creative commons
COMMONS DEED

저작자표시-비영리-변경금지 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

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

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:

저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.

비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.

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

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

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

이것은 이용허락규약(Legal Code)을 이해하기 쉽게 요약한 것입니다.

Disclaimer

dCollection

工學碩士 學位論文

대전력용 차단기 내의 EMC Filter 개발에 관한 연구

A Study on Development of EMC Filter in the High Power Breaker

指導敎授 金 東 一

2009年 8月

韓國海洋大學校 大學院

電 波 工 學 科

金 銀 美

本 論文을 金銀美의 工學碩士

學位論文으로 認准함

委 員 長 : 工學博士 元 榮 秀 (印)

委 員 : 工學博士 尹 榮 (印)

委 員 : 工學博士 金 東 一 (印)

2009年 6月 25日

韓國海洋大學校 大學院

電 波 工 學 科

金 銀 美

- 목 차 -

Nomenclature ····· iii
Abstract ····· v

제 1 장 서 론 ····· 1
1.1 연구 배경 ····· 1
1.2 연구 목적 및 내용 ····· 3

제 2 장 EMI / EMC 대책과 규제 ····· 5
2.1 전자시스템에서의 간섭과 EMC 문제 ····· 5
2.2 간섭문제 해결과 일반적인 EMC 대책법 ····· 10

제 3 장 기존의 EMI 필터 분석 및 제작 ····· 12
3.1 EMI 필터의 광대역화 방법 및 조건 검토 ····· 12
3.2 기존의 EMI 필터 분석 ····· 13
3.3 기존 형태의 EMI 필터 설계 및 제작 ····· 18

제 4 장 대전력 EMC 필터의 해석 및 설계 ····· 22
4.1 전송선로의 모드 해석 ····· 22
4.2 EFT의 특성 ····· 29
4.3 페라이트 비드와 관통형 컨덴서 특성 ····· 32
4.4 대전력 EMC 필터의 설계 ····· 44

제 5 장 대전력 EMC 필터의 제작 및 특성분석 ····· 52
5.1 대전력 EMC 필터의 제작 ····· 52
5.2 제작된 대전력 EMC 필터의 특성분석 ····· 53

제 6 장 결 론 ····· 64

참고문헌 ····· 65

KOREA MARITIME UNIVERSITY
1945
한국해양대학교

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

Abstract

Recently, as the number of usage of various electronic devices increases rapidly, the demand for the power is also growing very much. Therefore, to supply electricity of high quality steadily and minimize the power loss, the voltage of power transmission and distribution is getting higher and higher to the maximum, and the demand for heavy electric machines such as high power transformer, instrument transformer, and breaker, is also increasing[1]. The heavy electric machines includes all of machines and tools to transfer the electricity generated from the power plants to houses or factories. It must be insulated well in the high voltage, and do its functions properly even in the extreme working conditions.

Therefore, in this dissertation, the EMC filter in the high power breaker, one of the heavy electric machine, was suggested as a countermeasure for conductive noises. And the suggested EMC filter in the high power breaker was attenuated 25 ~ 70 dB in the range of 10 MHz ~ 1.5 GHz. When the EFT of 4 kV in the level 4 of IEC 61000-4-4 was induced, it was soon suppressed to 600 V, and the filter was also verified its excellence by satisfying the level 4 of IEC 61000-4-4. Hence, the best feature of it was to prevent the leakage of electromagnetic noise by enhancing immunity of houses or factory machines. Go forward the suggested EMC filter can be applicable not even for electronic · information devices, but also electronic · control devices as the very innovative countermeasure, namely, the range of its application can be expected very broad.

제 1 장 서 론

1.1 연구배경

현대 전자통신기술의 급속한 발전에 의해 전기·전자기기의 다양화, 고집적화, 고속화됨에 따라 전자파 환경이 현저히 악화되었다[1]. 특히, 회로의 고집적화로 모든 장비는 인위적인 제어가 어려운 미소한 장해에도 민감하게 반응하여 오동작을 빈번히 일으키고 부품이 파괴되어 컴퓨터의 기억장치가 지워지는 등 그 문제는 심각하다. 따라서 전기·전자 장치 및 정밀제어 시스템들의 안전한 동작과 정밀한 제어에 대한 요구조건이 강화되고 있으며 이를 만족시키기 위한 연구도 활발히 진행되고 있다[2]-[4].

일반적인 노이즈원의 전달경로는 공간을 이용한 방사와 전원선 또는 신호선을 이용한 전도가 있다[5]-[6]. 그 중 전도에 의한 노이즈의 이동은 다양한 형태의 노이즈로 인해 대책이 어렵다. 이러한 문제점을 해결하기 위해 Ott(1976)[7], Morrison(1977)[8], Ricketts (1976)[9], Lee(1986)[10] 등의 EMC(Electromagnetic Compatibility ; 전자파양립성)전문가들이 앞다투어 대책을 강구하고 있다.

유도형 소자의 경우, 대전력화, 고속 개폐에 따른 과도현상(EFT ; Electric Fast Transient)의 발생에 의한 장해가 증대되고 있다. 과도현상에 의한 장해는 직접적인 피해와 잠정적인 피해로 고려할 수 있는데, 직접적인 피해는 IC가 파괴될 정도의 높은 정전압이 직접 가해져 물리적 손상을 발생시키는 경우이고, 잠정적인 피해는 시간을 두고 서서히 소자의 성능을 저하시켜 파괴되는 것을 말한다. 이러한 과도현상은 Kreider(1977)[11], Thomas와 Pitts(1983)[12] 등에 의해 측정 보고되었고, Mills(1969)[13], Mellitt(1974)[14], Howell(1979)[15], Shi와 Showers(1984)[16] 등에 의해 스위칭에 의한 과도현상과 그 대책에 대하여 보고되고 있다.

과도현상에 대한 대책으로서 전자기 차폐가 효과적일 수 있으나 기기의 구조, 형태, 재질 등이 문제가 되기 때문에 실제로 적용하여 사용하기는 간단하지 않다[17]. 그래서 기존의 EFT 대책방법으로 잘 알려진 접지법을 사용하며, 방사에 의한 EFT는 차폐에 의한 방법으로, 전도성에 의한 EFT는 필터를 사용하고 있으나, 100 MHz 이상의 주파수 대역에서 큰 효과를 거두지 못하고 있다[18].

일반적인 EMI(Electromagnetic Interference ; 전자파장해)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)에서 40 dB 이상의 감쇠특성을 가지는 필터를 권고하고 있다. 그러나 전자 및 정보기기의 사용 급증으로 부하 변동이 발생하고 높은 주파수대를 형성하는 과도현상 등이 점차 증가하고 있어, 이를 만족하는 광대역화된 새로운 형태의 EMC 필터가 필요하다[19].

1.2 연구목적 및 내용

최근 각종 전자기기들의 사용량이 늘어나면서 전력수요가 급증하고 있는 상황이다. 고품질의 안정적인 전기를 공급하기 위하여 수용가들의 전력손실을 최소화하기 위해 송배전 전압이 최고전압으로 상승하고 있으며 대전력용 변압기, 계기용변성기, 차단기 등 중전(重電)기기 수요도 크게 늘어나고 있다. 중전기기는 발전, 송전, 변전 및 배전설비 등 국가 전력 공급망 구축에 필수적인 분야로, 고전압, 대전류 특성을 갖고 있어 고도의 기술이 필요하며 대전압에서도 절연이 되어 잘 견뎌야 하고, 대전력을 무리 없이 수송할 수 있어야 한다. 즉, 안정성 및 신뢰성에 대한 검증과 성능확인에 대한 국제 공인을 확보해야만 한다[20].

일반적인, EMI에 대한 대책방법으로는 전도성 노이즈의 모드에 따라 EMI용 대책 전원 필터를 사용하여 대책하였다. 하지만 기존의 EMI 필터 구조는 CM 코일의 권선간 용량과 코일 자체의 인덕터가 병렬공진회로를 형성하여 반드시 공진점을 갖는다. 코일 자체의 공진주파수는 단권 또는 분할감기 등의 방법으로 코일의 공진점을 어느 정도는 개선시킬 수 있지만 대부분 대략 수십 MHz에서 공진이 일어나기 때문에 광대역화는 어렵다[21]-[22].

본 논문에서 상기와 같은 요구사항을 만족할 수 있는 대전력용 차단기 내의 EMC 필터를 제안하였으며, 제안한 대전력 차단기 내의 EMC 필터는 기존의 대책법과 달리 프로세서 제어기기에 장착해서 대책하는 것이 아니라 차단기 단자 내에 장착하여 전자파 장해가 없는 양질의 전원을 공급하여 가정용 기기 및 산업용 기기의 내성을 강화하는 등 전자파 노이즈가 외부로 유출되는 것을 방지하는데 그 특징이 있다. 그리고 필터 내에 구성된 수동소자는 공진점이 없는 소자 즉, 관통형 컨덴서(feed-through capacitor) 및 페라이트 비드(ferrite beads)를 사용하여 전도성 노이즈 및 EFT에 대책 하고자 한다. 여기서 관통형 컨덴서의 용량값은 생산시 정해져 알 수 있

으나, 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 이중접지로 루프에 의한 공통 모드(Common-mode) 노이즈를 유발시켜 회로에 치명적인 장해원이 된다. 이에 따라 공통 모드와 차동 모드(Differential-mode)로 해석하여 EMI에 대해 10 MHz ~ 1.5 GHz 대역에서 25 ~ 70 dB의 감쇠 특성을 나타내며, EFT 특성은 IEC 61000-4-4에서 규정하는 level 4에서 4 kV를 인가시 600 V로 억제시키는 대전력 차단기 내의 EMC 필터 연구를 목적으로 한다. 이러한 EMC 필터는 차후 경제적이고 체계적인 대책법으로써 산업용 설비 외에도 군용기기, 의료기기 등의 정상적인 동작확보에 사용될 수 있을 것으로 기대한다.

KOREA MARITIME UNIVERSITY
1945
한국해양대학교

제 2 장 EMI/EMC 대책과 규제

2.1 전자시스템에서의 간섭과 EMC 문제

전자·전기기기부터 생성된 노이즈가 상호간에 정상동작에 영향을 미치지 않을 때 우리는 이러한 전자기기를 전자기적으로 양립한다고 한다. 일반적으로 EMI / EMS(Electromagnetic Susceptibility ; 전자파감응성)에 대한 용어의 정의 및 개념이 국제적으로 표준화되어 있어 대부분의 경우에 전자파장해 및 전자파내성이라고 하며, 이 두가지의 만족도를 EMC(Electromagnetic Compatibility ; 전자파양립성)라 한다[23]-[24].

현대적 개념의 EMC는 동작시키려는 기기의 입장에서 보는 것으로, 어떤 기기가 설치될 위치의 전자기적 환경에서 의도된 성능을 제대로 발휘하여 동작할 수 있는 능력을 뜻하며, 뿐만 아니라 새로 추가되는 기기가 기존의 다른 기기에 영향을 주지 않아야 하는 뜻도 포함한다.

2.1.1 전기·전자장치에서의 간섭 및 EMC 문제

EMI 및 EMS는 그림 2.1에 나타내는 바와 같은 경로에 의하여 이루어진다. 여기서, 잡음원은 이러한 전자파장해 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 전자파장해 현상이 많이 일어나는지 살펴보면, 전도감응에 관한 장해원은 전력설비에서의 방해가 가장 많고, 그 다음이 낙뢰, 정전기 방전, 통신/방송 전파의 순서로 이어지는 것으로 파악되고 있다. 낙뢰에 관하여 직격뇌가 발생하는 것은 극히 희박하고, 전원선 또는 통신선에 유도되어 전달되는 것이 대부분이다.

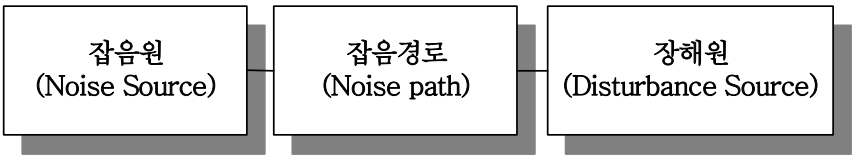


그림 2. 1 EMI 및 EMS의 잡음경로

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

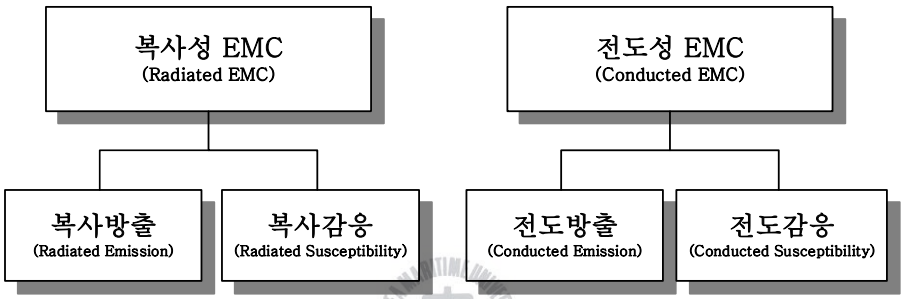


그림 2. 2 EMC의 결합경로에 따른 분류

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 방전의 장해가 제일 많고, 그 다음은 OA기기, 가전기기, 전력 설비, 낙뢰, ISM기기가 같은 정도로 나타난다. 자동차, 항공기 등이 포함되는 그 밖의 기기에서는 전력설비, 통신/방송 전파 및 그 밖의 장해원이 같은 비율로 기인하고 있다.

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 경향

을 보인다. 특히, 산업·과학·의료용 고주파 이용설비에 대해서는 방전과 스위치의 개폐시 방사 노이즈의 발생을 무시할 수 없다.

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 방전인데, 이것은 직접 방전이 아니고 간접 방전이 주이다. 최근 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, 에어콘의 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[24].

전도감응은 외부로부터 불필요한 응답이나 성능 저하를 일으키는 장해 신호가 전원, 제어선, 신호선등을 통해 대상시스템이 영향을 받는 정도를 나타낸 것이며, 감응성을 다른 말로 내성이라고도 한다. 전도내성에 있어서 장해 전자파의 침입 경로는 전도내성의 장해원으로서 전력설비와 낙뢰가 큰 비중을 차지하는 것을 고려하면 전원선의 영향이 가장 크고, 다음이 신호선이다.

2.1.2 방송·통신장치에서의 전자파 간섭 및 EMC 문제

방송 및 통신장치의 전자파장해로 인한 수신 장해는 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 텔레비젼 수신기에 전자파잡음이 발생되는 것을 흔히 볼 수 있다. 이러한 현상은 전기면도기로부터 발생된 광대역 전자파의 복사레벨이 주파수 특성을 가지며, 텔레비젼 수신기의 선택도보다 복사레벨이 높은 주파수대역에서는 텔레비젼 수신기에서 전자파장해가 일어나 화면에 점이나 줄등이 발생되는 것이다. 물론 수신기 입력단에서의 장해 전자파 복사레벨이 텔레비젼 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 관심

을 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[23].

2.2 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 설비(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.

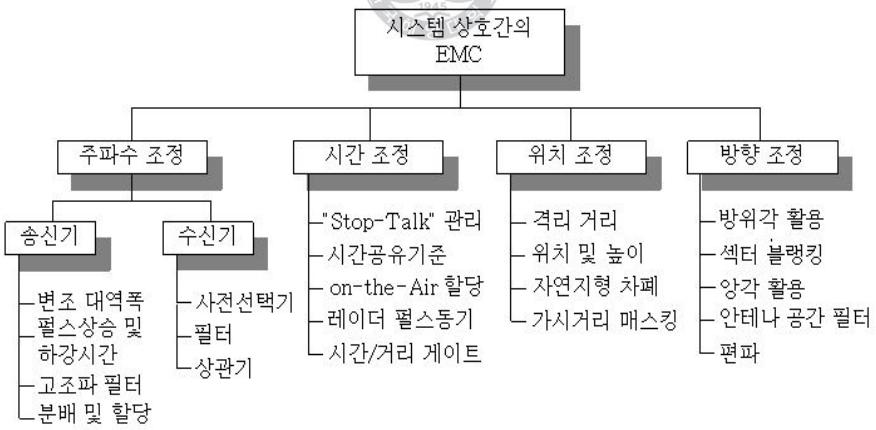


그림 2. 3 시스템 상호간의 전자파장해 대책기법

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

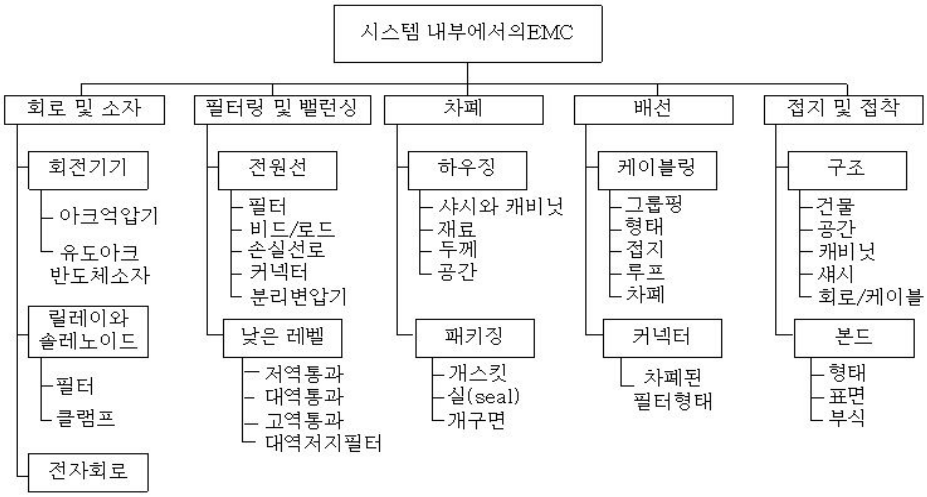


그림 2. 4 시스템 내부에서의 전자파장해 대책기법

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

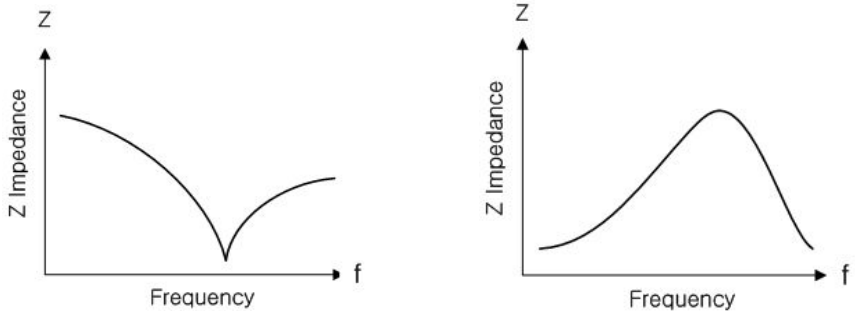
전자파장해 현상은 시스템 상호간의 장해현상과 시스템 내부에서의 장해현상으로 나눌 수 있다. 따라서 이러한 전자파장해의 대책기법도 그림 2.3 및 그림 2.4와 같이 두 부분으로 나뉘어진다. 시스템 내부에서의 장해현상에 대한 대책기법에는 기본적으로 대책회로 및 부품, 필터링기법 및 밸런싱기법, 차폐기법, 배선 및 접지기법이 포함되며, 본딩, 커넥터, 개스킷 등도 이러한 범주내에 속한다.

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[25].

제 3 장 기존의 EMI 필터 분석 및 제작

3.1 EMI 필터의 광대역화 방법 및 조건 검토

오늘날 전자•정보기술의 발달로 모든 장비는 저전력 및 고주파화, 고속화 되어가고 있으며, 이런 기기들은 미소 에너지에서도 민감하게 반응하여 경제적으로는 물론 인체에도 많은 영향을 끼치고 있다. 주된 노이즈의 전달 경로는 선로의 공진점에 의한 방사성보다 도체를 통한 전도성이 더 심각하다. 전도성 불요 전자파를 차단하기 위해 그림 3.2와 같이 전형적인 라인필터를 사용하여 대책하고 있으나, passive filter의 구성원 중 수동소자인 페라이트 코어의 모양이 환형형태라 코일의 선간에서 발생되는 기생값을 해결하지 못해 공진현상이 발생하여 그림 3.1(b)와 같이 인덕턴스 값이 달라지게 된다[26]. 그리고 C_X, C_y 컨덴서의 경우 원반형태와 적층형태를 주로 적용하여 설계하고 있으나 부하 조건과 컨덴서의 주파수 특성을 고려하여 제작해야 하는 어려움이 있다.



(a) Capacitor (b) Inductor

그림 3. 1 Capacitor와 Inductor의 주파수 대 임피던스 특성곡선

Fig. 3. 1 Frequency versus Impedance characteristic curve of Capacitor and Inductor.

3.2 기존의 EMI 필터 분석

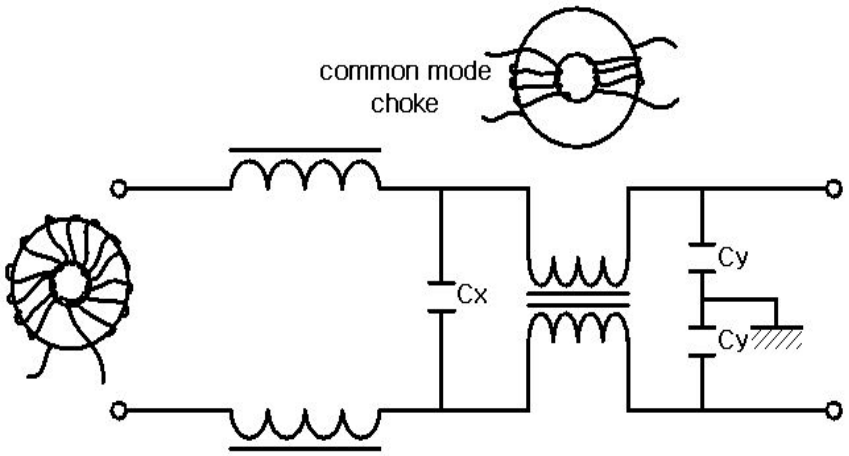


그림 3. 2 전형적인 EMI 필터의 구조

Fig. 3. 2 Structure of typical EMI filter.

그림 3.2의 전형적인 EMI 필터를 그림 3.3과 같이 4단자 회로망으로 간주할 수 있으며 U_S 와 U_S', R_S 와 R_S'는 두 개의 장해원들과 그 장해원들의 저항이다. 이 회로망의 삽입손실 IL은 식 (3.1)과

$$IL = 10\log\left\{(1+R_S/R_L-\omega^2 LC_y)^2+\omega^2(L/R_L+C_yR_S)^2\right\} \quad (3.1)$$
$$-20\log(R_S+R_L)+20\log R_L$$

같이 구할 수 있다.

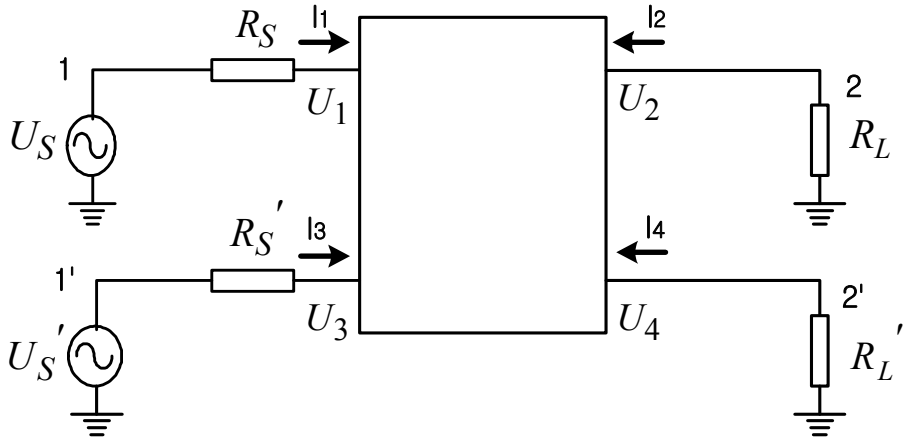
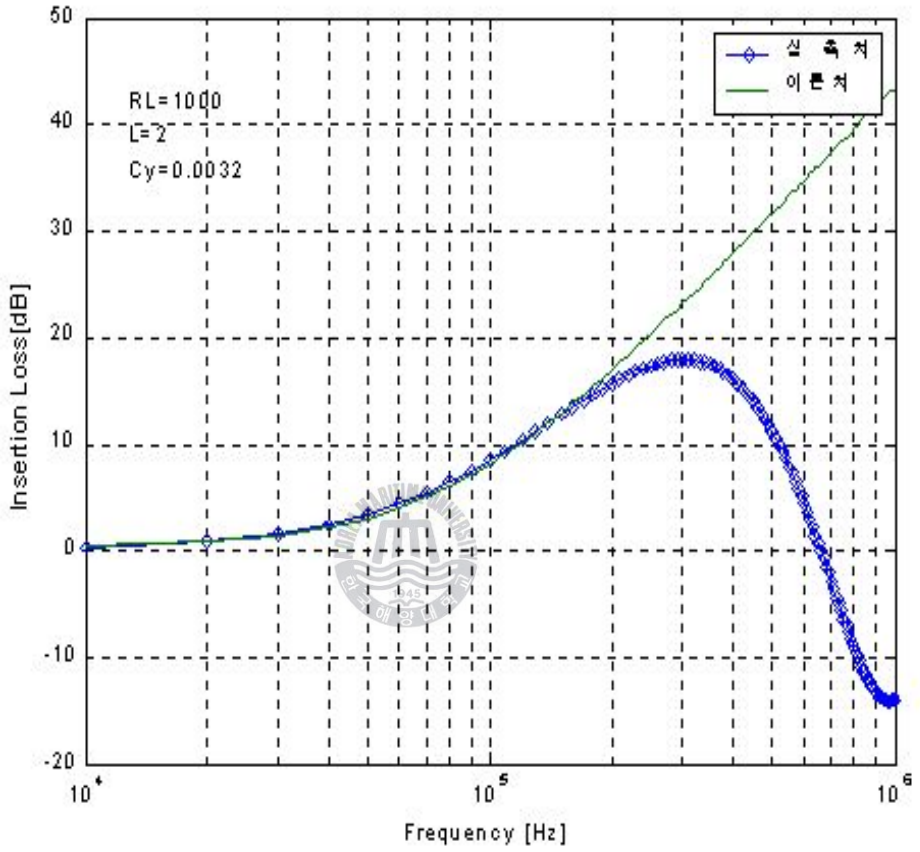


그림 3. 3 4단자 회로망

Fig. 3. 3 4-port network.

삽입손실(Insertion Loss)이란 발생원과 부하 사이에 회로망을 삽입하였을 대 그 부하에서 발생하는 전력의 감소량으로서 일반적으로 데시벨 단위로 나타낸다. 삽입손실 식에서 C_y 를 0.0032 μF으로 고정하고, R_S , $R_L = 50\,\Omega$인 조건에서 L_{CM} 를 변수로 2, 5, 10 mH일 때의 삽입손실 IL를 각각 시뮬레이션을 통해 계산해 보면 그림 3.4, 그림 3.5, 그림 3.6과 같다. 소자의 구조 및 주파수에 따른 특성을 시뮬레이션을 통해 기생효과 검토결과, 100 MHz 이상에서 이론값과 많은 차이가 나는 것은 CM코일의 병렬선간 용량에 의한 공진특성, C_y 컨덴서의 리드선에 의한 직렬 인덕턴스, 필터의 구조와 장착방법, 코어 재료 정수 등에 기인한다.



(a) $L_{CM} = 2\ mH$

그림 3. 4 전형적인 EMI 필터의 삽입손실 (L_{CM}= 2 mH)

Fig. 3. 4 Insertion loss of typical EMI filter(L_{CM}= 2 mH).

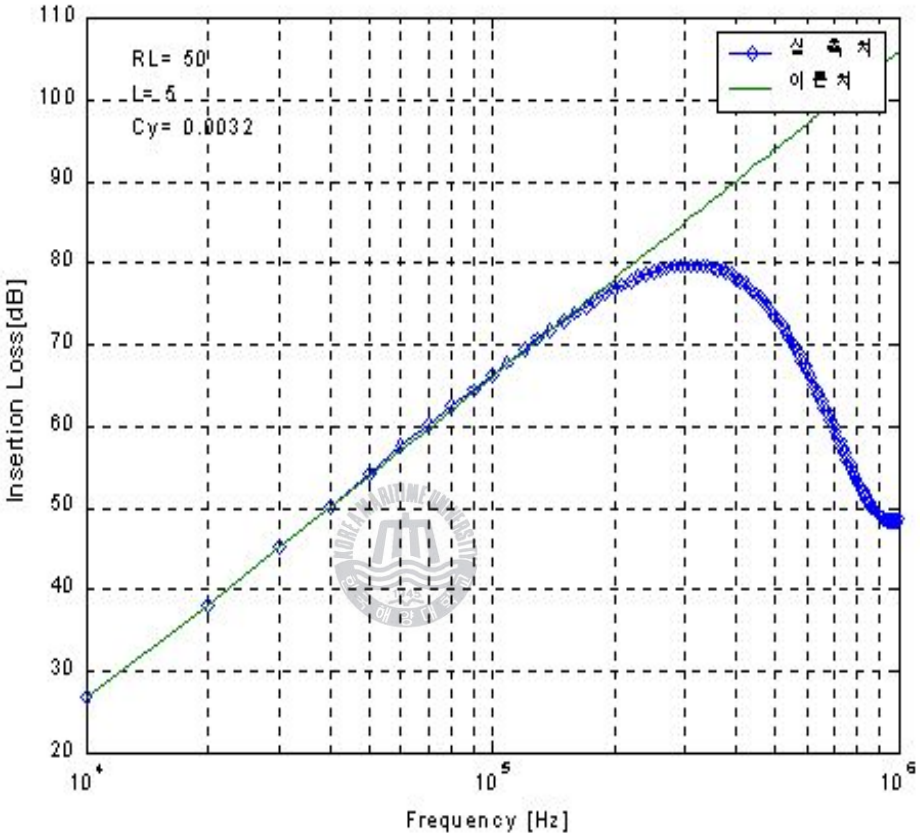


그림 3. 5 전형적인 EMI 필터의 삽입손실 (L_{CM}= 5 mH)

Fig. 3. 5 Insertion loss of typical EMI filter (L_{CM}= 5 mH).

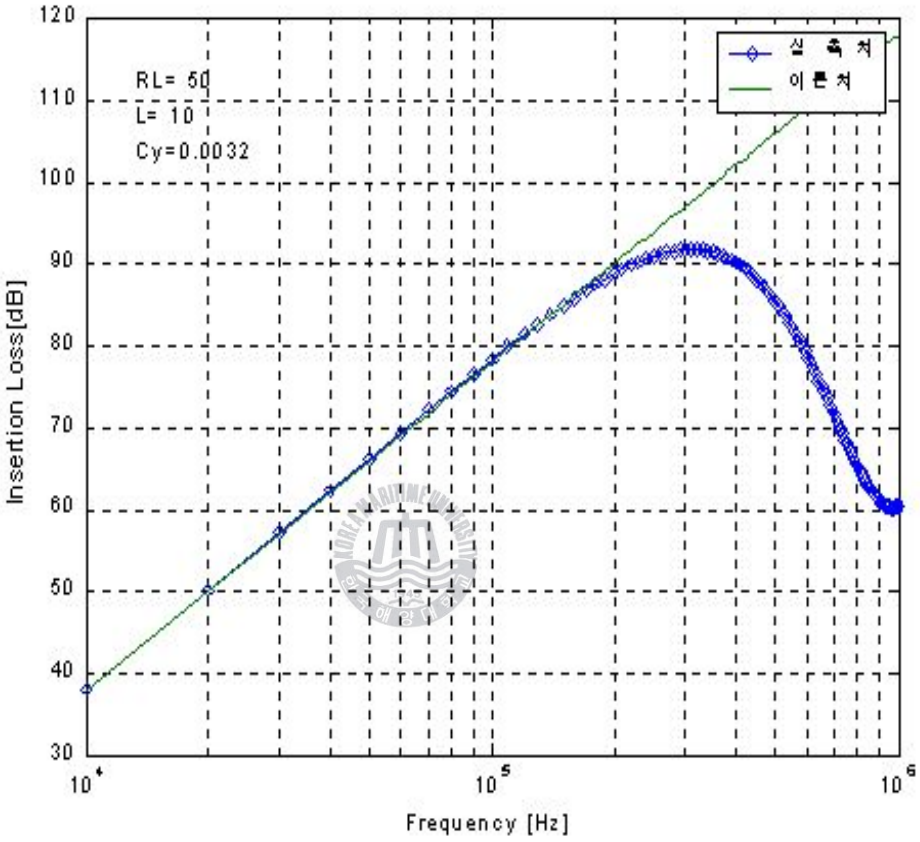


그림 3. 6 전형적인 EMI 필터의 삽입손실 (L_{CM}= 10 mH)

Fig. 3. 6 Insertion loss of typical EMI filter (L_{CM}= 10 mH).

3.3 기존 형태의 EMI 필터 설계 및 제작

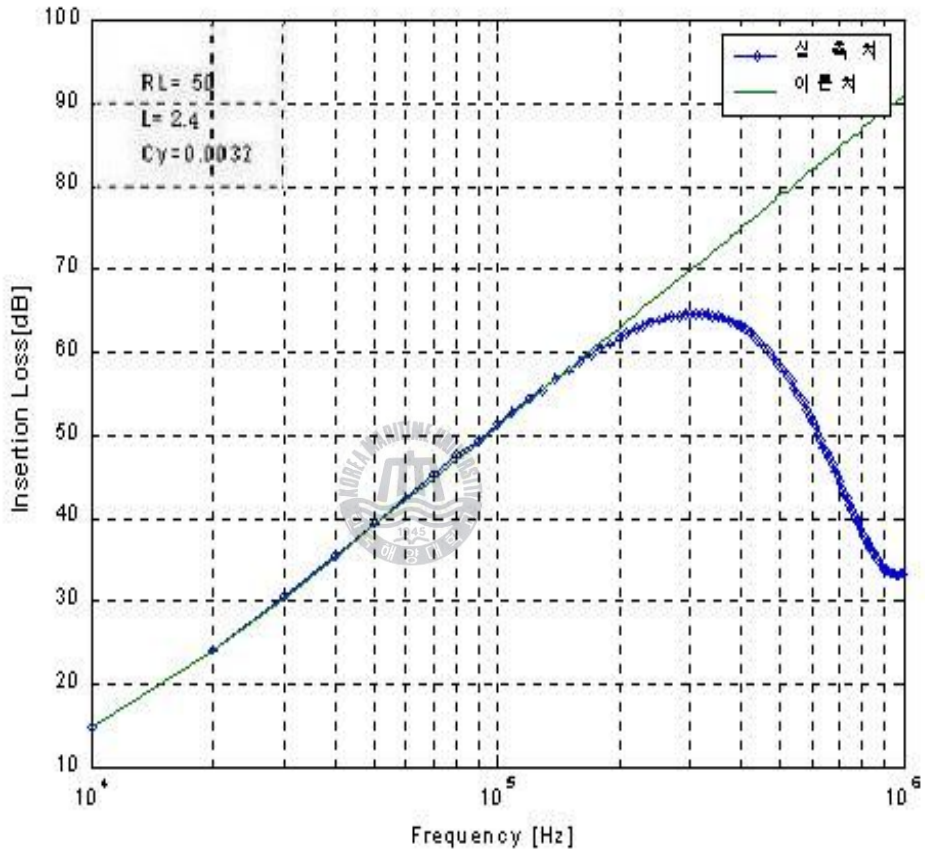


그림 3. 7 최적의 소자를 사용한 EMI 필터의 삽입손실

Fig. 3. 7 Insertion loss of EMI filter that use optimum element.

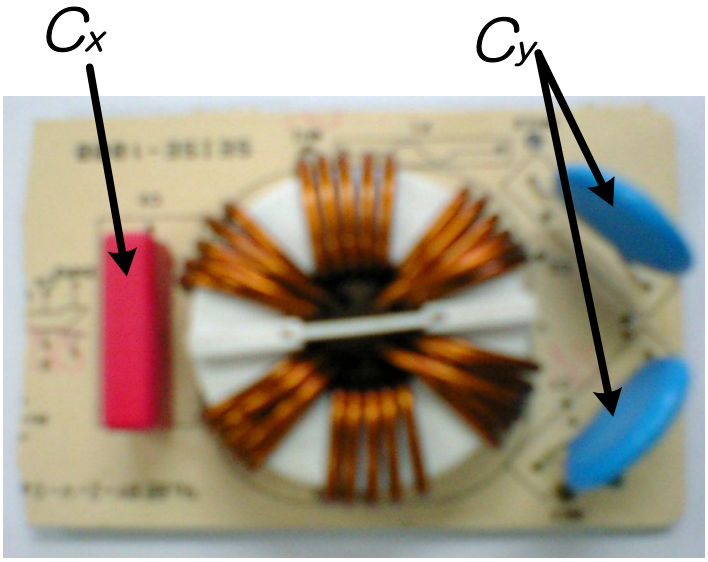


그림 3. 8 제작된 EMI필터

Fig. 3. 8 Manufactured EMI filter.

앞의 식 3.1에서 R_S , $R_L = 50\ \Omega$ 인 조건에서 C_y 를 0.0032 μF 으로 고정하고 계산하여 $L_{CM} = 2.4\ mH$, $C_y = 0.0032\ \mu F$, $C_x = 0.47\ \mu F$ 인 최적의 소자값을 구하고 이들 값을 사용하여 EMI 필터의 삽입손실을 구하면 그림 3.7과 같다. 그림 3.3에 의해 제작된 EMI필터는 그림 3.8과 같으며, 그림 3.9, 그림 3.10과 같이 CISPR 규격의 150 kHz ~ 30 MHz에서 60 ~ 90 dB의 우수한 감쇠특성을 가졌다. 하지만 그림 3.8과 같은 기존의 EMI 필터 구조는 대부분 대략 수십 MHz에서 공진이 일어나기 때문에 광대역 및 고전압 특성을 가지는 새로운 형태의 전자파 장해대책이 필요하다.

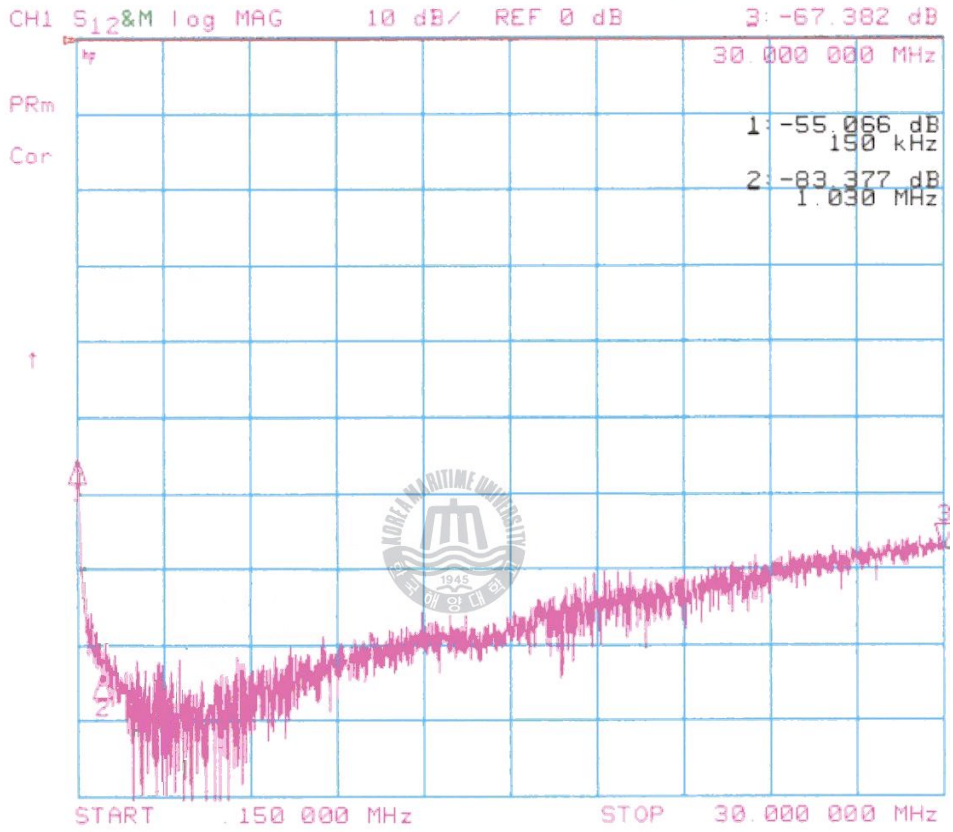


그림 3. 9 제작된 EMI 필터의 CM측정

Fig. 3. 9 CM measurement of manufactured EMI filter.

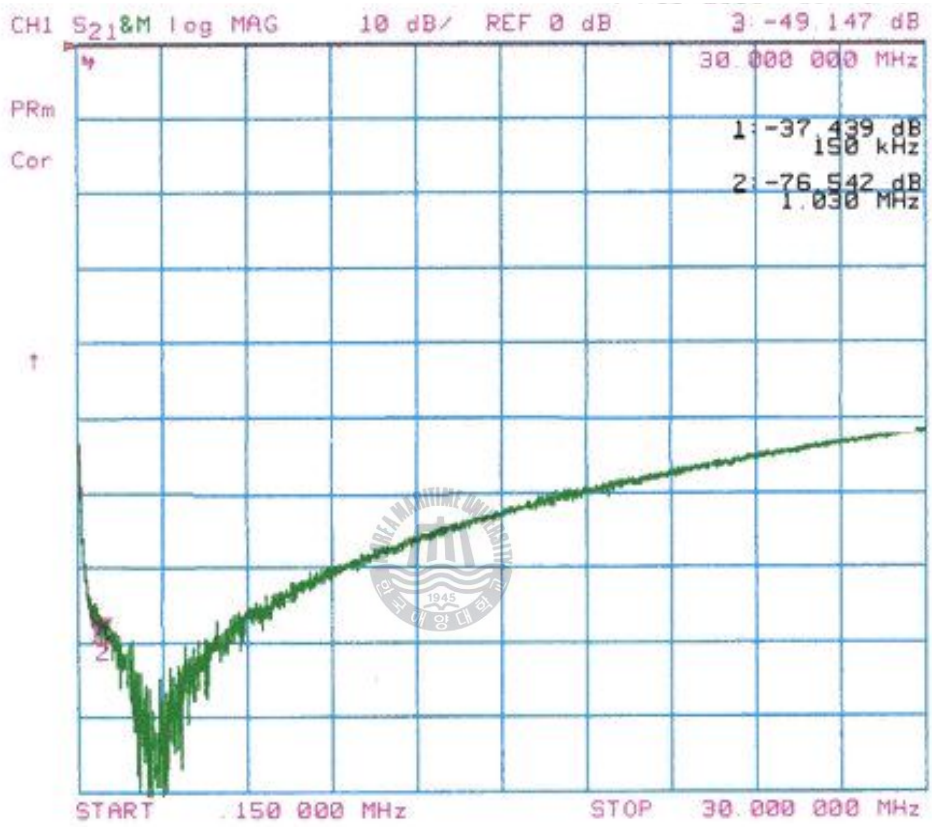


그림 3. 10 제작된 EMI 필터의 DM측정

Fig. 3. 10 DM measurement of manufactured EMI filter.

제 4 장 대전력 EMC 필터의 해석 및 설계

4.1 전송선로의 모드 해석

전송선로는 도선, 도파관, 동축케이블과 같이 두 개 이상의 단자들 사이에서 신호나 전력을 효율적으로 전도하는 도체들로 이루어진 시스템을 말한다. 그러나 오늘날, 첨단 기술이 적용된 제품들과 빠른 속도로 동작하는 논리소자들 때문에 전송선로가 회로의 정상적인 동작을 제한하는 요소로 작용하고 있다. 따라서 4.1장에서는 전송선로 구조 안에서 어떤 방식으로 전파 전달현상이 일어나는지 전송선로의 모드를 해석 하고, 이를 통해 전도된 장해를 해명하는데 적용하고자 한다. 먼저 주파수 영역에서 전송선로 방정식은 식 (4.1), 식 (4.2)와 같다

KOREA MARITIME UNIVERSITY 1945 한국해양대학교

$$\frac{dV(x)}{dz} + Z\,I(x) = 0 \tag{4.1}$$

$$\frac{dI(x)}{dz} + Y\,V(x) = 0 \tag{4.2}$$

단, $Z = R + jwL$, $Y = G + jwC$

2포트의 표기를 사용하여 전송선로 방정식인 식 (4.1), 식 (4.2)는 다음 식 (4.3)의 행렬식으로 사용 할 수 있다.

$$\frac{d}{dx}\begin{bmatrix} V(x) \\ I(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -Z \\ -Y & 0 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} V(x) \\ I(x) \end{bmatrix} \tag{4.3}$$

여기서 그림 4.1에 보인 바와 같이 그라운드에 대하여 선로의 굵기가 같은 평행하는 2 고려해 본다. 선로 길이는 파장에 비해 긴 것으로 하며, 분포정수회로로 취급한다. 선로의 1차정수로서, 단위길이당 저항을 R, 자기인덕턴스를 L, 상호 인덕턴스를 M, 자기정전용량을 C_1, 상호정전용량을 C_{12} 라 한다. 그라운드 도체에 대해 평형한 2회선이므로, R, L, C_1은 양 선로 모두 동일하며, 그라운드 도체가 저항을 갖는 경우에는, 그것도 포함한 값으로 한다. 선로의 방향을 z축으로 취하고, 전단(z=0)에서 거리 z 의 점에 있어서 각 도선의 전류를 $I_1(z)$, $I_2(z)$, 전위가 0 인 그라운드 도체에 대한 각 도선의 전압을 $V_1(z)$, $V_2(z)$, 선로 간의 상호인덕턴스에 대한 임피던스는 Z_m, 상호정전용량에 대한 어드미턴스는 Y_m이라 하면,

$$\left.\begin{aligned} -\frac{dV_1(z)}{dz} &= Z_1 I_1(z) + Z_m I_2(z) \\ -\frac{dV_2(z)}{dz} &= Z_m I_1(z) + Z_2 I_2(z) \end{aligned}\right\} \tag{4.4}$$

$$\left.\begin{aligned} -\frac{dI_1(z)}{dz} &= Y_1 V_1(z) + Y_m V_2(z) \\ -\frac{dI_2(z)}{dz} &= Y_m V_1(z) + Y_2 V_2(z) \end{aligned}\right\} \tag{4.5}$$

$$\left.\begin{aligned} \text{단,} \quad Z_1 &= R + jwL,\ Z_m = jwM \\ Y_1 &= jwC_1,\ Y_m = jwC_{12} \end{aligned}\right\}$$

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 (4.6)이 얻어진다.

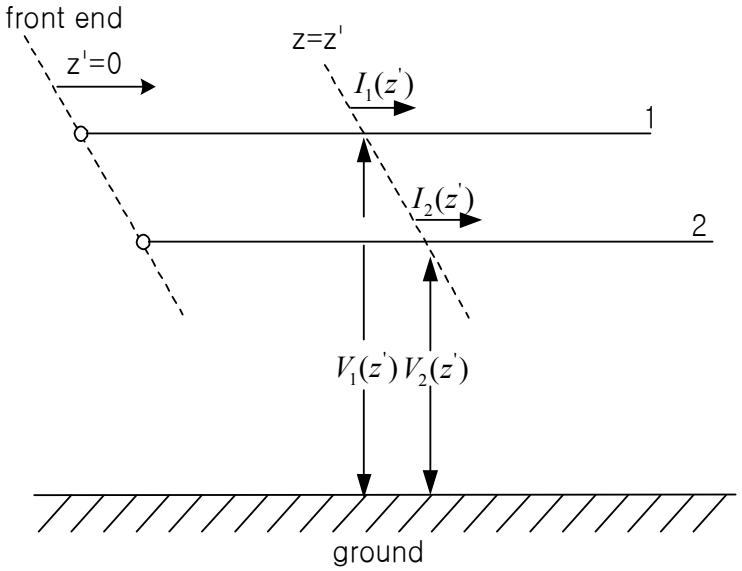


그림 4. 1 평형 2도선의 전송선로

Fig. 4. 1 Transmission line of parallel two-wire line.

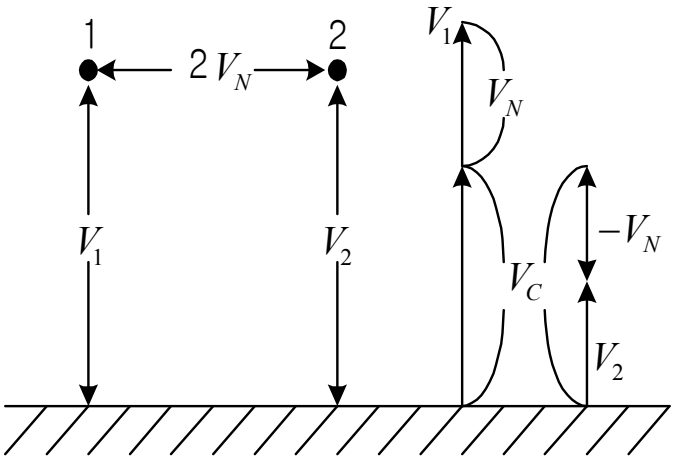


그림 4. 2 모드 전압원

Fig. 4. 2 Mode voltage.

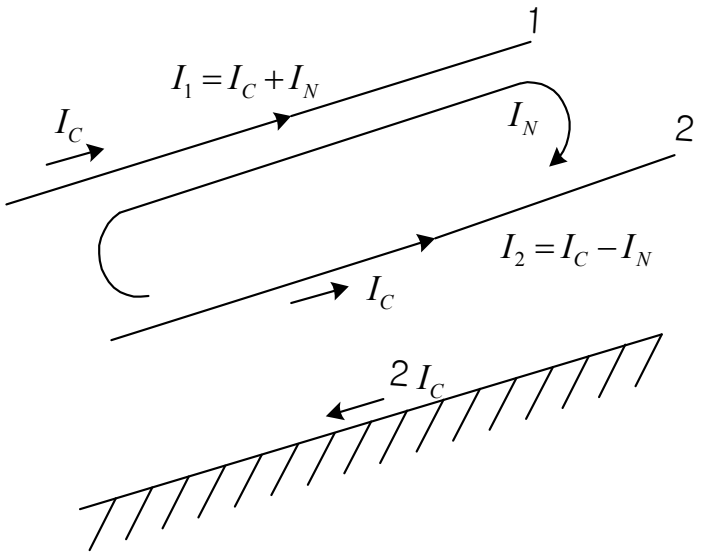


그림 4. 3 모드 전류원

Fig. 4. 3 Mode current.

$$\left.\begin{aligned} V_C(z) &= [V_1(z) + V_2(z)]/2, \\ V_N(z) &= [V_1(z) - V_2(z)]/2, \\ I_C(z) &= [I_1(z) + I_2(z)]/2, \\ I_N(z) &= [I_1(z) - I_2(z)]/2 \end{aligned}\right\} \tag{4.6}$$

$$\left.\begin{aligned} V_1(z) &= V_C(z) + V_N(z), \\ V_2(z) &= V_C(z) - V_N(z), \\ I_1(z) &= I_C(z) + I_N(z), \\ I_2(z) &= I_C(z) - I_N(z) \end{aligned}\right\} \tag{4.7}$$

그림 4.1및 4.2에서 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 (4.4), 식 (4.5), 식 (4.6) 및 식 (4.7)로부터,

$$\left.\begin{aligned} -[dV_C(z)/dz] &= (Z_1 + Z_m) I_C(z) \\ -[dI_C(z)/dz] &= (Y_1 + Y_m) V_C(z) \end{aligned}\right\} \tag{4.8}$$

$$\left.\begin{aligned} -[dV_N(z)/dz] &= (Z_1 - Z_m) I_N(z) \\ -[dI_N(z)/dz] &= (Y_1 - Y_m) V_N(z) \end{aligned}\right\} \tag{4.9}$$

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 (4.8)과 식 (4.9)로부터,

$$\left.\begin{aligned} d^2V_C(z)/dz^2 &= (Z_1 + Z_m)(Y_1 + Y_m) V_C(z) \\ d^2I_C(z)/dz^2 &= (Z_1 + Z_m)(Y_1 + Y_m) I_C(z) \end{aligned}\right\} \tag{4.10}$$

$$\left.\begin{aligned} d^2V_N(z)/dz^2 &= (Z_1 - Z_m)(Y_1 - Y_m) V_N(z) \\ d^2I_N(z)/dz^2 &= (Z_1 - Z_m)(Y_1 - Y_m) I_N(z) \end{aligned}\right\} \tag{4.11}$$

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

$$\left.\begin{aligned} V_C(z) &= V_C^{(+)}\epsilon^{-\gamma_C z} + V_C^{(-)}\epsilon^{\gamma_C z} \\ I_C(z) &= I_C^{(+)}\epsilon^{-\gamma_C z} + I_C^{(-)}\epsilon^{\gamma_C z} \\ \gamma_C &= \sqrt{(Z_1+Z_m)(Y_1+Y_m)} \end{aligned}\right\} \tag{4.12}$$

$$\left.\begin{aligned} V_N(z) &= V_N^{(+)}\epsilon^{-\gamma_N z} + V_N^{(-)}\epsilon^{\gamma_N z} \\ I_N(z) &= I_N^{(+)}\epsilon^{-\gamma_N z} + I_N^{(-)}\epsilon^{\gamma_N z} \\ \gamma_N &= \sqrt{(Z_1-Z_m)(Y_1-Y_m)} \end{aligned}\right\} \tag{4.13}$$

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

$$\left.\begin{aligned} I_C^{(+)} &= V_C^{(+)}/Z_{OC},\ I_C^{(-)} = -V_C^{(-)}/Z_{OC} \\ I_N^{(+)} &= V_N^{(+)}/Z_{ON},\ I_N^{(-)} = -V_N^{(-)}/Z_{ON} \end{aligned}\right\} \tag{4.14}$$

여기서, 공통 모드의 특성 임피던스 Z_{OC}는

$$Z_{OC} = \sqrt{(Z_1 + Z_m)/(Y_1 + Y_m)} \tag{4.15}$$

이며, 차동 모드의 특성 임피던스 Z_{ON}은

$$Z_{ON} = \sqrt{(Z_1 - Z_m)/(Y_1 - Y_m)} \tag{4.16}$$

이다. 따라서, 식 (4.12)와 식 (4.13)은 식 (4.17)과 식 (4.18)로 나타낼 수 있다[27].

$$\left.\begin{aligned} V_C(z) &= V_C^{(+)}\epsilon^{-\gamma_C z} + V_C^{(-)}\epsilon^{\gamma_C z} \\ I_C(z) &= [V_C^{(+)}\epsilon^{-\gamma_C z} + V_C^{(-)}\epsilon^{\gamma_C z}]/Z_{OC} \end{aligned}\right\} \tag{4.17}$$

$$\left.\begin{aligned} V_N(z) &= V_N^{(+)}\epsilon^{-\gamma_N z} + V_N^{(-)}\epsilon^{\gamma_N z} \\ I_N(z) &= [V_N^{(+)}\epsilon^{-\gamma_N z} + V_N^{(-)}\epsilon^{\gamma_N z}]/Z_{ON} \end{aligned}\right\} \tag{4.18}$$

이처럼 전송선로 모드는 공통모드와 차동모드로 나눌 수 있고, 만약 전송선로가 정합되지 않아 전자기 장해가 발생하면, 공통모드와 차동모드 전압·전류성분의 형태로 나타나기 때문에 EMC 적합성을 이루기 위해서 두 모드에 대한 대책이 필요하다.

4.2 EFT(Electric Fast Transient)의 특성

일반적인 전자파장해는 방사된 노이즈가 공간을 통하여 오동작을 일으키는 것 보다 전도매체를 통하여 영향을 끼치는 경우가 다수를 차지하고 있다. 그러나 일반적으로 전도성에 의한 전자파장해는 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 4.1 EFT의 IEC 6100-4-4에 대한 시험 파라미터

Table 4.1 Test parameter for IEC 61000-4-4 of EFT.

t_b=15ms; t_i=300ms, t_r=5ns t_d=50ns			
level	Test voltage on power line(kV)	Test voltage on signal/data/control line(kV)	t_p μs.
1 2 3 4	0.5 1 2 4	0.25 0.5 1 2	200 200 400/200 400
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.

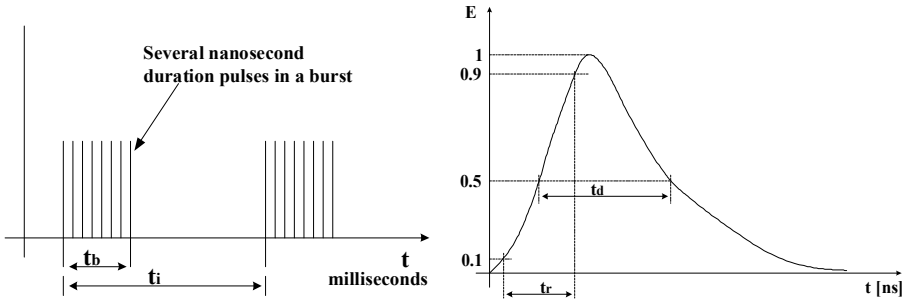
$$V(t) = A V_p (1 - e^{\frac{-t}{t_1}}) e^{\frac{-t}{t_2}} \tag{4.16}$$

여기서 A는 상수

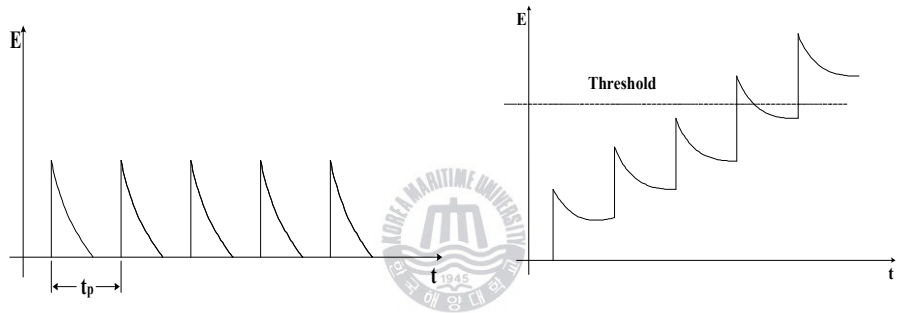
V_p는 개방회로전압의 최고 피크값

t_1 = 3.5 ns, t_2 = 55.6 ns

EFT 파형의 표현은 식 (4.16)과 같고, 그림 4.4의 EFT 신호를 사용하여 근접공간에서 반복적인 서지를 용량적인 결합을 통해 주입하는 시험으로 장치류의 오동작에 대한 내성을 평가하기 위해 정해졌다. 위와 같은 EFT 시험은 프로세서 제어기기가 계전기(Relay)나 스위칭소자로부터 발생되는 연속적인 개·폐 서지에 대한 내성을 평가하기 위한 것으로, 프로세서로 제어되는 자동화기기의 오동작과 상관관계가 깊다. 현재 규정된 신호레벨의 펄스열과 반복주파수 등의 변경 요구에 대한 의견이 제시되어 있어 앞으로 일부 항목이 변경 또는 추가 될 수 있을 것으로 본다[28].



(a)펄스의 버스트　　(b)펄스의 단독 파형



(c)버스트에서 펄스의 간격　　(d)전압의 box-car buildup

그림 4. 4　과도전압의 파형(t_b ; 버스트 지속기간, t_i ; 버스트 간격, t_p ; 펄스간격, t_r ; 펄스 상승시간, t_d ; 펄스 지속시간)

Fig. 4. 4　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).

4.3 페라이트 비드와 관통형 컨덴서 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 개선시킬 수 있다. 그러나 대부분 대략 수십 MHz에서 공진이 일어나며, 공진점 이상의 주파수에서는 컨덴서로 동작하게 된다. 필터에 사용되는 컨덴서의 경우 역시 구조적인 특성에 의해 컨덴서 리드선의 작은 인덕턴스 성분과 자체의 용량에 의해 직렬 공진 특성을 갖게 되어 공진점 이상에서는 컨덴서가 아니라 인덕터로서 동작하게 된다. 이상과 같이 만일 L, C 모두가 수십 MHz에서 공진점을 갖는다면 수백 MHz 이상의 모든 RF회로의 설계가 불가능하다는 결론에 이른다[25].

따라서 클럭 주파수가 높아지고 IEC 802.11b와 같은 GHz대역의 이용이 증가함에 따라 800 MHz 이상, 수십 GHz대역에 효과적인 고주파 제거용 부품으로는 페라이트 비드와 관통형 컨덴서가 필요하게 된다[29]. 이를 위해 인덕터의 경우 EMC 대책에 일반적으로 많이 쓰이는 페라이트 비드를 사용하며, 컨덴서의 경우 리드선의 인덕턴스를 없애기 위해 컨덴서 1선을 없애고 함체에 직접 취부하여 공진점을 없앤 관통형 컨덴서를 사용한다.

4.3.1 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 복소비투자율은 스핀운동과 자벽운동의 합으로 되어있다. 이것은 공명현상에 기인한 것으로 공명현상 시 발생하는 에너지 흡수(열 에너지로 변환)에 의하여 전파흡수가 일어난다.

그러나 스핀운동이나 자벽운동에 의한 $\mu_r^{'}$, $\mu_r^{''}$ 의 주파수 분산은 Snoek, Rado, F.Sandy, E. Schlanm 등에 의하여 정식화가 시도되었으나 과연 μ_r 자신 중에서 몇 %가 스핀운동과 자벽운동에 의한 것인가에 대하여는 명확하게 주파수 분산을 검토할 수 없는 상태이다. 다만 지금까지의 연구는 자벽에 의한 운동은 낮은 주파수대역인 kHz ~ MHz 정도로 높지 않고, 회전자계에 의한 공명현상은 MHz ~ GHz 대역의 높은 한계주파수를 보이고 있다[7]-[25].

전파흡수체의 복소비투자율 $\mu_r = \mu_r^{'} - j\mu_r^{''}$ 의 관계에 있어서 실수부 $\mu_r^{'}$ 와 허수부 $\mu_r^{''}$ 도 흡수체의 특성을 결정하기 때문에 $\mu^{'}_r$ 뿐만 아니라 $\mu_r^{''}$ 도 고려해야 한다.

직류시 비초기투자율 μ_i는 주파수가 0 일 때의 $\mu_r^{'}$값을 나타내는데 μ_i 의 1/2이 되는 주파수를 공명주파수 f_r이라 한다. 공명주파수가 충분히 낮은 주파수에서 $\mu_r^{''}$이 적은 영역은 저 손실 페라이트로 널리 이용되고 있다.

주파수가 높아지면 복소비투자율 μ_r의 실수부 $\mu_r^{'}$은 차츰 작게 되지만 그 값이 $\mu_i/2$이 되는 주파수를 f_r이라하면 공명이 회전자계에 의한 것으로 Snoek's Limit Law 이론에 의하면

$$f_r \cdot \mu_r \leq 6{,}240\ [MHz] \tag{4.23}$$

로 알려져 있으며 이 식은 μ_i값에 관계없이 성립한다. Snoek은 이것을 외부 자계가 없어도 페라이트 내부에는 자기이방성 자계가 존재한다는 관점에서 스핀운동의 공명현상이 존재한다는 것에 주목하였다[28]. 여기에서 페라이트의 복소비투자율을 자벽의 이동에 의한 공명항과 자화의 회전에 의한 완화항으로 분리하면 식 (4.24)와 같다.

$$\mu_r = 1 + \chi_1 + \chi_2 \tag{4.24}$$

$$\chi_1 = \frac{{f_m}^2 \mu_{rm}}{{f_m}^2 - f^2 + j\gamma f} \tag{4.25}$$

$$\chi_2 = \frac{f_s \mu_{rs}}{f_s + jf} \tag{4.26}$$

KOREA MARITIME UNIVERSITY 1945 한국해양대학교

여기서,

μ_r : 복소비투자율

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

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

γ : 감쇠정수

EMI 대책용으로 사용하고 있는 스핀날형 페라이트 코어의 투자율 주파수 분산식은 식 (4.27)로 표현할 수 있다.

$$\mu_r = 1 + \frac{\mu_{rs}}{1 + j(f/f_s)} + \frac{\mu_{rm}}{1 - (f/f_m)^2 + j(\gamma f/f_m^2)} \tag{4.27}$$

로 표현된다[30].

4.3.2 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 4.5에 나타낸다. μ_0 는 진공중의 투자율이다. 도선에 각주파수 ω의 정현파 전류 I 를 흘릴 경우, 페라이트 비드 장착에서 임피던스 Z 는 장착 장소의 전위차를 전류에 의해서 구할 수 있다. 전위차는 도선 주위의 공간을 관통하는 자속 Φ의 시간변화로 주어질 수 있으므로 Z 를 구할 경우 식 (4.28)과 같이 된다.

$$\begin{aligned} Z &= j\omega\Phi/I \\ &= \left\{ j\omega \int_0^l \int_a^{d/2} \mu_0 H(x,y)dxdy + j\omega \int_0^l \int_{d/2}^{D/2} \mu H(x,y)dxdy \right. \\ &\quad \left. + j\omega \int_0^l \int_{D/2}^{\infty} \mu_0 H(x,y)dxdy \right\} / I \end{aligned} \tag{4.28}$$

여기서 유한장 직선 전류에 의한 자계 H(x, y)는 길이 l의 도선에 흐르는 전류 I에 의한 좌표 (x, y)에 발생하는 자계이고, 그림 4.5의 좌표계에 놓일 때 비오 사바르 법칙에 의하여 다음 식으로 주어질 수 있다[31].

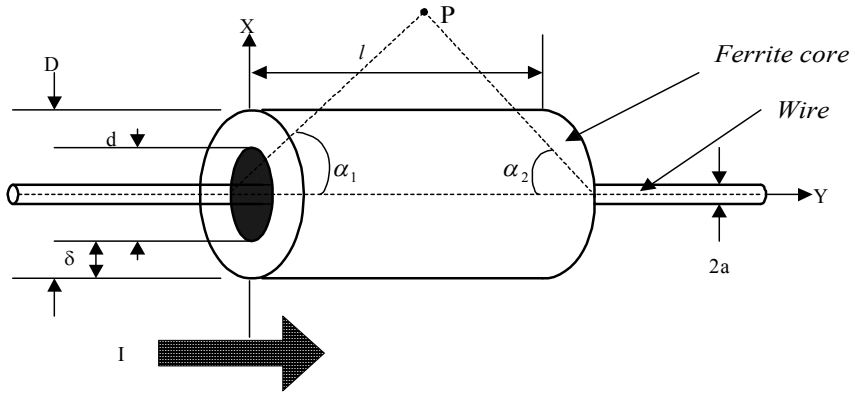


그림 4. 5 전원선에 장착한 페라이트 비드의 외형 및 좌표

Fig. 4. 5 External appearance of ferrite bead inserted in the power line and analysis of coordinates.

이때 유한길이를 가진 케이블 y에서 페라이트 비드 속에 있는 케이블 l에서 형성되는 자계는 식 (4.29)에서

$$H = \int_{-\alpha_2}^{\alpha_1} \frac{I\sin\alpha}{4\pi x} d\alpha = \frac{I}{4\pi x}\left[\cos\alpha_1 + \cos\alpha_2\right] \tag{4.29}$$

α_1, α_2는 도선의 양단과 점 P가 맺는 선이 직선을 이루는 각이다.

$$\cos\alpha_1 = \frac{y}{\sqrt{x^2+y^2}},\ \cos\alpha_2 = \frac{(l-y)}{\sqrt{x^2+(l-y)^2}} \tag{4.30}$$

식 (4.29)에 식 (4.30)을 대입하면 식 (4.31)을 구할 수 있다.

$$H = \frac{I}{4\pi x}\left\{\frac{y}{\sqrt{x^2+y^2}} + \frac{l-y}{\sqrt{x^2+(l-y)^2}}\right\} \tag{4.31}$$

따라서, 위의 식 (4.31)을 식 (4.28)에 대입하여, 적분을 하면

$$Z = j\omega\mu_0 l \cdot \frac{1}{2\pi}\left[\ln\left\{\frac{d}{2a}\cdot\frac{1+\sqrt{1+(\frac{a}{l})^2}}{1+\sqrt{1+(\frac{d}{2l})^2}}\right\}+\sqrt{1+(\frac{d}{2l})^2}\right.$$

$$\left.-\sqrt{1+(\frac{a}{l})^2}-(\frac{d}{2l}-\frac{a}{l})\right]+j\omega\dot{\mu}l\cdot\frac{1}{2\pi}\left[\ln\left\{\frac{D}{d}\cdot\frac{1+\sqrt{1+(\frac{d}{2l})^2}}{1+\sqrt{1+(\frac{D}{2l})^2}}\right\}\right.$$

$$\left.+\sqrt{1+(\frac{D}{2l})^2}-\sqrt{1+(\frac{d}{2l})^2}-(\frac{D}{2l}-\frac{d}{2l})\right]$$

$$+j\omega\mu_0 l\cdot\frac{1}{2\pi}\left[\ln\left\{\frac{2l}{D}\cdot\left(1+\sqrt{1+(\frac{D}{2l})^2}\right)\right\}-\sqrt{1+(\frac{D}{2l})^2}+\frac{D}{2l}\right]$$

$$=j\omega\mu_0 l\cdot\frac{1}{2\pi}\left[\ln\left\{\frac{l}{a}\left(1+\sqrt{1+(\frac{a}{l})^2}\right)\right\}-\sqrt{1+(\frac{a}{l})^2}+\frac{a}{l}\right]$$

$$+j\omega\dot{\mu}l\cdot\frac{1}{2\pi}\left[\ln\left\{\frac{D}{d}\cdot\frac{1+\sqrt{1+(\frac{d}{2l})^2}}{1+\sqrt{1+(\frac{D}{2l})^2}}\right\}+\sqrt{1+(\frac{D}{2l})^2}\right.$$

$$\left.-\sqrt{1+(\frac{d}{2l})^2}-(\frac{D}{2l}-\frac{d}{2l})\right]$$

$$=j\omega L_e+j\omega\mu l K \fallingdotseq j\omega L_e\mu_r \qquad (4.32)$$

과 같이 된다. 여기서, L_e 는 페라이트 비드 장착 부분에서 도선의 외부 인덕턴스이고, K는 비드의 형상에 의해 정해지는 상수이다. 식 (4.32)는 페라이트 비드 장착시 도선의 임피던스가 도선 자신의 외부 인덕턴스에 의한 리액턴스와 페라이트 비드 장착에 의해 발생되는 부하 효과가 직렬로 되는 것을 나타내고 있다. 다음으로, 주파수 분산에 의한 임피던스의 등가 회로식은 식 (4.27)을 식 (4.32)에 대입하면 식 (4.33)으로 표현된다.

$$Z = j\omega L_e \left\{ 1 + \frac{\mu_{rs}}{1 + j(f/f_s)} + \frac{\mu_{rm}}{1 - (f/f_m)^2 + j(\gamma f/{f_m}^2)} \right\}$$

$$= j\omega L_e + \frac{j\omega l K \mu_{rs} f_s \mu_o}{f_s + jf} + \frac{j\omega l K \mu_{rm} f_m^2 \mu_o}{f_m^2 - f^2 + j\gamma f}$$

$$= j\omega L_e + \frac{1}{\dfrac{f_s + jf}{j\omega l K \mu_{rs} f_s \mu_o}} + \frac{1}{\dfrac{f_m^2 - f^2 + j\gamma f}{j\omega l K \mu_{rm} f_m^2 \mu_o}}$$

$$= j\omega L_e + \frac{1}{\dfrac{1}{j\omega l K \mu_{rs} \mu_o} + \dfrac{1}{2\pi l K \mu_{rs} f_s \mu_o}}$$

$$+ \frac{1}{\dfrac{1}{j\omega l K \mu_{rm} \mu_o} + \dfrac{f^2}{j\omega l K \mu_{rm} f_m^2 \mu_o} + \dfrac{1}{2\pi l K \mu_{rm} f_m^2 \mu_o}}$$

$$= j\omega L_e + \frac{1}{\frac{1}{R}+\frac{1}{j\omega L_s}} + \frac{1}{\frac{1}{j\omega L_m}+\frac{1}{C_m}+\frac{1}{R_m}}$$

$$Z = j\omega L_e + \left(\frac{1}{R_s}+\frac{1}{j\omega L_s}\right)^{-1} + \left(\frac{1}{R_m}+j\omega C_m+\frac{1}{j\omega L_m}\right)^{-1} \qquad (4.33)$$

여기서,

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

로 표현된다. 식 (4.33)의 우변 제1항은 도선의 인덕턴스에 의한 리액턴스, 제2항은 스핀의 회전 운동에 의한 부하효과이며, 제3항은 자벽의 운동에서 발생하는 부하효과이다. 식 (4.33)을 등가회로로 표현하면 그림 4.6과 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[32].

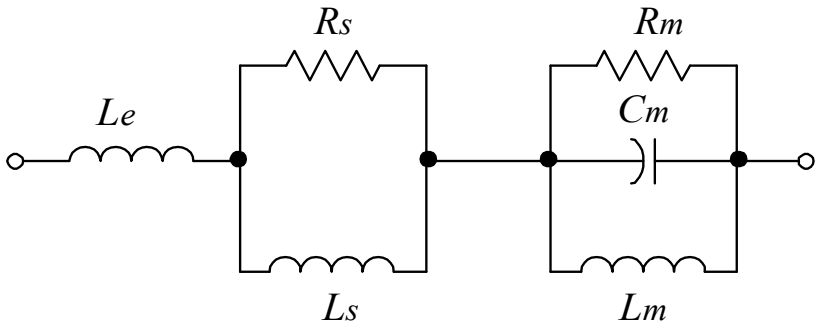


그림 4. 6 페라이트 비드를 전원선에 장착했을 때의 등가회로

Fig. 4. 6 Ferrite bead has been inserted in the power line break out equivalent circuit.

4.3.3 관통형 컨덴서의 특성 및 삽입손실

효과적인 고주파 제거용 부품으로 쓰이는 관통형 컨덴서의 중요성이 증가하는 만큼 이 부품에 대한 이해와 효과적인 이용이 중요하다. 관통형 컨덴서는 원통형 도체의 가운데 도선을 삽입하고 2개의 도체 사이에 유전체를 삽입한 구조이다. 따라서 전극은 중심도선과 외부 원통형 도체가 각각 컨덴서의 전극이 된다. 삽입되는 유전체의 종류는 세라믹과 필름형이 있는데 세라믹형은 소형 저압용으로 많이 사용되며, 필름형은 대형 고압용으로 사용된다. 관통형 컨덴서가 공진을 일으키지 않는 이유는 그림 4.7에서 보는 바와 같이 관통형 컨덴서 외부전극이 함체에 취부 되는 부분에서 빗금부분의 면적은 유한도체인 반면 함체는 무한도체에 가까우므로 공진이 일어나지 않는 것이다. 이는 관통형 컨덴서를 함체에 접속시 컨덴서 접속점의 금속부 임피던스가 일정값을 갖다 접속점에서 증가하여 함체의 무한도체에서 임피던스가 접속점의 금속부 보다 낮아져 공진이 일어나지 않

는 것이다[29].

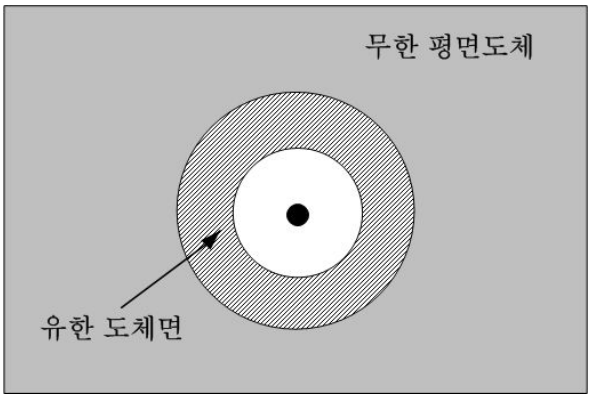


그림 4. 7 관통형 컨덴서를 금속 함체에 취부

Fig. 4. 7 mounting on metal enclosure of the Feed-through capacitors.

관통형 컨덴서 삽입손실은 전원저항을 R_S, 부하저항을 R_L이라 할 때 다음 식으로 표현된다.

$$Insertion\,loss = \frac{V_O\text{관통형 컨덴서가 없을때}}{V_O\text{관통형 컨덴서가 있을때}} \tag{4.34}$$

$$= 20\log_{10}\frac{R_S R_L}{X_C(R_S+R_L)}$$

관통형 컨덴서의 삽입손실의 최대 조건은 식 (4.34)에서 $X_c = 1/j\omega C$ 이므로 분자는 곱으로 나타내지고, 분모는 전원의 내부저항과 부하저항의 합에 불과하므로, 전원의 내부저항과 부하저항이 클수록 관통형 컨덴서를 삽입했을 때 특성이 개선되는 것을 알 수 있다.

4.4.2절에서 설명된 페라이트 비드와 비교할 때 상보적인 관계가 있는 것을 알 수 있다. 따라서 전원저항은 일반적으로 50 Ω정도이나, 부하저항 값은 부하의 종류에 따라 불특정하게 달라져 그림 4.8과 같은 구조로 하는 것이 이상적인 구조임을 알 수 있다. 관통형 컨덴서의 사용에 있어 다소 어려운 점은 부품을 함체에 구멍을 뚫고 볼트로 조여 별도로 취부하거나, 납땜해야 하는 불편한 점이 있으나 특성상 RF기기의 설계나 불연속 반복서지의 대책에 절대적으로 필요한 부품이다. 그림 4.8에서 1000 pF 관통형 컨덴서의 전원, 부하 저항별 감쇠량에 대해 이들 관계를 알 수 있다[33].

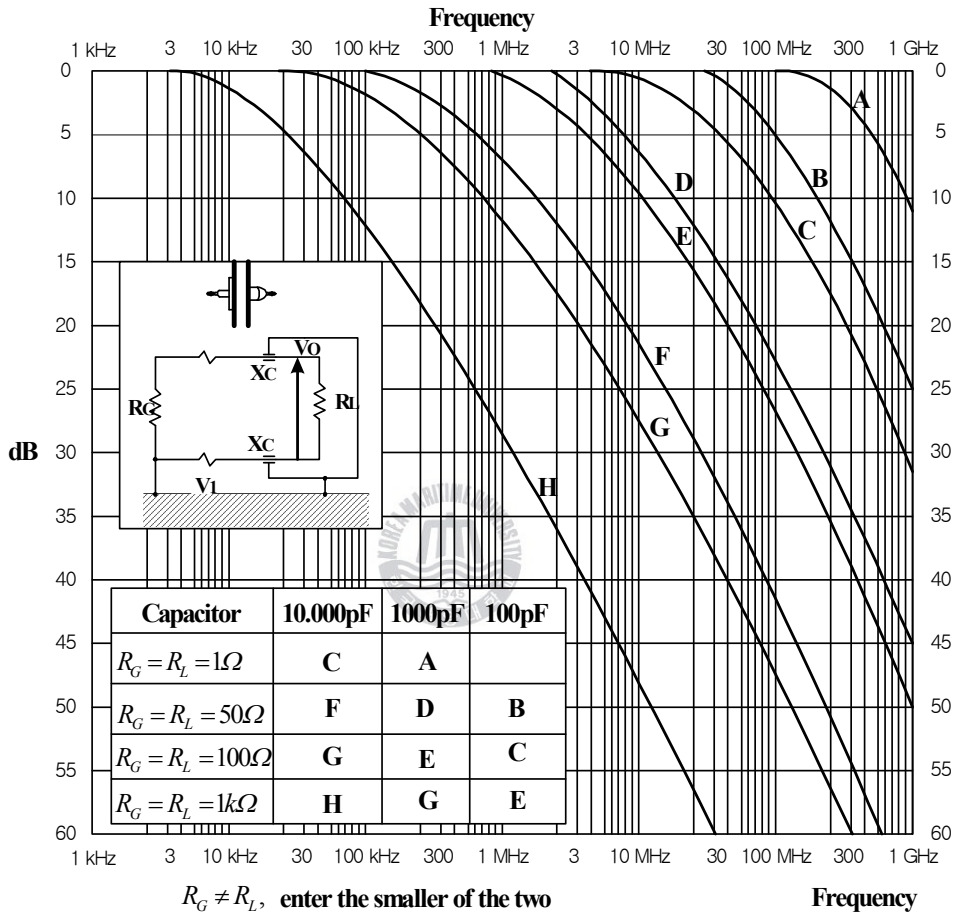
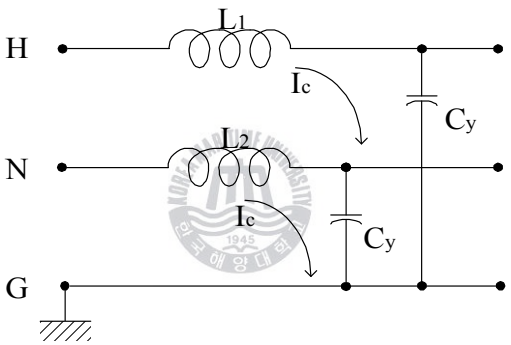


그림 4. 8 관통형 컨덴서의 가변 삽입손실(1000 pF)

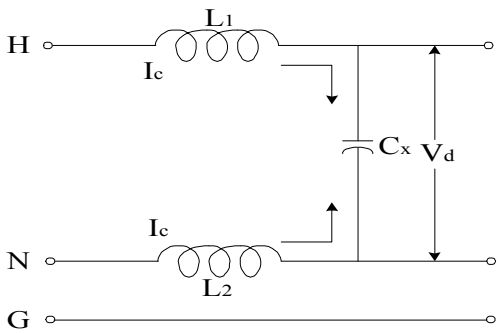
Fig. 4. 8 Variable insertion loss of feed-through capacitor.

4.4 대전력 EMC 필터의 설계

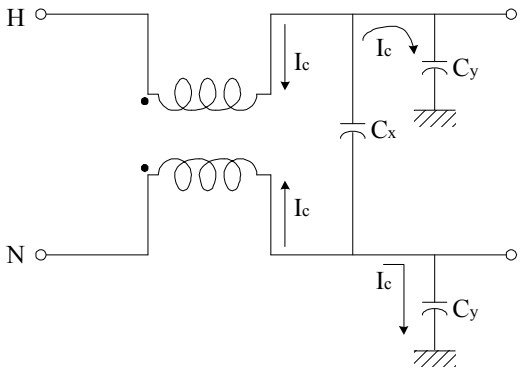
일반적으로, 공통 모드 필터는 그림 4.9에 보여 진 대로 소스 주위의 인덕터와 부하주위의 캐패시터의 LC 필터를 사용해서 높은 소스 임피던스와 낮은 부하 임피던스로서 설계되어진다. 감쇠를 증가시키고 가파른 skirt 특성을 알아내기 위해서 LC 단계(stage)들은 직렬로 될 것이다. 그림 4.9의 캐패시터 Cy는 공통 모드 전류를 접지로 바이패스 시키고, 캐패시터 Cx는 hot-to-neutral 전류를 바이패스 시키고, 그들이 부하에 이르는 것을 방지한다[34].



(a) phase-to-ground



(b) phase-to-phase



(c) L-section with balun inductor

그림 4. 9 공통 모드 필터

Fig. 4. 9 Common mode filter.

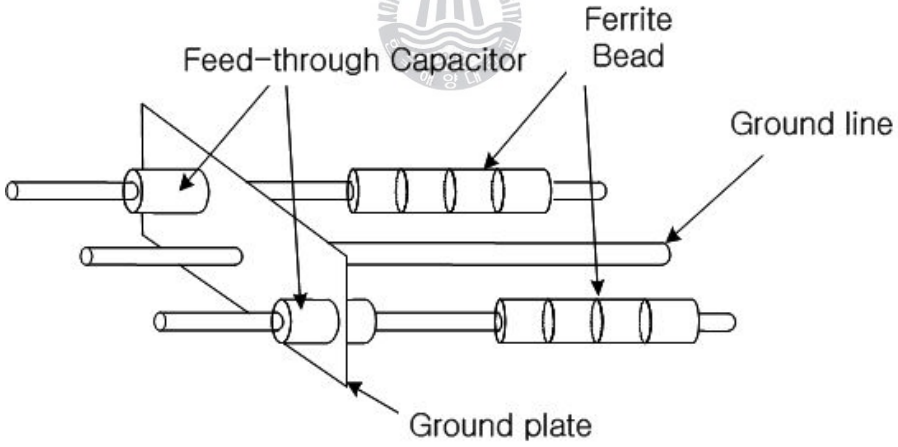


그림 4. 10 대전력용 차단기 내의 EMC 필터의 구성도

Fig. 4. 10 Construction of the High Power Breaker 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 대전력용 차단기 내의 EMC 필터는 인덕터로 사용되는 페라이트 비드를 사용하고, 컨덴서의 경우에는 리드선의 인덕턴스를 없애기 위해 컨덴서의 접지부분을 groud plate에 직접 연결하여 공진점을 없앤 관통형 컨덴서를 사용한다. 그림 4.10은 제작된 대전력용 차단기 내의 EMC 필터의 구성도이다.

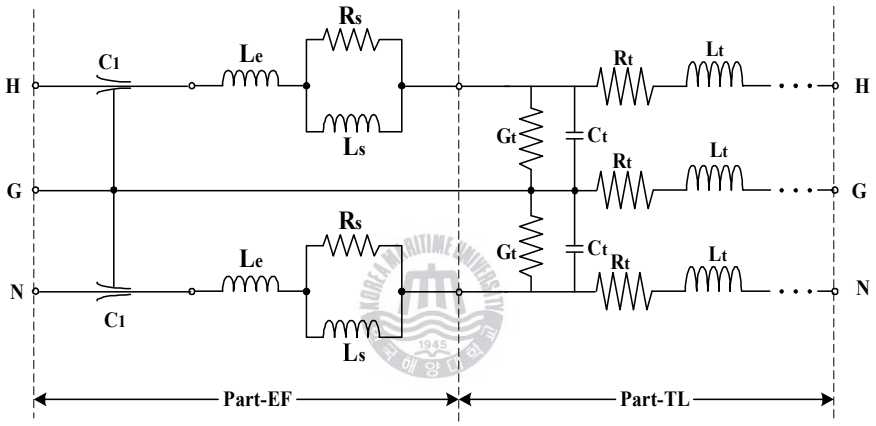
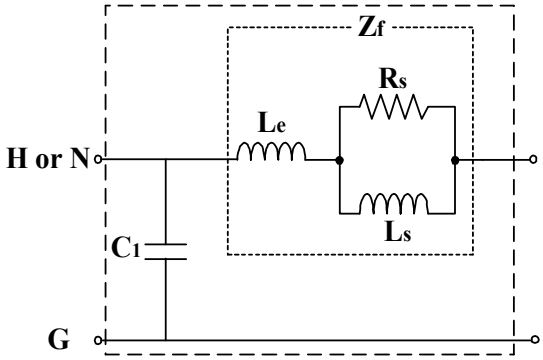


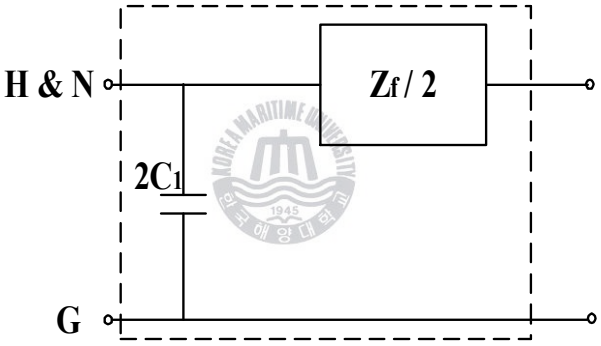
그림 4.11 대전력용 차단기의 EMC 필터와 전송선로의 등가회로
Fig. 4.11 Equivalent circuits of the High Power Breaker EMC filter(Part-EF) and transmission line(Part-TL).

대전력용 차단기 내의 EMC 필터를 제작하기 위해선 먼저 그 필터의 전달계수를 구함으로써 사용되는 소자값을 얻을 수 있다. 그림 4.11은 대전력용 차단기 내의 EMC 필터의 전달계수를 구하기 위한 EMC 필터와 전원전송선로의 등가회로를 보여준다.

그림 4.12(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 4. 12 EMC 필터 부분의 등가회로(Part-EF)

Fig. 4. 12 Equivalent circuits of the EMC filter(Part-EF).

식 (4.40)의 전달계수 T값을 계산하기 위해서 그림 4.12의 등가회로를 이용해 각 모드에 대한 ABCD 매트릭스를 구한다. 먼저 차동 모드에 관한 ABCD 매트릭스는 식 (4.35)에 의해 구할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} A_{DM} & B_{DM} \\ C_{DM} & D_{DM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y_{C_1} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & Z_f \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & Z_f \\ Y_{C_1} & Y_{C_1} Z_f + 1 \end{bmatrix} \quad (4.35)$$

여기서,

$$Y_{C_1} = j\,2\pi f C_1,$$
$$Z_f = j\omega L_e + \left(\frac{1}{R_S} + \frac{1}{j\omega L_S} \right)^{-1} \quad (4.36)$$

그 반면, 공통 모드 측정 방법에 따른 등가회로는 그림 4.12(b)에 보여지는 것과 같다. 그리고, 공통 모드 노이즈에 관한 ABCD 매트릭스는 식 (4.37)과 같이 표현된다.

$$\begin{bmatrix} A_{CM} & B_{CM} \\ C_{CM} & D_{CM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 2Y_{C_1} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & Z_f/2 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & Z_f/2 \\ 2Y_{C_1} & Y_{C_1} Z_f + 1 \end{bmatrix} \quad (4.37)$$

비투자율 μ_r은 식 (4.38)에 의해 표현될 수 있다[25].

$$\mu_r = 1 + \frac{\mu_i}{1 + jf / f_m} \quad (4.38)$$

여기서, μ_i는 초 투자율, f_m은 공명주파수, 그리고 f는 측정주파수이다. 본 논문에서는 Ni-Zn계열 페라이트 비드(μ_i=2000)를 사용하였다. 식 (4.34)에 의해 f_m=3.12 MHz이고, 또한 다른 파라미터들은 식 (4.39)에 주어진다.

$$C_1 = 2{,}000\,[pF]$$
$$L_e = 2\times 10^{-8}\,\mu''_r\,\mu_0 \ln\,(b/a)\times l\ [H/m] \qquad (4.39)$$
$$R_s = 2\pi f_m \mu'_r \mu_0 lK\,[\Omega/m]$$
$$L_s = \mu''_r \mu_0 lK\,[H/m]$$

여기서, a와 b는 페라이트 비드의 내경(0.0056 m)과 외경(0.012 m)이고, l은 페라이드 비드의 길이(0.0093 m)이며, K는 페라이트 비드의 치수에 의해 결정되는 값이며, 그 값은 0.003이다.

식 (4.35)와 (4.37)에 구한 값을 식 (4.40)에 각각 대입함으로써 각 모드에 대한 전달계수 T를 얻을 수 있다[35].

$$T(dB) = 20\log\left|\frac{2}{A_i + B_i + C_i + D_i}\right| + \alpha_p\ ,\ i = DM \text{ or } CM \qquad (4.40)$$

여기서, α_p는 전원선에서의 손실(dB)이다.

대전력용 차단기 내의 EMC의 필터의 전달계수를 예측하기 위하여 식 (4.35), 식 (4.36)....(4.40)을 MATLAB 프로그램으로 계산하였다.

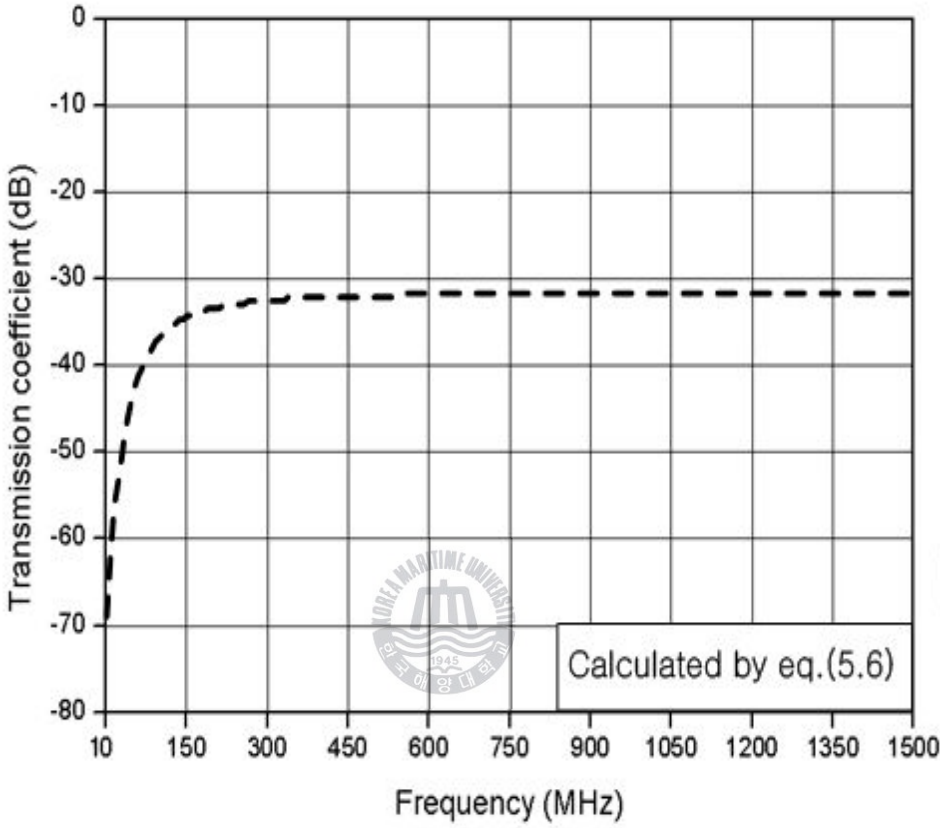


그림 4.13 대전력 EMC 필터의 차동모드 전달계수(시뮬레이션)

Fig. 4.13 Differential-mode Transmission coefficient of EMC filter(Simulation).

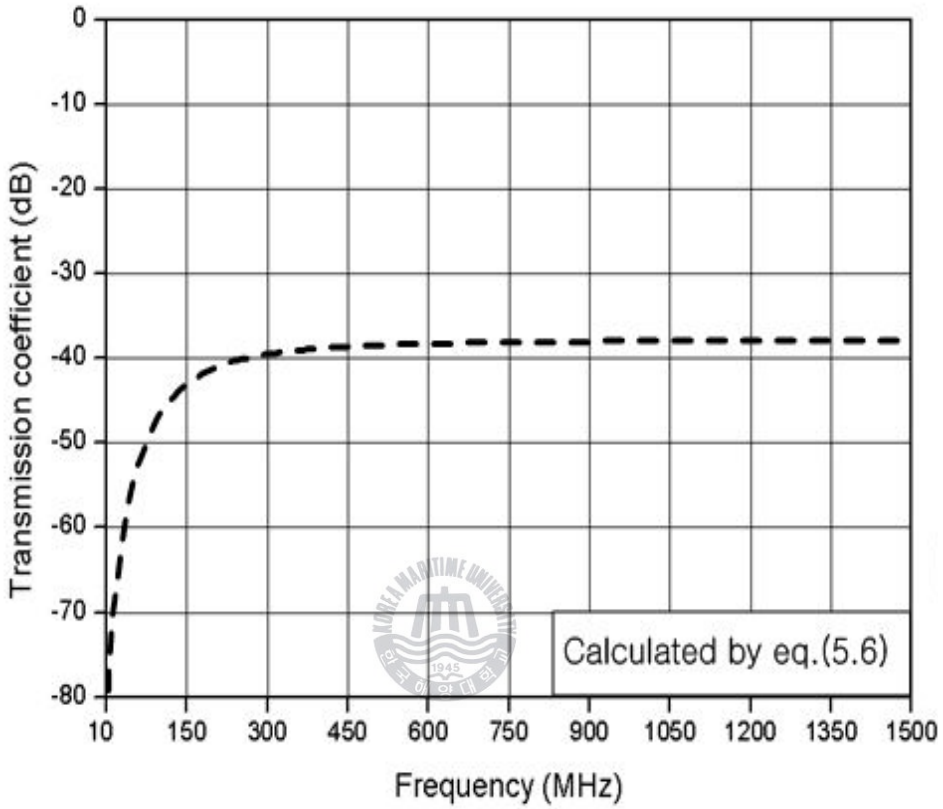


그림 4.14 대전력 EMC 필터의 공통모드 전달계수(시뮬레이션)

Fig. 4.14 Common-mode Transmission coefficient of EMC filter(Simulation).

최적의 전달계수 값을 구하기 위해선 페라이트 비드와 관통형 컨덴서의 값을 식 (4.36)으로 구하여 이들의 값들은 가변하여 차동 모드와 공통 모드에 대한 전달계수 값을 그림 4.13과 그림 4.14와 같이 얻을 수 있다. 그 계산 결과 차동 모드는 10 MHz ~ 1.5 GHz 대역에서 30 dB ~ 70 dB 감쇠 특성을 얻었으며, 공통모드의 경우 35 dB ~ 80 dB의 감쇠 특성을 얻을 수 있었다.

제 5 장 대전력 EMC 필터의 제작 및 특성분석

5.1 대전력 EMC 필터의 제작

계산을 통해 제작에 사용한 최적의 소자는 페라이트 비드의 경우 (주)삼화의 것으로 초 투자율은 2000, 관통형 컨덴서는 80 A / 220 V 인 용량 2000 pF를 적용했으며, 케이블은 일반적인 3심 15 [A]용 전원선를 사용하였다. 그림 5.1은 제작된 대전력용 차단기 내의 EMC 필터의 사진이다.

그림 5. 1 제작된 대전력용 차단기 내의 EMC 필터의 사진
Fig. 5. 1 The photograph of the fabricated EMC filter.

5.2 제작된 대전력 EMC 필터의 특성분석

5.2.1 삽입손실 측정 방법 및 이론

동력전자장비로부터 발생된 전자기 방사는 보통 동작주파수에서 수 MHz까지의 범위에 걸쳐, 광대역이다. 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 장해는 비대칭성이라 할 수 있는 공통 모드와 대칭성을 가지는 차동 모드에서 나타나는 전압·전류 성분의 형태로 구분할 수 있다. 공통 모드와 차동 모드 성분의 정의는 4.1절의 전송모드 이론에서 언급하였고, 또한, 그림 4.1에 도시되어 있다. 공통 모드와 차동 모드 성분은 전압과 전류에 의해 정의되어진다.

$$U_d = U_1 - U_2 \quad \text{and} \quad I_d = \frac{I_1 - I_2}{2} \tag{5.1}$$

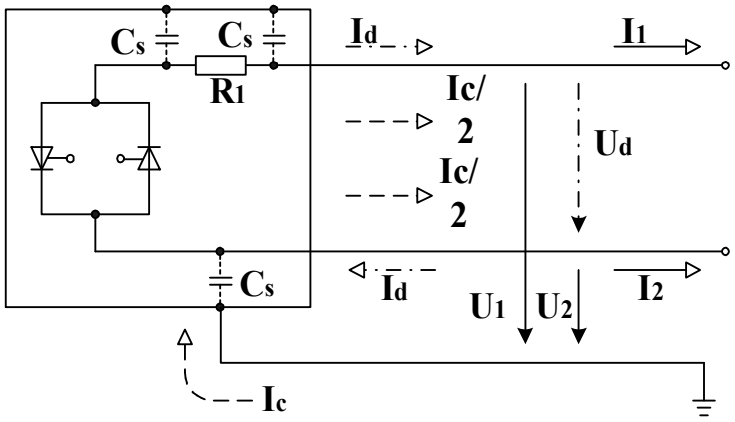
$$U_c = \frac{U_1 + U_2}{2} \quad \text{and} \quad I_c = I_1 + I_2 \tag{5.2}$$

여기서, U_d = differential mode 전압 성분

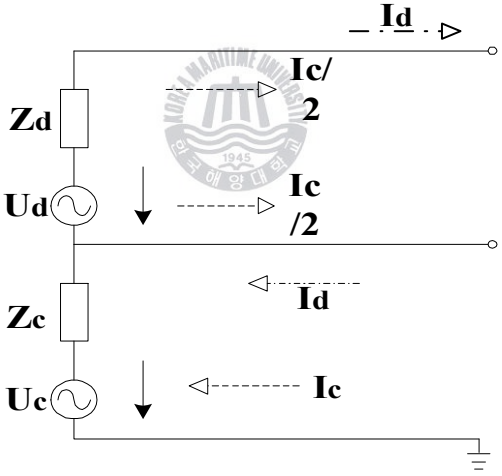
I_d = 차동 모드 전류 성분

U_c = 공통 모드 전압 성분

I_c = 차동 모드 전류 성분



(a) 일반적인 EMI원

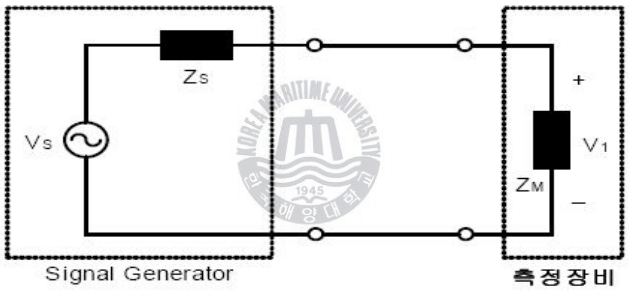


(b) EMI원의 HF 등가회로

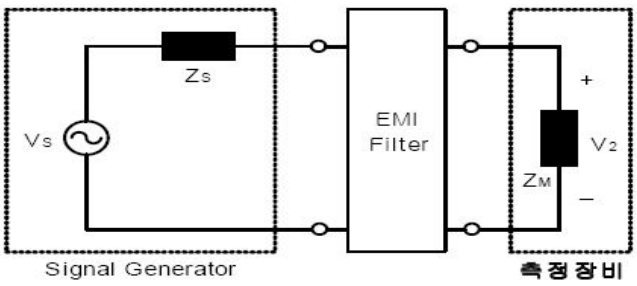
그림 5. 2 차동모드와 공통모드 EMI 전압과 전류

Fig. 5. 2 Differental-mode and common-mode EMI of voltage and current.

EMI source의 HF 등가회로는 그림 5.2(b)에 도시되어 있다. 차동 모드 전류성분은 전원선(neutral wire를 포함하여)에서 흐른다. 또한 차동 모드 전압성분은 phase conductors사이에서 측정되어 진다. 공통 모드 전류성분은 phase와 netural conductors에서 접지쪽으로 흐른다. 접지부와 회로사이의 stray capacitances를 의미하는 것처럼, 공통 모드 성분에 대한 회로는 임피던스 Zc에 의해 닫혀진다. 그림에서 보여지는 것처럼, 공통 모드 EMI 성분과 EMI source의 전압사이에 단순한 관련성은 없다. 왜냐하면, 측정된 EMI는 두 임피던스와 다른 기생효과(Zc)에 의존하기 때문이다. 측정방법 및 구성은 그림 5.3과 그림 5.4와 같다[35].



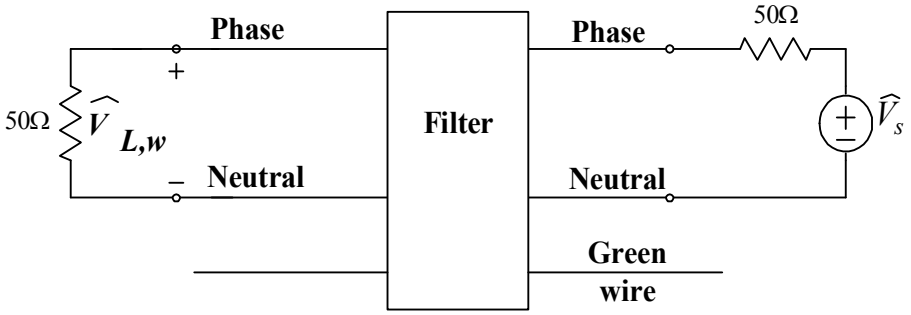
(a) 필터가 없을 경우



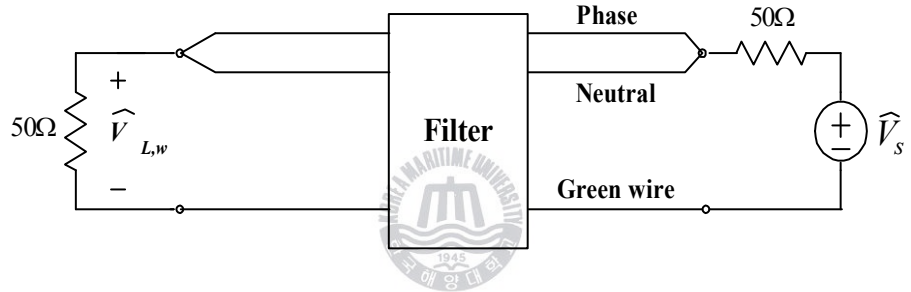
(b)필터를 장착했을 때

그림 5. 3 필터의 삽입손실 측정

Fig. 5. 3 Measurement of the insertion loss of a filter.



(a) 차동모드 삽입손실 측정



(b) 공통모드 삽입손실 측정

그림 5. 4 삽입손실 측정

Fig. 5. 4 Insertion loss measurement.

5.2.2 대전력용 차단기 내의 EMC 필터의 주파수 특성 측정

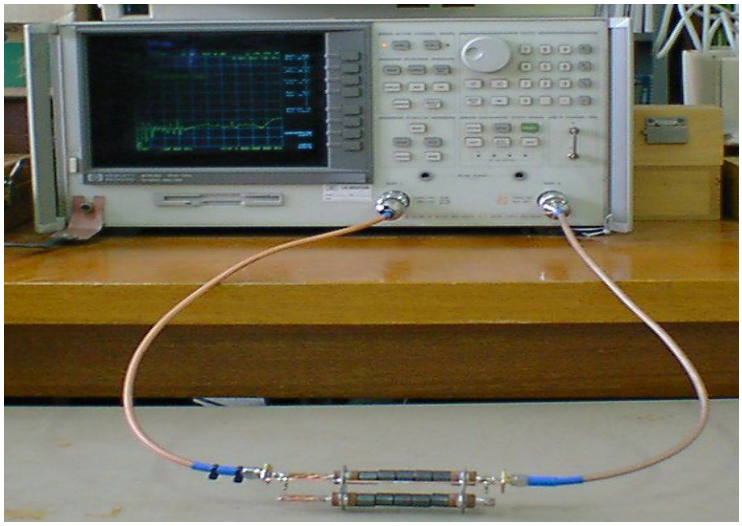


그림 5. 5 제작된 대전력용 차단기 내의 EMC 필터의 주파수 특성 분석 실험 장면

Fig. 5. 5 Set-up to analyze the frequency characteristics of proposed the High Power Breaker EMC filter.

그림 5.5와 같이 HP사의 Network Analyzer(HP 8753D)를 사용하여 제작된 필터의 주파수 특성을 측정하였다. 그림 5.6과 그림 5.7은 제작된 대전력용 차단기 내의 EMC 필터에 대한 차동모드와 공통모드 노이즈 측정에 대한 것이다.

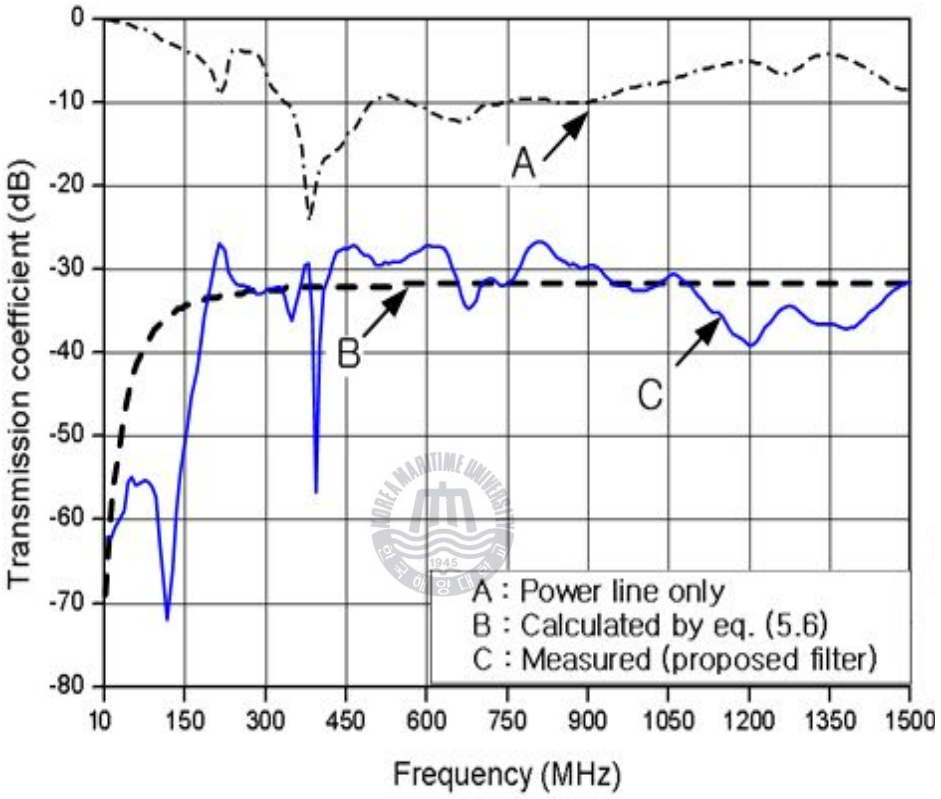


그림 5. 6 차동 모드에 대한 필터 특성

Fig. 5. 6 Filtering characteristics for differential-mode(DM).

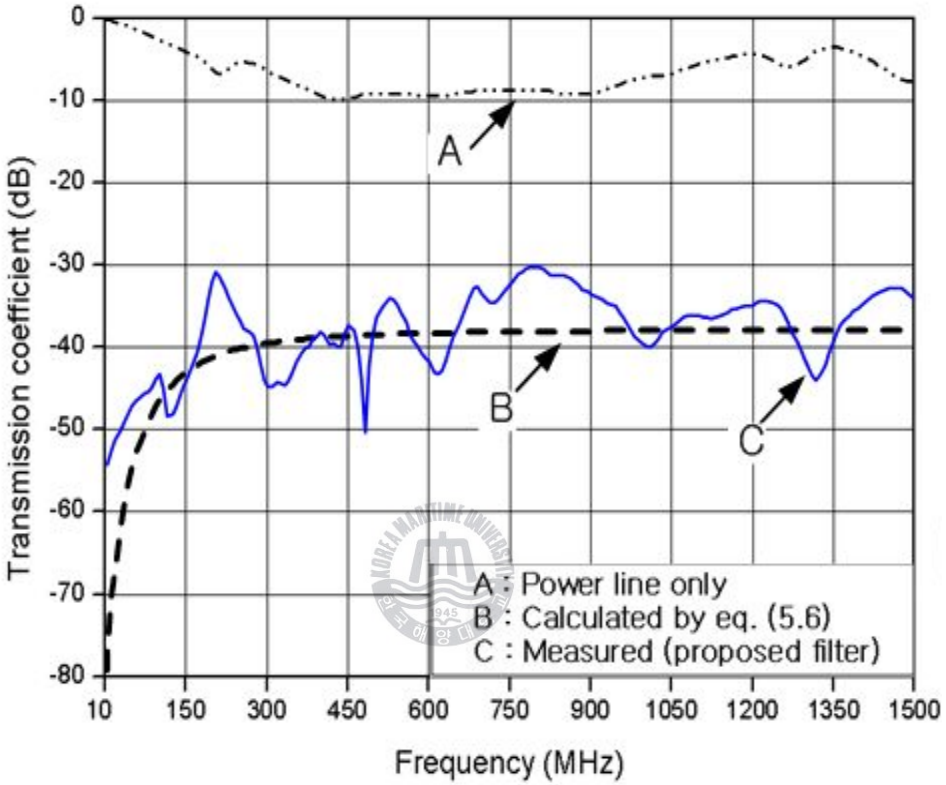


그림 5. 7 공통 모드에 대한 필터 특성

Fig. 5. 7 Filtering characteristics for common-mode(CM).

실험 결과로부터. 제안된 간단한 모델에 의해 이론상의 전달계수(그림 5.6과 5.7의 B)는 측정된 전달계수와(그림 5.6과 5.7의 C) 비슷함을 알 수 있다. 제안된 필터의 측정된 감쇠특성은 10 MHz ~ 1.5 GHz 대역에서 25 dB ~ 70 dB이다.

5.2.3 대전력용 차단기 내의 EMC 필터의 EFT 특성 측정

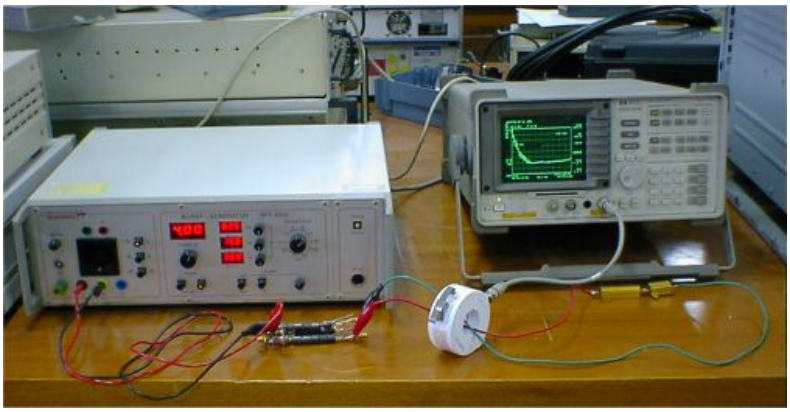


그림 5. 8 IEC 61000-4-4에서의 대전력용 차단기 내의 EMC 필터 분석 장면

Fig. 5. 8 Set-up to analyze the High Power Breaker EMC filter for IEC 61000-4-4(Time domain).

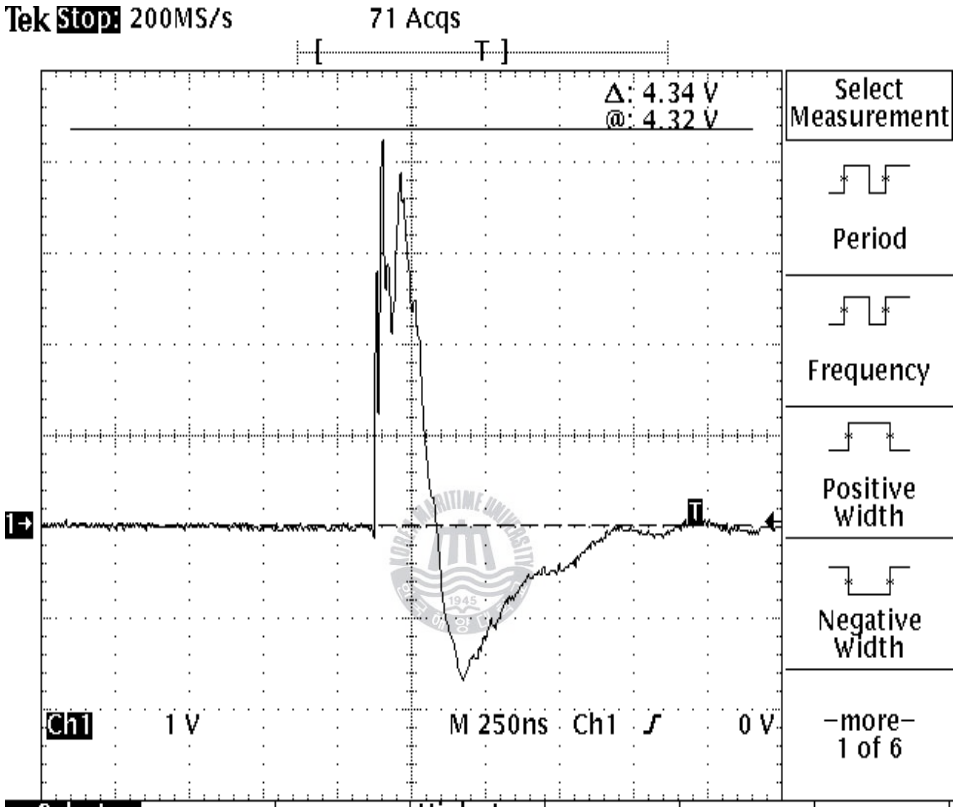
IEC 61000-4-4에 EFT테스트 펄스 파형은 식 (5.3)에 의해 얻을 수 있다.

$$V(t) = AV_p(1 - e^{-t/t_1})e^{-t/t_2} \tag{5.3}$$

더불어, EFT/Burst 테스트에 대한 IEC 61000-4-4에 서술된 테스트 파라미터들은 [29]에 설명되어 있다. A가 정수일 때, V_P는 t_1= 3.5 ns, t_2= 55.6 ns에서 개방회로 전압의 최대값을 가진다.

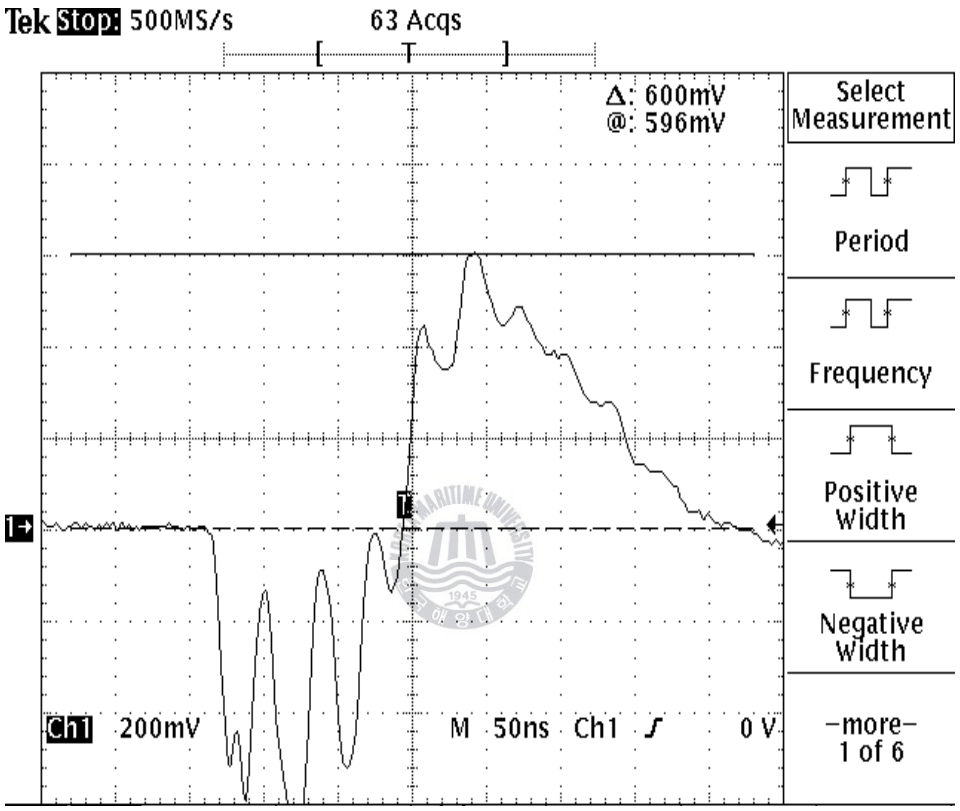
본 논문에서는 그림 5.8과 같이 Time Domain에서 EFT(과도전압)특성을 관측하기 위하여 Tektronix TDS 340A (100MHz, 500Ms/s)와 burst-generator(EMV-System SFT4000)를 이용하여 무대책시와 제안한 EMC 필터에 IEC 61000-4-4의 level 4를 인가한 경우를 측정하였다. EFT 특성 측정은 무대책시와 제안한 EMC 필터를 연결하고 IEC 61000-4-4의 level 4를 인가한 경우의 결과를 그림 5.9(a)~그림 5.9(b)와 같이 나타내었다. 그림 5.9의 x축은 시간 영역으로 EFT의 인가 지속 시간을 알 수 있으며 그림 5.9(a)의 y축은 1 V이고, 1 : 1000 프로브를 사용하여 환산하면 전압파형의 최대값은 4340 V이다. 그림 5.9(b)의 y축은 200 mV이고, 1 : 1000 프로브를 사용할 경우 전압파형의 최대값을 환산하면 600 V이다. 즉, 4 kV를 인가시 600 V로 과도전압이 1/6배 이상 억제시키는 우수한 특성을 얻을 수 있었다.

KOREA MARITIME UNIVERSITY 1945 한국해양대학교



(a) 무대책시 IEC 61000-4-4의 level 4인가

(Y축: 1 V/Div, X축: 250 ns/Div, Vmax=4.34 V)



(b) 제안한 EMC필터에 IEC 61000-4-4의 level 4 인가시

(Y축: 200 mV/Div, X축: 50 ns/Div, Vmax=600 mV)

그림 5. 9 전자파 내성 시험의 측정 결과(time domain)

Fig. 5. 9 Results of measurements of Electromagnetic Susceptibility.

제 6 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 전자파장해가 발생하고 있다. 이들 장해원들은 전기적인 특성이 서로 달라 전형적인 EMI 필터로 광대역 및 고전압 특성과 빠른 스위칭 개폐에 따른 전압상승 속도 등에 대한 전자파장해를 대책하기가 어렵다. 특히 전원선를 통한 전원의 전달은 전원 자체의 전기적 특성과 접촉시마다 발생하는 접촉면의 개별적인 특성의 변화가 고르지 않을 수 있기 때문에 취급하기가 어렵다.

따라서, 본 논문에서는 공진점이 없는 관통형 컨덴서와 초 투자율 2000 pF인 페라이트 비드를 사용하여 대전력용 차단기 내의 EMC 필터를 설계·제작하였다. 대전력 EMC 필터에 사용되는 관통형 컨덴서와 페라이트 비드의 최적 소자값을 구하기 위하여 페라이트 비드를 케이블에 장착시 부하효과를 수치 해석 및 실험을 통해서 비교 분석하였으며, 과도전압의 경우 Time Domain으로 측정·분석하였다. 그 결과, 차동·공통 모드의 경우, 삽입 손실은 10 MHz ~ 1.5 GHz의 넓은 주파수 대역에 걸쳐 25 dB ~ 70 dB의 우수한 감쇠특성을 나타내었으며, 그리고, 과도전압의 경우, IEC 61000-4-4에서 규정하는 level 4에서 4 kV를 인가시 600 V로 1/6 이하의 과도전압이 감쇠되어 우수한 특성을 가짐을 확인하였다.

이러한 우수한 특성을 가진 대전력용 차단기 내의 EMC 필터는 전자파 장해가 없는 양질의 전력을 공급함으로써 가정용 기기 및 산업용 기기의 내성을 강화하는 등 전자파 노이즈가 외부로 유출되는 것을 방지하며, 나아가 전자·정보기기 뿐만 아니라 전자·제어기기에 매우 혁신적인 대책법으로 적용할 수 있어, 본 제품의 응용범위가 넓을 것으로 기대된다.

참 고 문 헌

[1] 김남 "EMC 최근 기술 동향", 한국전자파학회, 전자파기술, pp. 3-4, 2007. 1.

[2] T.A. Johnk, Engineering Electromagnetic Field and Waves. New York: Jonh Wiley & Sons, pp. 302-303, 1988.

[3] M. Michel, Electrostatic Discharge-understand, Simulate and Fix ESD Problems. Virginia: Interference Control Technologies, 1986.

[4] L. Tihanyi, Electromagnetic Compatibility in Power Electronics. Florida: IEEE Press, 1995.

[5] 한국표준과학연구원, 전자파장해 측정 및 극복기술개발, 과학기술처, pp.1~4, 1996.

[6] 김형근, 배대환, 민경찬, 김동일," IEC801-4 대책용 Power Cable 개발에 관한 연구", 한국항해학회, 춘계학술발표회 논문집, pp.109~115, 1995. 4.

[7] Ott, II. W., Noise Reduction Techniques in Electronic Systems, Wiley, New York, p.294, 1976.

[8] Morrison, R., Grounding and Shielding Techniques in Instruentation, 2nd Ed., Wiley, New York, p.146, 1977.

[9] Ricketts, L.W., J.E. Bridges, and J. Milletta, EMP Radiation and Protective Techniques, Wiley, New York, p.380, 1976.

[10] Lee, K.S.H. (Ed.), EMP Interaction: Principles, Techniques, and Refernce Data, Hemisphere Publishing Corp., Wachington, D.C., p.744, 1986.

[11] 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.

[12] Thomas, M.E., and F.L. Pitts, "Direct Strike Kightning Data," NASA-TM-84-626, Mar 1983.

[13] Mills, G. W., "The Mechanisms of the Showering Arc," IEEE Trans: Material, and Packaging, 5:47-55, Mar 1969.

[14] Mellitt, B., "Transient Voltages Generated by Inductive Switching in Control Circuits," Proc. IEE, 121:668-676, July 1974.

[15] Howell, E.K., "How Switches Produce Electrical Noise," IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility, Vol. EMC-21, Nr. 3, pp. 162-170, Aug 1979.

[16] Shi, J, and R.M. Showers, "Switching Transients in Low Current DC Circuits," IEEE International EMC Symposium, pp. 273-279, Apr 1984.

[17] 한국전자통신연구소, 전자파장해 측정 및 방지대책연구, 한국전자통신연구소, 한국통신공사, pp.49-50, 1991.

[18] 김형근, 배대환, 민경찬, 김동일, "EFT IEC801-4대책 전원케이블의 개발에 관한 연구", 한국항해학회, pp.107~114, 1995.

[19] A. Tsaliovich, Electromagnetic Shilding Handbook for Wired and Wireless EMC Application. Boston: Kluwer Academic Publishers, 1999

[20] 이준기 "중전기기 성능 측정 우리 기술로" 디지털산업 경제신문, 2007. 6.

[21] Richard Lee Ozenbaugh, EMI Filter Design, Marcel Dekker, Inc., pp. 56~100, 1996.

[22] Takeshi ICHIKAWA, Osamu FUJIWARA, "An Analysis of Load Effect produced by EMI Ferrite Core Attachment",TECHNICAL, Report of IEICE, EMCJ95-39, pp.7~12, 1995.

[23] 정연춘, EMI/EMC 개념과 규제 동향, 전자공학회지 특집호, 1996.

[24] 김기채, 김동일, 명노훈, 박동철, 이영훈, 전자파 환경 공학, 대영사, 2001.

[25] 한국전파진흥협회, EMC 용어 해설서, 전파진흥부, 2001.

[26] Clayton R. Paul, Intorduction to Electromagnetic Compatibility, Wiley, 1992.
[27] 박석하, 김양모, 전기.전자 장비의 EMI/ EMC" 명.전기설비학회지 제13권 제4호. 1999. 12
[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] 內藤喜之, "電波吸收体", OHM社, 1987.
[30] IEEE Guide on Surge Testing for Equipment Connected to Low-Voltage AC Power Circuit, IEEE C 62.45-1987, New York : The Institute of Electrical and Electronics Engineers, 1987.
[31] Yoshiyuki Naito, "Formulation of frequency dispersion of ferrite permeability," IECE of Japan, Vol. J59-C, No.5, pp.297~304, May. 1976.
[32] 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.
[33] 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.
[34] 민경찬, 노이즈 종합대책, 성안당, pp. 115~143, 1991.
[35] V. Prased Kodal, Engineering Electromagnetic Compatibility, IEEE PRESS, pp. 171~176, 1996.

감사의 글

어느덧 2년의 세월이 흘러 이렇게 감사의 글을 적고 있는 제가 신기하기도 하고 스스로 놀랍기도 합니다. 제 논문이 있기까지 석사 2년 동안 저의 부족함에도 항상 끊임없는 인내심으로 저를 살펴주신 김동일 교수님께 정말 감사한 마음과 교수님 기대에 미치지 못한 것 같아 죄송한 마음뿐입니다. 그리고 세심한 도움 주신 윤영 교수님, 언제나 힘이 되어주시고 선뜻 주례사도 해주시겠다던 원영수 박사님 정말 감사합니다. 또한 많은 관심과 지도주신 전파공학과 교수님들께도 정말 감사드립니다.

항상 정을 나누어 주시던 박우근 박사님, 힘들 때마다 옆에서 많은 조언을 아끼지 않았던 동한오빠, 항상 나를 채찍질 할 수 있게 모범이 되어주신 창묵오빠, 학부 시절부터 묵묵히 챙겨주신 철성오빠, 남들이 싫어라 할 때 귀여워 해 주신 동식오빠, 정말 입에서 나오는 말마다 명언인 도연오빠, 전공분야에 절대적 도움을 주신 감사한 동우오빠, 유가네에서 만두랑 떡볶이의 추억을 만들어준 대희, 영만오빠, 나대신 간장종지를 손수 뜯어주셨던 든든한 상길오빠, 남해에서 좋은 인연을 만들어주신 수훈오빠, 조신하게 대학원 생활을 할 수 있도록 도와주신 민길오빠, 친언니처럼 정이 많은 상미언니, 하루도 나를 괴롭히지 않으면 심심한 건석, 같이 옆에서 거들었던 인기남 동수, 뭐든 자상하고 배려해준 실험실 막내 수열, 만난 지 얼마 되진 않았지만 음식코드가 맞는 혜란씨, 칵테일 한잔의 추억이 그리운 한나, 실험실에서 웃고 울었던 정 많은 우리 미화, 그리고 나에 대해 누구보다 잘 알고 있는 내사람, 마지막으로 이동통신, 위성통신, DSP, 안테나 실험실 식구들.. 모두 잊지 못할 소중한 인연입니다.

26년 동안 할아버지, 할머니, 아버지, 어머니, 친척들, 사랑하는 친구들 등 당신들이 있어 삶이 행복합니다. 저 혼자만이 아닌 많은 분들이 있기에 새로운 삶에 뛰어들 자신이 생깁니다. 앞으로 지켜봐 주십시오.