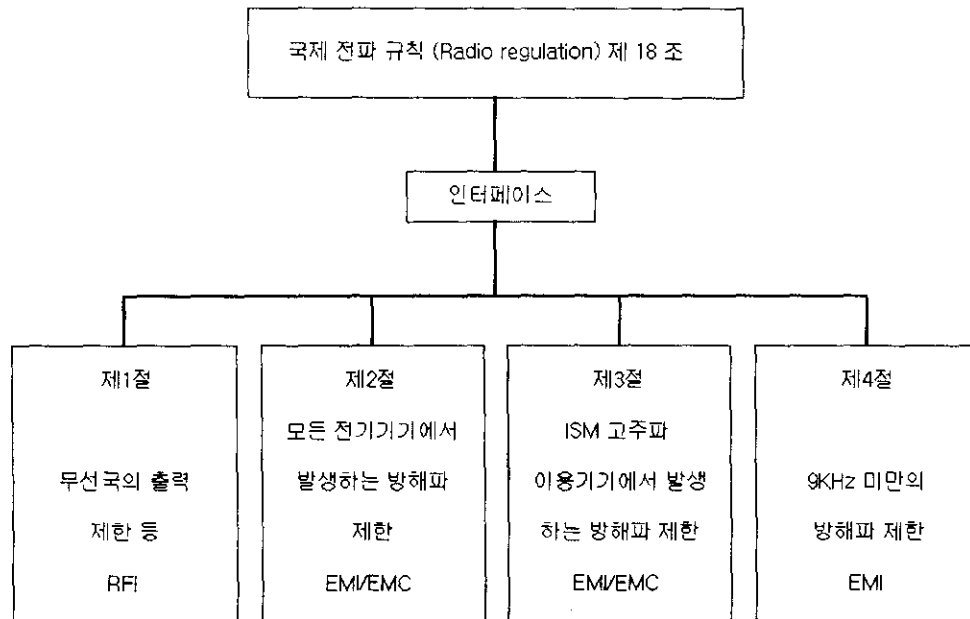
1. 전자파 규격의 국제적 동향

전파 수요의 급증으로 인하여 주파수 자원 부족으로 인하여 전파 환경이 악화되고 전파 통신의 신뢰성 보호가 문제화 되었다. 이러한 예로 전파 통신 기기와 전기 전자 기기, ISM(Information Scientific and Medical) 고주파 이용기기가 근접 사용시 전파 장애가 발생하였고 이를 방지하기 위하여 전파 통신을 보호하기 위한 범 국가적 대책이 필요하였고 세계적 공통 인식하에 '79년 12월 세계 전파주관청 회의에서 radio service 보호를 위한 인공적인 방해파 규제를 결정하였고 전기, 전자기기, ISM 고주파 이용기기의 방해파허용기준과 측정방법을 국제기준차원에서 EMC(ElectroMagnetic Compatibility) 규제를 ITU(International Telecommunication Union)에서 결정하기로 협약하였다. 그 협약 내용은 [그림 2-1]과 같다.

방해파로부터 방송 수신을 보호할 목적으로 1934년 EMC 국제 표준을 담당하는 국제기관으로 CISPR(Comite International Special des Perturbation Radioelectrique)를 설립하였으며 1982년 ITU의 요구에 의해 ITU.R. R 제 18조의 방해파 허용 기준을 개발하기 시작하였고 전기, 전자 기기의 국제 무역을 원활히 하기 위하여 EMC 규제 기준을 통일하였다.

IEC(International Electrotechnical Commission)가 9kHz 미만 대역의 방해파

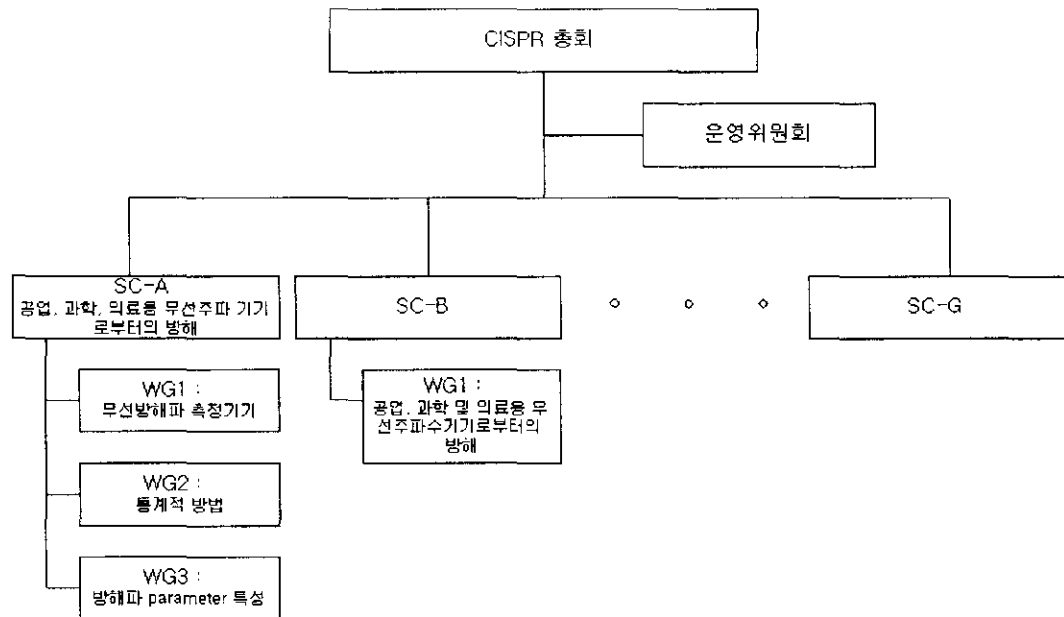
의 국제 표준을 제정하는 반면 CISPR은 9kHz 이상 대역의 방해파 국제 표준을 제정하고있다. CISPR의 내부 조직 구성과 각 부에서 하는 일을 살펴보면 다음 [그림 2-2]와 같다.



[그림 2-1] ITU의 EMC 규제 협약 내용

CISPR의 모든 회원국의 국내 위원회와 CISPR 회원인 다른 국제 기관이 의견 일치하여 국제 표준을 작성하고 있으며 그 결정과 합의 사항은 회원국의 국내 위원회와 회원인 다른 국제 기관의 승인을 받은 후 EMC 규제의 국제적 통일을 위

해 CISPR 규격을 자국의 국내법으로 채택하고, CISPR 규격과 국내법 간에 차이가 있을 경우 그 내용을 국내법에 명시하도록 되어 있다.



[그림 2-2] CISPR의 내부 조직도

EMC 국제 표준의 종류와 성격으로는 크게 4가지로 분류가 되는데 이는 용어, 전파 방해 현상이나 측정 장비와 규격 그리고 측정 방법과 통계 방법 등과 같은 일반적인 표준, 공통 표준, 제품군 표준에서 기본적으로 사용되는 "Basic Standard" (ex: CISPR 16, IEC 61000-4 등)와 주거, 상업, 경공업 환경에서 사용되는 기기와 중공업 환경에서 사용되는 기기 등에 대한 현행 국제 표준에 없거나

혹은 두 개 이상의 국제 표준에 해당하는 기기의 EMC 적합성 판정을 위한 "Generic Standards", 특정한 제품에 대하여 지정된 표준을 명시한 "Product Standards" 그리고 특정 제품과 그 유사 제품군에 대한 표준으로 "Product Family Standards"가 있다.

이러한 표준들은 시간이 지남에 따라 권고 사항에서 의무 조항으로 바뀌어 가고 있는 추세이며 EMC 국제 표준의 범위 또한 확장되고 있다. 정보 사회의 안전성 진단 차원에서 모든 전기, 전자 기기의 방해과 규제를 하고 있으며 WTO 체제 EMC 규제가 강화되고 있다.

EMC 규제는 국제 조약에 실효성을 부여하고 있으며 각 표준과의 마찰을 최소화하기 위하여 국제 표준의 단일화 작업을 진행중에 있다. 국제 기관으로써 ITU와 CISPR에서 EMC를 취급하고 있으며 ITU에서는 전신 전화에 관한 기술/ 운용면에서의 EMC를, CISPR에서는 모든 전기, 전자기기, ISM 기기에 대한 EMC 국제 표준 개발을 담당하고 있으며 국제 통일을 목적으로 하고 있다. 하지만 최근 기술 발전에 따라 컴퓨터나 휴대 전화가 합쳐진 이동 컴퓨터 등장으로 무선 기능이 있는 ITU의 EMC 허용 기준과 전자기기 담당의 CISPR의 EMC 허용 기준이 차이를 보임으로써 여러 가지 문제가 발생하고 있으며 이를 위해 점차적으로 CISPR에 EMC의 전반적인 표준안 제정을 위임하고 있는 실정이다.

각 국의 EMC 동향을 살펴보면 미국의 경우 FCC(Federal Communications Commission)라는 단일 정부 기관에서 EMC 규격/ 규제를 담당하고 있으며 초기 기기/ 장치에 대한 개별 규정을 편성함으로써 매 기기마다 규제 조건이 붙어 있어 장문의 규정이 되었고 불필요한 제한이 가해지기도 하였으며 동일한 전파 방해 가능성 있는 기기에 대한 규정에 기술적인 불일치등 여러 가지 문제를 유발시켰지만 현재 FCC 규칙을 개정함에 있어 국제 표준과 정합을 시도하였고 현재

MRA(Mutual Recognition Agreement)로 EMC 문제 해결 의지를 보이고 있다.

유럽의 경우 무역/ 경제의 장벽을 해소하고 활성화 목적으로 유럽 연합(EU)을 결성하였으며 EU의 EMC 기준을 CENELEC(Comite Europeen de Normalisation Electrotechnique)에서 국제 기준과 일치시켰다.

일본의 경우 전파법, 전기 용품 취체법으로 EMC 기준을 제시하였으며 1985년 일본 전자 기계 공업회, 통신 기계 공업회, 일본 전자 공업 진흥 협회, 일본 사무 기계공업회등 4단체가 협력하여 자주 규제 장치 운용 규정을 제정하고 VCCI(Voluntary Control Council for Interference)를 설립하였다. 그리고 현재 MRA를 위한 조직, 국내 표준 범 국가적 정비를 실시하고 있으며 국가 표준의 국제 표준 일치를 시도하고 있다.

향후 GATT 체제하에서 실시하던 각종 규제를 철폐하고 2001년부터 WTO 체제가 본격적으로 출범하면 모든 전기, 전자 제품의 국제 무역에 EMC 적합성 인증을 요구할 것이며, 전파 방송 통신 서비스의 신뢰성 보호를 위하여 국제 무역에서 EMC 적합성을 CISPR에서 통일된 표준으로 강제적으로 확인할 것이다. 따라서 각국의 EMC 국내 표준을 국제 표준에 일치시켜야 할 것이며 현 우리나라에서는 EMC 기술 표준을 CISPR/IEC 표준과 일치 작업을 전파 연구소 산하 6개 소위원회에서 97년부터 EMC 기준 전문 위원회를 설립 가동중이며 국제 표준을 번역하고 그에 상응하는 국내 표준 개발을 하고 있는 실정이다.

또한 MRA에 대비하여 국제법과 관계있는 국내법은 국제법과 일치하도록 조기 개정 추진이 필요하며 EMC 국내 기준은 국제 표준과 일치토록하기 위해 국제 기관에 대응할 국내 위원회 활동을 강화하고 국제 기관의 활동에 적극 참여하여

국내 위원회 단위로 전문 인력을 양성할 능력을 배양해야 할 것이다. 또한 EMC 분야 단일 인정 제도를 정립하고 국제 규격에 맞는 시험소와 심사 기준 그리고 끊임없는 지원 감독을 해야 할 것이며 기타 국제 협정 체결시 필요한 우리나라의 특수 사정을 발굴하여 실질적 이익 보호에 나서야 할 것이다.

2. EMC 관련 외국의 규격

ITE(Information Technology Equipment)의 EMI 적용 대상으로는 600V 이하의 전원 사용 기기, 정보 처리 기기류, 사무 기기, 전기 장치와 통신 장비등으로 제한하고 있다

CISPR에서 사용하는 측정 수신기의 규격은 일반적으로 다음과 같다.

Parameter	주파수 범위 [MHz]		
	0.01 ~ 0.15	0.15 ~ 30	30 ~ 1000
Input Impedance [Ω]	50	50	50
Bandwidth (at -6dB) [kHz]	0.2	9	120
Quasi-peak detector time constant			
- of charge [ms]	45	1	1
- of distance [ms]	500	460	550
Time constant of inductor [ms]	160	160	100
Overload factor of the			
- selective unit [dB]	24	30	43.5
- indicator unit [dB]	12	12	6
Unwanted signal attenuation at			
- intermediate freq. [dB]	≥ 40	≥ 40	≥ 40
- image freq. [dB]	≥ 40	≥ 40	≥ 40
Attenuation of intermodulation products [dB]	≥ 40	≥ 40	≥ 40
Sine voltage measurement accuracy [dB]	± 2	± 2	± 2
Field strength measurement accuracy [dB]	± 3	± 3	± 3
Calibration parameters			
- standard pulse area [$\mu V s$]	13.5	0.316	0.044
- pulse repetition freq. [Hz]	25	100	100
- equivalent sine-wave input voltage [dB]	60 ± 1.5	60 ± 1.5	60 ± 1.5

또한, 이 들의 기기들은 두 가지 등급으로 나뉘어 지는데 가정환경에서 사용되도록 의도된 기기이거나 사용장소가 고정되지 않은 장비 그리고 통신 회로망에 의해 전원이 공급되는 통신 단자 장비와 개인용 컴퓨터와 주변 기기 등을 통털어 CLASS B로 분류하였고 이에 해당하지 않은 기기들은 CLASS A로 분류되어 있다.

이러한 등급에 따른 각각의 기준치는 다음과 같다.

가. MAIN PORT에서의 전도 방해에 대한 기준치 / 허용치

- CLASS A

주파수 범위(MHz)	기 준 치 dB (μ V)	
	준 침 두 치	평 균 치
0.15 - 0.5	79	66
0.5 - 30	73	60

주파수 MHz	허 용 치							
	VDE EN55022		FCC Part 15		VCCI		CCIB	
	Q · P	AV	Q · P	AV	Q · P	AV	Q · P	AV
0.15-0.5	79	66			79	66	79	66
0.45-1.70			60					
0.5-30	73	60			73	60	73	60
1.70-30			69.5					

- CLASS B

주파수 범위 (MHz)	기 준 치 dB (μ V)	
	준 점 두 치	평 균 치
0.15 - 0.5	66 - 56*	56 - 46*
0.5 - 5	56	46
5 - 30	60	50

주파수 MHz	허 용 치							
	VDE EN55022		FCC Part 15		VCCI		CCIB	
	Q · P	AV	Q · P	AV	Q · P	AV	Q · P	AV
0.15-0.5	66-56	56-46			66-56	56-46	66-56	56-46
0.45-30			48					
0.5-5	56	46			56	46	56	46
5-30	60	50			60	50	60	50

※ 150kHz - 526.5kHz 에서의 기준치 적합에 대한 유예 기간

1999. 3월까지 기준치 적합은 권장 사항

1999. 4 - 2001. 3 까지 10 dB 완화된 기준치 적합이 강제 사항

2001. 4월 이후 강제 사항이 될 예정

나. 통신 PORT의 전도 비대칭 모드 방해에 대한 기준치

- CLASS A

주파수 범위 (MHz)	전압 기준치 dB (μV)		전류 기준치 dB (μA)	
	준 침 두 치	평 균 치	준 침 두 치	평 균 치
0.15 - 0.5	97 - 87 *	84 - 74 *	53 - 43 *	40 - 30 *
0.5 - 30	87	74	43	30

- CLASS B

주파수 범위 (MHz)	전압 기준치 dB (μV)		전류 기준치 dB (μA)	
	준 침 두 치	평 균 치	준 침 두 치	평 균 치
0.15 - 0.5	84 - 74 *	74 - 64 *	40 - 30 *	30 - 20 *
0.5 - 30	74	64	30	20

* : 주파수의 대수적 증가에 따라 직선으로 감소

다. 방사 방해에 대한 기준치

- CLASS A

주파수 범위 (MHz)	준첨두치 기준치 dB ($\mu V/m$)
30 - 230	40
230 - 1000	47

- CLASS B

주파수 범위 (MHz)	준첨두치 기준치 dB ($\mu V/m$)
30 - 230	30
230 - 1000	37

라. 방사 잡음 허용치

- CLASS A

주파수 MHz	허 용 치							
	VDE EN55022		FCC Part 15		VCCI		CCIB	
	m	Q · P	m	Q · P	m	Q · P	m	Q · P
30-88			10	39				
30-230	10	40			30/10/3	30/40/50	10	40
88-216			10	43.5				
216-960			10	46.4				
230-1000	10	47			30/10/3	37/47/57	10	47
960-1000			10	49.5				

- CLASS B

주파수 MHz	허 용 치							
	VDE EN55022		FCC Part 15		VCCI		CCIB	
	m	Q · P	m	Q · P	m	Q · P	m	Q · P
30-88			3	40				
30-230	10	30			10/3	30/40	10	30
88-216			3	46				
216-960			3	46				
230-1000	10	37			10/3	37/47	10	37
960-1000			3	54				

※ m = 측정거리

Q · P = 준침두치

AV = 평균치

3. EMC 시험 방법 및 국내 규격

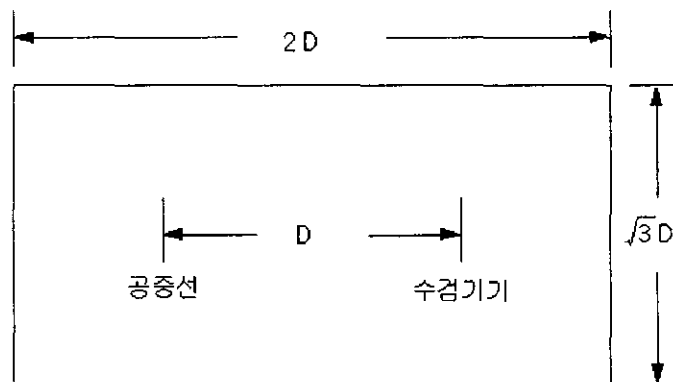
전자파 장애 방지 시험에서는 여러 가지 측정 환경과 장비가 필요하다.

그러한 것들의 기본 조건을 살펴보기로 한다.

가. 각 측정 장비의 기본 조건

(1) 야외 시험장

야외 시험장은 전자파 방해가 없는 개방되고 평탄한 지역에 설치를 하며 지하 전선로 등 측정에 영향을 주는 시설이 없고 기타 시험장의 전자파 감쇠 특성 및 전자파 잡음 등 정보 통신부 장관이 정하여 고시하는 조건에 적합해야 한다.



[그림 2-3] 야외 시험장의 설치 기준 및 조건

※ 시험장의 전자파 감쇠 특성

- 수평 편파

R (m)	3	10	30
h1 (m)	2	2	2
h2 (m)	1 ~ 4	1 ~ 4	2 ~ 6
주파수 (MHz)	시 험 장 감 쇠 량 (dB)		
30	11.0	24.1	38.4
50	4.2	15.9	29.7
80	-0.7	9.2	21.9
100	-2.8	6.7	18.4
120	-4.4	5.0	15.7
180	-7.2	1.2	10.6
200	-8.4	0.3	9.7
300	-12.3	-3.3	6.1
400	-14.9	-5.8	3.5
500	-16.7	-7.6	1.6
600	-18.3	-9.3	0
700	-19.7	-10.8	-1.3
800	-20.8	-11.8	-2.4
900	-21.8	-12.9	-3.5
1000	-22.7	-13.8	-4.4

- 수직 편파

주 파 수 (MHz)	R = 3m h1 = 2.75m		R = 10m h1 = 2.75m		R = 30m h1 = 2.75m	
	h2 (m)	A _N (dB)	h2 (m)	A _N (dB)	h2 (m)	A _N (dB)
30	2.75 - 4	12.4	2.75 - 4	18.8	2.75 - 6	26.3
50	1.75 - 4	8.4	1.75 - 4	14.2	2 - 6	21.9
80	1.19 - 4	2.8	1.19 - 4	10.2	2 - 6	18.0
100	1 - 4	0.6	1 - 4	8.4	2 - 6	16.3
120	1 - 4	-0.7	1 - 4	7.5	2 - 6	15.0
180	1 - 4	-4.5	1 - 4	2.7	2 - 6	12.8
200	1 - 4	-5.4	1 - 4	1.6	2 - 6	12.5
300	1 - 4	-8.9	1 - 4	-2.3	2 - 6	6.5
400	1 - 4	-11.4	1 - 4	-4.9	2 - 6	3.8
500	1 - 4	-13.4	1 - 4	-6.9	2 - 6	1.8
600	1 - 4	-14.9	1 - 4	-8.4	2 - 6	0.2
700	1 - 4	-16.3	1 - 4	-9.7	2 - 6	-1.0
800	1 - 4	-17.4	1 - 4	-10.9	2 - 6	-2.4
900	1 - 4	-18.5	1 - 4	-12.0	2 - 6	-3.3
1000	1 - 4	-19.4	1 - 4	-13.0	2 - 6	-4.2

◎ R : 측정 거리

h1 : 송신 안테나 높이

h2 : 수신 안테나 높이

AN : 시험장 감쇠량 (dB)

사용 안테나 : 동조형 반파장 다이폴 안테나

감쇠량의 보정 : 3m 거리의 경우 주파수별로 측정한 값에서 상호임피던스

보정 계수를 빼야 함

- 상호 임피던스 보정 계수

주 파 수 (MHz)	보 정 계 수 (dB)
30	3.1
50	2.8
80	-1.0
100	-1.2
120	-0.4
180	-1.0
200	0.1

전자파 감쇠 특성은 이론값의 $\pm 4\text{dB}$ 이내이어야 하며 수평인 전도성의 금속 재질로 되어 있는 접지면을 보유하고 있어야 한다. 접지면은 감쇠 특성을 만족 할 수 있는 크기이어야 하고 이 경우 접지면 간의 간격이나 망사형의 구멍 또는 틈의 크기는 최고 측정 주파수에서의 파장의 10분의 1보다 작아야 한다. 또한, 접지면에 전도적으로 연결되어 있는 회전대가 필요하다.

방사성 잡음을 측정하기 위한 안테나를 규정에 의한 높이와 수직 및 수평 편파로 가변 할 수 있는 비전도성 재질의 공중선 마스트를 주변 기기로 가져야 하며 야외 시험장의 주위 잡음이 전자파 방사 및 전도의 한계치보다 6dB 이상 낮은 값을 가져야 한다. 다만 수검 기기로부터 방사된 잡음과 주위 잡음의 합이 한계치 이내이거나, 특정 주파수에서 한계치를 초과하는 경우 다른 방법에 의하여 수검 기기의 전자파를 측정 할 수 있을 때는 그러하지 아니하다.

(2) 차폐실

외부에서 유입되는 전자파가 수검기기의 전자파 특성에 영향을 주지 아니하도록 충분한 차폐 특성을 가져야 하며, 시료의 시험에 불편을 주거나 시험 결과에 영향을 주지 아니하는 크기이어야 한다.

차폐실 내 측정 설비로는 전자파 방해 전압과 전류 및 전자계를 측정할 수 있는 기기로서 준침두치, 침두치 및 평균치 모드의 측정 기능이 있어야 하며 150kHz - 30MHz 의 주파수 범위에서 장해 시험에 사용하는 측정 기기의 6dB, 대역폭은 9kHz 이상이어야 하고, 30MHz - 1000MHz의 주파수 범위에서 장해 시험에 사용하는 측정 기기의 6dB, 대역폭은 100kHz 이상이어야 한다.

(3) LISN (임피던스 안정화 회로망)

전자파 전도 시험을 위한 의사 전원 회로망(LISN : Line Impedance Stabilization Network)은 $50\Omega/50\mu H$ V형을 사용한다. 다만, 형광등등 조명 기기류의 삽입 손실 시험을 위한 회로망은 150Ω V형이어야 한다.

(4) 시험 안테나

150kHz - 30MHz 주파수 범위에서는 루프 안테나를 사용한다.

30MHz - 1000MHz 주파수 범위에서는 동조형 반파장 평형 다이폴 안테나를 사용한다. 이 경우 30MHz - 80MHz의 주파수 범위에서는 80MHz에 동조되고 80MHz 이상의 주파수에 대해서는 해당 주파수에 동조되어야 한다. 다만, 광대역 안테나로 측정 한 결과가 동조형 반파장 평형 다이폴 안테나를 사용할 수 있다.

Antenna Type	Frequency (MHz)
Rod antenna	.01-30
Loop antenna	.01-30
Biconical antenna	30-220
Dipole antenna	30-1000
Log periodic antenna	200-1000
Waveguide horn	Above 1000

이와 같은 기기를 사용하여 측정되는 전도성 및 방사성 국내 기준은 다음과 같다.

- 전자파 전도 기준

구 분	주파수 범위 (MHz)	한 계 치 (dB μ V)	
		준 첨 두 치	평 균 치
A 급 기 기	015 - 0.5	79	66
	0.5 - 30	73	60
B 급 기 기	0.15 - 0.5	66 - 56	56-46
	0.5 - 5	56	46
	5 - 30	60	50

※ 준첨두치로 측정한 값이 평균치의 한계치 이내이면 평균치의 한계치에 만족하는 것으로 간주

주파수의 대수적 증가에 따라 직선적으로 감소

- 전자파 방사 기준

주 파 수 범 위 (MHz)	준 첨 두 치 한 계 치 (dB μ V/m)	
	A 급 기 기 (10m)	B 급 기 기 (10m)
30 - 230	40	30
230 - 1000	47	37

※ A 급 기기 : 산업, 과학, 의료용 등 고주파 이용 기기류 및 정보 기기류에 적용하며, 가정 외의 지역에서 사용하는 것을 목적으로 하는 업무용 기기

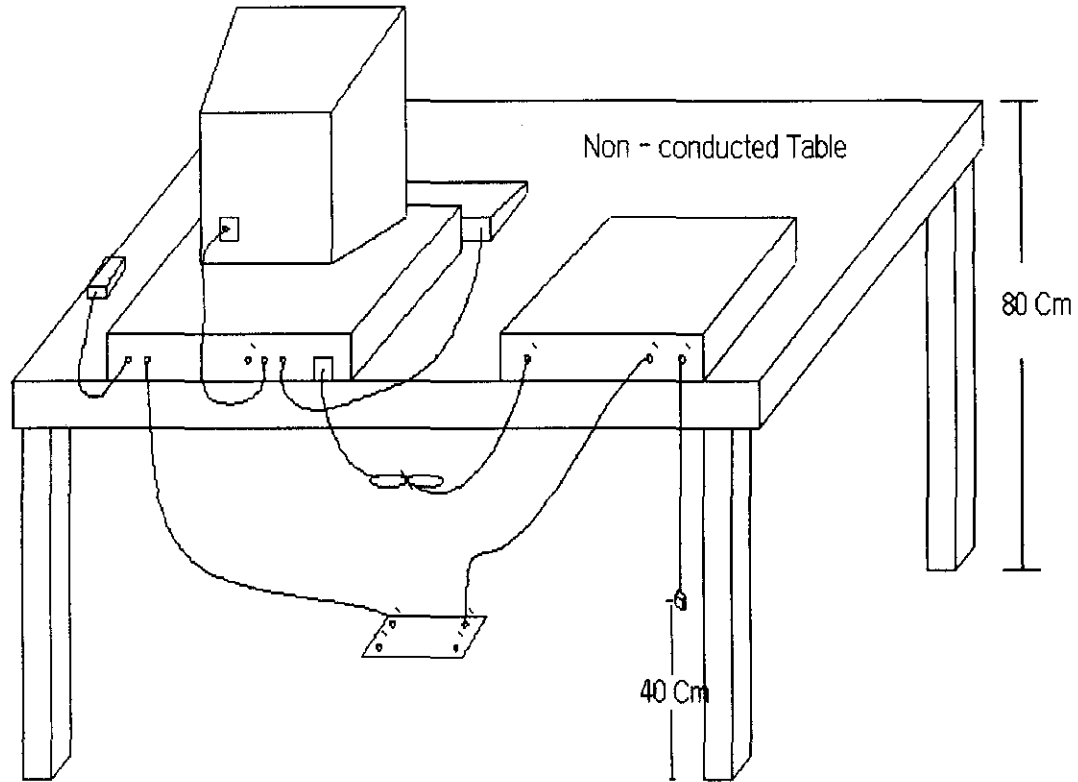
B 급 기기 : 산업, 과학, 의료용 등 고주파 이용 기기류 및 정보 기기류에 적용하며, 주로 가정에서 사용하는 것을 목적으로 하는 가정용 기기

경계 주파수에서는 두 개의 한계치가 존재할 수 있으며 이때는 낮은 한계치를 적용

(5) EUT 설치

EUT(Equipment Under Test) 설치를 위해 사용되는 시험대의 높이는 접지면으로부터 0.8m이어야 하며, 비전도성 재질이어야 한다. 다만 회전대가 접지면보다 돌출된 경우에는 회전대와 시험대의 총 높이는 0.8m이어야 한다.

측정할 때의 EUT(측정물)의 배치는 통상 적용되는 것과 일치하는 방법으로 배치, 설치, 배열 및 작동을 하여야 한다. 동일한 형태의 다중 상호 접촉 port가 있는 경우, 추가적인 상호 연결 Cable/load/device는 예비 시험 결과에 따라 EUT에 추가하고 추가되는 Cable 수는 다른 Cable의 추가가 기준치와 관련된 중대한 크기의 여유분을 감소시키지 않는 조건으로 제한하고 있다. 상호 접속 케이블의 길이가 변화될 수 있다면, 그 길이는 최대 잡음을 만들어 내도록 선택을 하고 케이블의 초과 길이는 30-40cm 길이의 bundle 형태로 그 중앙 지점을 묶는다. 여러 개로 분리되어 있는 장치는 최소의 대표적인 배치 형태로 배치를 하고 그 예로 개인용 컴퓨터와 주변 장치의 EUT 배열 예는 다음과 같다.



[그림 2-4] 탁상용 장치 시험 배치

또한, 전원 인터페이스용 호스트 유닛에 의존하는 ITE를 포함하고 다른 ITE와 기능상 상호 작용하는 EUT의 경우, 실제 인터페이싱 ITE 또는 시뮬레이터가 분리 혹은 구별 가능한 시뮬레이터 효과를 제공하는 대표적인 작동 조건을 제공하고 하나의 ITE가 다른 ITE의 호스트 유닛이 되도록 설계된다면 그런 ITE는 호스트 유닛이 정상 조건하에서 동작할 수 있도록 연결을 한다.

이와 같이 EUT가 배열되었다면 설계시 요구되는 정격 동작 전압과 대표적 부하조건 (가능한 실제 부하)에서 동작을 시키고 시뮬레이터가 사용된다면, 그 시뮬레이터가 무선 잡음 특성과 기능적 특성에 대하여 실제 부하를 나타내야 한다. 컴퓨터 시스템에서, 테이프와 디스크 드라이브는 읽기 - 쓰기 - 지우기 순으로 처리되어야 하며, 메모리의 데이터가 기입되어야 한다. 기계적 동작이 수행되어야 하며 디스플레이 장치는 콘트라스트와 휘도를 최대로 조정하고 컬러 모니터의 경우 모든 컬러를 나타내기 위해 배경에 흰색 글자를 사용하며 양 또는 음의 영상에서 두 대안을 모두 쓸 수 있다면 가장 나쁜 경우를 선정하고 보통 스크린 당 가장 많은 글자수가 나타나도록 라인당 글자의 크기와 수를 지정, 그래픽 성능을 가진 모니터는 H를 스크롤하는 패턴 디스플레이를 설정한 상태에서 동작하도록 설정한다.

EUT의 접지는 수검 기기에 접지 단자 또는 내부 접지선이 있는 경우에는 수검 기기를 접지면에 접지하고 전원용 접지 단자에 내부 접지된 수검 기기는 상용 전원을 통하여 접지한다. 또한 통상 접지하지 아니하고 사용하는 수검 기기는 접지하지 아니한다.

(6) 시험 방법

(가) 방사 시험

- 시험 조건

안테나는 측정 거리에 따라 다음 각호와 같은 높이로 가변한다. 다만, 안테나의 극성이 수직인 경우 공중선의 끝 부분과 접지면 사이에 최소한 25cm의 간격이 유지되어야 한다.

1) 측정 거리가 10미터 이하인 경우 공중선의 높이를 1미터 내지 4미터로 가변한다.

2) 측정 거리가 10미터를 초과하는 경우 공중선의 높이를 2미터 내지 6미터로 가변한다.

수신 케이블은 안테나의 뒷부분으로부터 수평으로 1미터 이상의 거리를 두어 접지면에 수직으로 내려야 하며 측정 기기까지는 접지면과 평행을 유지하여야 하고 그 길이는 짧아야 한다.

- 시험 방법

- 수검 기기에서 방사되는 전자파의 매 주파수마다 수검 기기를 360도 회전 시키고 공중선의 높이를 규정에 의하여 수평 또는 수직 극성별로 가변시켜 최대 방사값을 찾는다.

- 수검 기기가 크고 무거워 회전시키기 어려운 경우에는 측정 기기와 공중선을 수검 기기의 주위로 이동시켜 측정할 수 있다. 이 경우 시험장의 구조와 특성이 이동 측정을 할 수 있는 시험장에 한한다.

- 수검 기기가 대형으로서 시험기관의 시험장에서 시험이 불가능한 기기에 대하여는 등록을 시행하는 기관의 장이 최종 사용 장소 또는 생산 공장 현지에서 시험을 실시할 수 있다. 다만, 최종 사용 장소에서 시험을 실시한 경우 사용 장소가 변경되는 때에는 다시 시험을 받아야 한다.

- 시 험

IEC 1000-4장은 방사 전자기 에너지의 전기 전자 장비의 내성에 응용할 수 있다. 이 장의 목적은 전기·전자 기기가 RF전자장에 노출되었을 때 그 기기의 성능을 평가하기 위한 공통 기준을 확립하기 위한 것이다. 이 장은 특별 한 기계

나 시스템에 적용할 시험에 명기하려고 하는 것이 아니라 IEC의 모든 관련된 제작 위원회에 일반적인 기본 기준을 주기 위함이다.

국내 기준으로는 전자파 보호 기준 (정보 통신부 고시 1997-24 : 1997. 6.30)과 전자파 보호 시험 방법 (정보통신부 고시 1997-44 : 1997. 6.30)등이 있다.

대부분의 전자 장비는 전자기적 방사에 의해서 영향을 받는다 이 방사는 관리 및 안전원의 운용에 사용된 소형의 손으로 잡을 수 있는 송신기, 고정상태의 무선 주파수 및 TV 송신기, 이동하는 무선 송신기 그리고 다양한 산업적인 전자장의 근원에 의해서 자주 발생한다. 고의로 발생된 전자장 에너지에 첨가하여 용접, 사이리스터, 형광성 불빛, 인덕티브 부하를 사용하는 스위치와 같은 소자에 의해서 야기된 Spurious 방사가 있다. 대부분에 대해서 이런 간섭은 전도성의 전기적 간섭으로 간주된다. 전자장으로부터의 영향을 차단하기 위해 수용된 방법들은 대체적으로 이러한 source로부터의 영향을 받을 것이다. 전자장의 환경은 전자장의 세기에 의해서 결정된다. 전자장의 세기는 복잡한 기계없이 쉽게 측정할 수 있는 것도 아니고 전자기파를 외곽하고 반사 할 다른 장비의 근접이나 주위 환경 구조의 영향 때문에 전통적인 방식이나 공식에 의해서 쉽게 계산되지도 않는다. 변조되지 않은 신호의 전계 강도 규격은 다음과 같다.

주파수 범위 80MHz - 1000MHz	
LEVEL	TEST FIELD STRENGTH (V/m)
1	1
2	3
3	10

장비의 시험에 의해서 신호는 실질적인 효과를 내기 위해 1kHz 정현파로 80% 진폭변조 된 것이다.

- 시험 설비

· Anechonic Chamber

EUT에 영향을 줄 수 있는 충분한 크기의 균등 전계를 유지하기 위한 적절한 크기, 흡수체의 사용은 완전한 선형성이 아닌 Chamber의 반사를 줄이기 위해서 사용될 수 있다.

별도의 방법으로 인위적인 EM 전자장의 대안 방법으로는 TEM Cell과 Stripline circuit 비선형적인 Screened room, 부분적으로 선형적인 Shield room, 그리고 Open Site가 있다. 그러나 이러한 설비는 균등 전계, 주파수 범위, 지역적 규칙의 상이함에 적용할 수 있는 장비의 크기에 제한을 갖는다.

· EMI Filter

접속선에서의 부가적인 공명 효과가 유입하는 것이 없도록 되어야 한다.

- RF 신호 발생기는 관심을 갖는 주파수 대역을 커버할 수 있고 80% 깊이의 1 kHz 정현파에 진폭 변조될 수 있는 것이어야 한다. 이것은 1.5×10^{-3} dec/s의 자동 sweep 능력이나 slower를 가져야 하고 r.f 합성의 경우에, 주파수 의존의 step-size와 dwell time을 갖도록 프로그램 될 수 있어야 한다. Low pass 나 Band pass filter의 사용은 모니터링 수행의 수신 신호로 쓸 장비에 의해야기된 harmonics를 피하기 위해 사용될 수 있다.

- Power Amplifier

변조되었거나 무변조의 신호를 증폭하고 필요한 field level을 위한 안테나 거리를 제공한다. 전력 증폭기에 의해서 제공된 harmonics와 distortion은 반송파 level 15dB 미만과 같거나 이하이어야 한다.

- Field generation Antennas

Biconical, Log-periodic이나 선형적으로 편파된 Ant system은 주파수 요구를 만족할 수 있다. 원형으로 편파된 안테나는 안된다.

- 측정 절차

- ① Spectrum Analyzer 및 Receiver의 전원을 켜다
- ② EUT 및 주변 기기용 입력 전원의 규정 전압 적합 여부를 확인한 후 전원을 인가하여 정상 동작 시킨다.
- ③ EUT 및 주변기기를 보통 5분 정도 RUN 시킨 후에 측정을 실시
- ④ Spectrum Analyzer 및 Receiver에 대한 Calibration을 실시한다.
- ⑤ Spectrum Analyzer의 display 주파수를 30MHz - 1000MHz로 고정시킨다.
- ⑥ Spectrum의 파형을 보면서 EUT가 최대 방사 조건이 되도록 Interface Cable, 주변기기등을 Maximize 시킨다.
- ⑦ Max. hold된 Spectrum 상에서 지정된 높은 포인트의 Span을 확대하여 위의 방법으로 다시 Max. hold 시킨다.
- ⑧ Turn Table을 회전시켜 최대 방사 지점을 찾는다.

안테나와 EUT의 방위는 전계 강도의 눈금이 최대가 되도록 변화되어 야 한다. 측정을 위해서 EUT를 회전시킬 수 있다. EUT를 회전시키는 것이 불가능하다면 EUT를 고정된 위치에 놓고 EUT 주위를 돌며 측 정한다.

- ⑨ Ant를 상하 이동시켜 최대 방사 지점을 찾는다.
- ⑩ Spectrum에서 지정된 주파수 포인트와 동일하게 Receiver 주파수를 고정시킨다.
- ⑪ Receiver의 주파수 다이얼을 미세 조정하여 최대 방사 주파수에 고정시킨다.
- ⑫ Turn Table을 회전시켜 최대 방사 지점을 찾는다.
- ⑬ Ant를 상하 이동시켜 최대 방사 지점을 찾는다.

최대 미터 눈금을 가르키도록 접지면 위에서 높이 1m - 4m 사이에서 조정하고 안테나와 EUT 사이의 편파는 측정하는 동안 전계 강도의 눈금이 최대가 되도록 변화시킨다.

- ⑭ Receiver의 Calibration 스위치를 ON한 후 측정값을 기록한다.
- ⑮ Spectrum에서 지정된 주파수 대역의 측정이 끝났으면 다른 주파수 범위로 이동한 후 1GHz까지 측정을 계속한다.

(나) 전도 시험

- 시험 조건

전도 시험은 대용 시험실 또는 차폐실에서 대상 기기 및 시험 주파수별로 규정

된 특성을 가진 회로망을 사용하여 실시하여야 한다. 수검 기기의 전원은 회로망을 경유하여 공급하고 회로망의 신호 단자를 측정 기기에 연결하여 수검 기기가 실제 동작하는 상태에서 시험하여야 한다. 다만, 수검 기기가 다른 부가 장치를 통하여 전원을 공급하는 경우 그 부가 장치의 전원은 회로망을 통하여 공급하여야 한다. 준 침투치 모드에서 측정한 값이 평균치의 한계치 이내이면 평균치 모드에서의 측정은 하지 아니한다. 내부 전지만으로 동작하는 수검 기기에 대하여는 전도 시험을 하지 아니한다. 회로망의 사용조건은 다음 각 호와 같다.

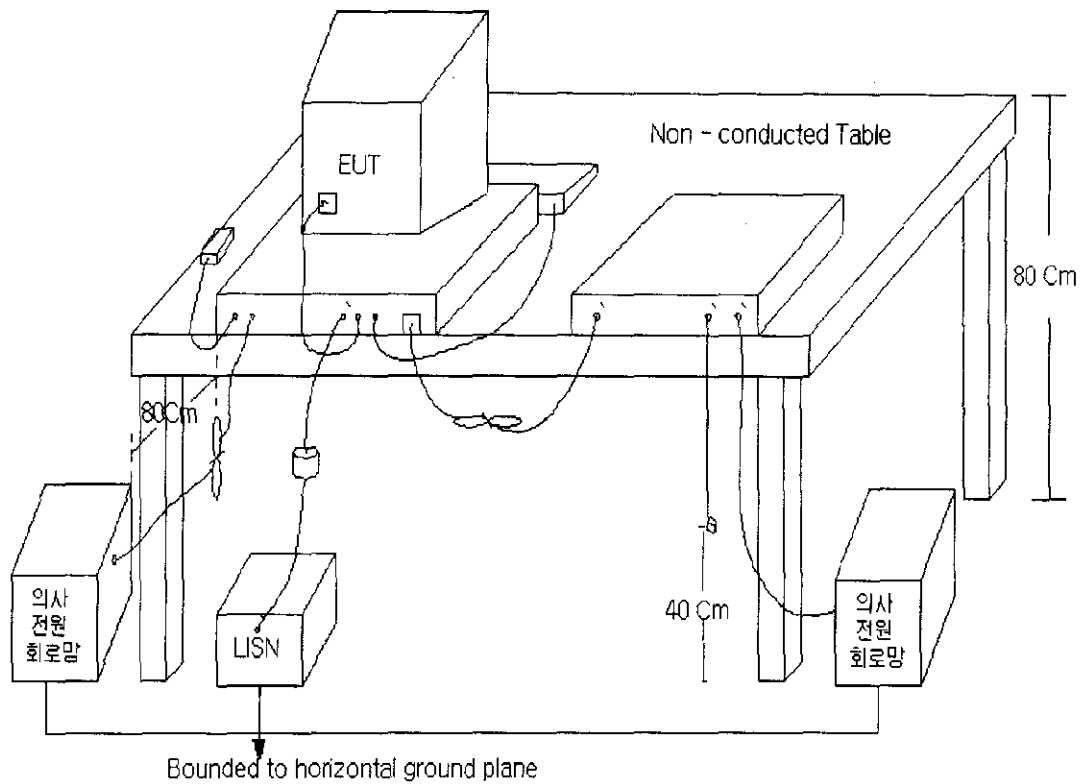
- 수검 기기 이외의 주변 기기 또는 기타 부속 기기에는 각각 별도의 회로망을 사용하여 전원을 공급하여야 한다.
- 회로망의 외함은 접지면과 전기적으로 접속하여야 한다.
- 수검 기기에 전원을 공급하기 위한 소켓이나 어댑터는 회로망의 부하단 자에 접속하고 이 소켓이나 어댑터의 접지 단자는 회로망의 외함에 접속하여야 한다. 이 경우 접속점의 임피던스는 낮아야 한다.
- 수검 기기의 특별한 사유로 회로망을 사용하여 시험할 수 없는 경우에는 탐침을 사용하여 시험할 수 있다.

- 시험

- 휴대하거나 책상 위에서 사용하는 수검 기기는 접지된 도체 벽면으로부터 0.4m 이상 떨어지고 다른 금속 표면으로부터 0.8m 이상 떨어져야 하며, 바닥에 놓고 사용하는 기기는 수직 접지된 도체 벽면으로부터 0.5m 이상 떨어져야 한다.

- 접지면은 수검 기기의 각 경계면으로부터 0.5m 이상 커야 하며, 최소 가로 세로 2m 이상의 크기이어야 한다. 이 경우 바닥에 놓고 사용하는 기기는 접지면과 전기적으로 절연되어야 한다.
- 전원 여파기와 수검 기기의 실험에 필요한 보조 기기의 전원 공급용 접속상자는 접지면에 접지시켜야 한다.
- 수검 기기의 경계와 회로망의 근접 거리는 0.8m이어야 하며, 수검 기기의 전원선의 길이가 수검 기기와 회로망 사이의 거리를 초과하는 때에는 다음 각 호와 같이 조치하여야 한다.
- 유연성 전원선인 경우에는 회로망과 수검 기기의 중앙 위치에서 30cm - 40cm의 8자 형태로 수평적으로 중첩하여 묶는다.
- 비유연성 전원선 또는 코일형 코드의 경우에는 실제 상태로 시험하며 시험 성적서에 그 사실을 기록해야 한다.
- 수검 기기에 전원선이 공급되지 아니한 경우에는 제조자가 지정한 전원선을 사용한다.
- 보조 기기의 전원선은 접지면을 피복한 절연물 위로 늘어뜨리며 회로망 위에 놓이게 하여서는 안된다.
- 전도 시험은 상별 도선과 기 접지간 및 중성 도선과 기준 접지간에 각각 실시하여야 하며, 측정치는 준첨두치 및 평균치의 한계치 이내이어야 한다.

전도성 시험 규격에 따른 배치도는 다음 그림과 같다.



[그림 2-5] 전도성 실험 배치도

이상의 방법으로 전도성과 방사성 전자파 장애 측정을 수행한다.

이와 같이 측정된 수치는 국내 규격에 적합하여야 한다.

국내 고시된 규격(전자파 보호 기준 1997-42호)을 살펴보면 다음과 같다.

- 주거·상업 및 경공업 환경에서의 일반 내성 기준 (6조 1항)

내성 시험명	적용 단자	내성 기준	단 위	성능평가 기준	비 고
정 전 기 방 전	표면 단자	4 (접촉방전) 8 (기중방전)	kV	B	
전 자 파 방 사	표면 단자	30 - 500 3	MHz V/m (무변조)	A	
전 기 적 빠 른 과도현상	입출력교류 전원 단자	1 5/50 5	kV (첨두값)	B	- 신호선 및 제어선 단자는 연결선의 길이가 3m를 초과하는 경우에만 시험 - 전지 또는 재충전 전지의 연결을 위한 입력 단자에 대해서는 적용하지 않음
	일출력교류 전원단자의	0.5 5/50 5	Tr/Th ns kHz (반복주파수)		

- 가정용 전기기기 및 전동기류의 내성 기준 (제 9조 관련)

내 성 시험명	적용 단자	내성 기준				단 위	성 능 평 가 기 준	비 고
정전기 방 전	표면 단자	8 (기중방전) 4 (접촉방전)				kV	B	
전자파 방 사	표면 단자	80 - 100 3				Mhz V/m (무변조)	A	
전기적 빠른 과도현상	입출력교류 전원 단자	1 5/50 5				kV (침투값) Tr/Th ns kHz (반복주파수)	B	
	입출력교류 전원 단자 외	0.5 5/50 5				상 동	B	
서 지	입출력교류 전원 단자	1 1.2/50				kV Tr/Th μ s	B	
전압강하 내성기준	입출력교류	인가레벨	0	40	70	%U _T	B	U _T :정격전압
	전원 단자	전압강하	100	60	30	%U _T		%U _T :정격전압
		지속시간	0.5	10	50	주기		강하백분율

- 정보 기기류의 내성 기준 (제 10조 관련)

내 성 시험명	적용 단자	내성 기준	단 위	성능평가 기준	비 고
정전기 방 전	표면 단자	4 (접촉방전) 8 (기중방전)	kV	B	
전자파 방 사	표면 단자	80 - 100 3	MHz V/m (무변조)	A	
전 기 적 빠 른 과도현상	입출력교류	1	kV (침투값) Tr/Th ns kHz (반복주파수)	B	
	전원 단자	5/50 5			
	입출력교류	0.5			
	전원 단자 외	5/50 5			
서 지	입출력교류	1	kV	B	
	전원 단자	1.2/50	Tr/Th μ s		

※ 성능 평가 기준 A : 시험중이거나 시험 종료 후에도 당해 기기의 사양에서 정
한 성능을 유지하는 상태

성능 평가 기준 B : 시험중에는 기기의 성능이 떨어지나 시험 종료 후 정 상
적으로 동작하는 상태

성능 평가 기준 C : 시험중에는 기기의 성능이 떨어지나 시험 종료 후 전 원
개폐 또는 재시동 등에 의해 정상적으로 복원되는 상태

4. 기계 / 정보 기기류의 잡음 규제와 내성 규제

가. 전동 드릴의 잡음과 내성 규제

- 방사 방해파 전계강도 허용 기준 (CISPR 22)

주파수 범위 (MHz)	30m 거리에서 준첨두치 허용치 (dB μ V/m)
30 ~ 230	30
230 ~ 1000	37

※ 주변잡음 LEVEL이 높던가 기타 이유에 의해 30m 거리에서 전계 강도 측정이 불가능한 경우, 근거리 측정을 하는 것이 가능

- 주전원 단자 방해 전압의 허용 기준 (CISPR 20) [dB(μ V)]

주파수 대역 [MHz]	그룹 2		그룹 2*	
	준-첨두치	첨 두 치	준-첨두치	첨 두 치
0.15 - 0.50	100	90	130	120
0.50 - 5	86	76	125	115
5 - 30	90 (주파수의 상용대수에 따라 70까지 감소)	80 (주파수의 상용대수에 따라 60까지 감소)	115	105
그룹 2* : CISPR 전압 프로브를 사용했을 때 100 A/Phase를 넘는 주전원 급전 전류				

※ 주파수 30 MHz 이상의 주전원 단자 방해 전압 허용기준은 규정하지 않는다.

나. 아크 용접기의 잡음과 내성 규제

- 주전원 단자 방해 전압의 허용 기준 (CISPR 20) [dB(μV)]

주파수 대역 [MHz]	그룹 2		그룹 2*	
	준-침두치	침 두 치	준-침두치	침 두 치
0.15 - 0.50	100	90	130	120
0.50 - 5	86	76	125	115
5 - 30	90 (주파수의 상용대수에 따라 70까지 감소)	80 (주파수의 상용대수에 따라 60까지 감소)	115	105
그룹 2* : CISPR 전압 프로브를 사용했을 때 100 A/Phase를 넘는 주전원 급전 전류				

- 방사 방해파 전계강도 허용 기준 (CISPR 22)

주파수 범위 (MHz)	30m 거리에서 준침두치 허용치 (dBμV/m)
30 ~ 230	30
230 ~ 1000	37

다. 컴퓨터의 잡음과 내성 규제

- 주전원 단자 방해 전압의 허용 기준 (CISPR-20) [dB(μ V)]

주파수 대역 [MHz]	준-첨두치	첨 두 치
0.15 - 0.50	66 (주파수의 상용대수에 따라 56까지 감소)	56 (주파수의 상용대수에 따라 46까지 감소)
0.50 - 5	56	46
5 - 30	60	50

-전자파장해제한

	구 분	V C C I		F C C	
Radiated Emission	88년 12월 이후 제조 제품			주파수범위	LIMIT
	주파수 범위	LIMIT			
	측정 거리	3 m	10 m	3 m	
	30 ~ 230MHz	40dB μ V/m	30dB μ V/m	30 ~ 88MHz	40 dB μ V/m
				88 ~ 216MHz	43.5 dB μ V/m
	230 ~ 1000MHz	47 dB μ V/m	37dB μ V/m	216 ~ 1000MHz	46 dB μ V/m
Conducted Emission	MODE	준첨두치	평균치	MODE	준첨두치
	150 ~ 500kHz	66 ~	56 ~	0.45 ~	48dB
	0.5 ~ 5MHz	56dB	46dB		
	5 ~ 30MHz	56dB	46dB		
			60dB	50dB	

- 방사 방해파 전계강도 허용 기준 (CISPR 22)

주파수 범위 (MHz)	10m 거리에서 준첨두치 허용치 (dB μ V/m)
30 ~ 230	30
230 ~ 1000	37

※ 주변잡음 LEVEL이 높던가 기타 이유에 의해 30m 거리에서 전계 강도 측정이 불가능한 경우, 근거리 측정을 하는 것이 가능

- 전계 강도 기준치 (VCCI - Class 2 ITE)

[dB]

	10dB 완화 기준		4 dB 완화 기준		정상적인 허용기준	
	86년 6월 ~87년 5월 제 조 기 기		87년 6월 ~88년 11월 제 조 기 기		88년 12월 이후 제 조 기 기	
측정 거리	10 m	3 m	10 m	3 m	10 m	3 m
30 - 230MHz	40	50	34	44	30	40
230 -1000MHz	47	57	41	51	37	47

- 도전잡음 기준치 (VCCI - Class 2 ITE)

[dB]

	10dB 완화 기준		4 dB 완화 기준		정상적인 허용기준	
	86년 6월~87년 11월 제 조 기 기		87년 6월~88년 11월 제 조 기 기		88년 12월 이후 제 조 기 기	
구 분	준침두치	평 균 치	준침두치	평 균 치	준침두치	평 균 치
0.15-0.5 MHz	70 - 66	66 - 56	70 - 60	60 - 50	66 - 56	56 - 46
0.5 - 5 MHz	66	56	60	50	56	46
5 - 30 MHz	70	60	64	54	60	50

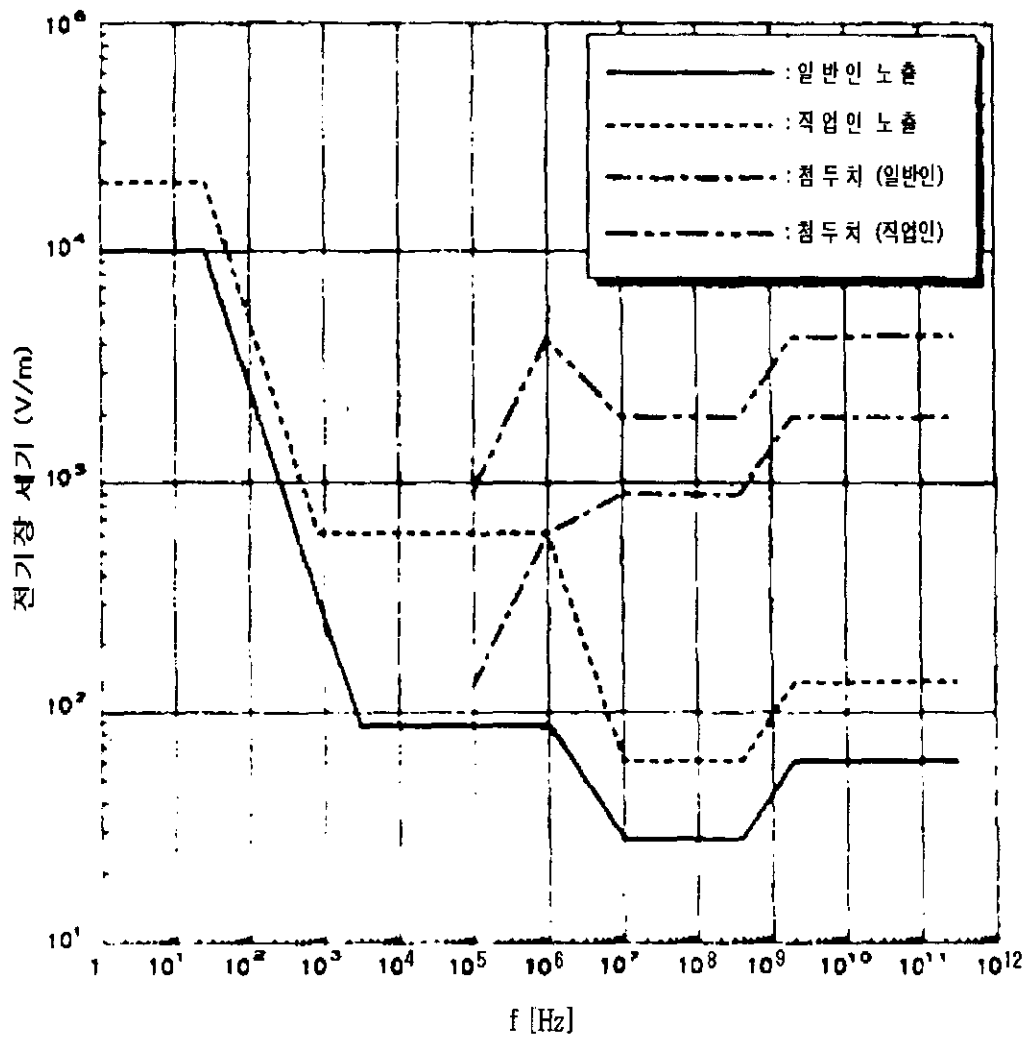
라. AM 송신 안테나의 방사 전계 규제

수 Hz에서 1kHz의 주파수 범위에서, 100mAm-2 이상의 유도 전류밀도 레벨은 중추 신경계 흥분의 급격한 변화 또는 시각 유발 전위의 반전 등과 같은 급성 영향의 임계치를 초과한다. 이러한 영향에 대한 안전성을 고려하여, 4Hz ~1kHz 주파수 범위에서 직업인 노출은 10배의 안전계수를 사용하여 10mAm-2 이하의 전류밀도를 유도하는 전자기장으로 제한한다. 일반인에 대해서는 부가적으로 5배의 안전 계수를 더 적용하여 기본 노출한계를 2mAm-2 로 규정한다. 4Hz 이하와 1kHz 이상에서의 유도 전류밀도에 대한 기본한계는 이 주파수 범위에서의 신경 자극에 대한 임계치가 상승함에 따라 점차 증가한다.

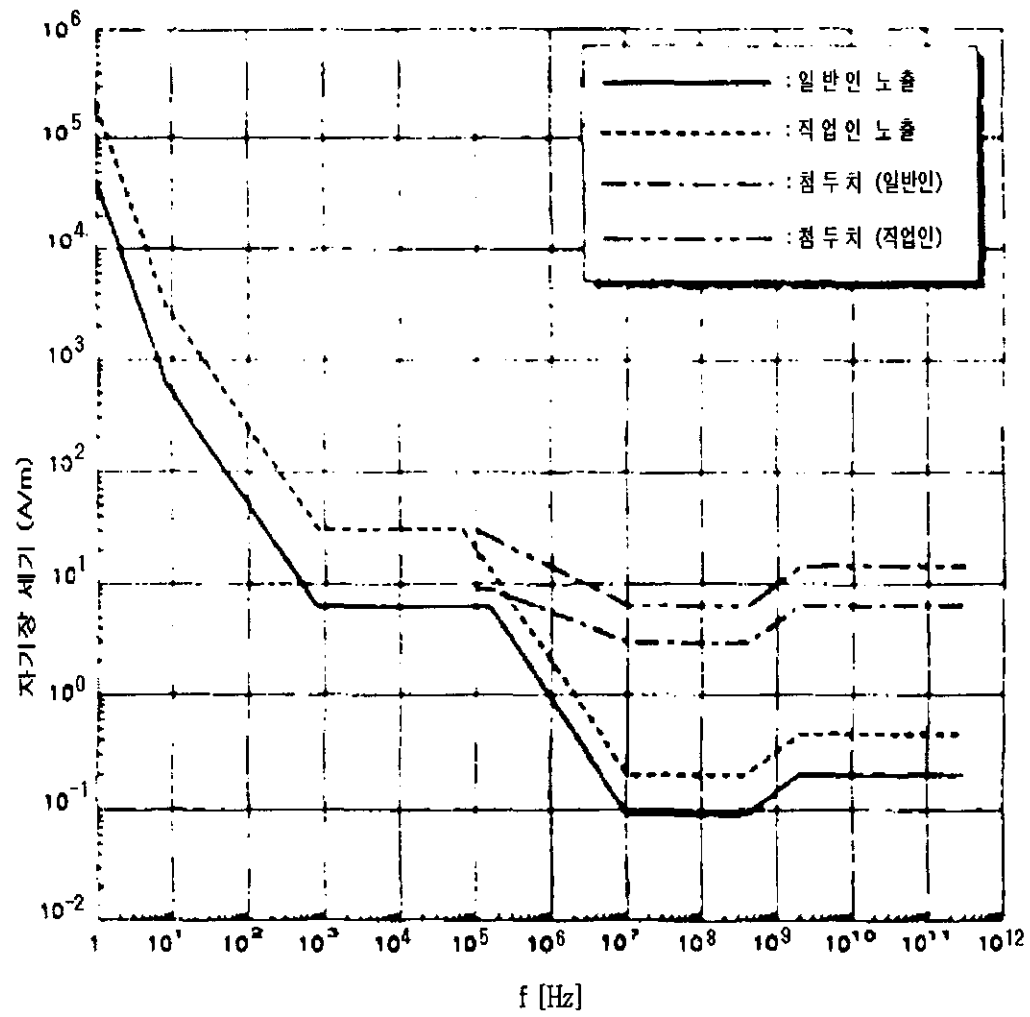
노출 특성	주파수 범위	머리와 몸통에서의 전류밀도 (mA m ⁻²) (rms)	전신 평균 SAR (W kg ⁻¹)	머리와 몸통에서의 국부 SAR (W kg ⁻¹)	팔다리에서의 국부 SAR (W kg ⁻¹)
직업인 노출	1 ~ 100kHz	f/100			
	100kHz ~ 10MHz	f/100	0.4	10	20
일반인 노출	1 ~ 100kHz	f/500			
	100kHz ~ 10MHz	f/500	0.8	2	4

주파수 범위		전기장 강도 (V m ⁻¹)	자기장 강도 (A m ⁻¹)	자속 밀도 (μT)
직 업 인	0.82 ~ 65 kHz	610	24.4	30.7
	0.065 ~ 1 MHz	610	1.6/f	2.0/f
일 반 인	3 ~ 150 kHz	87	5	6.25
	0.15 ~ 1 MHz	87	0.73/f	0.92/f

시변 전자기장의 노출 기준 레벨을 그래프로 나타내면 다음과 같다.



[그림 2-6] 시변 전기장의 노출 기준 레벨



[그림 2-7] 시변 자기장의 노출 기준 레벨

제 3 장 방사성 잡음 측정 방법과 측정결과

1. 방사성 잡음의 측정 방법

가. 방사성 잡음 발산 측정

방사성 잡음(radiated noise)의 발산(emission) 측정은 대개 다음의 순서에 의해 이루어진다.

- ① 측정 장비에 의한 시스템의 구성.
- ② Open area test site에서의 측정 (안테나 교정 포함).
- ③ 대상기기의 확보 및 측정.
(HP-IB에 의한 데이터의 자동 취득, 잡음원의 충분한 확보 필요).
- ④ 데이터의 축적.
- ⑤ 데이터의 해석 (EMC Analyzer의 이용, 주파수 대역별 신호의 해석).
- ⑥ 측정 결과를 이용 (계산치와 비교).

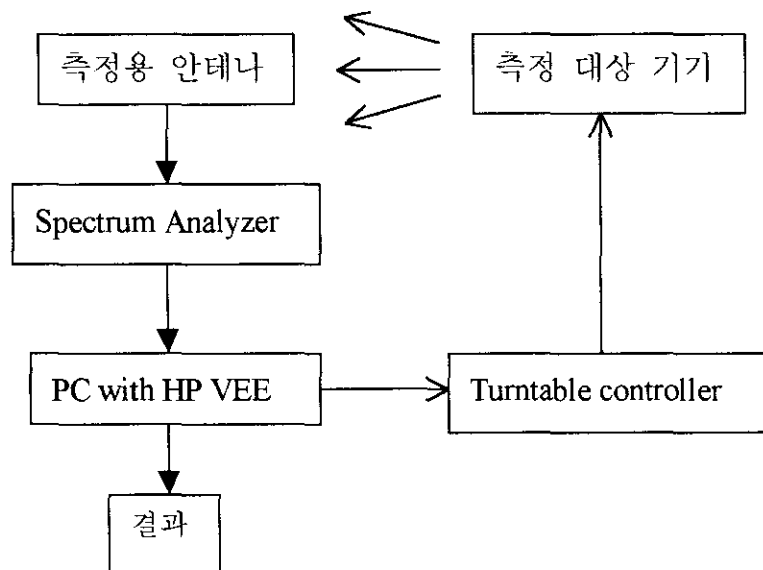
측정 장비의 구성은 다음의 [그림 3-1] 에서 보인 것처럼 측정 장비를 turntable 위에 올려 놓고, 수신 안테나로 잡음을 수신하여 spectrum analyzer 나 electric field strength meter 등으로 측정하고, 그 데이터 값들은 컴퓨터로

저장하여 처리한다.

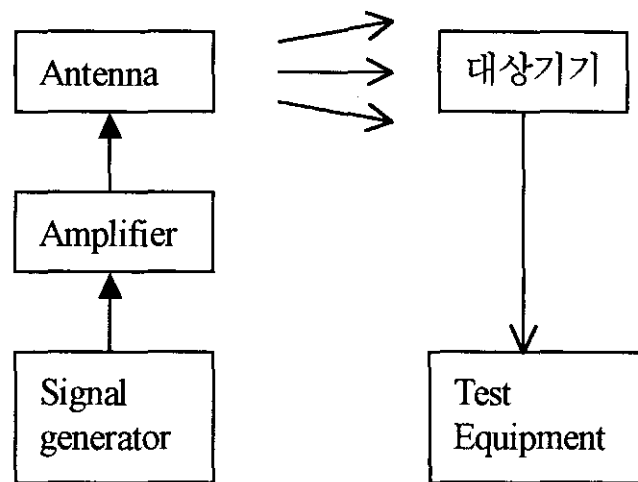
나. 방사성 잡음 내성 측정

방사성 잡음에 대한 내성(immunity) 측정에서는 대개 다음과 같은 과정을 밟는다.

- ① 측정 장비에 의한 시스템의 구성.
- ② 대상기기의 확보 및 실험.



[그림 3-1] 방사성 잡음 발산 측정도



[그림 3-2] 방사성 잡음 내성 측정도

- ③ 데이터의 축적.
- ④ 데이터의 해석.
- ⑤ 오동작 여부의 판별.
- ⑥ 각종 기준의 확보 및 비교.

방사성 잡음에 대한 내성 측정에서 장비 구성의 일례는 [그림 3-2]와 같다.

참고로 EMS(electromagnetic susceptibility) 시험후에 제품의 성능저하 또는 오동작에 따른 적합 판정 기준은 다음과 같다.

○ 3등급 (전자파적합 등록기준, EN50082-2)

A : 시험중이거나 시험종료후에도 당해기기의 사양에서 정한 성능을 유지하는 정도.

B : 시험중에는 기기의 성능이 떨어지나 시험 종료 후에는 정상적인 동작을 하는 정도.

C : 시험중에는 기기의 성능이 떨어지나 시험 종료후에는 전원개폐 또는 재시동 등에 의해 정상적으로 복원되는 정도.

○ 4등급 (IEC 1000 - 4 시리즈 규격)

A : 사양 한계내에서의 정상적인 성능.

B : 자체 복귀의 성능 또는 기능의 일시적 저하 또는 상실.

C : 조작자 조정 또는 시스템 리셋을 요구하는 성능 또는 기능의 일시적 저하 또는 상실.

D : 기기 (구성요소들) 또는 소프트웨어의 손상, 또는 데이터의 상실에 의해 복귀할 수 없는 기능의 저하 또는 상실.

2. 방사성 잡음 측정 시스템

가. EMI/EMC 측정 장비

EMI/EMC 측정에 사용되는 주요 측정 기기는 수신기(test receiver)와 안테나, LISN (Line Impedance Stabilization Network), 전류 프로브, 흡수 클램프 등이 있다. 이 중에서 방사성 잡음 측정에는 안테나와 수신기가 필수적이다. 수신기는 방사성 잡음은 물론 전도성 잡음 측정에 필수적으로 사용되는 기기이며, 안테나와 LISN, 전류 프로브는 일종의 변환기로서 잡음 신호를 감지하여 분석하기 쉬운 신호로 바꿔주는 역할을 한다. 안테나와 LISN은 각기 방사성 잡음 측정과 전도성 잡음 측정에 사용되고, 전류 프로브도 주로 전도성 잡음 측정에 이용된다.

(1) 측정 수신기

측정 수신기로는 방해 전자파 수신기와 spectrum analyzer가 있다. Spectrum analyzer는 임펄스 신호에 대해 방해 전자파 수신기보다 좁은 동작 영역을 가지고 있으나, 충분한 감도와 과부하 방지에 관한 부속 장치가 부가될 때 측정 수신기로 적절히 사용될 수 있으며, 넓은 주파수 대역을 한 눈에 볼 수 있어 문제점을 쉽고 빠르게 파악할 수 있고, 동시에 매우 다양한 용도로 사용될 수 있는 장점이 있다.

방해 전자파 수신기는 다양한 검파방식을 이용하고 있으나, 대부분의 상용 규격은 CISPR에서 권고하는 준첨두치 검파 방식을 채택하고 있으며, 반면

MIL-STD-461, 462와 같은 군용 규격은 침투치 검파 방식을 사용하고 있다. 준침투치 검파 방식은 임펄스의 반복률에 따라 각기 다르게 반응하는 방식으로 임펄스의 반복률을 고려하면 준침투치 검파의 효과를 쉽게 이해할 수 있을 것이다.

(2) 안테나

안테나는 전자기장의 세기를 측정하는 곳에 사용되며, 주요 측정용 안테나에는 표준안테나로 사용되는 다이폴 안테나와 표준이득 혼 안테나, 그리고 각종의 광대역 안테나가 있다. <표 3-1참조>

<표 3-1> 안테나의 주파수 사용 범위

Antenna	Frequency Range [MHz]		
	0.15 - 30	30 - 515	470 - 1000
Dipole	×	○	○
Biconical	×	○	×
Log-Periodic	×	○	○
Loop	○	×	×
Current Probe	○	○	×
Absorbing Clamp	×	○	×

광대역 안테나는 표준 안테나에 비해 쉽게, 넓은 주파수 대역을 빠르게 측정할 수 있다는 점에서 널리 사용되고 있으나, 8 dB 정도의 측정 오차 범위 내에서 시

험하려면 표준 안테나를 사용하는 것이 바람직하다. 이러한 광대역 안테나는 30 ~ 80MHz의 주파수 대역에서 접지면과의 결합이 적기 때문에 다이폴 안테나보다 더 정확하다고 주장하기도 하지만 높은 정재파비(VSWR)을 갖기 때문에 부적절하기도 하다. 이러한 측정용 안테나는 큰 측정 오차를 유발시킬 수 있으므로 안테나 인자(antenna factor)를 정확히 교정하여 사용하여야 한다. 대부분의 상용규격은 선형 편파된 안테나를 규정하고 있으며, 반면에 군용 규격은 원형 편파된 안테나에 대해서도 규정하고 있다.

나. 홍익대 보유 측정 시스템

본 교에는 방사성 잡음 측정에 필요한 장비를 갖추고 있으며, 보유장비의 특성은 각각 다음과 같다.

(1) Antennas

안테나는 방사성 잡음 측정시스템에서 가장 중요한 장비 중의 하나라고 할 수 있다.

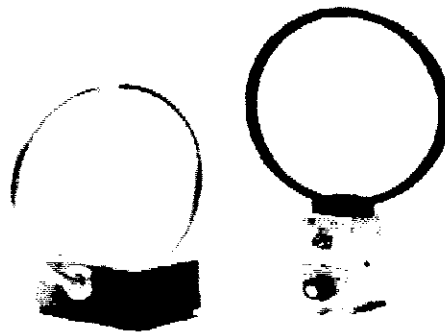
구조에 따라 측정범위 및 주파수 영역이 결정되므로, 측정하고자 하는 주파수 영역에 따라 올바른 안테나의 선택이 중요하다. 아래의 표는 주파수 대역별로 전자파의 잡음 측정에 사용되는 안테나이다.

<표 3-2> 홍익대 보유 안테나 주파수 특성

Antenna Type	Frequency (MHz)
Loop antenna	.01-30
Biconical antenna	30-300
Dipole antenna	30-1200
Log periodic antenna	200-1000
Horn antenna	16000-2400
	8000-12000
	12000-18000

본 측정에서는 30MHz에서 1GHz의 대역을 대상영역으로 정하였기 때문에 사용된 안테나는 다음과 같다.

(가) 루프 안테나 (Loop Antenna)



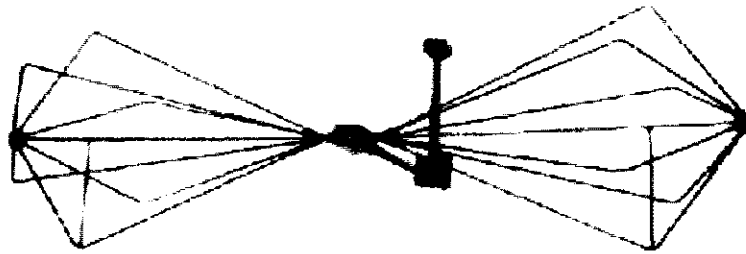
[그림 3-3] 루프 안테나

루프의 전체길이가 파장의 1/10이하 길이의 루프 안테나가 30MHz이하의 자계측정에 사용 또는 전계강도 측정기의 교정용 표준자계 발생기로 이용된다[그림 3-3 참조] 루프 안테나의 기전력 V 는 루프의 면적을 S , 권선수를 N , 자계강도 H , 자계와 루프면의 각도를 θ , 주파수를 f 로 하면 다음 관계가 있다.

$$V = 2\pi f \mu_o SNH \sin\theta$$

수신 감도를 높이기 위해 capacitor를 부가해 공진시켜 사용하는 경우도 있다. 루프안테나의 등가 실효 길이는 $l = \frac{V}{E} = \frac{2\pi SN}{\lambda}$ 이다.

(나) 쌍원추 안테나 (Biconical Antenna)

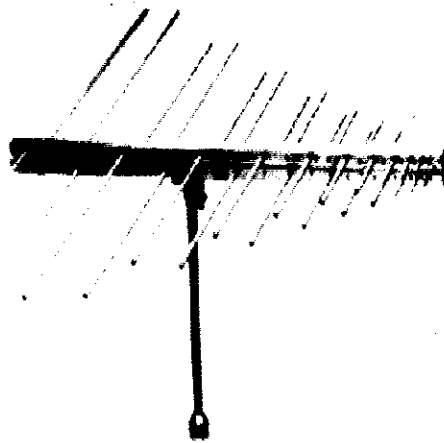


[그림 3-4] 쌍원추 안테나

쌍원추 안테나(biconical antenna)는 원추형의 도선을 점대칭으로 배치한 안테나이다. [그림 3-4 참조] 위 그림에서 처럼 길이가 파장에 비해 큰 경우 도체상에 정재파가 생기지 않으므로 안테나 특성의 주파수 의존성이 없어지게 된다. 실제로 길이가 $\lambda/2$ 이상 되면 입력 임피던스가 주파수에 대해 거의 일정하므로 측정용 안테나로서 경량화된 것을 VHF대에 많이 사용함하지만, 이 안테나의 정확한 이론적 해석은 곤란하다.

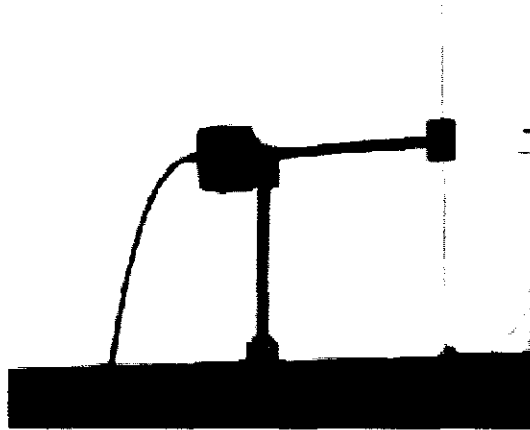
(다) 대수주기형 안테나 (Log - Periodic Antenna)

대수주기형 안테나는 그림 2-5에서 보인 것처럼 각기 다른 길이의 다이폴 안테나들로 형성된 array로 되어 있으며 광대역 주파수 특성을 갖고 있다. Array축방향 [그림 2-5에서는 오른쪽 방향]으로 방향성을 갖고 있다.



[그림 3-5] 대수주기형 안테나

(라) 다이폴 안테나 (Dipole Antenna)



[그림 3-6] 다이폴 안테나

안테나 길이가 $1/2$ 파장인 안테나를 반파장 다이폴이라 부르고, $\lambda/2$ 보다 짧은 것은 미소 또는 단축 다이폴이라고 부른다. 다이폴 안테나는 대개 길이가 $\lambda/2$ 보다 약간 짧은 곳에서 공진(리액턴스가 0이 되는 점)하게 되고, 이런 안테나를 반파장 동조형 다이폴 안테나라고 한다. 반파장 다이폴 안테나의 실효길이는 $\frac{2l}{\pi} = \frac{\lambda}{\pi}$ (l 은 다이폴의 길이)이며 반파장 다이폴 안테나의 이득은 2,15dB이다. 이 다이폴 안테나를 동축케이블로 연결하기 위해 임피던스 정합을 위한 BALUN을 사용하여 손실을 최소화 한다.

(2) Spectrum Analyzer

CRT화면상에 신호를 주파수 대 진폭으로 표현해 주는 장치로, 측정되는 잡음의 정확한 주파수를 찾아낼 수 있다. 넓은 주파수 대역을 한눈에 볼 수 있어 문제점을 쉽고 빠르게 파악할 수 있고, 매우 다양한 용도로 사용될 수 있다. 휴대에서 보유하고 있는 모델은 HP 8593A이며 주파수 대역은 9kHz to 26.5GHz이다.

또 다른 휴대 보유 Spectrum Analyzer는 HP8561B로 주파수 대역은 50Hz to 6.5GHz이다.

(3) Signal Generator :

측정 대상기기의 오동작을 유발하는 신호의 발생에 쓰인다. 임의의 주파수에서 AM, FM, PM으로 원하는 만큼의 신호를 발생시킬 수 있다. 휴대 보유 Signal generator는 Rohde & Schwartz 생산의 "SMT 02"모델이며 주파수 범위는 5kHz to 1.5GHz이다. 이외에도 network analyzer와 함께 사용하는 HP85620A Sweeper가 있으며 주파수 범위는 0.45MHz~20GHz이다.

(4) EMI Test Receiver

수신된 신호의 분석에 이용된다. 통신 신호일 경우 복조(demodulation)를 통해 들을 수 있으며, 그 신호의 세기를 알 수 있다. 휴대 보유 EMI receiver는 Rohde & Schwartz생산의 "ESVS 10"모델이고 주파수 범위는 20MHz ~ 1000MHz이다.

(5) Turn table & Position Controller

측정 대상 기기의 방향별 특성을 알아보기 위해 사용된다.

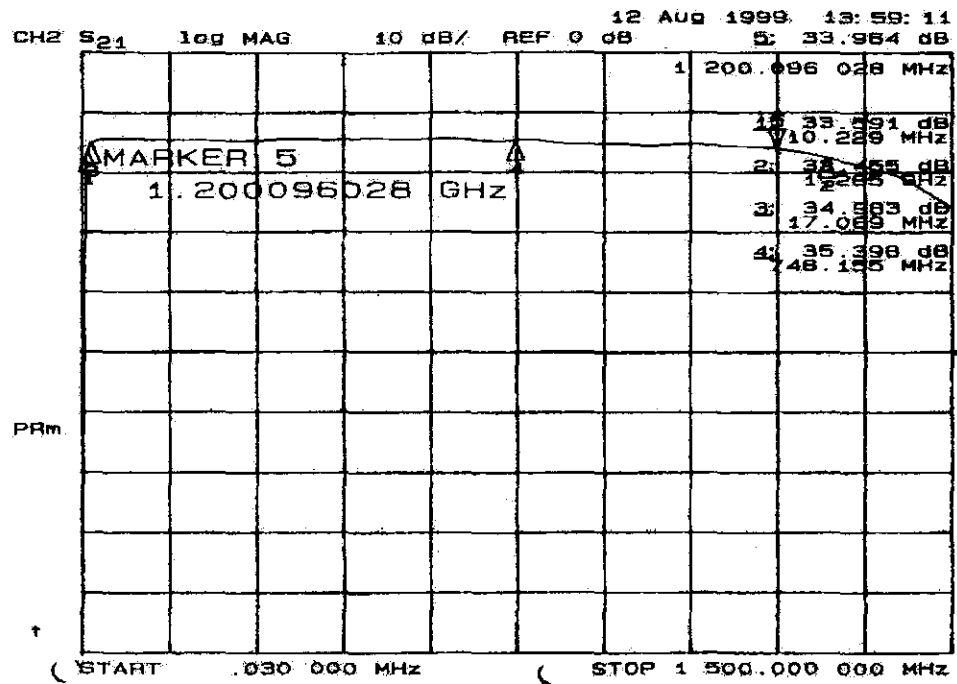
홍대에서는 Rohde & Schwartz제품의 "HCT12"와 Automatic Controller를 보유하고 있다. 이 turntable은 1 °간격으로 360 °회전할 수 있으며 manual이나 컴퓨터로 동작시킬 수 있다.

(6) PC & Interface Card

컴퓨터에서 스펙트럼 분석기를 제어하고 Interface Card를 이용하여 측정데이터를 수치로 변환하고, 컴퓨터에 데이터를 저장하는데 사용된다.

(7) Amplifier

전자파 방사 내성의 측정에 사용된다. 이번 연구의 대역으로 결정된 30MHz~1GHz범위에서 사용할 수 있는 특성을 갖는다. 이 증폭기(Mini-circuit의 ZHL 3010)의 증폭 특성은 아래 [그림 3-7]과 같다.



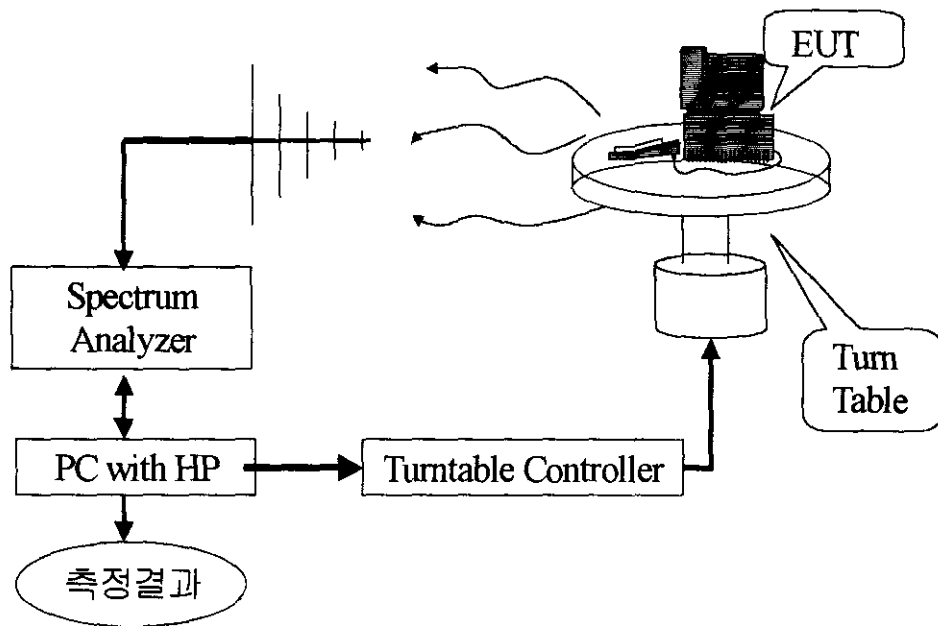
[그림 3-7] Amplifier의 증폭 특성

다. 방사성 잡음 발산 측정시스템

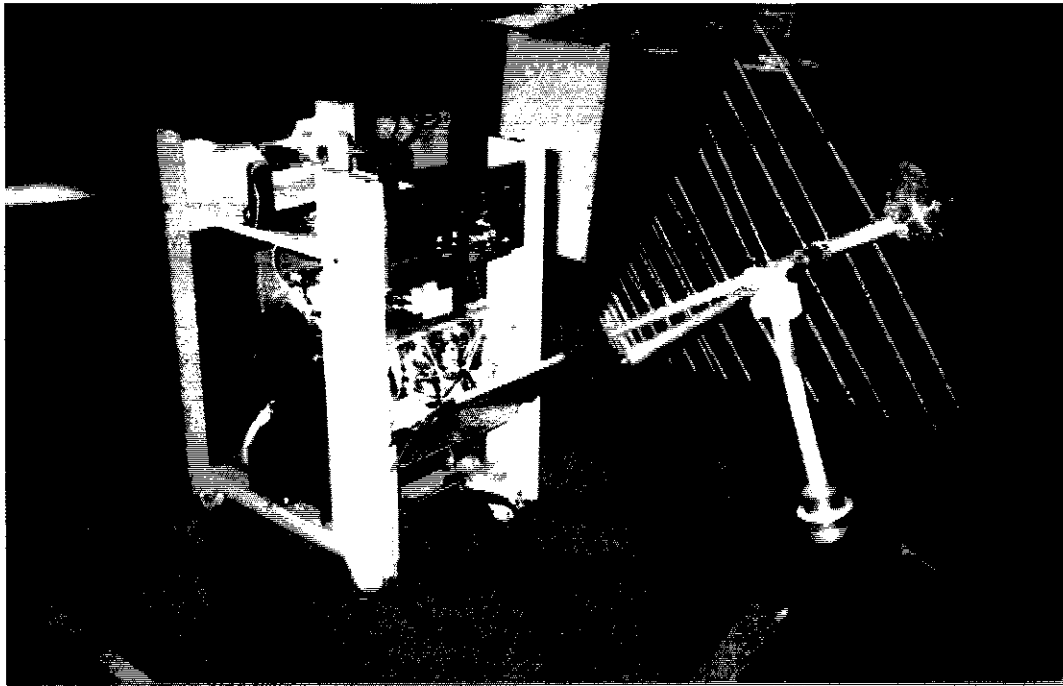
[그림 3-8]은 방사성 잡음의 발산을 측정하기 위한 시스템 구성을 소개하기 위한 것이다. 이 장비들을 이용하여 측정하는 순서는 다음과 같다.

- ① 측정시스템을 연결한다.

- ② 측정대상기기를 동작한다.
- ③ 스펙트럼 분석기의 주파수 대역을 결정한다.
- ④ 턴테이블을 회전시키며 측정을 반복한다.
- ⑤ PC에서 측정결과를 수집, 저장한다.
- ⑥ 결과를 해석한다.



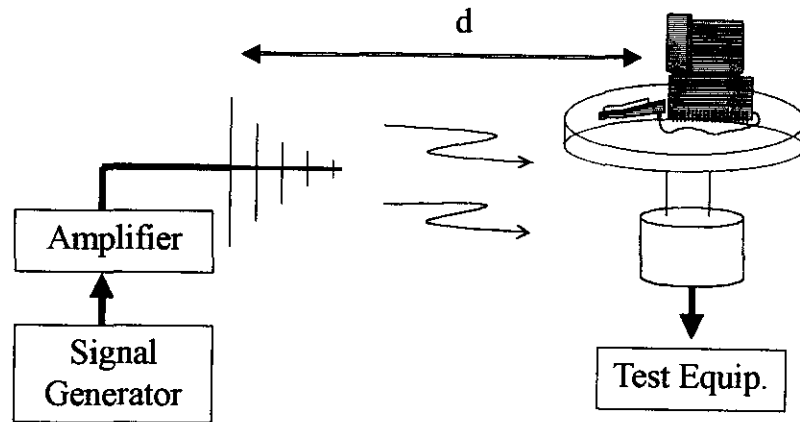
[그림 3-8] 방사성 잡음 발산 측정 시스템



[그림 3-9] 방사성 잡음 측정 장면.

라. 방사성 잡음 내성 측정 시스템

방사성 잡음에 잘 견디는지를 측정하는 내성 실험은 그림 2-4와 같이 수행하였다.



[그림 3-10] 방사성 잡음 내성 측정 시스템

이 실험의 순서는 다음과 같다.

- ① 측정시스템을 연결한다.
- ② 측정대상기기를 동작한다.
- ③ 신호발생기에서 잡음을 원하는 대역에서 발생시킨다.
- ④ 측정대상기기의 변화를 관찰한다.
- ⑤ 기기를 이용하여 변화를 자세히 측정한다.
- ⑥ 오동작 여부를 판단한다.

3. 안테나 교정 방법

EMC 분야에서 전자기장 세기 측정에는 사용하고자하는 주파수 대역에서의 전자기장 특성에 따라 여러 종류의 안테나들이 사용되고 있다. 전자기장의 세기를 정확하게 측정하기 위해서는 사용되는 안테나의 인자(antenna factor; AF)를 정확히 알고 있어야 하는데 안테나 인자를 측정하는 것을 안테나 교정이라 한다. 안테나 인자는 전기장 세기가 E(또는 자기장 세기가 H)인 전자기장내에 안테나가 있을 때, 안테나에 연결된 부하 양단에 걸리는 전압 V_{RF} 의 비로 다음과 같이 정의된다.

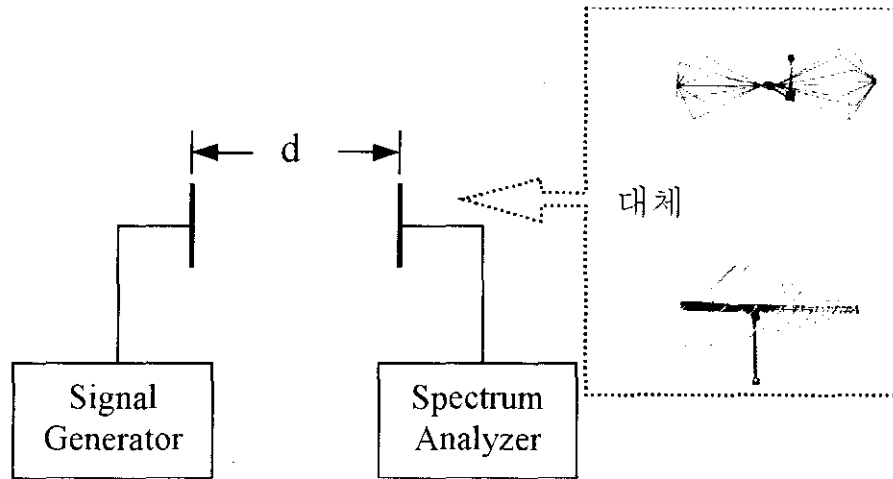
$$AF = \frac{E}{V_{RF}}$$

위 식으로부터 안테나 인자를 구하기 위해서는 표준 전자기장의 발생이 필요함을 알 수 있다. 표준 전자기장 발생 방법으로는 표준 안테나법과 표준 전자기장법이 있다.

가. 표준 안테나법

표준 안테나법은 표준 수신 안테나의 특성 (실효길이, 안테나 인자, 안테나 이득 등)과 수신되는 신호의 크기로부터 공간 중의 한 지점에서의 전자기장의 세기를 측정한 후, 그 위치에 측정하려는 안테나나 전파 감지기를 놓고 피 측정기기의 성능을 평가하는 방법이다. 다시 말하면, 안테나 인자를 알고 있는 표준 수신 안테나에 수신된 전압과 피측정 안테나로부터 수신된 전압을 비교하여 안테나 인자

를 구할 수 있다.



[그림 3-11] 표준 안테나법에 의한 안테나 인자 측정.

이를 수식적으로 표현하면 다음과 같다.

$$E(dB\mu V/m) = AF(dB/m) + V_r(dB\mu V)$$

여기서

$$P_r = \frac{V_r^2}{R_r}$$

$$R_r = 50\Omega$$

$$20\log V_r = 10\log P_r + 17dB$$

위 식을 대수적 표현으로 고치면

$$V_r(dBV) = P_r(dBw) + 17(dB) \quad \text{또는}$$

$$V_r(dB\mu V) = P_r(dBw) + 107(dB) \text{이다.}$$

Spectrum Analyzer에서 수신된 전력을 수신된 전압으로 바꿀 수 있다. 표준 안테나의 AF를 알고 있으므로 수신 안테나 위치에서의 전기장 세기를 다음처럼 계산한다.

$$E = AF_s + V_r$$

이번에는 표준 안테나가 있던 위치에 피측정 안테나를 놓고, 같은 수신기로 전력을 수신한 후 전압을 얻으면 이미 알고 있는 전기장 세기 E로부터 다음처럼 피측정 안테나의 안테나 인자(AF)를 얻게 된다.

$$V_r = 0.5 (P_r + R_r)$$

$$E = AF + V_r$$

$$\Rightarrow AF = E - V_r$$

여기서

$$P_r = \text{표준 안테나 수신 전력}$$

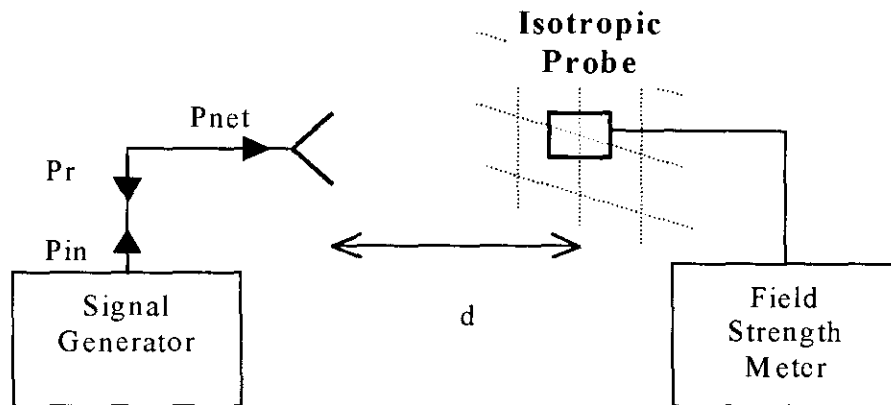
$$AF_s = \text{표준 안테나 인자}$$

$$P_r = \text{피측정 안테나 수신 전력}$$

$$AF = \text{피측정 안테나 인자}$$

나. 표준 전자기장법

표준 전자기장법은 특성을 알고 있는 표준 송신 안테나에 크기를 알고 있는 신호를 인가하여 공간상의 한 점에 표준 전자기장을 발생시키고 그 위치에서 피측정 안테나에 의해 수신된 신호와 표준 전자기장의 크기를 비교하여 안테나 인자를 구하는 방법이다



[그림 3-12] 표준 전자기장법에 의한 안테나 측정

[그림3-12]에서, P_{in} : 입사 전력, P_r : 반사전력, P_{net} : 복사 전력이고, 안테나 손실 무시하고, 반사 손실을 고려하기로 한다. 수신장소에서의 전력 밀도를 수식적으로 나타내면 다음과 같다.

$$S = \frac{P_{net} G_t}{4\pi d^2}, S = |\overline{E} \times \overline{H}| = \frac{E^2}{120\pi}$$

그러므로

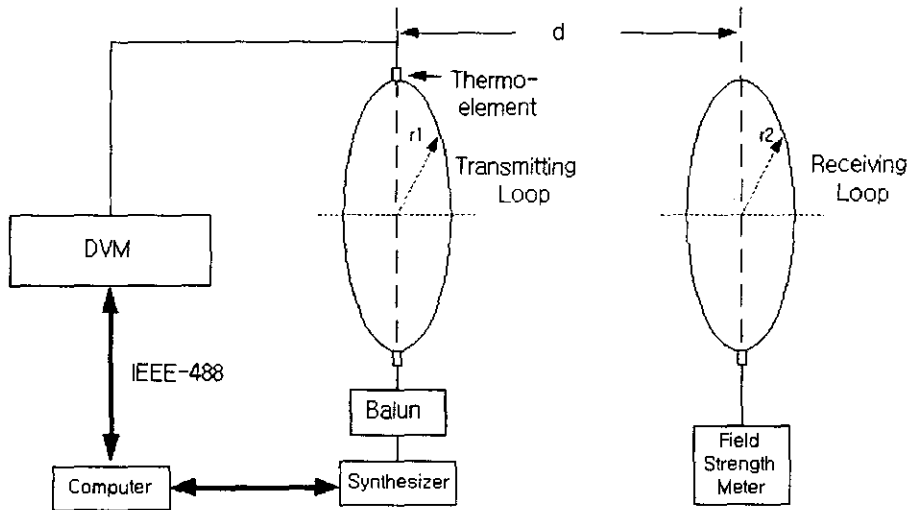
$$E = \frac{\sqrt{30P_{net}G_t}}{d}$$

이고, 여기서,

G_t : 송신 안테나 이득

P_{net} : 복사 전력 (입사 전력 - 반사 전력) 이다.

표준 자기장의 발생은 일반적으로 10kHz ~ 30MHz의 주파수 대역에서 송신 loop 안테나로 표준 자기장을 만들 수 있으며, 송신 loop 안테나 축 상의 한 지점에서의 자기장의 세기는 송신 안테나로부터의 거리, loop 안테나의 기하학적 구조와 안테나 상의 전류를 측정함으로써 구할 수 있다. 표준 안테나의 크기는 이용하려는 주파수 대역에서 가장 높은 주파수에서의 파장보다 매우 작게하여 전류의 분포가 안테나의 모든 점에서 일정하도록 하는 것이 바람직하며, 전기적으로 매우 작은 loop 안테나는 축이 loop 안테나 평면에 수직인 미소 자기 쌍극자로 등가적으로 표시하며, 이 자기 쌍극자로부터 방사되는 자기장의 세기를 계산할 수 있다. 다음은 loop 안테나를 교정하는 방법을 나타낸 그림이다.



[그림 3-13] Loop 안테나의 교정 방법

EMC 안테나로는 loop 안테나, 모노폴 안테나, 다이폴 안테나, 혼 안테나, biconical 안테나, 대수 주기 안테나 등이 사용되고 있고 30MHz 이하의 주파수 범위에서는 Loop 안테나를 사용하여 자기장의 세기 측정을 한다.

수신용 Loop안테나 평면에서 자기장의 세기의 수직 성분의 평균값은

$$H = \frac{\beta^2 I}{2R^3} \left[1 + \frac{15}{8} \left(\frac{r_1 r_2}{R^2} \right) \right] \sqrt{1 + (\beta R)^2}$$

여기서,

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$$

d = 두 Loop 안테나 간의 간격 [m]

$$R^2 = r_1^2 + r_2^2 + d^2$$

I = 송신 Loop 안테나 상의 전류 [A] 이다.

복사 자기장의 크기를 알기 위해 필요한 송신 안테나에 흐르는 전류 I 의 측정
은 RF주파수 전류를 측정해야 하기 때문에 상당한 어려움이 있다. 또한 송신 안
테나의 크기가 파장에 비해 작지 않으면 안테나에 전류의 정재파가 존재하게 되
어 전류의 크기 및 위상이 일정하지 않으므로 위 식으로부터 자기장을 계산할 수
없다.

송신 안테나의 RF 주파수 전류는 Thermo-element를 안테나 급전부 중심에
설치하여 안테나에 전류가 흐를 때 이에 비례하는 직류 전압을 Thermocouple
출력에서 측정하여 Thermo-element의 교정 값으로 알 수 있다. 직류에서 교정된
Thermo-element는 약 30MHz까지 약 1% 보다 좋은 정확도 특성을 가진다.

위의 그림에서 보는 바와 같이 교정하고자 하는 피 측정 loop 안테나는 송신
loop 안테나와 동일한 축상에 위치한다. 자기장의 세기 측정에 포함되는 오차에
는 두 loop안테나간의 거리와 두 안테나의 반경의 측정에 기인하는 오차,
Thermocouple의 RF-DC차에 기인하는 loop안테나의 전류 측정 오차, loop 안
테나 상의 정재파에 기인하는 전류 분포 오차 등이 포함된다.

다. 측정 결과

표준 안테나 법에 의한 안테나교정을 수행하였는데 다음의 절차에 따랐다. 우선, 일정한 측정 거리에서 표준안테나 (HP-11966H)를 사용하여 주파수 변화에 따른 수신 전력을 측정한다. 다음에는 표준 안테나 위치에 피측정 안테나를 설치하고 수신전력을 측정하였다 이 때 측정에 사용된 안테나는 다음과 같다.

-Biconical Ant : 30 - 300 MHz

- Log-periodic Ant : 300 - 1,000 MHz

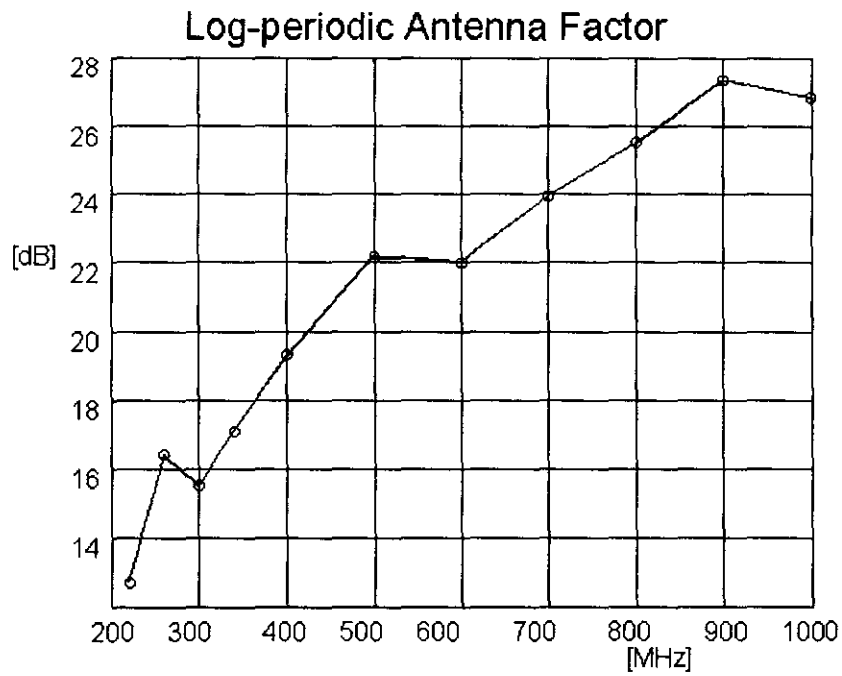
측정된 수신전력을 이용하여 앞에서 기술한 표준 안테나 법에 의해 피측정 안테나의 안테나 인자를 계산하였다.

이 측정에서 얻은 홍익대 보유 안테나들의 안테나 인자는 다음 표와 같다.

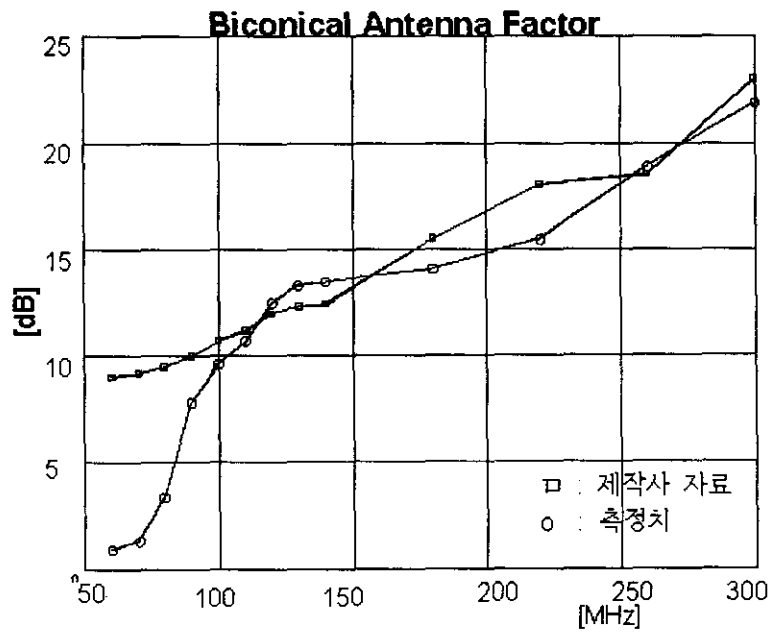
<표 3-3> 안테나 인자 측정 결과

주파수 [MHz]	수신전력 (dBm)			Antenna Factor (dB/m)		
	Dipole (표준안테나)	Biconical	Log- periodic	Dipole (표준안테나)	Biconical	Log- Periodi c
60	-28.54	-21.94		4.2	0.9	
70	-24.16	-16.6		5.1	1.32	
80	-21.73	-16.68		6.3	3.775	
90	-18.7	17.7		8.3	7.82	
100	-18	-18.74		9.3	9.65	
110	-29.8	-30.4		10.4	0.7	
120	-19.78	-21.49		11.6	12.45	
130	-19.54	-24.22		11.0	13.34	
140	-26.6	-27.57		13.0	13.485	
180	-29.65	-30.4		13.7	14.08	
220	-22.9	-23.5	-17.99	15.7	15.46	12.7
260	-17.5	-19.85	-14.93	17.7	18.875	16.415
300	-20.5	-27.56	-14.92	18.3	21.83	15.51
340	-25.5		-22.08	18.8		17.09
400	-24.5		-19.1	22.0		19.3
500	-26.35		-21.5	24.6		22.175
600	-29.7		-24.32	24.7		22.01
700	-28.4		-24.7	25.8		13.95
800	-28.5		-25.9	26.8		25.5
900	-31.09		-29	28.4		27.35
1000	-36.71		-33.3	28.7		26.845

위 결과를 그림으로 나타내면 [그림 3-14]와 같다.



(a)



(b)

[그림 3-14] 측정된 안테나 인자; (a) Log-periodic antenna, (b) Biconical antenna.

4. 방사성 잡음 측정 결과

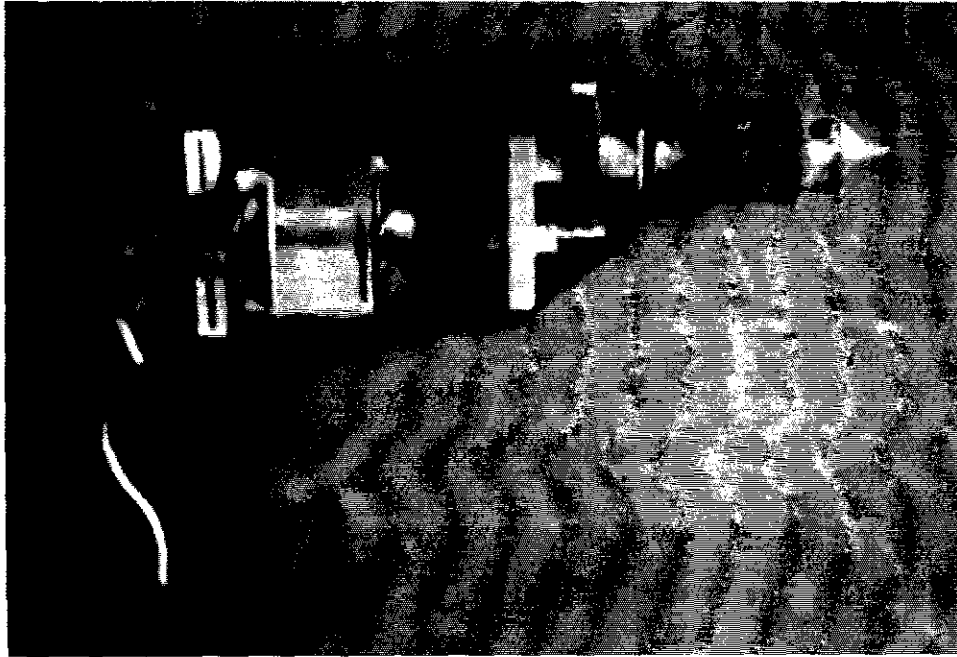
방사성 잡음 측정 대상 기기로는 전동드릴, 아크 용접기, 컴퓨터를 선정하였다. 우선 각 대상 기기의 방사성 잡음을 측정하기에 앞서 케이블의 손실과 EME Test 를 위한 간단한 전동드릴에서 방사되는 잡음을 측정하였다.

그 외에 건설용 대형 크레인에 유기되는 전압의 원인을 찾기 위한 측정을 하였으며 EMS test를 위한 기초 실험으로 PC에서의 방사성 잡음을 측정하였다.

EME test 대상 기기로는 주위에서 쉽게 찾을 수 있는 산업용 기기로 결정하여 아크용접기와 락톱에서의 잡음을 측정해 보았다.

또한 전동드릴과 PC에 대하여 발산되는 잡음을 더 많은 대역에서 다시 측정을 해보았으며, 간단한 방법의 차폐실험을 통해 전자파가 적게나마 감소됨을 확인할 수 있었다.

가. 전동 드릴 방사 잡음 측정

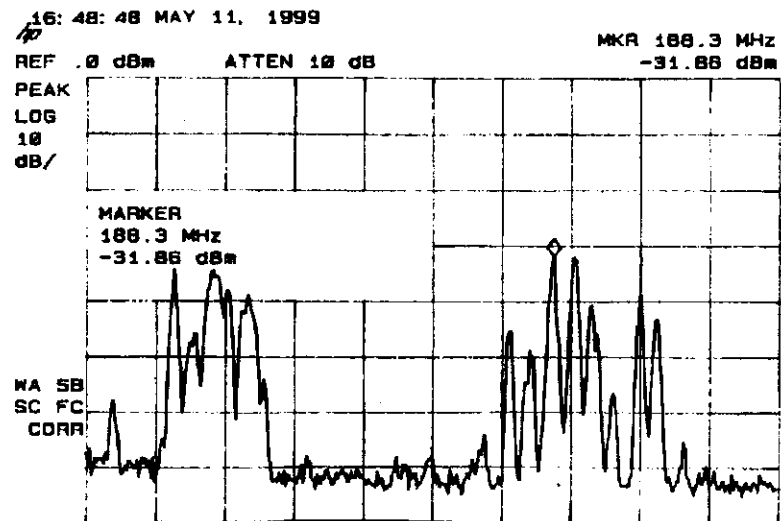


[그림 3-15] 측정에 사용된 전동 드릴

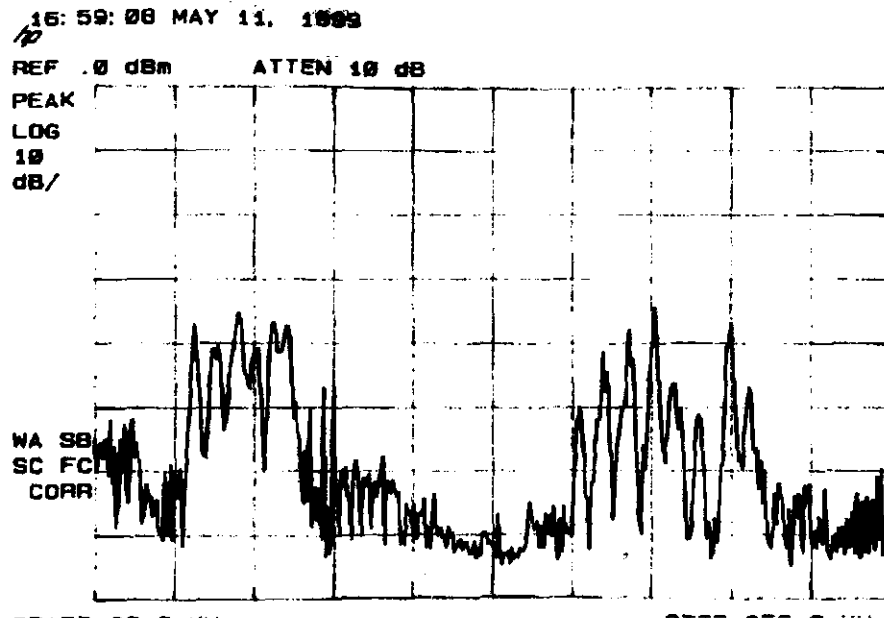
이 실험은 앞으로의 측정을 위한 준비과정으로 1999년 5월 11일과 11월 8일 홍익대학교 전파응용연구실 내에서 진행되었다. 전동드릴에서 발산되는 잡음을 방송신호 대역에서 수신해보았는데, 전동드릴의 동작/미동작시를 비교해 보았다.[그림 2-16참조] 아래 그림에서 볼 수 있듯이 전동 드릴을 작동할 때에는 넓은 주파수 대역에서 방사성 잡음이 발생한다. 또 앞으로 실험에 사용될 두 가지 케이블, 즉 N-type과 SMA-type 케이블들의 'cable loss'를 측정하였다. 그 결과는 다음의 표에 나타내었다.

<표 3-4. 실험에 사용된 케이블의 손실 표.

Freq.(MHz)	(dB / meter)	(dB / meter)
100	0.1263	0.0768
300	0.2450	0.1591
500	0.3216	0.2156
700	0.3894	0.2592
900	0.4481	0.3086



(a)

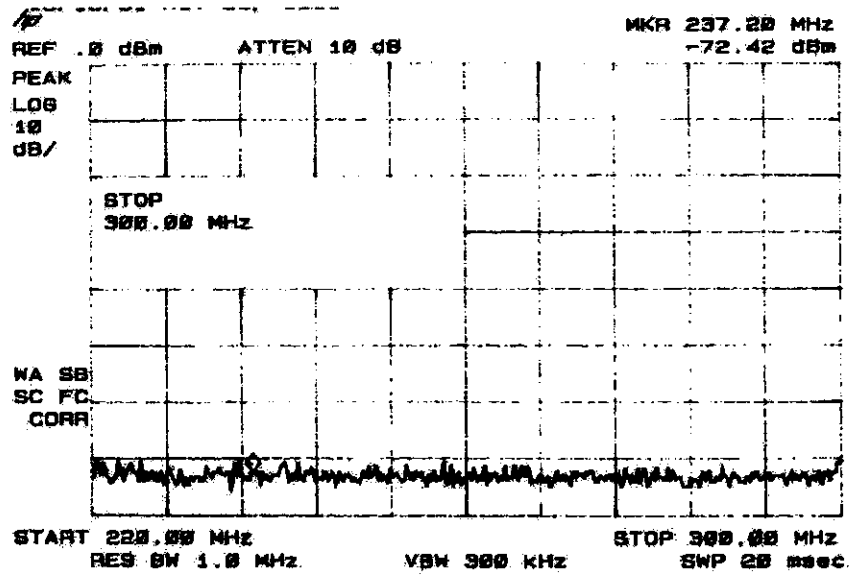


(B)

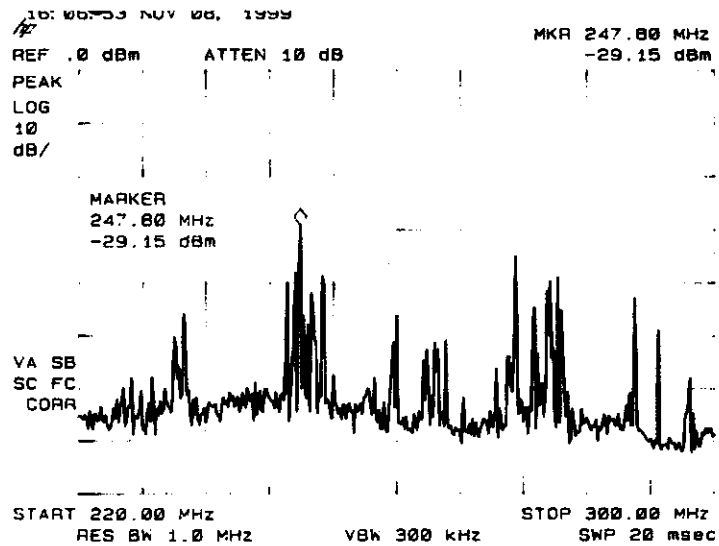
[그림 3-16] FM 방송신호의 수신; 전동드릴 OFF상태, (b) 전동드릴 ON상태

홍익대학교에서 실험을 하였으므로 1GHz까지의 대역을 살펴볼 때 많은 방송신호들이 수신되었고, 이는 정확한 실험값을 얻는데 많은 영향을 미치므로, 다음과 같이 방송신호가 거의 없는 대역을 선정하여 실험을 반복하였다.(1999년 11월 8일) 10~80MHz, 110~170MHz, 220~300MHz의 대역에서는 Biconical Antenna를 사용하였고, 330~450MHz, 660~840MHz, 900~1000MHz 대역에서는 Log-periodic Antenna를 사용하였다.

[그림 3-17, 18]은 biconical 안테나를 이용하여 220-300MHz 대역에서 잡음을 측정된 결과의 그림이고, 각각 전동드릴을 작동시키지 않았을 경우와 작동했을 경우의 잡음 정도를 보인다.

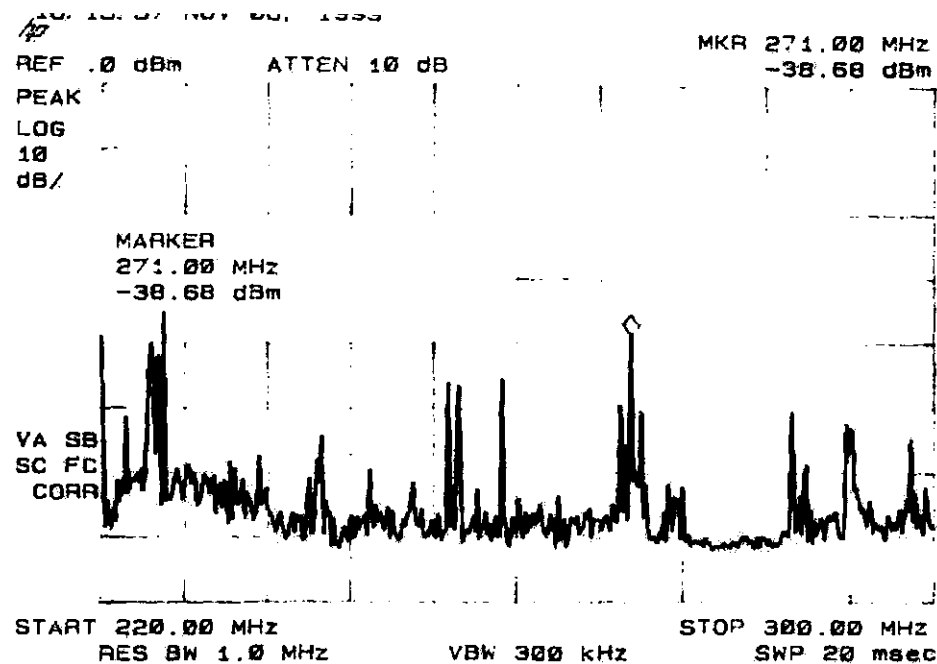


[그림 3-17] 전동 드릴 OFF상태



[그림 3-18] 전동 드릴 ON상태

[그림 3-18]에서 전동드릴이 동작할 때 약 -29dBm의 peak를 갖는 잡음이 거의 전대역에서 측정이 되었다. 차폐가 없을 때 전동드릴을 동작하게 되면 실험 대상이 된 주파수 대역에서 Noise floor level이 약 5dBm정도 고르게 올라감을 확인할 수 있다.



[그림 3-19] 알루미늄 foil로 전동드릴을 shielding하고 ON 상태일 때

- ① Shield하지 않은 경우; 220-300MHz주파수대에서 측정된 최대 잡음 전력은 -29dBm이었다. 그러므로 수신전압 $V_r = -29 + 107 = 78(\text{dB} \mu\text{V})$ 이다. <표 3-3>에

의하면 biconical 안테나의 AF는 260MHz에서 19dB/m 이므로 $E=78+19=97$ (dB μ V/m)가 된다.

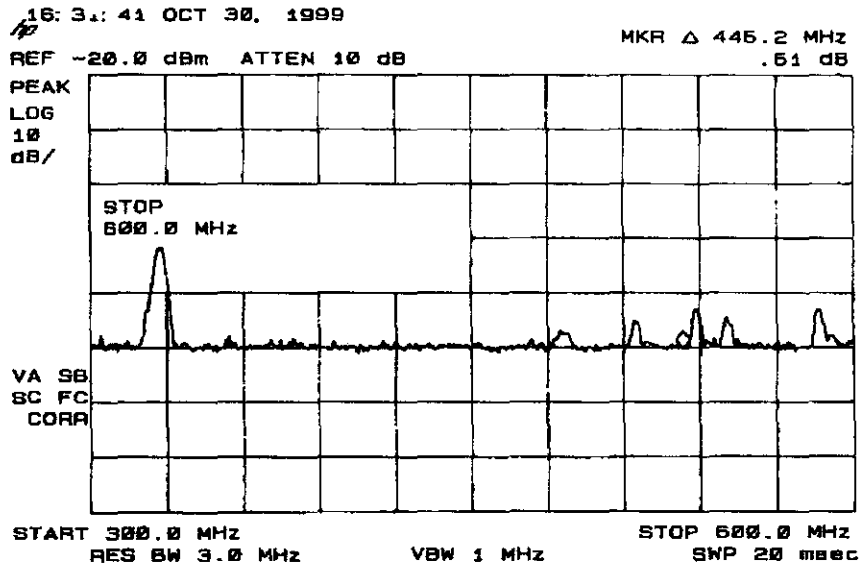
② 알루미늄 foil로 shield할 경우 ; 220-300MHz 대에서 측정된 최대 잡음 전력은 -34dBm이었으며 (5dB만큼 낮아졌음), $E=92$ (dB μ V/m)가 된다.

참고로 알루미늄 foil을 두겹으로 겹쳐서 shielding할 경우에는 한겹보다 5dB정도 잡음 전력이 더 낮아짐을 확인할 수 있었다.

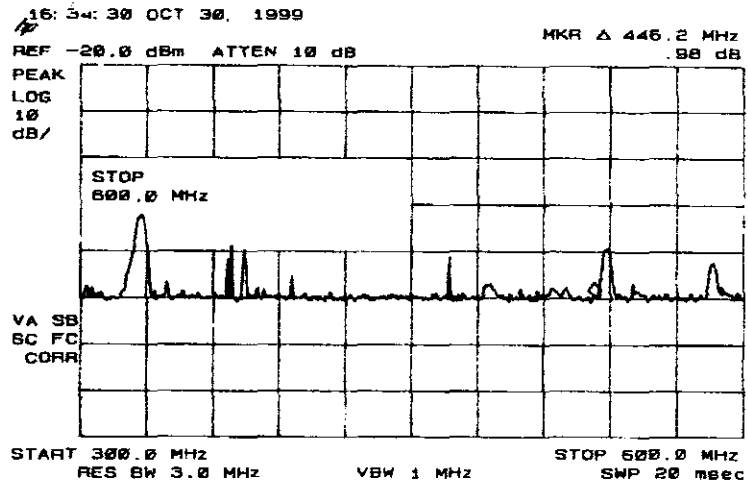
나. 아크 용접기 잡음 측정

구산전기(주) 작업장 내에서 아크 용접기가 발산하는 전자파 방사정도를 측정하였다. 주위의 공작기계가 작동중인 시간대를 피하여 잡음측정실험을 하였다[그림 3-9참조].

[그림 3-20]에서는 용접기가 동작하지 않을 때의 주변 잡음과 용접기가 동작할 때의 잡음을 비교하였다. 이후 아크용접기에 대한 많은 실험결과를 얻었으며, 자세한 결과와 결론은 제 6장에 따로 기술되었다.



(a)

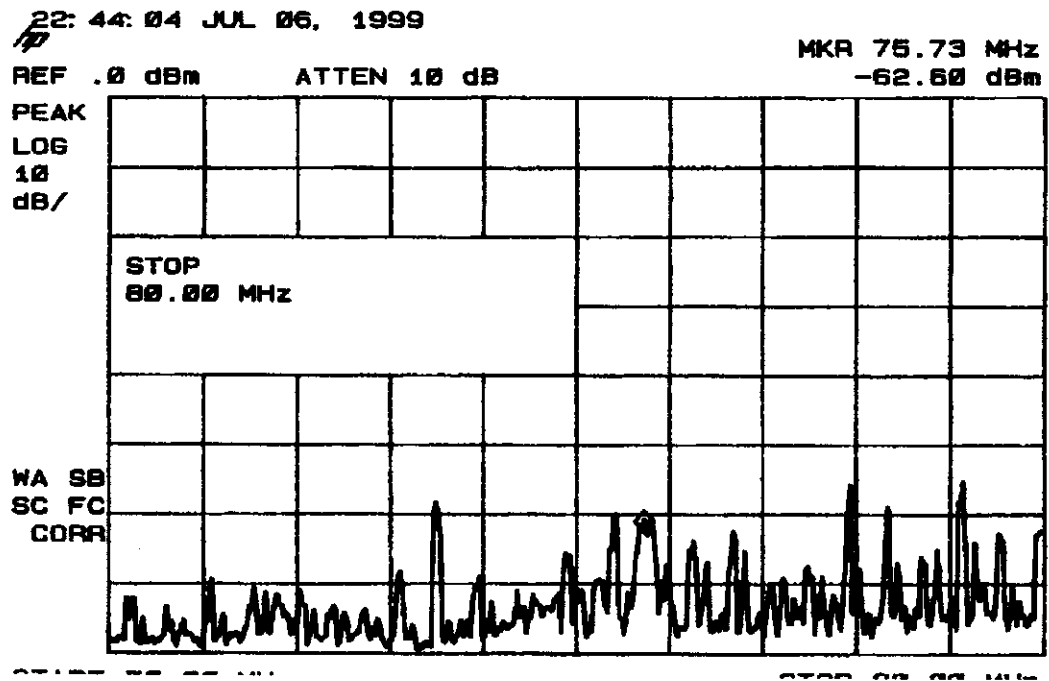


(b)

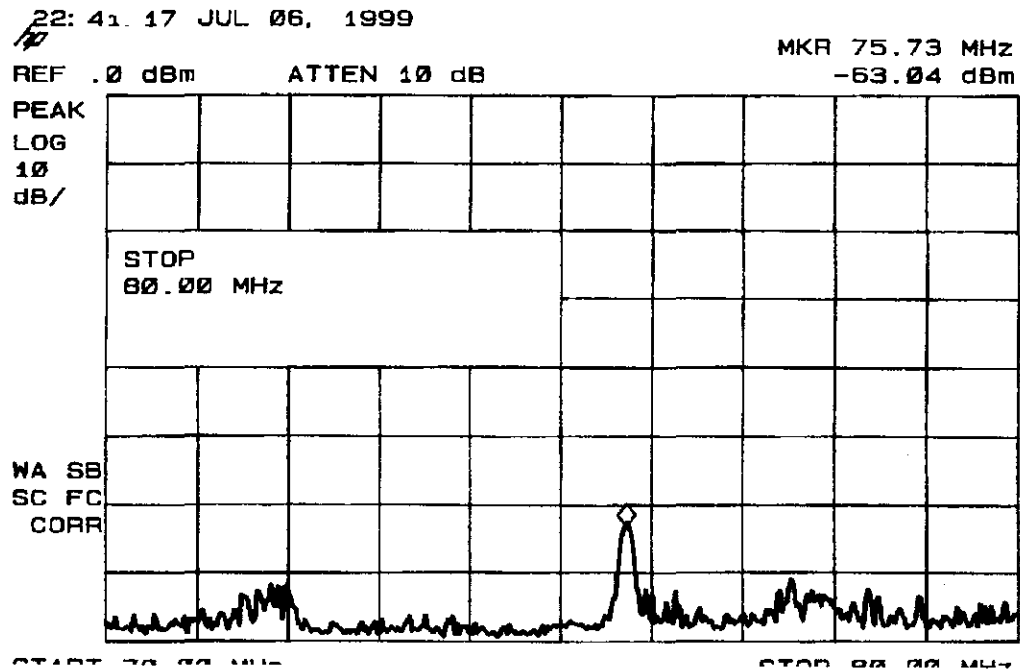
[그림 3-20] 용접기에서 방출되는 잡음; (a)용접기 OFF상태, (b)용접기 ON상태

다. 컴퓨터 방사잡음 측정

이번에는 연구실내에서 개인용 컴퓨터(4876type, 75MHz)에서 발생하는 잡음을 측정하였다. 컴퓨터의 시동시 약간의 잡음이 모든 대역에서 발생함을 확인할 수 있었고, 안정상태에선 75MHz주변대역에서 신호가 수신되는 것을 알 수 있었다.[그림 2-21과 22 참조]

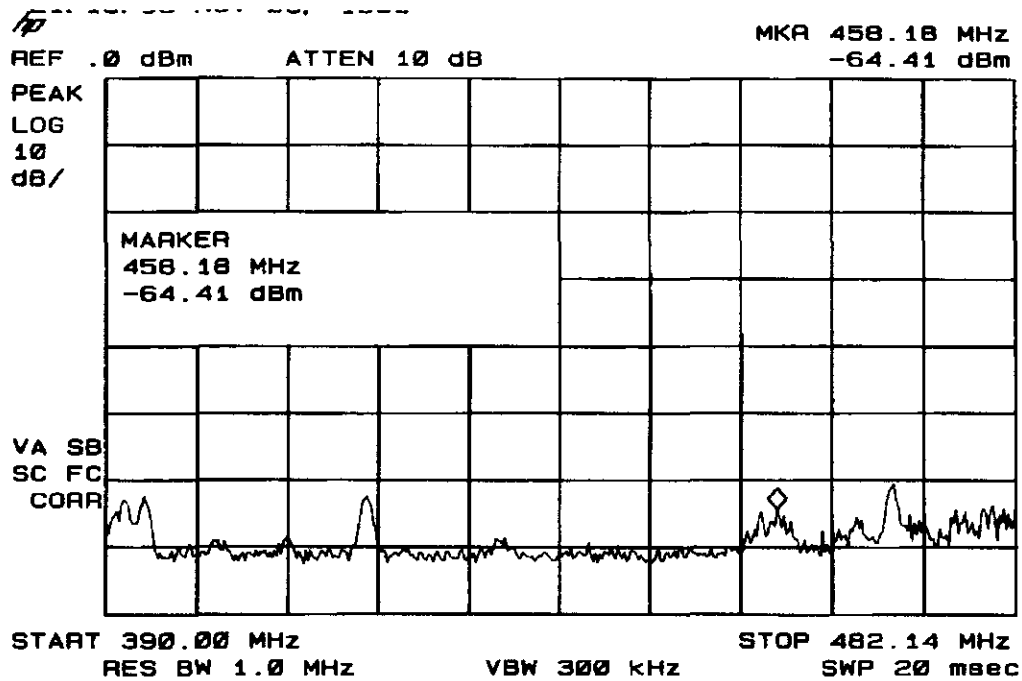


[그림 3-21] 컴퓨터의 시동시 발생하는 잡음



[그림 3-22] 컴퓨터의 시동후 안정상태

이번에는 다른 개인용 컴퓨터 (펜티엄Ⅱ type, 458MHz(overclocking에 의해 얻어짐))에서의 잡음을 측정하였다.[그림 2-23,24,25 참조] 이번에 사용된 컴퓨터 (pentium 458MHz)는 지난 실험에 사용된 486pc보다 3년이 넘어서 판매를 시작한 제품이므로 방사성 잡음에 대한 부분도 많이 개선이 되었을 것이라고 예상했으나 두 컴퓨터의 잡음 정도가 유사함을 알 수 있었다..



[그림 3-25] PC의 덮개를 열었을 때 발생하는 잡음

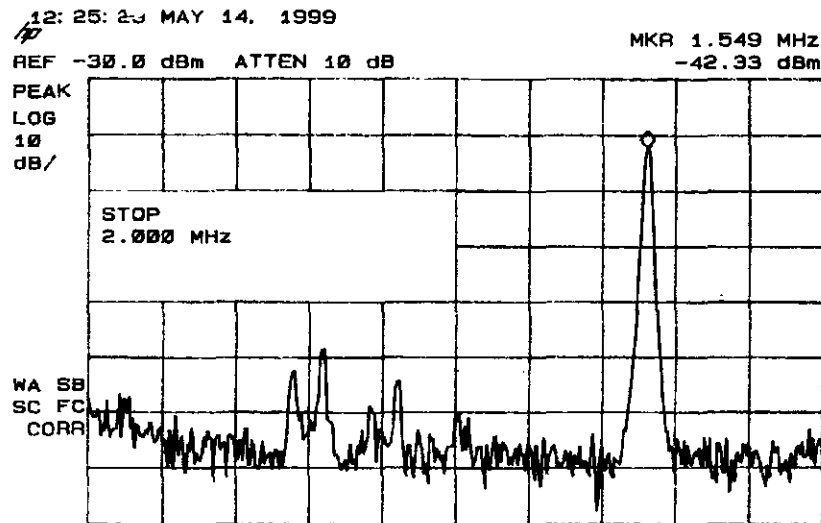
컴퓨터의 덮개를 열고 잡음을 측정하여 컴퓨터 덮개가 얼마나 shield효과를 갖고 있는지 알아 보았다. 460MHz 주파수 대역에서의 잡음을 보면 그림 2-24에서는 -72dBm, [그림 3-25]에서는 -64dBm이었고, 이 전력량은 제 3절의 공식을 이용하면 각각 $48.5(\text{dB} \mu\text{V/m})$ 와 $56.5(\text{dB} \mu\text{V/m})$ 의 전기장 세기를 의미한다. 컴퓨터 덮개는 일정 주파수에서 약 8dB정도의 shielding 효과가 있음을 알 수 있었다.

라. AM 송신 안테나 방사 전계 측정

건축용 대형크레인에서의 전압유기 원인을 규명할 목적으로 용산 박물관 신축 공사장에서 주한미군 AFKN 송신 안테나로부터의 신호(이때의 주파수는 1530-1540KHz)가 작업 크레인에 강하게 수신됨을 측정하였다. 안테나와의 거리는 대략적으로 400m 이었다.

모든 주파수 대역에서 발생하는 잡음은 약 -100dBm, 남산으로부터의 FM신호는 -80~-90dBm 인데 반해 AM신호는 -40dBm정도로써 주위 다른 신호보다 매우 크다는 사실을 그림에서도 쉽게 확인할 수 있다. [그림 3-26참조]

건설 현장의 대형 크레인에 400V의 원인 모를 전압이 유기되는데, 측정의 결과로 AM신호가 전압 유기의 직접적인 원인일 수 있음을 추정할 수 있었다.



[그림 3-26] AM 송신 안테나 복사전력 측정

5. 측정결과 검토 및 대책

이번 연구에서는 전동드릴, 아크용접기, 컴퓨터 등에서 발생하는 방사성 잡음을 측정하여 보았다. 전동드릴의 경우 기계가 작기 때문에 잡음의 강도가 그리 크지는 않았으나 전동드릴과 유사한 방식으로 제작되는 대형산업용 기기에서는 큰 잡음이 발생할 수 있음을 미루어 짐작할 수 있었다. 이는 다른 기기의 오동작을 유발할 수 있을 만큼의 강도가 될 수 있고, 이를 막기위해 차폐실험도 이루어졌다. 알루미늄의 함유량이 매우 적은 가정용 Foil만으로도 전계의 세기를 줄일 수 있었으므로 전동드릴의 외부에 차폐를 하게 된다면 드릴의 크기, 무게, 가격에 영향을 주겠지만 잡음은 줄일 수 있음을 확인할 수 있었다. 잡음이 발생하는 부분은 주로 모터부분이며 모터의 제작시 안전에 영향을 주지 않는 범위에서 차폐를 해야할 필요성을 느낄 수 있었다.

개인용 PC의 경우에도 다른 기기의 오동작을 유발할 만큼의 잡음이 발생하지는 않지만 PC본체를 열어 놓고 쓰는 경우 닫아놓고 쓰는 경우보다 많은 잡음이 발생함을 알 수 있었다.

대개의 대형 산업용 기기들은 방사성 잡음의 잡음원이 되므로 전자회로를 포함하지 않는 기기라도 잡음을 가장 많이 발생하는 부분(전동드릴의 경우 모터부분에 해당)에 기계 제작시 차폐를 해야 할 것이다. 그렇게 된다면 전자회로를 포함하는 다른 기기의 오동작 방지에 도움이 될 것이다.

제 4 장 전도성 잡음 측정 시스템과 측정 결과

1. 서 론

전도감응에 관한 장해원은 전력설비에서의 방해가 가장 많고, 그 다음이 낙뢰, 정전기 방전, 통신/방송전파의 순서로 이어지는 것으로 파악되고 있다. 낙뢰에 관하여 직격뢰가 발생하는 것은 극히 희박하고, 전원선 또는 통신선로에 유도하여 전달되는 것이 대부분이다. 일반 전기·전자장치는 정전기 방전이 제일 많고, 그 다음은, OA 기기, 가전기기, 전력 설비, 낙뢰가 같은 정도로 기여하고 있다. 자동차, 항공기 등이 포함되는 그 밖의 기기에서는 전력 설비, 통신/방송 전파 및 그 밖의 장해원이 같은 비율로 기여하고 있는 것으로 알려져 있다.

전도방출은 대개 60MHz 이하의 주파수에서 발생하는 장해이므로 스위칭 전원 에서 발생하는 장해 전자파가 가장 많다. 다음이 기기의 클럭 신호가 외부에 누설 하는 경우이고, 그 다음은 발신회로부터 누설하는 장해 전자파, 스위치의 개폐 시에 발생하는 장해 전자파의 순서로 이어진다. 이 밖에도 전자레인지의 마그네 트론, 에어컨의 인버터부, 자동차 내의 교류 발전기나 스타터용 전동기 등이 주요 전도 잡음원이 되고 있다. 장치별로 보아도 정보기술장치, 산업·과학·의료용 고주파이용설비, 일반 전기·전자장치 및 그 밖의 기기 모두에 대해 전체 경향이 같은 형태로 나타나고, 전도 잡음은 스위칭 전원이 가장 많고, 그 다음이 신호의 클럭, 발신회로의 차례로 되는 것으로 파악되고 있다.

가. 노이즈 전달 방식에 따른 분류

주파수에 따라 노이즈를 나누었을 때 30MHz 이하의 노이즈는 공기중을 통한 방사성 노이즈보다 도선을 통한 전도성 노이즈가 주를 이루는데 이 전도성 노이즈를 측정하는 방법으로 주전원 단자에서의 LISN(Line impedance stabilization network)을 사용하는 전도 방해파 측정과 LISN을 사용하지 못하는 고전력 또는 저임피던스의 경우 전류 probe를 사용하여 측정하는 경우로 나눌 수 있으며, 노이즈 전달 방식에 따라 전도 결합 노이즈와 공통 임피던스 결합에 의한 노이즈로 나누어 질 수 있다. 또한 잡음원에 따라 스위칭 노이즈와 접점 노이즈로 분류할 수 있다.

(1) 전도 결합 노이즈

노이즈 결합의 가장 대표적인 방법 중의 하나로서 각종의 도체(wire, PCB pattern 등)를 통해 전도되는 노이즈이며, 디커플링에 의해 wire등이 noise source로부터 잡음원을 pick up 하지 않도록 조치하는 대책이 필요하며 전원선을 통해 다른 회로에 전도되는 것이 대표적이다.

(2) 공통 임피던스 결합

2개 이상의 회로에서 전류가 서로 공통 임피던스(일반적으로 접지회로를 공유하는 경우가 많음)를 통해 흐를 때 발생하며, 각각의 회로에서 본 임피던스단의 전압강하는 다른 회로에 따라 영향을 주고 받게 된다. 이런 현상은 두 개의 회로가 common ground impedance 또는 common line impedance를 가지는 경우에

발생하게 된다.

여기서 도체를 포함한 모든 회로소자는 전하가 움직일 때 전자계를 방사하게 되며, 전계는 전위차에 의해서 발생되며 자계 강도 E는 $E = \frac{V(volt)}{d(m)}$ 이고 전계로 coupling될 때 capacitor로 표시된다. 자계는 전류의 흐름에 의해 발생되며 자계 강도 H는 $H = \frac{I(A)}{2\pi r(m)}$ 이고 2개회로가 자계로 결합될 때 mutual inductance로 표시된다.

나. 노이즈 발생원에 따른 분류

일반적인 전기·전자회로에 있어서는 다소의 노이즈가 항상 발생하고 있는데, 특히 전기용품 노이즈에 대해서는 국내 형식 승인시 전자파 장애 시험 (잡음의 세기), 잡음단자 전압 (전도 노이즈), 및 잡음전력(RFI power)에 대해서만 시험하고 방사 노이즈는 측정하지 않는 품목이 대부분이다. 이것은 전기용품의 경우는 노이즈 문제를 일으키는 원인이 대부분 전원부에 있으며 주로 200MHz 이하의 낮은 주파수 대역이기 때문이다. 모든 전기/전자 기기의 노이즈 대책을 올바르게 하기 위해서는 우선적으로 노이즈 발생원을 정확히 파악할 필요가 있다.

그중 노이즈가 접점 및 방전에 의한 것으로 광대역성, 불연속성인 특성을 가지는 전열 기기 또는 전동력 응용 기기의 경우가 전기 용품 중 노이즈 문제가 어렵고 대표적인 경우이다.

이들 품목에 대한 노이즈를 보다 상세히 분류해보면 다음과 같다.

(1) 스위칭 노이즈

스위칭 전원, 인버터 등과 같이 반도체적인 스위칭 소자(TR, SCR, TRIAC 등)를 이용한 전류의 스위칭에 의한 과도현상과 부수적인 고조파 발생이 원인이 되는 노이즈로서 최근 개발되는 대부분의 전기용품이 출력 또는 부하전류의 편리한 조작과 전력 효율을 위해 많은 경우 스위칭 방식의 전원을 채택하기 때문에 가장 문제가 심각한 경우라고 할 수 있겠다.

(2) 접점 노이즈

전류의 급격한 단속은 원천적으로 매우 큰 노이즈 원이 된다. 이러한 접점 노이즈의 대표적인 경우가 전동 모터의 노이즈로서 특히 브러쉬 모터인 경우 매우 심각한 정도로 노이즈가 많이 발생하고 있다.

2. 전도성 잡음 측정 시스템

가. 측정 장비

전도성 잡음 측정 장비로는 주로 Spectrum Analyzer, LISN, Cu ground plane, EUT 및 기타 필요 장비 (증폭기, 인터페이스 카드 등)로 이루어지며, 이들 장비에 대해서 구체적으로 설명하면 다음과 같다.

(1) Spectrum analyzer

홍익 대학교에서 보유하고 있는 3대의 Spectrum analyzer 중에 Hewlett packard 사의 HP 8561B를 사용하였으며, 이 spectrum analyzer의 주파수 범위는 50Hz 에서 6.5GHz이고, CRT display를 갖고 있어서 주파수 대역에서의 수신전력을 쉽게 확인할 수 있다. 이 spectrum analyzer의 주파수 범위가 50Hz부터이므로 전도성 잡음 측정을 위한 저주파 대역 측정이 가능하다.

(2) LISN (인공 주 전원 회로망)

conducted emission (전도 방출)을 측정하는 데 사용되며 artificial mains network (의사전원회로망) 이라고도 한다.

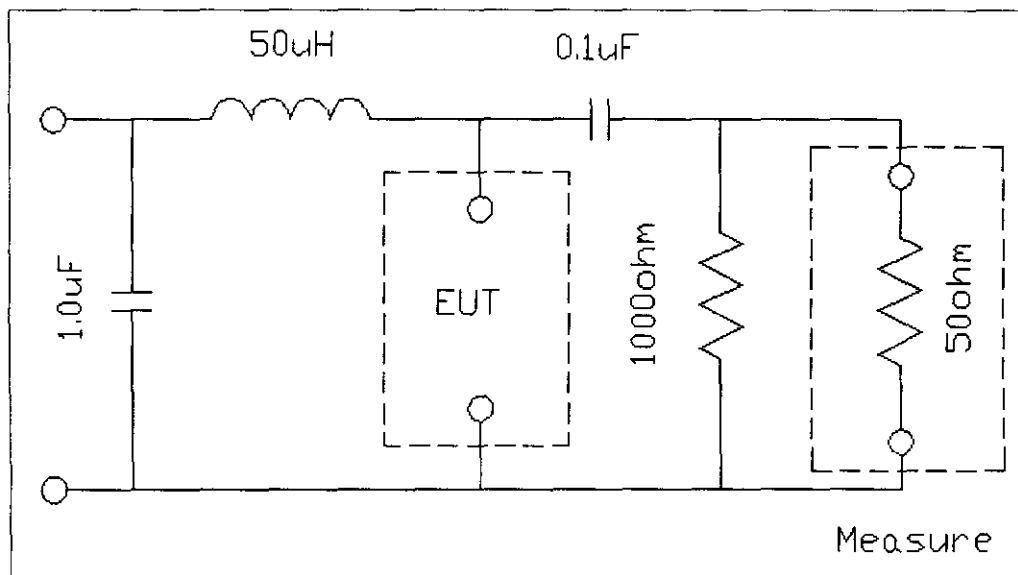
인공 주전원 V 회로망은 수신기의 주전원 단자와 기준 접지 사이에 고주파에서 설정된 임피던스를 제공하도록 요구한다. 회로망은 또한 전력 공급 주 전원상에 존재할 수 있는 불요 RF 전압으로부터 수신기 회로를 격리시키는 적절한 필터를 제공한다.

필터와 관련 회로망의 조합이 수신기의 각각의 단자 사이 또는 관련 장치와 기준 접지 사이에서 상하 20%의 오차를 가지며 $50\mu\text{H}$ 와 병렬 연결된 50Ω 저항의 모듈을 갖는 임피던스를 제공하도록 측정 주파수에서 필터섹션의 임피던스는 충분히 커야 한다. EUT(피 시험기)는 LISN으로 접속할 필요가 있으며, EUT의 경계와 LISN의 최고점 표면 사이의 거리가 0.8미터가 되도록 EUT를 배치한다.

LISN의 역할은 우선 EUT (test 시료)로부터의 노이즈가 상용 전원으로 전도 방출되지 않도록 한다. 이 역할은 방사성 잡음 측정에서 차폐실의 역할과 같은 작용을 한다. 또 다른 역할은 시험소마다 측정주파수에서 상용전원의 impedance

가 다른데, 이로 인한 측정 결과의 차이를 없애기 위해 EUT에 가해지는 impedance를 일정하게 하는 것이다.

450 KHz - 30 MHz에서 사용되어지는 HP11967D LISN [그림 4-1 참조]을 예로 들어 LISN 각 구성 소자의 동작 원리를 살펴보면 다음과 같다.



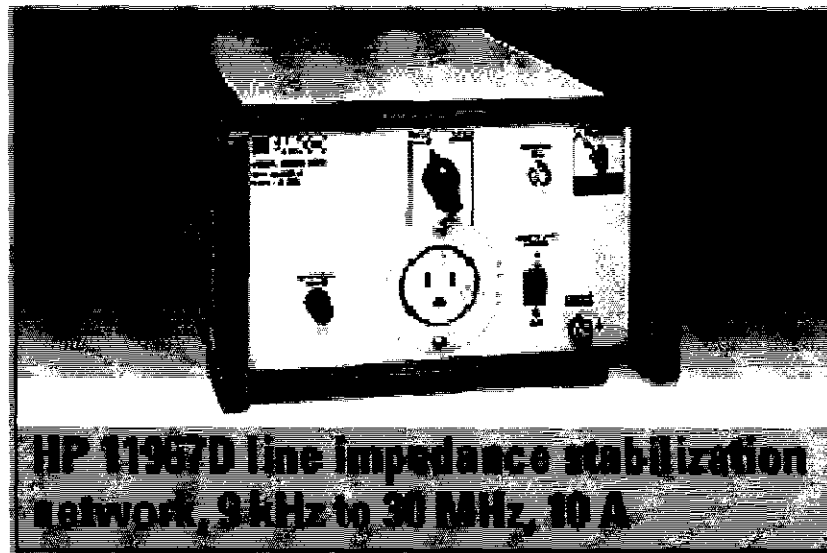
[그림 4-1] LISN 회로 개략도

- ▶ 50 μ H inductor : EUT 잡음이 전원으로 나가는 것을 막는다. (450 KHz - 30 MHz 범위에서 141 - 9425 Ω)
- ▶ 1.0 μ F capacitor : 전원으로 나가는 EUT 잡음을 GND 로 보낸다. (450

KHz - 30 MHz 범위에서 0.35 - 0.005 Ω)

- ▶ 0.1 μ F capacitor : 측정에 직류 전원이 가해지는 것을 막는다. (450 KHz - 30 MHz 범위에서 3.5 - 0.05 Ω)
- ▶ 1000 Ω 저항 : 측정이 연결되지 않은 상태에서 capacitor가 GND 에 연결 되도록 한다.
- ▶ 450 KHz - 30 MHz 범위에서 EUT 에 보이는 임피던스는 50 Ω 이다.

측정에 사용된 LISN은 HEWLETT PACKARD 사의 11967D LISN [그림 4-2와 4-3 참조]이며 자세한 사양은 <표 4-1>과 같다.



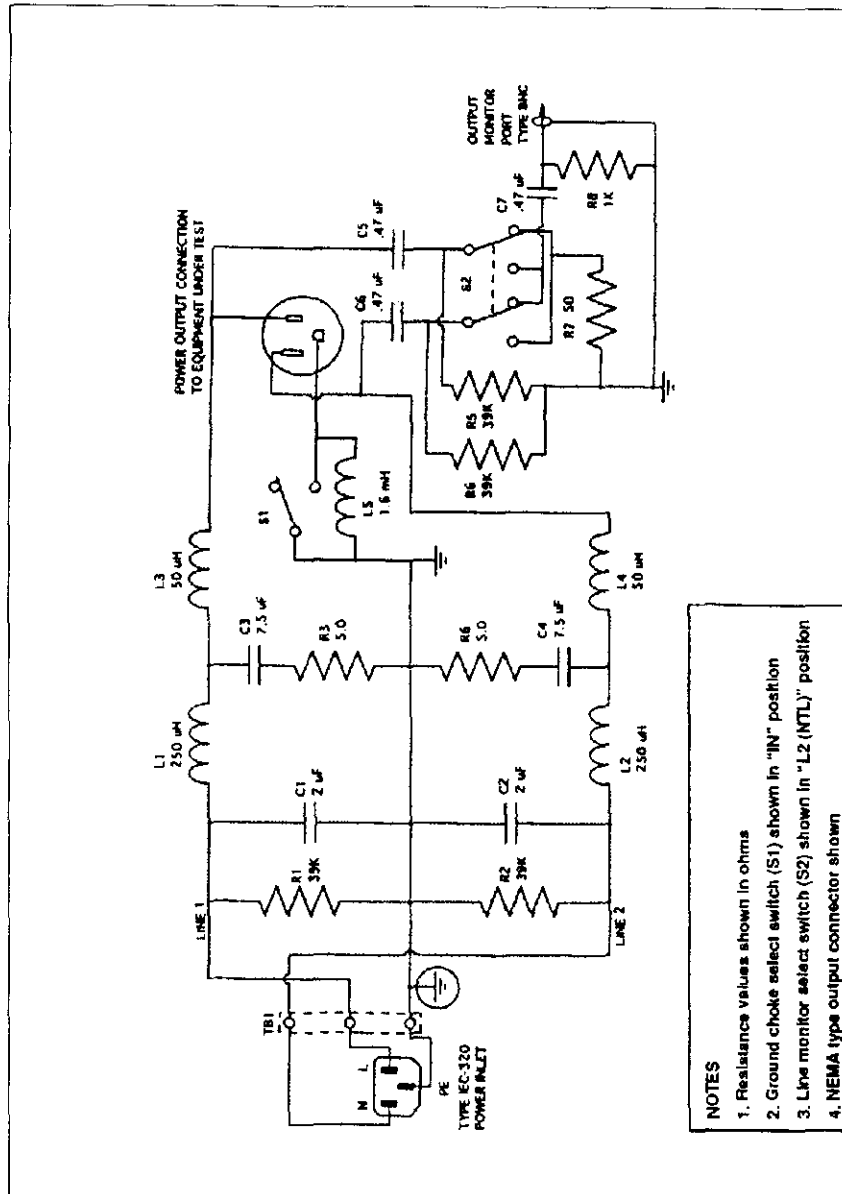
[그림 4-2] HP 11967D LISN.

<표 4-1> HP 11967D LISN의 규격.

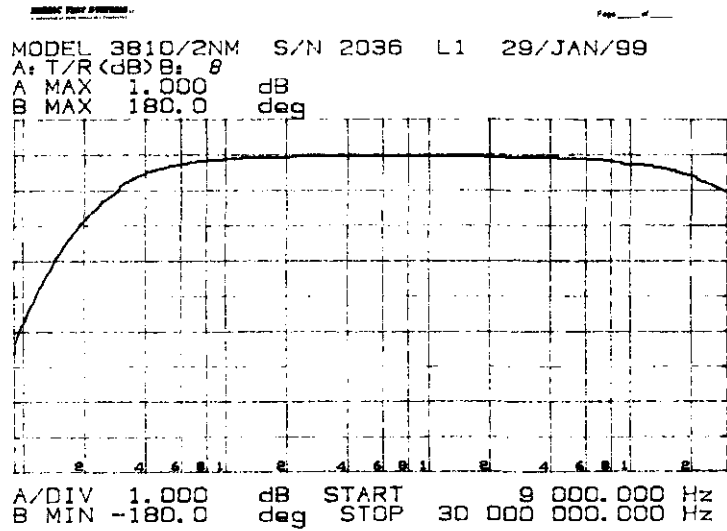
Electrical Specification	
Frequency range	9kHz - 30MHz
Network inductance	50uH / 250uH
Network impedance	50 ohm
Current rating	10 amps
Maximum AC voltage	3810/2NM 125 VAC 60Hz 3810/2SH 250 VAC 50Hz 3810/2BS 250 VAC 50Hz
Outlet receptacle	3810/2NM NEMA 5-15R 3810/2SH Schuko CEE 7/7 3810/2BS British BS1363
Input connector	IEC-320 type 3-wire inlet.

Environmental Specification	
Installation	Indoor use only
Altitude	15,000 ft (4,572 m) max
Temperature	0 °C to 40 °C
Relative Humidity	80% up to 31 °C decreasing linearly to 50% at 40 °C

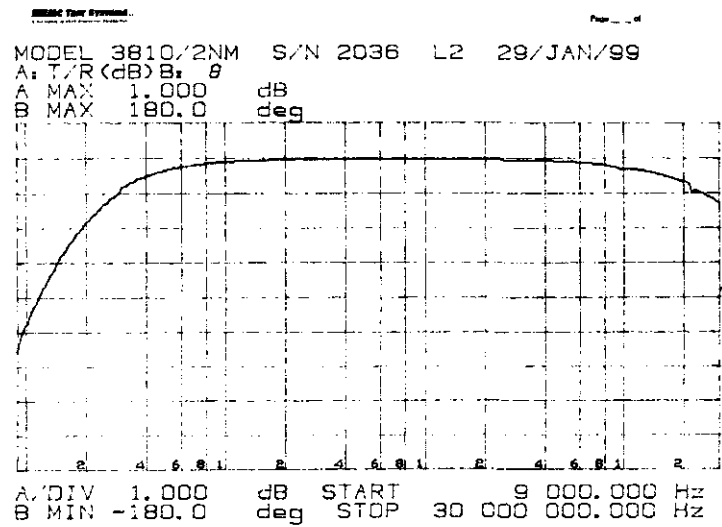
[그림 4-4와 4-5]에서 볼 수 있듯이 30kHz ~ 30MHz에서는 -1dB이하의 감쇠로 전력이 잘 전달됨을 알 수 있다. 또한 그림 3-6과 7에서는 200kHz ~ 30MHz에서 임피던스의 크기가 대략적으로 50Ω이 됨을 알 수 있다.



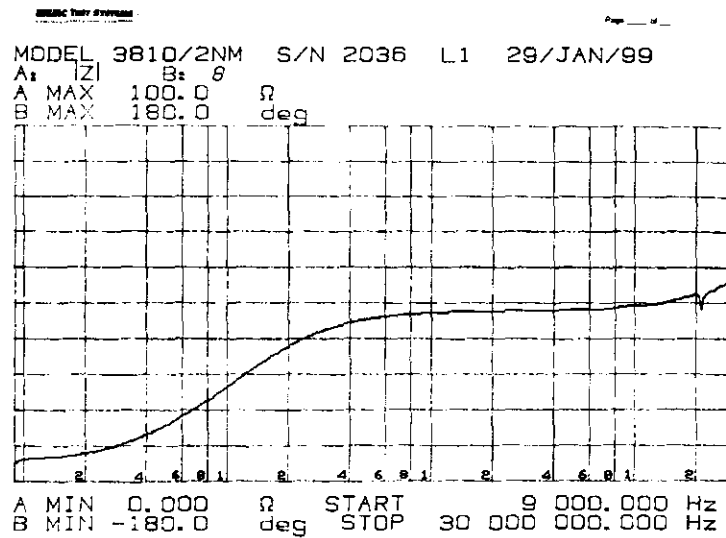
[그림 4-3] LISN 내부 회로도



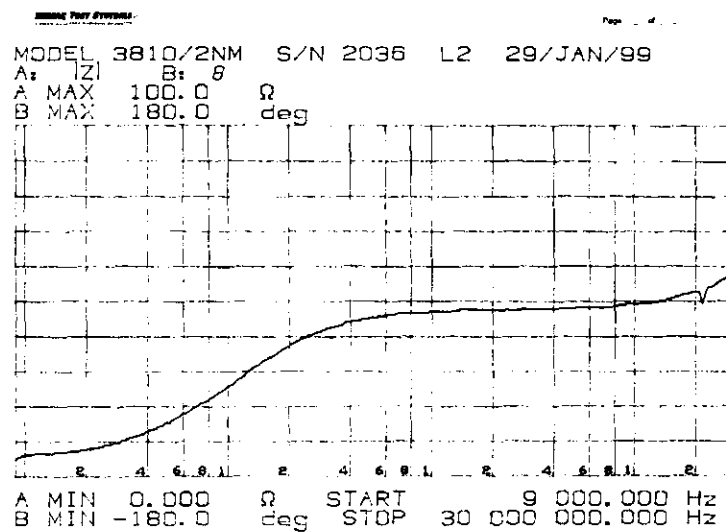
[그림 4-4] L1측 전달 계수



[그림 [4-5] L2측 전달 계수



[그림 4-6] L1측 임피던스 크기



[그림 4-7] L2측 임피던스 크기

(3) Cu ground plane (접지면)

탁상용 EUT는 최소 2미터 2미터 면적을 가지는 수직 금속 기준면으로부터 0.4미터 떨어져야 하고 다른 금속 표면이나 EUT의 일부분이 아닌 접지면과는 최소 0.8미터를 유지해야 한다.

바닥용 EUT는 수평 금속 접지면 위에 배치해야 한다. 접촉점은 통상 사용할 때와 같도록 하지만 직접 도체판에 접촉되지 않도록 한다. 금속 바닥으로 기준 접지면을 대체할 수 있다. 기준 접지면은 EUT의 경계를 넘어 최소 0.5미터까지 확장되며 최소 2미터 2미터의 면적을 가져야 한다.

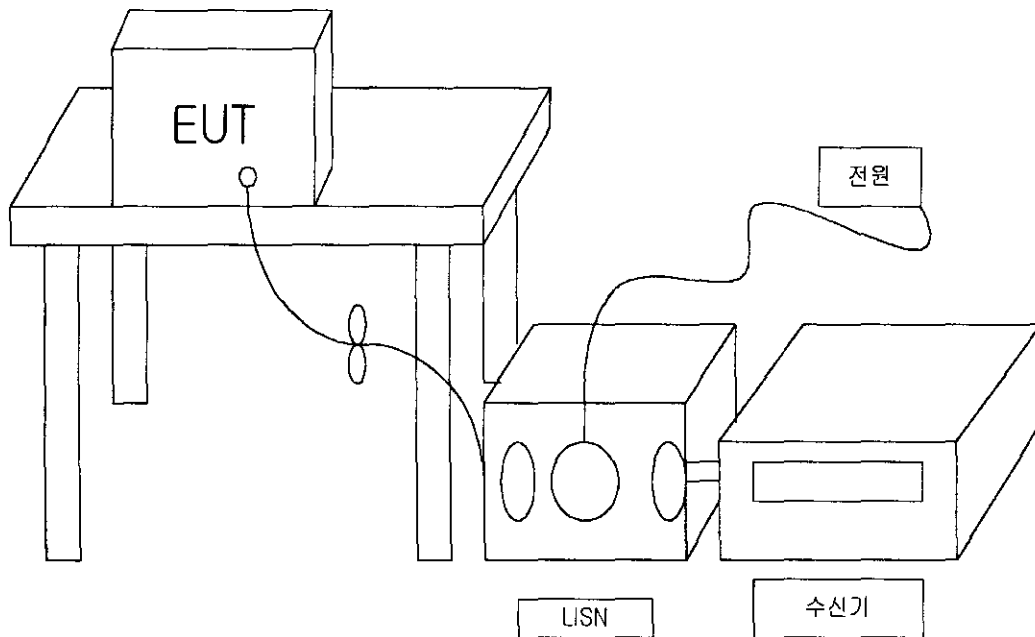
나. 전도 잡음 측정 방법

(1) 주 전원에 주입되는 방해파 전압

9kHz에서 30MHz의 주파수 대역의 모든 주파수에서 수신기나 관련장치에 의해 주전원에 주입되는 방해파 전압은 지정된 인공 주전원 회로망상에서 선택식 전압계로 측정되어야 한다. 선택식 전압계는 CISPR 16에 따라 광대역 측정을 위한 첨두 검파기와 협대역 측정을 위한 평균 검파기를 가진다.

방해파 전압 측정은 차폐실에서 수행되는 것을 원칙으로 한다. 주 리드선은 지면 위에서 수신기와 인공 주전원 회로망 사이의 가능한 가장 짧은 경로를 따라 배치되어야 한다. 주전원 회로망으로부터 피검사 장치를 분리시키는 0.8m 이상의 주 리드선은 0.3m에서 0.4m 사이의 길이의 묶음이 되도록 리드와 평행하도록 접혀야 한다.

피 검사 장치는 가능한 최단 리드로 인공 주전원 회로망에 있는 접지 단자에 접지 되어야 한다. 전도시험에 이용되는 측정기기의 배치는 [그림 4-9]와 같다.



[그림 4-8] 전도 시험 기기 배치도

(2) 주 전원 단자에서의 전도 방해파 측정 방법

측정은 준첨두치 및 평균치 검파기가 있는 수신기를 사용하여 수행해야 한다. 두 검파기는 단일 수신기에 결합되어 측정이 준첨두치 검파기와 평균치 검파기 중 하나를 선택하여 수행될 수 있다.

전도 방해파는 위상 선과 기준 접지 사이 그리고 중성 선과 기준 접지 사이에서 측정된다. 두 측정값은 적절한 허용 기준 내에 있어야 한다.

(3) 전도 내성 시험 방법

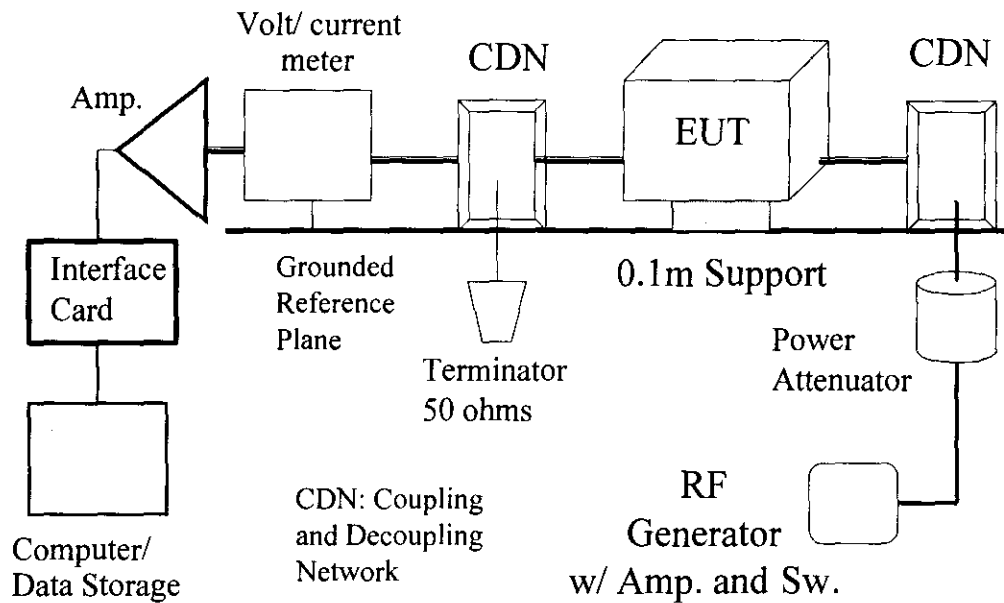
방해의 원천은 장치에 연결된 케이블의 전체 길이에 작용할 수 있는 전자기 복사체로 해당 주파수의 파장에 비해 작은 것으로 통신선, 인터페이스 케이블 등은 그 길이가 파장의 몇 배 일수 있으므로 수신안테나 회로망으로 작용한다. 전도 방해에 의한 내성 시험은 케이블을 거쳐 결합 회로망을 통해 유기된 방해 신호를 규정된 방식으로 피시험 장치에 결합하여 그 영향을 시험하는 것이다.

다. 인터페이스 카드 제작

(1) 데이터의 자동 취득을 위한 인터페이스 카드의 필요성

전도성 잡음 측정기 구성 및 측정 연구와 관련하여 spectrum analyzer를 통해 얻어진 자료를 PC에 저장하거나 PC를 이용해 제어하는 경우 자동화를 이룰 수 있으며 시간과 노력을 절감하고 Amp를 이용할 경우 미세 변화의 증폭을 통해 좀더 정확한 결과를 얻어낼 수 있게 된다. 이를 위해 전용 인터페이스 카드를 설계하고 제작하는 것이 필요하다.

다음 [그림 4-9]는 EMI/ EMC 용의 인터페이스 카드가 사용되는 예로서 내성 관련 시험에 관한 블록도이다.



[그림 4-9] 내성관련 시험에서의 증폭기와 인터페이스 카드

(2) 프린터 포트에 관한 기본적 내용

우선 우리가 사용하게 될 PC의 프린터 포트에 대해서 자세히 알아볼 필요가 있다. 컴퓨터의 프린터 포트는 확장슬롯에 꽂아서 사용하지 않을 뿐 일종의 I/O 장치라고 할 수 있다. 그래서 각각의 프린터 포트에 I/O 어드레스 번지가 할당되어 있다. LPT1의 경우는 &H378H에서 &H37AH 까지 있다. 프린터 포트는 입력 신호 5개와 출력신호 12개를 가지고 있으며 그 중에 데이터 비트는 8비트로 병렬로 출력된다. 현재 프린터포트를 이용하는 많은 제품과 프로그램이 나와 있

다. 예를 들어 포켓 하드디스크는 프린터 포트에 연결하여 빠른 속도로 간단히 사용을 할 수 있도록 만들어져 있다. 이렇듯 프린터 포트는 시리얼포트를 이용한 데이터 전송이 느린 것을 극복하기 위해 컴퓨터간의 데이터 전송 등 많은 부분에서 응용되어 사용되고 있다.

프린터 포트를 이용한 인터페이스 회로는 자체적으로 전원을 공급할 수 있도록 만들어야 하고 프린터 포트로부터 출력되는 신호들 중에서 원래의 데이터 단자인 2번에서 9번까지의 커넥터 단자들에서는 데이터를 출력시키는 일밖에 할 수 없으므로 만약 외부로부터 데이터를 입력시킬 일이 있다면 제어신호 중에서 시스템 내로 입력되는 단자를 이용해야 한다. 다음 표 3-2는 프린터 포트의 각각의 핀에 할당된 어드레스를 나타낸다. 이 표의 어드레스를 이용하여 프린터 포트를 이용한 제어 및 데이터 취득을 가능하게 할 수 있다.

<표4-2> 프린터 포트 할당 어드레스

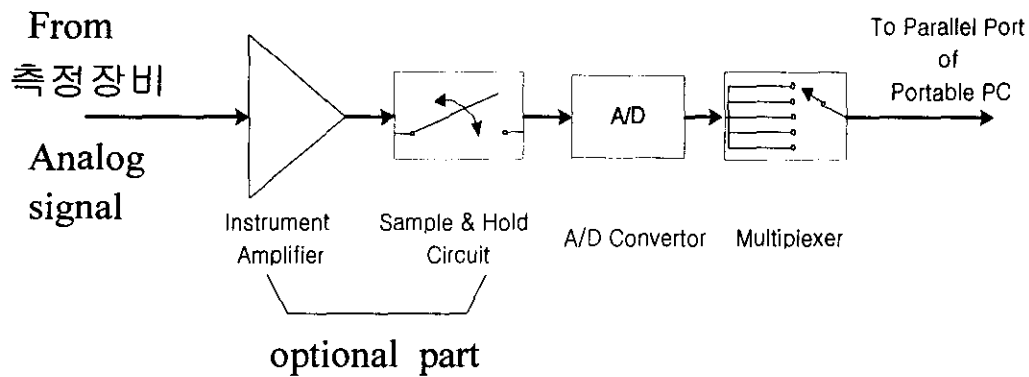
0x378	출력 비트	8	7	6	5	4	3	2	1
	핀 번호	9	8	7	6	5	4	3	2
0x379	입력 비트	7	6	5	4	3	2	1	0
	핀 번호	11	10	12	13	15	무효	무효	무효
0x37A	출력 비트	7	6	5	4	3	2	1	0
	핀 번호	무효	무효	무효	무효	17	16	14	1

(3) 회로의 구성

우리가 사용할 수 있는 프린터 포트 중 데이터 취득을 위해 사용할 수 있는 비트

수는 5비트<표 4-2>에서 (11,10,12,13,15번 pin)로서 우리가 얻으려는 데이터의 정확도인 12비트에 미치지 못한다. 이 문제를 해결하기 위해 3-state의 12-비트 A/D 컨버터와 멀티플렉서 두개를 이용하여 4비트씩 나누어 데이터를 읽어 들이도록 회로를 구성하였다.

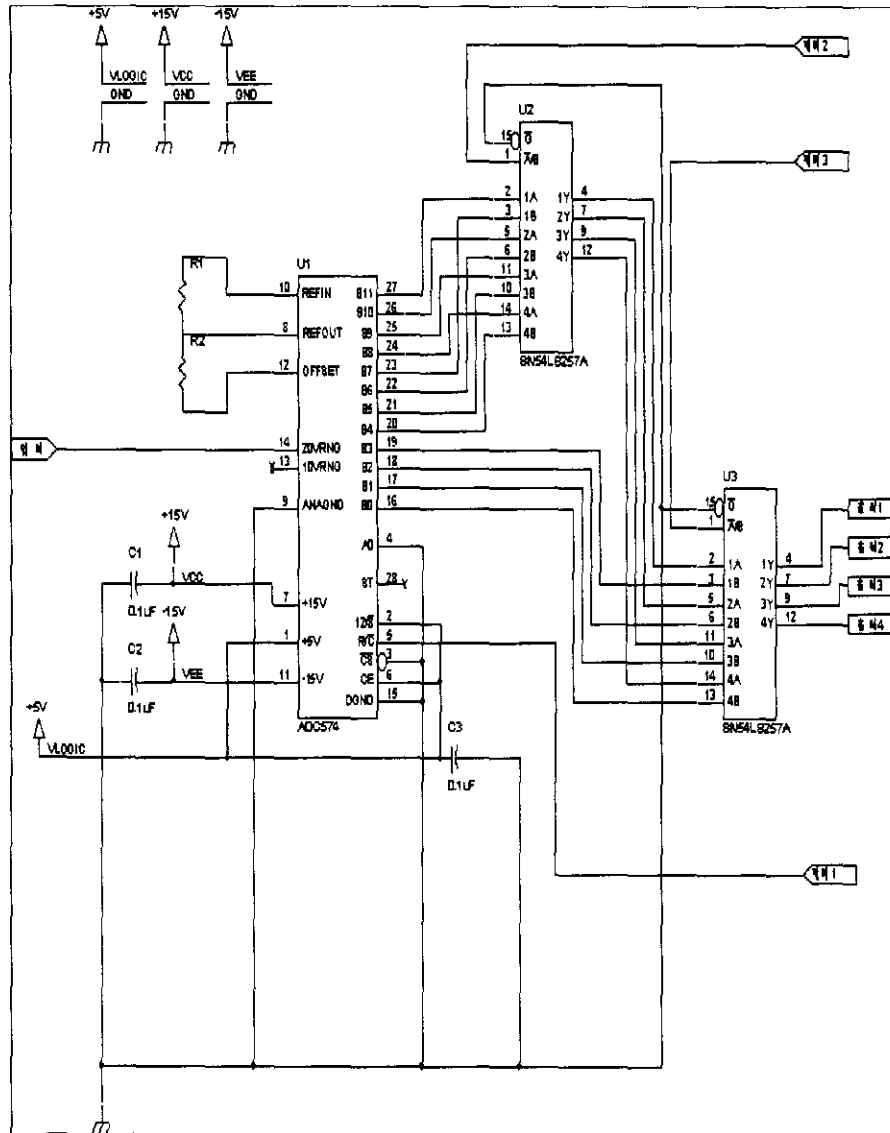
[그림 4-10]은 인터페이스 회로의 블록도이다.



[그림 4-10] 인터페이스 회로의 블록도

인터페이스 회로를 이해하기 위해서는 그 중심 부품인 A/D 컨버터와 두 개의 멀티플렉서에 대해 잘 알아야 한다. 본 회로에 이용된 A/D 컨버터는 12비트 출력으로 10V 또는 20V SPAN으로 아날로그 신호를 4096단계로 디지털화한다. 여기서 나온 출력을 두 개의 멀티플렉서를 이용하여 3가지 상태로 프린터 포트를 통해 읽어들이게 되는 것이다. 또한 여기서 사용되는 프린터 포트의 성질을 이해하여 데이터를 원래의 12비트 신호로 복원하게 되면 우리가 원하는 데이터를 얻

을 수 있게 된다. 다음 [그림 4-11]은 프린터 포트와 연결된 인터페이스 회로도이다.



[그림 4-11] 프린터 포트와 연결된 인터페이스 회로

(4) 인터페이스 회로 구동 프로그램

인터페이스 회로가 모두 제작이 되면 입출력을 위한 프로그램이 필요하게 된다. 다른 언어로 구현이 가능하지만 터보C의 경우 프린터 포트로의 입출력을 위한 전용함수가 있어 좀더 쉽게 이용할 수 있다. 다음은 터보C를 이용하여 짜여진 입출력 프로그램이다.

```
#include <stdio.h>

#include<dos.h>

#define cntrl  0x378

#define readp  0x379

void main()      {

    unsigned int data1,data2,data3,i,mtrsgnl;

    unsigned finaldata=0;

    unsigned int mask1=0x0f00,mask2=0x00f0,mask3=0x000f;

    double voltage;

    outportb(cntrl,0x01); // (A/D converter ON )

    data1=inportb(readp); // read first 4비트

    outportb(cntrl,0x03); // (A/D converter 및 Multiplexer 1 ON)

    data2=inportb(readp); // read second 4비트
```

```

        outportb(cntrl,0x07); // (A/D converter 및 Multiplexer 1,2 ON)

        data3=inportb(readp); // read third 4비트

outportb(cntrl,0x00); // (A/D converter OFF)

        data1<<=5;           // 데이터 변환

        data1 &= mask1;

        data2<<=1;

        data2 &=mask2;

        data3>>=3;

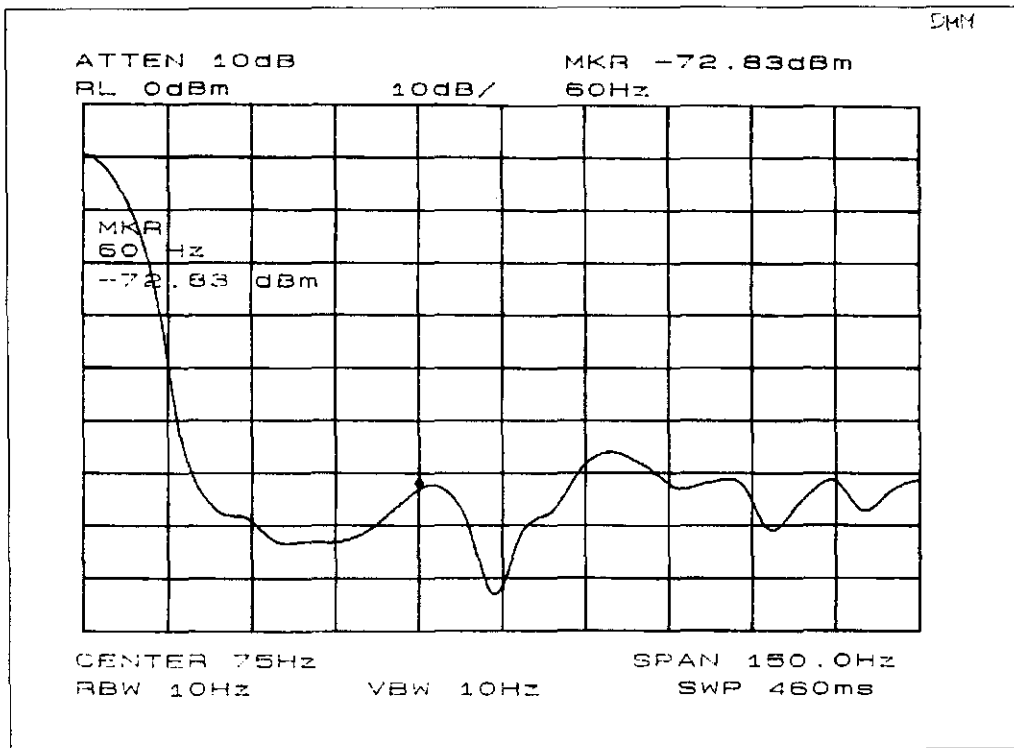
        data3&=mask3;

printf("conversiondata=%lf",((((data2+data1+data3)/4095.)*20.-10)));
}

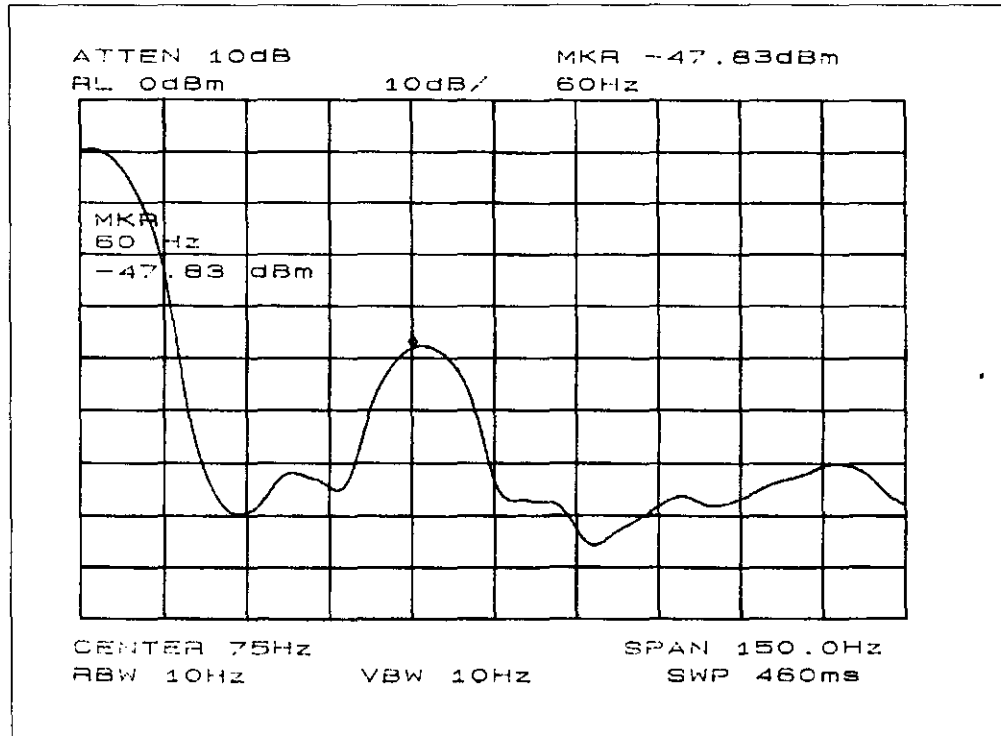
```

3. 전도성 잡음의 측정

2. 에서 설명된 전도성 잡음 측정 시스템을 이용하여 각종 전기 기기의 전도성 잡음을 측정하였다. 우선 이 측정 시스템의 성능을 시험하기 위해 LISN, Spectrum analyzer를 이용하여 디지털 멀티미터의 110V 60Hz 전원 선을 측정해 보았다. [그림 4-12(a)]는 디지털 멀티미터가 OFF 상태일 때의 측정결과이고 (b)는 ON 상태일 때의 측정결과 이다.



(a)

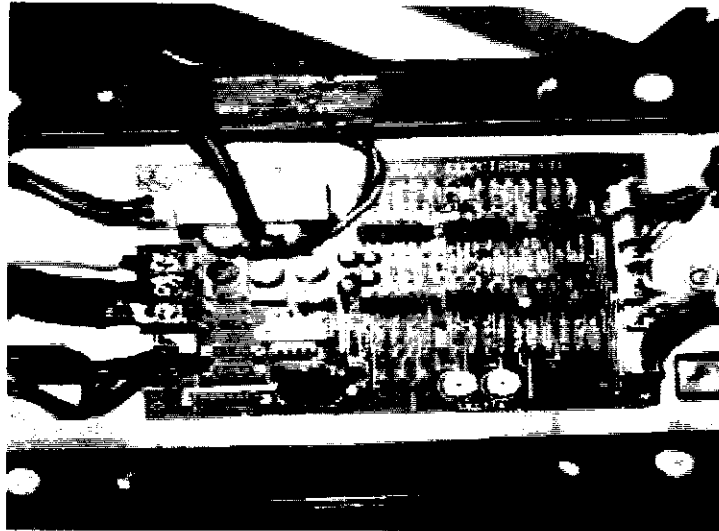


(b)

[그림 4-12] 기기 사용전과 기기 사용시의 전원선 잡음 비교; (a) 사용 전과

(b) 사용 시

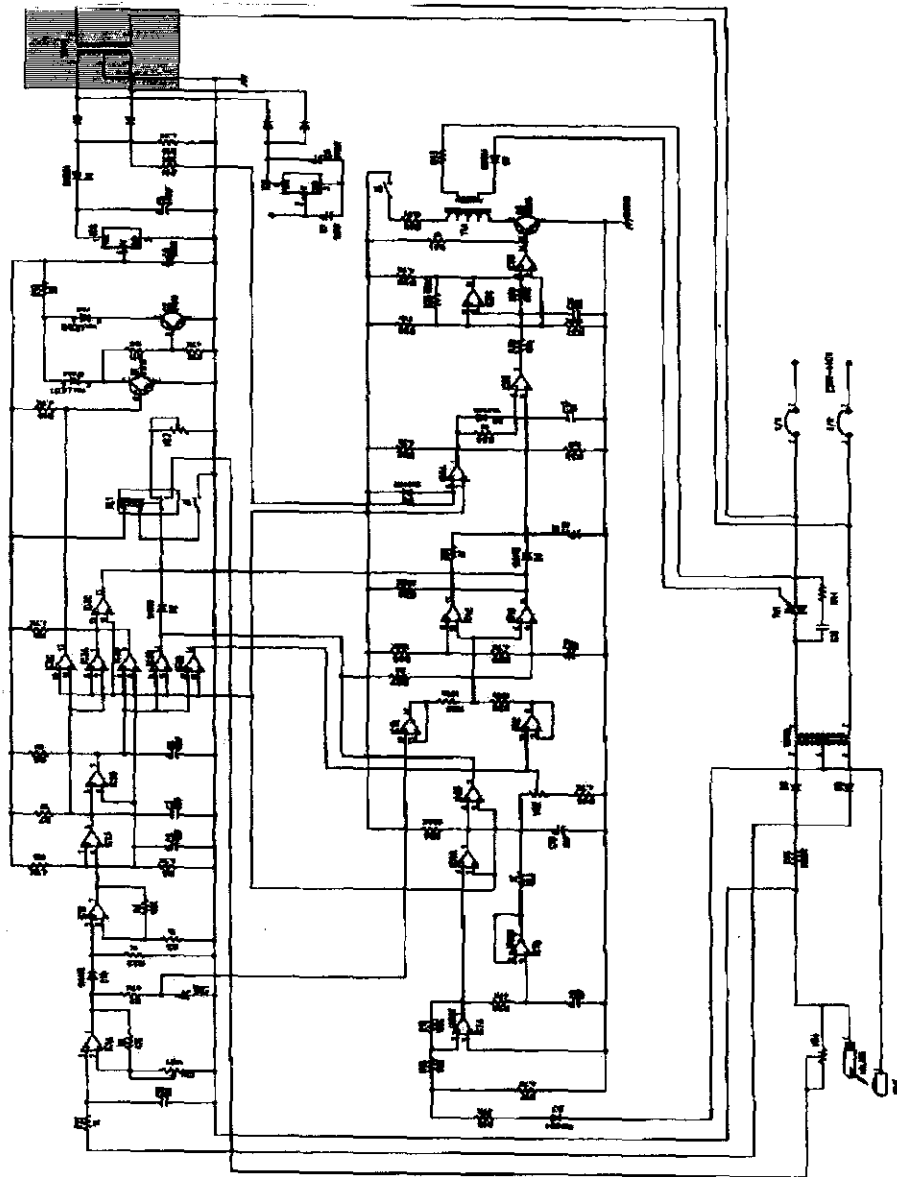
다음은 용접기와 전격 방지기의 전도성 잡음을 측정하였다. [그림 4-13]은 전격 방지 회로의 실제 모습이고, [그림 4-14]는 이 전격 방지기의 전자회로도이다. [그림 4-14]의 구석에 표시된 음영부분(단자 3, 4, 5)에 LISN을 연결 한 후 전도성 잡음을 측정하였다. 본 연구에서 사용된 용접기의 품명과 사양은 <표4-3>과 같다.



[그림 4-13] 측정 대상 기기 회로 외관

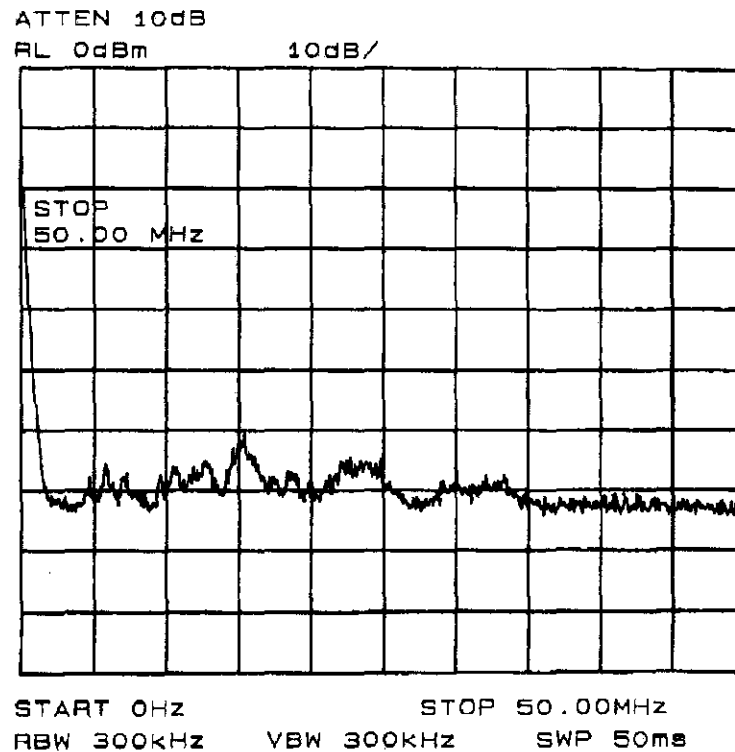
<표 4-3> 아크 용접기의 사양

품명	직류 ARC 용접기 WELSTAR
제조	구산 전자 (주)
정격전압	220V
정격입력	4KW
정격출력	120A



[그림 4-14] 전격방지기 회로도 (LISN 이용 측정 위치 표시)

[그림 4-15]는 LISN을 전격 방지기 전원부에 연결한 후 용접기의 Power가 OFF인 상태에서 전도성 잡음을 측정된 그림이다. 이 그림에서 보듯이 특별한 잡음이 보이지 않는다. [그림 4-16]은 용접기 power만 ON 시킨 후 용접하지 않는 상태에서의 전도성 잡음을 측정된 결과이며, 전격방지기 회로에서 많은 잡음이 발생함을 알 수 있다. [그림 4-17]은 용접할 때 측정된 잡음이며 매우 높은 잡음 크기를 보이고 있다.

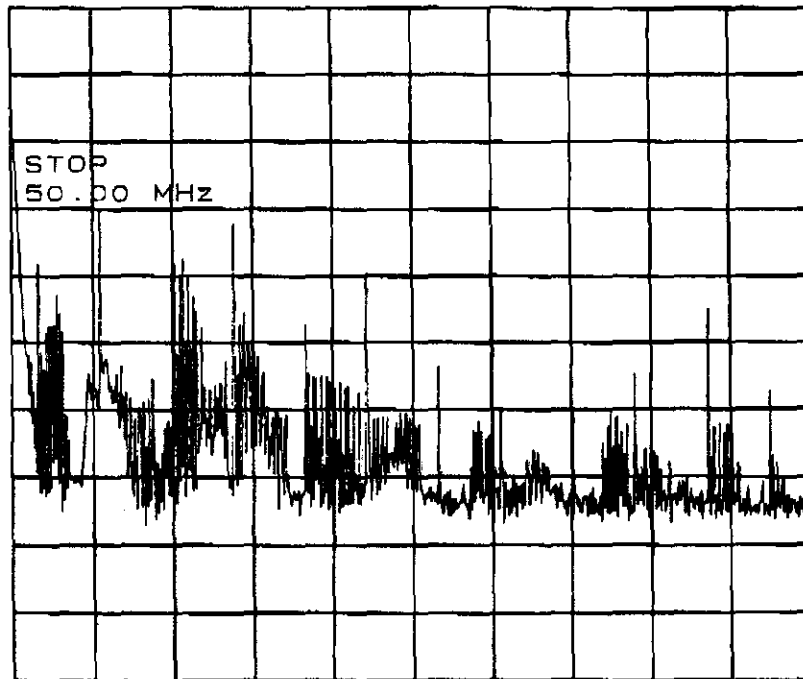


[그림 4-15] 측정된 전도 잡음; 용접기 전원이 꺼져 있을 경우

ATTEN 10dB

RL 0dBm

10dB/



START 0Hz

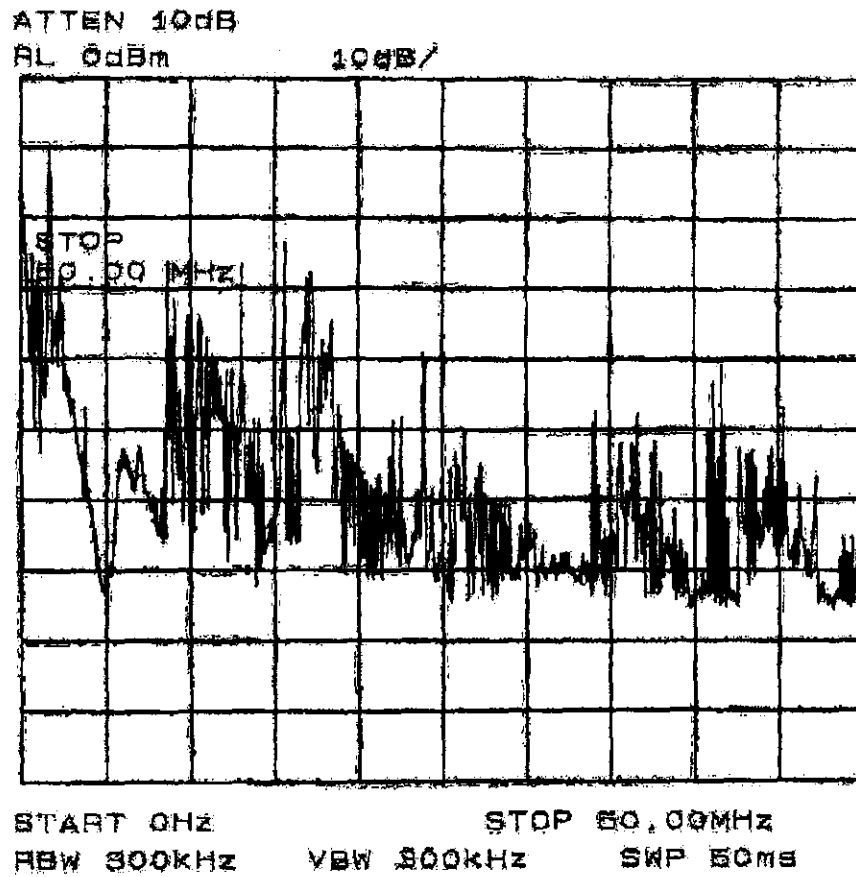
STOP 50.00MHz

RBW 300kHz

VBW 300kHz

SWP 50ms

[그림 4-16] 측정된 전도 잡음; 용접기 전원이 켜졌을 경우



[그림 4-17] 측정된 전도 잡음; 용접할 경우

좀더 자세한 측정 결과와 검토는 제6장에서 보인다. 제6장에서는 용접기와 전
격방지기에 대한 측정 결과와 오동작 방지대책을 소개한다.

4. 결 론

전도성 잡음 측정은 방사성 잡음 측정에 비해 주변상황의 영향을 적게 받기 때문에 측정결과에 대한 신뢰성이 높고, 대책 수립을 위한 잡음 발생원인을 찾아내는 것이 방사성에 비해서 복잡하지 않다.

전도성 잡음의 측정을 위해 저주파수 측정용 스펙트럼 분석기와 LISN을 이용한 전도성 잡음 측정 시스템을 구성하였으며, 이 측정 시스템을 이용하여 전원을 연결할 때 와 용접 유무에 따른 전격방지기 회로내의 전도성 잡음의 변화와 전격방지기 회로의 위치에 따른 전도성 잡음의 변화를 측정하였다. 측정하는 각 상태마다 전원을 공급하기 전과 전원을 공급한 상태 그리고 용접을 하는 경우로 세 경우에 대해서 측정이 이루어 졌다.

측정 결과로 용접기의 잡음 발생은 방사성 잡음뿐만 아니라 전도성 잡음도 큰 비중을 차지함을 볼 수 있으며, 전격 방지기 회로에 대한 전도성 잡음을 줄이기 위한 대책이 필요함을 알 수 있다.

제 5 장 FDTD 방법을 이용한 PCB에서의 잡음 전달 계산

요약

본 연구는 PCB에서 인접 선로간 전자계의 상호 간섭되는 량을 수치 해석적 방법으로 고찰한다. 해석 방법으로 사용된 시간영역 유한 차분법(Finite Difference Time Domain ; FDTD)에 대하여 소개한 후 인접한 두 개의 도선이 있을 때 한 쪽에서 다른 쪽 도선으로 coupling되는 신호의 크기를 도선 사이의 거리가 변화했을 때, 도선의 폭이 변화했을 때 주파수에 대한 S-변수를 계산하고, 측정 결과를 함께 제시한다.

1. 서 론

저주파 신호가 중심이 되던 초기의 PCB제작의 주요 목적은 전기적인 연결을 구현하는 것이었다. 그러나 최근 회로의 수와 부품의 집적도가 높아지고 고주파 신호의 사용이 증가되면서 전자기적인 결함이나 복사 전자파의 증가로 인한 전자파 장애 문제가 중요한 요소로 등장하였다. 즉 회로에서 발생하는 전자파가 다른 회로의 오동작을 일으키는 일이 자주 발생하게 되었다. 이러한 선로간의 상호 결합에 의한 crosstalk를 줄이기 위해서는 PCB 내의 선로의 모양 및 크기와 배치를 고려하여 설계하고, 이를 방지하기 위한 기판의 구조에 대한 연구가 필요하게 된다.

제품의 생산도 다품종 소량 생산으로 바뀌고, 시장에서의 수명도 짧아짐에 따라 정확한 모델링 이야말로 제품을 시장에 출하하기 전에 수정하는 회수도 줄일 수 있게 하는 한 방법이다. 현재 제품의 개발 단계에서부터 EMI현상을 해석 할 수 있도록 지원하는 도구들이 개발되어 있으며 보급이 급격히 증가되고 있다. 그러나, EMI문제는 여러 가지 현상이 복합적으로 나타나는 것으로써 모든 영향을 파악하여 해석하는 것은 현실적으로 어려운 일이다. 특히 3차원 구조의 EMI/EMC 모델링은 어려운 시도이며 PCB에서 발생하는 각종 EMI 문제에 효과적으로 대응하기 위해서는 각종 문제를 발생시키는 요소를 파악하고 이를 물리적으로 분석하고 원인을 제거하기 위한 기본적인 원리를 이해하는 것에서 출발해야 한다.

상호결합(coupling)은 전도성과 비전도성으로 나뉜다. 전도성 결합은 잡음소스와 수신단 사이에 형성되는 loop에 의하여 발생하고 이는 회로간 격리(isolation) 혹은 필터링을 통해 감소된다. 비전도성 결합은 다시 근거리 장 결합(Near Field Coupling)과 원거리 장 결합(Far Field Coupling)으로 나뉘며, 원거리 장 결합은 안테나처럼 잡음 소스로부터 노이즈가 수 m이상 떨어져있어도 영향을 주는 것을 말한다. 근거리장 결합은 다시 전기장 결합(Electric Filed Coupling)과 자기장 결합(Magnetic Filed Coupling)으로 나뉘는데 대부분의 방사성 노이즈라 함을 근거리장 결합이다. 이러한 근거리장 잡음의 원인은 보통 본의 아니게 형성된 안테나 구조의 선로가 형성되는 것과 PCB상의 선로간 field가 서로 영향을 미치는 거리 내에 다른 선로가 위치할 때 노이즈 결합이 발생한다.

현재까지 전자기파의 수치해석 방법으로 지금까지 많이 쓰여왔던 방법으로는 주파수 영역에서의 해석방법인 모멘트법(Moment Method, MM), 유한요소법(Finite Element Method, FEM) 등이 있으며 시간영역에서의 해석방법에는 전

송선로법(Transmission Line Method, TLM) 및 시간영역 유한 차분법(Finite-Difference Time-Domain Method, FDTD)등이 있다.

주파수영역에서의 해석방법은 해석 하고자하는 구조물의 구조가 복잡하고 유전율과 같은 물질적 특성이 다양할 경우 해석하기 힘들고 다른 주파수에서의 결과를 알고자 할 때 해석과정을 반복해야하는 비효율성을 가지고 있다. 이러한 비효율성을 극복하고 컴퓨터의 대형화와 메모리의 확장으로 인하여 시간영역의 해석방법이 많이 사용되고 있다.

FDTD 알고리즘은 기존의 주파수영역에서의 해석방법에 비하여 시간영역에서 계산이 수행되기 때문에 전파의 진행과정을 눈으로 직접 확인할 수 있으며 해석하고자 하는 회로나 안테나의 모양이 복잡하고 구성물질이 다양해도 그 모델링이 비교적 수월하다. 또한 단 한번의 시뮬레이션을 통해 시간영역의 결과를 Fourier Transform을 통하여 주파수 영역으로 변환함으로써 광대역의 주파수 특성을 추출할 수 있기 때문에 주파수영역에서의 해석 방법에 비하여 매우 효율적이라고 할 수 있다. 그리고 전자기파 파동방정식의 해인 Maxwell의 미분형 방정식을 직접 Central Difference를 취하여 얻은 전자계 식들을 사용하기 때문에 해의 신뢰성 또한 높다.

본 연구에서는 PCB상에서 실제 발생 가능한 선로들간의 상호 결합 정도에 대하여 해석하고, 선로들 간의 전자파 장애를 줄일 수 있는 방법을 모색하기 위하여, 근거리 장 잡음 중의 하나인 전기장 결합(Electric Field Coupling)을 수치해석적 방법인 FDTD방법으로 선로 사이의 간격이 변화 할 때와 선로의 폭이 변화 할 때에 대하여 계산하고 그 결과를 제시한다.

2. FDTD 방법

FDTD 해석 방법은 전자기파 산란에 대한 해를 구하기 위해 미분형 Maxwell 방정식을 시간과 공간에 대하여 중앙 차분식을 취하여 유한 차분 방정식으로 이산화시켜 전계와 자계의 시간과 공간에 대한 관계를 설정하는 알고리즘으로 시작된다. 또한 인가 신호의 적당한 선택으로 광대역 주파수 범위에 대한 변수를 얻을 수 있으며 단 한번의 계산 과정을 통하여 얻은 시간영역의 결과를 Fourier Transform함으로써 광대역 주파수 특성을 얻을 수 있다. Yee에 의하여 처음으로 고안된 이 알고리즘은 전자파의 2차원 및 3차원 산란해를 구하거나 회로에서 볼 수 있는 불연속면의 주파수에 대한 특성을 효과적으로 구하기 위해 광범위하게 사용되고 있다. 이후로 알고리즘의 많은 변형이 있었지만 Yee의 알고리즘이 가장 널리 사용되고 있다.

가. Yee 알고리즘

시간영역 유한 차분식은 임의의 해석 공간 구조에서 전자기파의 해를 구하기 위하여 미분형태의 두 Maxwell 방정식으로부터 유도된다. 공간구조를 등방성이며 균일하다고 가정하고, 손실이 없는 매질이라 가정하면 미분형 Maxwell 방정식은 다음과 같다.

$$\frac{\partial \overline{H}}{\partial t} = -\frac{1}{\mu} (\nabla \times \overline{E}) \quad (1a)$$

$$\frac{\partial \vec{E}}{\partial t} = \frac{1}{\epsilon} (\nabla \times \vec{H}) \quad (1b)$$

단, ϵ , μ 는 각각 매질의 유전율 및 투자율을 나타낸다. 위의 (1)식을 각 방향에 대한 Vector성분으로 분리하고 다시 자계와 전계 성분의 공간 미분식으로 표현하면 다음과 같은 직각 좌표계에 대한 여섯 개의 스칼라 방정식을 유도할 수 있다.

$$\frac{\partial H_x}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_y}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial y} \right), \quad (2a)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_z}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial z} \right), \quad (2b)$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_x}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial x} \right), \quad (2c)$$

$$\frac{\partial E_x}{\partial t} = \frac{1}{\epsilon} \left(\frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} \right), \quad (2d)$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial t} = \frac{1}{\epsilon} \left(\frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} \right), \quad (2e)$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{1}{\epsilon} \left(\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} \right). \quad (2f)$$

이 때, Yee의 표기법에 따라 공간분할 격자의 각 점을 다음과 같이 나타낸다.

$$(i, j, k) = (i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z) \quad (3)$$

여기서 $i\Delta x$, $j\Delta y$, $k\Delta z$ 는 x , y , z 방향에 대한 각각의 공간 크기를 나타내며

이러한 공간에서의 임의의 함수 u 는 Δt 가 시간의 증가분일 때 다음과 같이 나타낼 수가 있다.

$$u_{i,j,k}^n = u(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, n\Delta t) \quad (4)$$

식 (2)를 이산화 하기 위하여 2차의 정확성을 가지는 다음과 같은 공간과 시간에 대한 중앙차분근사를 이용하면 다음과 같다.

$$\frac{\partial F^n(i,j,k)}{\partial x} \cong \frac{F^n(i+\frac{1}{2}, j, k) - F^n(i-\frac{1}{2}, j, k)}{\Delta x} \quad (5)$$

$$\frac{\partial F^n(i,j,k)}{\partial t} \cong \frac{F^{n+\frac{1}{2}}(i,j,k) - F^{n-\frac{1}{2}}(i,j,k)}{\Delta t} \quad (6)$$

Yee 알고리즘에 의하여 Maxwell 방정식을 근사식 (5)를 적용하여 각 방향에 대한 공간 크기를 가지는 직각 좌표계에서 전자기장의 상대적인 위치가 결정되고 반시간 step에 따라 순차적으로 계산함으로써 해석 공간에서 전자기장의 유한 차분 방정식을 결정할 수 있으며 그 형태는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} H_x^{n+\frac{1}{2}}(i, j+\frac{1}{2}, k+\frac{1}{2}) &= H_x^{n-\frac{1}{2}}(i, j+\frac{1}{2}, k+\frac{1}{2}) \\ &+ \frac{\Delta t}{\mu(i, j+\frac{1}{2}, k+\frac{1}{2})\Delta z} [E_y^n(i, j+\frac{1}{2}, k+1) - E_y^n(i, j+\frac{1}{2}, k)] \\ &- \frac{\Delta t}{\mu(i, j+\frac{1}{2}, k+\frac{1}{2})\Delta y} [E_z^n(i, j+1, k+\frac{1}{2}) - E_z^n(i, j, k+\frac{1}{2})] \end{aligned} \quad (7a)$$

$$\begin{aligned}
H_y^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2}, j, k+\frac{1}{2}) &= H_y^{n-\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2}, j, k+\frac{1}{2}) \\
&+ \frac{\Delta t}{\mu(i+\frac{1}{2}, j, k+\frac{1}{2})\Delta x} [E_z^n(i+1, j, k+\frac{1}{2}) - E_z^n(i, j, k+\frac{1}{2})] \\
&- \frac{\Delta t}{\mu(i+\frac{1}{2}, j, k+\frac{1}{2})\Delta z} [E_x^n(i+\frac{1}{2}, j, k+1) - E_x^n(i+\frac{1}{2}, j, k)]
\end{aligned}
\tag{7b}$$

$$\begin{aligned}
H_z^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2}, j+\frac{1}{2}, k) &= H_z^{n-\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2}, j+\frac{1}{2}, k) \\
&+ \frac{\Delta t}{\mu(i+\frac{1}{2}, j+\frac{1}{2}, k)\Delta y} [E_x^n(i+\frac{1}{2}, j+1, k) - E_x^n(i+\frac{1}{2}, j, k)] \\
&- \frac{\Delta t}{\mu(i+\frac{1}{2}, j+\frac{1}{2}, k)\Delta x} [E_y^n(i+1, j+\frac{1}{2}, k) - E_y^n(i, j+\frac{1}{2}, k)]
\end{aligned}
\tag{7c}$$

$$\begin{aligned}
E_z^{n+1}(i+\frac{1}{2}, j, k) &= E_z^n(i+\frac{1}{2}, j, k) \\
&+ \frac{\Delta t}{\epsilon(i+\frac{1}{2}, j, k)\Delta y} [H_z^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2}, j+\frac{1}{2}, k) - H_z^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2}, j-\frac{1}{2}, k)] \\
&- \frac{\Delta t}{\epsilon(i+\frac{1}{2}, j, k)\Delta z} [H_y^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2}, j, k+\frac{1}{2}) - H_y^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2}, j, k-\frac{1}{2})]
\end{aligned}
\tag{7d}$$

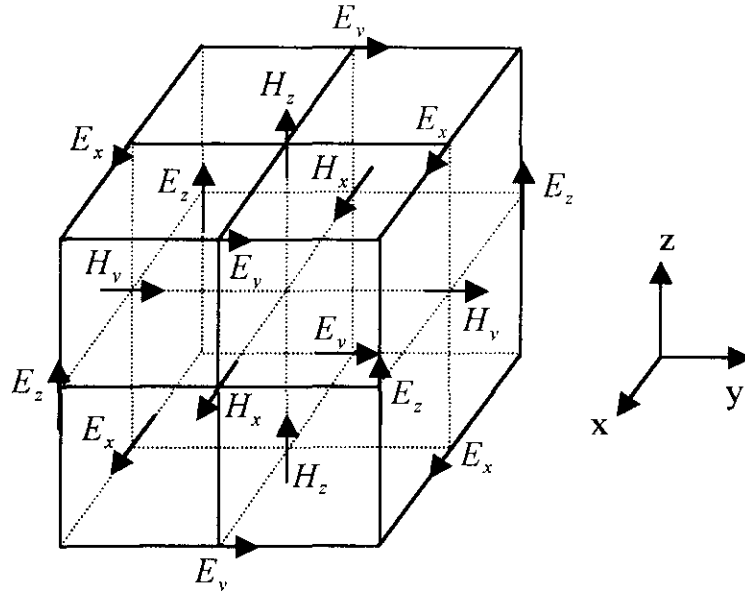
$$\begin{aligned}
E_y^{n+1}(i, j + \frac{1}{2}, k) &= E_y^n(i, j + \frac{1}{2}, k) \\
&+ \frac{\Delta t}{\epsilon(i, j + \frac{1}{2}, k) \Delta z} [H_x^{n+\frac{1}{2}}(i, j + \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2}) - H_x^{n+\frac{1}{2}}(i, j + \frac{1}{2}, k - \frac{1}{2})] \\
&- \frac{\Delta t}{\epsilon(i, j + \frac{1}{2}, k) \Delta x} [H_z^{n+\frac{1}{2}}(i + \frac{1}{2}, j + \frac{1}{2}, k) - H_z^{n+\frac{1}{2}}(i - \frac{1}{2}, j + \frac{1}{2}, k)]
\end{aligned}
\tag{7e}$$

$$\begin{aligned}
E_z^{n+1}(i, j, k + \frac{1}{2}) &= E_z^n(i, j, k + \frac{1}{2}) \\
&+ \frac{\Delta t}{\epsilon(i, j, k + \frac{1}{2}) \Delta x} [H_y^{n+\frac{1}{2}}(i + \frac{1}{2}, j, k + \frac{1}{2}) - H_y^{n+\frac{1}{2}}(i - \frac{1}{2}, j, k + \frac{1}{2})] \\
&- \frac{\Delta t}{\epsilon(i, j, k + \frac{1}{2}) \Delta y} [H_x^{n+\frac{1}{2}}(i, j + \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2}) - H_x^{n+\frac{1}{2}}(i, j - \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2})]
\end{aligned}
\tag{7f}$$

n 은 시간 과정을 나타내는 time index 이며 각 위치에서 ϵ 과 μ 값이 지정되므로 해석 구조의 각 위치에서 매질특성을 쉽게 결정할 수 있다.

식 (6), (7)에서 알 수 있듯이 각 Field 값은 3번의 덧셈과 2번의 곱셈과정을 거쳐 계산되어지며 $(n+1)\Delta t$ 에서 임의의 위치에서의 값은 같은 위치의 $n\Delta t$ 에서의 자신의 값과 주위의 전자계성분으로 표현되어 모든 값들은 주위의 성분에 의한 Full Wave 해석과정이 필수적이라는 것이다. 이러한 관계를 바탕으로 하여 해석 공간을 구성하는 격자를 구성할 수 있는데 이러한 단위 격자를 Yee's Cell 이라

하며 그림 5-1에서와 같이 전계와 자계를 상대적으로 위치시킬 수 있다.



[그림 5-1] 해석 공간을 구성하는 단위 격자

Cell의 적층으로 이루어지는 해석구조에서 유전체 면과 공기 면이 만나는 경계면의 유전율은 $\frac{(\epsilon_1 + \epsilon_2)}{2}$ 로 계산한다. 수치적인 안정도를 만족하기 위하여 공간 증가분 Δx , Δy , Δz 와 시간 증가분 Δt 사이에는 다음과 같은 Courant 안정조건을 만족하여야 한다.

$$\Delta t \leq \frac{1}{c \sqrt{\frac{1}{\Delta x^2} + \frac{1}{\Delta y^2} + \frac{1}{\Delta z^2}}} \quad (8)$$

단, c 는 자유공간에서의 빛의 속도를 나타낸다.

시간 증가분에 대한 제약과 같이 공간 증가분 $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ 도 수치해석적 해의 안정성을 보장받기 위하여 일반적으로 다음과 같은 조건의 격자 크기를 만족하여야 한다.

$$\Delta x, \Delta y, \Delta z \leq \frac{\lambda}{10} \quad (9)$$

즉 식 (8), (9)에 의하여 공간과 시간에 대한 증가분이 제한을 받는다.

Yee 알고리즘은 모든 셀의 전계 값을 식(7d)에서 식(7f) 까지 이용하여 계산한 뒤 컴퓨터 메모리에 저장하고 $\frac{\Delta t}{2}$ 시간 후에 모든 셀의 자계 값을 식(7a)에서 식(7c) 까지 이용하여 계산한다. 그리고 안정상태에 이를 때까지 위 과정을 반복 수행한다.

나. 흡수경계조건

전자파의 산란이나 안테나의 복사 특성 분석을 위해 FDTD방법을 적용하기 위해서는 식 (7)을 보면 알 수 있듯이 한 지점의 필드 값을 알기 위해서는 한 시간 스텝 이전의 동일지점에서의 필드 값과 반 스텝 이전의 그 지점을 둘러싼 지점에서의 필드 값을 알아야 한다. 이런 개념으로 볼 때 FDTD식을 적용하려면 무한 공간에서 해석을 필요로 하기 때문에 무한한 데이터를 처리해야 한다. 그러나 어떠한 컴퓨터도 무한한 데이터를 저장, 처리할 수 없다. 따라서 계산 영역을 해석 구조체를 포함하는 유한한 범위 안에 도어야 하며, 또 무한 공간으로 전파되는 것처럼 시뮬레이션하기 위해 인위적인 경계조건을 필요로 한다. 본 연구에서 사용

할 흡수 경계 조건은 Mur의 1차 근사식과 마이크로스트립의 분산 특성을 고려한 2차 분산 경계조건을 함께 사용하였다.

(1) Mur의 흡수 경계 조건

[그림 5-1]의 mesh에서 보듯이 수치해석의 경계가 xz평면인 경우에 있어서는 Ex, Ez, Hy 성분이 mesh의 경계면에 놓이게 된다. 이 때 경계면에 수직인 Hy 성분은 나머지 Ex, Ez, 성분에 의하여 계산되므로 경계면에서 전계에 대하여만 흡수 경계조건을 만족하도록 하면 된다. Mur에 의한 일차 근사화와 이차 근사화는 위의 경계면에 대하여 다음과 같은 근사화 식을 만족한다.

$$\text{일차 근사화 : } \left(-\frac{\partial}{\partial x} - \frac{1}{c} \frac{\partial}{\partial t} \right) W|_{x=0} = 0 \quad (10)$$

$$\text{이차 근사화 : } \left(\frac{1}{c} \frac{\partial^2}{\partial x \partial t} - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2}{\partial t^2} + \frac{1}{2} \left(\frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} \right) \right) W|_{x=0} = 0 \quad (11)$$

W 는 임의의 전기장 성분이며 c는 광속도이고 첨자는 부분 적분을 의미한다. 식(10), 식(11)의 유한 차분 근사식을 시간 및 공간에 대한 중심차분법으로 이산화 하면 각각 다음과 같은 Ez에 대한 최종적 흡수 근사식을 얻어낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \text{일차 근사식: } E_z^{n+1}(0, j, k + \frac{1}{2}) &= E_z^n(1, j, k + \frac{1}{2}) \\ &+ \frac{c\Delta t - \Delta z}{c\Delta t + \Delta z} [E_z^{n+1}(1, j, k + \frac{1}{2}) - E_z^n(0, j, k + \frac{1}{2})] \end{aligned} \quad (12)$$

$$\begin{aligned}
& E_z^{n+1}(0, j, k + \frac{1}{2}) = -E_z^n(1, j, k + \frac{1}{2}) \\
& + \frac{c\Delta t - \Delta}{c\Delta t + \Delta} [E_z^{n+1}(1, j, k + \frac{1}{2}) + E_z^n(0, j, k + \frac{1}{2})] \\
\text{이차 근사식 : } & + \frac{2\Delta}{c\Delta t + \Delta} [E_z^n(0, j, k + \frac{1}{2}) + E_z^n(1, j, k + \frac{1}{2})] \\
& + \frac{(c\Delta t)^2}{c\Delta t + \Delta} [E_z^n(0, j+1, k + \frac{1}{2}) - 2E_z^n(0, j, k + \frac{1}{2})] \\
& + E_z^n(0, j-1, k + \frac{1}{2}) + E_z^n(1, j+1, k + \frac{1}{2}) \\
& - 2E_z^n(1, j, k + \frac{1}{2}) + E_z^n(1, j-1, k + \frac{1}{2}) \\
& + E_z^n(0, j, k + \frac{3}{2}) - E_z^n(0, j, k + \frac{1}{2}) + E_z^n(0, j, k - \frac{1}{2}) \quad \text{위의} \\
& + E_z^n(1, j, k + \frac{3}{2}) - 2E_z^n(1, j, k + \frac{1}{2}) + E_z^n(1, j, k - \frac{1}{2})
\end{aligned} \tag{13}$$

(12), (13)식에서 알 수 있듯이 (n+1) 시간 스텝에서 mesh 경계에 놓이는 점에서
 의 값은 과거 n 시간 스텝에서의 값과 (n+1) 시간 스텝에서의 경계면 바로 앞 전
 계의 값과 그 과거 값을 필요로 한다. 또한 1차 근사식에 비하여 2차 근사식은 변
 수의 수가 많기 약간의 정확성을 보장하는 반면에 비교적 많은 계산시간을 요구
 한다. 이러한 단점은 1차 근사식에 있어서 해석 구조에서의 파가 경계면에 도달
 하기까지의 거리를 약간 길게 해줌으로서 줄일 수 있다.

(2) 분산 관계조건

주로 주파수에 의한 분산특성에 의하여 파의 속도가 달라지는 마이크로스트립

과 같은 도파관 구조로 이루어진 디지털 집적회로 및 초고주파 집적회로를 모델화 하기 위하여 파의 진행방향과 수직이 되는 계산영역의 끝 벽(end wall)은 넓은 범위의 전파속도를 가진 파를 흡수해야만 한다. 또한 파의 진행방향과 횡방향(Transverse direction)으로 입사하는 장이 주로 Evanescent한다 하더라도 측벽 밖으로 전파하는 표면파(Surface wave)로 인한 영향을 고려하여야 한다. 그리고 여러 유형의 마이크로스트립 불연속면에 의해 산란 또는 반사된 파는 측벽을 향하여 수직으로 입사하는 파와 방사파(Radiated field)를 포함할 것이므로 이러한 조건에 부합하는 경계조건은 Transverse wave와 Evanescent wave를 흡수해야 할 것이다. 이러한 조건은 일반적으로 해석하고자 하는 물체와 측벽간의 거리가 클수록 그 영향이 최소화 될 수 있다. 측면으로의 파의 누설 및 방사는 금속 스트립의 도파성(Guiding nature)과 높은 유전율에 의하여 적게 나타난다. 이러한 이론에 근거하여 y방향으로 진행하는 평면파를 흡수할 수 있는 분산경계조건은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\left(\frac{\partial}{\partial y} + \frac{1}{v_1} \frac{\partial}{\partial t}\right) \left(\frac{\partial}{\partial y} + \frac{1}{v_2} \frac{\partial}{\partial t}\right) E_t = 0 \quad (14)$$

이 때 E_t 는 경계면에 평행한 전기장을 나타내며 v_i 는 전자기장의 전파속도를 나타낸다. 위의 경계조건은 속도 v_1 과 v_2 로 진행하는 어떠한 평면파도 흡수할 수 있다. 여러 개의 흡수경계조건을 결합시킨다면 속도 v_1 과 v_2 와 같이 흡수할 수 있는 속도의 수는 증가될 수 있다. 위의 식에 주어진 경계 조건을 이차 분산경계 연산자를 이용하여 최종적인 분산경계조건을 얻어내면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
E_M^n = & 2E_{M-1}^{n-1} - E_{M-2}^{n-2} + (\gamma_1 + \gamma_2)(E_M^{n-1} - E_{M-1}^N - E_{M-1}^{n-2} + E_{M-2}^{n-1}) \\
& - \gamma_1\gamma_2(E_M^{n-2} - 2E_{M-1}^{n-1} + E_{M-2}^n)
\end{aligned} \tag{15}$$

$$\gamma_i = \frac{1 - \rho_i}{1 + \rho_i} \quad , \quad \rho_i = \frac{v(f_i)\delta_t}{\delta_z}$$

식 (15)에서 field의 전파속도 ν_i 는 다음과 같은 식에서 구한다.

$$\epsilon_{eff,i} = \left(\frac{c_0}{\nu_i} \right)^2 \tag{16}$$

$$\text{여기서 } \epsilon_{r,eff}(f) = \epsilon_r - \left[\frac{\epsilon_r - \epsilon_{r,eff}(0)}{1 + \frac{\epsilon_{r,eff}(0)}{\epsilon_r} \left(\frac{f}{f_r} \right)^2} \right]$$

$$f_t = \frac{Z_c(0)}{2\mu_0 h}$$

$$Z_c(f) = Z_c(0) \sqrt{\frac{\epsilon_{r,eff}(0)}{\epsilon_{r,eff}(f)}}$$

$$Z_c(0) = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{r,eff}(0)}} \ln \left[\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h} \right]$$

h =기판의 높이, w = 선로의 폭

다. 소스 모델링

일반적으로 FDTD에서 많이 사용하고 있는 소스 모델링 기법으로는 하드 소스(Hard source) 모델링과 전체 산란 필드(Total Scattered Field)모델링 기법이 많이 쓰인다. 하드 소스 모델링 기법은 소스 부분에 형성되는 필드는 주위의 필드 값에 영향을 받지 않고 소스의 함수에 의해서만 결정되는 방법으로 가우시안 소스를 공급할 때 많이 사용하는 기법으로서 모델링 하는 방법이 쉽다는 장점을 지니고 있다.

본 연구에서 사용할 가우시안 소스는 다음과 같은 식을 사용하였다.

$$E_z = f_s(t) = e^{-\frac{(t-t_0)^2}{T^2}} \quad (17)$$

여기서 T는 가우시안 소스의 주기를 나타내고, t0은 소스가 시작되는 시간을 나타낸다.

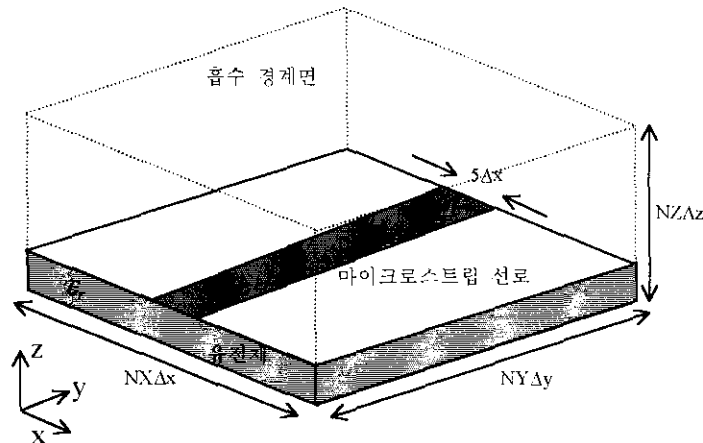
시간 스텝 t=0에서 전체 계산 영역에서 초기 필드의 값은 모두 0으로 초기화시킨다. 가우시안 펄스는 주파수 영역으로 변환을 하여도 같은 가우시안 형태를 가지므로 펄스의 폭을 조절하여 dc부터 원하는 주파수까지의 정보를 얻기 위하여 가우시안 함수를 소스로 여기 한다. 해석 공간 구조에서 접지면에 해당하는 면은 접선 방향의 전기 성분과 수직 방향의 자기 성분을 0으로 하여 완전도체 처리하며 신호를 여기하는 면에 대하여는 마이크로스트립 폭만큼 마이크로스트립 아래에서 접지면 까지 균일하게 여기 시키고 나머지 모든 장은 0으로 하는 전기벽(Electric Wall)을 형성하여 마이크로스트립 급전 구조를 형성한다. 이 때 여기면에 인가된 신호가 진행하면서 존재하는 불연속면에서 반사되어 돌아올 수 있으므

로 반사파가 신호 여기면에 되돌아오기 전에 신호 여기는 끝나야 하며 흡수 경계 조건이 바로 적용되어야 한다.

라. 흡수 경계조건의 비교

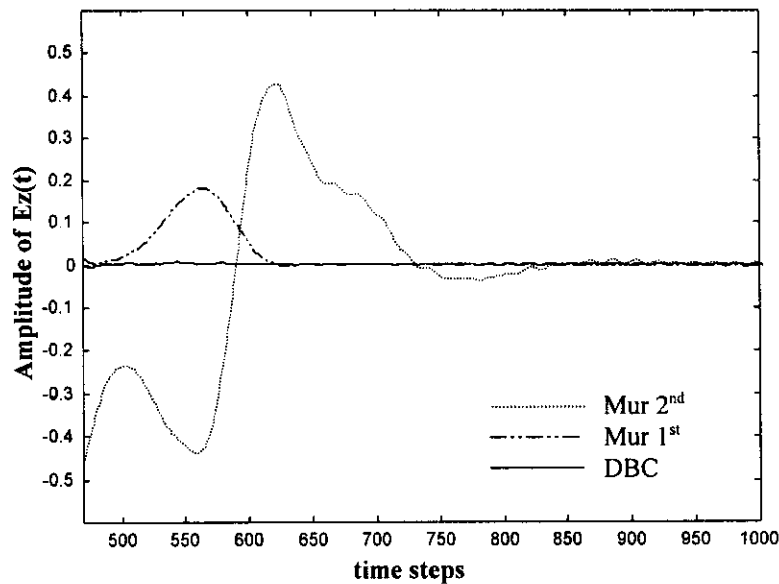
비균일(inhomogeneous) 구조인 마이크로스트립에 각 흡수 경계조건에 대한 전자파의 진행 특성을 살펴봄으로써 최적의 흡수 경계조건을 찾고자 앞에서 보인 Mur의 1차와 2차 근사식, 분산 흡수 경계조건을 단일 마이크로스트립 선로에 적용시켜 보았다. [그림 5-2]와 같은 구조에서 흡수 경계면 만을 달리하여 해석한다.

비교하고자 하는 전기장 data의 추출 지점으로 x축 방향으로는 도체선로의간선이 지나는 점, y축 방향으로는 소스면에서 선로 방향으로 $78y$ 떨어진 점, z축 방향으로는 공기와 유전체 경계면 바로 1 cell 아래 면이 만나는 지점을 선택하였고, 다른 한 지점으로 x축 방향으로는 도체 선로와 선로의 오른쪽 흡수 경계벽의 중간점, y축 방향으로는 소스면의 반대편 흡수 경계 벽에서 3 cell 떨어진 지점, z축 방향으로는 공기와 유전체가 만나는 평면의 1 cell 바로 아래 지점으로 하였다.

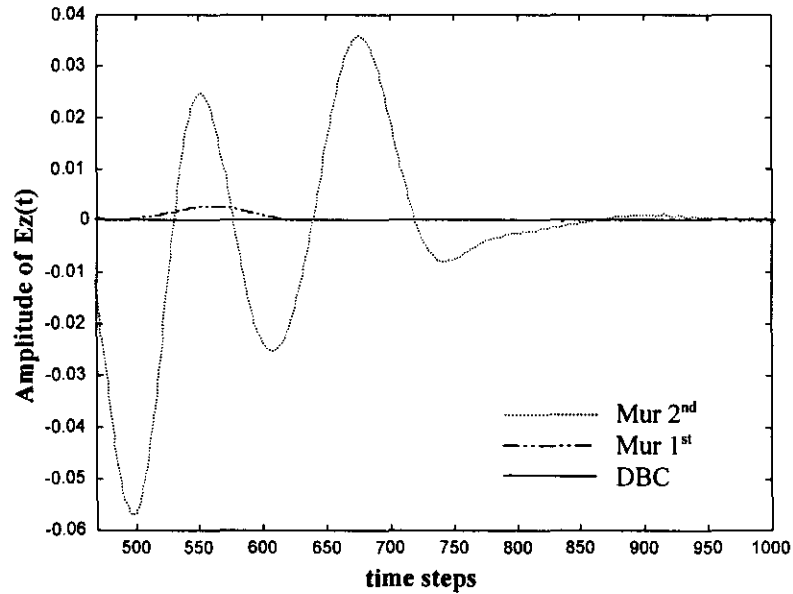


[그림 5-2] 단일 마이크로스트립 선로의 해석 구조

[그림 5-3]은 data sampling 지점에서 각 흡수 경계 조건을 바꿔가며 계산하였을 때 시간 스텝에 대한 전자파의 진행 상황이다. 소스가 주입되어 흡수 경계면에 도달하고 대부분은 흡수벽에 흡수되지만 완전히 흡수되지 못하고 다시 반사되어 오는 량이 존재하므로 이를 비교하기 위하여 최초로 소스가 경계면에 도달한 후의 시간 스텝, 470t에서 1000t사이 값을 비교하였다. [그림 4-3]의 (a)는 마이크로 스트립 선로상의 흡수 경계에서의 반사량 비교 결과로 Mur의 2차 경계 조건을 적용했을 때 반사량이 제일 크고, 분산 경계 조건을 적용했을 때 반사량이 가장 작다. 그림 4-3의 (b)는 두 번째 data sampling 지점에서의 비교 결과로 Mur의 2차 흡수 경계 조건을 적용했을 때가 (a)의 경우와 마찬가지로 반사량이 가장 컸다. 여기서 그림 4-3의 (b)의 경우는 마이크로스트립을 따라서 전파되는 파에 대한 반사량이 아니라 유전체의 표면을 따라 진행하는 파가 반사되는 량으로 전체



(a) 마이크로스트립 선로상의 반사량 비교



(b) 유전체상에서의 반사량 비교

[그림 5-3] 흡수 경계 조건 비교

일반적으로 Mur의 1차 흡수 경계조건보다 2차 흡수 특성이 좀 더 좋은 특성을 보이는 것으로 알려져 있으나 이번에는 그 반대의 결과를 보이고 있다. Mur의 2차 흡수 경계 조건인 식을 보면 Yee cell의 한 점($0,j,k+1/2$)에서 field를 update 하려면 z축 성분인 경우 한 시간스텝 이전의 ($0,j,k+1/2$)와 ($0,j,k+3/2$)위치에서의 필드 성분이 필요하게 된다. 그러나 유전체에서 공기로 매질이 바뀌면 수직 field 성분들이 연속성을 띄지 않으므로 불연속면이 존재하는 곳에서는 field의 미분항이 성립이 되지 않는다. 따라서 inhomogeneous media에서는 일반적으로 Mur의 1차 흡수 경계 조건, dispersive 흡수 경계 조건 혹은 PML 등이 쓰이게 된다.

본 연구에서는 위의 계산 결과에 의하여 Mur의 1차와 분산 흡수 경계조건을 사용하여 회로의 특성을 분석하는 데 사용하였다.

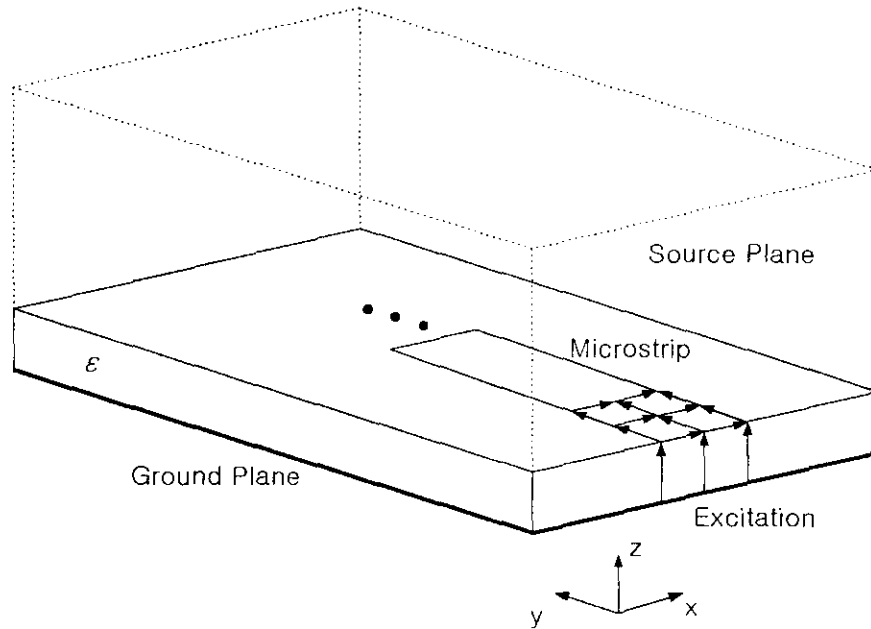
3. 평면형 회로 구조에 FDTD법 적용

PCB 기판에 설계되는 회로는 평면형 구조를 하고 있으며 본 장에서는 FDTD의 적용 대상 중에서 마이크로스트립 구조에 Yee 알고리즘과 Mur의 1차, 분산 흡수 경계 조건을 적용하여 입력 반사 특성과 입력 임피던스의 계산 과정에 대하여 소개한다.

가. 해석 방법

본 연구에서 해석 될 회로의 도체부분은 일반적인 마이크로스트립 구조로 접지 평면과 기판의 위 부분을 이루는 금속 부분으로 이루어진다. 이러한 전기성 도체는 완전 도체로 고려하고 두께는 0으로 고려한다. 이러한 완전 도체는 도체면에 있는 전기장의 성분, E_x , E_y ,을 0으로 만들어서 구현한다. 도체의 외곽 부분은 [그림 5-2]에 도시 한 것처럼 정확히 마이크로스트립의 외곽 부분까지만 존재하는 전기장의 성분들을 0으로 모델링하면 된다.

마이크로스트립 회로를 포함하는 계산 영역을 [그림 5-4]에 표현하였다.

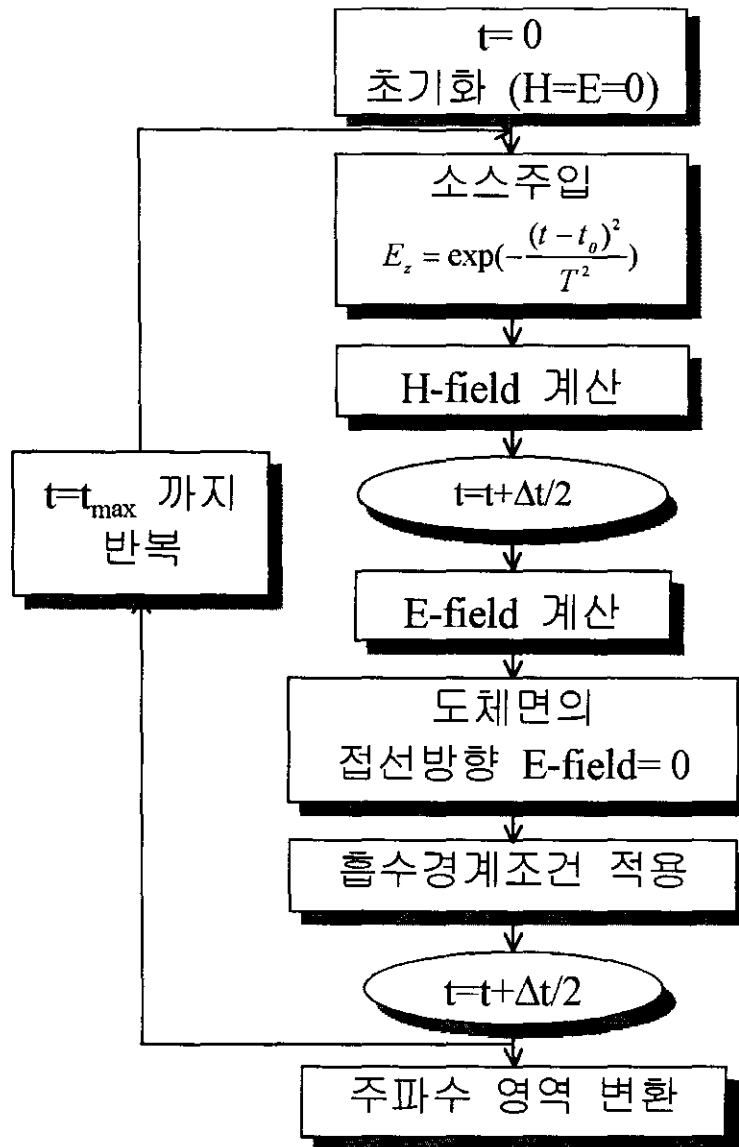


[그림 5-4] FDTD 해석 영역

전자기장에 대한 유한 차분 방정식은 적당한 소스와 흡수 경계조건을 적용하여 마이크로스트립 구조에서 넓은 주파수 대역의 전자기파의 전파 과정을 해석하는데 사용된다. 시간영역 해석 알고리즘은 다음과 같은 순서로 진행된다. 먼저 계산이 시작되기 전, 시간 step이 0일 때 해석 공간내의 모든 전자기장의 값을 0으로 초기화한다. 다음으로 입력단의 임의의 지점에 소스를 주입한다. 본 연구에서

는 Gaussian 소스를 사용하였다. 유한 차분 방정식의 자기장(H-field)성분을 계산하고 난 후 시간 step을 $t/2$ 만큼 증가시킨다. 전기장(E-field) 성분을 계산한다. 마이크로스트립 위의 접선 성분 전기장을 0으로 처리하여 도체부분을 계산한 후 나머지 흡수 경계조건을 계산한다. 다시 시간 스텝을 $t/2$ 만큼 증가 시켜서 최종적으로 한 시간 step이 증가되도록 하고 다음 시간 step계산에서 필요한 값들은 메모리에 저장시킨다. 이 계산 loop는 전자기장의 값이 안정조건이 될 때까지 반복한다. 각 시간 스텝에서는 그 시간의 전기장 응답을 저장해 놓는다. 전체 시간 영역에서의 계산이 끝나면 전기장 응답 결과를 FFT(Fast Fourier Transform) 알고리즘을 이용하여 주파수 영역으로 변환시킨다. 변환된 값을 이용하여 S11, 임피던스 등의 값을 계산한다. 다음 그림은 계산 과정을 도시화 한 것이다. [그림 4-5 참조]

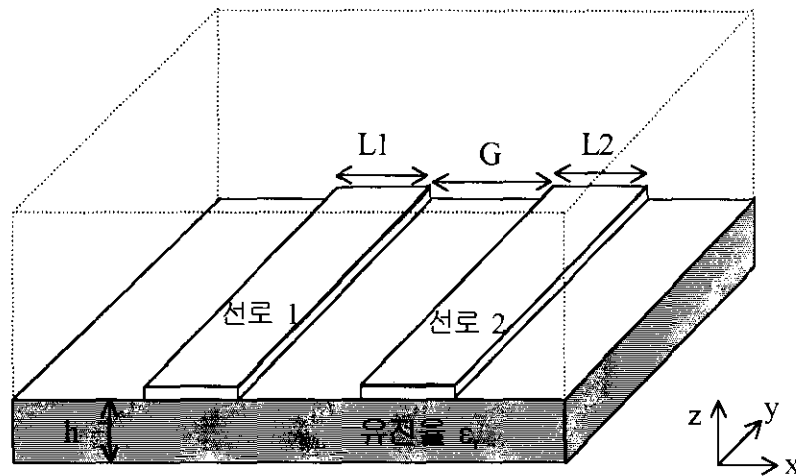
계산을 수행하면서 주의할 점은 소스단에서 주입된 Gaussian 소스가 회로가 위치해있는 방향과 소스 쪽 흡수 경계 벽 양쪽으로 진행할 때 소스 쪽 경계면에서 전자기파가 모두 흡수되지 않고 반사되어 돌아오는 성분이 발생한다는 것이다. 이 성분들이 원하는 주파수 응답에 영향을 미치지 않게 하지 않도록 감소시키는 방법은 소스와 흡수 경계면의 사이 거리를 충분히 띄워주는 것이다. 본 연구에서는 흡수 경계면과 소스의 거리를 약 15 cell 이상의 거리를 두고 소스를 주입하면 소스와 가까운 면에서의 반사파에 대한 영향을 줄일 수 있었다.



[그림 5-5] FDTD 계산 과정

나. 계산구조

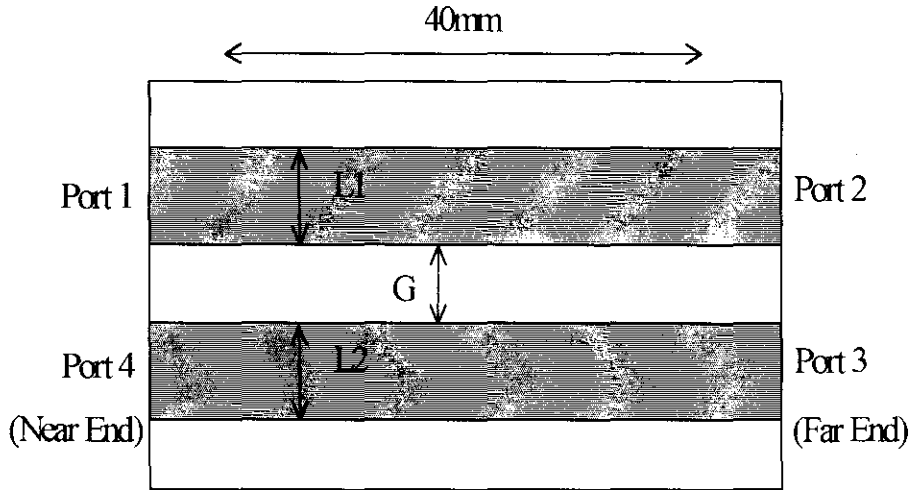
내부 전자회로의 선로간 결합을 연구하기 위하여 수치 해석을 위한 모델로서 다음과 같은 모델을 선택하였다. 유전율 4.7, 높이 1.575 mm인 FR-4기판에서 인접한 선로 2개가 나란히 위치할 때 계산 영역은 [그림 5-6]과 같다.



[그림 5-6] PCB coupling계산 영역

Yee cell은 각 방향의 크기가 다른 격자 구조를 사용하였다. x, y, z 방향의 Yee's Cell의 크기를 $x=0.254\text{mm}$, $y=0.25\text{mm}$, $z=0.258\text{mm}$ 으로 하였으며 시간 스텝 t 는 courant의 안정조건을 만족하는 0.45ps 로 하였다. 그림 4-7은 두 개의 선로가 있는 FDTD해석 공간을 위에서 본 모습이다. port 1에서 소스를 주입하면 이상적인 경우 신호는 port2로 모두 출력되어야 하지만 실제로는 옆의 선로 L2의

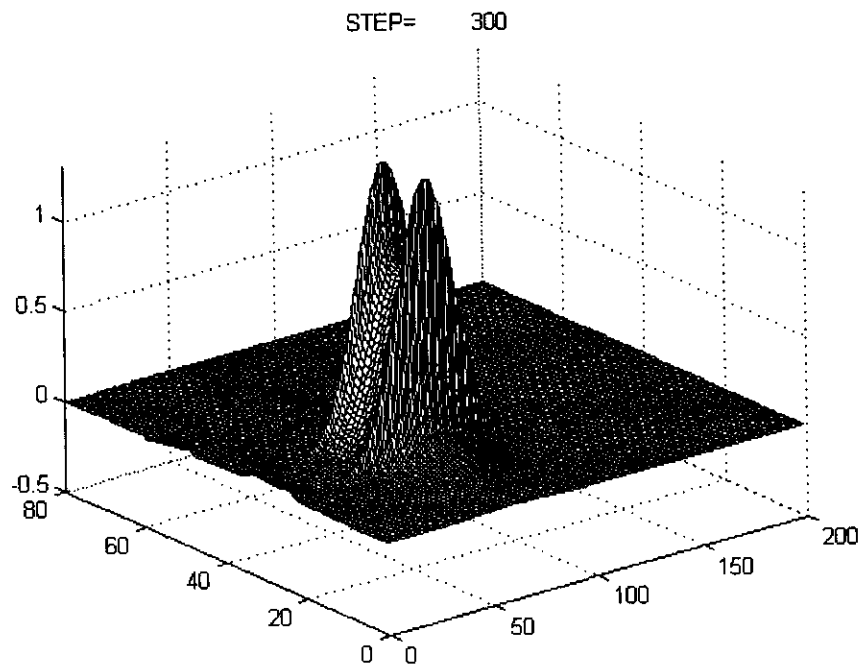
2개의 port로 전기장이 coupling 된다. 소스와 sampling 지점간의 거리는 40mm로 하였다.



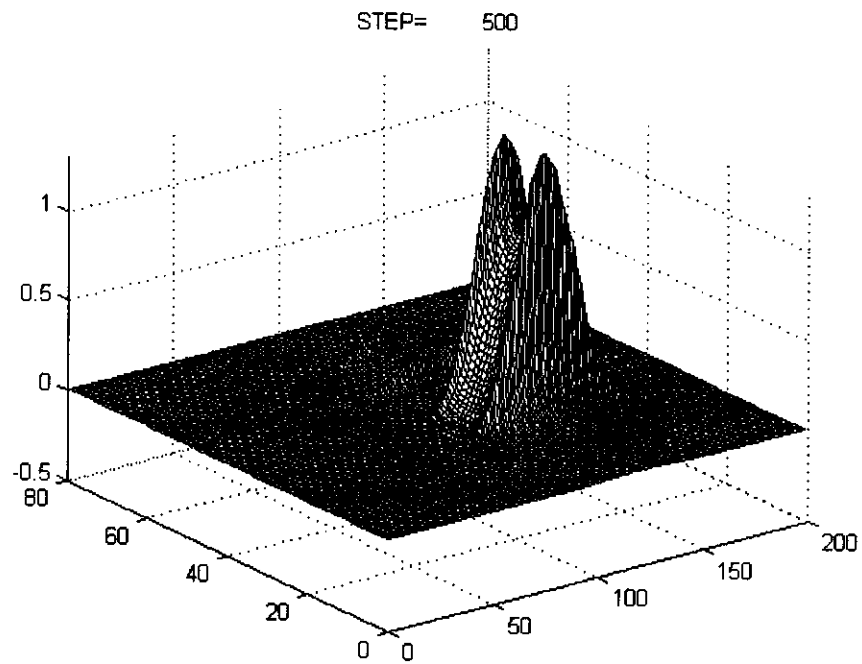
[그림 5-7] PCB를 위에서 본 모습

총 해석 공간은 $(NX,NY,NZ)=(80,200,17)$ 로 이루어진다. 해석 시간은 총 4000step 동안 계산하였다. FDTD계산에서 공기와 유전체가 만나는 경계면에서의 유전율은 $\frac{\epsilon_r+1}{2}$ 로 하였다. 소스는 펄스의 폭을 조절함으로써 관심 주파수 대역의 정보를 얻을 수 있는 Gaussian 소스를 주입하였다. 진행 방향이 y방향이 라고 할 때 진행 방향에 수직 방향인 소스 Ez를 흡수벽에서 20y 떨어진 지점에 주입하였고, 소스면에 존재하는 모든 전기장 성분은 0으로 하는 전기벽을 형성하였다. 소스의 크기는 1로 하였으며 반주기인 T는 15ps로 하였고 time delay t0

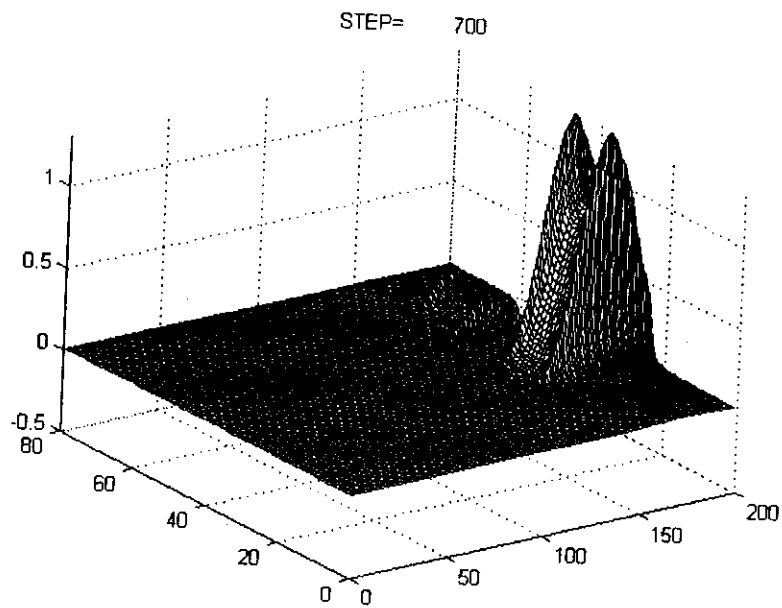
는 30ps로 하였다. 마이크로스트립 선로의 폭은 2.54mm로 하였다. 흡수 경계 조건은 분산 흡수 경계 조건을 사용하였다. 공간상의 전기장 분포를 알아보기 위하여 공기와 유전체의 경계면 바로 아래 평면에서 Ez 성분의 진행 상황을 그림으로 나타내었다. [그림 5-8]은 $t=300\Delta t$ 인 경우로 소스가 주입되면서 조금씩 인접한 도선으로 전기장이 유기되는 모습을 보인다. 그림 4-9는 $t=50\Delta t$ 인 경우로 소스가 +y방향으로 진행하는 모습이며 아울러 옆 선로에서 유기된 전기장도 함께 진행하는 모습을 보인다. [그림 5-10]은 $t=700\Delta t$ 인 경우로 y방향으로 진행하는 파가 소스의 반대쪽 흡수 경계면에 도달하여 흡수되고 있는 모습을 보인다. [그림 5-11]은 $t=1000\Delta t$ 인 경우로 파가 흡수 경계에 도달하여 모두 흡수되고 난 후의 모습이다.



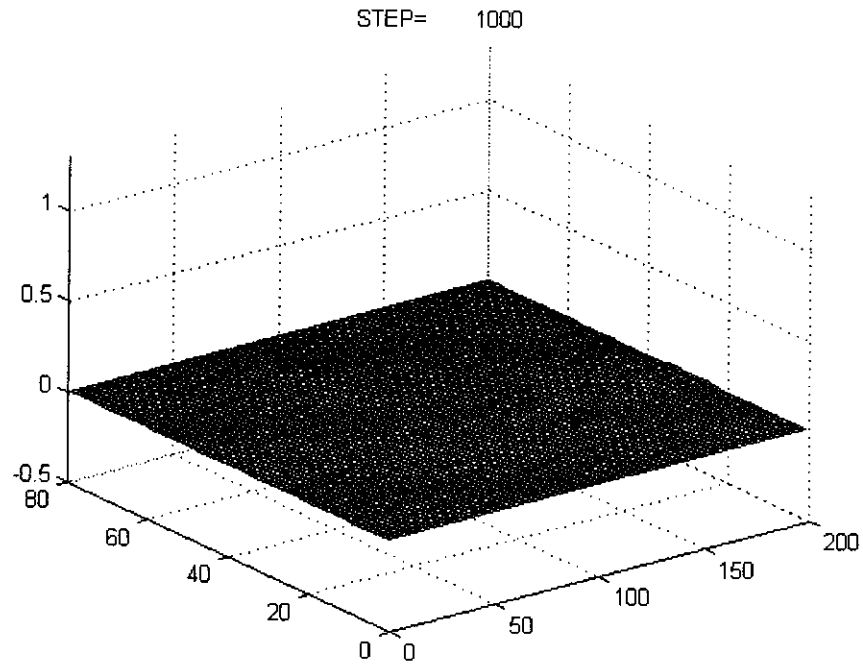
[그림 5-8] 시간스텝 300 Δt 일 때 전기장의 진행모습.



[그림 5-9] 시간스텝 500 Δt 일 때 전기장의 진행모습



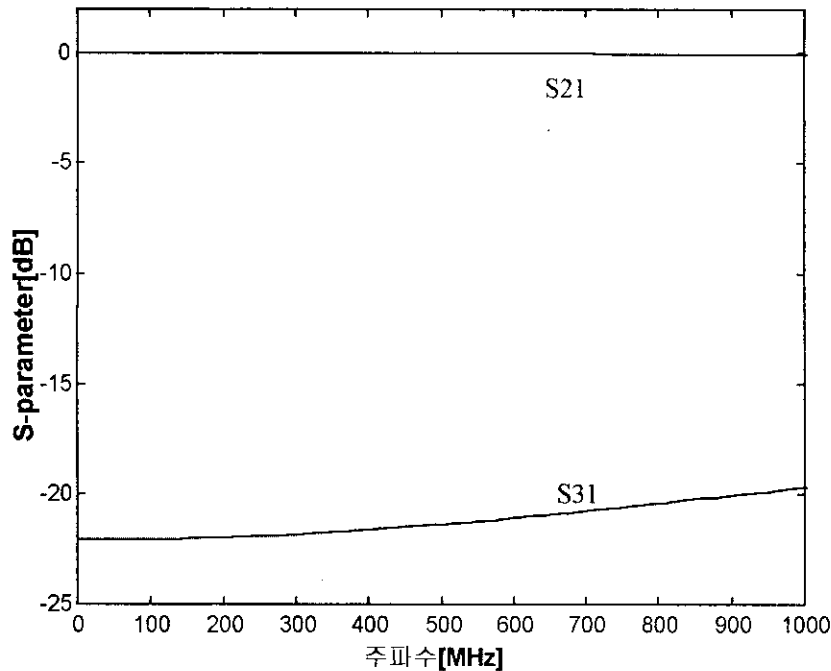
[그림 5-10] 시간스텝 700 Δt 일 때 전기장의 진행모습.



[그림 5-11] 시간스텝 1000 Δt 일 때 전기장의 진행모습.

4. FDTD 계산 결과와 측정 결과

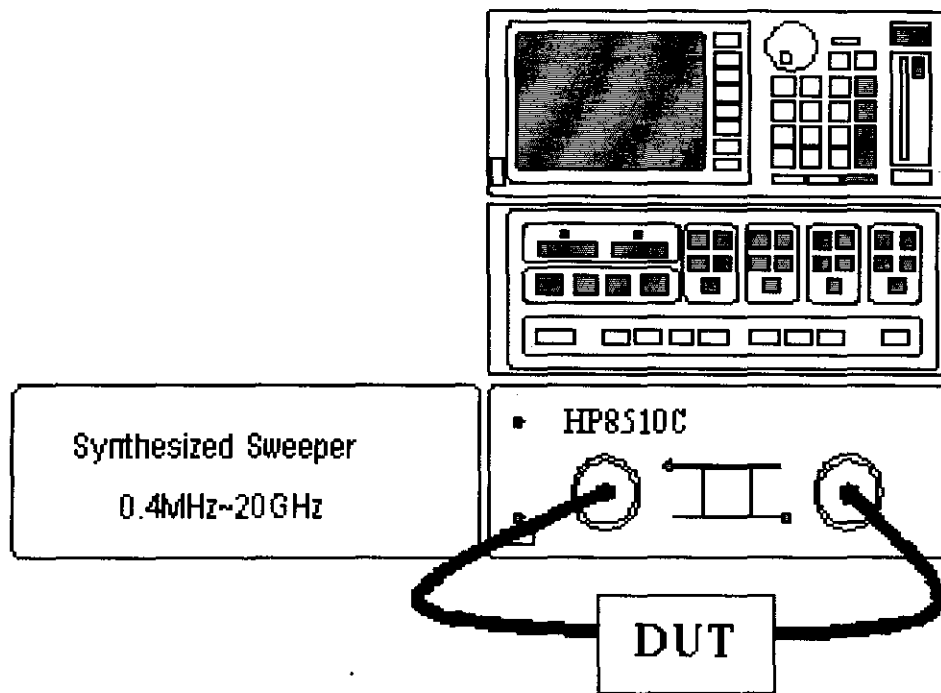
[그림 5-12]는 $L_1=2.54\text{mm}$, $L_2=2.54\text{mm}$, 사이 간격 $G=2.54\text{mm}$ 로 모두 같을 경우에 대하여 계산한 결과이다.



[그림 5-12] 선로와 사이 gap의 폭이 같을 때 계산 결과

대부분의 PCB 회로가 동작 되도록 설계 되어있는 주파수 대역을 포함하는 0에서 1000MHz까지의 S-변수를 dB값으로 나타내었다. port 1에서 노이즈 소스가 인가된다고 할 때 S21은 주파수가 증가할수록 파워의 전달량이 점점 줄어들음을 확인할 수 있으나 잡음원에서 멀리 떨어진 S31 은 주파수가 증가할 수록 결합도가 증가하는 것을 볼 수 있다. 계산치와 실제 측정치를 비교하기 위하여 도선의 폭이 각각 2.54mm이고 사이 간격도 2.54mm인 평행한 두 선로가 있는 회로를 구현하여 각 port에서 s-변수를 측정하였다. 실제 계산시 접지 평면이 무한하다는 가정

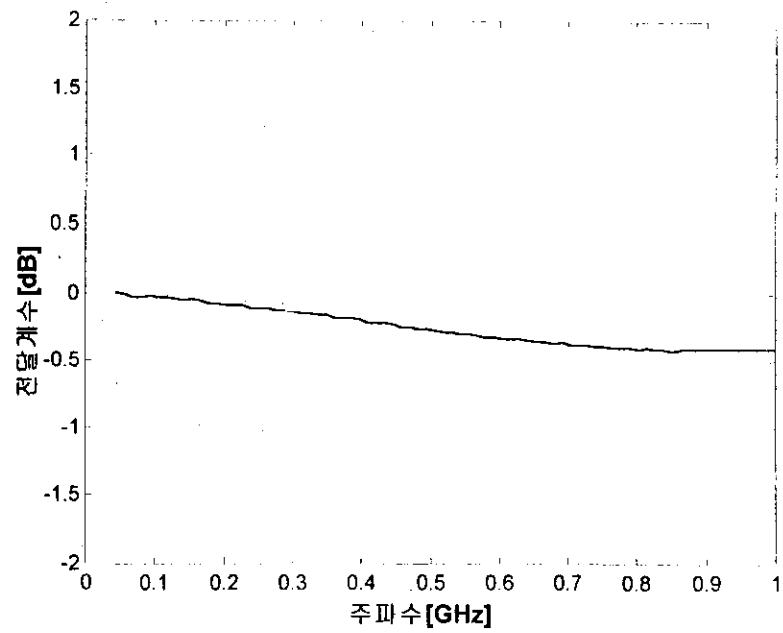
하에 계산하였으므로 측정 오차를 줄이기 위하여 제작할 때에는 회로의 옆쪽 끝단에서 유한한 접지 평면의 끝이 관심 주파수의 파장의 2배가 되도록 하였다. 제작한 회로의 측정은 HP사의 8510C Network Analyzer로 하였으며 회로의 port가 4개이므로 측정 전에 full two port calibration을 하여 측정 기기를 보정하였다. 4개의 port중 2개는 측정기기에 연결시키고 나머지 두 port는 50ohm terminator로 정합 하였다.[그림 5-13 참조]



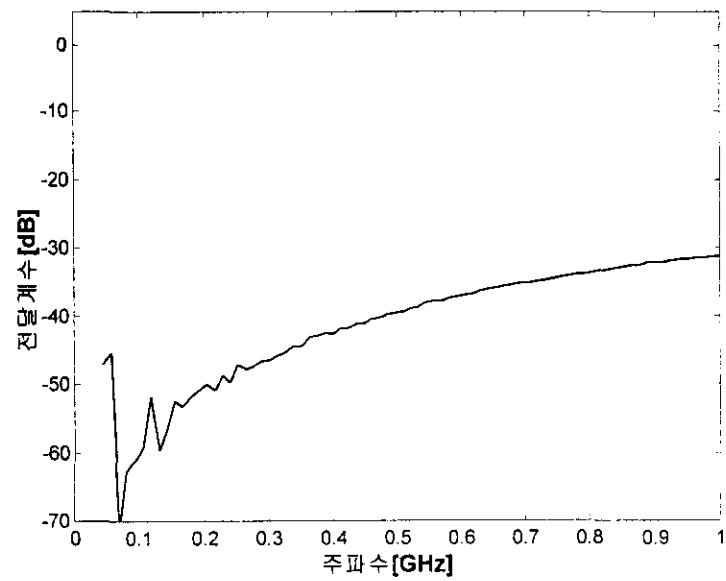
[그림 5-13] 제작된 안테나의 측정

측정 결과는 [그림 5-14]에서 [그림 5-16]에 나타내었다. port 1에는 소스를 인가시키고 나머지 각 port로 전파된 소스의 양을 dB scale로 표시하였다. 그림 4-14에서는 port 2에서 검출된 신호로 이상적인 경우에는 원래의 신호 전부가 검출되어야 하나 약간의 손실을 보일 뿐 거의 대부분의 양이 port 2로 진행되고 있음을 볼 수 있다. [그림 5-15]에서는 port 3에서 검출되는 신호의 양을 보인다. 이상적인 경우 입력단 신호가 검출되지 않아야 하나, 약간의 신호가 coupling되어 검출됨을 확인할 수 있다. 그러나 대부분의 PCB 회로가 동작하는 0.1GHz 이하에서는 s-파라미터의 값이 약 -40dB이하로 거의 노이즈 level 정도의 값을 보일 뿐 일반적인 회로의 동작에는 거의 영향을 미치지 않음을 알 수 있다. 마찬가지로 그림 5-15에서도 port 4로 소스가 전달되어오는 값을 나타낸다. 소스 쪽과 가까이 위치하는 관계로 port 3에서 보다는 좀 더 coupling 되는 양이 크지만 이 결과도 일반적인 회로가 동작하는 데는 아무 영향을 줄 수 없는 정도의 값을 가짐을 알 수 있다.

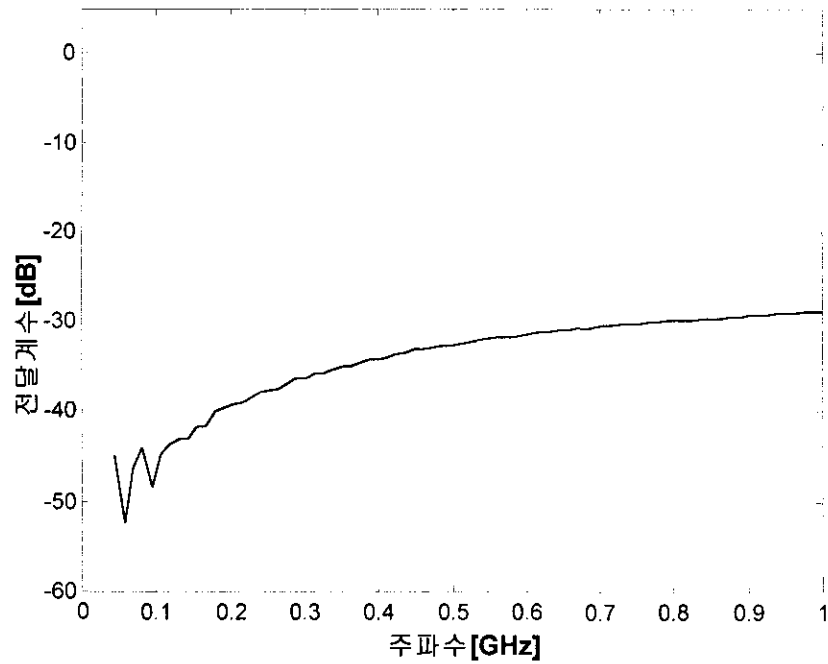
본 실험에서는 일반적인 PCB 회로에서 확인 할 수 있는 선로와 선로 사이의 거리보다 좀 더 가까운 거리에 선로를 위치시키고 실험을 하였으나, 그 결과 선로 간 coupling 되는 양은 회로의 오동작에 아무 영향을 줄 수 없는 거리로 밝혀짐에 따라 더 멀리 떨어져 있는 선로 사이에는 coupling되는 양은 무시해도 좋은 결과를 얻었다.



[그림 5-14] port 1에서 port 2로의 전달계수



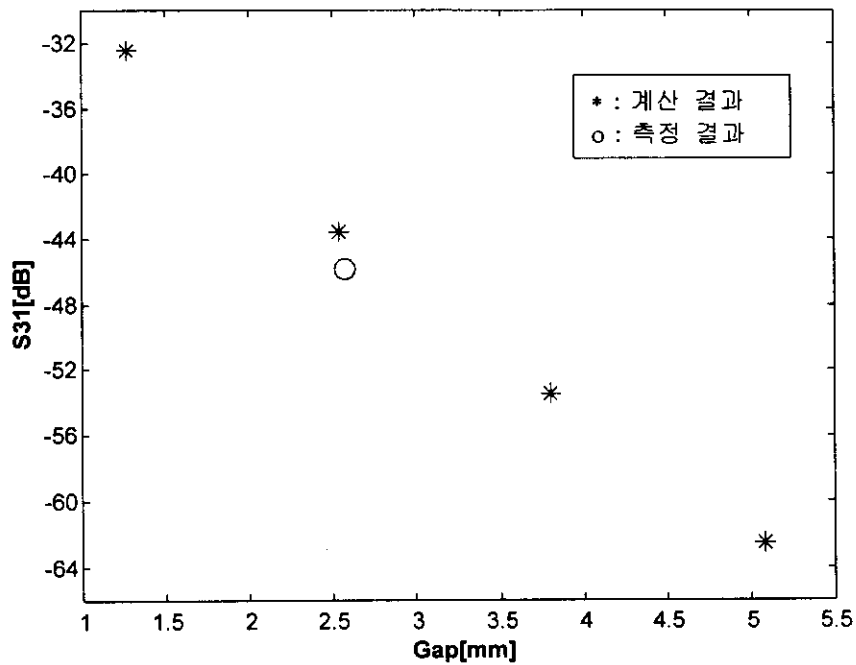
[그림 5-15] port 1에서 port 3으로의 전달계수



[그림 5-16] port 1에서 port 4로의 전달계수

여기에서 선로1(L1)과 선로2(L2)의 폭은 변화하지 않으면서 사이 간격 G를 변화시켜 보았다. 다음의 4가지 경우에 대하여 계산한 결과를 [그림 5-17]에 나타내었다.

G(선로 사이 간격)	1	2	3	4
[mm]	1.25	2.5	3.75	5

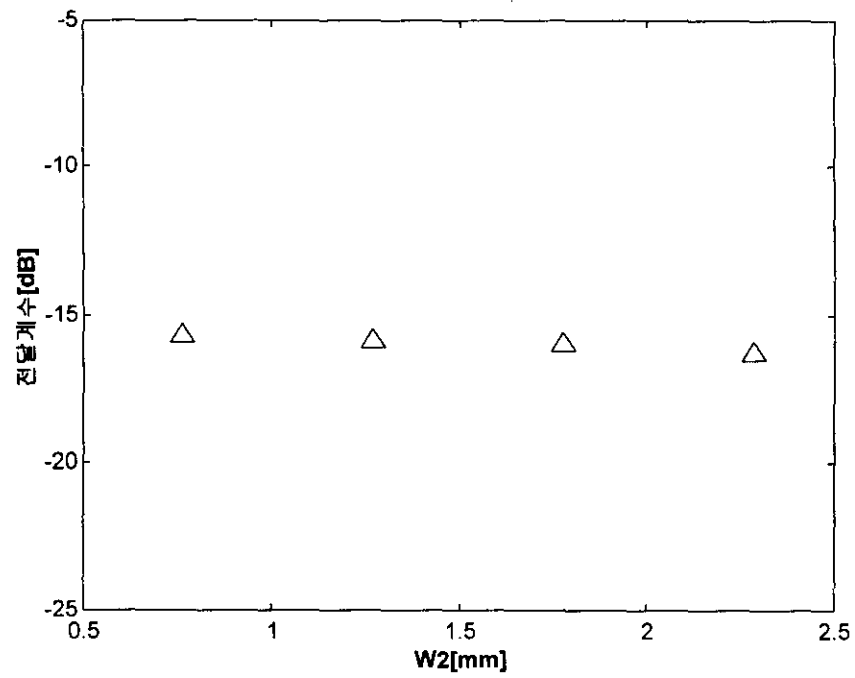


[그림 5-17] 사이 gap의 변화에 대한 coupling 변화

gap 의 폭이 증가할수록 port 3으로 coupling 되는 량이 줄어들음을 확인하였다. [그림 5-17]은 선로1(L1)은 2.54mm 사이 간격G의 폭도 2.54mm로 고정시킨 후 다른 선로(L2)의 폭을 변화 시켜보았을 때의 결과이다. 다음의 4가지 경우에 대하여 계산한 결과를 나타내었다.

L2(선로의 폭)	1	2	3	4
[mm]	0.75	1.25	1.75	2.25

선로의 폭이 증가할수록 port 3으로 coupling 되는 량이 점차적으로 줄어드는 경향이 있음을 확인하였다.



[그림 5-18] 한 쪽 선로의 폭이 변화할 때 coupling

5. 결 론

본 연구에서는 인접한 선로들간의 간섭(Coupling)되는 량의 계산을 목적으로 FDTD를 이용하여 여러 가지 인자를 변화시켜가며 시뮬레이션하여 전자파의 Noise coupling을 연구하였다. 시간영역 유한 차분법을 소개하면서 Yee 알고리즘과 흡수 경계조건에 대하여 소개하였다. 소개된 수치해석 방법을 회로에 적용시켜보았으며 일반적인 PCB가 동작하는 주파수인 100MHz이하에서는 선로간 전자기장의 방사성 coupling은 거의 무시해도 좋을 만큼만 발생함을 고찰하였다. 또한 실제 제작 측정하여 그 타당성을 검증하였다.

PCB상에 평행한 선로가 있을 때 선로 사이의 거리의 변화에 대해 인접 선로에 전자파가 미치는 영향을 연구하기 위하여 사이 거리가 각각 다른 여러 회로를 계산하였다. PCB의 선정은 일반적으로 많이 쓰이고 있는 FR4기판을 이용하였다.

다음 선로의 폭이 변화하면서 일어나는 상호결합에 대하여 연구한 후 그 결과를 주파수가 변화할 때에 대하여 나타내었다. 그 결과 인접 선로 사이의 간격이 멀어질수록 노이즈의 coupling되는 량은 줄어들며, 만약 다른 한 쪽의 신호선의 폭이 넓어질수록 coupling되는 량이 줄어듦을 확인하였다.

제 6 장 용접기와 전격방지기에서의 전자파 장해 측정

1. 서 론

건설공사 현장과 일반공장 등에서 주로 사용하고 있는 용접기에는 다양한 종류의 전격방지기가 부착되어 있다. 또한 그 위치가 용접기의 외부 아니면 내부에 장착이 되었다. 이러한 전격방지기의 역할은 용접기에 걸리는 과부하 등과 같은 사람에게 장해가 될 수 있는 여러 위험 요소로부터 사람을 보호하기 위한 장치이다. 그러나 만약 용접기에서 발생하는 방사성 잡음과 전도성 잡음의 영향으로 전자 부품으로 구성되어 있는 전격방지기가 오동작을 일으킨다면 인체에 얼마나 많은 위험요소가 생기는지는 잘 알 수 있는 사실이다. 이러한 전격방지기의 오동작으로부터 위험 요소를 미리 방지하기 위하여 전격방지기의 위치나 전자파로부터의 차폐를 위한 방법 등이 연구되어야 한다.

본 연구에서는 교류용 아크용접기를 사용하여 방사성 잡음을 측정하고 직류용 아크용접기를 사용하여 전격방지기에 생기는 전도성 잡음을 측정하였다. 교류용 아크 용접기는 산업안전보건연구원이 보유하고 있는 일본제품으로서 전격방지기가 용접기의 전면에 내장되어 있는 상태로 측정하였다. 직류용 아크 용접기는 구산전자에서 현재 제작되어 판매되어지는 제품으로서 전격방지기가 용접기의 하단부에 내장되어 있는 제품이다.

2. 방사성 잡음 측정

방사성 잡음에 관한 일반적인 설명은 3장에서 이미 언급되었다. 이번 측정시 방사성 잡음을 측정하기 위하여 사용한 계측기는 HP8593A spectrum analyzer로서 주파수 범위는 9kHz ~ 26.5GHz 이다. 또한 주파수 범위가 3MHz ~ 30MHz일 때는 loop 안테나를 사용하였고, 300MHz ~ 600MHz사이에는 log-periodic 안테나를 사용하였다.

여기서 용접기의 내부에 장착되어 있는 전격방지기를 좀더 정확히 측정하기 위하여 본 연구팀이 직접 제작한 소형 loop 안테나를 사용하여 전격방지기와의 거리 차를 줄여 정확한 잡음을 측정하였다.

측정에 사용한 용접기는 일본제품으로 전격방지기가 내장되어 있는 제품으로서 전체 모습과 사양은 [그림 6-1]과 <표 5-1>에 나타내었다.



(a)



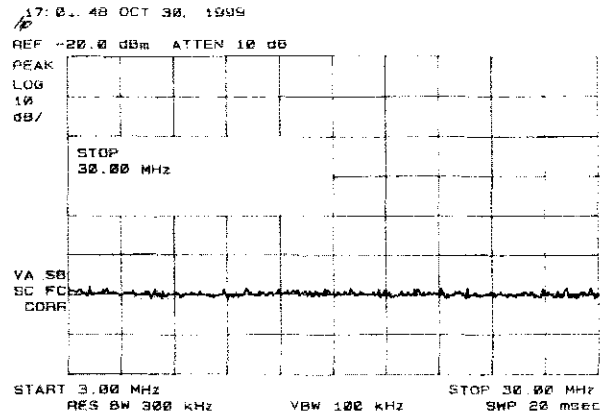
(b)

[그림 6-1] 교류아크용접기 : (a) 전면부 (b) 측면부

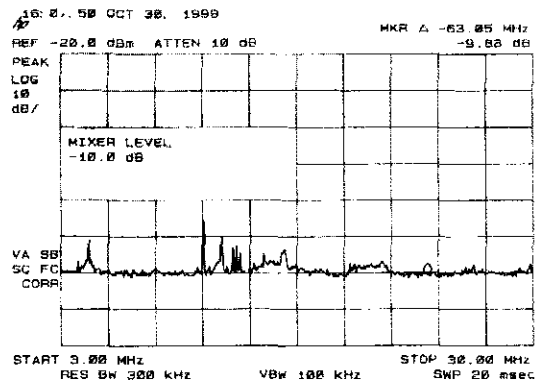
<표 6-1> 교류아크용접기의 사양

명 칭	교류아크용접기		
형 식	KSER-500	정격출력전류	500A
정격입력전압	1 Φ 200V	정격부하전압	40V
정격입력전류	205A	정격 주파수	50/60Hz
정 격 입 력	41kVA 27kW	정격 사용율	60%
최고무부하전압	80V	온 도 상 승	160℃
제 조 년	1997년	질 량	245Kg
제 조 번 호	2P5755Y		

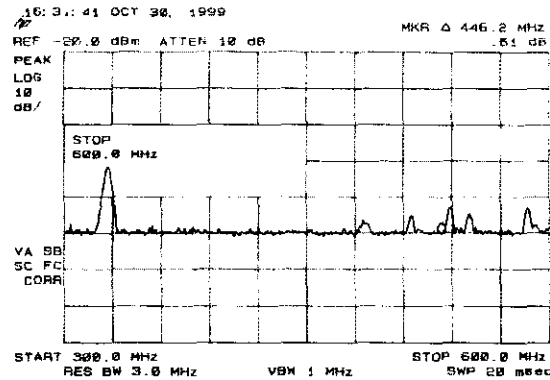
측정방법으로는 세 가지 종류의 안테나를 가지고 용접기와 용접 장소, 용접기를 둘러싸고 있는 철판이 있을 경우와 없을 경우 등 여러 가지 방법을 통하여 다각적인 측정이 되도록 하였다. [그림 6-2]는 용접장소에서 작업을 하지 않은 경우 loop 안테나를 사용하여 측정한 결과이다. [그림 6-2]에서 알 수 있듯이 전원공급이 없을 경우에는 아무런 잡음이 없음을 알 수 있다. 이 상태에서 전원을 공급했을 경우 그림 5-3에서와 같이 약간의 노이즈가 생김을 알 수 있다. 또한 [그림 6-4]는 Log-Periodic안테나를 사용하여 높은 주파수대에서 전원을 공급하지 않았을 경우로서 잡음과는 상관없는 다른 전파가 측정됨을 볼 수 있다.



[그림 6-2] 전원공급이 없을 경우에 loop 안테나를 사용하여 측정한 결과



[그림 6-3] 용접기에 전원을 공급할 경우의 측정결과

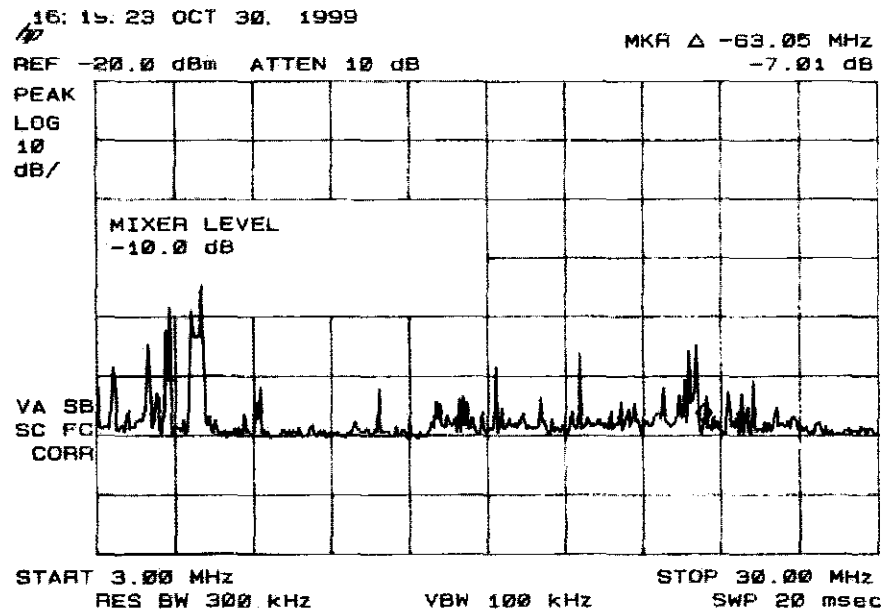


[그림 6-4] 용접기의 전원 공급이 없을 경우 log-periodic 안테나를 사용한 측정결과

용접장소에서 용접을 하고 있을 때 loop 안테나와 log-periodic안테나를 사용하여 측정하는 모습과 결과는 [그림 6-5] 와 [그림 6-6]에 나타내었다. 이 경우에는 용접장소와 용접기와의 거리를 약 10m정도 거리를 주고 용접기에서 직접 발생할 소지가 있는 방사성 잡음의 영향을 피하고자 하였다. 이러한 그림에서 알 수 있듯이 다른 주파수대역에서 잡음이 발생하고 있음을 알 수 있고 또한 높은 주파수에서 더 많은 잡음이 발생하는 것을 알 수 있다. 또한 [그림 6-7]은 작업장에서 측정할 경우 작업장과 용접기 사이를 철판으로 막고 측정을 한 결과이다. 이때 [그림 6-5]보다 더 많은 잡음이 생기는 것을 알 수 있는데 그 이유는 용접을 하고 있을 때 생기는 잡음이 철판 때문에 loop안테나에 더 많이 측정되기 때문이다. 이러한 결과로 보아 용접을 하고있을 경우 넓은 주파수대역에 걸쳐 많은 방사성 잡음이 생김을 알 수 있다.



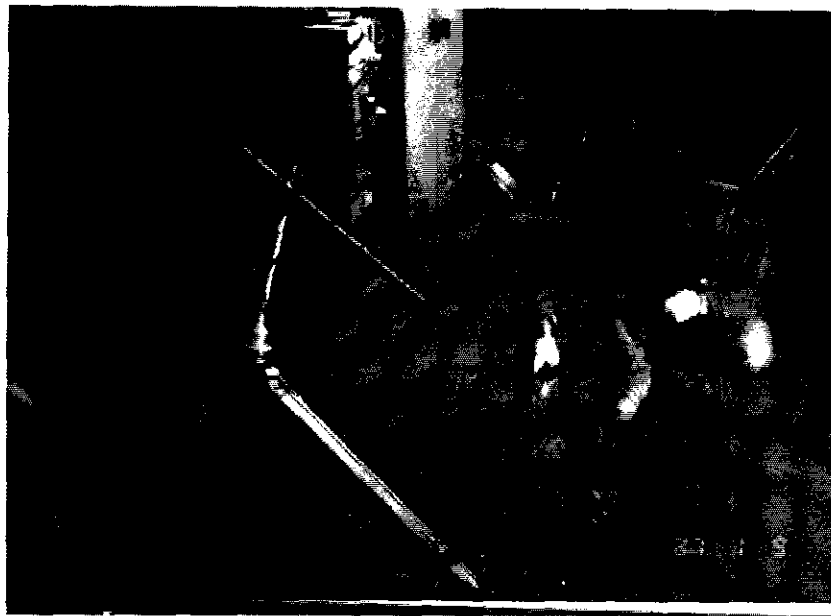
(a)



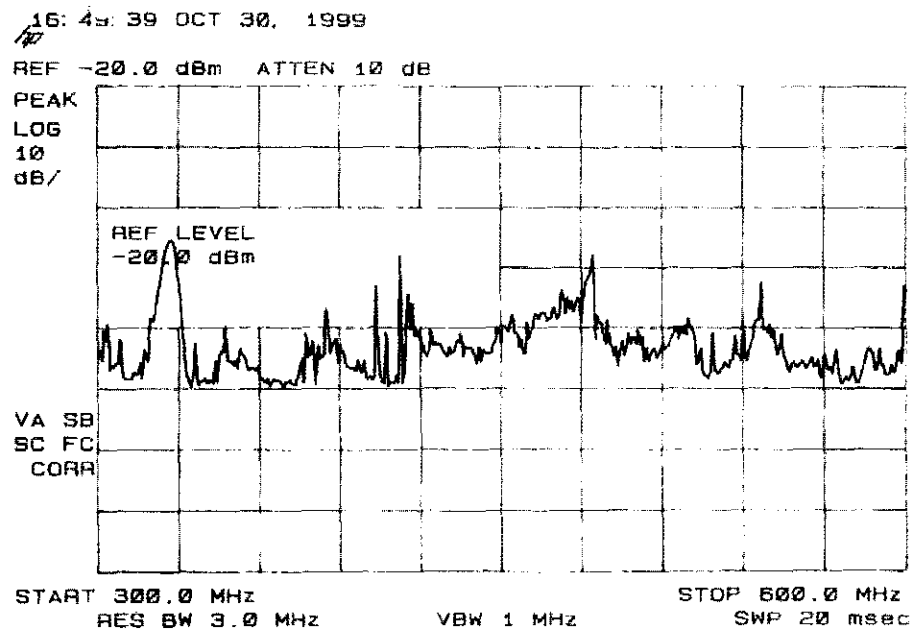
(b)

[그림 6-5] 용접을 하고 있을 경우 loop 안테나를 사용한 측정

(a) 측정모습 (b) 측정결과



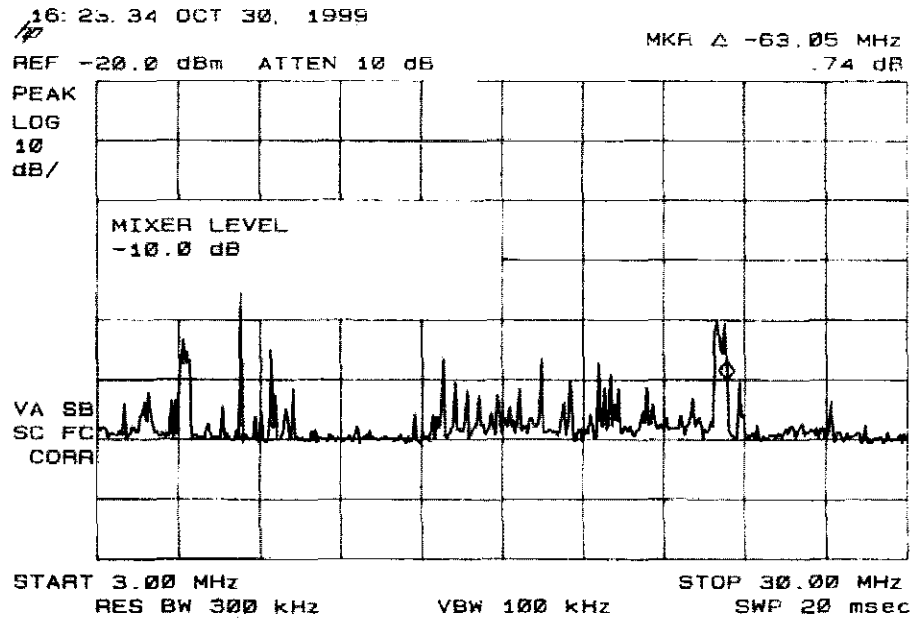
(a)



(b)

[그림 6-6] 용접을 하고 있을 경우 log-periodic 안테나를 사용한 측정

(a) 측정모습 (b) 측정결과

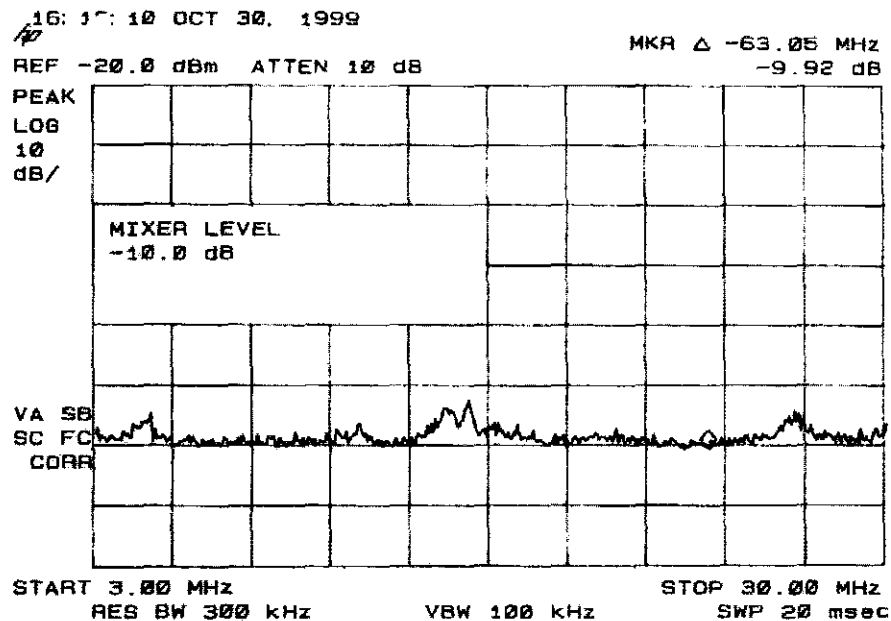


[그림 6-7] 철판을 사용하여 용접장소와 용접기 사이를 막았을 경우의 측정결과

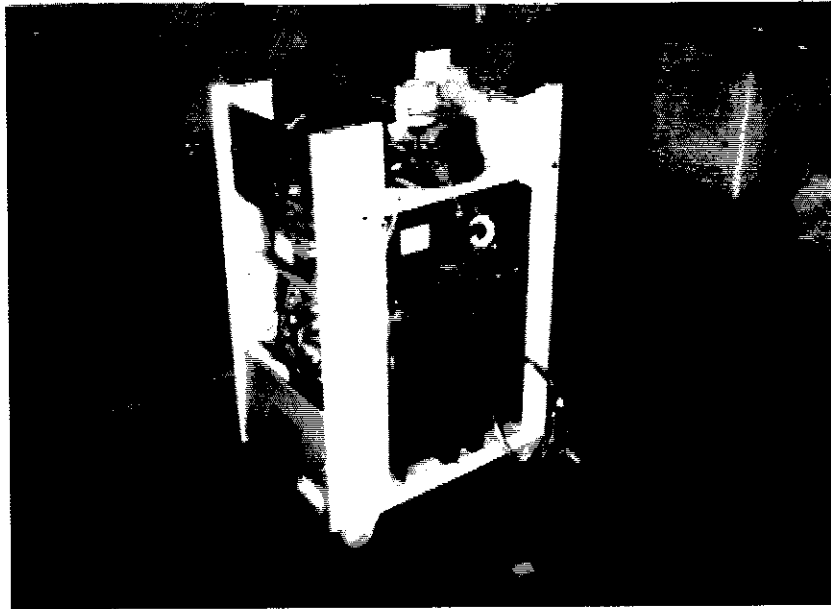
지금까지 측정용 안테나를 사용하여 용접 장소에서 측정을 하였다. 다음으로는 용접 장소가 아닌 용접기 근처에서 loop 안테나와 log-periodic 안테나를 사용하여 측정을 하였다. [그림 6-8]은 용접기 근처에서 전원을 공급하지 않았을 경우 측정 결과이고 [그림 6-9]는 용접을 하고 있을 경우 용접기의 옆면에서 loop 안테나를 사용하여 측정을 하는 모습의 사진과 측정 결과이다. 또한 [그림 6-10]은 동일한 조건에서 loop 안테나의 위치를 용접기의 정면에서 측정하는 모습의 사진과

측정 결과이다. 그리고 [그림 6-11]은 Log-Periodic안테나를 사용하여 높은 주파수대에서의 잡음을 측정한 결과이다.

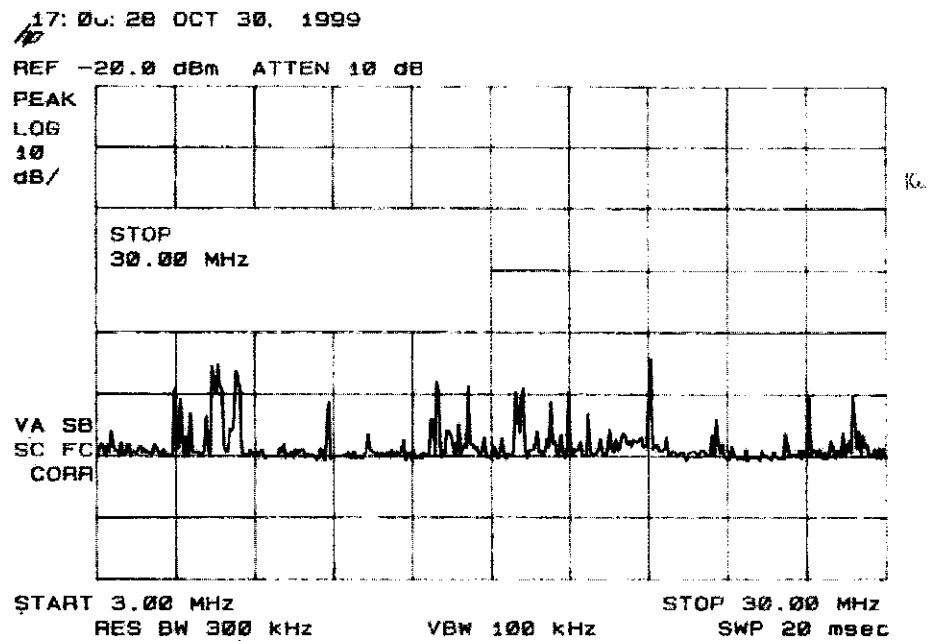
이러한 결과를 통하여 용접기에서도 방사성 잡음이 생기는 것을 알 수 있고 이런 결과를 비교해볼 때 높은 주파수에서보다 낮은 주파수대역에서 더 많은 잡음이 생김을 알 수 있고 또한 용접기의 옆면보다 앞면에서 많은 방사성 잡음이 방출하고있는 것을 알 수 있다. 측정에 사용한 용접기에서 전격방지기의 위치가 내부 앞면에 장착되어있어 용접기의 전격방지기가 오동작을 일으킬 수 있는 위험이 많음을 알 수 있다.



[그림 6-8] 용접기 근처에서 측정할 때 전원을 공급하지 않았을 경우의 측정결과



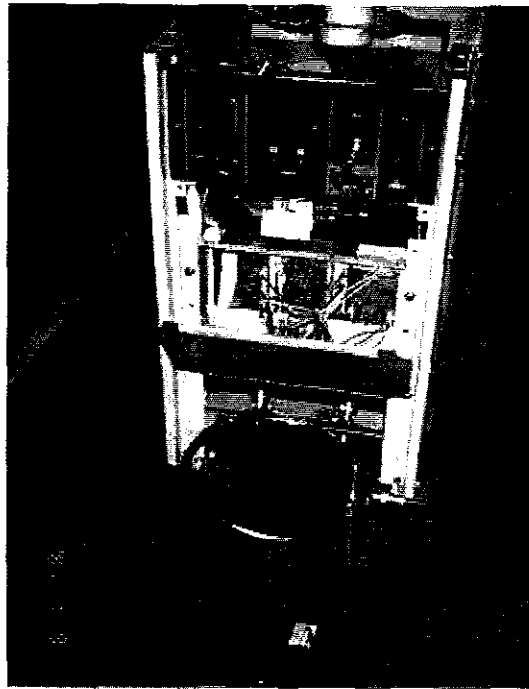
(a)



(b)

[그림 6-9] 용접기의 옆면을 loop 안테나를 사용한 측정

(a) 측정모습 (b) 측정결과



(a)

17: 1st 20 OCT 30, 1999

REF -20.0 dBm ATTEN 10 dB

PEAK
LOG
10
dB/

STOP
30.00 MHz

VA SB
SC FC
CORR

START 3.00 MHz

RES BW 300 kHz

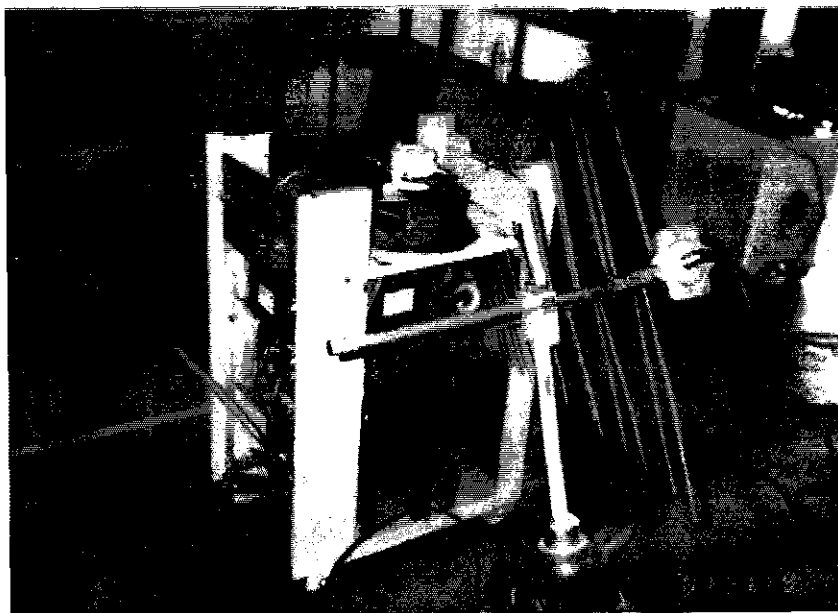
VBW 100 kHz

STOP 30.00 MHz

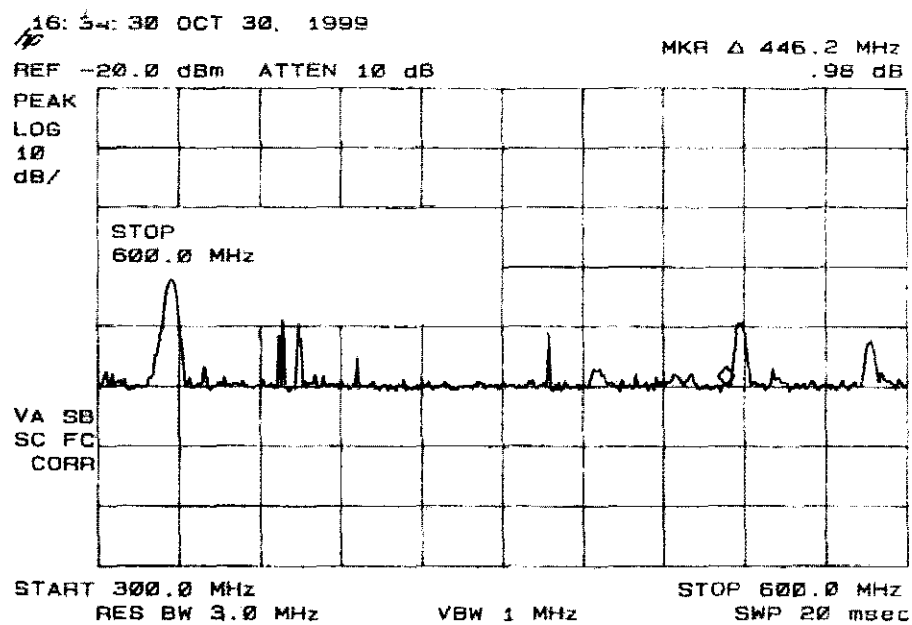
SWP 20 msec

(b)

[그림 6-10] 용접기의 앞면을 측정 : (a) 측정 모습 (b) 측정 결과



(a)



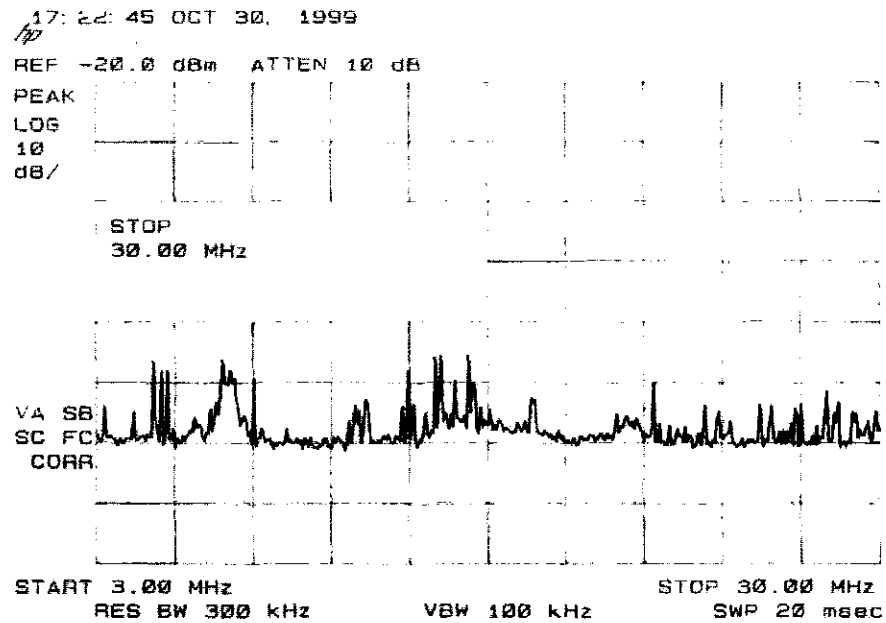
(b)

[그림 6-11] log-periodic 안테나를 사용한 측정(a) 측정모습 (b) 측정결과

지금까지 용접기를 둘러싸고 있는 철판이 없는 경우 여러 방법으로 측정을 하였다. 다음으로는 용접기의 내부와 전격방지기의 PCB기판, 그리고 철판이 둘러싸고 있는 경우에 안전하고 아주 가까이 측정을 하기 위하여 본 연구팀이 직접 제작한 소형 loop 안테나를 사용하여 세 가지 경우를 측정을 하였다. [그림 6-12]는 용접기의 철판이 완전히 둘러싸고 있는 경우 소형 loop 안테나를 사용하여 용접기의 옆면을 측정하는 모습과 측정 결과이다. [그림 6-13]은 용접기의 내부 구조 중 변압기의 코일 바로 위에서 측정하는 모습과 측정결과이다. 이 결과는 변압기에서 발생하는 방사성 잡음을 측정한 결과이다. 또한 [그림 6-14]는 용접기의 앞면에 위치하고 있는 전격 방지기의 PCB기판 바로 위에서 측정하는 모습과 측정 결과이다.



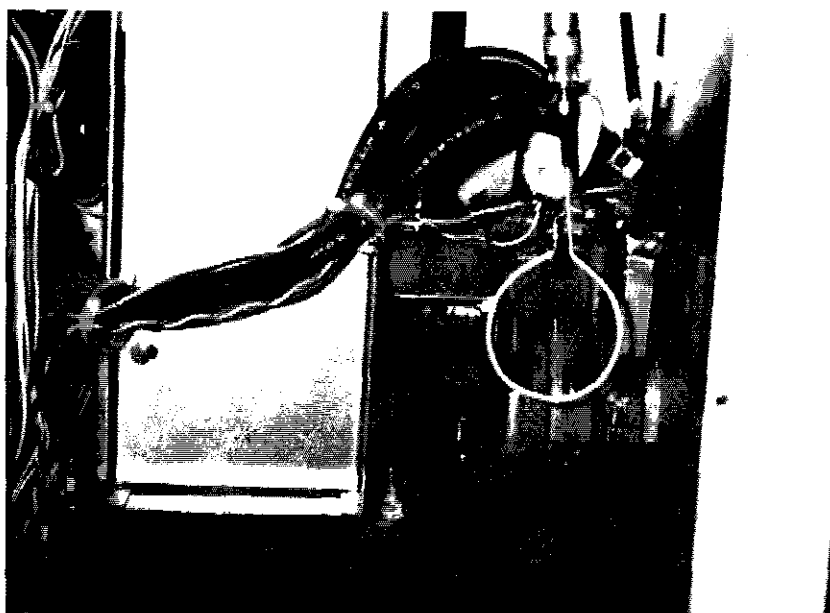
(a)



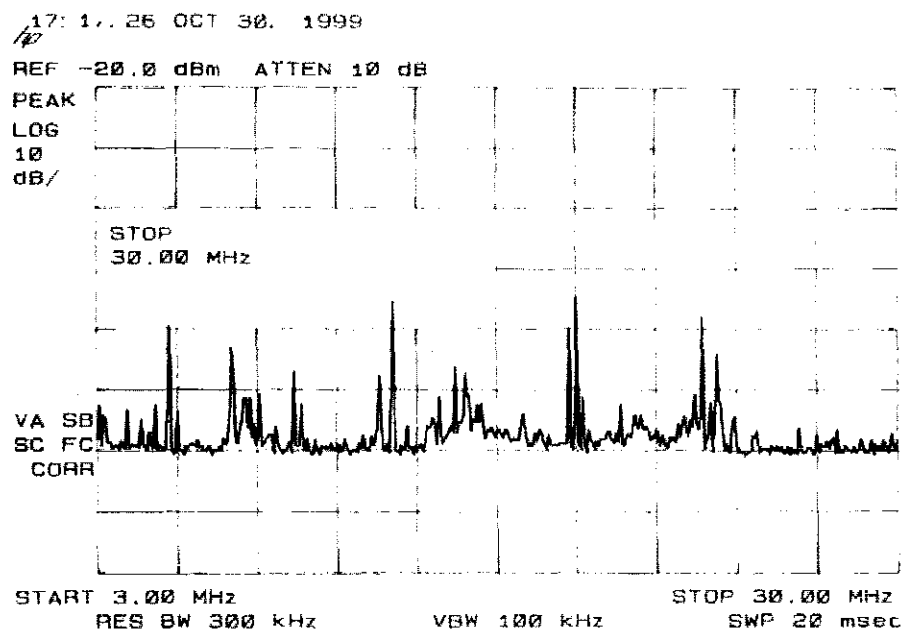
(b)

[그림 6-12] 용접기 외부 옆면을 소형 loop 안테나를 사용한 측정

(a) 측정모습 (b) 측정결과



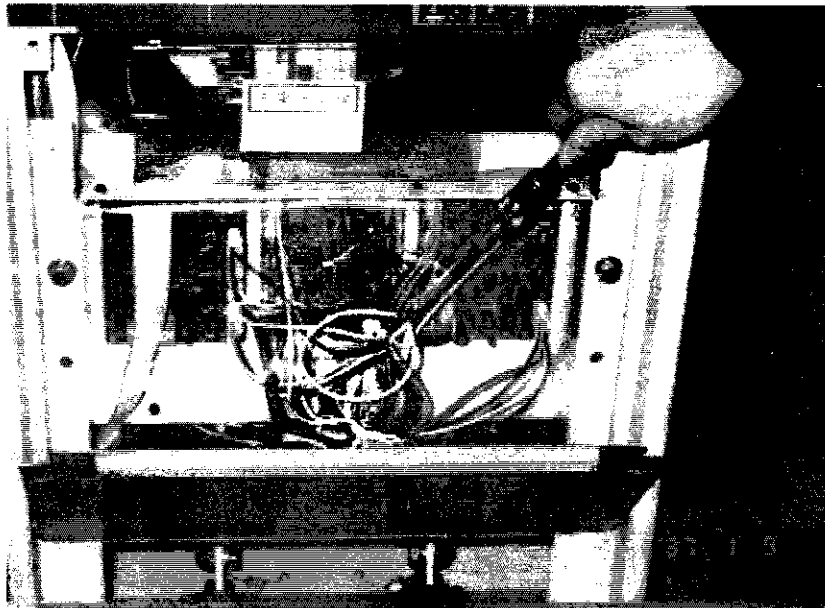
(a)



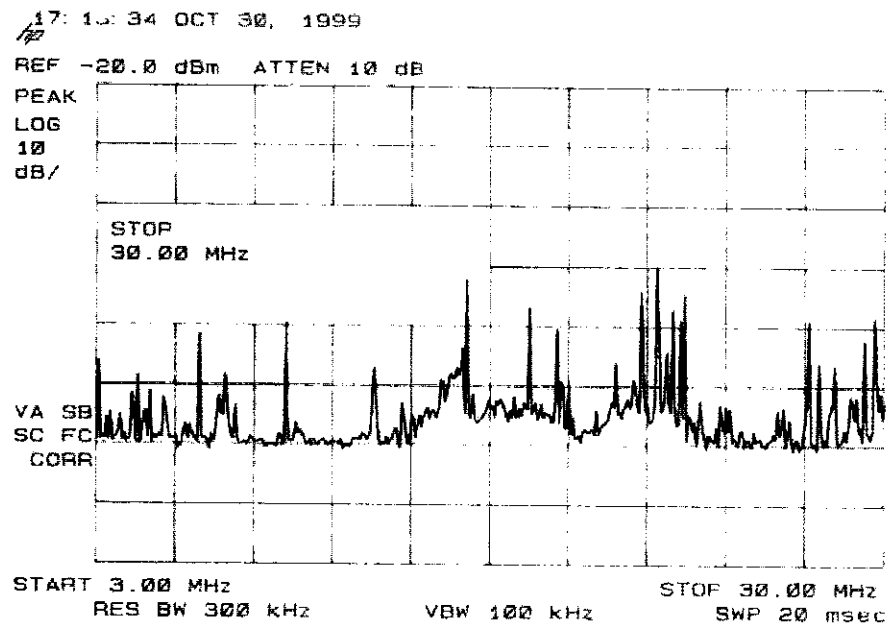
(b)

[그림 6-13] 용접기 내부를 소형 loop 안테나를 사용한 측정

(a) 측정모습 (b) 측정결과



(a)



(b)

[그림 6-14] 용접기 내부 중 전격방지기 PCB기판 앞에서 측정

(a) 측정모습 (b) 측정결과

이와 같은 여러 가지 방법으로 측정을 하였을 때 결과로 알 수 있는 것은 용접기는 전원이 공급되었을 경우 용접을 하지 않더라도 방사성 잡음이 발생되고 있음을 알 수 있고 또한 작업 장소에서 용접을 할 때와 용접기 자체에서도 방사성 잡음이 방출되는 것을 알 수 있다. 또한 [그림 6-5]와 [6-6], 그리고 [6-10]과 [6-11]을 비교해보면 용접장소에서는 고주파수 대역이 그리고 용접기에서는 저주파수 대역의 방사성 잡음이 많이 생기는 것을 알 수 있다.

3. 전도성 잡음 측정

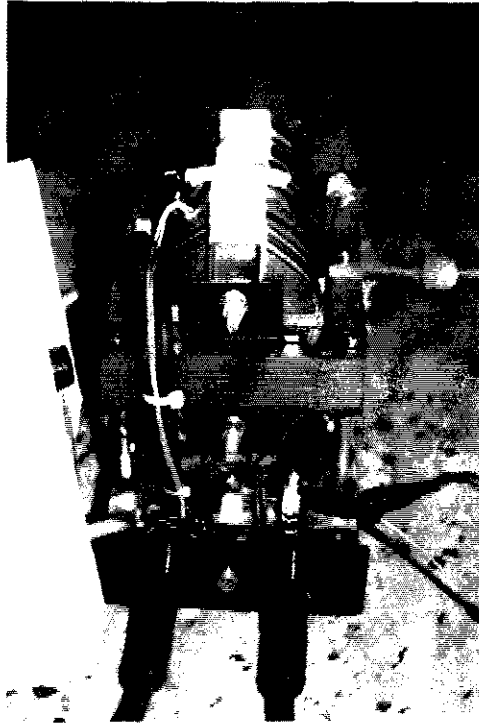
전도성 잡음 측정에 대하여 측정장비, 전도 잡음시험 등 전도성 잡음 측정 시스템 구성 및 측정방법에 관한 자세한 내용은 4장에서 언급이 되었다.

이번에 언급되어질 전도성 잡음 측정의 주된 실험 장소는 홍익대학교내 연구실에서 진행이 되었고 실험에 사용된 용접기는 구산전자에서 제작, 판매되어지고 있는 무접점식 전격방지기 내장형인 직류 아크 용접기 'WELSTA'가 사용되었다. [그림 6-15]에 용접기의 전체 모습과 내부의 모습을 나타내었고 <표 6-2>에 'WELSTA'의 사양을 나타내었다.

<표 6-2> 직류아크용접기의 사양.

명 칭	WELSTA		
형 식	W150	정격출력	120A
정격전압	220V	사용률	40%
정격주파수	60Hz	온도상승	160℃
정격입력	4kW	제조사	구산전자





[그림 6-15] 직류 아크 용접기 WELSTA의 모습

우선 전격방지기에 영향을 미치는 전도성 잡음을 측정하기 위하여 PCB기판을 분리하여 특정지점에서 나오는 잡음을 4장에서 언급되어진 LISN을 사용하여 측정을 하였다. 우선 측정하는 전체의 모습은 [그림 6-16]에 나타내었고 전격방지기의 회로는 [그림 6-17]에 나타내었다.

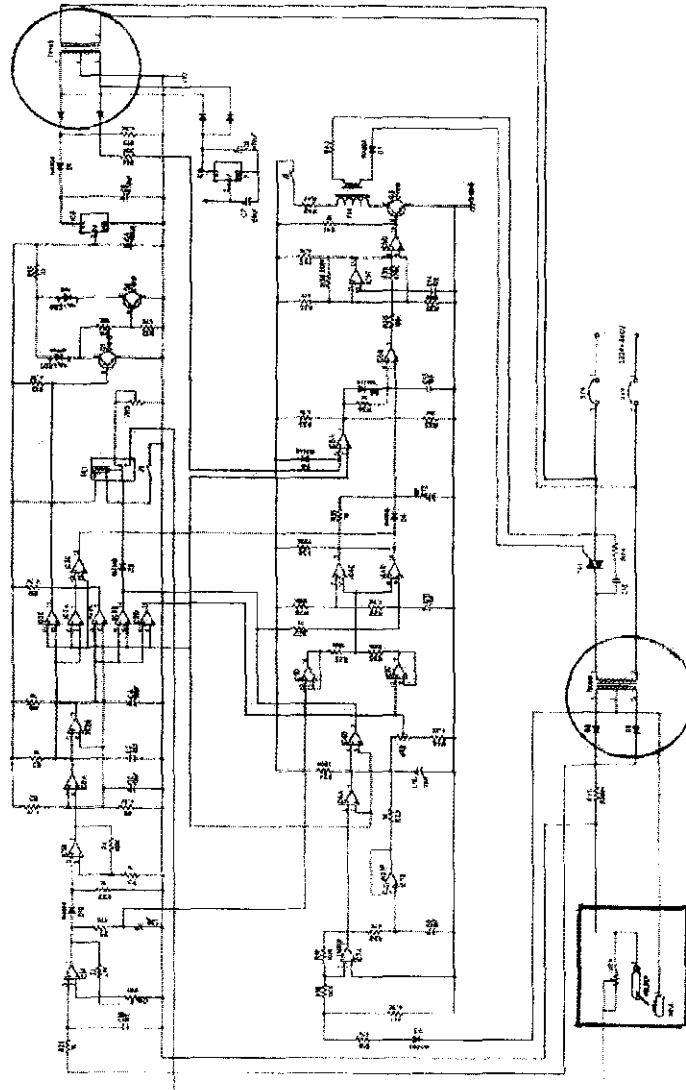
전자회로 부분 중 입력 교류전압을 bias전압으로 사용하기 위한 트랜지스터의

출력 부분과 용접기 자체에 내장되어 있는 트랜지스터의 출력부분에서 용접기에 전원이 공급되지 않았을 경우와 공급되었을 경우, 그리고 용접을 하고있는 도중의 전도성 잡음으로 나누어 측정을 하였다.

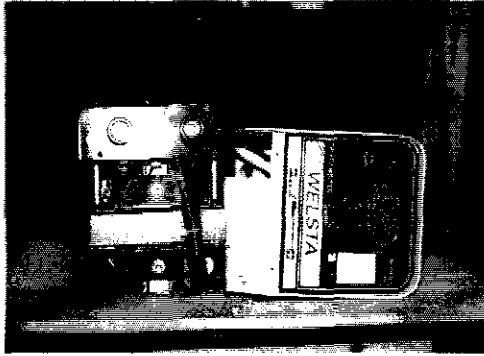


[그림 6-16] 전체 시스템의 모습

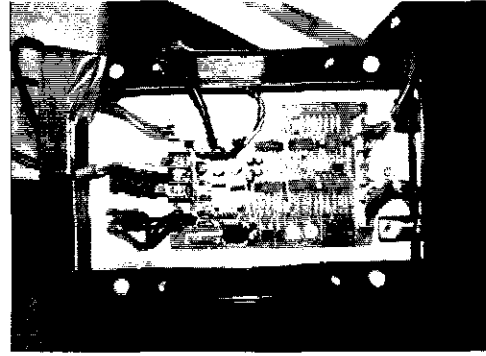
[그림 6-17]의 회로도에서 우측 상단에 있는 변압기의 역할은 전격방지기의 전자회로의 bias전압을 공급하기 위하여 교류인 입력전압을 직류로 바꾸어 주기 위한 것이다. 다이오드를 거치기 전에 LISN을 통과시켜 그 지점에서의 전도성 잡음을 측정한다. 사각형으로 표시한 부분은 용접봉과 용접판의 클립을 나타낸다. 측정을 위한 전격방지기의 실제 모습은 [그림 6-18]이다.



[그림 6-17] 전격방지기의 구성 회로도



(a)



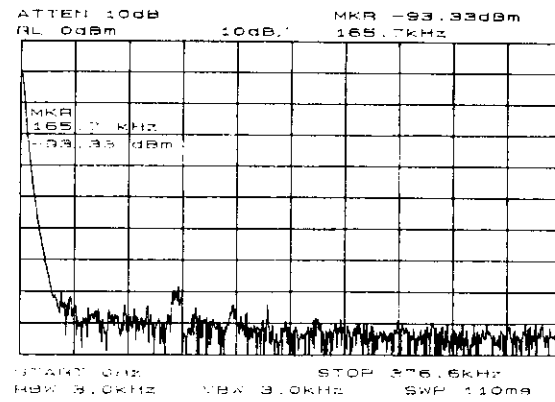
(b)

[그림 6-18] 전도성 잡음측정을 위한 용접기의 모습

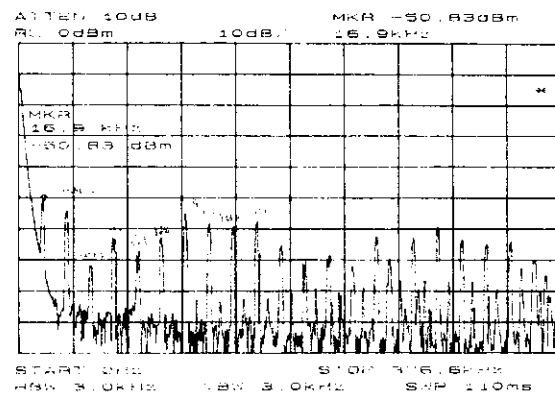
(a) 전체모습 (b) 전격방지기의 실제 모습

자세한 측정을 위하여 주파수 대역을 0Hz ~ 400kHz, 0Hz ~ 30MHz, 50MHz ~ 100MHz로 나누었고 각각의 주파수 대역에서 용접을 하기 전 전원공급이 없을 경우와 전원 공급을 할 경우 그리고 용접을 할 경우로 나누어 측정을 하였다.

[그림 6-19]는 주파수 대역이 0Hz ~ 400kHz일 때 전원공급이 없을 경우이고 [그림 6-20]은 전원을 공급하였을 경우이다.

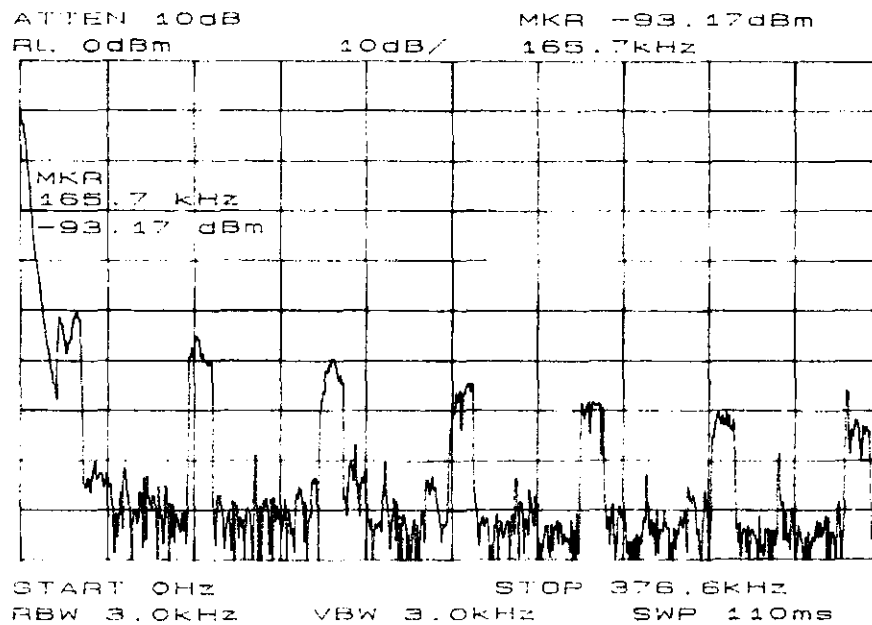


[그림 6-19] 주파수 대역이 0Hz ~ 400kHz일 때 전원공급이 없을 경우 측정결과

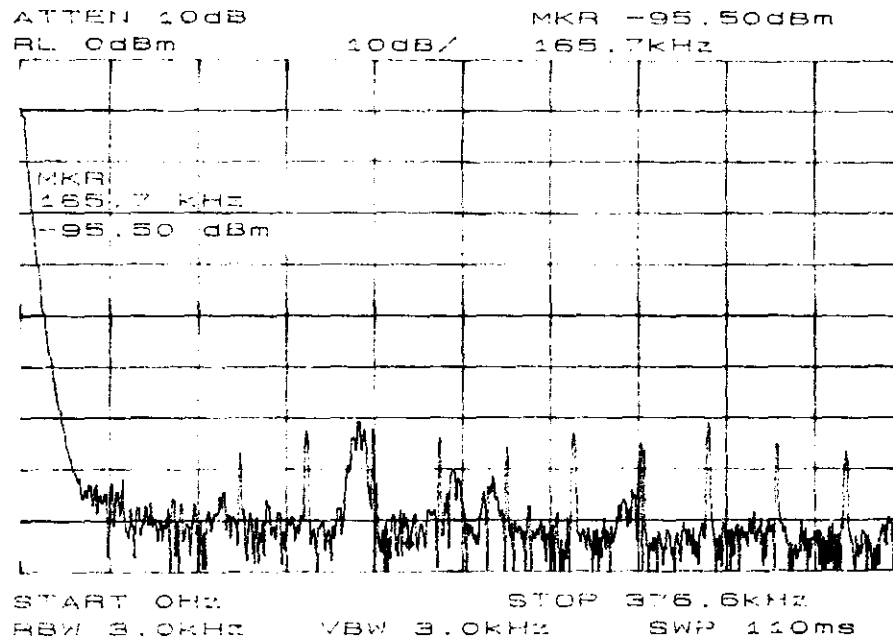


[그림 6-20] 전원을 공급하였을 경우

위의 두 그림을 비교해 볼 때 전원 공급이 있을 경우 전도성 잡음과 주기적인 주파수가 측정되는 것을 알 수 있다. 주기적으로 생기는 이유는 용접기 내부에 발진기가 내장되어 있음을 알 수 있다. 똑같은 상황에서 용접을 하고 있을 경우 측정결과는 [그림 6-21]과 같고 이것은 [그림 6-20]과 비교해볼 때 용접을 하는 순간 주기가 늘어남을 알 수 있고 이를 확인하기 위하여 [그림 6-22]에 용접봉과 용접대상물이 완전히 접촉하고 있을 경우 이러한 주기적인 펄스가 사라지는 것을 볼 수 있다.

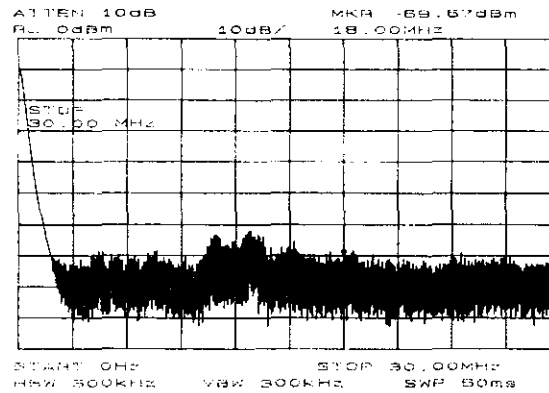


[그림 6-21] 용접하는 순간의 측정 결과

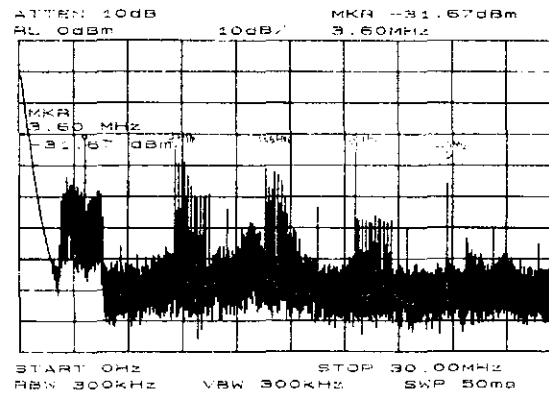


[그림 6-22] 용접봉이 접촉을 하고 있을 경우 측정결과

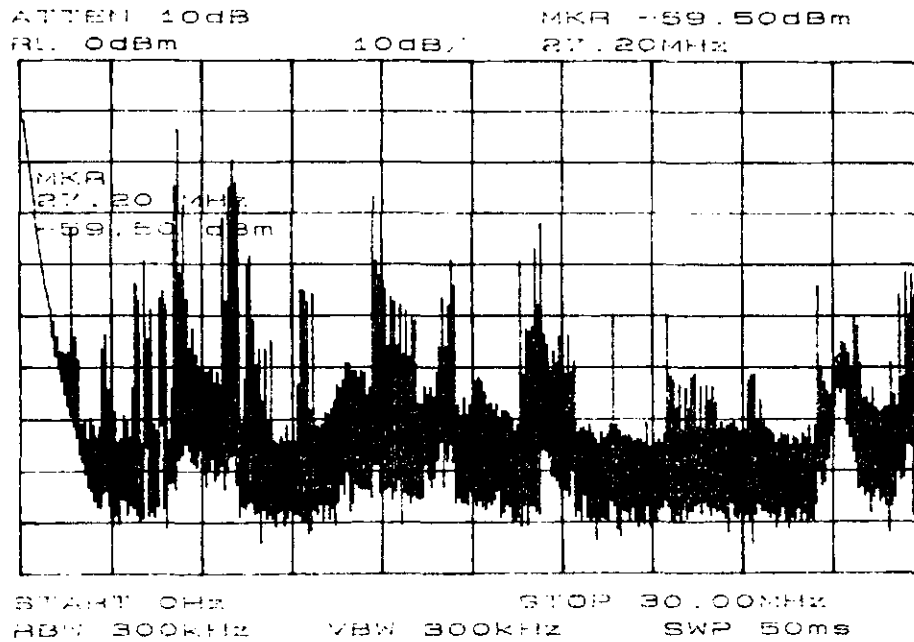
지금까지는 낮은 주파수 대역에서의 측정된 결과를 보았다. 주파수 대역을 좀 더 넓혀 30MHz까지의 측정 결과를 보면 다음과 같다. [그림 6-23]은 전원공급이 없을 경우의 측정결과이고 [그림 6-24]는 전원이 공급되었을 경우, 그리고 [6-25]는 용접을 할 경우의 측정 결과이다. [그림 6-24]와 [6-25]를 비교해 보면 앞에서와 마찬가지로 용접을 하지 않았을 경우와 용접을 하고 있을 경우 크기와 주기적으로 나타나는 것이 줄어들음을 알 수 있다.



[그림 6-23] 전원 공급이 없을 경우 측정결과



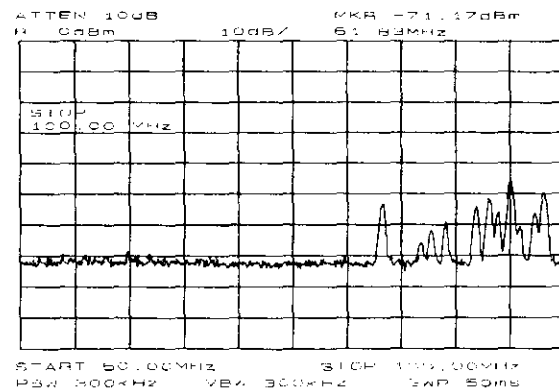
[그림 6-24] 전원 공급을 했을 경우 측정결과



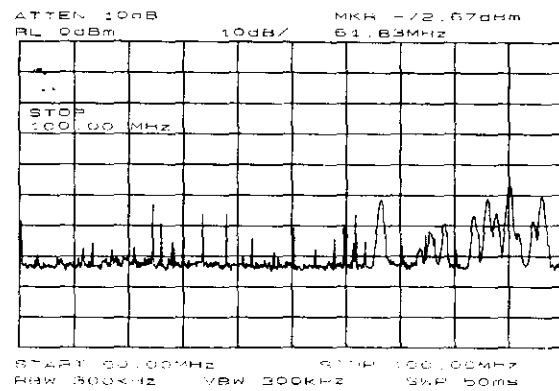
[그림 6-25] 용접을 하고 있을 때의 측정결과

다음으로 높은 주파수에서의 영향을 측정하기 위하여 주파수 대역을 50MHz ~ 100MHz로 하였을 경우 측정결과를 보면 다음과 같다.

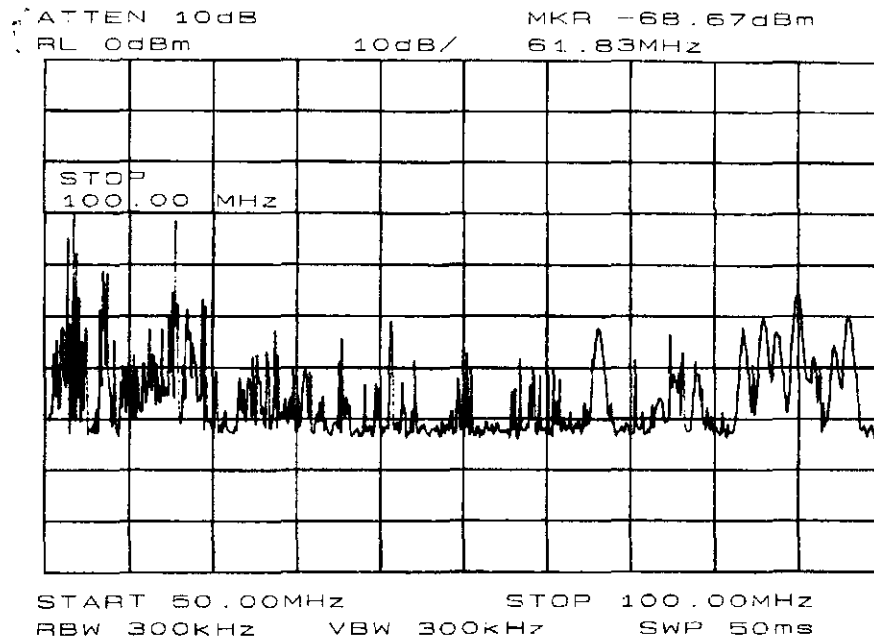
[그림 6-26]은 용접기에 전원 공급이 없을 경우를 나타낸 결과이고 [그림 6-27]은 전원 공급이 있을 경우, 그리고 [그림 6-28]은 용접을 하고 있을 경우를 나타낸 것이다.



[그림 6-26] 공급 전원이 없을 경우의 측정결과



[그림 6-27] 전원 공급을 했을 경우 측정결과

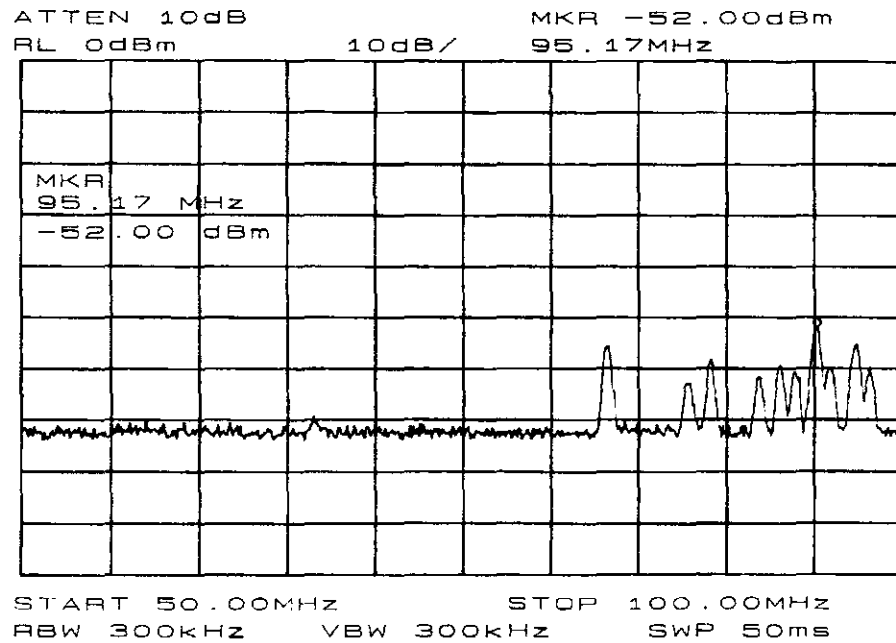


[그림 6-28] 용접을 하고 있을 경우의 측정결과

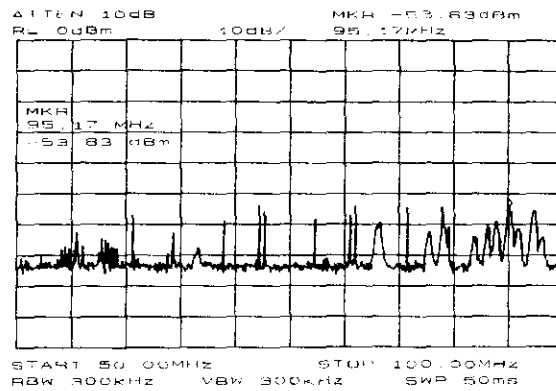
측정 결과를 비교해 보면 높은 주파수에서는 주기적으로 나타나는 전도성 잡음보다 비규칙적인 전도성 잡음이 많이 생겨남을 알 수 있고 또한 전원 공급만 했을 경우보다 용접을 하고 있을 경우가 훨씬 많은 잡음이 생기고 있음을 알 수 있다. 이것은 용접기의 전격방지기에 내장되어 있는 발진기가 고주파수보다 저주파수에서 많은 영향을 일으키고 있음을 알 수 있다.

지금까지는 용접기를 둘러싸고 있는 케이스가 없는 경우를 측정하였다. 다음으

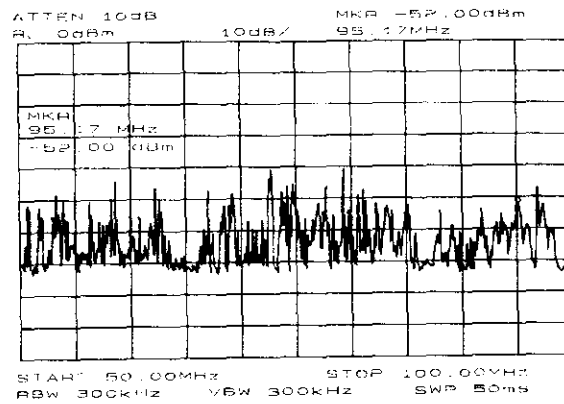
로는 실제적으로 현장에서 쓰고 있는 상태로 측정을 하였을 경우이다. 이때는 저주파수 대역에서는 발전기의 영향을 많이 받으므로 주파수 대역을 50MHz ~ 100MHz로 하여 고주파수 대역에서 측정을 하였다. [그림 6-29]는 케이스를 덮은 상태에서 전원 공급을 하지 않았을 경우이고 [그림 6-30]은 전원공급을 하였을 경우의 측정결과이다. 또한 [그림 6-31]은 용접을 하고 있을 경우의 측정 결과이다.



[그림 6-29] 케이스가 덮인 상태에서 전원 공급이 없을 경우 측정결과

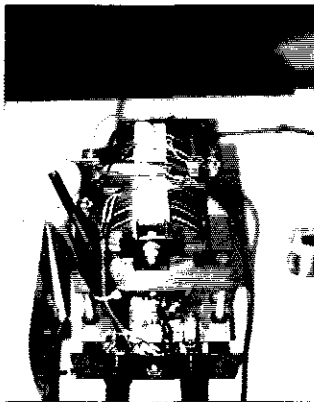


[그림 6-30] 전원 공급을 했을 경우 측정결과

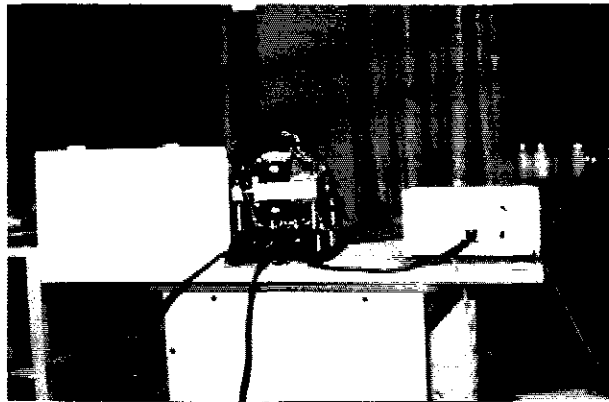


[그림 6-31] 용접을 하고 있을 경우 측정결과

케이스가 덮인 상태와 그렇지 않은 경우를 비교해 보면 덮인 상태에서 조금 많은 전도성 잡음이 생기는 것을 알 수 있다. 위의 측정결과를 보면 전격방지기에 생기는 전도성 잡음은 저주파 대역에서보다 고주파 대역에서 더 많이 생기는 것을 볼 수 있고 또한 케이스가 덮인 상태가 영향을 많이 받음을 알 수 있었다. 다음은 용접기에 내장되어 있는 변압기에서의 전도성 잡음을 측정하였다. [그림 6-17]의 회로도에서 아래쪽 중간에 보면 변압기가 있는데 이 변압기에서 1차쪽 코일에는 입력전압이 가해지고 2차쪽 코일에서 나오는 출력 전압쪽에 LISN과 연결을 하여 용접기의 변압기에서 발생하는 전도성 잡음을 측정하였다. [그림 6-32]는 용접기의 실제 모습과 측정하는 모습이다.



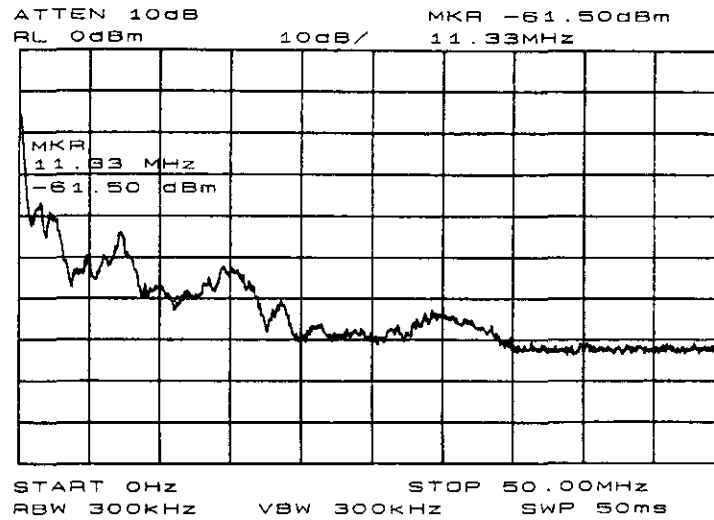
(a)



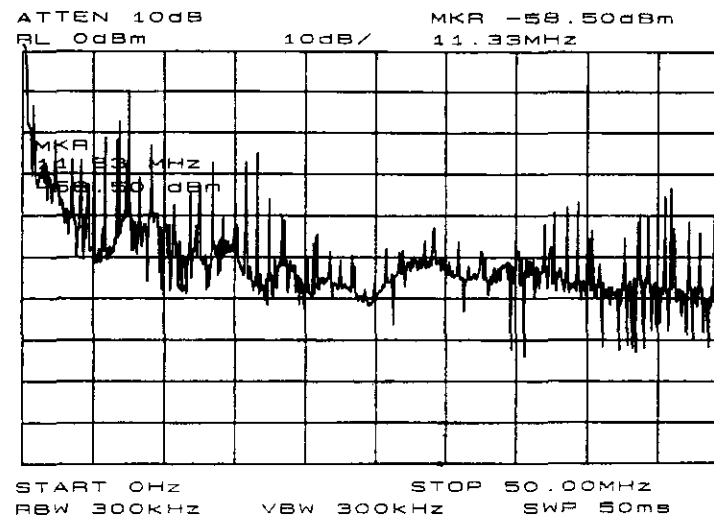
(b)

[그림 6-32] 내부 변압기에서의 전도성 잡음측정 (a) 실제모습 (b) 측정모습

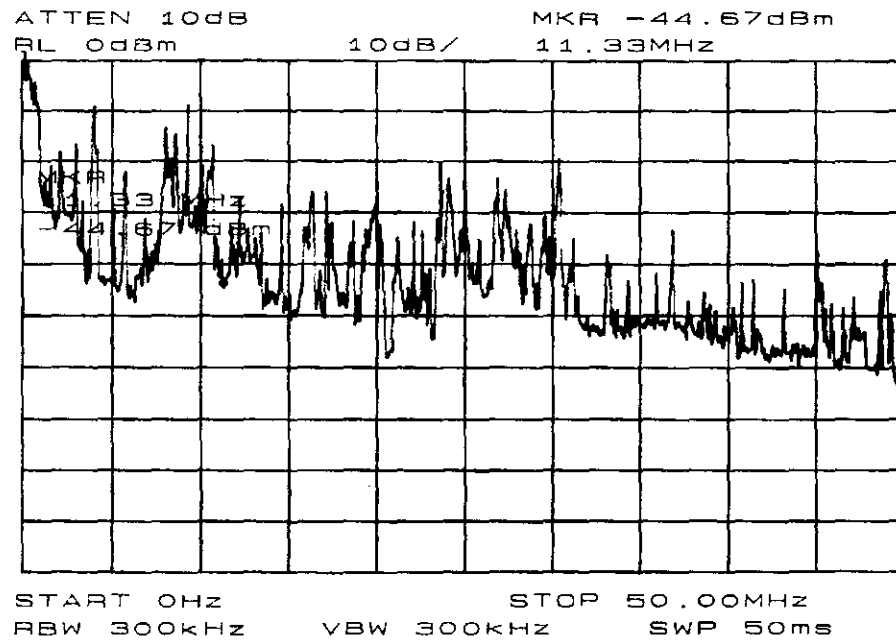
[그림 6-33]의 경우는 용접기 내부 변압기에서의 전도성 잡음을 측정 한 결과이다. 이 측정 또한 용접기에 전원을 공급하지 않았을 경우와 전원을 공급하였을 경우, 그리고 용접을 하였을 경우인데 이때는 용접기의 케이스를 열고 측정을 한 결과이다.



(a)



(b)

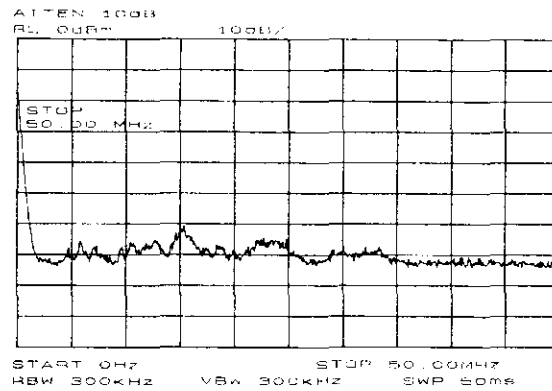


(c)

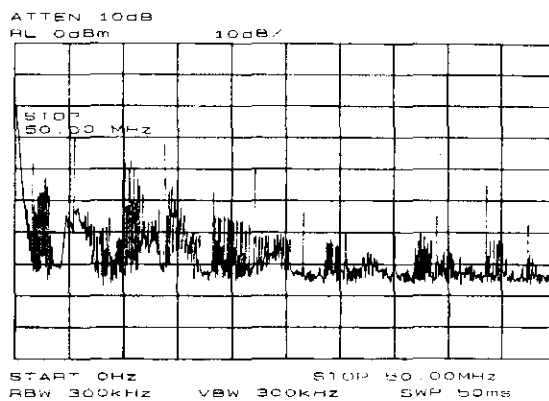
[그림 6-33] 케이스가 없는 경우의 용접기 내부 변압기에서의 측정결과

- (a) 전원 공급이 없을 경우 측정결과
- (b) 전원을 공급하였을 경우의 측정결과
- (c) 용접을 하고 있을 경우의 측정결과

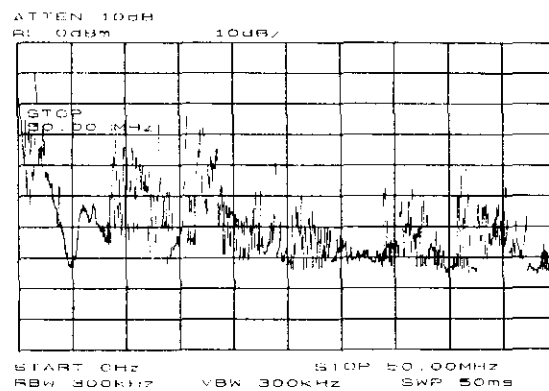
[그림 6-33]을 비교해 보면 용접기의 내부 변압기에서의 측정결과 또한 마찬가지로 전원이 공급될 경우 전도성 잡음이 많이 생김을 알 수 있고 용접을 하고 있을 경우 훨씬 더 많은 전도성 잡음이 생김을 알 수 있다. 이러한 측정결과는 케이스가 덮인 상태에서도 마찬가지로 나타났는데 [그림 6-34]에 그 측정결과를 나타내었다.



(a)



(b)

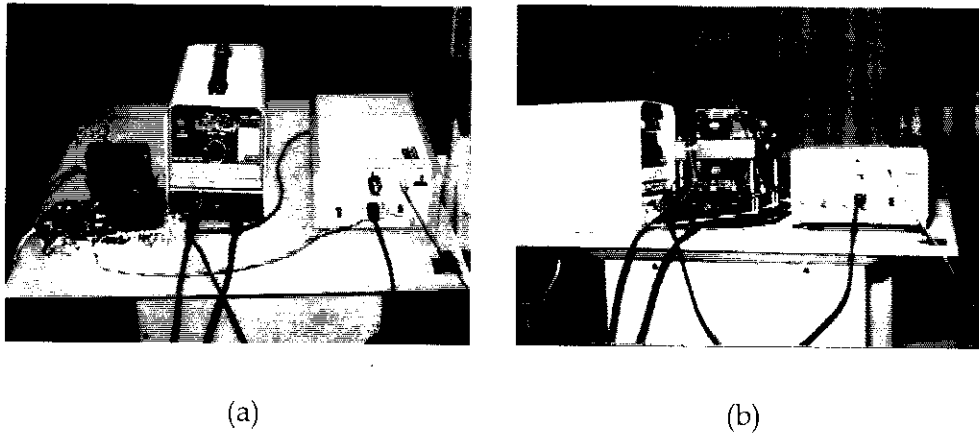


(c)

[그림 6-34] 케이스가 덮인 상태에서의 측정 결과

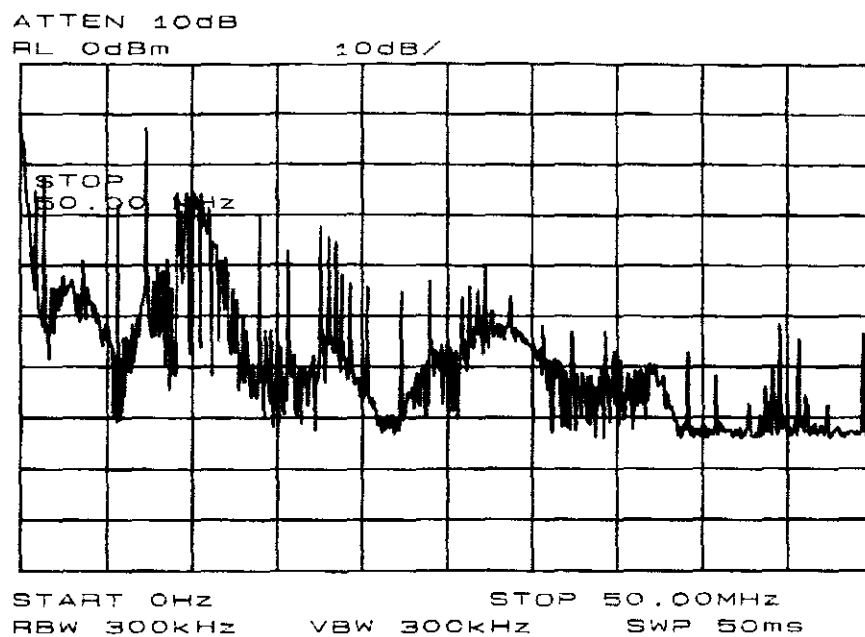
- (a) 전원 공급이 없을 경우 측정결과
- (b) 전원을 공급하였을 경우 측정결과
- (c) 용접을 하고 있을 경우의 측정결과

[그림 6-33]과 [그림 6-34]에서의 측정결과와 전격방지기에서의 측정결과를 통하여 용접기의 전도성 잡음은 용접을 하고 있을 경우 많이 생겨나는 것을 알 수 있고 또한 전도성 잡음은 고주파대역일 경우보다는 저주파대역에서 많이 생겨나는 것을 알 수 있다. 다음으로는 이러한 전도성 잡음을 조금이나마 줄이기 위하여 전격방지기를 알루미늄 종이로 둘러싸서 조금이나마 노이즈를 막고 측정을 하였다. [그림 6-35]에서 실제로 측정하는 모습을 나타내었다.

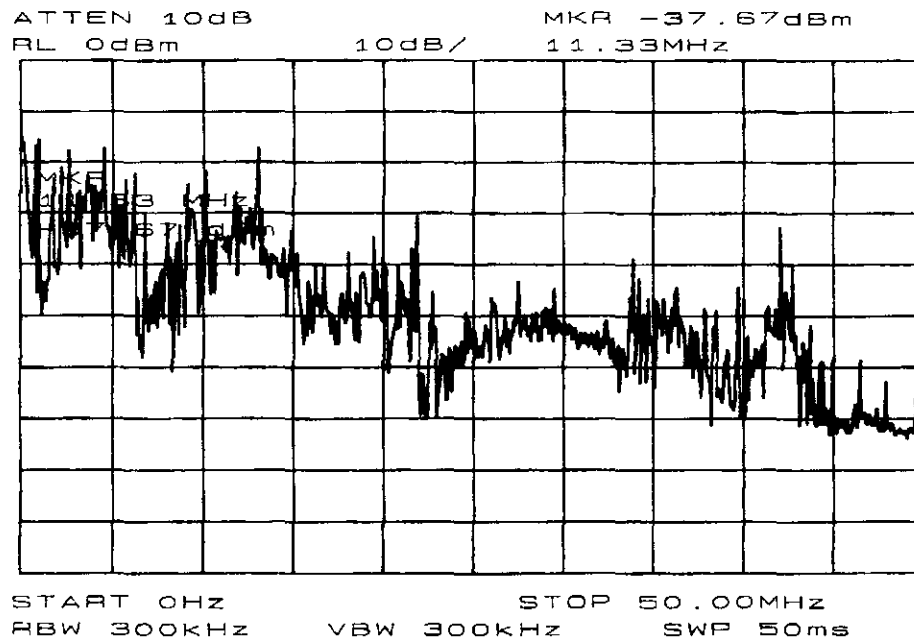


[그림 6-35] 용접기의 모습 (a) 케이스가 덮인 상태에서의 측정 모습
(b) 케이스가 없는 상태에서의 측정모습

이번 측정의 경우에는 케이스가 덮인 상태와 열린 상태, 그리고 전격방지기가 외부에 있을 경우와 내부에 있을 경우의 4가지 경우로 측정을 하였다. [그림 6-36]의 경우에는 전격방지기가 외부에 존재할 경우 케이스가 덮인 상태와 열린 상태의 비교이다.



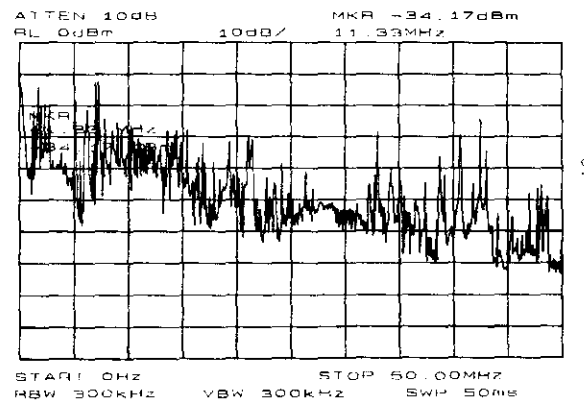
(a)



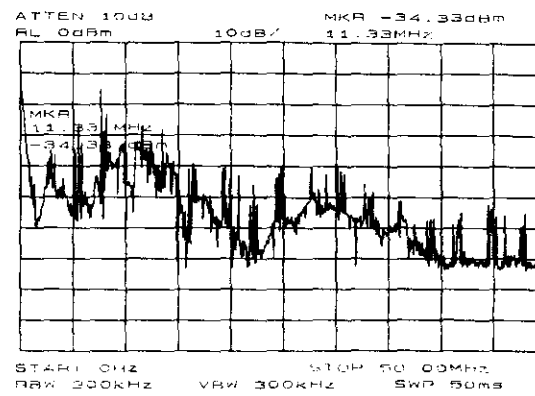
(b)

[그림 6-36] 전격방지기가 외부에 존재할 경우 측정결과 (a) 케이스가 덮인 상태의 측정결과 (b) 케이스가 열린 상태의 측정결과

다음 [그림 6-37]의 경우에는 전격방지기가 내부에 존재 할 경우 케이스가 덮인 상태와 열린 상태이다.



(a)



(b)

[그림 6-37 전격방지기가 내부에 존재 할 경우 측정결과 (a) 케이스가 덮인
상태의 측정결과 (b) 케이스가 열린 상태의 측정결과

[그림 6-36]과 [6-37]의 측정 할 때는 용접기에 많은 전류가 흐르므로 위험 요소가 있기 때문에 전격방지기를 완벽하게 둘러싸지는 못하였다. 또한 전격방지기가 내부에 존재할 경우 위험 요소는 훨씬 커지기 때문에 측정시에 오차를 감안한 상태에서 [그림 6-36]과 [6-37]의 측정된 결과를 비교해 보면 전격방지기가 외부에 있는 경우 케이스가 닫힌 상태보다 열린 상태가 전도성 잡음이 많이 생김을 알 수 있다. 이것은 케이스를 닫고 있는 경우 케이스가 잡음의 발생을 1차적으로 막아주는 역할을 하기 때문이며 전격방지기가 내부에 존재 할 경우 케이스가 열린 상태보다 닫힌 상태가 전도성 잡음이 많이 생기는 것을 알 수 있는데 그 이유는 케이스내부에 있는 잡음의 영향을 많이 받기 때문이다.

4. 결 론

지금까지 용접기와 전격방지기에서의 방사성 잡음과 전도성 잡음을 여러 상황에서 측정하였다. 우선 용접기의 방사성 잡음을 측정하기 위하여 일본 제품의 산업용 용접기를 사용하여 세 가지 종류의 안테나를 통하여 저주파 대역과 고주파 대역으로 나누어 방사성 잡음이 어떻게 나타나는지를 측정하였다.

방사성 잡음은 광범위한 주파수 대역에서 나타남을 알 수 있고 또한 용접기에 전원이 공급되는 순간부터 방사성 잡음이 방출되고 용접을 하는 순간에 또한 방출되는 것을 알 수 있다. 용접을 하는 장소에서는 고주파대역에서 많은 방사성 잡음이 방출되며, 용접기 자체에서는 저주파대역에서 많은 방사성 잡음이 발생됨을 알 수 있다.

저주파 대역에서의 방사성 잡음은 용접기의 옆면보다는 전면에서 더 많이 방출이 된다. 이는 용접기 내부에 장착되어 있는 전격방지기에 많은 영향을 끼칠 것으

로 추정되며 또한 전격방지기의 오동작에 많은 영향을 끼칠 것으로 추정된다. 그러므로 용접기 내부에 장착되어 있는 전격방지기를 방사성 잡음으로부터 보호하기 위한 대책이 요구된다.

전도성 잡음은 용접기에 많은 전류가 흐르고 있기 때문에 안전을 위하여 소형 용접기로 측정을 하였다. 직류에는 주파수 성분이 없기 때문에 용접기에 교류 성분이 들어가는 지점을 선택하여 측정을 하였다. 첫 번째 측정 위치는 전격방지기의 전자회로 부분에 bias를 공급하기 위하여 교류를 직류로 바꾸어 주기 전인 소형 변압기의 출력단이었고 두 번째 측정위치는 측정에 사용한 용접기가 무접점식 직류 아크 용접기이므로 용접단으로 들어가는 부분에 교류를 직류로 바꾸어 주기 직전인 용접기 내부 변압기의 출력단을 선택하였다. 소형 변압기에서는 저주파 대역에서 전격방지기 내부에 포함되어 있는 발전기의 영향을 많이 볼 수 있었다. 또한 소형 변압기에서는 저주파 대역보다는 고주파 대역에서 많은 전도성 잡음을 측정 할 수 있었고 전도성 잡음 또한 방사성 잡음과 마찬가지로 전원이 공급되는 순간부터 생기며 용접을 하는 순간에는 더 큰 잡음이 발생함을 알 수 있었다. 용접기 내부에 있는 변압기에서의 측정 또한 마찬가지로 결과를 보였다. 용접기 내부에 장착되어 있는 전격방지기는 외부에 있을 경우보다 내부에 있을 경우가 많은 영향을 받음을 알 수 있다.

이상의 많은 측정결과를 검토해 볼 때 방사성 잡음과 전도성 잡음은 용접기의 내부에 장착되어 있는 전격방지기에 많은 영향을 끼치며 용접기를 사용할 경우 오동작을 일으킬 가능성을 배제할 수 없음을 알 수 있다.

제 7 장 전자파 내성 향상 및 오동작 방지 대책

1. 전자파 잡음 발생원

가. 안테나에 의한 잡음 전달

송신기용 안테나에서 복사된 전파가 다른 전자기기에는 잡음으로 작용할 수 있고, 전자기기에 형성된 원하지 않는 안테나들에 의해 잡음이 송신/수신 될 수 있다. 만일 안테나의 최대 크기 D 가 파장 λ 보다 크다면 $\frac{2D^2}{\lambda}$ 보다 멀리 떨어진 영역을 원거리장(far field)영역이라 하고, 이 영역에서의 전파의 전파는 평면파로 간주한다. AM radio용 차량 안테나처럼 주파수에 비해 아주 짧은 dipole 안테나의 경우에는 $\frac{\lambda}{2\pi}$ 이상 떨어진 영역을 원거리장 영역으로 부르기도 한다. 원거리장이 아닌 영역을 근거리장(near field)영역이라고 부른다. 이 범위에서는 안테나의 형식에 따라서 전계와 자계의 세기가 변화한다.

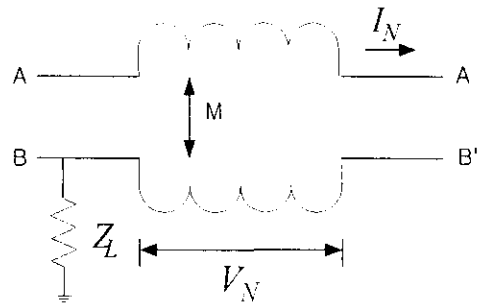
먼저 짧은 rod 안테나의 경우를 보면 그 파동 임피던스는 $R < \frac{\lambda}{2\pi}$ 인 근거리장 영역에서는 거리에 정비례하여 20dB/sec의 경사로 상승한다. 이렇게 되는 것은 전계가 R^3 에 반비례하는데 대하여 자계는 R^2 에 반비례하기 때문에 rod 안테나 가까이에서는 자계에 비해 압도적으로 강해진다. Loop 안테나의 경우를 보

면 파동 임피던스는 안테나에 접근함에 따라 이번에는 20dB/sec의 비율로 낮아져 간다. 이 부분에서 자계는 R^3 , 전계는 R^2 에 반비례하고 있으므로 안테나에 가까워짐에 따라서 자계의 영향이 압도적으로 강해진다는 것을 알 수 있다. 원거리장 영역에서는 파동임피던스가 거리에 무관한 상수이며 공기 중에서는 377Ω 이다.

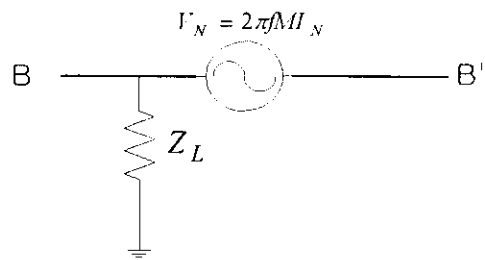
즉, rod 안테나 바로 가까이 에서는 전계가 지배적, loop 안테나 가까이 에서는 자계가 지배적이므로 잡음의 전파나 결합이 이러한 조건하에서 이루어진다고 한다면 전선이나 전극 가까이 에서는 정전 결합으로 계산하고, 코일 가까이 에서는 전자 결합으로 산정함으로써 근사적인 답이 얻어지게 된다. 예를 들어 3MHz에서 $\lambda/2\pi$ 는 약 16m이므로 웬 만큼 큰 장치를 만들어도 장치 내부 간섭은 near field로 간주할 수 있다.

나. 전자 유도에 의한 잡음 발생

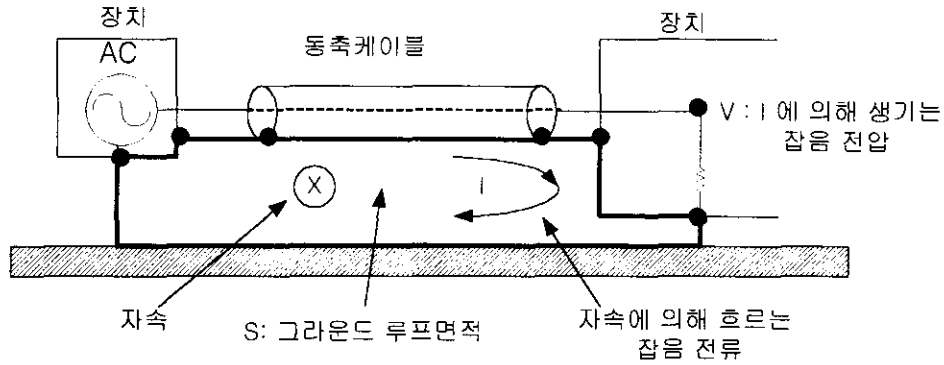
전자 유도에 의한 전파는 [그림 7-1]과 같이 A를 흐르는 전류에 의해서 그 주위에 자속을 발생하고, 그 자속에 의해서 [그림 7-2]에 보인 바와 같이 도체 B에 기전력을 발생한다는 메커니즘으로 이루어진다. 즉, 두 전극간의 결합도는 상호 유도계수 M에 의해서 나타내어진다. [그림 7-3]은 위에서 기술한 방법으로 실제 시스템에서 발생하는 전자유도를 보여준다.



[그림 7-1] 전류에 의한 자속 발생



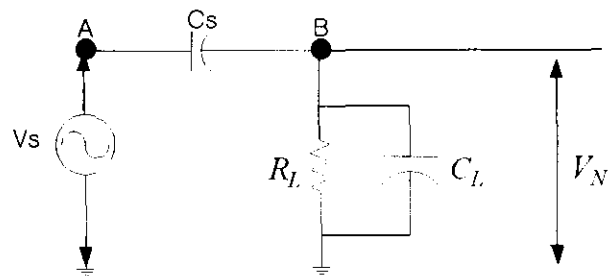
[그림 7-2] 자속에 의한 기전력 발생



[그림7-3] 전자 유도 모델에 의한 잡음

다. 정전 결합에 의한 잡음 발생

정전 결합이란 도체 A와 도체 B사이 [그림 7-4]에 보인 것과 같은 정전 용량 C_s 가 있을 때 이 정전 용량을 거쳐 A, B가 결합되는 상태를 가리킨다.



[그림 7-4] 정전 결합 모델

A, B간의 결합의 정도는 B와 접지 사이의 임피던스 Z를 그림과 같이 R, C의 조합으로 나타내면 $V=2\pi fRCsVs$ 이다. 위 그림에서 B에 유기되는 잡음 전압 V_N 은 A도체의 전원 전압 V_S 와 다음의 관계를 갖는다.

$$V_N = V_S \frac{Z_L}{Z_S + Z_L}$$

$$\text{여기서 } Z_S = \frac{1}{j\omega C_S}, \quad Z_L = \frac{R_L}{1 + j\omega R_L C_L}$$

만일, 주파수가 낮으면 $Z_L \simeq R_L$ 이므로

$$V_N \simeq \frac{j\omega R_L C_S}{1 + j\omega R_L C_S} V_S \simeq j\omega R_L C_S V_S \text{ 이 된다. 이 식은 결합도는 주파수 } f \text{에}$$

비례하고 f가 증가할수록 결합이 밀접하게 되어 있는 것을 나타내고 있다. 그러나 그 주파수 특성은 어디까지나 계속 올라가는 것이 아니고, 높은 주파수에서는

$$Z_L = \frac{1}{j\omega C_L} \text{ 이므로 } V_N = \frac{C_S}{C_L + C_S} V_S \text{ 가 되고 미결합이 일어나고 있는 상}$$

태에서는 부하 용량 C_L 에 비해 미결합의 용량 C_S 는 훨씬 작은 것이 보통이므로

$$C_S \ll C_L \text{로 하면 위의 식은 더욱 간단히 되어서 } V_N = \frac{C_S}{C_L} V_S \text{ 이 된다. 이들}$$

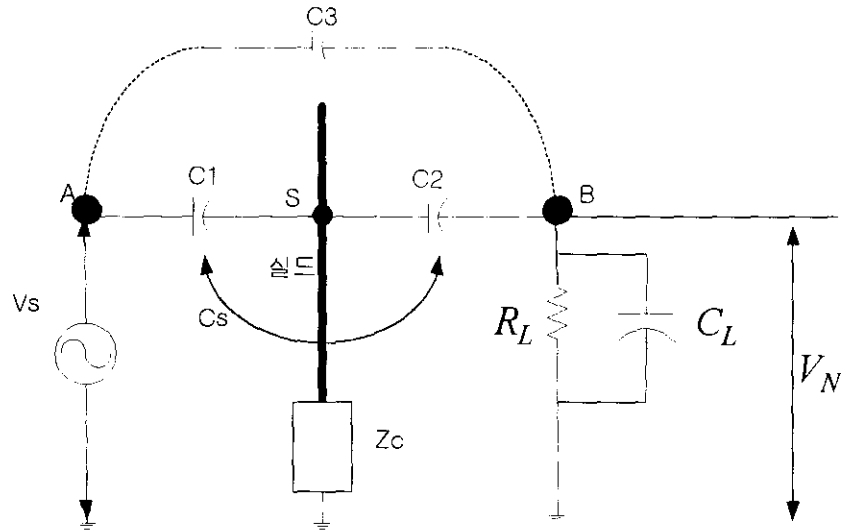
의 계산은 근사적인 것이지만 잡음의 결합에 대한 경향을 아는데 충분하다. 이로써 정전 결합에 의한 잡음의 전파는 고주파가 될수록 쉬워진다는 것, 구형파의 상승이나 하강의 부분과 같이 dv/dt 가 큰 곳이 다른 곳보다 간섭하기 쉽게 된다. 왜냐하면 정현파에서 d/dt 는 $j\omega$ 로 쓸 수 있고 dv/dt 가 크면 ω 가 커져서 잡음 결합 전압 V_N 이 증가하게 되기 때문이다.

이러한 정전 결합에 의해서 발생하는 잡음 전압을 감소시키는 방법은 대별하여 다음의 두 가지가 있다. 그 하나는 C_s 를 작게 할 것, 또 하나는 도체 B의 접지에 대한 임피던스 Z_L 를 낮게 하는 것이다.

A, B간의 정전 용량 C_s 를 저하시키려면 다음의 두 가지 방법이 실용적이다. 그 하나는 A, B간의 거리를 떼는 것이다. 반지름이 a 이고 거리가 D 인 두 도체 사이

의 정전용량 $C = \frac{\pi\epsilon_0}{\cosh^{-1}(\frac{D}{2a})}$ 이므로, 거리 D 가 작을 때(수 mm)는 거리의

역할이 매우 크다. A, B간이 밀접한 거리에 있는 상황에서는 그 거리를 떼는 대책은 매우 효과적이다. 그러나 이미 거리가 어느 정도 떨어져 있는 경우에는 그것을 수 mm 더 떼다고 해서 큰 효과는 나타나지 않는다. C_s 를 줄이는 두 번째 방법은 정전 쉴드(shield)를 사용하는 것이다. 정전 쉴드의 효과는 A, B사이에 쉴드(shield) S를 두고 그것을 A에서 공급되는 방해의 주파수에 대하여 충분히 낮은 임피던스 Z_c 로, 즉 충분히 굵은 선으로 짧게 접지에 접속한다. 이러한 layout에서는 전극 A, B 및 S사이의 정전 용량은 [그림 7-5]와 같이 나타낼 수 있고, A, B간의 결합은 이 회로망을 풀면 얻을 수 있다.



[그림 7-5] 정전 실드 효과

지금 가령 전극 A가 잡음 전압 V_s 로 영향을 받았을 경우 B는 C1-C2 및 C3를 통하여 잡음 전압이 도체 B로 공급된다. 만일 실드판의 임피던스 Z_c 가 충분히 작으면 C1-C2를 경유한 방해 신호는 무시할 수 있는 값이 되므로 낮은 주파수에서

$$V_N = 2\pi f R L C_3 V_s \text{ 이고, 높은 주파수에서는 } V_N = \frac{C_3}{C_1 + C_2 + C_L} V_s \text{ 이다.}$$

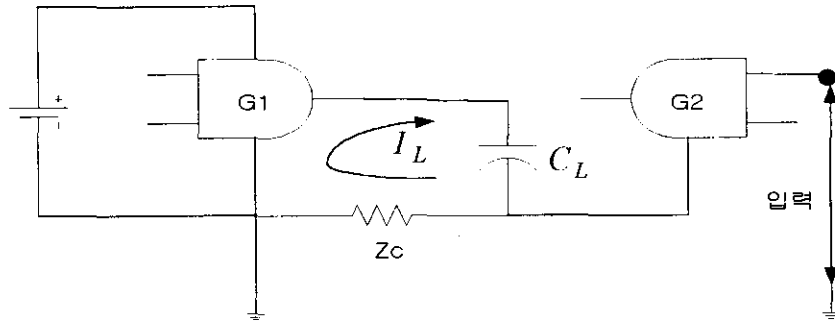
또한 $C_3 \ll C_L$, $C_2 \ll C_L$ 라고 가정하여 위의 식을 간단히 하면 $V = \frac{C_3}{C_L} V_s$ 가 된다. 이들은 모두 앞의 실드가 없는 경우와 비교하여 C_3/C_s 만큼 개선되는 것을 나타내고 있다.

결합 정전 용량 C_s 를 낮추는 방법 외에 잡음 전압 결합을 낮추는 또 한가지 방법은 전극 B와 접지 사이의 임피던스 Z_L 를 낮추는 것이다. 즉 높은 주파수의 경

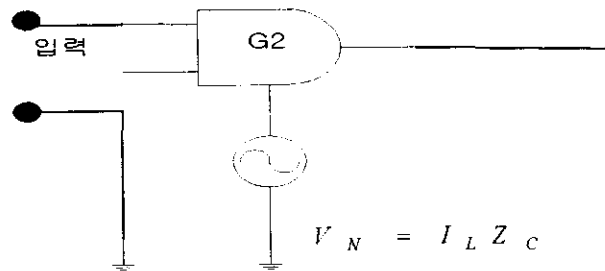
우에 By-pass콘덴서를 연결하여 C_L 을 증가시키는 것이다.

라. 공통 임피던스에 의한 잡음 발생

[그림 7-6]은 디지털 회로의 접지측에 발생하는 공통 임피던스의 예를 보였다.



(a) 회로에서의 잡음 전압 발생

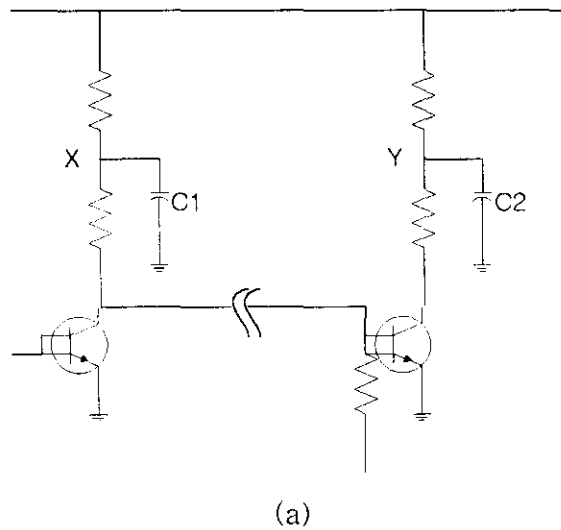


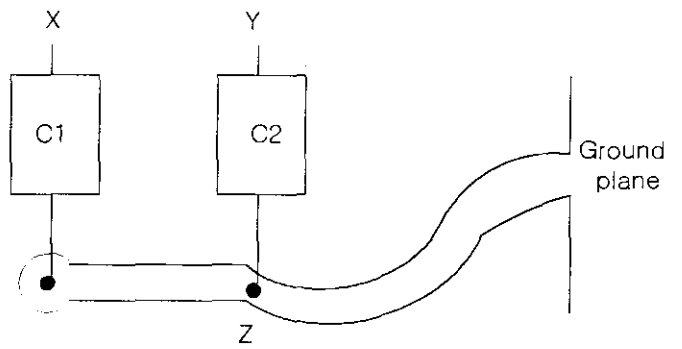
(b) 등가 회로

[그림 7-6] 디지털 회로 공통 임피던스 모델

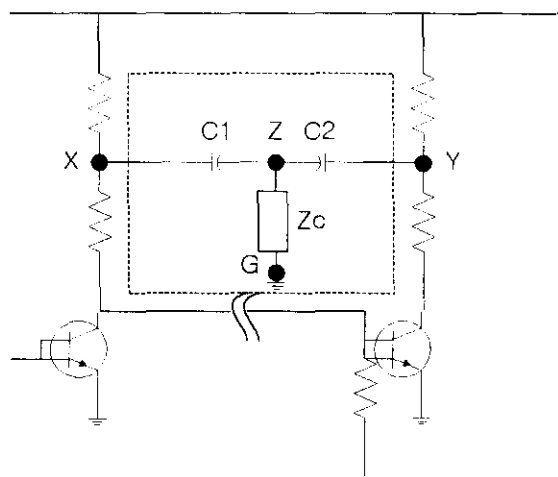
G1 및 G2 는 공통의 접지 라인에 접속된, 다른 패키지의 게이트라고 하고 G1의 부하가 C와 같이 용량성이었다고 하면 G1의 임피던스 특성이 Inductance 영향(L)을 갖는다면 C_L 과 공진 현상이 일어나게 될 때 특히 큰 전류가 부하 용량 C_L 를 통해서 흐른다. 이때 [그림 7-6](a)에 공통 임피던스 Z_c 가 있었다고 하면 여기에 흐르는 전류에 의해서 G1과 G2의 그라운드 포인트 사이에는 전압이 유기되게 된다. 이것을 G2에 대해서 등가회로 나타내면 [그림 7-6]의 (b)와 같이 되어서 Z_c 양단에 생긴 전압 V_N 만큼 G2의 임계값을 변동시키게 된다.

[그림 7-7](a), (b), (c)은 아날로그 회로에서 일어날 수 있는 예이다.





(b)



(c)

[그림 7-7] 아날로그 회로 공통 임피던스 모델 : (a) 아날로그 회로, (b) 기판 구조, (c) 공통 임피던스

회로 상에서는 [그림 7-7](a)와 같은 바이패스 콘덴서이지만, 그것이 기판 상에서 [그림 7-7](b)와 같이 실장 되어 있을 때 2개의 콘덴서는 Z점에서 접속되고 그것이 패턴을 통해 이상적인 접점 G에 이어졌다고 가정한다. 이 경우 실장된 회로 쪽부터 회로도표를 만들면 [그림 7-7](c)와 같이 된다. [그림 7-7](c)에서는 Z-G간에 Z_c 라는 임피던스를 가지고 있으므로 이 회로도만을 보아 가지고는 디커플링 회로(감결합 회로)도, 바이패스 회로도 아니고 말 그대로 바이패스 필터, 즉 저주파는 차단하지만 고주파에서는 X점과 Y점을 접속하는 회로로 되어 있다. 회로가 이와 같이 접속되면 X, Y간이라는 예측하지 못한 부분에 결합이 생긴다. 일반적으로 공통 임피던스에 의해서 생기는 증상은 그 부분의 배선을 굵게 한다고 해결되는 것은 아니다. [그림 7-7](b)와 같은 구성에서는 Z-G간의 배선을 10배로 굵게 한다면 차단 주파수가 움직일 뿐, 같은 결합이 남는다. 대부분의 경우 접지층에 발생하기 쉬운 공통 임피던스를 제거하는 최선의 방법은 전류가 되돌아가는 길을 끝까지 꾸준히 더듬어서 그것이 어디를 통하는가를 확인하는 것이다. 그리고 다른 회로, 특히 전류가 큰 회로와의 공통 부분을 되돌아가는 길 그 자체를 변경하면 해결된다.

접지는 전자파 잡음과 그로 인한 장애를 최소화하는 기초적인 방법 중의 하나이다. 차폐와 필터를 적당히 혼합하여 잡음 문제의 상당 부분을 해결할 수 있다.

우수한 접지 시스템을 설계하는데는 2가지의 기본적인 조건이 있다. 먼저, 공통 임피던스를 통하여 흘러 들어가는 여러 회로의 전류에 의해 발생하는 잡음을 고려하여야 하며, 접지 전위차가 다른 접지망을 피하여야 한다. 이러한 사항을 무시하면 오히려 잡음 결합이 되어 노이즈 발생원이 된다. 또한 접지 도체는 저항과 인덕턴스를 갖는 임피던스 회로이며 두 개의 접지 점은 가까운 거리라 하더라도 거의 등전위가 아니다.

마. 정전기 전달에 의한 잡음 발생

사람이 정전기에 의해 대전한 상태로 전기 전자 기기에 접근하거나 조작할 때 축전된 전하가 방전(ESD; electro static discharge)하게 되는데, 이러한 방전이 기기를 오동작 시키거나 심지어는 동작을 정지시킨다. 이것이 정전기 노이즈가 되는데 이러한 ESD는 여러 가지 문제를 야기 시킨다. 말하자면 내부의 작은 도체에 손상을 입히거나 기기의 절연을 파괴시킬 수 있다. ESD는 마찰전기 효과에 의해서 발생되며 또 서로 다른 물체로부터 접촉 및 분리 될 때 절연된 표면에 전하가 충전되는데 이때 물체는 음이온으로 충전되기도 하고 양이온으로 충전되기도 한다. 인체는 가장 일반적인 ESD 발생원이다.

2. 전기전자 회로상의 노이즈 방지 대책

가. 필터와 쉴드 사용

필터(filter)란 신호에 포함되어 있는 불필요한 주파수 성분을 제거하여 필요한 신호성분을 꺼내는 전기회로이다. 종래에는 L과 C의 조합으로 만들었지만 고성능의 OP앰프를 저 가격으로 입수할 수 있는 현재에는 여러 가지 용도에 액티브 필터가 이용되고 있다. 필터는 어떤 주파수 대역을 통과시키고 그 이외의 대역 주파수를 감쇠시키는 특성을 가진 전기회로로, 통과시키는 대역을 통과대역(pass band), 그 이외의 감쇠를 받는 대역을 감쇠대역(attenuation band)이라고 한다. 이상적인 필터는 통과대역내의 주파수 특성이 평탄하고 편차가 적어야 하고 감쇠역은 차단 특성이 급증하고 감쇠량이 커야하며 통과역의 위상특성은 가능하면 주

파수에 대해서 직선으로 변화해야한다.

(1) 필터의 종류

저역 통과 필터(low pass filter)는 통과대역이 차단 주파수 보다 낮은 주파수 대역의 것으로 높은 주파수는 통과되지 않는다. 통과대역과 감쇠대역의 한계 주파수를 차단 주파수(cut off frequency)라고 하며 보통 진폭이 통과대역에서 3dB 낮아진 점이 선정된다.

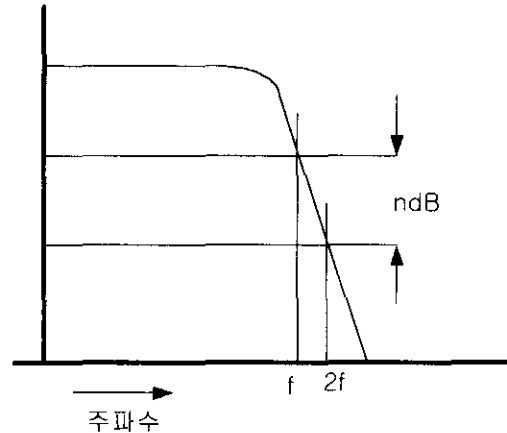
고역 통과 필터(high pass filter)는 차단주파수보다 높은 주파수대역의 것으로 낮은 주파수는 통과되지 않는다.

대역 통과 필터(bandpass filter)는 통과대역의 양쪽에 감쇠대역을 갖는 것으로 저역 차단 주파수와 고역 차단 주파수사이의 주파수가 통과한다. BPF에서는 차단 주파수가 2개 있기 때문에 저역 차단 주파수 f_{CL} 와 고역 차단 주파수 f_{CH} 로 표시하고 $\sqrt{f_{CL} \times f_{CH}}$ 를 중심주파수 f_0 로 표시한다. 통과 대역이 좁은 BPF의 경우는 중심주파수 f_0 와 Q로 나타내는 경우도 있다. 여기서 Q는 $Q = \frac{f_0}{f_{CH} - f_{CL}}$ 로 표시된다.

대역 저지 필터(band rejection filter)는 감쇠대역의 양쪽에 통과대역을 갖는 필터로 저역 차단 주파수와 고역차단 주파수 사이의 주파수가 감쇠 한다.

이들 필터는 종래에는 L, C의 조합으로 구성되는 LC필터가 사용되는 경우가 많았으나 LC필터는 코일과 철심을 사용하기 때문에 만들기 어렵고, 조정이 곤란하며, 전자간섭에 약하다는 것 외에 주파수가 낮아지면 L의 값이 커서 가격이 높아지게 되고, 또 손실이 증대하기 때문에 큰 Q가 얻어지지 않는다는 것 등의 단점

이 있다. 이것을 R, C와 OP앰프의 조합으로 실현하고자 하는 것이 액티브 필터이다. 필터의 특성을 나타내는 중요한 파라미터로서 통과대역에서 감쇠대역으로 이행하는 감쇠특성을 나타내는 감쇠경도가 [그림 7-8]이다.

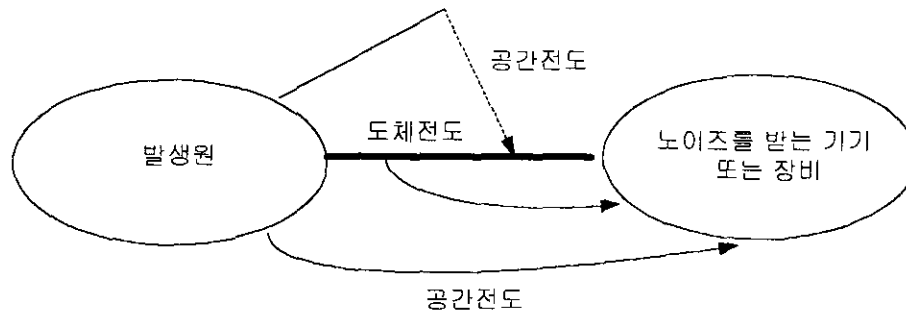


[그림 7-8] 감쇠경도

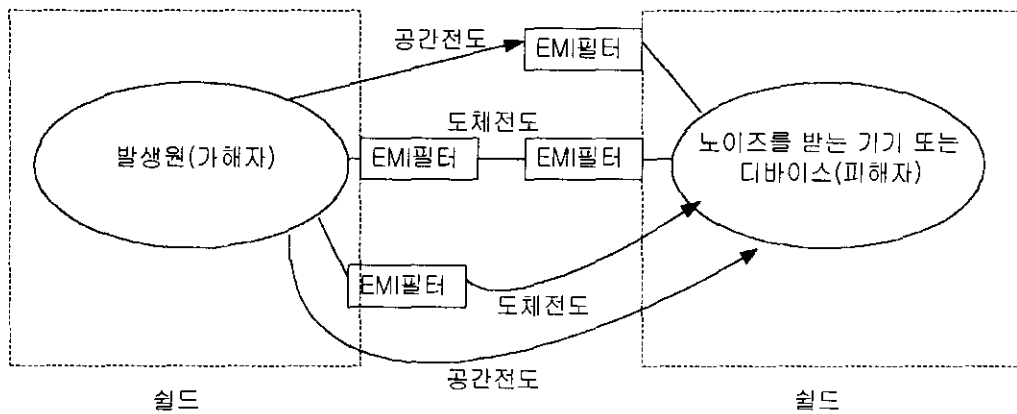
일반적으로 주파수가 배 또는 1/2 떨어진 2점간에서 어느 정도 감쇠 하는가를 $n \text{ dB/oct}$ 로 나타낸다. 10배 또는 1/10 주파수로 나타내는 경우도 있으며, 이 경우에는 $n \text{ dB/dec}$ 로 표현한다. 감쇠경도는 필터특성을 나타내는 전달 함수의 분모가 f 에 대해 몇 차 함수 인가하는 것으로 결정된다. 회로로는 주파수를 결정하는 CR소자 조합의 수로 생각하여도 된다. 당연히 차수가 높을수록 감쇠경도는 커서 이상필터에 접근하지만 그만큼 부품의 수가 증가하여 제작이 복잡하게 된다.

(2) 필터와 쉘드를 사용한 기본적인 노이즈 대책

[그림 7-9] 와 [그림 7-10]은 각각 기본적인 노이즈 경로와 필터 사용의 예를 보여주며 <표 7-1>은 기본적인 노이즈 대책에 대한 필터와 쉴드 사용의 예를 보여준다.



[그림 7-9] 노이즈 전도 경로



[그림 7-10] 기본 노이즈 대책

<표 7-1> 노이즈 대책 방법

전도 경로	가해자 측의 대책	피해자 측의 대책
도체 전도	EMI 필터	EMI 필터
공간전도	셴드	셴드
도체전도->공간전도	EMI 필터	셴드
공간전도->도체전도	셴드	EMI 필터

(3) 필터로 제거 되어야할 노이즈와 노이즈 서치 프로브

노말 모드(normal mode)잡음은 전원선을 타고 들어오는 것으로서 주로 transient, impulse등이 여기에 해당한다. 이들은 대부분 짧은 시간 동안에 높은 전압을 주고는 사라지는데 이러한 노이즈가 갑자기 기기에 들어오게 되면 기기는 예고 없이 error를 내게 되며 특히 전송 중에 있는 데이터에는 치명적이 된다. 이러한 노이즈는 다음과 같은 경우에 나타나게 되며 스위칭 파워 회로에는 위협적인 것이 되고 있다.

커먼 모드(common mode)잡음은 hot line이나 neutral line을 타고 들어온 뒤 접지선을 타고 나타나거나 혹은 그 반대가 되는 등의 노이즈이다. 이들은 적절히 제거되지 않으면 접지선을 기준 전위로 채택하는 로직회로가 내장된 전자 기기는 혼란에 빠지게 되어 bit하나를 잃어버리는 주요 원인이 될 수 있다. 따라서 메모리 계통의 error를 유발시킬 수 있다. 이러한 노이즈는 많은 전자 기기가 사용됨에 따라 필연적으로 증가되지만 특히 SCR로 위상을 제어하는 조광기, 항온 항습기, 온도조절기, AVR, Free Volt TV등과 같이 고주파를 심하게 발생시키는

제품의 경우 특히 심한 노이즈를 발생시킨다.

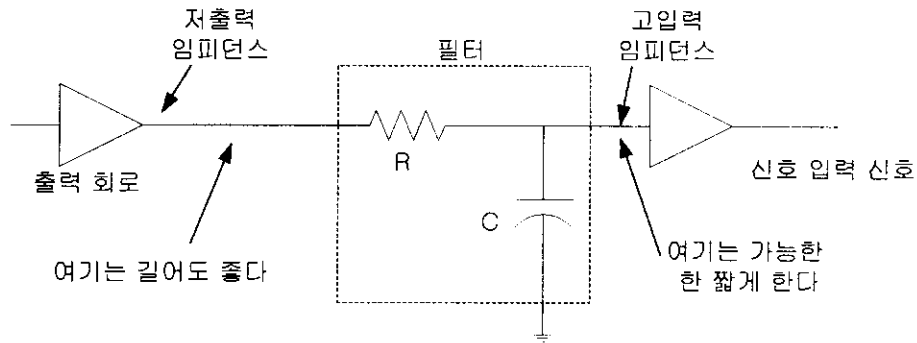
노이즈에는 반드시 발생원과 그 전달 경로가 있다. 그래서 노이즈 대책을 실제로 행할 때는 그 발생원과 전달 경로를 확인하는 일이 급선무이다. 이러한 때 편리한 것이 노이즈 서치 프로브이다. 노이즈 서치 프로브의 장점으로는 간단하게 노이즈 센서가 만들어지며 눈으로 파악할 수 있고, 도선에 의한 전도잡음인지, 유도에 의한 방사 잡음인지 구별이 가능하다. 또한 근본적인 노이즈 발생원 또는 시스템에 침입하는 경로를 찾아낼 수 있고 노이즈 대책을 세운 때에 그 방법으로 효과가 있었는지의 여부를 빨리 확인할 수 있다.

나. PCB 패턴의 노이즈 방지 대책

(1) 적절한 도선 배치

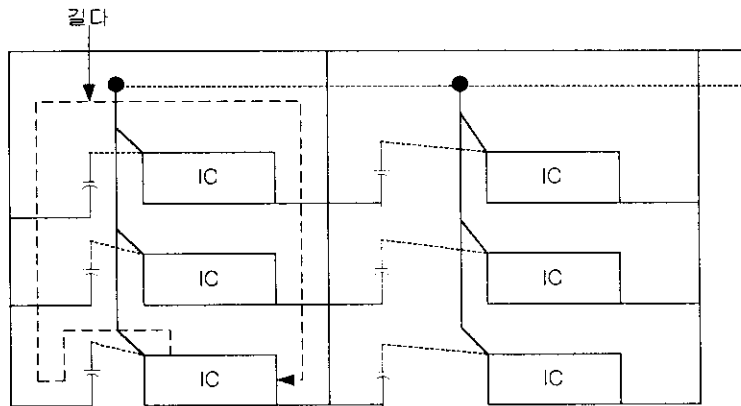
노이즈는 임피던스가 높은 곳일수록 받기 쉽다. 따라서 가능한 경우 낮은 임피던스 회로로 하는 것이 중요하다. 당연히 회로와 노이즈를 전달하는 부분과의 임피던스비가 문제가 되지만 일반적으로 회로에는 없는 숨겨진 회로에 의한 노이즈의 전달은 비교적 높은 임피던스이다. 따라서 노이즈를 받는 곳의 임피던스가 낮다고 하는 것은 대단히 바람직하다.

일반적으로 전압 출력 회로는 저 임피던스이고, 신호 입력 회로는 고 임피던스이다. 필터가 없고 단지 리드 와이어 뿐일 때는 출력회로와 신호 입력 회로간은 전체로 저 임피던스가 된다. 그런데 R이 큰 필터를 삽입한 경우, R의 상단은 출력회로의 영향으로 저 임피던스 회로가 되지만, R의 하단은 고 임피던스 회로가 되므로 노이즈에 약하다. 고 임피던스 부분을 가능한 한 적게 하면 좋다. 즉, [그림 7-11]에서처럼 필터는 가능한 한 레시버 부근에 배치시킨다.

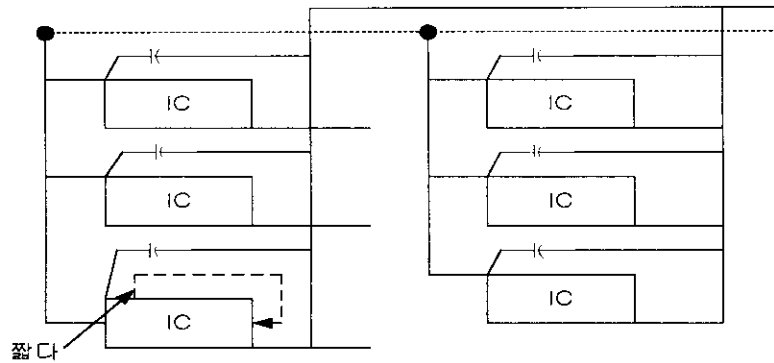


[그림 7-11] 저출력 임피던스와 고입력 임피던스

디지털 회로에 바이패스 콘덴서를 처리하는 방법은 [그림 7-12]와 [그림 7-13]에서 보는 바와 같다. [그림 7-12]는 바이패스 콘덴서가 IC부근이지만 전기적으로 멀기 때문에 효과가 적다.

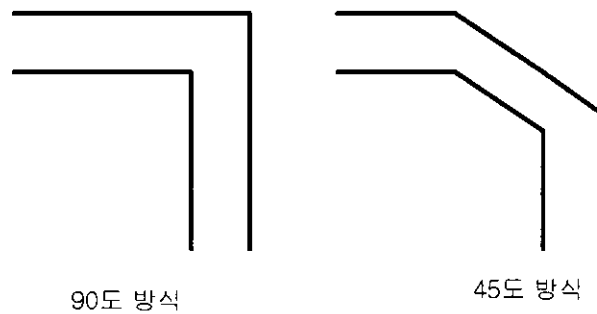


[그림 7-12] 바이패스 콘덴서를 잘 못 넣은 예



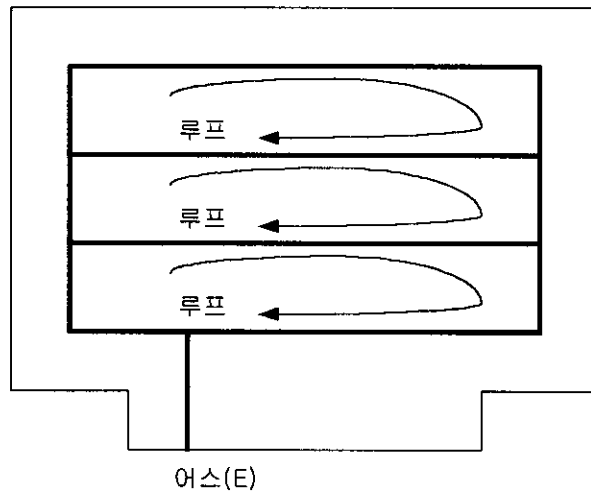
[그림 7-13] 바이패스 콘덴서가 양호하게 부착된 회로

PCB패턴 모양에 따라서도 노이즈 방출을 조절 할 수 있다. 배선 방법에는 [그림 7-14]에서 처럼 90도방식과 45도 방식이 있다. 45도 방식의 패턴에서는 더 적은 노이즈를 발생한다.

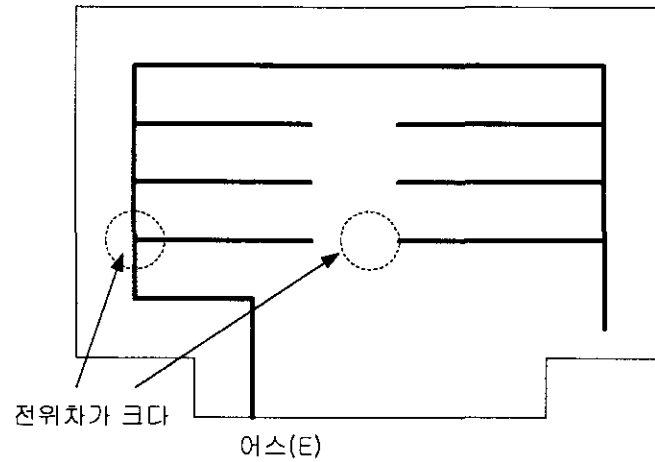


[그림 7-14] PCB 배선 방식

디지털 회로의 패턴에서 [그림 7-15]는 어느 곳에 IC를 배치하고 신호를 수신하여도 어스의 전위차는 발생하지 않는다. [그림 7-16]은 루프는 구성되지 않으나 어스의 전위차가 생기므로 노이즈 마진이 나빠진다.



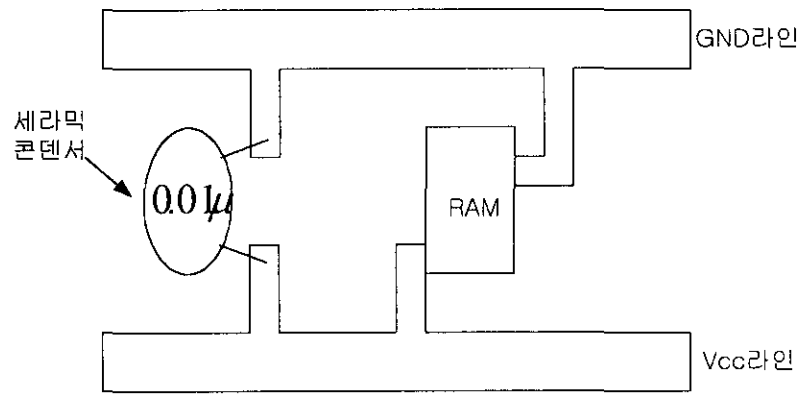
[그림 7-15] 디지털 회로 패턴(좋은 예)



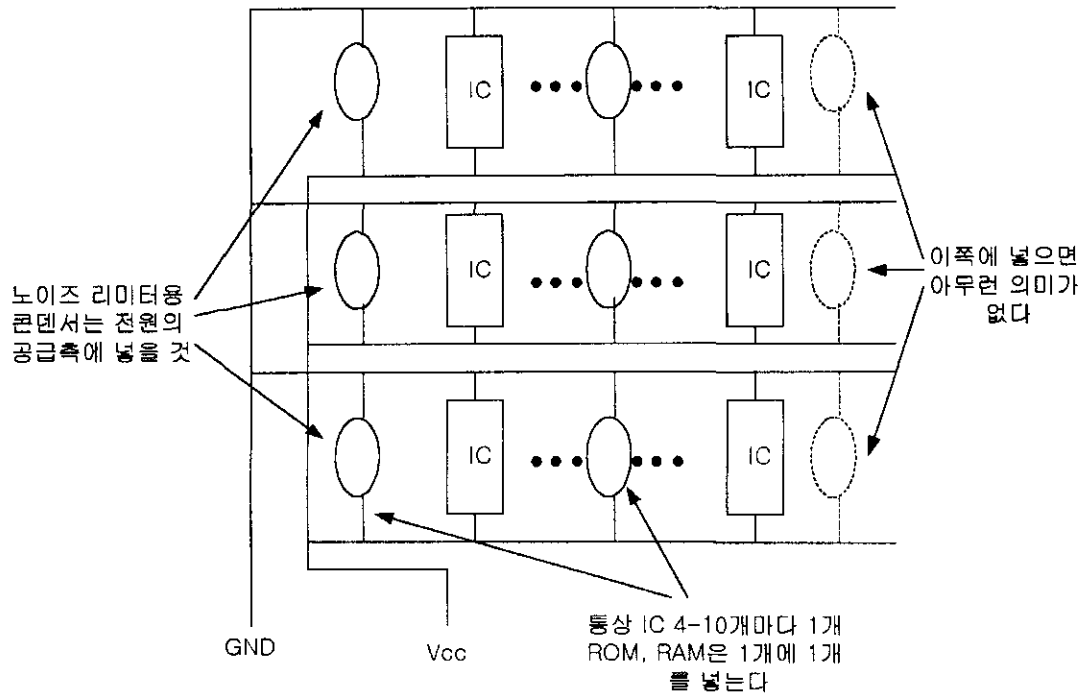
[그림 7-16] 디지털 회로 패턴(나쁜 예)

(2) PCB 패턴에서의 콘덴서 삽입

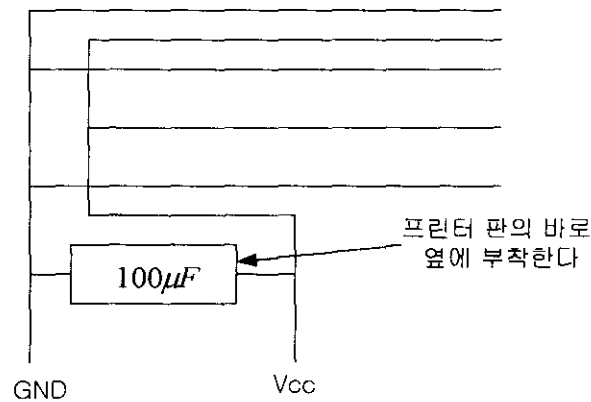
[그림 7-17](a)는 램이 있을 경우 세라믹 콘덴서의 삽입 위치를 나타낸 것이고 [그림 7-17](b)는 노이즈 리미터용 콘덴서 삽입 위치를 나타내었다. [그림 7-17](c)는 전해콘덴서의 위치를 나타내었다. 이들 세 가지 그림에서도 알 수 있듯이 메모리 소자에 대한 노이즈 대책에서는 노이즈 리미터용 콘덴서는 ROM에 각각 1개씩 넣고, RAM에도 각각 1개씩의 콘덴서를 넣으며 ROM, RAM용 전해 콘덴서도 추가한다.



(a)



(b)



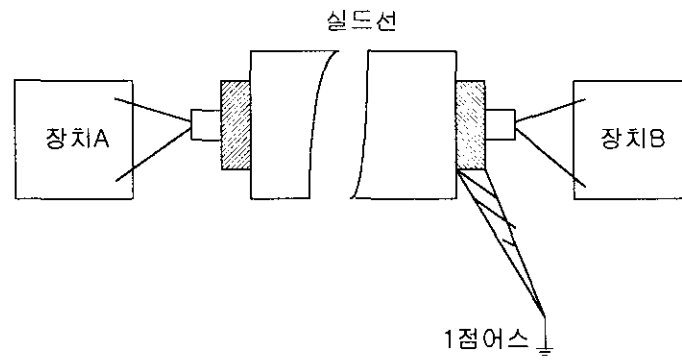
(c)

[그림 7-17] 콘덴서의 삽입 : (a) 세라믹 콘덴서, (b) 노이즈 리미터용 콘덴서,
(c) 전해 콘덴서

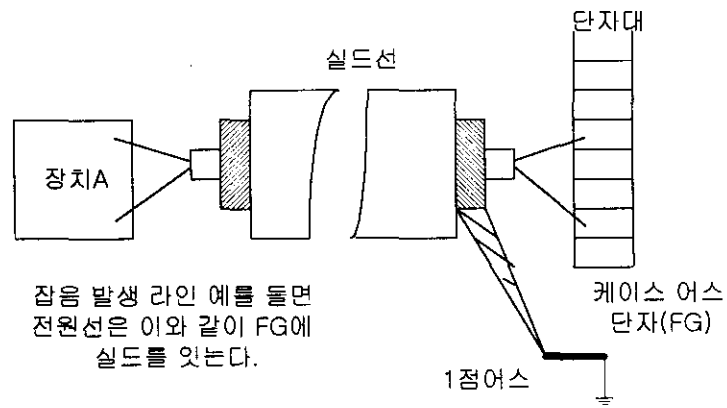
(3) 쉴드선의 어스방법

시스템간의 배선에 쉴드선을 사용할 때에는 [그림 7-18](a) 와 같이 쉴드는 1점 어스로 한다. 잡음을 발생하는 라인에 쉴드선을 사용할 때의 쉴드는 [그림 7-18](b) 와 같이 케이스(FG)에 1점 어스한다.

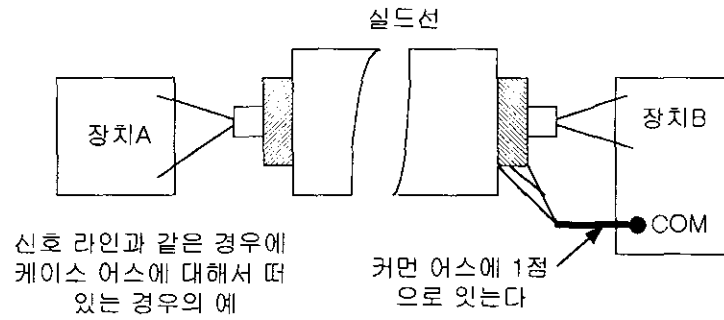
신호선과 같이 잡음을 받기 쉬운 라인에 쉴드를 사용할 때는 다음과 같이 한다. 첫째로 양단의 장치가 케이스에 대해서 떠 있을 때는 [그림 7-18](c)와 같이 어느 한쪽은 커먼 어스(CD GND)에 접속한다. 둘째로 한쪽의 장치가 케이스에 어스 되어 있을 때는 [그림 7-18](d) 에 보인 것과 같이 케이스 어스 되어 있는 측의 쉴드는 케이스에 어스 되어 있는 선에 접속한다.



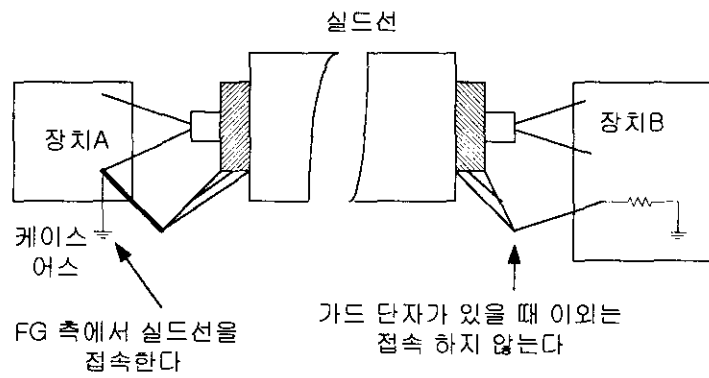
(a)



(b)



(c)



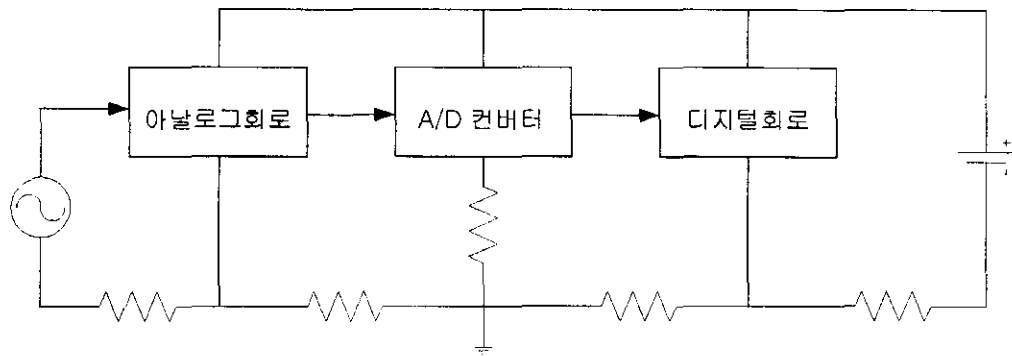
(d)

[그림 7-18] 실드선을 어스하는 법 : (a) 1점 어스, (b) 케이스 어스 단자대,
(c) common 어스, (d) 케이스 어스

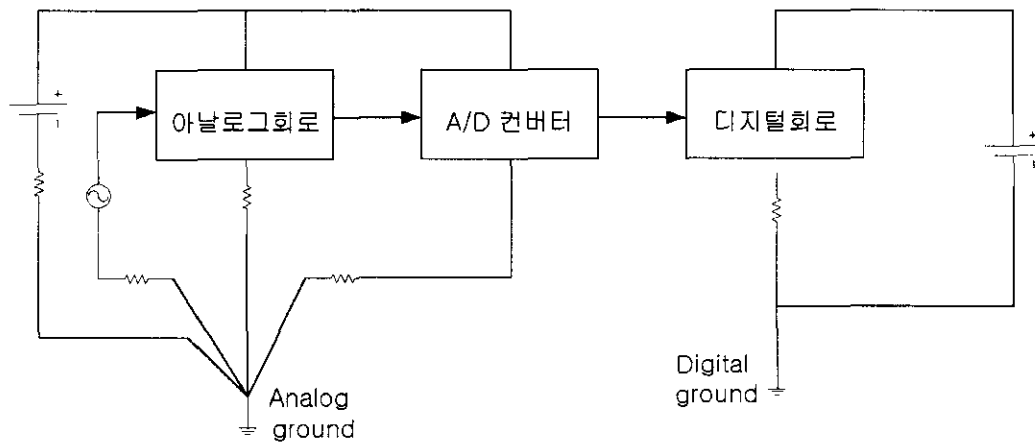
(4) 아날로그와 디지털 회로의 혼재시 그라운드 처리법

아날로그 회로와 디지털 회로가 같이 있을 경우 꼭 지켜져야 할 것은 각각의

특성별로 분리되어야 한다는 것이다. 그라운드 처리도 동일한 원칙이 지켜져야 한다. [그림 7-19](a)와 (b)는 잘 구성된 회로와 반대 경우 회로의 예를 나타내었다.



(a)



(b)

[그림 7-19] 회로의 접지 : (a) 잘못된 경우, (b) 잘된 경우

다. ISDN과 디지털 기기의 노이즈 대책

ISDN(integrated services of digital networks)을 이용한 각종 커뮤니케이션 기기가 실용화되고 있다. 이들 ISDN관련 기기에서는 종래의 아날로그 전송을 하던 음성신호 등이 디지털 신호화되고 있음과 더불어 새로이 영상정보, 문자정보 등 다양한 신호가 디지털화되어 전송, 처리가 이루어지고 있다. 이들 디지털 신호의 처리에 있어서는 전자장해(노이즈)의 문제가 발생되는 경우가 많다.

(1) 적합한 필터 사용

아래 <표 7-2>는 ISDN과 디지털 기기에서의 일반적인 노이즈 대책 방법을 나타내었다. <표 7-3>은 ISDN 신호 라인에 적합한 EMI 필터를 나타내었다. <표 7-4>는 I/O라인의 노이즈 대책에 적합한 EMI 필터를 보였고, <표 7-5>는 AC 전원 라인의 복사 노이즈 대책에 적합한 필터를 나타내었고, <표 7-6>은 DC전원 라인에 적합한 EMI 필터를 나타내었다. <표 7-7>은 ISDN 대응 다기능 전화기의 노이즈 대책에 대해서 간략히 나타내었다

아래 표들 중에서 가장 대표적인 부품 3가지를 간략히 소개하자면 common mode choke는 하나의 코어에 도선 (2개소)을 감은 것으로 왕복하는 부하전류에 대해서는 자계가 제거되며 전원 LINE과 EARTH간에 발생하는 common mode 노이즈전류에 대하여서는 동일 방향에 자계가 발생하기 때문에 인덕터로서 동작할 수 있도록 한 것이다 (同相 권선).

Normal mode choke는 신호전류에 직렬로 삽입하여 Normal mode 노이즈 전류에 대하여 인덕터로서 동작시킨 것이다. 기기의 부하전류에 의한 자기포화를 피하기 위하여 포화 자속밀도가 높은 코어를 사용한 단일권선이 이용되고 있다.

트로이달 코어는 포화 자속밀도가 크기 때문에 normal mode choke용으로 사용 되는 경우가 많다.

Ferrite Beads는 각종 LINE에 삽입하여 노이즈를 경감하게 하며 고주파대역에서 수십 옴 정도의 인덕턴스를 가지고 직류저항은 거의 증가하지 않는다. 이 때문에 고주파의 저감에 적절하고 저 임피던스의 노이즈대책에 효과가 있으며 컴퓨터 관련기기의 PWB 기판 등에 많이 사용되고 있다. 일반적으로 원통형의 Ferrite코어에 도선을 1회 통과시켜 수지로 굳힌 것이다. 소형으로 하기 위하여 PWB 기판 등에 실장도 하고 있다. 이 용도의 코어에는 투자율이 큰 것보다도 손실이 큰 것이 이용되고 있다. 이 때문에 Ferrite Beads의 효과는 노이즈를 흡수하여 열에너지로 변환하는 것이다. 스위칭 전원에서는 어떠한 회로에서도 ON/OFF의 과도 상태에서 스파크 노이즈가 발생한다. 이것들의 노이즈는 Ferrite 코어로 파형을 누그러뜨려서 제거할 수 있다.

<표 7-2> ISDN과 디지털 기기의 노이즈 대책

노이즈 대책 수법	대책의 목적	적합한 EMI필터
I/O 라인의 노이즈 대책	I/O케이블에서 복사되는 노이즈의 억제	3단자 콘덴서, 필터 내장 커넥터 등
고속 신호 라인의 노이즈 대책	고속 디지털 신호의 불필요한 고주파 억제	고속 신호용 EMI필터, 비즈 인덕터 등
DC 전원 라인 노이즈 대책	DC전원 라인을 통하여 유입, 유출되는 노이즈의 억제	DC전원용 EMI필터 블록, 3단자 콘덴서 등
AC 전원 라인 노이즈 대책	AC코드에서 복사되는 노이즈의 억제	AC용 3단자 콘덴서, 고주파 대응 코먼 초크 코일 등

<표 7-3> ISDN 신호 라인에 적합한 EMI 필터

필터의 종류	주요 특징
신호 라인용 코먼 코드 초크 코일	· ISDN 신호 라인의 복사 노이즈 억제에 유효. · 신호의 전송, 복귀가 밸런스를 유지하도록 고려하여 사용한다. · 그라운드가 불안정한 회로에도 사용 할 수 있다.
모듈러 잭 타입 필터 내장 커넥터	· EMI 필터를 내장한 ISDN대용 커넥터. · 세트의 상황에 따른 사용자부품이 공급되고 있다. · PCB 변경 없이 노이즈 대책이 가능하다.

<표 7-4> I/O라인의 노이즈 대책에 적합한 EMI필터

필터의 종류	주요 특징
페라이트 비드 인덕터 칩 타입 페라이트 비드 인덕터	· 저임피던스 라인의 간지 노이즈 대책에 유효
3단자 콘덴서 칩 타입 3단자 콘덴서	· 비교적 고임피던스 라인의 노이즈 대책에 유효 · 안정한 그라운드상에 사용 할 수 있는 것으로 큰 효과가 얻어진다.
필터 내장 커넥터	· I/O케이블의 출입구에서 일괄적인 대책이 가능 · 새시에 직접 그라운드 할 수 있으므로 고주파에서의 노이즈 제거 효과가 우수하다
(커넥터용) 페라이트 내장 리테이너	· 각 편당 페라이트 비즈와 거의 같은 노이즈 제거 효과 · 필터 커넥터와 조합하여 사용함으로써 효과적인 대책이 가능하다.

<표 7-4> I/O라인의 노이즈 대책에 적합한 EMI 필터

필터의 종류	주요 특징
페라이트 비드 인덕터 칩 타입 페라이트 비드 인덕터	· 저임피던스 라인의 간지 노이즈 대책에 유효
3단자 콘덴서 칩 타입 3단자 콘덴서	· 비교적 고임피던스 라인의 노이즈 대책에 유효 · 안정한 그라운드상에 사용 할 수 있는 것으로 큰 효과가 얻어진다.
필터 내장 커넥터	· I/O케이블의 출입구에서 일괄적인 대책이 가능 · 새시에 직접 그라운드 할 수 있으므로 고주파에서의 노이즈 제거 효과가 우수하다
(커넥터용) 페라이트 내장 리테이너	· 각 핀당 페라이트 비즈와 거의 같은 노이즈 제거 효과 · 필터 커넥터와 조합하여 사용함으로써 효과적인 대책이 가능하다.

<표 7-5> AC 전원 라인의 복사 노이즈 대책에 적합한 필터

필터의 종류	주요 특징
고주파 대응 코먼 모드 초크 코일	· 복사 노이즈의 주파수까지 노이즈 제거 효과가 지속. · 잡음단자 전압과 복사 노이즈가 하나의 소자로 대체 가능
AC라인용 3단자 콘덴서(비드 내장)	· 라인 바이패스 콘덴서로 사용한다 · 3단자 콘덴서로 함으로써 복사 노이즈의 주파수로 큰 노이즈 제거 효과가 있다.
AC용 3단자 콘덴서 내장 노이즈 필터	· EMI 필터의 그라운드가 새시에 직접 붙인 구조이므로 고주파에서도 양호한 특성이 얻어진다.

<표 7-6> DC 전원 라인에 적합한 EMI 필터

필터의 종류	주요 특징
DC 전원 라인용 EMI 필터 블록	· 광대역(1MHz-1GHz)에서 큰 노이즈 제거 효과 · 대전류(10A)에 대응 가능
바리스터 기능이 부가된 3단자형 EMI 필터	· 고주파 노이즈 제거와 서지 대책이 하나의 소자로 가능 · 급격한 서지의 상승도 확실하게 제거 할 수 있다.
DC 라인용 코먼 코드 초크 코일	· 복사노이즈의 주파수에서 큰 노이즈 제거 효과가 있다. · 고속 디지털 신호 라인에도 사용된다.
초프 타입 3단자 콘덴서(비즈내장)	· 소형이다. · 대전류(2A)에 대응 가능 · 주변 회로와의 반공진 제어기능이 있다.
3단자 콘덴서 (비즈 없음)	· 디커플링용 패스콘으로 전원 라인의 노이즈 발생이 강한 IC의 전원이 사용한다. · 안정한 그라운드상에 사용하는 것으로 큰 효과가 얻어진다.

<표 7-7> ISDN대응 다기능 전화기의 노이즈 대책

대 책 수 법	목 적
ISDN 신호 라인에 EMI 필터 사용	ISDN 신호 케이블로부터의 복사 노이즈 저감
I/O라인에 EMI 필터 사용	I/O 케이블로부터 복사하는 노이즈의 저감
메인 기판, 서브 기판 사이를 접속하는 라인에 EMI 필터 사용	시스템내 접속 케이블로부터의 복사 저감
클록 라인에 고속 디지털 신호용 EMI 필터 사용	클록 신호의 불요한 고조파의 제거
IC의 전원 라인의 패스콘으로 3단자 콘덴서를 사용	IC로부터 발생하는 전원 노이즈의 저감

(2) 전원 패스콘(Bypass Condenser)과 노이즈 캔슬러

디지털 회로의 경우에는 전원 패스콘이 없으면 출력에 노이즈가 나타날 뿐 아니라 전원노이즈에 의해 내부회로가 오동작하여 출력의 조직 레벨이 반전해 버리는 경우가 있다. 전원 임피던스를 특히 고주파에서 낮추기 위해서는 패스콘을 사용하는 것이 좋다. Vcc - GND 간에 적당한 콘덴서를 삽입하면 고주파 전류는 전원 라인을 통과하지 않고 콘덴서의 충전전에 의해 공급된다. 즉 전원라인 등의 임피던스를 바이패스하는 효과가 있으므로 전원 노이즈의 발생을 억제할 수 있다. 패스콘용으로 주로 다층 세라믹 콘덴서와 탄탈 세라믹 콘덴서가 사용된다. 어느 것이나 정확하게 실장하면 수십 MHz 정도의 범위에서 전원임피던스를 충분히

낮출 수 있다. 알루미늄 전해 콘덴서나 마일러 콘덴서 등은 고주파에서 임피던스가 높으므로 패스콘으로는 부적당하다. 단, 알루미늄 전해 콘덴서의 경우에는 대용량(10F 이상)인 것을 쉽게 얻을 수 있으므로 대용량의 패스콘을 필요로 할 때에 사용된다. 프린트 기판의 입구에는 반드시 패스콘을 사용하게 되는데 이때 알루미늄 전해 콘덴서라도 상관없다. 고주파 특성이 양호한 콘덴서로서는 3단자 콘덴서나 관통형 콘덴서가 있다. 3단자 콘덴서는 디스크 세라믹 콘덴서의 한쪽 전극에 2개의 리드 와이어를 부착한 것으로 전극이나 리드 와이어가 갖는 인덕턴스가 작은 것이 특징이다. 그 때문에 고주파 특성이 양호하여 대략 300MHz 정도까지의 노이즈를 제거 할 수 있다. 관통형 콘덴서는 리드 와이어의 인덕턴스를 더욱 작게 만든 것으로 300MHz 이상에도 높은 노이즈 제거 효과가 있다.

노이즈를 강력하게 저지하는 특징을 지닌 노이즈 캔슬러는 디지털 IC에서의 패스콘 특성을 최대로 이용하기 위하여 만들어진 노이즈 대책 소자로써 특히 일반적으로 노이즈에 약하다고 하는 CPU와 주변 LSI전용으로 만들어져 있다. 이것을 이용하면 패스콘의 리드선 및 프린트 기판 패턴의 인덕턴스 부분을 거의 무시할 수 있다. 노이즈 캔슬러는 주된 CPU나 그 주변 LSI마다 갖추어져 있다는 것이 좀 색다르다. 예를 들면 Z80용의 노이즈 캔슬러는 Vcc 와 RESET, GND 단자가 나와 있고 캔슬러의 패턴상에 고주파 특성이 좋은 적층 세라믹 칩 콘덴서를 붙이고 있다. 그리고 이 소자의 두께는 1mm이하이며 CPU와 기판간 또는 기판의 뒷면에서 취부하도록 되어 있다. 이 소자는 국부적인 다층기판으로 동작하고 있으므로 프린트 기판상의 패스콘은 기본적으로 불필요하다.

라. 일반적인 노이즈 대책

일반적으로 전원 전도 노이즈는 전원장치에 따라 그 한계치가 결정되는 경우가

많아 개선이 필요하게 된다. 그러나 전원장치 노이즈 이외의 코먼 노이즈가 ground로 역 인입되는 경우도 많아 ground의 보완 및 사전에 노이즈원을 봉쇄하지 않으면 곤란을 겪게 된다.

(1) POWER CORD와 전원장치 (또는 POWER TRANSFORMER) 사이에서

확인해야 할 사항

(가) 노이즈 필터의 위치를 확인한다.(인입되는 부분의 최단거리에 필터 삽입)

(나) 노이즈 필터의 입출력선을 분리한다.

(다) 노이즈 필터가 없는 경우에도 1차전원단의 전선은 1차 전선끼리

포선하며 가능한 짧게 말끔히 포선하여 주위의 회로와 격리시킨다.

(2) MAIN GROUND의 역할 부족

main ground의 용량부족으로 노이즈의 성분이 POWER회로로 역인입 되는지 확인한다.

(가) main ground의 ground 용량을 키우기 위하여 철판등을 추가한다.

(나) main ground의 ground 용량을 다른 ground와 공동분담한다.

(3) 방사 노이즈 대책부분을 상세히 검토

(4) 전원장치를 보완한다.

(5) 노이즈 컷 트랜스를 적용한다.

다음과 같은 사항을 참고하여 설계해야 한다.

-PWB 기판에서의 노이즈대책 (전원회로)

SCR이나 TRIAC, TRANSISTOR등의 스위칭 소자로서 전원을 ON/OFF 하면 ON/OFF하는 순간에 고주파 노이즈가 발생하는데 이 노이즈는 ON/OFF하는 전류보다 전압에 크게 의존한다. 이 노이즈는 제품의 입력이나 출력필터를 부착함으로써 어느 정도 방지할 수는 있지만 이와 같은 노이즈를 입출력의 필터만으로 완전히 제거하기는 매우 곤란하며 또 필터를 크게 하면 제품의 비용이나 외형치수에 크게 영향을 주게되어 적절한 용량 이외는 적용상에 무리가 따른다. 노이즈를 필터만으로 의존하지 않고 노이즈원 자체가 노이즈를 가급적 발생하지 않도록 한다면 된다.

3. 오동작 방지를 위한 접지기술 및 써지노이즈 대책

가. 노이즈 발생 요소

노이즈 문제 발생 3가지 요소는 노이즈 발생원(noise source), 전달 경로(coupling channel), 수신단(receptor)이다. 이중 어느 하나만이라도 제거되면 문제가 발생하지 않는다. 따라서 노이즈 문제가 발생할 때에는 이와 같은 3요소로 세분화하여 정확한 원인 파악과 아울러 쉬운 문제 해결 방법을 찾아야 한다.

(1) 노이즈 결합 방법

전도 결합 노이즈는 노이즈 결합의 가장 대표적인 방법 중의 하나로서 각종의 도체(wire, PCB pattern, chassis)를 통해 전도되는 노이즈로써 디커플링에 의해

wire등이 노이즈 발생원으로부터 pick-up하지 않도록 조치하는 대책이 필요하며 전원선을 통해 다른 회로에 전도되는 것이 대표적인 예이다.

공통임피던스 결합은 2개 이상 회로에서 전류가 서로 공통 임피던스(일반적으로 접지 회로를 공유하는 경우가 많음)를 통해 흐를 때 발생하며, 각각의 회로에서 본 임피던스단의 전압강하는 다른 회로에 따라 영향을 주고 받게된다.

(2) 전기용품의 노이즈 발생원

일반적인 전기 전자회로에 있어서는 다소의 노이즈가 항상 발생하고 있는데, 특히 전기용품 노이즈에 대해서는 현재 국내 형식 승인을 받을 때에 전자파 장해 시험(잡음의 세기)을 하게 되는데, 잡음단자 전압(전도 노이즈) 및 잡음 전력에 대해서만 시험하고 방사 노이즈는 측정하지 않는 품목이 대부분이다. 이것은 전기용품의 경우는 노이즈 문제를 일으키는 원인이 대부분 전원부에 있으며 주로 30MHz 이하의 낮은 주파수 대역이기 때문이다. 모든 전기/전자 기기의 노이즈 대책을 올바르게 하기 위해서는 우선적으로 노이즈 발생원을 정확히 파악할 필요가 있는데, 편의상 모든 전기용품의 기술기준 중 전자파장해 측정방법에 따라 아래 <표 7-8>와 같이 구별할 수 있다.

<표 7-8> 전기 용품의 노이즈 발생 구분

노이즈 구분	접점 및 아크	스위칭	국부 발진	고주파 발진
대상 기기류	전열 기기, 전동력 응용 기 기	디지털 기술 응 용 기기	방송 수신기류	고주파 이용 기 기
대표적인 제품	전기장판, 믹서 기, 전동공구, 세 탁기, 냉장고, 진 공청소기 등	전자식 안정기, 프 린트, 모니터	TV, 라디오 수 신기, 튜너	초음파 가습기, 유도식 가열기, 전자렌지, 초음 파 진단기
노이즈 특성	접점 및 방전에 의한 노이즈로서 광대역성, 불연속 적인 특성	대표적인 스위 칭 노이즈로서 협대역성인 노 이즈	수신단의 국부 발진에 의한 고조파에 의한 대표적인 노이 즈	고주파를 이용 하기위한 고주 파 발진 자체와 고조파

스위칭 노이즈는 스위칭 전원, 인버터 등과 같이 반도체적인 스위칭 소자(TR, SCR, TRIAC 등)를 이용한 전류의 스위칭에 의한 과도현상과 부수적인 고조파 발생이 원인이 되는 노이즈로서 최근 개발되는 대부분의 전기 용품이 출력 또는 부하 전류의 편리한 조작과 전력 효율을 높이기 위해 많은 경우 스위칭 방식의 전원을 채택하기 때문에 가장 문제가 심각한 경우라고 할 수 있겠다.

접점 노이즈는 전류의 급격한 단속으로 인한 원천적으로 매우 큰 노이즈원이 된다. 이러한 접점 노이즈의 대표적인 경우가 전동 모터의 노이즈로서 특히 브러쉬 모터인 경우 매우 심각한 정도로 노이즈가 많이 발생하고 있으며 믹서기, 전동

공구류 등과 같이 모터를 사용한 전기용품에서 자주 발생하는 노이즈이다. 릴레이(스위치)노이즈는 일반 전기 용품중 동작의 변경이나 동작의 정지/재동작 등의 기능을 수행하기 위하여 많은 제품의 릴레이나 스위치가 동작 되는데 이 경우 나타나는 불연속적성 노이즈가 할 수 있다. 현재의 기술 기준에 의거하면 향후 개발 및 지속적인 제품의 생산을 위해서는 이러한 불연속적인 노이즈에 대해서도 충분한 대비를 하여야 하며 발생원인은 유도성 부하를 가진 회로에 릴레이(스위치) 동작 순간 접점에서의 방전성 노이즈로서 그 크기가 매우 높다.

나. 일반적인 노이즈 대책 기법

간단히 말해서, 효과적인 EMI 노이즈 대책이란 것은 회로 메카니즘(또는 시스템의 전자환경)의 적절한 밸런스를 이루는 기술이다. 다시 말하면 좁은 영역에서의 EMC를 달성하는 노력이라 할 수 있다.

(1) 접지기술

전자기기 내부의 접지는 신호 그라운드(signal ground: SG)와 프레임 그라운드(frame ground: FG)로 나누어 볼 수 있는데, 노이즈에 의한 문제 발생의 대부분은 이와같은 FG계통과 SG계통의 레벨 변동이 원인인 경우가 많다. 0 V로 기준 전위가 되고 있는 그라운드의 전위가 실제로는 다른 경우가 많은데 시간적으로 변화되면 기기의 정상적인 동작을 하기 어렵게 된다. 어스회로에 전류가 흐르면 그것이 가지는 임피던스에 의해 전압강하가 일어나고 기준전위가 변화되게 된다. 또한 접지점이 복수이면 어스 회로가 루프를 형성하게 되고 그라운드 루프 전류가 흐르고 기준전위의 변화를 초래하게 된다. 다시 말하면, SG는 회로 전류를 귀환시키는 그라운드이므로 전류가 흐르는 그라운드이고 FG는 전류가 흐르지 않

는 그라운드이다. 따라서 FG에 전류가 흐르면 외부로 노이즈 방사 원인이 되기도 하고 또한 외부의 전자계에 대한 감수성을 높이는 원인이 되기도 한다. 이와 같은 노이즈 대책으로는 어스 회로의 임피던스를 가능한한 적게 하고 어스 회로에 전류가 흐르지 않도록 하고 그라운드 루프를 형성하지 않도록 하는 것이 기본적인 방법이다. 그러나 일반적인 경우는 회로의 직류 전류는 한쪽이 그라운드 되어있기 때문에 동작 전류가 어스 회로에 흐르게 되므로 간단하지는 않다. 실제의 대책에서는 이와 같은 그라운드의 기술을 목적과 회로조건에 따라 나눌 필요가 있다. SG계, FG계, 양쪽의 접속, 누설 전류의 처리를 최적화 시켜 노이즈 전압/전류의 발생, 노이즈 성분의 방사/결합을 억제 시킨다.

(2) 도선의 적절한 배치

전자 부품 및 내부 와이어와 같은 것들의 배치(Lay-Out)가 의외의 노이즈 특성을 좌우하는 경우가 많다. 기본적으로 전기적인 성격이 다른 부분은 분리하는 것이 좋다. 이와 같은 대책기술은 양산단계에 가까워질수록 적용하기 어려운 방법이며 개발 초기 단계에서 적용해야되는 회로 설계기술 영역에 속한다고 볼 수 있다. 예를 들어 입력과 출력, 디지털과 아날로그, 고속과 저속, 고압과 저압, 저임피던스와 고임피던스 등이 철저하게 분리되도록 부품배치, 배선 패턴을 최적화하여 용량 결합, 유도 결합, 공통임피던스 결합으로 노이즈 발생 메카니즘을 피하는 방법이다.

(3) 전자 부품의 선정

예를 들어 회로중에 $100\mu\text{H}$ 의 인덕터를 사용하도록 지정된 경우에도, 자심의 재질, 모양, 크기에 따라 노이즈 특성이 크게 달라지게 된다. 이중 어느 것이 고주파 특성이 좋을 것인가를 판단하여 선택할 필요가 있다. 실제 인덕터의 구성요소

에서 자심의 모양에는 ring type, UI/UU type, 봉 타입, 드럼 타입 등의 다양한 모양이 있는데 노이즈 특성은 각각 다르게 나타난다. 일반적으로 ring 모양의 인덕터가 자심 내부에서 발생하는 자속이 폐쇄되어 자속의 누설이 적게되고 또한 임피던스의 주파수 특성이 양호해서 최적의 인덕터인 것으로 알려졌다. 이와 같이, 회로도에서 나타나지 않았지만 각 부품마다의 주파수 특성등을 파악하여 노이즈에 대하여 가장 좋은 특성을 지니는 부품을 선정 할 필요가 있다. 이와 같은 것은 회로 설계 단계에서 검토 적용이 가능하며 시작품 제작 단계에서 충분히 재검토하여 적용할 필요가 있다. IC 및 TR과 같은 능동소자, 콘덴서, 인덕터, 트랜스와 같은 수동 부품 및 콘넥터, 스위치와 같은 기구품 등의 특성, 성능을 노이즈 발생 메카니즘과 관련시켜 검토하고 최적인 부품을 선택함에 따라 노이즈에 대한 내력(Immunity)을 강화시키고 노이즈 성분의 발생을 억제하는 기술이다.

(4) 필터 기술(Filtering)

도체를 통해 전달되는 전도노이즈 및 자유공간으로 방사되는 방사 노이즈에 대한 대책에서 양쪽 모두의 대표적인 방법으로 필터링 기술이 있다. 필터는 인덕턴스와 캐패시턴스의 조합으로 구성되며 때로는 인덕터 단계에서도 필터라 부르는 경우도 있다. 필터에는 전원계에 사용되어지는 것과 신호계에 사용되어지는 것으로 크게 나누어지며 전원용으로 나누어지는 것은 고전압, 대전류에 견디도록 안전하게 설계할 필요가 있으며 일반적으로 30MHz 이하의 낮은 주파수 대역에서 주로 사용된다. 통상 30MHz 이상의 주파수 대역에서 적은 전류의 신호계에 사용되는 신호용 필터는 방해파원의 임피던스가 불확실하거나 여러 개의 방해파원이 동시에 있는 경우 등이 많아 정확한 필터의 대역폭을 설정하고 설계하는 것이 어려우며 실질적으로는 제품에 적용해보면서 각각의 경우에 맞는 최적의 필터를 결정하는 방법이 현실적인 경우가 많다. 전원라인계, 아날로그 신호라인계, 디지털

털 신호라인계 및 고주파 전원에 대해 각종의 필터 소자, 회로를 이용하여 고속 펄스 신호의 고주파성분의 방사 및 스위칭시에 발생하는 불요 복사 및 전압 변동을 억제한다.

(5) 차폐 기술(Shielding)

노이즈의 영향을 받고 있는 회로나 기기의 장해 방지 수법으로 가장 근본적이며 넓게 사용되고 있는 방법이다. 일반적으로 용량 성분적인 결합을 방지하는 것을 정전 쉴드, 자계 및 전자파에 의한 결합을 방지하는 것을 전자 쉴드라고 부른다. 앞의 것은 알루미늄이나 동의 금속 케이스나 쉴드 케이블을 사용하는 대책으로 낮은 레벨의 회로나 고주파 회로에 효과적이며, 전자 쉴드는 전자기적인 결합을 차폐 시킬려는 목적으로 적용하기 때문에 외부로부터의 자속의 영향을 받기 쉬운(외부로 자속을 누설하기 쉬운)트랜스, 인덕터, 자기 헤드와 같은 것을 니켈 등과 같이 고투자율 금속의 케이스를 사용하여 내부(외부)에 대하여 자속의 침입(누설)을 방지하는 것이다. 일반적으로 고전압, 소전류의 경우는 전자(정전 쉴드)가 저전압, 대전류의 경우는 후자(전자 쉴드)가 유효한 대책이 된다. 차폐의 3가지 목적은 전자기기 내부에서 발생하는 방해 전자파를 외부로 나오지 않도록 하여 주위에 있는 다른 기기에 영향을 주는 것을 막는 것, 외부에서의 방해 전자파가 기기 내부에 침입하여 방해하는 것을 막는 것, 전자 기기 내부에서 발생한 방해전자파가 그 기기의 다른 부분에 방해를 주는 것을 막는 것으로 나눌 수 있다. 즉, 전자파 문제가 있는 부분의 정전 쉴드, 전자 쉴드를 철저히 하는 것으로 기구 본체의 개구부나 접속부, 국부 발진회로와 같이 방사원이 되는 소자/회로의 쉴드를 완전히 하여 내부로부터 방사되는 것과 외부노이즈의 결합 및 침입을 방지하는 것이다.

다. 접지 기술

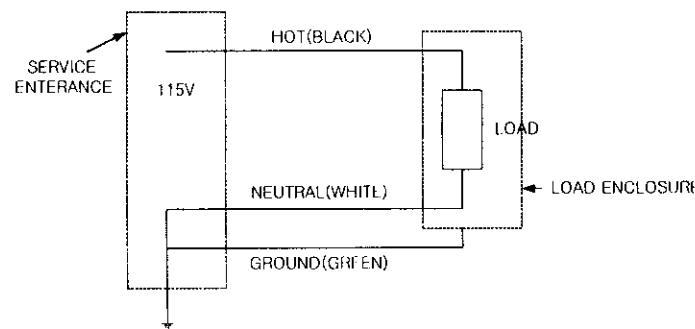
(1) 접지 목적

그라운드 시스템을 통해 전류가 흐르기 위해서는 전위차가 필요하며 그라운드 시스템 설계 목표에서는 낮은 그라운드 임피던스를 달성하고 전원과 부하사이 전류의 흐름을 조절 해야한다. 이러한 기능을 하기 위한 접지의 목적은 신호의 전압 기준이 될 것, singal-return 전류 전송, power-return 전류 전달, 안테나 기준면, 낙뢰로부터 사람과 기기의 보호, 전원라인 결함으로부터 사람과 기기 보호, 정전기 방지를 위한 충전 방지 기능이 있다.

(2) 접지의 종류

(가) 안전 접지(safety ground)

샤시는 안전을 위하여 접지 되어야 한다. 그렇지 않으면 누설 임피던스 또는 절연 파괴에 의해 위험해질 수 있다. [그림 7-20]은 일반적인 AC회로에서의 안전 접지 회로도이다.

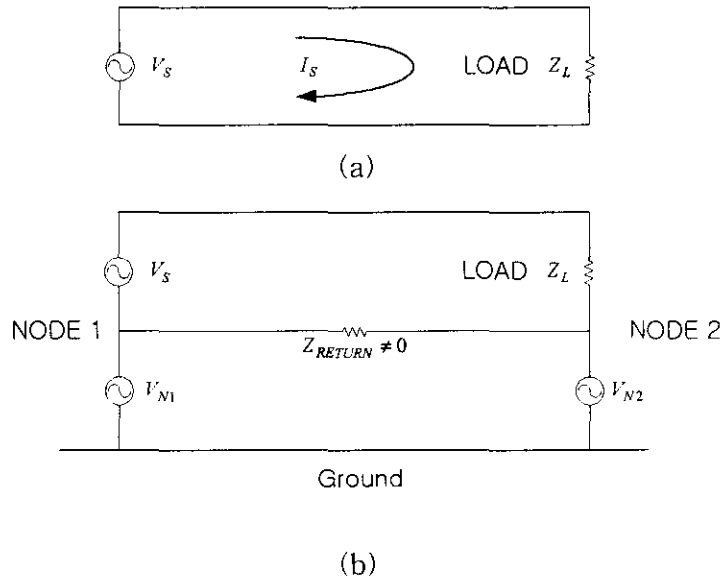


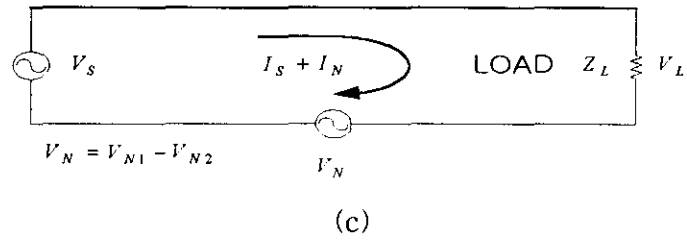
[그림 7-20] 일반적인 AC전원 회로

(나) 신호접지(signal ground)

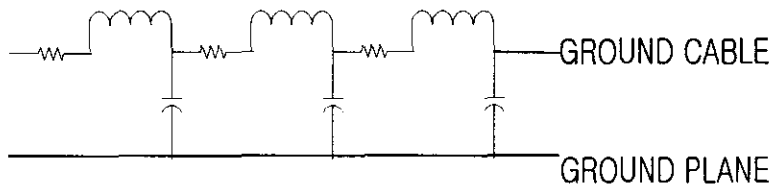
등전위란 회로와 시스템의 기준 전위로 동작하는 동일 전위점을 말한다. 그라운드 전류의 실제 경로는 회로간 자기 결합을 결정하는데 매우 중요하고 자기 결합(유도 결합)은 루프 면적과 비례하게 된다. [그림 7-21](a), (b), (c)는 에너지 전달 루프와 노이즈 등가회로를 나타내고 있다. [그림 7-22]는 접지 평면과 평행인 접지 케이블의 등가회로를 나타낸 그림이며 실제적인 접지선은 작은 임피던스를 갖게된다는 것을 보여준다. [그림 7-23]은 장비의 이상적인 접지를 간략히 나타낸 그림이다. [그림 7-24]는 공통 return회로 임피던스에 의한 노이즈 커플링을 나타낸 회로도이다.

[그림 7-25]는 장비에 상호 연결된 케이블에 의한 외부 노이즈 커플링이다.

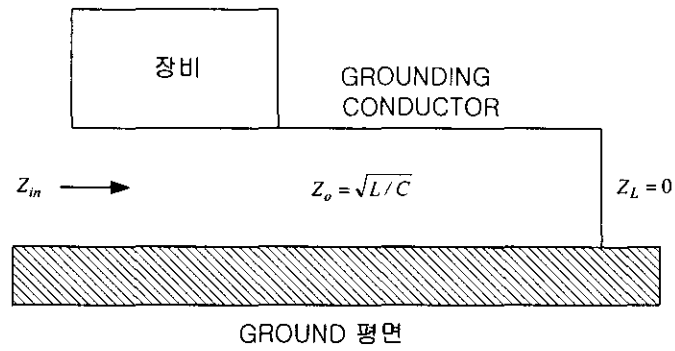




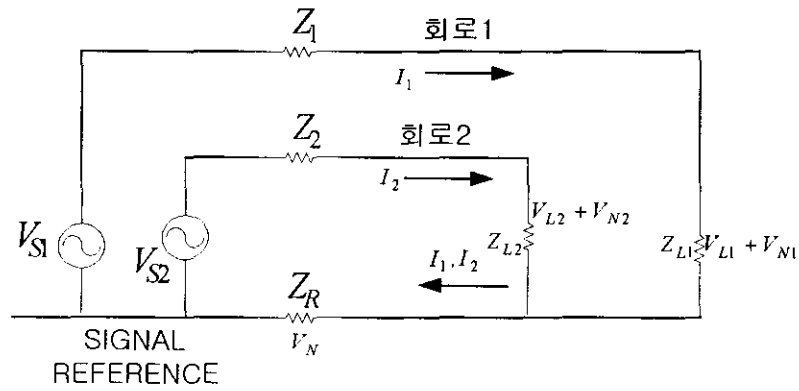
[그림 7-21] 잡음 전달 경로 : (a) 이상적인 에너지 전달 경로, (b) 그라운드 시스템에서 노이즈와 에너지 전달 루프, (c) 비이상적인 에너지 전달 등가 회로



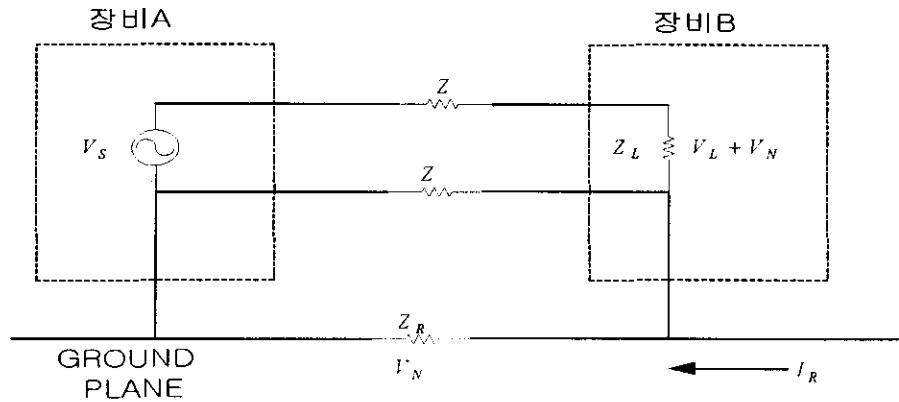
[그림 7-22] 접지 평면과 평행인 접지 케이블의 등가회로



[그림 7-23] 장비의 이상적인 접지



[그림 7-24] 공통 return회로 임피던스에 의한 노이즈 커플링



[그림 7-25] 장비에 상호 연결된 케이블에 의한 외부 노이즈 커플링

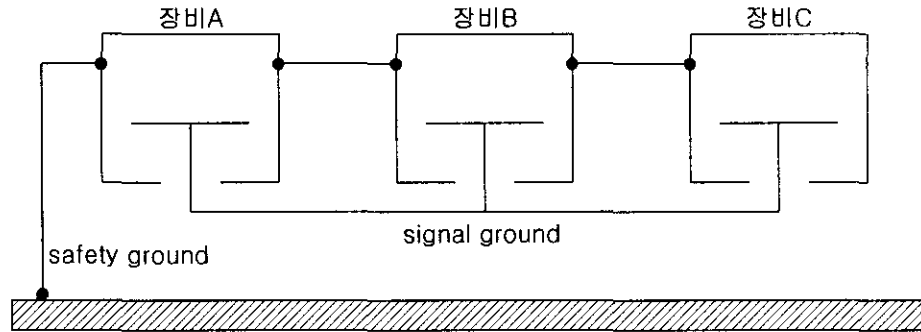
이러한 커플링을 감소시키는 방법에는 다음과 같다. 그라운드 평면이 return path로 사용되는 경우 그라운드나 평면의 임피던스를 줄일 것, 커플링 되는 회로를 분리 향상시킬 것, 노이즈에 약한 부분 또는 발생 부분을 쉴딩 시킬 것, 신호 루프 면적을 줄일 것, 신호 전달 회로를 밸런싱 시킬 것(필터링), 간섭을 일으키는 주파수 신호 전달 루프를 전기적으로 차단시킬 것, 전위차가 있는 소스와 로드의 신호 회로의 연결을 방지 할 것, 그라운드 리더가 안테나 효과를 발생시키는 것을 최소화해야 한다.

(3) 접지 방법

(가) Floating Ground

신호 접지가 빌딩 접지나 다른 금속물과 연결되지 않은 접지이다. 접지선에 있

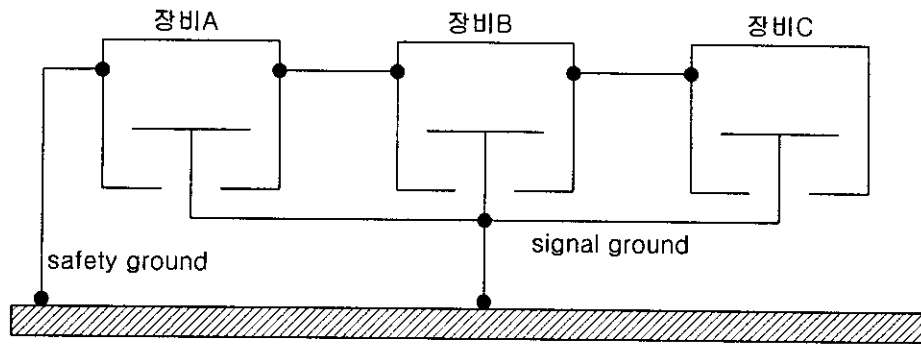
는 노이즈 전류가 신호회로에 전달되지 않게 노이즈 성분 전류가 기기의 캐비닛으로 부터 신호선에 전달되지 않는 구조이다. 복잡한 설치에서 구현이 어렵고 단순한 설비나 회로에 유용하다. [그림 7-26]은 floating ground를 나타내었다.



[그림 7-26] Floating ground의 예

(나) 1점 접지(Single Point Ground)

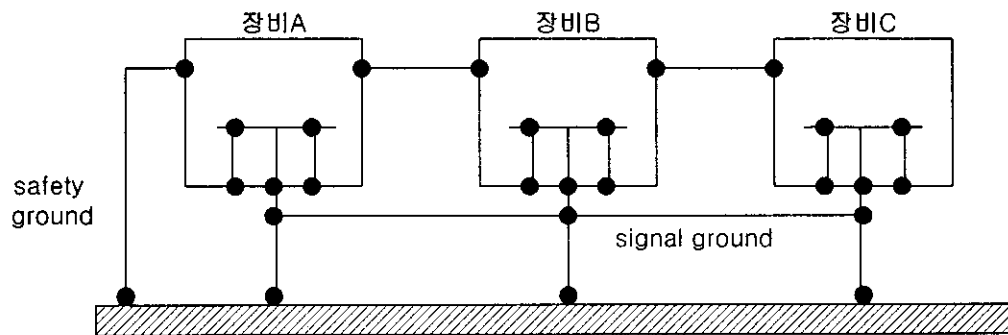
모든 접지선에 접지 저항에 의한 전위차가 나타나며 전도적으로 결합되는 노이즈 제거에 용이하다. 매우 낮은 전류, 전압 레벨, 낮은 주파수 아날로그 회로에 적용이 가능하며 일반적으로 Immunity가 약한 회로에 적용된다. 큰 설비에는 접지선이 길어져 복잡하다. [그림 7-27]은 1점 접지를 나타낸 그림이다.



[그림 7-27] 1점 접지의 예

(다) 다점 접지(Multiple Point Ground)

Return 전류의 많은 경로를 갖게되며 구조를 단순화 할 수 있는 장점이 있다. 저주파 노이즈에 대해서는 취약하고 복사성 노이즈에 대해서 쉽게 영향을 받을 수 있으나 고주파 노이즈에 대해서는 유리함을 보이고 있다. [그림 7-28]은 다점 접지 그림을 나타내었다.



[그림 7-28] 다점 접지의 예

라. 썬지와 노이즈 대책

(1) 썬지와 노이즈 펄스

반도체 기술의 눈부신 발전에 따른 전자회로의 IC화에 의해서 전자기기의 고기능화가 지속적으로 진행되어왔다. 더군다나 전자기기에 있어서는 기능뿐만이 아니라 고신뢰성이 요구되고 있으며 그 중에서도 최근 들어서는 특히 전도노이즈와 방사노이즈, 뇌썬지, 정전기에 대한 신뢰성도 함께 요구되고 있다. 특히 전기 전자기기의 IC화로의 발전에 따라 기기는 여러 가지 기기로부터 발생하는 전도노이즈와 방사노이즈 뿐만이 아니라, 뇌썬지(lightning surge) 등의 썬지 전압에 약해지게 되고 오동작이나 기능장애와 같은 새로운 문제를 발생시키게 된다. 이와 같은 영향으로 썬지에 대한 대책 기술이 절실히 필요하게 되었고 이러한 썬지로부터 방호하기 위한 대책 부품의 중요성이 증대되고 있으며 썬지 방호 능력이 문제가 된다.

우리가 썬지(surge)라고 부르는 것은, 2가지 요소에 의하여 정의하는 방법을 생각할 수 있는데, 전압/주파수의 요소에서 이상전압(썬지)을 분류할 수 있다. 간단히 말하면 주파수는 비교적 낮은(통상 100kHz 이하)영역이며 전압은 매우 높은(수백 볼트에서 수만 볼트)값을 가지는 이상 전압을 말한다.

썬지와 노이즈 펄스 전압을 분류하면 자연 현상에 의한 외뢰썬지와 전자기기나 기타 응용기기 자체로부터 발생하는 내뢰썬지와 기타 썬지로 분류한다. 이 중에서 특히 유의하여야 할 부분은 유도뢰 썬지이다.

(가) 직격뢰 썬지

구름의 기단사이에 기상변화가 심할 때 주로 발생하는 낙뢰가 송전선, 통신회

선 등에 직접 인가 되었을 때 발생하는 썬지이다. 이는 구름중의 수증기가 상층의 저온으로 빙결하면서 전하의 분리가 일어나 전기를 띄고 그 전기량이 대지로 방전하면서 일어나는 현상으로 표준치가 약 50kA의 전류용량을 가지면서 이러한 대용량이 순간적으로 흘러 전기/전자 장비에 치명적인 영향을 주는 썬지이다.

(나) 유도뢰 썬지

뢰 방전시에 뢰 구름과 구름 사이나 구름과 대지 사이에서 대전된 전하가 소멸되는 현상으로 매우 큰 방전 전류에 의한 유도현상으로 인하여 송전선이나 통신회선 등에 이상전압이 발생하는 썬지이다.

(다) 개폐썬지

큰 전력을 전달하는 동력 기기나 개폐기의 스위치 동작시에 발생하는 썬지이다. 특히 유도성 부하에 대하여 스위칭 동작에 의해 발생된다.

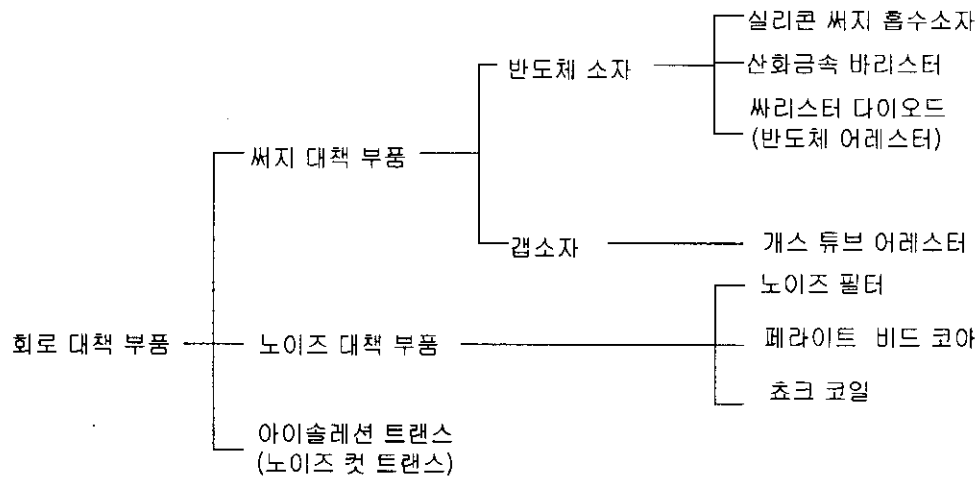
(라) 고장시 썬지

송전선의 지락사고나 부하의 고장시에 발생하는 썬지이다.

(2) 썬지 대책 부품

썬지에 의한 피해는 그것이 가진 에너지의 크기에 따라 달라지며 전자기기에 주는 피해는 다른 것과 비교해 상당한 차이가 있다. 우선 생명의 안전에 영향을 미침과 아울러 제품의 파괴 등에 의한 경제적인 피해 등을 들 수 있다. 피해를 받은 제품의 예를 들면, 레이다 시스템, 위성 통신 기기, PCM통신 방식 시스템, 텔레미터, 컴퓨터, 단말기 등 여러 제품에 영향을 미치고 있다. 실 예를 들면 컴퓨터 단말기를 설치한 경우 납품 받아서 한번도 전원을 투입하지 않고 일어난 사고로 썬 컴퓨터와 단말기를 연결한 선을 썰드선을 사용하고 있어 이 썰드측에 뢰전압

이 유기 되어 컴퓨터 측, 단말기 쌍방의 드라이브, 리시버의 트랜지스터, 다이오드 등이 파손되었다. 또한 전화회선에서의 경우 카본 어레스터, 3극 어레스터 퓨즈, 전화국측의 트러블이 많이 발생하고 있으며 전화선에 접속된 단말기 등의 구성소자에 많은 피해가 일어나고 있다. 이러한 각종의 써지 피해를 방지하기 위한 대책 부품이 다양하게 개발 되어 있다. 회로 노이즈 대책 부품의 분류를 나타내면 [그림 7-29]와 같다.



[그림 7-29] 회로 노이즈 대책 부품의 분류

(가) 실리콘 써지 흡수소자

실리콘 PN접합으로부터 나타나는 어벨런치(avalanche) 항복 특성을 이용한 써지 방지 소자이다. 극도로 높은 고속의 응답특성(1 nsec)을 나타내며 다른 써지 방호 소자와 비교하여 전압특성이 우수하다. 특히 반도체의 특성을 이용한 대책

부품이므로 써지에 매우 민감한 디바이스의 보호에 적당하다. 정전기에 대응하는 소전력으로부터 15kW의 대전력에 이르기까지 매우 넓은 대역에서 사용이 가능하도록 다양하게 시리즈화 되어있다.

(나) 산화금속 바리스터

산화금속 바리스터는 불순물의 종류와 제조방법에 따라 여러 종류가 있지만 상품화되어 대표적인 것은 산화아연(ZnO)을 이용한 바리스터이다. 이것은 ZnO에 Bi_2O_3 , CO_2O_3 , MnO_2 , Sb_2O_3 등의 첨가물을 가해 1100-1400도의 고온으로 소결하고 특히 소결체의 양면에 은페이스트를 구워서 붙여 전극을 형성하여 만들어진다. 그리고 써지 내량이 작은 것은 전극에 리드선을 납땜하여 수지로 도장하고 써지 내량이 큰 것은 대전류에 견디도록 원판형 금속 전극을 납땜하여 수지 케이스로 몰드시키는 등 용도에 맞게 껌 형상과 케이싱이 되어 있다.

특성으로는 전압-전류 특성이 우수하고 누설 전류가 매우 적으며 제한 전압이 낮다. 써지 내용량이 크다. 임의의 바리스타 전압(동작전압)을 얻을 수 있다. 순간적으로 일어나는 순간 써지에 대해서도 응답이 빠르다. 속류가 없다. 극성이 없고, 전압-전류 특성이 대칭이다.

적용분야로는 당초에는 AC100V, AC200V에만 적용되었지만 현재는 발변전설비의 보호용으로서 AC500kV 급에도 적용되고 있다. 제품별로 보면 반도체 기기를 써지 전압으로부터 보호하는 범용 원판형, 레디어 타입, 수지몰드 타입, 전력용 대형 고에너지 타입 등이 있다.

(다) 싸리스터 다이오드

실리콘 NPNPN 접합으로부터 나타나는 특성을 이용한 쌍방향 써지 방호 소자

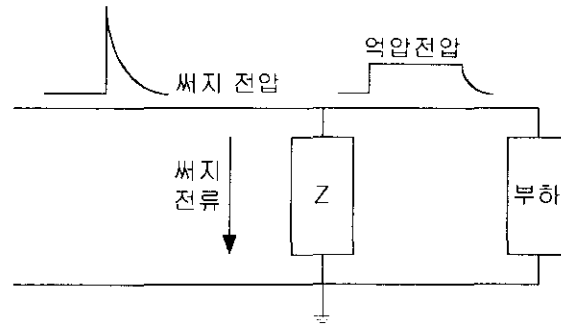
이다. 개스튜브 어레스터에 비해서 응답 특성이 우수하고 실리콘 써지 흡수 소자에 비해 큰 써지 흡수능력을 가지고 있다. 개스튜브 어레스터와 같은 크로바 타입의 소자로서 반도체 어레스터라고 부르기도 한다.

(라) 개스 튜브 어레스터(세라믹 타입)

2 또는 3극의 전극으로부터 구성되었기 때문에 전극에 가해진 써지 전압을 아크 방전시키는 것에 의해 흡수한다. 크로바 타입의 큰 써지 흡수 능력을 갖는 써지 방호소자이다. 신호선의 대책 부품으로 넓게 사용되고 있다. 전압-전류 특성은 싸리스터 다이오드와 같다.

(3) 써지 대책 부품의 기능 및 선정법

뛰어난 특성을 가진 써지 대책 부품의 사용에도 그 선정을 잘못하면 유효하게 동작하지 않을 뿐 아니라 파괴되기도 하므로, 그 선정에는 충분한 검토가 필요하다. 기기나 회로에 침입하는 이상전압은 써지 대책 부품의 역압, 회로와 소자의 내전압의 관계 등을 이해해야한다. 다음에는 써지 방호소자와 보호받는 기기, 회로, 소자의 관계를 나타내었는데 반드시 만족시켜야 한다. 그 조건으로는 회로전압에서 응답할 것, 보호되는 기기, 회로, 소자의 내압 이하에서 역압할 것(정 역압 특성), 이상전압을 흡수할 때 써지 방호소자가 파괴되지 말아야 한다 (사고 복귀 특성). [그림 7-30]은 써지 방지 부품의 동작원리이다.



[그림 7-30] 쓰지 부품의 동작원리

(가) 쓰지 전압, 전류의 파악

쓰지 전압, 전류의 파악에 있어서 실측 데이터, 실측 데이터에 의한 추측, 혹은 파괴 기기의 손상과정 등에서의 추측 등으로 정보를 모으고 보다 실제에 가까운 쓰지의 성질파악이 필요하다.

(나) 쓰지 침입 경로의 파악

일반적인 회로의 경우 전원선이나 신호선에서는 그다지 복잡하지 않지만 회선이 많은 경우 및 접지를 만드는 방법에 따라서는 쓰지 모의시험을 하고 쓰지 전압의 침입 경로가 몇 개 있는가, 선간인가, 선과 대지간인가 등을 파악할 필요가 있다.

(다) 파괴보호기기의 내쓰지 전압 특성의 파악

파괴보호 기기의 회로분석을 하고 쓰지 전압, 전류 침입에 실제 어느 정도 견딜

수 있는가를 파악하고 써지 대책 부품과 함께 동작 할 필요가 있다. 써지 대책 부품을 삽입하면 어느 정도 써지를 흡수하여 기기를 항상 보호한다는 의미만이 아니라 써지의 성질, 부품의 특성, 그것에 의한 기기의 내써지 특성 등의 3가지 특성을 잘 발휘하도록 함에 따라 드디어 유효한 써지 대책이 실시될 수 있는 것이다.

(라) 써지 대책 부품 특성 파악

써지 대책의 목적으로 사용되는 같은 종류의 대책 부품 중에서도 여러 가지 정격을 가지거나 특성이 다르게 나타나는 경우도 많으므로, 상품화되어 있는 제품의 적용에 있어서는 각각의 부품의 특성을 충분히 파악하지 않으면 보호가 충분히 되지 않기도 하고 부품의 수명이 단축되기도 하고 심지어는 파괴에 이르는 것도 충분히 생각 할 수 있다. 그 때문에 특히 전압-전류 특성, 써지 내용량, 에너지 내용량, 써지 수명, 평균 펄스 전력, 정전용량 등을 적용회로 조건과 충분히 대조하여 최적의 써지 대책 부품을 선정할 필요가 있다.

(마) 써지 전압의 흡수 위치

써지 전압을 흡수시키는 방법으로는 크게 구분하여 발생측에서의 흡수와 피 보호 회로측에서의 흡수가 있다. 기본적으로는 써지 전압은 발생측에서 흡수 할 수 있으면 다른 넓게 전달되는 것도 없지만 외부 뇌써지와 같이 발생측에서 흡수가 매우 어려운 경우는 자동적으로 피 보호 회로측에서의 흡수가 된다. 일반적으로 발생측에서의 흡수의 대상으로는 개폐 써지를 들 수 있다.

제 8 장 결 론

본 과제에서는 우선, 방사성 잡음을 측정할 수 있는 장비를 구성하고, 전동 드릴, 컴퓨터, 아크용접기, AM 송신 안테나 등에서의 전자파 방사 장애를 측정하였다. 이 측정을 위해 안테나 교정방법을 연구하였다.

전도성 잡음을 측정하기 장비를 구성하였고, 아크 용접기용 전격방지기에서의 전도성 잡음을 측정하였다. 측정 데이터를 자동으로 컴퓨터에 저장할 수 있는 interface card를 설계하였다.

전자회로(특히 PCB 선로들)에서 발생하는 전자파 장애를 연구하기 위해 FDTD(finite-difference time-domain)방법을 이용하여 수치 해석적으로 선로간의 잡음 전달을 계산하고 측정 결과와 비교하였다.

산업안전보건연구원에서 제공한 대형 아크용접기와 전격방지기에서 발산하는 방사성 잡음을 측정하였고, 소형 아크용접기의 전격방지기에 발생하는 전도성 잡음도 측정하였다.

방사성 잡음과 전도성 잡음의 측정 결과들과 서적들, 논문들, workshop hand-outs, 연구보고서들 등을 토대로 전기·전자 기기들의 전자파 내성 향상 방안과 오동작 방지 대책을 제안하였다.

AM 송신용 안테나에 인접한 tower crane에 유도되는 전류가 안테나와의 거리, 크레인 크기와 형태, 후크와 지면의 gap 길이 도는 저항체의 저항에 따라서 어떤 성향을 갖는지 수치 해석적 방법 중의 하나인 Moment Method를 이용하

참 고 문 헌

- [1] W.L. Stutzman and G.A. Thiele, **Antenna Theory and Design**, John Wiley and Sons.
- [2] C.A. Balanis, **Advanced Engineering Electromagnetics**, 1989, John Wiley and Sons.
- [3] 한국전자파학회, “인체보호기준에 관한 전자기장 환경 측정 결과” , 1999년 5월.
- [4] T. Trainotti, "Asymmetric vertical dipole antennas for MF AM transmitting", *IEEE Antennas Propagation Magazine*, Vol. 35, no. 3, pp. 47-50, June 1993.
- [5] T. Trainotti, "Asymmetric vertical dipole antennas for MF AM transmitting Revised", *IEEE Antennas Propagation Magazine*, Vol. 39, no. 4, pp. 69-73, June 1993.
- [6] G. Hall (ed), **The ARRL Antenna Handbook**, The American Radio Relay League, Newington, CT, USA, 1991.
- [7] J. K. Fidler, **Principles and Techniques of Electromagnetic Compatibility**, 1995, CRC.
- [8] J. J. Goedbloed, **Electromagnetic Compatibility**, Prentice Hall, 1990.
- [9] J.P. Mills, **Electromagnetic Interference, Reduction in Electronic Systems**, PTR Prntice Hall, 1993.
- [10] V. P. Kodali, **Engineering Electromagnetic Compatibility: Principles, Measurements, and Technologies**, IEEE Press, 1996.
- [11] L.H. Hemming, Architectural Electromagnetic Shielding

- Handbook: A Design and Specification Guide, IEEE Press, 1992.
- [12] 정혜선, **노이즈방지와 대책**, 성안당, 1992.
 - [13] 정보통신부고시 제1996-78호: **전자파장해방지기준**, 1996년 10월.
 - [14] 정보통신부고시 제1996-79호: **전자파내성기준**, 1996년 10월.
 - [15] 정보통신부고시 제1996-80호: **전자파장해방지시험방법**, 1996년 10월.
 - [16] 정보통신부고시 제1996-81호: **전자파내성시험방법**, 1996년 10월.
 - [17] 강덕근, "새로운 전자파장해관련 기준 제·개정", *전자파기술*, 7권 2호, 2-8쪽, 1996년 12월.
 - [18] 박상서, "전기용품안전관리법의 전자파 관련 기술기준개정", *전자파기술*, 8권 4호, 1-69쪽, 1997년 12월.
 - [19] C.R. Farris, "State of EMC rechnology in the United States", *IEEE Intern. Symp. Electromag. Compatibility*, vol. 1, pp. 14-16, Austin, Texas, August 1997.
 - [20] D.M. Hockanson, J.L. Drewniak, T.H. Hubing, T.P. Van Doren, F. Sha, C. Lam, and L. Rubin, "Quantifying EMI resulting from finite-impedance reference planes", *IEEE Trans. Electromag. Compatibility*, vol. 39, no. 4, pp. 286-297, November 1997.
 - [21] D.A. Hill, D.G. Camell, K.H. Cavcey, and G.H. Koepke, "Radiated emission and immunity of microstrip transmission lines: theory and reverberation chamber measurements", *IEEE Trans. Electromag. Compatibility*, vol. 38, no. 2, pp. 165-172, May 1996.
 - [22] 이재복, 허창수, "전원노이즈 억제용 NCT의 주파수 특성 해석", 한국전자과학회논문지, 제9권, 제6호, 850-859쪽, 1998년 12월.
 - [23] 김선기, "방사성 노이즈 대책부품의 종류와 특성", *전자파기술*, 9권, 2호,

2-16쪽, 1998년 6월.

- [24] 김종호, 윤현보, 백락준, 우종우, "자동차 점화계통에서 발생한 전자파 잡음의 측정 및 통계적 모형", *한국전자파학회논문지*, 제8권, 제4호, 390-402쪽, 1997년 8월.
- [25] H.S. Berger and A. Tsaliovich, "Unlicensed PCS product EMC compliance measurement rationale and alternatives", *IEEE Intern. Symp. Electromag. Compatibility*, vol. 1, pp. 396-401, Santa Clara, USA, August 1996.
- [26] D.H. Trout, "Investigation of the bulk current injection technique by comparison to induced currents from radiated electromagnetic fields", *IEEE Intern. Symp. Electromag. Compatibility*, vol. 1, pp. 412-417, Santa Clara, USA, August 1996.
- [27] 이준환, "가정용 전기기기 및 전동공구류의 시험기준 및 시험 방법", *전자파기술*, 7권, 2호, 38-45쪽, 1996년 12월.
- [28] A. Taflove, **Computational Electrodynamics: The Finite-Difference Time-Domain Method**, Artech House, 1995.
- [29] R.F. Harrington, **Field Computation by Moment Methods**, Macmillan, New York, 1968.
- [30] 이홍민, "주파수별 EMI/ EMC 측정용 안테나", *전자파기술*, 9권, 3호, 3-11쪽, 1998년 9월.
- [31] Automobile 부품 EMS 측정관련 Standard
- [32] W. Boxleitner, **Electrostatic Discharge and Electronic Equipment**, IEEE Press, 1989.
- [33] A. Tsaliovich, **Cable Shielding for Electromagnetic Compatibility**, VNR,

1995.

- [34] 이상설, **전파장해 측정방법에 관한 연구 (전파장해 측정기준(안))**, 전파연구소 연구보고서, 1997.
- [35] CCIR9041 용어정의 (CCV) 제 13권(1권)
- [36] H-01.전자파장해(EMC) 기술세미나 (1990. 12. 18-19)
- [37] H-04. 전자파장해 측정 및 방지기술 세미나 (1991. 11. 28)
- [38] H-06. 92 EMI/EMC 학술강연회 및 기술 세미나 (1992.10.12. -14.)
- [39] H-09. 전자파 장해 기술 강좌 (1993. 6. 3.)
- [40] H-10. 국가 지정 EMI측정시설의 효율적인 운영에 관한 Workshop (1993.9.24)
- [41] H-11. 전자파내성 기술강좌 (94.6.8-9)
- [42] H-13. EMC 기술 세미나 (1994. 11. 3.)
- [43] H-17. 98 전자파장해기술 세미나 (1998. 9.24-25)
- [44] ETRI, "국의 EMC 규제 동향 연구", (최종보고서 1994.12)
- [45] ETRI, "전자파 내성 시험 방법연구", (최종보고서, 1996.2)
- [46] ETRI. "EMC 기술기준 및 측정방법 표준화 연구".
- [47] 전파연구소, "전자파장해 방지기술 연구(4)" (표준 전자계 형성 및 활용기술) (최종보고서, 1993. 1)
- [48] 전파연구소, "전자파장해 방지기술 연구(5)" (최종보고서, 1994. 1)(유선통신 단말기기 및 정보기기 ESD 내성))
- [49] 전파연구소, "전자파 장해 방지기술 연구" (최종보고서, 1995. 1)
- [50] KORA. 국내 전자파 내성에 관한 시험방법 개발 연구 (최종보고서, 1995.7)
- [51] 전파연구소, "EMC 전문 기술교육 (EMC 규격의 국제적 동향)", 1999.9.
- [52] 전파연구소, "EMC 전문 기술교육 (EMC 규격 및 시험 방법)", 1999.9

- [53] 전파연구소, "EMC 전문 기술교육 (정보기기류의 EMC Test)", 1999.9
- [54] 한국전자파학회, "EMC KOREA 99", 1999.9.
- [55] 과학기술정보연구소, "현장에서 EMI 종합대책 및 오동작 방지대책", 1999.12.
- [56] ETRI. "PCB 재료의 EMC특성개선에 관한 연구" (최종보고서, 1998. 11)

연구과제명: 전자파에 의한 기기설비 오동작 방지대책

연구자료(연구원 2000-15-135)

발 행 일 : 2000.

발 행 인 : 원 장 정 호 근

연구책임자 : 책임연구원 이 형 수

발 행 처 : 한국산업안전공단 산업안전보건연구원

주 소 : 인천광역시 부평구 구산동 34-6

전 화 : (032) 5100-836

팩 스 : (032) 518-0867

인 쇄 처 : 영진인쇄사 (02) 734-3713