

工學碩士 學位論文

광대역 EMC Filter의 설계 및 제작에 관한 연구

A Study on Design and Fabrication of
Broad-Band EMC Filter

指導教授 金 東 一

2003 年 2 月

韓國海洋大學校 大學院

電 波 工 學 科

具 東 佑

工學碩士 學位論文

광대역 EMC Filter의 설계 및 제작에 관한 연구

A Study on Design and Fabrication of
Broad-Band EMC Filter

指導教授 金 東 一

2003 年 2 月

韓國海洋大學校 大學院

電 波 工 學 科

具 東 佑

本 論 文 을 具 東 佑 의 工 學 碩 士
學 位 論 文 으 로 認 准 함

委 員 長 : 工 學 博 士 閔 庚 植 (印)

委 員 : 工 學 博 士 趙 炯 來 (印)

委 員 : 工 學 博 士 金 東 一 (印)

2002 年 12 月 21 日

韓 國 海 洋 大 學 校 大 學 院

電 波 工 學 科

具 東 佑

Abstract

Since the occupation density of microwave frequency band is highly increased, the electromagnetic environment is getting worse seriously. It is sometimes reported that electronic machines are not normally operated because of the influence of undesired electromagnetic wave. It often gives fatal blow to even human life and thus becomes serious social problems. Some international organizations such as IEC, FCC, CISPR, VCCI, VDE, ANSI, etc., have enacted laws and regulations related to the protection against EMI (Electromagnetic Interference) and EMS (Electromagnetic Susceptibility), are farther strengthening the regulations.

To meet these tendency, in this thesis, a kind of electromagnetic compatibility (EMC) problems was solved by developing a broad-band EMC filter. As a solution, an EMC filter has been designed which is composed of feed-through capacitors and ferrite beads with high permeability. The proposed EMC filter satisfied the EMC requirements for a wide-band noise signal from 10 MHz to 1.5 GHz in power supply line. The optimum values of the ferrite bead structure and capacitance of the feed-through capacitors was found by calculating the load effect of ferrite beads and the filtering performances.

As a result, the filter showed excellent differential- and common-mode noises filtering characteristics above with 28 to 70 dB in the frequency band from 10 MHz to 1.5 GHz. The immunity characteristics are improved more than 10 to 30 dB over the frequency band from DC to 1.8 GHz.

Nomenclature

a	:	Single Conductor of Radius
C	:	Capacitance per unit length
F	:	ABCD Matrix
f	:	Frequency
f_m	:	Relaxation Frequency
G	:	Conductance
I	:	Current
I_c	:	Common-Mode Current
I_d	:	Differential-Mode Current
i_0	:	Lumped Current
K	:	Relative Permeability in DC
L	:	Inductance per unit length
ℓ	:	Finite Line of length
M	:	Mutual Inductance
R	:	Resistance per unit length
T	:	Transmission Coefficient
V	:	Voltage
V_c	:	Common-Mode Voltage

V_d	:	Differential-Mode Voltage
v_0	:	Lumped Voltage
Y	:	Admittance
Z	:	Impedance
β	:	Phase Constant
γ	:	Propagation Constant
ϵ	:	Permittivity
ϵ_0	:	Permittivity of Vacuum
λ	:	Wavelength
μ	:	Permeability
μ_i	:	Initial Permeability
μ_0	:	Permeability of Vacuum
σ_w	:	Conductivity
Φ	:	Magnetic Flux

- 목 차 -

Abstract	i
Nomenclatures	ii
제 1 장 서 론	1
1.1 연구 배경	1
1.2 연구 목적	3
1.3 연구 내용	4
제 2 장 광대역 EMC Filter의 해석	5
2.1 전자시스템의 EMC 요구	5
2.2 전송선로의 모드 해석	11
2.3 EFT 특성	16
2.4 EFT의 결합 경로	19
2.5 관통형 컨덴서와 페라이트 비드 특성	24
제 3 장 광대역 EMC Filter의 설계 및 제작	33
3.1 광대역 EMC 필터의 설계	33
3.2 광대역 EMC 필터의 삽입손실 계산	35
제 4 장 광대역 EMC Filter의 특성 분석	41
4.1 제작한 광대역 EMC 필터의 삽입손실 측정 분석	41
4.2 과도전압(EFT) 특성 분석	46
제 5 장 결 론	50
참고문헌	51
본 연구와 관련된 발표 논문	54

제 1 장 서 론

1.1 연구배경

산업이 발전되면서 전기·전자 장치 및 정밀제어 시스템들의 안전 동작과 정밀한 제어에 대한 요구조건이 강화되고 있으며 이를 만족시키기 위한 연구도 활발히 진행되고 있다. 특히, 정밀 전기·전자기기들이 외부의 전원장해 및 과도 전압에 의하여 오동작 되거나 부품이 파괴되어 컴퓨터의 기억장치가 지워지는 등 그 피해가 늘고 있어 이에 대한 보호대책이 요구되고 있다. 디지털 기기의 오동작 문제는 제어 장치의 다양화와 함께 최근 수년간 관심의 초점이 되어 왔다. 이러한 문제점은 전기·전자부품에서 집적화된 소자(IC, LSI 등)를 사용하게 되었고, 개인 및 마이크로 컴퓨터 등이 급속도로 보급되었기 때문이다. 일반적인 노이즈원의 전달경로로 공간을 이용한 방사와 전원선 또는 신호선을 이용한 전도가 있다[1]~[2]. 그 중 전도에 의한 노이즈의 이동은 다양한 형태의 노이즈로 인해 대책이 어렵다. 이러한 문제점을 해결하기 위해 Ott (1976)[3], Morrison (1977)[4], Ricketts (1976)[5], Lee (1986)[6] 등의 EMC (Electromagnetic Compatibility ; 전자파양립성)전문가들이 앞다투어 대책법을 강구하고 있다. 특히, 유도형 소자에서의 전력증가 및 고속에 의한 개폐로 과도전압에 의한 장해가 증대되고 있다. 과도전압은 Kreider (1977)[7], Thomas와 Pitts (1983)[8] 등에 의해 측정 보고되었고, 스위칭에 의한 과도현상도 Mills (1969)[9], Mellitt (1974)[10], Howell (1979)[11], Shi와 Showers (1984)[12] 등에 의해 어느 곳에서나 발생하고 있으며, 이것을 억제한다는 것은 쉬운 일이 아니다라고 조사되었다.

전자기 차폐가 효과적일 수 있으나 기기의 구조, 형태, 재질 등이 문제가 되기 때문에 실제로 적용하여 사용하기는 간단하지 않다 [13]. 따라서, 이러한 과도전압은 대상 기기에 직접적인 피해 및 잠

정적인 피해를 주고 있으며, 직접적인 피해는 IC가 파괴될 정도의 높은 정전압이 직접 가해져 물리적 손상을 발생시키는 경우이고, 잠정적인 피해는 시간을 두고 서서히 소자의 성능을 저하시켜 파괴되는 것을 말한다. 그래서 기존의 EFT (electric fast transient) 대책 방법으로 잘 알려진 접지법을 사용하며, 방사에 의한 EFT는 차폐에 의한 방법으로 대책을 하고 있다. 그리고 전도성에 의한 EFT는 필터를 사용하여 대책하고 있으나, 100 MHz 이상의 주파수 대역에서 큰 효과를 거두지 못하고 있다[14].

일반적인, EMI (Electromagnetic Interference ; 전자과장해)에 대한 대책방법으로는 전도성 노이즈의 모드에 따라 EMI용 대책 전원 필터를 사용하여 국제적으로 CISPR (Comite Internationale Special des Perturbations Radioelectrique ; 국제무선장해특별위원회)에서는 150 kHz ~ 30 MHz, FCC (Federal Communications Commission ; 미연방통신위원회)에서는 450 kHz ~ 30 MHz의 대역에서 규제를 따르고 있다. 그러나 전자 및 정보기기의 사용 급증으로 전도성 노이즈의 광대역화가 발생하고 높은 주파수대를 형성하는 과도현상 등이 점차 증가하고 있어, 이에 따른 새로운 형태의 광대역 EMC 필터가 필요하다.

1.2 연구목적

EMI 및 EMC에 대한 심각성은 날로 대두되고 있으며, 그 적용범위도 점차 확대되어가고 있다. CISPR의 Pub.22에 따르면, 전도성과 방사성에 대한 EMI 규제를 150 kHz ~ 1,000 MHz의 대역에서 전자기기로부터의 불요전자파를 규제하고 있으며, 그 범위 또한 확대될 예정이다[15].

이러한 불요전자파가 존재하는 지역에서 오동작 및 대상기기들이 물리적인 손상을 받지 않기 위해서는 정확하고 정밀한 노이즈의 분석과 발생장소에 대해서 적절하게 대책해야 한다. 기존의 대책방법으로는 전도성 노이즈의 모드에 따라 분석하여, 전원선에 트로이달형 페라이트를 장착한 필터를 사용하여 대책하고 있으나 이러한 대책 방법은 300 MHz이상 회로에서 캐패시턴스와 인덕턴스의 수동소자 L, C들이 갖는 고유 공진점 즉 기생리액턴스 성분의 발생으로 이 소자특성을 저하시켜 정상 동작 및 광대역화가 어려운 문제점이 있다[16].

본 논문에서는 광대역 대책방법으로 공진점이 없는 소자 즉, 관통형 컨덴서 (feed-through capacitor) 및 페라이트 비드 (ferrite bead)를 사용하여 전도성 노이즈 및 과도전압을 대책 하고자 한다. 여기서 관통형 컨덴서의 용량값은 생산시 정해져 알 수 있으나, 과도현상의 억제에 좋은 특성을 가지는 페라이트 비드는 인덕터 값이 불분명하고, 부하효과의 수치해석이 아직 규명되어 있지 않아 체계적이고, 경제적인 대책이 어렵다.

따라서, 페라이트 비드를 케이블에 장착시 수치 해석 및 실험을 통해서 확인해 보려 한다. 또 일반 PCB 기판상에서 접지선의 이중 접지로 루프에 의한 공통 모드 (Common-mode) 노이즈를 유발시켜 회로에 치명적인 장애원이 된다. 이러한 문제를 해결하기 위해 본 논문에서는 공통 모드와 차동 모드 (Differential-mode)으로 해석하여 공통 모드에서는 10 MHz ~ 1.5 GHz에서 25 dB ~ 50 dB의

감쇠 효과를 얻고, 차동 모드인 경우 10 MHz ~ 1.5 GHz에서 30 dB ~ 70 dB의 감쇠 효과를 가지면서, EFT 특성에서는 IEC 61000-4-4[17]를 적용하여 DC ~ 1.8 GHz에서 무대책시보다 10 dB ~ 30 dB의 감쇠특성을 나타내는 광대역 EMC 필터의 개발을 목적으로 한다. 이러한 광대역 EMC 필터는 차후 경제적이고 체계적인 대책법으로써 가정용이나, 산업용 고속영상 전송케이블 및 일반케이블에 널리 활용될 수 있을 것으로 기대한다.

1.3 연구 내용

일반 전자기기 및 제어기기의 전원선에 사용되고 있는 EMI 필터는 전형적인 저역통과 필터의 구조로 소자의 특성에 따라 전 대역에서 우수한 감쇠특성을 갖기가 힘들다. 컴퓨터나 모터 및 전원의 개폐시 발생하는 과도전압에 대해서는 L, C 소자가 각각의 주파수 의존성을 가졌기 때문에 광대역화를 위한 대책 수립이 어렵다.

특히 요즘 들어 오염된 전원에 의해서 다양한 형태의 노이즈와 불규칙하며 광대역적인 노이즈 분포에 의해 이를 대책할 수 있는 광대역 EMC 필터가 절실히 필요하다.

따라서 본 연구에서는 필터의 공통 모드와 차동 모드로 해석하고, 그에 따른 삽입손실을 계산하여 최적의 광대역 EMC 필터를 개발하였다. 그리고, 제작한 필터의 삽입손실을 10 MHz ~ 1.5 GHz 대역에서 측정 및 분석을 하였다. 그리고 EFT의 억제법으로 특히 국제 규격인 IEC 61000-4-4에 적용하여 특성을 알아보았다.

제 2 장 광대역 EMC filter의 해석

2.1 전자시스템의 EMC 요구

2.1.1 전자시스템에서의 간섭과 EMC 문제

전자·전기기기로 부터 생성된 노이즈가 상호간에 정상동작의 수행을 저해하지 않을 때 우리는 이러한 전자기기를 전자기적으로 양립이라 한다. 일반적으로 EMI / EMS(Electromagnetic Susceptibility ; 전자과감응성)에 대한 용어의 정의 및 개념이 국제적으로 표준화되어 있어 대부분의 경우에 전자과장해 및 전자과내성이라고 하며, 이 두 가지의 만족도를 EMC라 한다. 이것이 의미하고 있는 내용은 현대 정보화 사회의 모든 전자·전기기기에 관련이 있고, 우리의 일상생활에 직접 영향을 주고 있으며, 앞으로는 점점 더 그 영향이 커질 것으로 예상된다. 따라서 EMC는 불요전자과 환경 내에서 기기 상호간의 정상적인 동작을 수행할 수 있는 이상적인 형태라 할 수 있다 [18],[19].

이러한 EMC의 전자과 간섭은 전자시스템에서 크게 전기·전자장치에서의 간섭 현상과 방송·통신장치에서의 간섭 현상이 있다.

1) 전기·전자장치에서의 간섭 및 EMC 문제

EMI 및 EMS는 그림 2.1에 나타내는 바와 같은 경로에 의하여 이루어진다. 여기서, 잡음원은 이러한 전자과장해 현상을 보다 구체적으로 결합 경로의 형태에 따라 크게 분류하면 그림 2.2와 같다. 여기서는 실질적으로 일반 전기·전자시스템으로 구성된 정보기술장치가 이러한 분류에 의해 어떤 형태로 전자과장해 현상이 많이 일어나는지 살펴보자. 전도감응에 관한 장해원은 전력설비에서의 방해가 가장 많고, 그 다음이 낙뢰, 정전기 방전, 통신/방송 전과의 순서로 이어지는 것으로 파악되고 있다. 낙뢰에 관하여 직격뇌가 발생하는 것은 극히

회박하고, 전원선 또는 통신선에 유도되어 전달되는 것이 대부분이다.

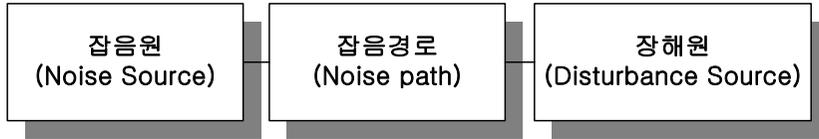


그림 2. 1 EMI 및 EMS의 잡음경로

Fig. 2. 1 Noise path of EMI or EMS.

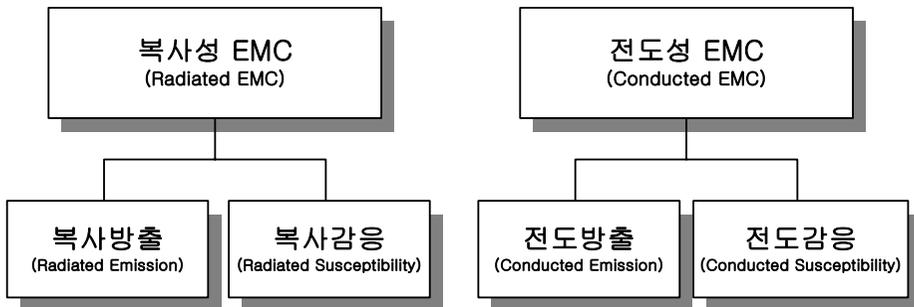


그림 2. 2 EMC의 결합경로에 따른 분류

Fig. 2. 2 The classification according to path coupling of EMC.

정보기술장치의 경우 전자파 장해는 전력설비, 낙뢰, OA기기, 가전기기, 정전기 방전의 순으로 나타난다. 산업·과학·의료용(ISM; Industrial, Science, and Medical) 고주파 이용설비에서도 전력설비가 가장 많고, 그 다음이 정전기 방전, 낙뢰, OA기기가 같은 정도로 이어진다. 일반 전기·전자장치는 정전기 방전이 제일 많고, 그 다음은 OA기기, 가전기기, 전력 설비, 낙뢰, ISM기기가 같은 정도로 장해를 받고 있다. 자동차, 항공기 등이 포함되는 그 밖의 기기에서는 전력설비, 통신/방송 전파 및 그 밖의 장해원이 같은 비율로 기인하고 있다.

복사감응은 장해 전자파가 공간을 통해 전달되어 기기에 직접 장해를 끼치는 것에 대한 내성을 나타내고 있으므로 통신/방송 전파가 가장 큰 장해원이 되는 것은 당연하다. 그 다음이 정전기 방전인

데, 이것은 직접 방전이 아니고 간접 방전이 주이다. 최근의 컴퓨터는 고속으로 동작하기 위해 간접 정전기방전에도 민감해진 것으로 판단된다.

전도방출은 대개 60 MHz 이하의 주파수에서 발생하는 장해이므로 스위칭 전원에서 발생하는 장해 전자파가 가장 많다. 다음이 기기의 클럭 신호가 외부에 누설되는 경우이고, 그 다음은 발진회로로부터 누설하는 장해 전자파, 스위치의 개폐시에 발생하는 장해 전자파의 순으로 이어진다. 이 밖에도 전자레인지의 마그네트론, 에어컨의 인버터부, 자동차 내의 교류 발전기나 스타터용 전동기 등이 주요 전도장해원이 되고 있다. 장치별로 보아도 정보기술장치가 산업·과학·의료용 고주파 이용설비, 일반 전기·전자장치 및 그 밖의 기기 모두에 대해 전체 경향이 같은 형태로 나타나며, 스위칭 전원이 가장 많고, 그 다음이 신호의 클럭, 발진회로의 순으로 되는 것으로 파악되고 있다[20].

복사방출은 주로 30 MHz 이상의 주파수에서 발생하는 장해이므로 기기의 클럭 신호의 영향이 가장 크다. 다음이 스위칭 전원이고, 그 다음이 발진회로로 파악되고 있으며, 전도방출과 거의 같은 경향을 보인다. 특히, 산업·과학·의료용 고주파 이용설비에 대해서는 방전과 스위치의 개폐시 방사 노이즈의 발생을 무시할 수 없다.

2) 방송·통신장치에서의 전자파 간섭 및 EMC 문제

방송 및 통신장치의 전자파장해로 인한 수신장해는 전자파장해 현상에서 가장 오래된 역사를 가지고 있다. 이러한 전자파장해는 일반적인 전기·전자장치로부터 발생하는 광대역 장해 전자파에 의한 것과 의도적으로 전파를 발생시키는 송신장치에 의해 발생된다. 간단한 예로써 전기면도기를 사용할 때 인접한 텔레비전 수신기에 전자파잡음이 발생하는 것을 흔히 볼 수 있다. 이러한 현상은 전기면도기로부터 발생된 광대역 전자파의 복사레벨이 주파수 특성을 가지며, 텔레비전 수신기의 선택도보다 복사레벨이 높은 주파수대역에

서는 텔레비전 수신기에서 전자파장해가 일어나 화면에 점이나 줄 등이 발생하는 것이다. 물론 수신기 입력단에서의 장해 전자파 복사 레벨이 텔레비전 수신기의 선택도보다 낮은 주파수대역에 수신기가 동조되어 있다면 전자파장해 현상은 발생되지 않을 것이다. 이러한 이유로 방송·통신장치의 보호를 위해 일반적인 전기·전자장치로부터의 전자파방출을 규제하고 있으며, 규제의 당위성도 이러한 이유로부터 찾을 수 있다

일반적으로 통신망을 설계할 때 전자파장해가 일어날 것인가를 반드시 검토하여야 하며, 통신시스템에서의 전자파장해 현상은 다음 세가지의 범주에 속한다.

- ① 동일채널 간섭(co-channel interference)
- ② 인접채널 간섭(adjacent channel interference)
- ③ 대역외 간섭(out-of-band interference)

이러한 전자파장해를 분석할 때는 송신기의 출력, 송신안테나의 수신안테나 방향으로의 안테나이득, 송신기와 수신기 사이의 전파손실, 수신안테나의 송신안테나 방향으로의 안테나이득, 수신기의 감도 등을 고려한다. 전자파장해 기술에서는 주로 대역외 간섭에 관심을 가지며, 다른 종류의 간섭은 대개 스펙트럼공학 기술 분야에서 간섭 계산 등을 실시한다. 특히 대역외 간섭은 다음과 같은 세가지 형태의 간섭을 생각할 수 있다. 즉, 송신기의 고조파 방출(harmonic emission)이 수신기의 기본파 응답(fundamental response)과 중첩을 일으키는 경우, 송신기의 기본파 방출(fundamental emission)과 수신기의 스퓨리어스 응답(spurious response)이 중첩을 일으키는 경우, 송신기의 고조파 방출과 수신기의 스퓨리어스 응답이 중첩을 일으키는 경우이다. 이와 같은 전자파장해 현상을 방지하기 위해서는 의도적 전자파의 고조파 방출은 물론 수신기의 스퓨리어스 응답도 규제해야 하며, 우리나라에서는 전파법에서 이것을 다루고 있다[19].

2.1.2 간섭문제 해결과 일반적인 EMC 대책법

장해원으로부터 발생된 장해 전자파는 하나 또는 그 이상의 결합 경로를 통해 감응체로 전달된다.

전기장 및 자기장 결합은 복사성 전자파장해의 원인이 되고, 용량성결합, 유도성결합, 공통 임피던스 결합은 인접한 결합메커니즘으로서 전도성 전자파장해의 원인이 된다. 장해원과 감응체 간의 전달메커니즘은 직렬 또는 병렬로 결합이 이루어져 복사 및 전도 두 형태를 모두 포함할 수 있다. 대개 복사잡음은 수신안테나로 동작하는 케이블 하니스(wiring harness)에 전류를 유기시키고, 이러한 전도전류가 장치의 입력단을 통해 차폐된 부품 내부로 들어감으로써 부품의 오동작을 유발할 수 있다. 이와 같이 다양한 전자파장해 결합메커니즘의 결합정도에 영향을 미치는 요인에는 차폐, 접지, 필터링, 케이블 하니스와 모든 도전구조를 포함한 전기·전자부품의 배치 관계 등이 있다.

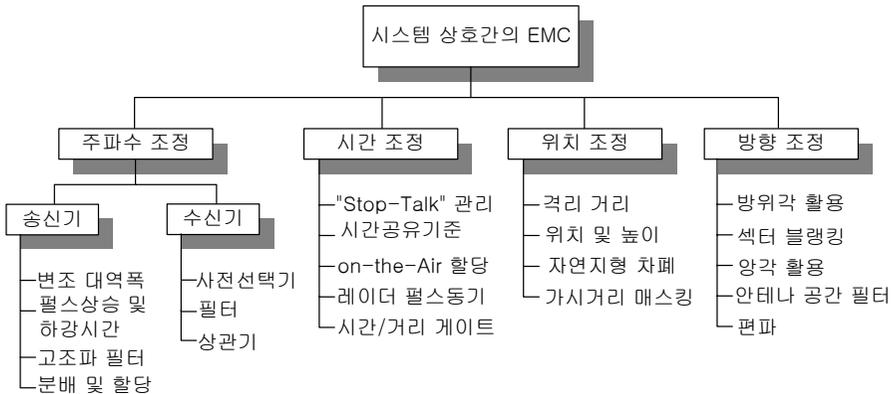


그림 2. 3 시스템 상호간의 전자파장해 대책기법

Fig. 2. 3 EMI countermeasure method of mutual system.

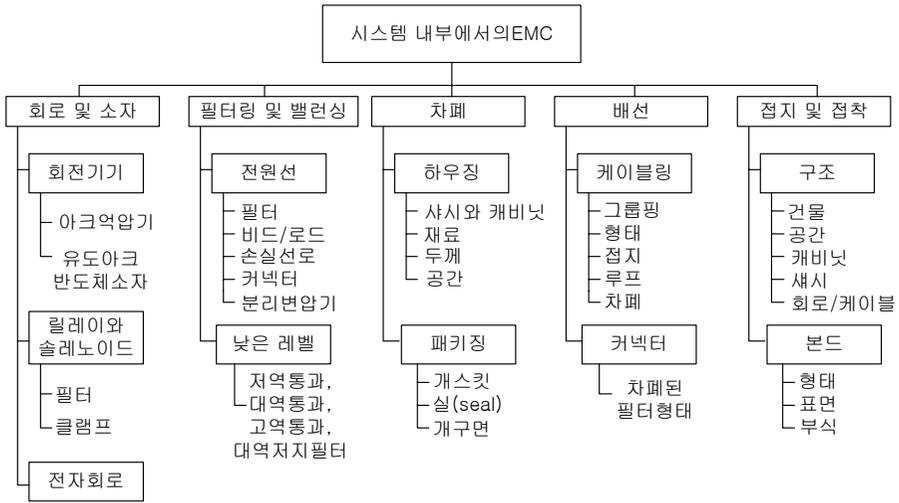


그림 2. 4 시스템 내부에서의 전자파장해 대책기법

Fig. 2. 4 EMI countermeasure method of inside system.

전자파장해 현상은 시스템 상호간의 장해현상과 시스템 내부에서의 장해현상으로 나눌 수 있다. 따라서 이러한 전자파장해의 대책기법도 그림 2.3 및 그림 2.4와 같이 두 부분으로 나뉘어진다. 시스템 내부에서의 장해현상에 대한 대책기법에는 기본적으로 대책회로 및 부품, 필터링기법 및 밸런싱기법, 차폐기법, 배선 및 접지기법이 포함되며, 본딩, 커넥터, 개스킷 등도 이러한 범주내에 속한다. 시스템 상호간의 장해현상에 대한 대책기법에는 기본 주파수제어기법, 시간제어기법, 위치제어기법, 방향성제어기법이 포함된다.

그림 2.3과 그림 2.4와 같은 대책기법을 위해 시스템 개발의 여러 단계, 즉 시제품 개발, 기획, 설계, 양산품 생산, 시험 및 평가 등과 관련하여 다양한 방법과 절차 등이 사용되며, 각 단계에 알맞게 적절한 방법이 선별적으로 채택된다. 이러한 방법들은 제품의 초기 단계에는 매우 다양하게 선택될 수 있고, 대책에 투입되는 비용도 적으나 최종 단계로 갈수록 선택할 수 있는 대책방법의 폭은 매우 좁아지고 비용 역시 커진다. 따라서 여러 가지 대책기법을 고려하여 제품 개발의 초기설계 단계에서 전자파장해 현상을 제어하는 것이 바람직하다[21].

2.2 전송선로의 모드 해석

그림 2.5에 보인 바와 같이 그라운드 도체에 대하여 선로의 굵기가 같은 평행 2도선 선로를 고려해 본다. 선로 길이는 파장에 비해 긴 것으로 하며, 분포정수회로로 취급한다. 선로의 1차정수로서, 단위길이 당 저항을 R , 자기인덕턴스를 L , 상호 인덕턴스를 M , 자기정전용량을 C_1 , 상호정전용량을 C_{12} 라 한다. 그라운드 도체에 대해 평행한 2도선이므로, R, L, C_1 는 양 선로 모두 동일하며, 그라운드 도체가 저항을 갖는 경우에는, 그것도 포함한 값으로 한다. 선로의 방향을 z 축으로 취하고, 전단($z=0$)에서 거리 z 의 점에 있어서 각 도선의 전류를 $I_1(z), I_2(z)$, 전위가 0인 그라운드 도체에 대한 각 도선의 전압을 $V_1(z), V_2(z)$ 라 하면,

$$\left. \begin{aligned} -\frac{dV_1(z)}{dz} &= Z_1 I_1(z) + Z_m I_2(z) \\ -\frac{dV_2(z)}{dz} &= Z_m I_1(z) + Z_2 I_2(z) \end{aligned} \right\} \quad (2.1)$$

$$\left. \begin{aligned} -\frac{dI_1(z)}{dz} &= Y_1 V_1(z) + Y_m V_2(z) \\ -\frac{dI_2(z)}{dz} &= Y_m V_1(z) + Y_2 V_2(z) \end{aligned} \right\} \quad (2.2)$$

$$\text{단, } \left. \begin{aligned} Z_i &= R_i + j\omega L_i, \quad Z_m = j\omega M \\ Y_1 &= j\omega C_1, \quad Y_m = j\omega C_{12} \end{aligned} \right\}$$

V_1, V_2, I_1, I_2 를 1차 변환하여 공통 모드 전압과 전류 V_C 와 I_C 차동 모드 전압과 전류를 V_N 과 I_N 을 고려하면 식 (2.3)이 얻어진다.

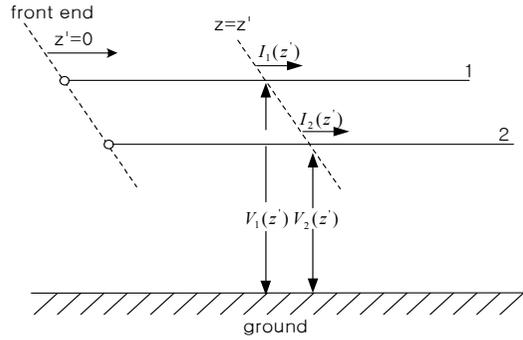


그림 2. 5 평형 2도선의 전송 선로

Fig. 2. 5 Transmission line of parallel two-wire line.

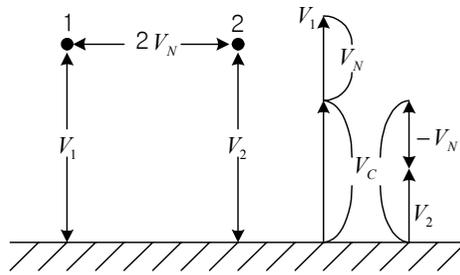


그림 2. 6 모드 전압원

Fig. 2. 6 Mode voltage.

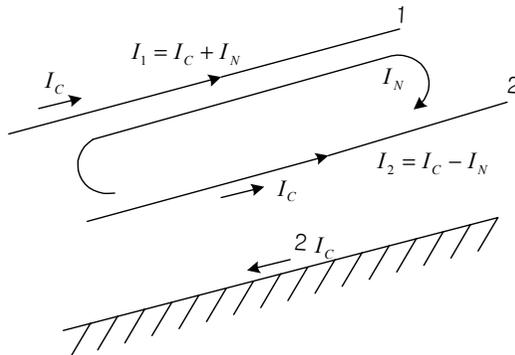


그림 2. 7 모드 전류원

Fig. 2. 7 Mode current.

$$\left. \begin{aligned} V_C(z) &= [V_1(z) + V_2(z)]/2, \\ V_N(z) &= [V_1(z) - V_2(z)]/2, \\ I_C(z) &= [I_1(z) + I_2(z)]/2, \\ I_N(z) &= [I_1(z) - I_2(z)]/2 \end{aligned} \right\} \quad (2.3)$$

그림 2.6 및 2.7에서 보는 바와 같이 V_C 는 도선과 그라운드 도체 간의 전압이며, 도선 1, 2에 동상으로 가한 전압, V_N 은 도선간 전압의 1/2, I_C 는 양 도선을 동상으로 흘러 그라운드 도체를 feed-back으로 한 전류, I_N 은 양 도선간을 feed-back하는 전류이다. 식 (2.1)~(2.3) 및 (2.4)로부터,

$$\left. \begin{aligned} V_1(z) &= V_C(z) + V_N(z), \\ V_2(z) &= V_C(z) - V_N(z), \\ I_1(z) &= I_C(z) + I_N(z), \\ I_2(z) &= I_C(z) - I_N(z). \end{aligned} \right\} \quad (2.4)$$

$$\left. \begin{aligned} -[dV_C(z)/dz] &= (Z_1 + Z_m)I_C(z) \\ -[dI_C(z)/dz] &= (Y_1 + Y_m)V_C(z) \end{aligned} \right\} \quad (2.5)$$

$$\left. \begin{aligned} -[dV_N(z)/dz] &= (Z_1 - Z_m)I_N(z) \\ -[dI_N(z)/dz] &= (Y_1 - Y_m)V_N(z) \end{aligned} \right\} \quad (2.6)$$

로 되며, (V_C, I_C) 조와 (V_N, I_N) 조로 분리한다. 즉, $(V_C,$

I_C)와 (V_N, I_N) 는 서로 독자적으로 전송됨을 알 수 있다. (V_C, I_C) 에 의한 전파 모드는 공통 모드, (V_N, I_N) 에 의한 전파 모드는 차동 모드라 한다. 식 (2.5)와 식 (2.6)으로부터,

$$\left. \begin{aligned} d^2 V_C(z)/dz^2 &= (Z_1 + Z_m)(Y_1 + Y_m)V_C(z) \\ d^2 I_C(z)/dz^2 &= (Z_1 + Z_m)(Y_1 + Y_m)I_C(z) \end{aligned} \right\} \quad (2.7)$$

$$\left. \begin{aligned} d^2 V_N(z)/dz^2 &= (Z_1 - Z_m)(Y_1 - Y_m)V_N(z) \\ d^2 I_N(z)/dz^2 &= (Z_1 - Z_m)(Y_1 - Y_m)I_N(z) \end{aligned} \right\} \quad (2.8)$$

공통 모드의 전파정수를 γ_C , 차동 모드의 전파상수를 γ_N 이라고 하면,

$$\left. \begin{aligned} V_C(z) &= V_C^{(+)} \epsilon^{-\gamma_C z} + V_C^{(-)} \epsilon^{\gamma_C z} \\ I_C(z) &= I_C^{(+)} \epsilon^{-\gamma_C z} + I_C^{(-)} \epsilon^{\gamma_C z} \\ \gamma_C &= \sqrt{(Z_1 + Z_m)(Y_1 + Y_m)} \end{aligned} \right\} \quad (2.9)$$

$$\left. \begin{aligned} V_N(z) &= V_N^{(+)} \epsilon^{-\gamma_N z} + V_N^{(-)} \epsilon^{\gamma_N z} \\ I_N(z) &= I_N^{(+)} \epsilon^{-\gamma_N z} + I_N^{(-)} \epsilon^{\gamma_N z} \\ \gamma_N &= \sqrt{(Z_1 - Z_m)(Y_1 - Y_m)} \end{aligned} \right\} \quad (2.10)$$

단, $V_C^{(+)}$, $V_C^{(-)}$, $I_C^{(+)}$, $I_C^{(-)}$, $V_N^{(+)}$, $V_N^{(-)}$, $I_N^{(+)}$, $I_N^{(-)}$ 는 선로단 조건으로 정해지는 정수이다.

윗 식에서 V_C, I_C, V_N, I_N 의 제 1 항은 $+z$ 방향에의 진

행파, 제 2 항은 $-z$ 방향에의 진행파이다. 이들 진행파에 대해서,

$$\left. \begin{aligned} I_C^{(+)} &= V_C^{(+)} / Z_{OC}, \quad I_C^{(-)} = -V_C^{(-)} / Z_{OC} \\ I_N^{(+)} &= V_N^{(+)} / Z_{ON}, \quad I_N^{(-)} = -V_N^{(-)} / Z_{ON} \end{aligned} \right\} \quad (2.11)$$

여기서, 공통 모드의 특성 임피던스 Z_{OC} 는

$$Z_{OC} = \sqrt{(Z_1 + Z_m) / (Y_1 + Y_m)} \quad (2.12)$$

이며, 차동 모드의 특성 임피던스 Z_{ON} 은

$$Z_{ON} = \sqrt{(Z_1 - Z_m) / (Y_1 - Y_m)} \quad (2.13)$$

이다. 따라서, 식 (2.9)과 식 (2.10)은 식 (2.14)와 식 (2.15)로 나타낼 수 있다[22].

$$\left. \begin{aligned} V_C(z) &= V_C^{(+)} \epsilon^{-\gamma_C z} + V_C^{(-)} \epsilon^{\gamma_C z} \\ I_C(z) &= [V_C^{(+)} \epsilon^{-\gamma_C z} + V_C^{(-)} \epsilon^{\gamma_C z}] / Z_{OC} \end{aligned} \right\} \quad (2.14)$$

$$\left. \begin{aligned} V_N(z) &= V_N^{(+)} \epsilon^{-\gamma_N z} + V_N^{(-)} \epsilon^{\gamma_N z} \\ I_N(z) &= [V_N^{(+)} \epsilon^{-\gamma_N z} + V_N^{(-)} \epsilon^{\gamma_N z}] / Z_{ON} \end{aligned} \right\} \quad (2.15)$$

2.3 EFT의 특성

일반적인 전자과장해는 방사된 노이즈가 공간을 통하여 오동작을 일으키는 것 보다 전도매체를 통하여 영향을 끼치는 경우가 다수를 차지하고 있다. 그러나 일반적으로 전도성에 의한 전자과장해는 단순한 형태에 의한 노이즈로 알고 있으나 발생원기기의 회로망적 구성과 사용 주파수 공급 전원 공간 배치 등의 복합적인 요인에 의해 산발적 또는 일시적으로 빠르게 발생하여 그 대책이 무엇보다도 어렵다[24].

표. 1 EFT의 IEC 6100-4-4에 대한 시험 파라미터

Table. 1 Test parameter for IEC 61000-4-4 of EFT.

$t_b=15\text{ms}; t_i=300\text{ms}, t_r=5\text{ns} \quad t_d=50\text{ns}$			
level	Test voltage on power line(kV)	Test voltage on signal/data/control line(kV)	t_p μs
1	0.5	0.25	200
2	1	0.5	200
3	2	1	400/200
4	4	2	400
Tolerance for t_b and t_i is 20%; tolerance for t_r and t_d is 30% Tolerance for test voltage is +10%; tolerance for t_p is +20%			

특히 많이 발생되고 있는 과도현상은 표. 1에서 보는 바와 같이 IEC 61000-4-4에 의해 적용하고 있으며 4단계로 그 강도를 달리 적용한다.

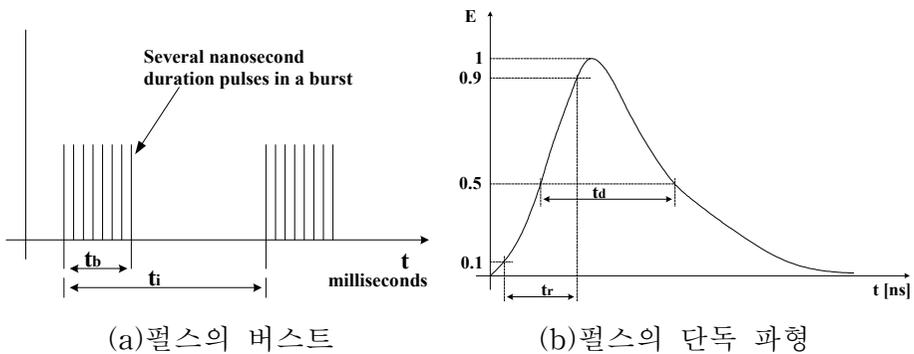
$$V(t) = A V_p (1 - e^{-\frac{t}{t_1}}) e^{-\frac{t}{t_2}} \quad (2.16)$$

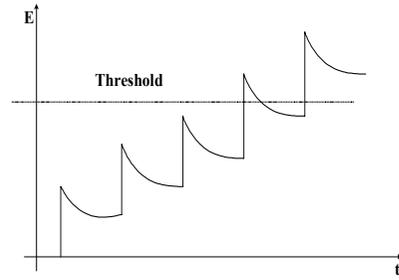
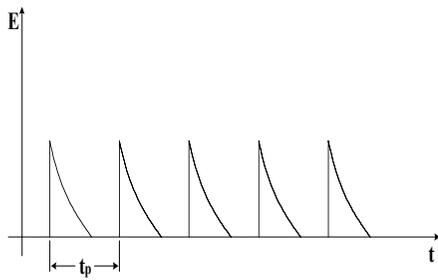
여기서 A는 상수

V_p 는 개방회로전압의 최고 피크값

$$t_1 = 3.5 \text{ ns}, t_2 = 55.6 \text{ ns}$$

EFT 파형의 표현은 식 (2.16)과 같고, 그림 2.8의 EFT 신호를 사용하여 근접공간에서 반복적인 서지를 용량적인 결합을 통해 주입하는 시험으로 장치류의 오동작에 대한 내성을 평가하기 위해 정해졌다. 위와 같은 EFT 시험은 프로세서 제어기가 계전기(Relay)나 스위칭소자로부터 발생하는 연속적인 개·폐 서지에 대한 내성을 평가하기 위한 것으로, 프로세서로 제어되는 자동화기기의 오동작과 상관관계가 깊다. 현재 규정된 신호레벨의 펄스 열과 반복주파수 등의 변경 요구에 대한 의견이 제시되어 있어 앞으로 일부 항목이 변경 또는 추가 될 수 있다[17].





(c) 버스트에서 펄스의 간격

(d) 전압의 box-car buildup

그림 2. 8 과도전압의 파형(t_b ; 버스트 지속기간, t_i ; 버스트 간격, t_p ; 펄스간격, t_r ; 펄스 상승시간, t_d ; 펄스 지속시간)

Fig. 2. 8 Waveform of electrical fast transients(t_b ; burst duration, t_i ; burst interval, t_p ; pulse interval, t_r ; pulse rise time, t_d ; pulse duration).

2.4 EFT의 결합 경로

EFT 신호가 전원선을 타고 기기내로 유입시 오동작을 일으키는 경로는 다음 3가지 결합경로를 통해 오동작을 일으킨다.

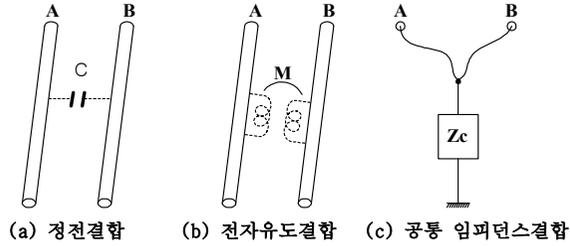


그림 2. 9 EFT의 다양한 결합 경로

Fig. 2. 9 Various coupling path of EFT.

2.4.1 정전 결합

정전결합이란 두 도체간에 존재하는 용량 ($C = \epsilon_s \cdot s/d$)에 의해 결합되므로 아래 그림의 피유도선 B와 접지간 임피던스 Z_L 을 R_L 과 C_L 의 조합을 나타내면 정전용량에 의한 발생 노이즈 V_N 은 식 (2.17)로 나타내진다.

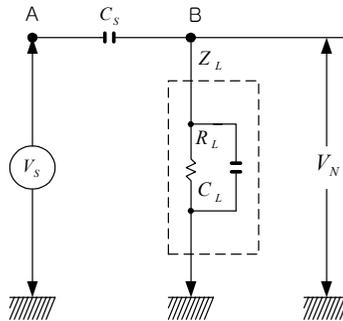


그림 2. 10 정전 결합

Fig. 2. 10 Capacitive coupling.

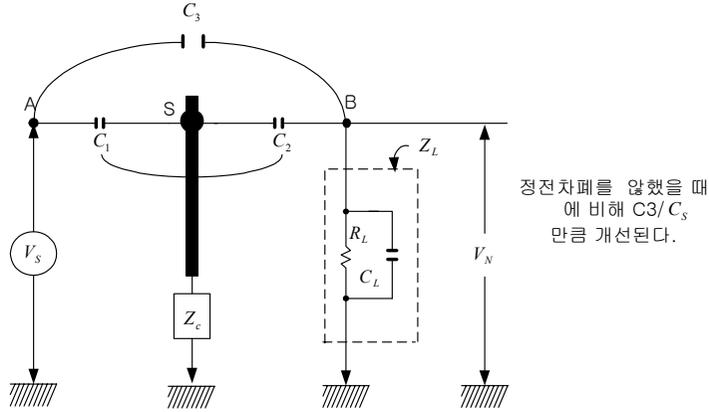


그림 2. 11 정전 경합 결로의 효과적인 차폐

Fig. 2. 11 Shielding effectiveness of capacitive coupling path.

$$V_N = 2\pi f R_L C_S V_S \quad (2.17)$$

위의 식은 주파수 f 에 비례하고 f 가 증가할수록 결합이 깊어지나 어느 주파수 이상되면 한계에 이른다.

$$V_N = \frac{C_S}{(C_L + C_S)} \cdot V_S \quad (2.18)$$

윗 식에서 C_S 는 선간의 분포용량으로 부하용량 C_L 보다 아주 작으므로 다음과 같이 표시된다.

$$V_N = \frac{C_S}{C_L} \cdot V_S \quad (2.19)$$

이의 대책으로 C_S 를 최소한 작게하거나 피유도선 B의 접지간 임피던스를 낮추는 것이 필요하다. C_S 를 최소화 하는 방법은 거리를 띄우거나, 정전 실드를 하는 방법이 있다. 유도선 A가 피유도선

B에 영향을 줄 때, C_S 를 줄이기 위해 정전 실드를 하여 접지층에 충분히 임피던스를 낮게 하면 피유도선 B는 C_1-S-C_2 경로와 C_3 를 통해 잡음이 유도된다. 만일 정전 실드를 하고 Z_C 가 충분히 작을 때 C_1-S-C_2 의 경로만으로 유도되므로 잡음전압은 다음식으로 표현 될 수 있다.

$$\begin{aligned} V_n &= 2\pi f R_L C_3 V_S \\ &= \frac{C_3}{(C_1 + C_2 + C_3)} \cdot V_S \end{aligned} \quad (2.20)$$

$C_3 \ll C_L$, $C_2 \ll C_L$ 이면

$$V_N = \frac{C_S}{C_L} \cdot V_S \quad (2.21)$$

실드가 없는 경우와 비교하여 C_3 / C_S 만큼 개선 시킬 수 있다.

2.4.2 전자유도 결합

유도선 A에 전류 I가 흐르면 주위에 자속이 발생하고 배선의 고유 인덕턴스량에 의해 상호 인덕턴스가 존재하여 유도시키는 경로를 말한다. 실제로 두 배선이 함께 감겨 있거나 긴 거리를 함께 배선하는 경우를 제외하고 전원선 자체의 인덕턴스는 크지 않다.

다만, 100 MHz 이상 고주파이거나, 유도전압이 수 10 μ A 이하에도 문제를 일으키는 로드셀(Load cell)을 이용하는 전자저울과 같은 경우를 제외하고 크게 영향을 주지 않는다. EFT의 유입으로 $V_n = 2\pi f M I_N$ 에서 f 가 커지면 다소 영향을 줄 수 있으나 실험적으로 보면 EFT 신호의 경우 전자결합에 의한 결합은 적다. 이의 대책

으로는 피유도선을 Twist로 하거나 접지루프를 작게하는 것이 중요하다.

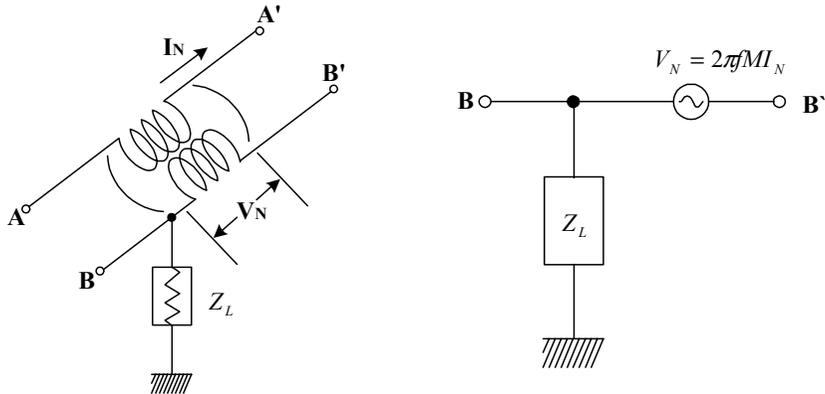


그림 2. 12 유도 결합

Fig. 2. 12 Inductive coupling.

2.4.3 공통 임피던스에 의한 결합

이는 접지를 공통으로 상용하는 회로에서 접지 패턴이 길거나, 선경이 작거나, 접지 임피던스가 큰 경우 전위차가 생겨 피회로에 영향을 주는 현상을 말하는데, 다층기판을 사용하여 접지배선의 임피던스를 최소화 하는 방법이 가장 유리하다.

그림 2.13(a)의 회로는 고주파 제거를 위한 바이패스 컨덴서이지만 (b)와 같이 실장되어 있다고 하면 실제회로는 (c)같은 회로가 될 것이다.

그림 2.13(c)는 Z-G간에 Z_C 라는 임피던스를 가지고 있으므로 바이패스 회로가 아닌 필터회로가 되어 저주파는 차단되지만 고주파가 되면 임피던스 Z_C 가 커져 X-Y 간에 예측하지 않았던 결합이 일어난다. 이러한 공통 임피던스에 의한 결합으로 정의한다. 이와

같은 회로에서는 발진을 일으키거나 각각의 회로에 상호 영향을 줄 수 있는데, 만일 2번째단이 로직회로이고 1번째단이 센서입력에 사용하는 OP amp인 경우 입력측에 상당한 피해를 일으킨다. 공통 임피던스에 의한 결합을 최소화하기 위해서는 전류 feed-back을 끝까지 확인하여 결합이 일어나지 않도록 하는 것이 중요하다[16],[25].

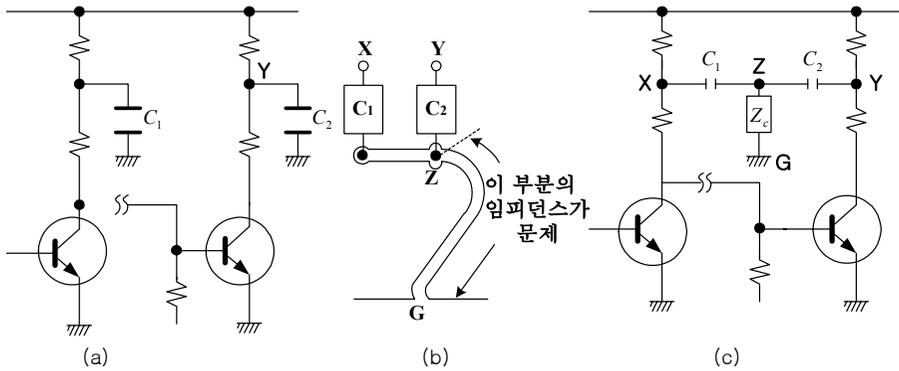


그림 2. 13 공통 임피던스 결합

Fig. 2. 13 Common impedance coupling.

2.5 관통형 커패시터와 페라이트 비드 특성

필터 설계에 있어 주요 소자로 L과 C를 조합하여 설계한다. 이때 매우 중요한 것은 공통 모드 코일의 권선간 용량과 코일 자체의 인덕터가 병렬 공진회로를 형성하여 반드시 공진점을 갖는다. 코일 자체의 공진 주파수는 권선의 방법에 따라 달라지는데, 단권 또는 분할감기 등의 방법으로 코일의 공진점을 어느 정도는 개선 시킬 수 있다. 그러나 대부분 대략 수십 MHz에서 공진이 일어나며, 공진점 이상의 주파수에서는 캐패시턴스의 기능을 갖는다. 필터에 사용되는 커패시터의 경우 역시 구조적인 특성에 의해 커패시터 리드선의 작은 인덕턴스 성분과 자체의 용량에 의해 직렬 공진 특성을 갖게 되어 공진점 이상에서는 커패시터가 아니라 인덕터로서 동작하게 된다.

이상과 같이 만일 L, C 모두가 수십 MHz에서 공진점을 갖는다면 수백 MHz 이상의 모든 RF회로의 설계가 불가능하다는 결론에 이른다[21].

따라서 이와 같은 문제를 개선하는 방법으로 인덕터의 경우 PCB 상의 패턴(Strip line)을 인덕터로서 사용하거나 페라이트 비드를 사용하며, 커패시터의 경우 리드선의 인덕턴스를 없애기 위해 커패시터 1선을 없애고 함체에 직접 취부하여 공진점을 없앤 그림 2.14와 같은 형상의 관통형 커패시터를 사용한다.

2.5.1 관통형 커패시터의 특성 및 삽입손실

관통형 커패시터의 경우 삽입손실은 전원저항을 R_S , 부하저항을 R_L 이라 할 때 다음식으로 표현된다.

$$\begin{aligned}
 \text{Insertion loss} &= \frac{V_O \text{ 관통형 컨덴서가 없을때}}{V_O \text{ 관통형 컨덴서가 있을때}} \\
 &= 20 \log_{10} \frac{R_S R_L}{X_C (R_S + R_L)}
 \end{aligned}
 \tag{2.22}$$

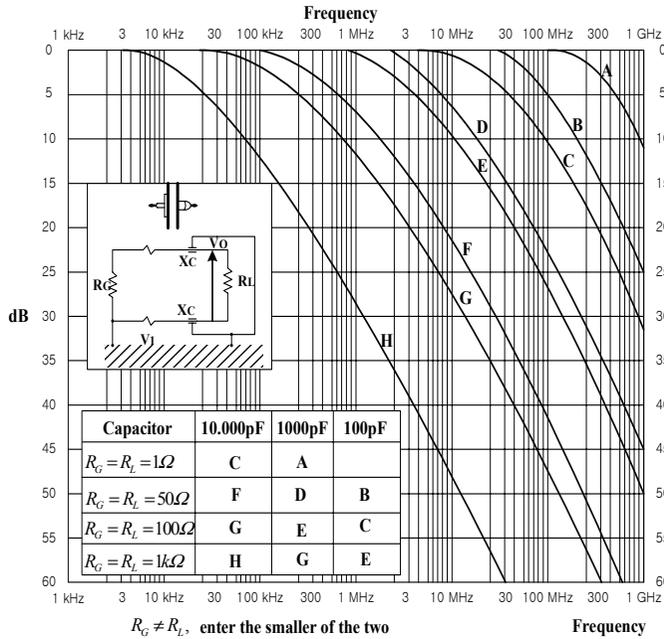


그림 2. 14 관통형 컨덴서의 가변 삽입손실(1000 pF)

Fig. 2. 14 Variable insertion loss of feed-through capacitor.

관통형 컨덴서의 삽입손실의 최대 조건은 식 (2.22)에서 $X_C = 1/j\omega C$ 이므로, 분자는 곱으로 나타내지고, 분모는 전원의 내부 저항과 부하저항의 합에 불과하므로, 전원의 내부저항과 부하저항이 클수록 관통형 컨덴서를 삽입했을 때 특성이 개선되는 것을 알 수 있다.

2.5.2절에서 설명될 페라이트 비드와 비교할 때 상보적인 관계가 있는 것을 알 수 있다. 따라서 전원저항은 일반적으로 50 Ω 정도이나, 부하저항 값은 부하의 종류에 따라 불특정하게 달라져 그림 2.14와 같은 구조로 하는 것이 이상적인 구조임을 알 수 있다. 관통형 컨덴서의 사용에

있어 다소 어려운 점은 부품을 함체에 구멍을 뚫고 볼트로 조여 별도로 취부하거나, 납땀해야 하는 불편한 점이 있으나 특성상 RF기기의 설계나 불연속 반복서지의 대책에 절대적으로 필요한 부품이다. 그림 2.14에서 1000 pF 관통형 커패시터의 전원, 부하 저항별 감쇠량에 대해 이들 관계를 알 수 있다. 그림 2.15에서 만일 전원의 내부저항과 부하저항이 각각 다른 경우에는 작은 값을 대입하면 근접한 특성곡선을 얻을 수 있다[16].

2.5.2 페라이트 비드 투자율의 주파수 분산 특성

페라이트 응용 소자의 특성과 그 특성 한계를 알기 위해서, 페라이트의 투자율 분산 특성을 아는 것이 필요하다. 자성의 이론적 연구결과에서 투자율 μ (비투자율을 $\mu_r (= \mu'_r - j\mu''_r)$ 로 표시)는 스핀운동에 의한 μ_1 과 자벽운동에 의한 μ_2 의 합으로 표현된다는 것을 알고 있고, 또한 μ_1, μ_2 의 주파수 분산도 정식화되어 있지만, μ 중의 몇 %가 μ_1 인지, 몇 %가 μ_2 인가는 전혀 알고 있지 않다. 따라서 합계의 μ 자신에 대해서는 논리적으로 그 주파수 분산의 검토를 할 수 없는 상태에 있다. 지금까지 행해져 왔던 연구는 ① 상술한 μ_2 , 즉 자벽운동에 의한 기여를 무시할 수 있는 높은 주파수 대에 있어서의 $\mu (= \mu_1)$ 을 이론적으로 구하는 연구와, ② 측정에서 얻어진 μ 분산의 데이터를 가능한 한 잘 표현할 수 있는 수식을 만들어 내는 연구로 대별할 수 있다[3],[21].

전파흡수체의 복소투자율 $\mu_r = \mu'_r - j\mu''_r$ 의 관계에 있어서 실수부 μ'_r 는 물론 허수부 μ''_r 도 흡수체의 특성을 결정하기 때문에 μ'_r 뿐만 아니라 μ''_r 도 고려해야 한다.

직류시 비초기 투자율 μ_i 는 주파수가 0 일 때의 μ_r 값을 나타내는데 비초기 투자율의 1/2이 되는 주파수를 공명주파수 f_r 이라 한다. 공명주파수가 충분히 낮은 주파수에서 μ''_r 이 적은 영역은 저손실 페라이트로 널리 이용되고 있다

주파수가 높아지면 복소 비투자율 μ_r 의 실수부 μ'_r 은 차츰 작게 되지만 그 값이 $\mu_i/2$ 이 되는 주파수를 f_r 이라하면 공명이 회전자계에 의한 것으로 Snoek's Limit Law 이론에 의하면

$$f_r \cdot \mu_r \leq 6,240 [MHz] \quad (2.23)$$

로 알려져 있으며 이 식은 μ_i 값에 관계없이 성립한다. Snoek은 이것을 외부 자계가 없어도 페라이트 내부에는 자기이방성 자계가 존재한다는 관점에서 spin 운동의 공명현상이 존재한다는 것에 주목하였다[23].

여기에서 페라이트의 비투자율을 자벽의 이동에 의한 공명향과 자화의 회전에 의한 완화향으로 분리하면 식 (2.24)와 같다.

$$\mu_r = 1 + \chi_1 + \chi_2 \quad (2.24)$$

$$\chi_1 = \frac{f_m^2 \mu_{rm}}{f_m^2 - f^2 + j\gamma f} \quad (2.25)$$

$$\chi_2 = \frac{f_s \mu_{rs}}{f_s + jf} \quad (2.26)$$

여기서,

μ_r : 복소 비투자율

$\mu_i \begin{cases} \mu_{rs} : \text{비초기 투자율} (\chi_2 \text{ 항 관련}) \\ \mu_{rm} : \text{비초기 투자율} (\chi_1 \text{ 항 관련}) \end{cases}$

$f_r \begin{cases} f_s : \text{스핀 공명주파수} \\ f_m : \text{자벽 공명주파수} \end{cases}$

γ : 감쇠정수

EMI 대책용으로 사용하고 있는 스피널형 페라이트 코어의 투자율 주파수 분산식은 식 (2.27)로 표현할 수 있다.

$$\mu_r = 1 + \frac{\mu_{rs}}{1 + j(f/f_s)} + \frac{\mu_{rm}}{1 - (f/f_m)^2 + j(\gamma f/f_m^2)} \quad (2.27)$$

로 표현된다[26].

2.5.3 페라이트 비드의 임피던스 수치 해석

페라이트 비드를 장착한 도선의 고주파 임피던스를 구한다. 단, 여기서 도선의 표피저항보다도 외부 임피던스에 의한 리액턴스쪽이 충분히 큰 주파수를 대상으로 한다. 도선에 장착한 페라이트 비드의 외관과 임피던스해석을 위한 좌표계를 그림 2.15에 나타낸다. μ_0 는 진공중의 투자율이다. 도선에 각주파수 ω 의 정현파 전류 I 를 흘릴 경우, 페라이트 비드 장착에서 임피던스 Z는 장착 장소의 전위차를 전류에 의해서 구할 수 있다. 전위차는 도선 주위의 공간을 관통하는 자속 ϕ 의 시간변화로 주어질 수 있으므로 Z를 구할 경우 식 (2.28)과 같이 된다.

$$\begin{aligned}
Z &= j\omega\Phi/I \\
&= \left\{ j\omega \int_0^l \int_a^{d/2} \mu_0 H(x, y) dx dy + j\omega \int_0^l \int_{d/2}^{D/2} \mu H(x, y) dx dy \right. \\
&\quad \left. + j\omega \int_0^l \int_{D/2}^{\infty} \mu_0 H(x, y) dx dy \right\} / I
\end{aligned} \tag{2.28}$$

여기서 유한장 직선 전류에 의한 자계 $H(x, y)$ 는 길이 l 의 도선에 흐르는 전류 I 에 의한 좌표 (x, y) 에 발생하는 자계이고, 그림 2.15의 좌표계에 놓일 때 비오 사마르 법칙에 의하여 다음 식으로 주어질 수 있다[27].

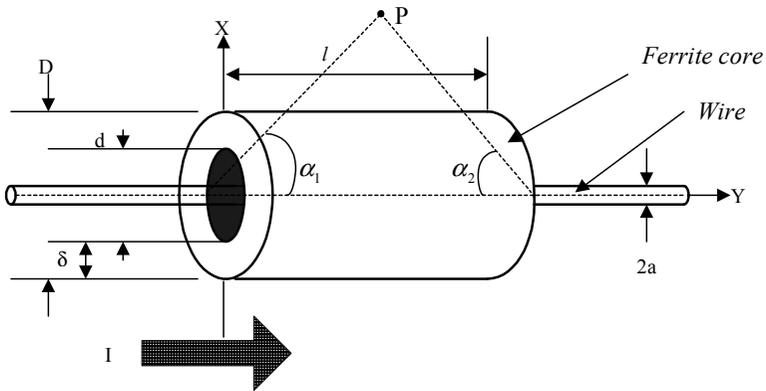


그림 2. 15 전원선에 장착한 페라이트 비드의 외형 및 좌표
 Fig. 2. 15 External appearance of ferrite bead inserted in the power line and analysis of coordinates.

이때 유한길이를 가진 케이블 y 에서 페라이트 비드 속에 있는 케이블 l 에서 형성되는 자계는 식 (2.28)에서

$$H = \int_{-a_2}^{a_1} \frac{I \cos \alpha}{4\pi x} dx = \frac{I}{4\pi x} [\sin \alpha_1 + \sin \alpha_2] \tag{2.29}$$

α_1, α_2 는 도선의 양단과 점 P가 맺는 선이 직선을 이루는 각이다.

$$\sin \alpha_1 = \frac{y}{\sqrt{x^2 + y^2}}, \quad \sin \alpha_2 = \frac{(l-y)}{\sqrt{x^2 + (l-y)^2}} \quad (2.30)$$

식 (2.29)에 식 (2.30)을 대입하면 식 (2.31)을 구할 수 있다.

$$H = \frac{I}{4\pi x} \left\{ \frac{y}{\sqrt{x^2 + y^2}} + \frac{l-y}{\sqrt{x^2 + (l-y)^2}} \right\} \quad (2.31)$$

따라서, 위의 식 (2.31)을 식 (2.28)에 대입하여, 적분을 하면

$$\begin{aligned} Z &= j\omega\mu_0 l \cdot \frac{1}{2\pi} \left[\ln \left\{ \frac{d}{2a} \cdot \frac{1 + \sqrt{1 + (\frac{a}{l})^2}}{1 + \sqrt{1 + (\frac{d}{2l})^2}} \right\} + \sqrt{1 + (\frac{d}{2l})^2} \right. \\ &\quad \left. - \sqrt{1 + (\frac{a}{l})^2} - (\frac{d}{2l} - \frac{a}{l}) \right] + j\omega\dot{\mu} l \cdot \frac{1}{2\pi} \left[\ln \left\{ \frac{D}{d} \cdot \frac{1 + \sqrt{1 + (\frac{d}{2l})^2}}{1 + \sqrt{1 + (\frac{D}{2l})^2}} \right\} \right. \\ &\quad \left. + \sqrt{1 + (\frac{D}{2l})^2} - \sqrt{1 + (\frac{d}{2l})^2} - (\frac{D}{2l} - \frac{d}{2l}) \right] \\ &\quad + j\omega\mu_0 l \cdot \frac{1}{2\pi} \left[\ln \left\{ \frac{2l}{D} \cdot \left(1 + \sqrt{1 + (\frac{D}{2l})^2} \right) - \sqrt{1 + (\frac{D}{2l})^2} + \frac{D}{2l} \right\} \right. \\ &= j\omega\mu_0 l \cdot \frac{1}{2\pi} \left[\ln \left\{ \frac{l}{a} \left(1 + \sqrt{1 + (\frac{a}{l})^2} \right) \right\} - \sqrt{1 + (\frac{a}{l})^2} + \frac{a}{l} \right] \\ &\quad \left. + j\omega\dot{\mu} l \cdot \frac{1}{2\pi} \left[\ln \left\{ \frac{D}{d} \cdot \frac{1 + \sqrt{1 + (\frac{d}{2l})^2}}{1 + \sqrt{1 + (\frac{D}{2l})^2}} \right\} + \sqrt{1 + (\frac{D}{2l})^2} \right. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& -\sqrt{1 + \left(\frac{d}{2l}\right)^2 - \left(\frac{D}{2l} - \frac{d}{2l}\right)} \\
& = j\omega L_e + j\omega\mu lK \doteq j\omega L_e \mu_r \tag{2.32}
\end{aligned}$$

과 같이 된다. 여기서, L_e 는 페라이트 비드 장착 부분의 도선의 외부 인덕턴스이고, K 는 비드의 형상에 의해 정해지는 상수이다. 식 (2.32)는 페라이트 비드 장착시 도선의 임피던스가 도선 자신의 외부 인덕턴스에 의한 리액턴스와 페라이트 비드 장착에 의해 발생하는 부하 효과가 직렬로 되는 것을 나타내고 있다. 다음으로, 주파수 분산에 의한 임피던스의 등가회로식은 식 (2.27)을 식 (2.32)에 대입하면 식 (2.33)으로 표현된다.

$$\begin{aligned}
Z &= j\omega L_e \left\{ 1 + \frac{\mu_{rs}}{1 + j(f/f_s)} + \frac{\mu_{rm}}{1 - (f/f_m)^2 + j(\gamma f/f_m^2)} \right\} \\
&= j\omega L_e + \frac{j\omega lK\mu_{rs}f_s\mu_o}{f_s + jf} + \frac{j\omega lK\mu_{rm}f_m^2\mu_o}{f_m^2 - f^2 + j\gamma f} \\
&= j\omega L_e + \frac{1}{\frac{f_s + jf}{j\omega lK\mu_{rs}f_s\mu_o}} + \frac{1}{\frac{f_m^2 - f^2 + j\gamma f}{j\omega lK\mu_{rm}f_m^2\mu_o}} \\
&= j\omega L_e + \frac{1}{\frac{1}{j\omega lK\mu_{rs}\mu_o} + \frac{1}{2\pi lK\mu_{rs}f_s\mu_o}} \\
&\quad + \frac{1}{\frac{1}{j\omega lK\mu_{rm}\mu_o} + \frac{f^2}{j\omega lK\mu_{rm}f_m^2\mu_o} + \frac{1}{2\pi lK\mu_{rm}f_m^2\mu_o}} \\
&= j\omega L_e + \frac{1}{\frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega L_s}} + \frac{1}{\frac{1}{j\omega L_m} + \frac{1}{C_m} + \frac{1}{R_m}}
\end{aligned}$$

$$Z = j\omega L_e + \left(\frac{1}{R_s} + \frac{1}{j\omega L_s} \right)^{-1} + \left(\frac{1}{R_m} + j\omega C_m + \frac{1}{j\omega L_m} \right)^{-1} \quad (2.33)$$

여기서,

$$\begin{cases} L_s = \mu_{rs} \mu_0 l K \\ R_s = 2\pi f_s \mu_{rs} \mu_0 l K \end{cases} \quad \begin{cases} L_m = \mu_{rm} \mu_0 l K \\ C_m = \left(\frac{1}{2\pi f_m} \right)^2 / \mu_{rm} \mu_0 l K \\ R_m = 2\pi f_m^2 \mu_{rm} \mu_0 l K / \gamma \end{cases}$$

로 표현된다. 식 (2.33)의 우변 제1항은 도선의 인덕턴스에 의한 리액턴스, 제2항은 스핀의 회전 운동에 의한 부하효과이며, 제3항은 자벽의 운동에서 발생하는 부하효과이다. 식 (2.33)을 등가회로로 표현하면 그림 2.16과 같이 된다. 결국 페라이트 비드를 장착했을 때 발생하는 도선의 부하효과는, 도선의 외부 인덕턴스, 저항과 인덕턴스와의 병렬회로, 저항과 인덕턴스 및 캐패시턴스의 병렬회로를 직렬회로로 구성함으로써 페라이트 비드 장착시 임피던스를 구할 수 있다[28].

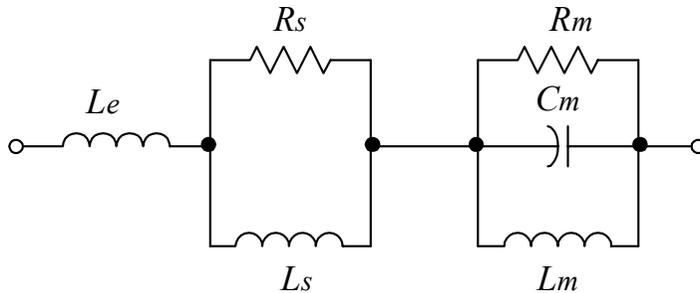


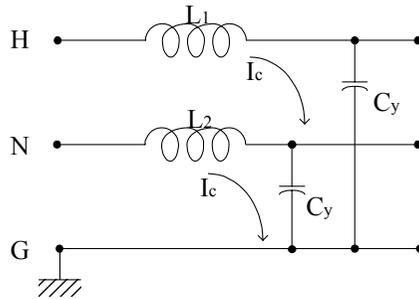
그림 2. 16 페라이트 비드를 전원선에 장착했을 때의 등가회로

Fig. 2. 16 Ferrite bead has been inserted in the power line break out equivalent circuit.

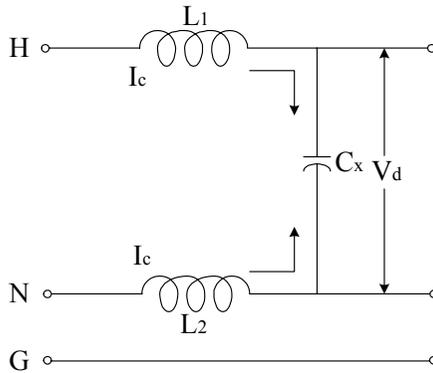
제 3 장 광대역 EMC Filter의 설계 및 제작

3.1 광대역 EMC 필터의 설계

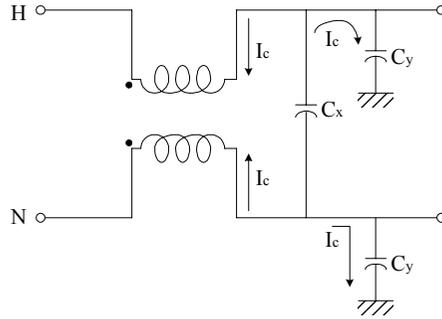
일반적으로, 공통 모드 필터는 그림 3.1에 보여진대로 소스 주위의 인덕터와 부하주위의 캐패시터의 LC 필터를 사용해서 높은 소스 임피던스와 낮은 부하 임피던스로서 설계되어진다. 감쇠를 증가시키고 가파른 skirt 특성을 알아내기 위해서 LC 단계(stage)들은 직렬로 될 것이다. 그림 3.1의 캐패시터 C_y 는 공통 모드 전류를 접지로 바이패스 시키고, 캐패시터 C_x 는 hot-to-neutral 전류를 바이패스 시키고, 그들이 부하에 이르는 것을 방지한다[15].



(a) phase-to-ground



(b) phase-to-phase



(c) L-section with balun inductor

그림 3. 1 공통 모드 필터

Fig. 3. 1 Common mode filter.

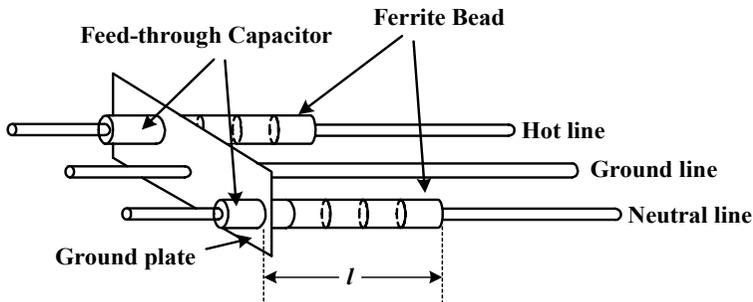


그림 3. 2 광대역 EMC 필터의 구성도

Fig. 3. 2 Construction of Broad-band EMC filter.

필터 설계에 있어 주요 소자로 사용되는 L과 C는 수십 [MHz]에서 공진이 일어나며, 공진점 이상의 주파수에서는 각각의 소자의 특성을 가질 수 없다. 따라서, 제안한 광대역 EMC 필터는 인덕터로 사용되는 페라이트 비드를 사용하고, 컨덴서의 경우에는 리드선의 인덕턴스를 없애기 위해 컨덴서의 접지부분을 ground plate에 직접 연결하여 공진점을 없앤 관통형 컨덴서를 사용한다. 그림 3.2는 제작할 광대역 EMC 필터의 구성도이다.

3.2 광대역 EMC 필터의 삽입손실 계산

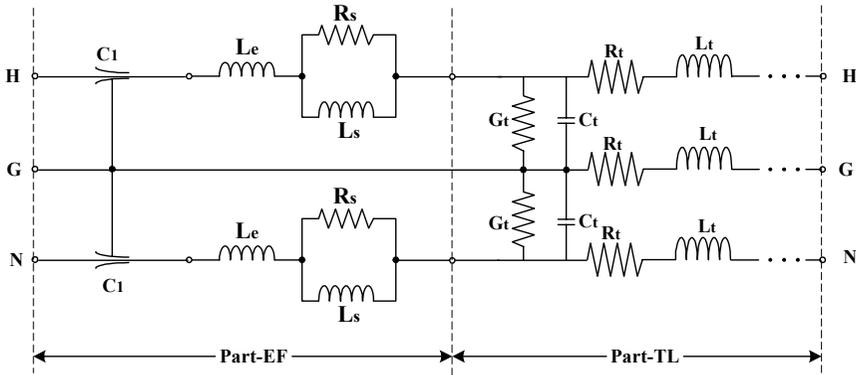
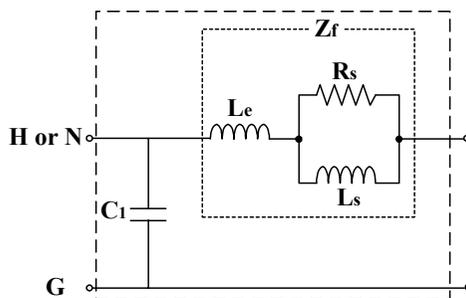


그림 3. 3 광대역 EMC 필터와 전송선로의 등가회로

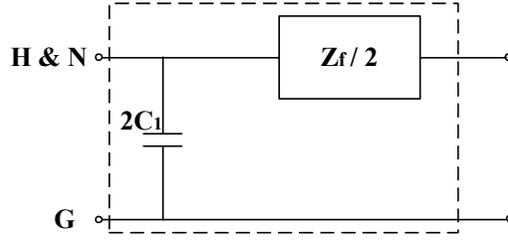
Fig. 3. 3 Equivalent circuits of the broad-band EMC filter(Part-EF) and transmission line(Part-TL).

광대역 EMC 필터를 제작하기 위해선 먼저 그 필터의 삽입손실을 구함으로써 사용되는 소자값을 얻을 수 있다. 그림 3.3은 광대역 EMC 필터의 삽입손실을 구하기 위한 EMC 필터와 전원전송선로의 등가회로를 보여준다.

그림 3.4(a)는 차동 모드 측정 방법에 따라 EMC 필터 부분의 신호선(H)과 접지선(G), 중성선(N)과 접지선(G) 사이의 등가회로를 보여준다.



(a) 차동 모드(Differential-Mode)



(b) 공통 모드(Common-Mode)

그림 3. 4 EMC 필터 부분의 등가회로(Part-EF)

Fig. 3. 4 Equivalent circuits of the EMC filter(Part-EF).

식 (3.6)의 전달계수 T값 즉, 삽입손실을 계산하기 위해서 그림 3.4의 등가회로를 이용해 각 모드에 대한 F 매트릭스를 구한다. 먼저 차동 모드에 관한 F 매트릭스는 식 (3.1)에 의해 구할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} A_{DM} & B_{DM} \\ C_{DM} & D_{DM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y_{C_1} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & Z_f \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & Z_f \\ Y_{C_1} & Y_{C_1}Z_f + 1 \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

여기서,

$$Y_{C_1} = j2\pi fC_1,$$

$$Z_f = j\omega L_e + \left(\frac{1}{R_s} + \frac{1}{j\omega L_s} \right)^{-1} \quad (3.2)$$

그 반면, 공통 모드 측정 방법에 따른 등가회로는 그림 3.4(b)에 보여지는 것과 같다. 그리고, 공통 모드 노이즈에 관한 F 매트릭스는 식 (3.3)과 같이 표현된다.

$$\begin{bmatrix} A_{CM} & B_{CM} \\ C_{CM} & D_{CM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 2Y_{C_1} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & Z_f/2 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & Z_f/2 \\ 2Y_{C_1} & Y_{C_1}Z_f + 1 \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

비투자율 μ_r 은 식 (3.4)에 의해 표현될 수 있다[26].

$$\mu_r = 1 + \frac{\mu_i}{1 + jf/f_m} \quad (3.4)$$

여기서, μ_i 는 초 투자율, f_m 은 공명주파수, 그리고 f 는 측정주파수이다. 본 논문에서는 $\mu_i=2000$ 인 페라이트 비드를 사용하였다. 식 (2.23)에 의해 $f_m=3.12$ MHz이고, 또한, 다른 파라미터들은 식 (3.5)에 주어진다.

$$\begin{aligned} C_1 &= 2,000 \text{ [pF]} \\ L_e &= 2 \times 10^{-8} \mu_i \ln(b/a) \times l \text{ [H/m]} \\ R_s &= 2 \pi f_m \mu_i \mu_0 l K \text{ [\Omega/m]} \\ L_s &= \mu_i \mu_0 l K \text{ [H/m]} \end{aligned} \quad (3.5)$$

여기서, a 와 b 는 페라이트 비드의 내경(0.006 m)과 외경(0.0065 m)이고, l 은 페라이트 비드의 길이(0.00964 m)이며, K 는 페라이트 비드의 치수에 의해 결정되는 값이며, 그 값은 0.003이다.

식 (3.1)와 (3.3)에 구한 값을 식 (3.6)에 각각 대입함으로써 각 모드에 대한 전달계수 T 를 얻을 수 있다[30].

$$T(\text{dB}) = 20 \log \left| \frac{2}{A_i + B_i + C_i + D_i} \right| + \alpha_p, \quad i = DM \text{ or } CM \quad (3.6)$$

여기서, α_p 는 전원선에서의 손실(dB)이다.

광대역 EMC의 필터의 전달계수 즉, 삽입손실을 예측하기 위하여 식 (3.1) ~ (3.6)을 Matlab으로 표. 2와 같이 작성하여 계산하였다.

표 2. Matlab 소프트웨어를 이용한 광대역 EMC 필터의 설계

Table 2. Matlab software for Broad-band EMC Filter design.

```

clear all;
format long
mi=2000;      %% 초투자율
fm=3.12*10^6; %% 안화주파수
inside=0.006; %% 내경
outside=0.0065; %% 외경
height=0.00964; %% 높이
K=0.003;
Q_P=[];
for f=10*10^6:7.45*10^6:1.5*10^9
    M=1+(mi/(1+j*(f/fm)));

    U_o=4*pi*10^-7;
    L_e=(2*(10^(-8)))*M*log(outside/inside)*height;
    %% 페라이트 비드의 인덕턴스

    L_s=mi*U_o*height*K;
    R_s=2*pi*fm*L_s;
    Z=((j*(2*pi*f*L_e))+((1/R_s)+(1/(2*pi*fm*L_s)^-1))*2);
    %% 페라이트 비드의 임피던스
    Z_C=2*(1/(j*2*pi*f*(2000*(10^-12))));
    %% 관동형 컨덴서의 임피던스
    Y_C=1/1*Z_C;
    a_A=1; %% A매트릭스의 a 관동형컨덴서
    b_A=0; %% A매트릭스의 b 관동형컨덴서
    c_A=Y_C; %% A매트릭스의 c 관동형컨덴서
    d_A=1; %% A매트릭스의 d 관동형컨덴서
    a_B=1; %% B매트릭스의 a 페라이트 비드
    b_B=Z; %% B매트릭스의 b 페라이트 비드
    c_B=0; %% B매트릭스의 c 페라이트 비드
    d_B=1; %% B매트릭스의 d 페라이트 비드
    A=[a_A b_A;c_A d_A]; %% 관동형컨덴서
    B=[a_B b_B;c_B d_B]; %% 페라이트 비드
    C=A*B; %% 관동형컨덴서*페라이트 비드
    a=C(1,1);
    b=C(1,2);
    c=C(2,1);
    d=C(2,2);
    E=a+b+c+d;
    T=2/E; %% 투과계수
    T_ABS=abs(T); %% 투과계수 절대값
    Q=20*log(T_ABS); %% 투과계수 (dB)
    Q_P=[Q_P;Q];
end
clf;
figure(1)
plot(Q_P);
grid
v=[0,1.5*10,-70,0];
axis(v);
xlabel('Frequency (GHz)');
ylabel('투과계수 (dB)');

```

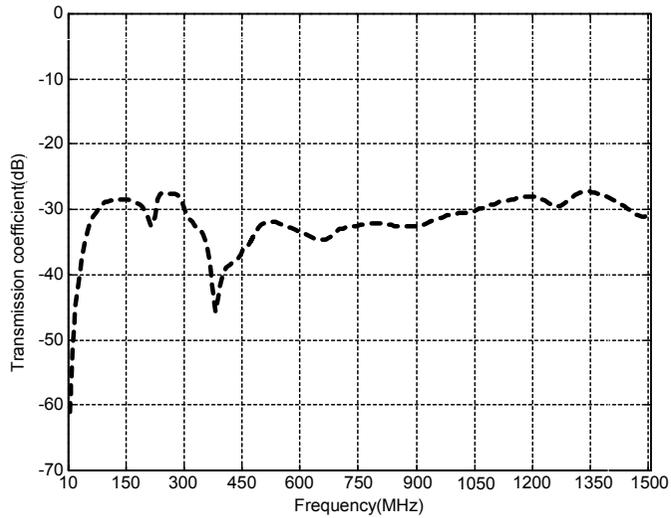


그림 3. 5 광대역 EMC 필터의 차동모드 계산치

Fig. 3. 5 Differential-mode calculation value of broad-band EMC filter.

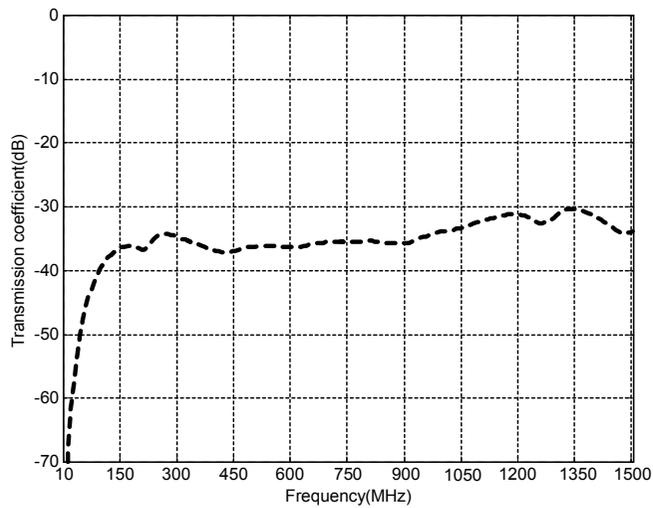


그림 3. 6 광대역 EMC 필터의 공통모드 계산치

Fig. 3. 6 Common-mode calculation value of broad-band EMC filter.

최적의 삽입손실 값을 구하기 위해선 페라이트 비도와 관통형 컨덴서의 값을 식 (3.2)으로 구하여 이들의 값들은 가변하여 차동 모드와 공통 모드에 대한 삽입손실 값을 그림 3.5와 그림 3.6과 같이 얻을 수 있다. 그 계산 결과 차동 모드는 10 MHz ~ 1.5 GHz 대역에서 28 dB ~ 60 dB 감소되는 삽입손실을 얻었으며, 공통모드의 경우 30 dB ~ 70 dB의 감소 특성을 구할 수 있었다.

계산을 통해 제작에 사용되는 최적의 소자는 페라이트 비드의 경우 (주)삼화의 것으로 초 투자율은 2000, 관통형 컨덴서는 2000 pF를 적용했으며, 케이블은 일반적인 3심 15 [A]용 전원선을 사용하였다. 그림 3.7은 제작한 광대역 EMC 필터의 사진이다.



그림 3. 7 제작한 광대역 EMC 필터의 사진

Fig. 3. 7 The photograph of the fabricated broad-band EMC filter.

제 4 장 광대역 EMC Filter의 특성 분석

4.1 제작한 광대역 EMC 필터의 삽입손실 측정 분석

4.1.1 삽입손실 측정 방법 및 이론

동력전자장비로부터 발생된 전자기 방사는 보통 동작주파수에서 수 MHz까지의 범위에 걸쳐, 광대역이고 가간섭적이다. 전도성 EMI는 보통 이 주파수 범위에서 측정되어 진다. 대부분의 국내·국제 규격은 단지 150 kHz ~ 30 MHz의 주파수 범위 내에서 전도성 방사를 언급하고 있으나, 그 주파수 범위를 넘어 10 MHz ~ 150 MHz 범위에서 EMI 측정과 억제는 점점 중요해지고 있다. 그 측정법은 150 kHz ~ 30 MHz 범위에서와 유사하다.

전자기 장애는 비대칭성이라 할 수 있는 공통 모드와 대칭성을 가지는 차동 모드에서 나타나는 전압·전류 성분의 형태로 구분할 수 있다. 공통 모드와 차동 모드 성분의 정의는 2.2절의 전송모드 이론에서 언급하였고, 또한, 그림 4.1에 도시되어 있다. 공통 모드와 차동 모드 성분은 전압과 전류에 의해 정의되어진다.

$$U_d = U_1 - U_2 \quad \text{and} \quad I_d = \frac{I_1 - I_2}{2} \quad (4.1)$$

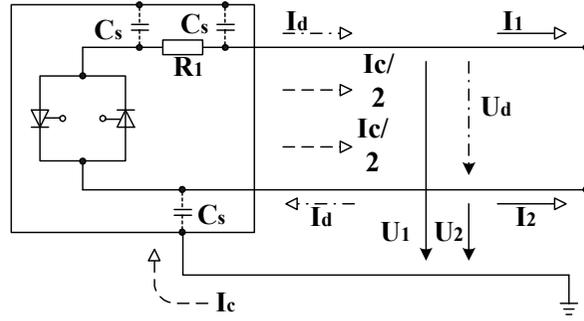
$$U_c = \frac{U_1 + U_2}{2} \quad \text{and} \quad I_c = I_1 + I_2 \quad (4.2)$$

여기서, U_d = differential mode 전압 성분

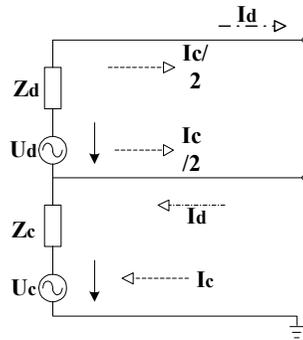
I_d = 차동 모드 전류 성분

U_c = 공통 모드 전압 성분

I_c = 차동 모드 전류 성분



(a) 일반적인 EMI원



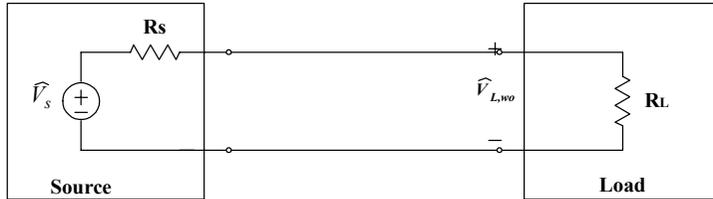
(b) EMI원의 HF 등가회로

그림 4. 1 차동모드와 공통모드 EMI 전압과 전류

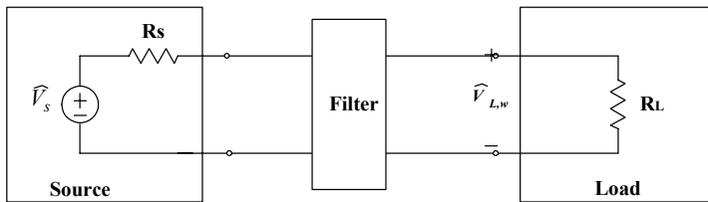
Fig. 4. 1 Differential-mode and common-mode EMI of voltage and current.

EMI source의 HF 등가회로는 그림 4.1b에 도시되어 있다. 차동 모드 전류성분은 전원선(neutral wire를 포함하여)에서 흐른다. 또한 차동 모드 전압성분은 phase conductors사이에서 측정되어 진다. 공통 모드 전류성분은 phase와 neutral conductors에서 접지쪽으로 흐른다. 접지부와 회로사이의 stray capacitances를 의미하는 것처럼, 공통 모드 성분에 대한 회로는 임피던스 Z_c 에 의해 닫혀진다. 그림에서 보여지는 것처럼, 공통 모드 EMI 성분과 EMI source의 전압사이에서 단순한 관련성은 없다. 왜냐하면, 측정된 EMI는 두 임피던스와 다른 기생효과(Z_c)에 의존하기 때문이다.

측정방법 및 구성은 그림 4.2와 그림 4.3과 같다[31].



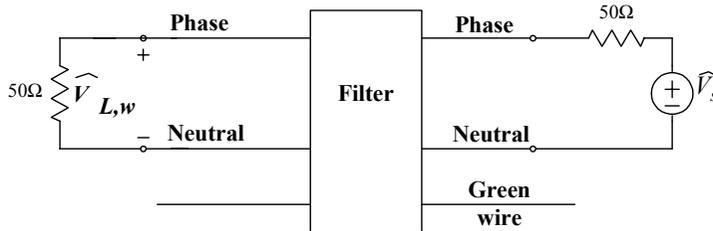
(a) 필터가 없을 경우



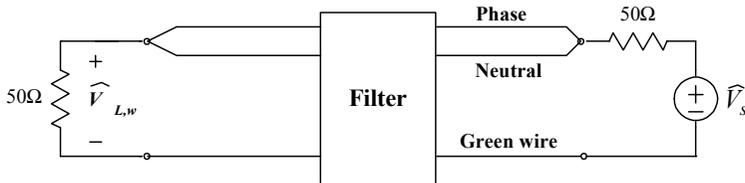
(b) 필터를 장착했을 때

그림 4. 2 필터의 삽입손실 측정

Fig. 4. 2 Measurement of the insertion loss of a filter.



(a) 차동모드 삽입손실 측정



(b) 공통모드 삽입손실 측정

그림 4. 3 삽입손실 측정

Fig. 4. 3 Insertion loss measurement.

4.1.2 광대역 EMC 필터의 삽입손실 측정

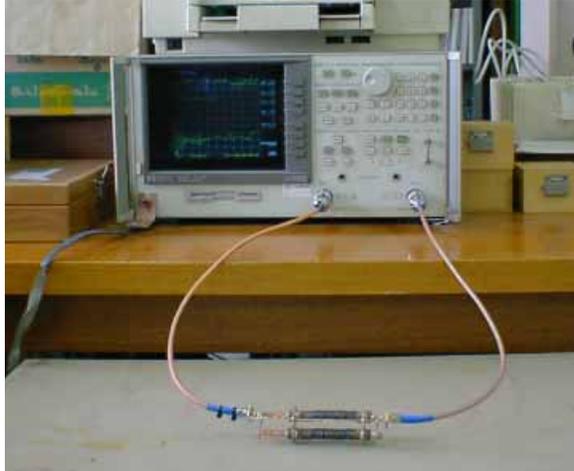


그림 4. 4 제작한 광대역 EMC필터의 주파수 특성 분석 실험 장면
 Fig. 4. 4 Set-up to analyze the frequency characteristics of proposed broad-band EMC filter.

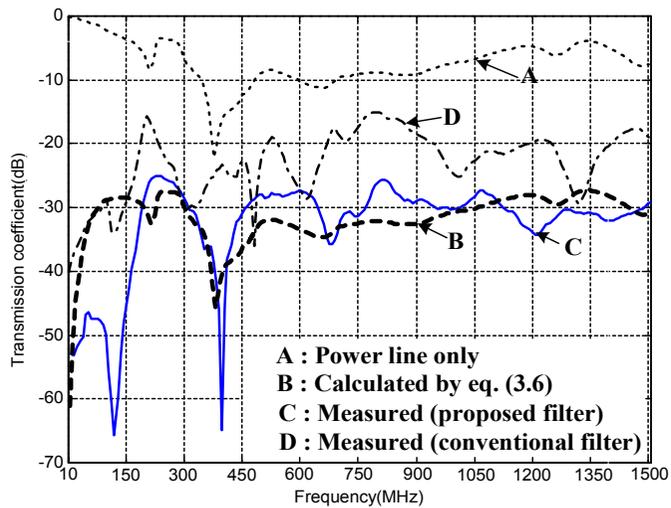


그림 4. 5 차동 모드에서의 삽입손실
 Fig. 4. 5 Insertion loss for differential-mode.

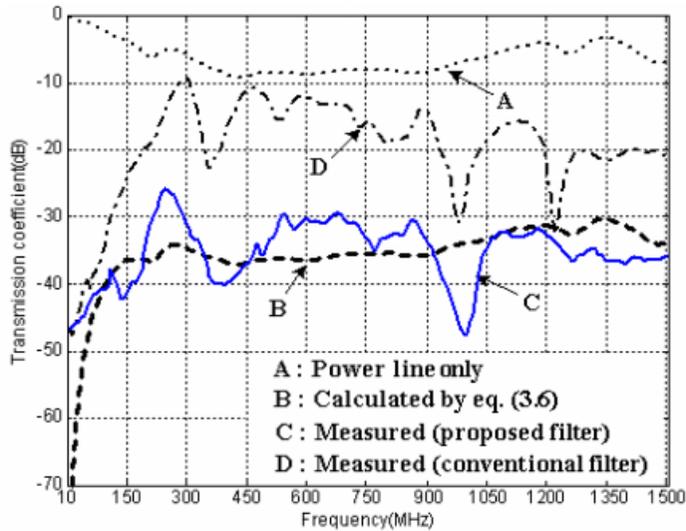


그림 4. 6 공통 모드에서의 삽입손실

Fig. 4. 6 Insertion loss for common-mode.

그림 4.4와 같이 HP사의 Network Analyzer(HP 8753D)를 사용하여 EMC 필터의 삽입손실을 측정하였다. 그림 4.5와 그림 4.6은 제작한 광대역 EMC 필터에 대한 차동 모드와 공통 모드 노이즈 측정 결과에 대한 것이다.

실험 결과, 3.2절의 간단한 모델에 의한 이론상의 전달 계수 즉, 삽입손실 (그림 4.5와 4.6의 B)과 측정된 삽입손실 (그림 4.5와 4.6의 C)은 10 MHz ~ 1.5 GHz 대역에서 28 dB ~ 70 dB의 감쇠하는 비슷한 특성을 나타내었다.

또한, 광대역 EMC 필터의 측정한 감쇠 특성(그림 4.5와 4.6의 C)은 10 MHz ~ 1.5 GHz 대역에서 기존의 필터(그림 4.5와 4.6의 D)보다 15 dB ~ 25 dB만큼 개선되었다.

4.2 과도전압(EFT) 특성 분석

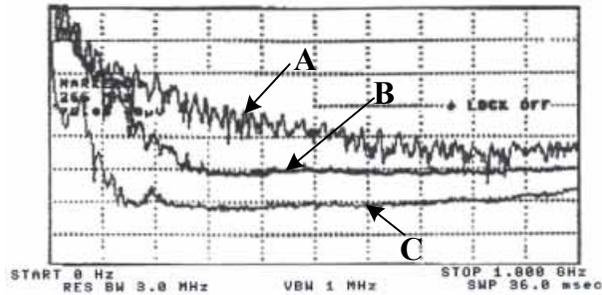
4.2.1 Frequency domain 특성



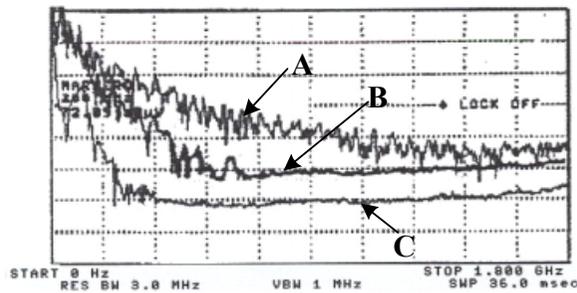
그림 4. 7 IEC 61000-4-4에서의 광대역 EMC 필터 분석 장면
Fig. 4. 7 Set-up to analyze the Broad-band EMC filter for IEC 61000-4-4(frequency domain).

EMC Analyzer (Hewlett Packard : Model 8591EM)와 burst-generator(EMV-Systeme Schöder GmbH : Model SFT 4000)를 이용해 IEC 61000-4-4에 대한 내성 측정 시스템을 그림 4.7과 같이 구성하였으며, EFT 감쇠 특성을 측정하였다. 그림 4.8(a) ~ (c)는 전자파 내성 시험인 IEC 61000-4-4의 level 2 ~ 4에서의 측정결과이고, A(필터가 없는 경우), B(기존의 필터), C(제안된 필터)는 각 레벨에서 EFT 입력에 대해 전달되는 전원의 스펙트럼 level을 나타낸 것이다. 그림 4.8(a) ~ (c)에 보여지는 것처럼 x축과 y축은 각각 주파수 영역과 감쇠량을 나타내며, 그 측정 결과는 제작한 광대역 EMC 필터를 삽입 하였을 때, 무대책시보다 DC ~ 1.8 GHz의 주파수 대역에서 10 dB ~ 30 dB EFT 효과를 줄이고, 또한 기존의 노이즈 저감 필터보다 8 dB ~ 25 dB의 EFT 효과를 줄일 수 있다. 더불어, 기존의 필터와 제안된 필터를 동적 특성을 테스트를 하기 위해

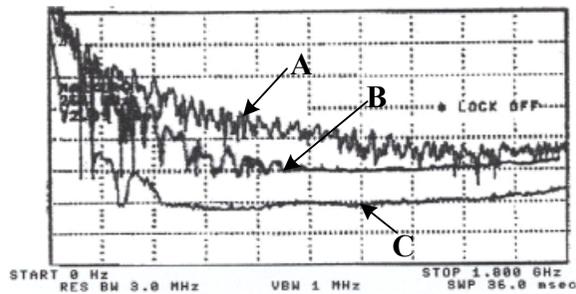
컴퓨터에 연결하여, EFT level 2 ~ 4의 적용한 결과, 기존의 필터를 사용했을 때 IEC 61000-4-4의 level 3 이상에서 작동되지 않던 PC가 제안된 필터에서는 각 레벨에서는 안전하게 작동하였다.



(a) At level 2 of IEC 61000-4-4.



(b) At level 3 of IEC 61000-4-4.



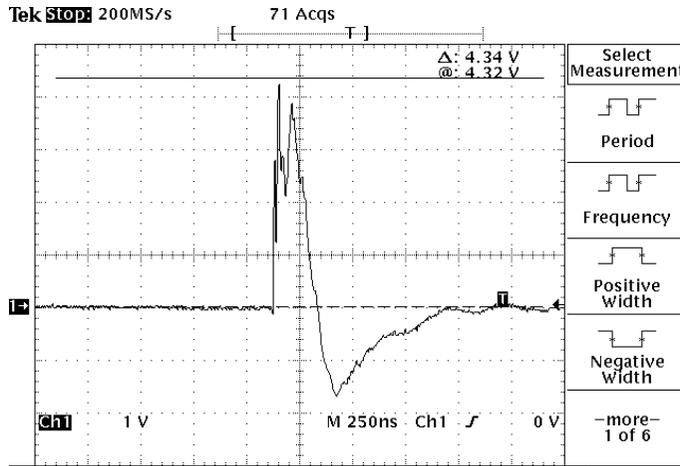
(c) At level 4 of IEC 61000-4-4.

그림 4. 8 내성 시험의 측정 결과

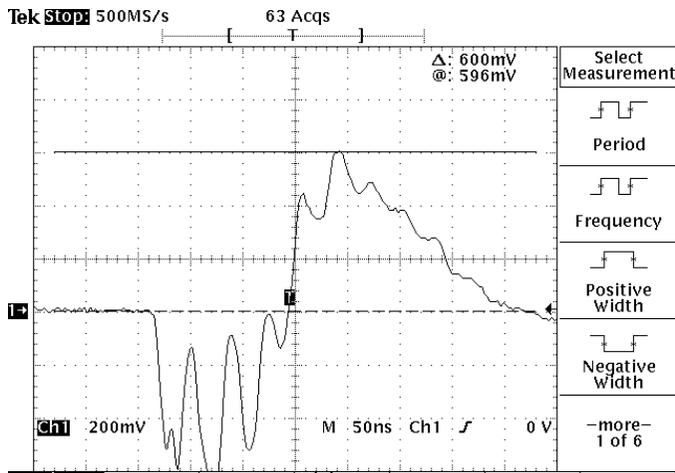
Fig. 4. 8 The measured results of immunity test.

(A : Without filter, B : With conventional filter,
C : With proposed filter).

4.2.2 Time domain 특성



(a) 무대책시 IEC 61000-4-4의 level 4인가
(Y축: 1 V/Div, X축: 250ns/Div, Vmax=4.34 V)



(b) 개발한 EMC필터에 IEC 61000-4-4의 level 4인가시
(Y축: 200 mV/Div, X축: 50ns/Div, Vmax=600 mV)

그림 4. 9 전자파 내성 시험의 측정 결과(time domain)

Fig. 4. 9 The measured results of immunity test(time domain).

그림 4.9는 EFT 특성을 Time Domain에서 보기 위하여 Tektronix TDS 340A (100MHz, 500Ms/s)와 burst-generator (EMV-System SFT4000)를 이용하여 무대책시와 개발한 EMC 필터에 IEC 61000-4-4의 level 4를 인가한 경우의 측정 (1/1000 프로브를 사용하여 측정)결과이다. 그림 4.9에서 보는바와 같이 x축은 시간 영역으로 EFT의 인가 지속 시간을 알 수 있으며, y축은 그림 4.9(a)에서 한 눈금 당 1 V, 그림 4.9(b)에서는 한 눈금 당 200 mV를 나타낸다.

측정 결과, IEC 61000-4-4의 level 4인 4 kV의 과도전압을 무대책시인 일반 전원선에 인가하였을 때(그림 4.9(a))보다 개발한 광대역 EMC 필터를 전원선에 삽입하였을 때(그림 4.9(b)) 과도전압이 4 kV에서 600 V로 1/6배 이상 감소하는 특성을 얻을 수 있었다.

제 5 장 결 론

전자기기 및 정보기기에서 전원선으로 유입되는 전도성 노이즈의 대책법은 과거부터 지금까지 지속적인 개발과 연구로 많은 제품과 기법들이 제공되고 있다. 그러나 전자기기의 사용 증가로 종래에서는 볼 수 없었던 새로운 형태 전자과장해가 발생하고 있다. 이들 장해원들은 전기적인 특성이 서로 달라 전형적인 EMI 필터로 광대역 (150 KHz ~ 1 GHz) 및 고전압 특성과 빠른 전압상승 속도의 전자과장해를 대책하기가 어렵다. 특히 전원선을 통한 전원의 전달은 전원 프러그 자체의 전기적 특성과 접촉 시마다 발생하는 접촉면의 개별적인 특성의 변화가 고르지 않을 수 있기 때문에 취급하기가 어렵다.

따라서, 본 논문에서는 공진점이 없는 관통형 컨덴서와 페라이트 비드를 이용한 광대역 EMC 필터를 설계하고 제작하였다. 광대역 EMC 필터에 사용되는 관통형 컨덴서와 페라이트 비드의 최적 소자 값을 구하기 위하여 페라이트 비드를 케이블에 장착시 부하효과를 수치 해석 및 실험을 통해서 비교 분석하였으며, 과도전압의 경우 주파수 영역과 시간영역으로 나누어 측정 분석하였다.

그 결과, 차동·공통 모드의 경우, 삽입 손실은 10 MHz ~ 1.5 GHz의 넓은 주파수 대역에 걸쳐 28 dB ~ 70 dB의 우수한 감쇠특성을 나타내었으며, 이것은 기존의 필터보다 15 dB ~ 25 dB 감쇠하는 우수한 필터이다. 그리고, 과도전압의 경우에는 IEC 61000-4-4에서 규정하는 level 4를 인가하였을 때 주파수 영역에서는 무대책 시보다 10 dB ~ 30 dB 이상 감쇠 하였으며, 시간영역에서는 제작한 광대역 EMC 필터를 전원선에 삽입하고 4 kV를 인가할 때 600 V로 감쇠되어 우수한 특성을 가짐을 확인하였다.

참 고 문 헌

- [1] 한국표준과학연구원, 전자과장해 측정 및 극복기술개발, 과학기술처, pp.1~4, 1996.
- [2] 김형근, 배대환, 민경찬, 김동일, "IEC801-4 대책용 Power Cable 개발에 관한 연구", 한국향해학회, 춘계학술발표회 논문집, pp.109~115, 1995. 4.
- [3] Ott, H. W., *Noise Reduction Techniques in Electronic Systems*, Wiley, New York, 294 pp., 1976.
- [4] Morrison, R., *Grounding and Shielding Techniques in Instrumentation*, 2nd Ed., Wiley, New York, 146 pp., 1977.
- [5] Ricketts, L.W., J.E. Bridges, and J. Milletta, *EMP Radiation and Protective Techniques*, Wiley, New York, 380 pp., 1976.
- [6] Lee, K.S.H. (Ed.), *EMP Interaction: Principles, Techniques, and Reference Data*, Hemisphere Publishing Corp., Washington, D.C., 744 pp., 1986.
- [7] Kreider, E.P., C.D. Weidman, and R.C. Noggle, "The Electric Field Produced by Lightning Stepped Leaders," *Journal of Geophysical Research*, 82:951-960, 20 Feb 1977.
- [8] Thomas, M.E., and F.L. Pitts, "Direct Strike Lightning Data," NASA-TM-84-626, Mar 1983.
- [9] Mills, G. W., "The Mechanisms of the Showering Arc," *IEEE Trans: Material, and Packaging*, 5:47-55, Mar 1969.
- [10] Mellitt, B., "Transient Voltages Generated by Inductive Switching in Control Circuits," *Proc. IEE*, 121:668-676, July 1974.

- [11] Howell, E.K., "How Switches Produce Electrical Noise," IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility, Vol. EMC-21, Nr. 3, pp. 162-170, Aug 1979.
- [12] Shi, J, and R.M. Showers, "Switching Transients in Low Current DC Circuits," IEEE International EMC Symposium, pp. 273-279, Apr 1984.
- [13] 한국전자통신연구소, 전자파장해 측정 및 방지대책연구, 한국전자통신연구소, 한국통신공사, pp.49-50, 1991.
- [14] 김형근, 배대환, 민경찬, 김동일, "EFT IEC801-4대책 전원케이블의 개발에 관한 연구", 한국향해학회, pp.107~114, 1995.
- [15] V. Prasad Kodal, *Engineering Electromagnetic Compatibility*, IEEE PRESS, pp. 171~176, 1996.
- [16] 민경찬, 노이즈 종합대책, 성안당, pp. 115~143, 1991.
- [17] 77B/298+300/RVD, CEI/IEC 61000-4-4, 1995-1.
- [18] 정연춘, EMI/EMC 개념과 규제 동향, 전자공학회지 특집호, 1996.
- [19] 김기채, 김동일, 명노훈, 박동철, 이영훈, 전자파 환경 공학, 대영사, 2001.
- [20] 한국전파진흥협회, EMC 용어 해설서, 전파진흥부, 2001.
- [21] Clayton R. Paul, *Intorduction to Electromagnetic Com- patibility*, Wiley, 1992.
- [22] 김재이, 환경 전자 공학, 동서교역, 1994.
- [23] 内藤喜之, "電波吸收体", OHM社, 1987.
- [24] 한국표준과학연구원, 전자파 장해 측정사업, 과학기술처, 1997.
- [25] 민경찬, 전자파내성 향상 대책에 관한 연구, 1996.
- [26] Yoshiyuki Naito, "Formulation of frequency dispersion of ferrite permeability," IECE of Japan, Vol. J59-C, No.5, pp.29

- 7~304, May. 1976.
- [27] J E Dolan, "Simulation of shock waves in ferrite-loaded coaxial transmission lines with axial bias," IEEE Electronics Letters, Vol.28, pp.1826~1831. 1999.
- [28] J. E. Dolan, H. R. Bolton, "Length equation for ferrite-loaded high voltage pulse sharpening lines," IEEE Electronics Letters, Vol. 34, pp. 1299~1300, 1998.
- [29] Ronald B. Strndler, *Protection of Electronic Circuits from Overvoltages*, Wiley, 1989.
- [30] David M. Pozar, *Microwave Engineering*, Addison-Wesley, 1990.
- [31] Richard Lee Ozenbaugh, *EMI Filter Design*, Marcel Dekker, Inc., pp. 56~100, 1996.

본 연구와 관련된 발표 논문

- [1] 배대환, 구동우, 김동일, 송재만, “EMI Filter의 고성능화에 관한 연구”, 한국해양정보통신학회 2001 춘계종합학술대회지 제 5 권, 제 1 호, pp.240~243, 2001. 05.
- [2] 구동우, 배대환, 박우근, 김동일, “전원선에서 다기능 EMC 필터 설계 및 특성에 관한 연구”, 2001 전파기술학술대회 한국전자과학회 영남지부, pp.51~54, 2001. 06.
- [3] 구동우, 배대환, 김동일, “개선된 EMI Filter 설계 및 제작”, 한국해양정보통신학회, 제 5 권, 제 4 호, pp.798~806, 2001. 07.
- [4] 구동우, 배대환, 김동일, “다기능 EMC필터 개발에 관한 연구”, 한국통신학회 2001 하계종합학술발표회, pp.940~943, 2001. 07.
- [5] 구동우, 양은정, 김동일, 송재만, “전원선에서 새로운 형태의 EMC 필터의 설계”, 한국전자과학회 전자파기술 학술대회, pp.130~133, 2002. 07.
- [6] 양은정, 구동우, 김동일, 김도연, “디지털 TV용 광대역 EMC 필터의 설계 및 제작에 관한 연구”, 2002년 추계 합동 학술논문 발표회, pp.285~290, 2002. 12.
- [7] 김동일, 구동우, 양은정, 김도연, “전원선에서의 광대역 EMC 필터의 설계 및 제작”, 한국항해항만 학회지 (게재확정, 2002. 11.)
- [8] Dong Il Kim, Dong Woo Ku, Dae-Hwan Bae, Jae Man Song, “Development of Improved EMC Filter in New Type for Power Line,” IEEE Transactions on EMC (투고중, Jul 26, 2002.)
- [9] 김동일, 구동우, 양은정, 김도연, “PDP용 광대역 EMC필터의 설계 및 제작에 관한 연구”, 한국전자과학회지 (투고중, 2002. 11.)

감사의 글

2년이란 시간이 하루 밤 꿈과 같이 금새 흘러 버렸습니다. 저의 많은 부족함을 채우기엔 부족한 시간이었고, 그저 아쉬움만이 남습니다. 즐거운 일, 슬픈 일 함께 해 주시며 본 논문이 있기까지 시종일관 세심한 지도와 따뜻한 격려를 해 주시고 이끌어 주신 지도교수 김동일 교수님께 깊은 감사를 드립니다. 교수님께서 저희들에 항상 말씀해 주신 학문에 앞서 인성을 키우라는 말씀 잊지 않고 저의 삶의 지표로 삼겠습니다. 그리고 깊은 관심으로 논문 심사를 맡아주신 민경식 교수님, 조형래 교수님께 감사를 드리며, 전과공학과 모든 교수님들께 감사드립니다. 또한, 학부과정 때 열성으로 가르쳐 주신 동의대학교 전자통신공학과 모든 교수님들께 감사드립니다.

부족한 저에게 조언을 아끼지 않으신 PSB 부산방송의 원영수 국장님, 세미나와 토론을 통하여 좋으신 말씀 아끼지 않은 산업기술연구소의 송재만 박사님, 논문 쓰시는데 도움도 되어 드리지 못한 저희들을 보살피 주신 SK의 도훈이형, 언제나 웃음으로 편안하게 해 주신 중성이형, 조선기자재 연구원 정호형 그리고, 저의 사수, 이름만 들어도 든든하고 큰 힘이 되며 저의 대학원 생활에 많은 부분에 도움을 주신 대환이형에게 감사합니다.

그리고, 바쁘다는 핑계로 제대로 챙겨주지도 못한 친구들 재준, 지원, 태화, 경은, 상기, 영복 그 외 모든 친구들에게 미안한 마음과 감사한 마음을 전합니다.

마이크로과연구실의 박사과정에 있는 준영이형, 동환이형, 그리고 KBS 박우근 부장님께 고마운 마음 간직하겠습니다. 또한, 나의 후배님들, 크리스마스를 전과암실에서 함께 보낸 도연, 논문의 세밀한 수정에 도움을 준 은정, 혼자 바쁜 수정, 귀염둥이 승민, 보영이에게 고마움을 포함합니다. 이제 연구실의 일원이 되는 썬질이 상욱, 승재, 상현, 주영에게 단합된 모습으로 후회하지 않는 대학원 생활이 되었으면 하는 마음입니다. 그리고 연구실 살림꾼 지연, 이 모든 이를 잊지 못할 것입니다.

끝으로, 항상 곁에서 힘이 되어준 여자친구 나미, 어려운 살림에 지금까지 묵묵히 뒷바라지 해주신 어머님, 동생 잘 되기만을 바라는 나의 사랑스런 다섯 누나들, 그리고 말없이 지켜봐 주신 매형들에게 감사한 마음을 전하며, 이 크나큰 은혜를 지금부터 조금씩 갚으리라는 다짐과 함께 하늘에 계신 아버지에게 이 작은 결실을 바칩니다.

“우리가 경험할 수 있는 가장 아름답고 깊은 감정은 신비로운 것에 대한 감각이고, 더 이상 그런 감정을 느낄 수 없는 사람은 죽은 것과 같다.” 이 말은 아인슈타인이 남긴 말입니다. 저는 이 말을 공학도의 마음가짐으로 삼고, 끝없이 탐구하는 자세로 살아가겠습니다. 지금까지 저를 이끌어 주신 많은 분들께 다시 한번 감사드립니다.