

工學碩士 學位論文

전도성 노이즈로부터 발생하는 방사성 노이즈에 관한 평가

An Estimation on Radiation Noise Produced by Conducted Noise

指導教授 金 東 一

2004年 2月

韓國海洋大學校 大學院

電波工學科

金 度 延

本 論文을 金度延의 工學碩士
學位論文으로 認准함

委員長：工學博士 閔 庚 植



委 員：工學博士 姜 仁 鎬



委 員：工學博士 金 東 一



2004 年 2 月

韓國海洋大學校 大學院

電 波 工 學 科

金 度 延

Abstract

The conducted noise were measured in the frequency band for international standards suggested by CISPR (International Special Committee on Radio Interference), American FCC (Federal Communication Commission), MIL-STD (Military Standard), Japanese VCCI (Voluntary Control Council for Interference) and CE mark etc.

However, international specification about the radiation noise converted from conducted noise has not been established. In this thesis, the conducted noise was measured by applying a noise of EFT's level 4, to transmission line which was defined by international standard IEC 61000-4-4. According to the experimental results, the noise radiated from the transmission line was observed in a frequency band broader than 30MHz - 50MHz band suggested by Military Standard, CISPR, and FCC.

From the transmission line, a radiation noise was observed from DC to 500 MHz in a short distance (from 5 to 45 cm) and also from DC to 400 MHz in a long distance of 1 m. From the above results, it is to be concluded that the international standards for a wider noise frequency band than the conventional ones should be established to consider the radiation noise converted from conducted noise.

Nomenclature

B	:	Magnetic flux density vector
c	:	Light velocity
E	:	Electric field intensity
H	:	Magnetic field intensity
I	:	Current
R	:	Resistance
V	:	Voltage
α	:	Attenuation constant
β	:	Phase constant
ϵ	:	Permittivity
ϵ_0	:	Permittivity of vacuum
γ	:	Propagation constant
λ	:	Wavelength
μ	:	Permeability
μ_0	:	Permeability of vacuum
ω	:	Angular velocity

- 목 차 -

제 1 장 서 론	
1.1 연구배경	1
1.2 연구목적 및 내용	2
제 2 장 전도노이즈의 해석	
2.1 전자시스템에서의 간섭과 EMC 문제	3
2.2 근역장과 원역장	7
2.3 전도노이즈에 대한 국제규격 검토	11
2.4 전도노이즈의 전달경로	14
2.5 전도노이즈의 방사특성	17
제 3 장 전도노이즈의 방사특성 측정시스템과 분석	
3.1 EFT 특성	20
3.2 전도노이즈의 방사특성 측정시스템	23
3.3 전도노이즈의 방사특성 분석	26
제 4 장 실험 결과 및 고찰	
4.1 방사특성 실험 결과 및 고찰	28
4.2 전도노이즈의 방사에 대한 대책	36
제 5 장 결 론	41
참고문헌	42

제 1 장 서 론

1.1 연구배경

디지털 기술과 반도체 기술 등의 급속한 발전에 따라 전기·전자 기기의 저 전력화, 소형화, 고속화가 가능하게 되었고 또한 이들을 작은 에너지로도 동작시킬 수 있게 되었다. 그러나 회로의 고집적화에 따라 인위적인 제어가 어려운 미소한 전자파에도 민감하게 반응하여 오동작을 빈번히 일으키고 또한 많은 전기·전자 기기가 사회 각 분야에 보급됨에 따라 전자파 밀집도가 증가하여 기기의 주변 전자파 환경을 악화시키게 되었다[1].

따라서 이러한 환경에 설치된 기기가 원래의 목적대로 동작하지 않아서 사회에 혼란을 일으키거나 인체에 장애를 일으키는 등 많은 문제점들이 나타나게 되었고 오늘날 이러한 고도 정보화 사회에서는 전자파 간섭 EMI (Electromagnetic Interference) 문제를 신중 공해 문제로 다루려 하는 것이 국내외 추세이다.

이와 아울러 이러한 전기 전자 기기들의 정확한 동작과 정밀한 제어에 대한 요구조건이 강화되고 있으며, 이에 대하여 IEC산하 CISPR (International Special Committee on Radio Interference), 미국의 FCC (Federal Communication Commission)와 MIL-STD (Military Standard) 그리고 일본의 VCCI(Voluntary Control Council for Interference) 및 CE mark 등에서 전자파 환경대책을 위한 규제를 시행하고 있다.

이러한 이유로 전자 제품의 생산 및 설계에서 불필요한 전자파의 발생을 억제하여 외부로 전자파가 발생되지 않도록 하기 위한 대책이 절실히 요구되고 있으며, 이와 아울러 불필요한 전자파에 대해서도 잘 견디어 낼 수 있는 전자파 내성에 대한 대책도 요구되고 있다. 이러한 대책을 위해 정확하고 정밀한 노이즈분석이 필요하고 규제 역시 측정방법이나 심사규정이 개선되어야 한다.

1.2 연구목적 및 내용

우리 생활에서 전자 장비의 이용이 증가함에 따라 전자 장비간의 전자파 간섭(EMI) 및 전자파내성(EMS) 문제가 심각해지고 있다. EMI와 EMS는 크게 전도성과 방사성으로 나뉘는데, 전도성 노이즈와 방사성 노이즈의 측정주파수 대역은 30 MHz 부근에서 구분되어진다.

국제규격(CISPR, FCC, MIL등)의 시험규격에서도 다양한 주파수 범위 내에서 사용되는 안테나들을 명시하고 있지만 전도노이즈 측정 시 30 MHz 이상에서 나오는 방사노이즈에 대한 지침은 거의 제공하지 않고 있다. 이와 같이 EMI Source와 Receptor간의 거리가 점점 더 가까워지는 것은 높은 주파수에서도 전도노이즈의 측정과 이를 측정할 수 있는 방법 등을 요구한다[2].

일반적으로 전도성 노이즈 측정시 따르는 국제 규격들 CISPR , 미국의 FCC 와 MIL-STD 그리고 일본의 VCCI 및 CE mark 등에서는 전도성 노이즈 측정 주파수 대역에 대해서만 측정한다. 따라서, 대책시에도 그 주파수 대역에 대해서 대책을 한다.

하지만 전도성 노이즈가 경로 변환에 의해서 방사성 노이즈로 변환되는것에 대해서는 국제규격이 미흡하다. 일반적으로 사용되는 전도노이즈원으로서 ESD, EFT, Surge를 많이 사용하는데 이 노이즈원들의 주파수특성이 방사노이즈까지 적용이 된다.

따라서, 본 논문에서는 우리가 주위에서 쉽게 볼 수 있는 EFT 전도노이즈원인 국제규격 IEC 61000-4-4의 EFT (Electric Fast Transient)신호를 적용하여, 방사되는 노이즈의 특성을 알아보았다.

제 2 장 전도노이즈의 해석

2.1. 전자시스템에서의 간섭과 EMC 문제

전자·전기기기로부터 생성된 노이즈가 상호간에 정상동작의 수행을 저해하지 않을 때 우리는 이러한 전자기기를 전자기적으로 양립이라 한다. 일반적으로 EMI / EMS 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 불요전자과환경 내에서 기기 상호간의 정상적인 동작을 수행할 수 있는 이상적인 형태라 할 수 있다[3],[4],[5].

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. 전도내성에 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.

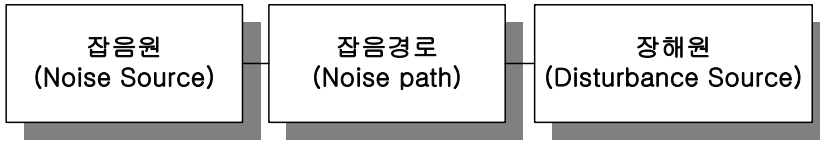


그림 2. 1 EMI 및 EMS의 잡음경로

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

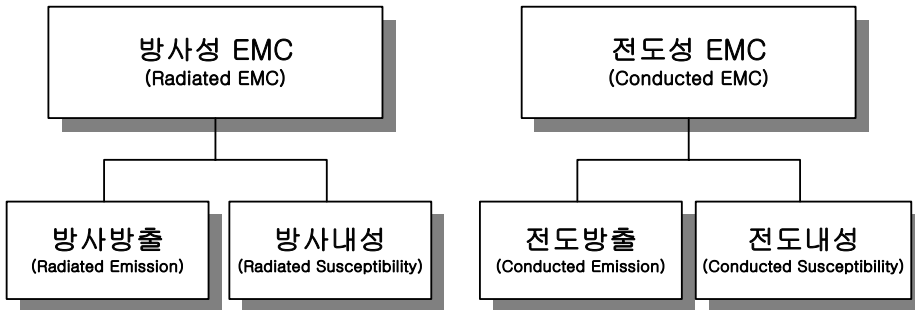


그림 2. 2 EMC의 결합경로에 따른 분류

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

정보기술장치의 경우 전자파 장애는 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 장애를 받고 있다. 자동차, 항공기 등이 포함되는 그 밖의 기기에서는 전력설비, 통신/방송 전파 및 그 밖의 장해원이 같은 비율로 기인하고 있다.

방사내성은 장애 전자파가 공간을 통해 전달되어 기기에 직접 장애를 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. 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[3].

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 주파수대역에서는 텔레비전 수신기에서 전자파장해가 일어나 화면에 점이나 줄 등이 발생하는 것이다. 물론 수신기 입력단에서의 장해 전자파 복사레벨이 텔레비전 수신기의 선택도보다 낮은 주파수대역에 수신기가

동조되어 있다면 전자과장해 현상은 발생되지 않을 것이다. 이러한 이유로 방송·통신장치의 보호를 위해 일반적인 전기·전자장치로부터 전자과방출을 규제하고 있으며, 규제의 당위성도 이러한 이유로부터 찾을 수 있다

일반적으로 통신망을 설계할 때 전자과장해가 일어날 것인가를 반드시 검토하여야 하며, 통신시스템에서의 전자과장해 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 전자과장해를 분석할 때는 송신기의 출력, 송신안테나의 수신안테나 방향으로의 안테나이득, 송신기와 수신기 사이의 전파손실, 수신안테나의 송신안테나 방향으로의 안테나이득, 수신기의 감도 등을 고려한다. 전자과장해 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 전자과장해 현상을 방지하기 위해서는 의도적 전자파의 고조파 방출은 물론 수신기의 스퓨리어스 응답도 규제해야 하며, 우리나라에서는 전파법에서 이것을 다루고 있다[4].

2.2 근역장과 원역장

EMC의 주된 문제는 서로 다른 전자기적인 기기나 시스템들간의 상호작용이다. 이런 상호 작용은 기기간의 결합(coupling)에 기인한다. 이러한 결합은 두 시스템간의 전자파를 통한 에너지의 전달과 용량성 및 유도성에 관련된 유도적인 메카니즘에 의하여 발생한다. 따라서, 주어진 조건에서 이들이 어떻게 영향을 미치는지 알아야 할 필요가 있다. 맥스웰 방정식은 이상적인 경우에 한하여 일반적인 해를 구해줄 뿐, 이것에 대한 구체적인 해답을 찾기는 곤란하다. 이에 두 가지 간략한 모델을 선택하여 전자기장의 근·원역장에 관하여 설명한다[4].

하나는 미소 다이폴안테나이고 또 하나는 소형 루프안테나이다. 이들 각각에 교류전류 $I_0 e^{j\omega t}$ 가 흐른다고 가정한다.

안테나의 길이 $L \ll \lambda$ 인 미소 다이폴안테나에 일정한 전류 $I_0 e^{j\omega t}$ 가 그림 2.3(a) 와 같이 흐른다고 가정했을 때, 이 안테나의 전자기장은 거리, 주파수 및 각도의 함수로 표시될 수 있다. 즉,

$$\mathbf{E}_r = \frac{I_0 L e^{j(\omega t - \beta r)}}{j4\pi\omega\epsilon_0} \left[-\frac{j2\beta}{r^2} + \frac{2}{r^3} \right] \quad (2-1a)$$

$$\mathbf{E}_\theta = -\frac{I_0 L e^{j(\omega t - \beta r)} \sin\theta}{j4\pi\omega\epsilon_0} \left[\frac{\beta^2}{r} - \frac{j\beta}{r^2} - \frac{1}{r^3} \right] \quad (2-1b)$$

$$\mathbf{H}_\phi = \frac{I_0 L e^{j(\omega t - \beta r)}}{4\pi} \left[-\frac{j\beta}{r} + \frac{1}{r^2} \right] \quad (2-1c)$$

이다.

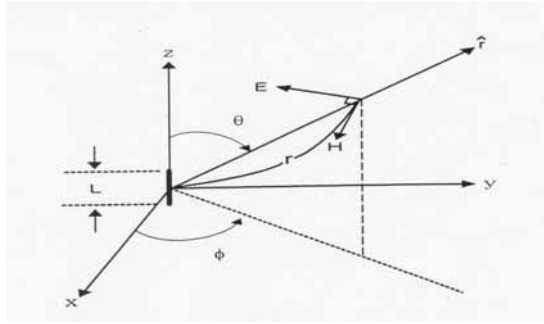


그림 2. 3(a) 미소 다이폴의 좌표계와 전자계 성분

Fig. 2. 3(a) Dipole coordinate system and electromagnetic field components.

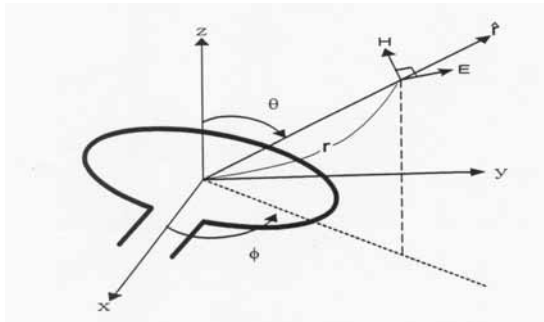


그림 2. 3(b) 소형루프 안테나의 좌표계와 전자계 성분

Fig. 2. 3(b) Loop coordinate system and electromagnetic field components.

한편, 반경 a 를 가지는 소형 루프안테나에 의한 자기장 성분은 그림 2.3(b)를 이용하여 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{H}_r = \frac{\pi a^2 I_0 e^{j(\omega t - \beta r)} \cos \theta}{4\pi} \left[-\frac{j2\beta}{r^2} + \frac{2}{r^3} \right] \quad (2-2a)$$

$$\mathbf{H}_\theta = -\frac{\pi a^2 I_0 e^{j(\omega t - \beta r)} \sin \theta}{4\pi} \left[\frac{\beta^2}{r} - \frac{j\beta}{r^2} - \frac{1}{r^3} \right] \quad (2-2b)$$

$$\mathbf{E}_\phi = -\frac{\pi a^2 I_0 e^{j(\omega t - \beta r)} \sin\Theta}{4\pi} \left[\frac{j\beta}{r} + \frac{1}{r^2} \right] \quad (2-2c)$$

위 식을 이용하기 위해서 식 (2-1)과 (2-2)의 어떠한 부분의 항들은 무시되어 근사할 수 있다. 이러한 근사의 기준은 방사되는 전원으로로부터의 거리가 멀고 짧음에 따라 달라질 수 있다. 먼 거리에서의 전자기장을 통상 **원역장(Far Field)** 이라고 하며 이것은 마치 전원으로로부터 전자파가 복사되는 것처럼 여겨진다. 원역장에서는 $1/r^2$, $1/r^3$ 항은 $1/r$ 항과 비교하여 무시될수 있는 항이다. 따라서 원역장의 성분은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{E}_\theta = -\frac{I_0 L \beta^2 e^{j(\omega t - \beta r)} \sin\Theta}{j\omega \epsilon_0 4\pi r} = \frac{j\beta I_0 L e^{j(\omega t - \beta r)} \sin\Theta}{c \epsilon_0 4\pi r} \quad (2-3a)$$

$$\mathbf{H}_\phi = \frac{j\beta I_0 L e^{j(\omega t - \beta r)} \sin\Theta}{4\pi r} \quad (2-3b)$$

미소 다이폴안테나에 아주 가까운 지점에서는 $1/r^2$ 와 $1/r^3$ 항은 원역장과는 달리 $1/r$ 항에 비해 무시할 수 없다. 이것을 **근역장(Near Field)**이라고 하며, 원역장보다 매우 복잡하다. 왜냐하면 세개의 성분, 즉 \mathbf{E}_θ , \mathbf{H}_ϕ 그리고 \mathbf{E}_r 을 모두 고려하여야 하고, 위상관계도 원역장과 다르기 때문이다. 그러나 대부분의 EMC 상황에서는 근역장으로의 접근이 필요하다.[4] 그러므로 근역장에서 원역장으로 전이하는 지점을 식별하는 것이 매우 중요하다. 이 지점은 안테나로부터의 거리와 전기장의 강도를 나타낸 그래프에서 $1/r$, $1/r^2$, $1/r^3$ 항을 나타내면 알 수가 있다. 우선 식(2-3a)에서 $r = a(\lambda/2\pi) = a/\beta$ 라 하면 다음과 같이 고쳐 쓸 수가 있다.

$$\mathbf{E}_\theta = jL I_0 \sqrt{\mu_0 / \epsilon_0} \sin\Theta e^{j(\omega t - \beta r)} \pi / \lambda^2 (1/a - j/a^2 - 1/a^3) \quad (2-4)$$

$$\text{즉, } |E_{\theta}| \approx 120\pi L I_0 \sin\theta / \lambda^2 |1/a - j/a^2 - 1/a^3| \quad (2-5)$$

식(2-4)의 3개의 항들은 그림 2.4에 나타내었다. 그리고 $r \approx \lambda/2\pi$ ($a \approx 1$) 에서는 전자기장에서는 전자기장에서 E_{θ} 성분은 영향을 주는 요소가 동일하며, 이 영역이 근역장과 원역장의 전이 영역이다. 그래서 원역장이나 근역장을 정의할 때, 파의 진폭의 크고 작음으로써 정의하는 것보다는 전이되는 거리로 정의한다.

$$\begin{aligned} r_{near} &\ll 0.1\lambda/2\pi \quad (\text{근역장}) \\ r_{far} &\gg 10\lambda/2\pi \quad (\text{원역장}) \end{aligned} \quad (2-6)$$

이다.

식 (2-6)은 안테나에서 방사되는 파장에 관련된 것이다. 그러나 EMC에서는 통상 다음과 같이 정의하여 사용한다.

$$\begin{aligned} r &\gg \lambda/2\pi \quad (\text{원역장}) \\ r &\ll \lambda/2\pi \quad (\text{근역장}) \end{aligned} \quad (2-7)$$

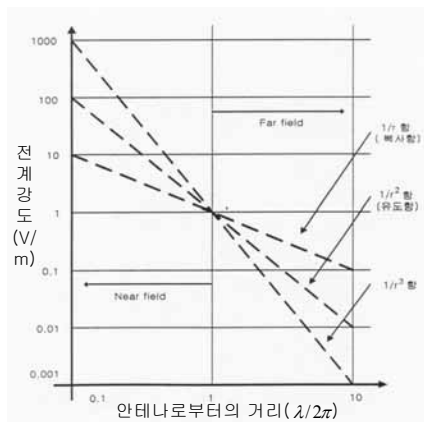


그림 2. 4 안테나로부터의 거리에 따른 정규화된 전계강도
 Fig. 2. 4 Normalized Electric field intensity with distance from antenna

2.3 전도노이즈에 대한 국제규격 검토

세계적으로 널리 쓰이는 국제규격들의 EMS 부분에 대한 비교를 통하여 EMS 측정에 있어서 주파수 영역의 확장이 필요함을 알아보도록 한다.

각각의 규격들을 통해서 현재의 규격들에 대해서 살펴보기 위해서 먼저 전도 노이즈에 대한 규격중에서 IEC 산하의 CISPR의 규격과 미국 연방 통신 위원회의 규격과 미 육군에서 사용되는 MIL-STD-461 에 대해서 각각 표와 그림을 통해서 다음과 같이 나타낸다[6].

● IEC 산하의 CISPR 규격

CISPR 22 Conducted Emission Limits for Class A Digital Devices.

Frequency (MHz)	μV QP(AV)	$dB_{\mu V}$ QP(AV)
0.15-0.5	8912.5(1995)	79(66)
0.5-30	4467(1000)	73(60)

CISPR 22 Conducted Emission Limits for Class B Digital Devices.

Frequency (MHz)	μV QP(AV)	$dB_{\mu V}$ QP(AV)
0.15	1995(631)	66(56)
0.5	631(199.5)	56(46)
0.5-5	631(199.5)	56(46)
5-30	1000(316)	60(50)

● 미국 연방 통신 위원회(FCC)의 규격

FCC Emission Limits for Class A Digital Devices.

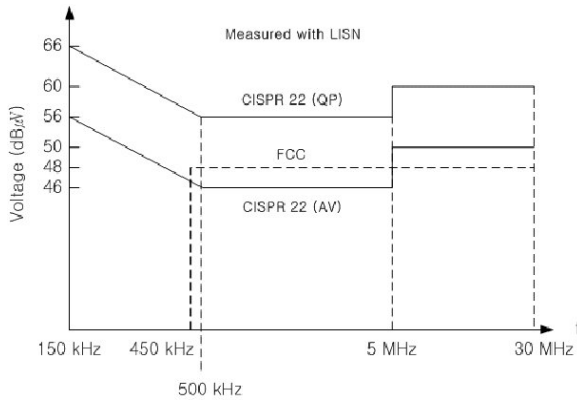
Radiated Emissions (10 m)		
Frequency (MHz)	$\mu V/m$	$dB_{\mu V/m}$
30-88	90	39
88-216	150	43.5
216-960	210	46
>960	300	49.5
Conducted Emissions		
Frequency (MHz)	$\mu V/m$	$dB_{\mu V/m}$
0.45-1.705	1000	60
1.705-30	3000	69.5

FCC Emission Limits for Class B Digital Devices.

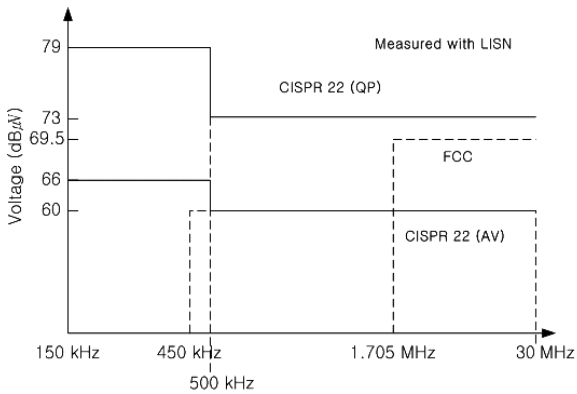
Radiated Emissions (3 m)		
Frequency (MHz)	$\mu V/m$	$dB\mu V/m$
30-88	100	40
88-216	150	43.5
216-960	200	46
>960	500	54

Conducted Emissions		
Frequency (MHz)	$\mu V/m$	$dB\mu V/m$
0.45-30	250	48

● CISPR 규격과 FCC 규격의 비교 그림



(a) Class B



(b) Class A

그림 2. 5 전도노이즈 규격 FCC 와 CISPR 22 의 비교
 Fig. 2. 5 Conducted noise standard FCC and CISPR 22 comparison.

● MIL-STD-461 규격 측정방법

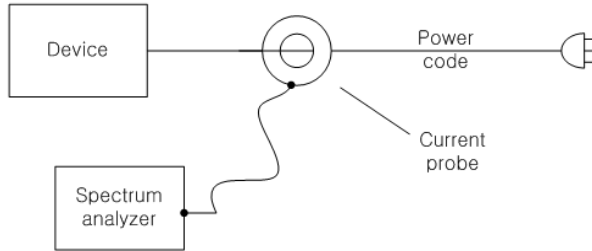


그림 2. 6 커런트 프로브를 이용하여 MIL-STD-461의 전도 방사 노이즈 한계치를 측정

Fig. 2. 6 Use of a current probe to verify the MIL-STD-461 conducted emission limits.

● MIL-STD-461 규격 그림

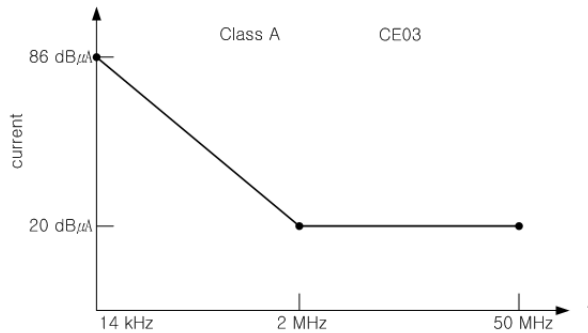


그림 2. 7 클래스 A에 대한 MIL-STD-461의 전도 방사 한계치
Fig. 2. 7 The MIL-STD-461 conducted emission limit for class A.

이상과 같이 전도노이즈에 대한 국제규격을 검토해보면 주로 사용되는 CISPR나 FCC의 규격들은 전도노이즈 규격이 30 MHz 이고 MIL-STD 규격은 50 MHz 까지 인 것을 알 수 있다.

2.4 전도노이즈의 전달경로

앞절에서 살펴본 국제규격들에서 사용되는 전도노이즈 원들은 크게 ESD, EFT, Surge로 볼 수 있는데 이 노이즈원들을 살펴보면 다음의 표 2.1과 같다. 그리고 노이즈원들의 파형은 그림 2.8과 같다 [8].

표 2. 1 EMI 펄스의 전형적인 특징

Table 2. 1 Typical characteristics of pulsed EMI.

	ESD	EFT	Surge
Waveform Feature	그림 2.8		
Rise time	less than 1 ns	~5 ns	μ s
Energy	low (mJ)	medium(mJ)	high (J)
Duration	ns	ns, and repeating	ms
Peak voltage (into high impedance)	up to about 15 kV	kV	several kV
Peak current (into low impedance)	medium (A)	low (A)	high (kA)
Sources	accumulation of static electricity	activation of gaseous discharge, make/break of electrical circuits	lighting, power switching

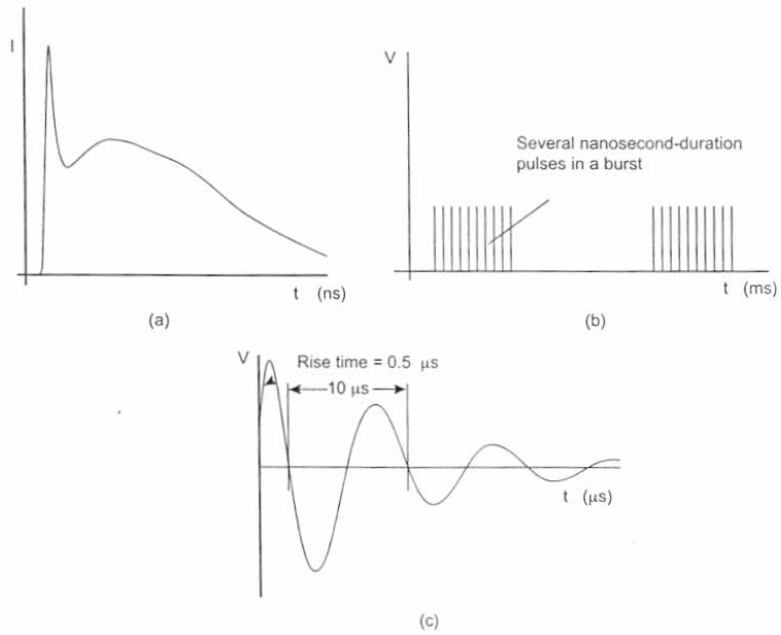


그림 2. 8 EMI 펄스의 파형 (a) ESD, (b) EFT (c) surge
 Fig 2. 8 Waveforms of pulsed EMI (a) ESD, (b) EFT (c) surge.

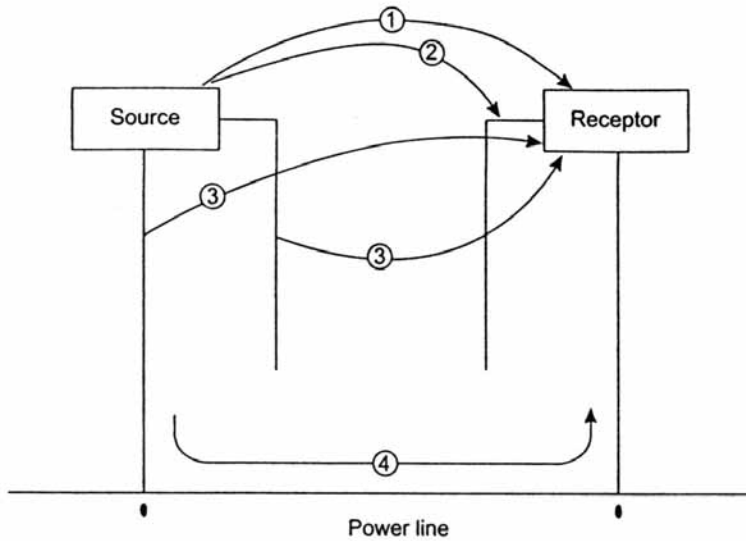


그림 2. 9 전자파 간섭의 매커니즘
 Fig. 2. 9 Mechanisms of electromagnetic interference.

그림 2.9는 전도노이즈의 전달경로의 변화를 나타내고 있으며, 전자파 간섭이 디바이스나 장비 또는 시스템인 감응체에 어떻게 전달되는지에 대해서 보여준다. 그리고, 소스로부터 감응체에 어떻게 전자파 간섭이 전달되는지를 나타낸다. 그림 2.9에서 경로 1은 소스로부터 감응체에 직접 방사를 나타내고 있고 경로 2는 소스로부터 감응체에 연결된 신호/제어 케이블 또는 전기 전원케이블로 전달되어 전도를 통하여 감응체로 전달되는 것을 나타낸다. 경로 3은 전자파 간섭이 소스의 전기 전원, 신호, 제어케이블로부터 방사되는 것을 보여주고 있고, 경로 4는 전자파 간섭이 직접적으로 전도를 통하여 소스에서 감응체로 공통 전원 공급 라인 또는 공통 신호, 제어케이블을 통하여 전달되는 것을 나타내고 있다[8].

케이블들이 뭉쳐질 때 여러 가지 힘 또는 신호 또는 제어 케이블들에 의하여 전달된 전자파 장애는 특히 전원 또는 신호 또는 수용기의 제어 케이블들까지 연결된 소스에 이어진다.

소스로부터 감응체로 전달되는 기본적인 전달경로는 직접적인 방사파와 전도의 형태로서 그림 2.9의 4가지로서 나타내어진다. 본 논문에서 나타내고자 하는 전도노이즈에서 방사노이즈로의 전달은 경로 3으로서 노이즈 소스가 광대역 노이즈 소스일 경우 전도노이즈에서 방사노이즈로 노이즈의 전달 경로의 변화가 일어나게 되는 것이다.

2.5 전도노이즈의 방사특성

비오 사바르 법칙 (Biot-savart's Law)에서 직선 전류에 의한 자기장을 구하는 이론을 살펴보면 다음과 같다.

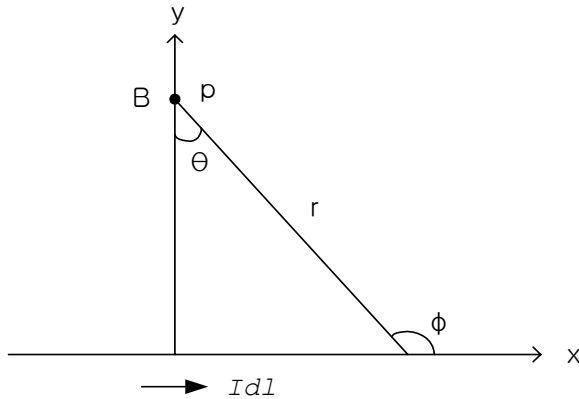


그림 2. 10 도선의 전류에 의한 자기장

Fig. 2. 10 Magnetic Field by current of wire.

그림 2.10은 그림에서 보는 바와 같이 도선의 직선 선분을 흐르는 전류에 의한 점 P에서의 자기장 B를 계산하는데 필요한 기하학적 모양을 나타낸다. 도선을 x축으로 하고, 점 P는 y축 상에 택한다. 그림에서 보는 바와 같이 좌표 원점에서 거리 x에 있는 대표적인 전류 선소는 $I dl$ 이다. \mathbf{r} 은 이 선소로부터 점 P에 이르는 벡터이다. 이 선소에 의한 P에서의 자기장의 방향은 $I dl \times \mathbf{r}$ 의 방향과 같다. 따라서, 자기장의 크기만 계산하면 된다. 그 전류 선소에 의한 자기장은 그 크기가 다음 식과 같다.

$$dB = \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{I dx}{r^2} \sin \Phi \quad (2-8)$$

이다. 여기서 Φ 대신에 Θ 를 사용하는 것이 더 편리하다.

$$dB = \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{I dx}{r^2} \cos \Theta \quad (2-9)$$

$$x = y \tan \Theta$$

이므로,

$$dx = y \sec^2 \Theta d\Theta = y \frac{r^2}{y^2} d\Theta = \frac{r^2}{y} d\Theta \quad (2-10)$$

이다. dx 에 대한 이 식을 식(2-9)에 대입하면

$$dB = \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{I}{r^2} \frac{r^2 d\Theta}{y} \cos \Theta = \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{I}{y} \cos \Theta d\Theta \quad (2-11)$$

를 얻는다. 먼저 점 $x=0$ 의 오른쪽 전류 선소들에 의한 것을 계산하자. 이들 선소에 의한 것들의 합은 $\Theta=0$ 에서 $\Theta=\Theta_1$ 까지 적분하면 된다.

이 값은

$$B_1 = \int_0^{\Theta_1} \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{I}{y} \cos \Theta d\Theta = \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{I}{y} \int_0^{\Theta_1} \cos \Theta d\Theta = \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{I}{y} \sin \Theta_1 \quad (2-12)$$

이다. 같은 방법으로,

$$B_2 = \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{I}{y} \sin \Theta_2 \quad (2-13)$$

이다. 도선 선분에 의한 총 자기장은 B_1 과 B_2 의 합이다. 도선에서 장점까지의 수직거리를 y 대신에 R 이라 한다면

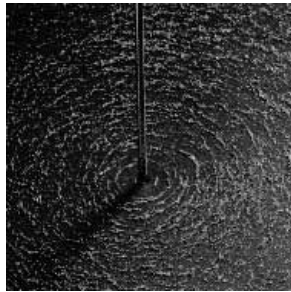
$$B = \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{I}{R} (\sin\theta_1 + \sin\theta_2) \quad (2-14)$$

이다. 만일 이 도선이 매우 길면 이 각들은 거의 90° 이다.

$$B = \frac{\mu_0 I}{2\pi R} = \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{2I}{R} \quad (2-15)$$

따라서, 자기력선은 그림 2.11(b)에서와 같이 도선을 둘러싼다.

식(2-15)로 주어지는 결과는 1820년 Biot와 Savart에 의하여 실험적으로 발견되었다[9].



- (a) 오른손 법칙 (b) 긴 도선에 의한 쇳가루 자기력선
 (a) Right-hand rule. (b) Line of magnetic force by leading wire.

그림 2. 11 비오사바르 법칙과 자기력선의 형성

Fig. 2. 11 Biot-Savart's law and line of magnetic field.

제 3 장 전도노이즈의 방사특성 측정시스템과 분석

3.1 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[7].

표. 3. 1 EFT의 IEC 61000-4-4에 대한 시험 파라미터
Table. 3. 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
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. 3.1 에서 보는 바와 같이 IEC 61000-4-4에 의해 적용하고 있으며 4단계로 그 강도를 달리 적용한다.

$$V(t) = A V_p (1 - e^{-\frac{t}{t_1}}) e^{-\frac{t}{t_2}} \quad (3-1)$$

여기서 A는 상수

V_p 는 개방회로전압의 최고 피크값

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

EFT 파형의 표현은 식 (3-1)과 같고, 그림 3.1의 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 발생하는 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 있다[7].

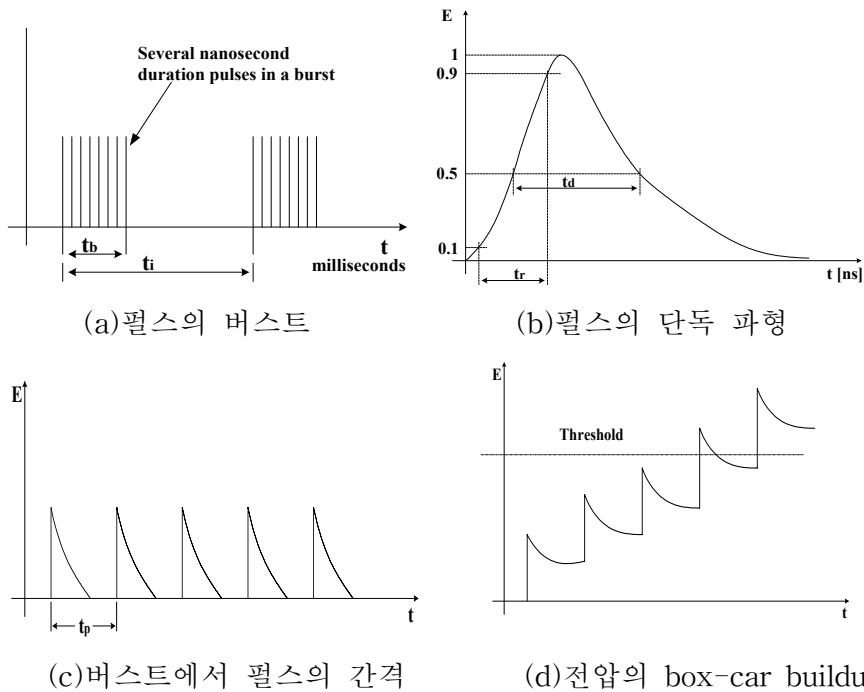


그림 3. 1과도전압의 파형(t_b ; 버스트 지속기간, t_i ; 버스트 간격, t_p ; 펄스간격, t_r ; 펄스 상승시간, t_d ; 펄스 지속시간)

Fig. 3. 1 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).

본 논문에서는 전도노이즈가 방사노이즈로의 경로전달되는 것을 측정하기 위해서 EFT 신호를 사용한다. 다른 전도노이즈들 ESD, Surge보다 주위에서 쉽게 접할 수 있는 EFT신호를 Generator를 이용하여 측정한다. EFT신호를 그림 3.1을 참조하여 살펴보면 광대역이라는 것을 확인할 수 있으며 즉, 이 전도노이즈원을 이용하여 방사노이즈를 측정하고자한다.

3.2 전도노이즈의 방사특성 측정시스템

본 논문에서 사용한 전도노이즈의 방사특성 측정시스템에서 사용한 규격은 IEC 61000-4-4 규격의 주파수대역과 비교하기 위해서 규격에서 정의하는 대역 150 kHz ~ 30 MHz 이상의 대역인 30 MHz ~ 1 GHz 대역에서 측정을 하였으며 측정은 전자파 반무향실 (Semi Anechoic Chamber)에서 시행하였고 측정장비는 표 3. 2와 같다.

측정한 방법은 30 MHz ~ 1000 MHz의 대역에서 루프 안테나를 이용하여 안테나의 높이를 고정한 후 근단, 중앙, 원단일 때에 수직편파와 수평편파를 측정을 하였다.

표. 3. 2 측정에 사용된 장비

Table. 3. 2 Equipment used in measurement.

장비명	모델명	비고
EMC analyzer	8591EM	
LISN	3810/2 LISN	
RF-cable		
Burst-Generator	SFT 4000	
Electro-Metrics	S/N 1456A	
전송선로		
루프안테나		

그림 3.2는 노이즈 측정시스템을 나타내는 그림이다. 6V 전원을 사용하여 EFT 제너레이터로 EFT를 발생하여 50 Ω으로 정합된 전송선로에 전도노이즈를 인가하여 이때 전송선로로부터 방사되는 노이즈를 제작한 Loop Antenna로 수신하여 Spectrum Analyzer로 측정하는 장면을 보여준다. 다음의 그림 3. 3 ~ 그림 3. 7 은 측정시스템에서 사용된 장비들의 실제 그림이다.

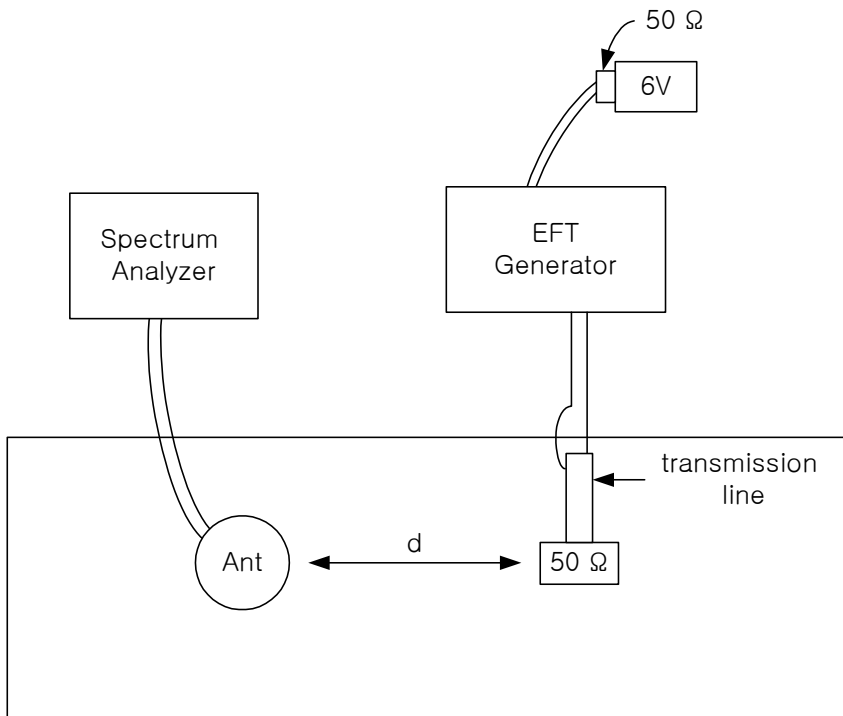


그림 3. 2 측정 시스템
Fig 3. 2 Measurement system.



그림 3. 3 EFT 제너레이터
Fig. 3. 3 EFT Generator.



그림 3. 4 스펙트럼 어날라이저
Fig. 3. 4 Spectrum analyzer.

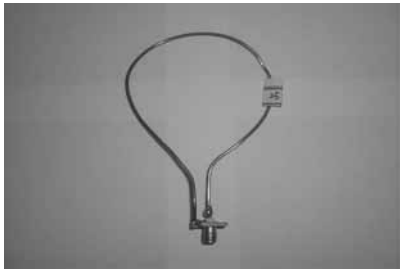


그림 3. 5 루프 안테나
Fig. 3. 5 Loop Antenna.

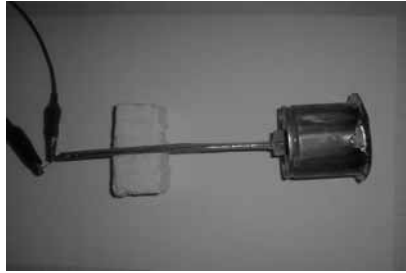


그림 3. 6 전송선로
Fig. 3. 6 Transmission Line.

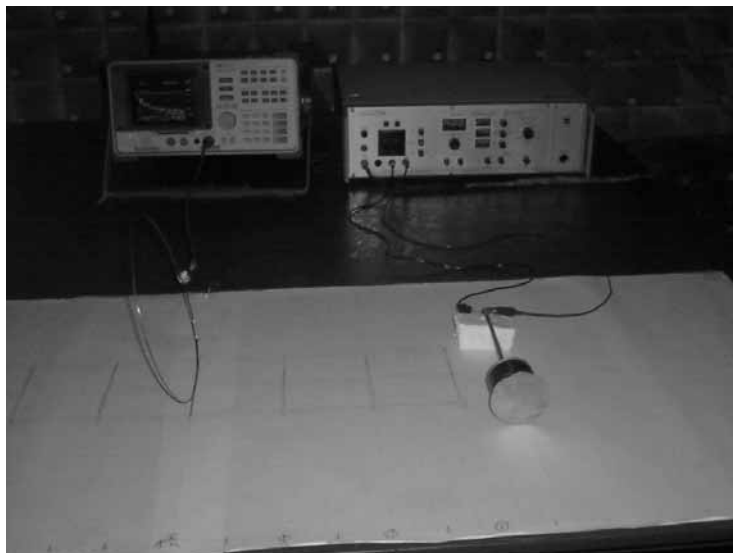


그림 3. 7 측정 장면
Fig. 3. 7 Measurement scene.

3.3 전도노이즈의 방사특성 분석

전도 노이즈의 방사량은 Biot-Savart's 법칙을 이용하고 시뮬레이션 프로그램으로서는 Matlab을 이용하였다.

먼저 거리에 따른 자기장의 양에 대해서 모의실험을 나타낸다.

```
close all
```

```
clear all
```

```
phi=3.14;
```

```
m0=4*phi*10^-7;
```

```
I=80;
```

```
l=142;
```

```
aa=5:95;
```

```
B1=[];
```

```
for r=[5:95];
```

```
    B=(m0*I*l)/(4*phi*r);
```

```
    B1=[B1;B];
```

```
end
```

```
plot(aa,B1)
```

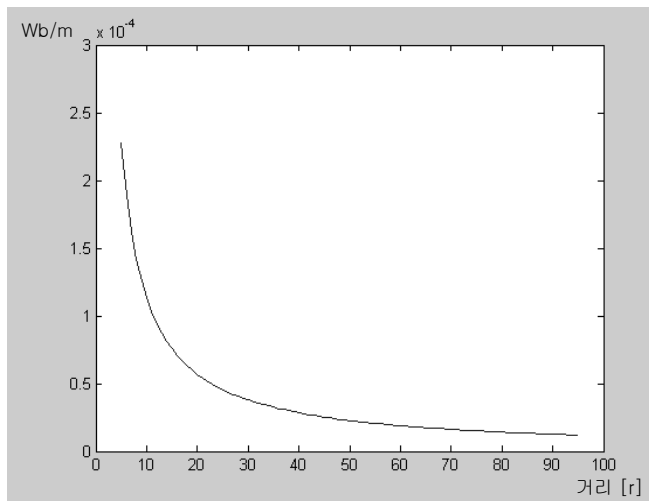


그림 3. 8 거리에 따른 자기장의 시뮬레이션 결과

Fig. 3. 8 Simulation result of magnetic field by distance.

다음은 거리를 고정하고 전류량에 따른 자기장의 양을 나타낸다.

```
close all
clear all

phi=3.14;
m0=4*phi*10^-7;
I=80;
r=50;
L=142;
aa=1:40;
B1=[];
for I=1:40
    B=(m0*I*L)/(4*phi*r);
    B1=[B1;B];
end
plot(aa,B1)
```

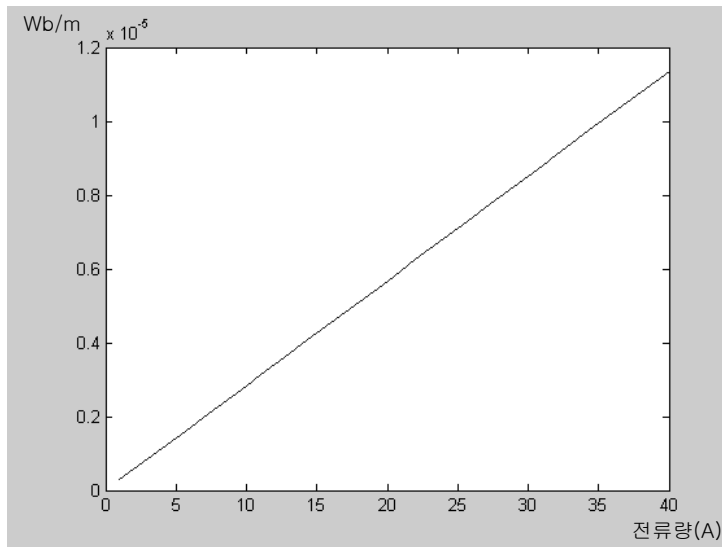


그림 3. 9 전류에 따른 자기장의 시뮬레이션 결과

Fig. 3. 9 Simulation result of magnetic field by current.

제 4 장 실험 결과 및 고찰

4.1 방사특성 실험 결과 및 고찰

다음 그림들은 전도성 노이즈원에서 방사성 노이즈가 나오는 것을 측정하는 노이즈 측정 시스템을 적용하여 Spectrum Analyzer (HP사 8591 EM)로 측정을 한 결과 값들이다. 그림에서 녹색선은 Reference(거리 5 cm 일때를 기준점)를 나타내고, 파란색선은 거리를 변화해가면서 측정한 값을 나타낸다.

그림 4.1 ~ 4.4는 전송선로로부터 노이즈를 수신하는 안테나를 근단에서 수평으로 두고 측정한 결과 값이다. 그림 4.5 ~ 4.8은 전송선로로부터 수신하는 안테나를 중앙에서 수평으로 두고 측정한 결과 값이다. 그림 4.9 ~ 4.12는 전송선로로부터 수신하는 안테나를 원단에서 수평으로 두고 측정한 결과 값이다. 그림 4.13 ~ 4.16은 전송선로로부터 노이즈를 수신하는 안테나를 근단에서 수직으로 두고 측정한 결과 값이다. 그림 4.17 ~ 4.20은 전송선로로부터 수신하는 안테나를 중앙에서 수직으로 두고 측정한 결과 값이다. 그림 4.20 ~ 4.24는 전송선로로부터 수신하는 안테나를 원단에서 수직으로 두고 측정한 결과 값이다.

● 전송선로로부터 근단일때 수평안테나

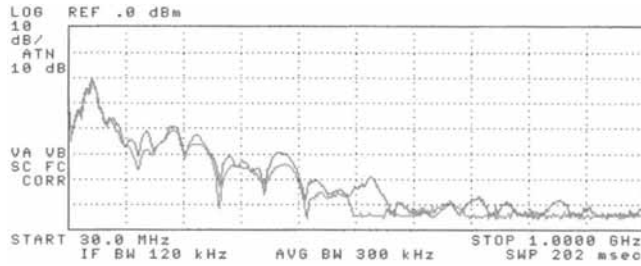


그림 4. 1 전송선로로부터의 거리 15 cm

Fig. 4. 1 Distance 15 cm from transmission line.

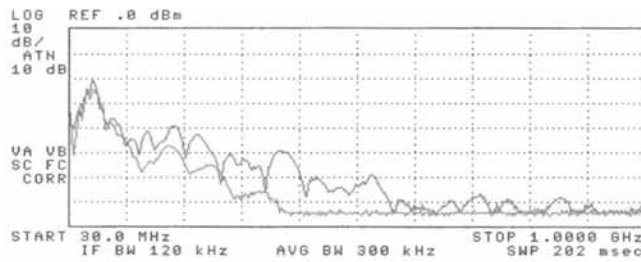


그림 4. 2 전송선로로부터의 거리 35 cm

Fig. 4. 2 Distance 35 cm from transmission line.

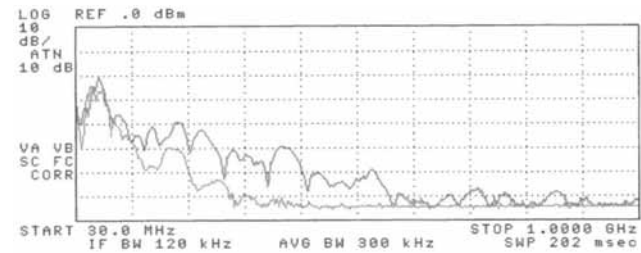


그림 4. 3 전송선로로부터의 거리 65 cm

Fig. 4. 3 Distance 65 cm from transmission line.

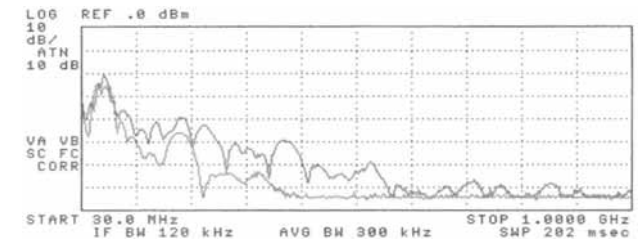


그림 4. 4 전송선로로부터의 거리 95 cm

Fig. 4. 4 Distance 95 cm from transmission line.

● 전송선로로부터 중앙일때 수평안테나

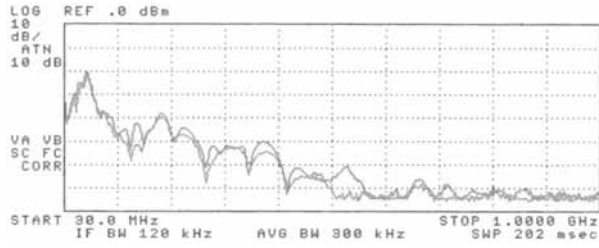


그림 4. 5 전송선로로부터의 거리 15 cm

Fig. 4. 5 Distance 15 cm from transmission line.

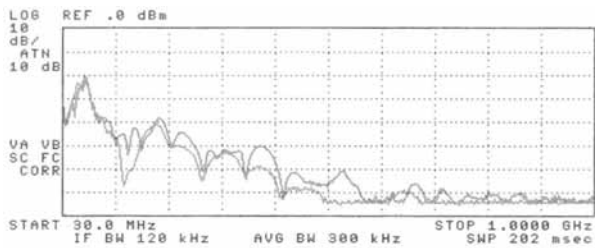


그림 4. 6 전송선로로부터의 거리 35 cm

Fig. 4. 6 Distance 35 cm from transmission line.

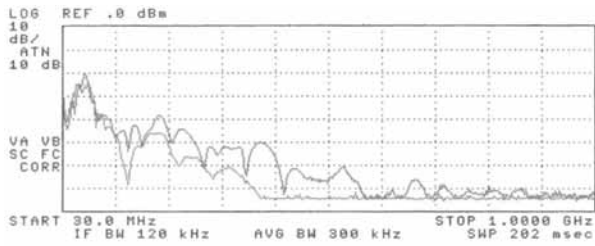


그림 4. 7 전송선로로부터의 거리 65 cm

Fig. 4. 7 Distance 65 cm from transmission line.

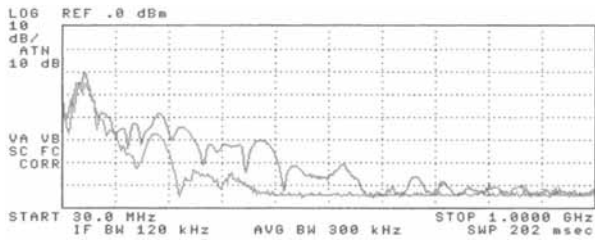


그림 4. 8 전송선로로부터의 거리 95 cm

Fig. 4. 8 Distance 95 cm from transmission line.

● 전송선로로부터 원단일때 수평안테나

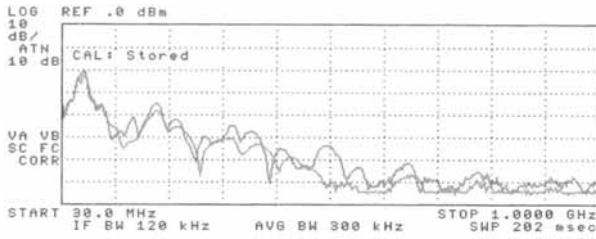


그림 4. 9 전송선로로부터의 거리 15 cm

Fig. 4. 9 Distance 15 cm from transmission line.

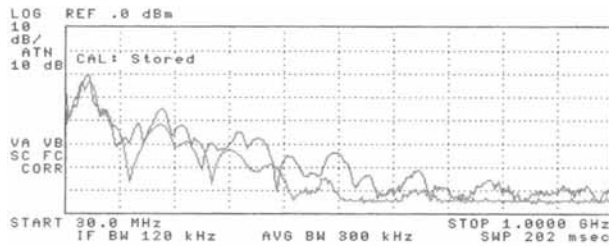


그림 4. 10 전송선로로부터의 거리 35 cm

Fig. 4. 10 Distance 35 cm from transmission line.

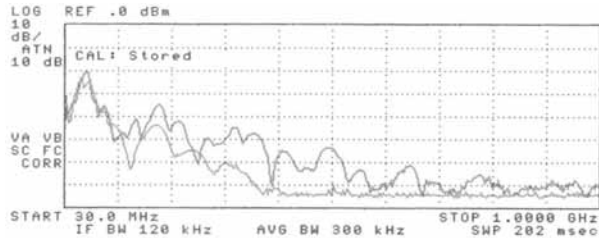


그림 4. 11 전송선로로부터의 거리 65 cm

Fig. 4. 11 Distance 65 cm from transmission line.

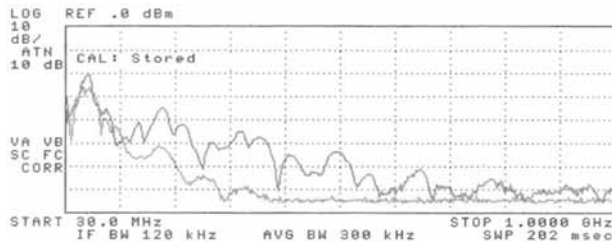


그림 4. 12 전송선로로부터의 거리 95 cm

Fig. 4. 12 Distance 95 cm from transmission line.

● 전송선로로부터 근단일때 수직안테나

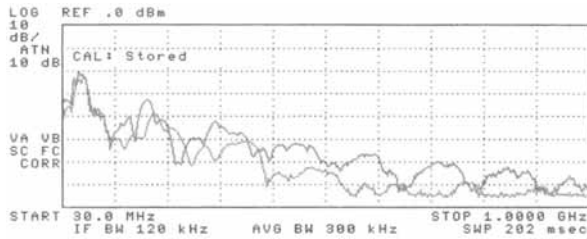


그림 4. 13 전송선로로부터의 거리 15 cm

Fig. 4. 13 Distance 15 cm from transmission line.

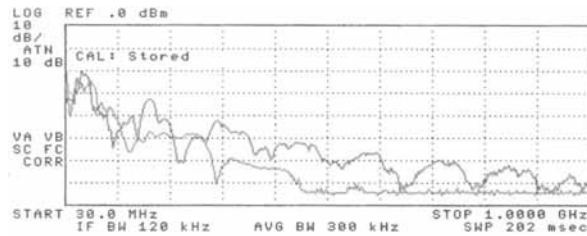


그림 4. 14 전송선로로부터의 거리 35 cm

Fig. 4. 14 Distance 35 cm from transmission line.

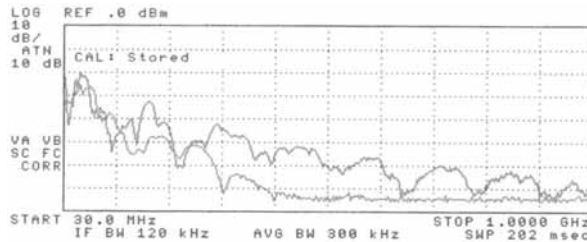


그림 4. 15 전송선로로부터의 거리 65 cm

Fig. 4. 15 Distance 65 cm from transmission line.



그림 4. 16 전송선로로부터의 거리 95 cm

Fig. 4. 16 Distance 95 cm from transmission line.

● 전송선로로부터 중앙일때 수직안테나

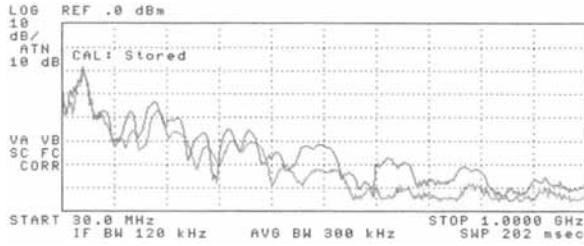


그림 4. 17 전송선로로부터의 거리 15 cm

Fig. 4. 17 Distance 15 cm from transmission line.

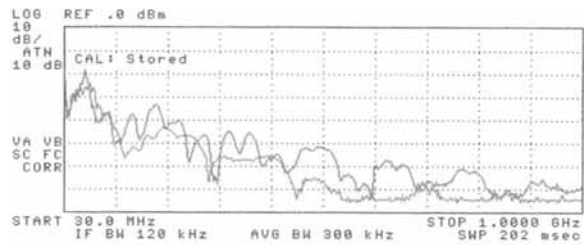


그림 4. 18 전송선로로부터의 거리 35 cm

Fig. 4. 18 Distance 35 cm from transmission line.

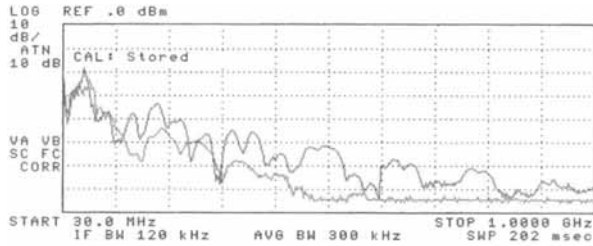


그림 4. 19 전송선로로부터의 거리 65 cm

Fig. 4. 19 Distance 65 cm from transmission line.

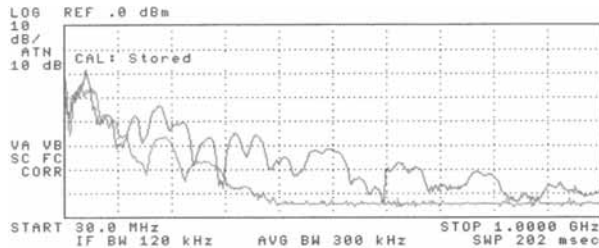


그림 4. 20 전송선로로부터의 거리 95 cm

Fig. 4. 20 Distance 95 cm from transmission line.

● 전송선로로부터 원단일때 수직안테나

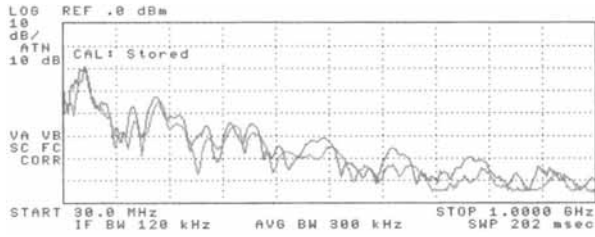


그림 4. 21 전송선로로부터의 거리 15 cm

Fig. 4. 21 Distance 15 cm from transmission line.

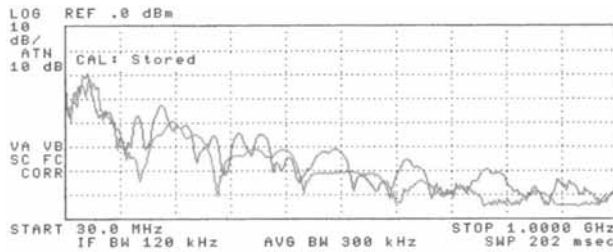


그림 4. 22 전송선로로부터의 거리 35 cm

Fig. 4. 22 Distance 35 cm from transmission line.

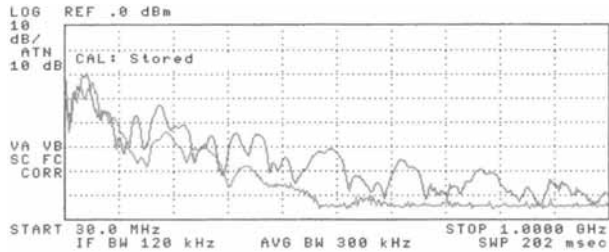


그림 4. 23 전송선로로부터의 거리 65 cm

Fig. 4. 23 Distance 65 cm from transmission line.

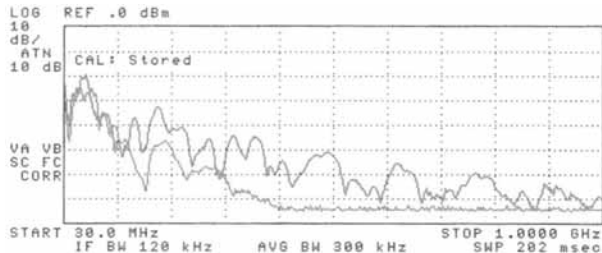


그림 4. 24 전송선로로부터의 거리 95 cm

Fig. 4. 24 Distance 95 cm from transmission line.

●수평안테나

주파수 300 MHz 일 때

	근단	중앙	원단
15 cm	-52 dB	-45 dB	-51 dB
35 cm	-54 dB	-50 dB	-53 dB
65 cm	-58 dB	-51 dB	-61 dB
95 cm	-62 dB	-53 dB	-73 dB

●수직안테나

주파수 300 MHz 일 때

	근단	중앙	원단
15 cm	-55 dB	-58 dB	-54 dB
35 cm	-61 dB	-58 dB	-55 dB
65 cm	-70 dB	-62 dB	-61 dB
95 cm	-72 dB	-66 dB	-62 dB

주파수 500 MHz 일 때

	근단	중앙	원단
15 cm	-50 dB	-50 dB	-70 dB
35 cm	-60 dB	-52 dB	-73 dB
65 cm	-64 dB	-58 dB	-74 dB
95 cm	-68 dB	-65 dB	-75 dB

주파수 500 MHz 일 때

	근단	중앙	원단
15 cm	-63 dB	-65 dB	-55 dB
35 cm	-72 dB	-58 dB	-60 dB
65 cm	-73 dB	-64 dB	-72 dB
95 cm	-73 dB	-72 dB	-73 dB

주파수 700 MHz 일 때

	근단	중앙	원단
15 cm	-65 dB	-61 dB	-74 dB
35 cm	-68 dB	-64 dB	-74 dB
65 cm	-70 dB	-69 dB	-74 dB
95 cm	-72 dB	-73 dB	-74 dB

주파수 700 MHz 일 때

	근단	중앙	원단
15 cm	-72 dB	-72 dB	-72 dB
35 cm	-73 dB	-72 dB	-70 dB
65 cm	-73 dB	-73 dB	-73 dB
95 cm	-73 dB	-73 dB	-73 dB

이 결과 값을 살펴보면, 수신안테나가 전송선로로부터 가까이 있을 때에는 500 MHz 부근까지 노이즈가 존재함을 확인할 수 있고 전송선로로부터 1 m 정도 떨어져 있을 때에는 350 MHz 부근까지 노이즈가 존재함을 확인할 수 있다.

즉, 국제규격에서 규제하는 전도노이즈 측정규격(CISPR, FCC의 30 MHz, 미국 육군규격 MIL-STD-461의 50 MHz)이상의 주파수대역에서 노이즈 성분이 나오는 것을 확인할 수 있다.

4.2 전도노이즈의 방사에 대한 대책

전도노이즈로 인한 방사에 대한 대책으로 페라이트 코어를 전송선로상에 삽입을 했을 때의 주파수 성분에 대해서 측정한다. 후지와라의 페라이트로 인한 노이즈 저감에 관한 실험에서 확인된 사실을 이용하여 페라이트 비드를 삽입하여 노이즈가저감되는 것을 살펴보았다. 노이즈가 저감되는 사실이 당연시되어 안테나가 수평일때만 측정하였다[10].

실험 진행은 루프 안테나로 4.1절에 실험한 방법에 페라이트 코어를 전송선로에 삽입을 해서 측정한 값을 비교하여 나타내었다.

그림에서 녹색선은 Reference(거리 5 cm일때를 기준점)를 나타내고, 파란색선은 거리를 변화해가면서 측정한 값을 나타낸다. 그리고 빨간색선은 대책법 으로서 페라이트 비드를 삽입하여 측정 한 값이다.

그림 4.25 ~ 4.28 은 전송선로로부터 노이즈를 수신하는 안테나를 근단에서 수평으로 두고 측정한 결과 값과 페라이트 삽입 시 측정값이다. 그림 4.29 ~ 4.32는 전송선로로부터 수신하는 안테나를 중앙에서 수평으로 두고 측정한 결과 값과 페라이트 삽입 시 측정값이다.. 그림 4.33 ~ 4.36은 전송선로로부터 수신하는 안테나를 원단에서 수평으로 두고 측정한 결과 값과 페라이트 삽입 시 측정값이다.

● 전송선로로부터 근단일때 수평안테나

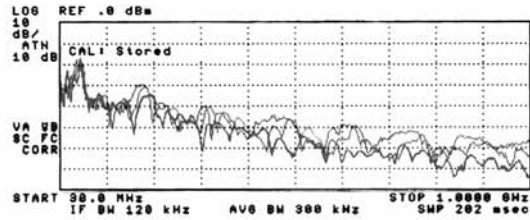


그림 4. 25 전송선로로부터의 거리 15 cm
Fig. 4. 25 Distance 15 cm from transmission line.

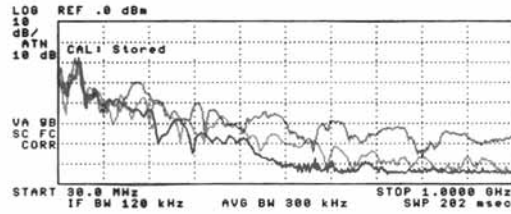


그림 4. 26 전송선로로부터의 거리 35 cm
Fig. 4. 26 Distance 35 cm from transmission line.

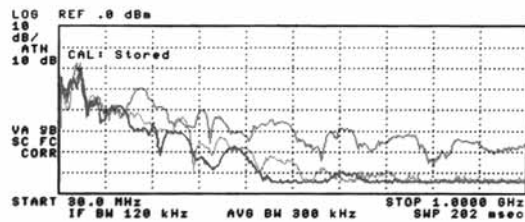


그림 4. 27 전송선로로부터의 거리 65 cm
Fig. 4. 27 Distance 65 cm from transmission line.

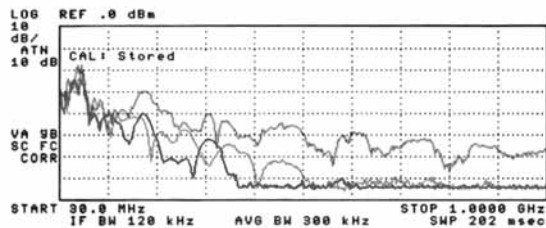


그림 4. 28 전송선로로부터의 거리 95 cm
Fig. 4. 28 Distance 95 cm from transmission line.

● 전송선로로부터 중앙일때 수평안테나

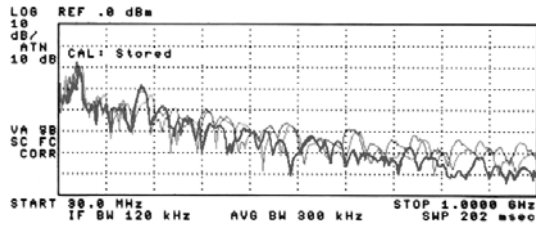


그림 4. 29 전송선로로부터의 거리 15 cm
Fig. 4. 29 Distance 15 cm from transmission line.

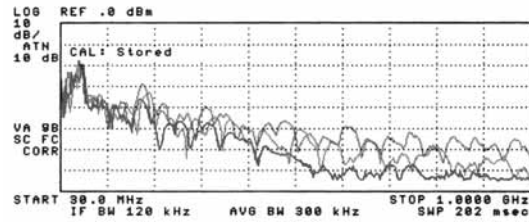


그림 4. 30 전송선로로부터의 거리 35 cm
Fig. 4. 30 Distance 35 cm from transmission line.

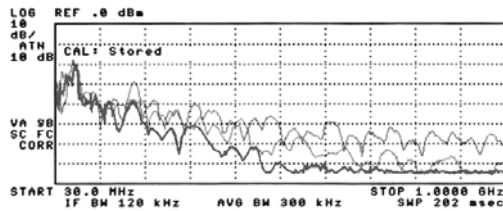


그림 4. 31 전송선로로부터의 거리 65 cm
Fig. 4. 31 Distance 65 cm from transmission line.

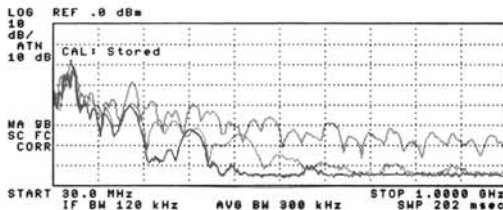


그림 4. 32 전송선로로부터의 거리 95 cm
Fig. 4. 32 Distance 95 cm from transmission line.

● 전송선로로부터 원단일때 수평안테나

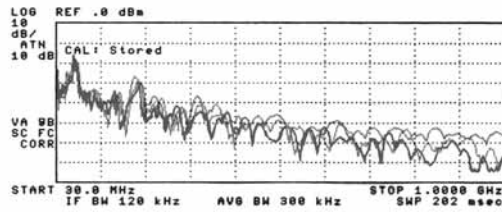


그림 4. 33 전송선로로부터의 거리 15 cm
Fig. 4. 33 Distance 15 cm from transmission line.

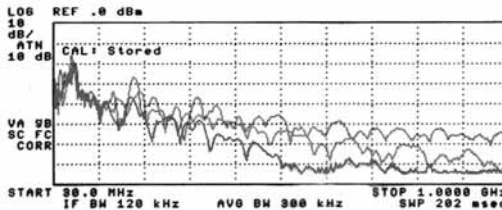


그림 4. 34 전송선로로부터의 거리 35 cm
Fig. 4. 34 Distance 35 cm from transmission line.

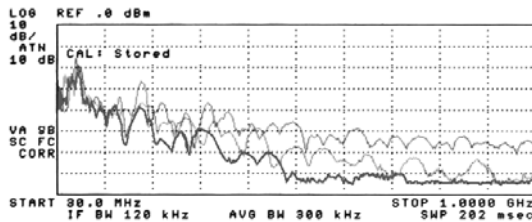


그림 4. 35 전송선로로부터의 거리 65 cm
Fig. 4. 35 Distance 65 cm from transmission line.

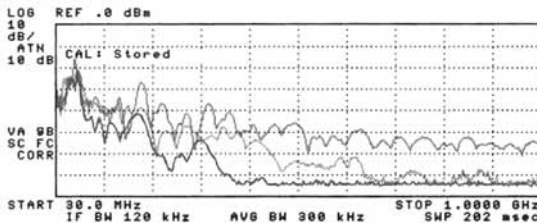


그림 4. 36 전송선로로부터의 거리 95 cm
Fig. 4. 36 Distance 95 cm from transmission line.

● 무대책시

주파수 300 Mhz 일 때

	근단	중앙	원단
15 cm	-45 dB	-58 dB	-48 dB
35 cm	-49 dB	-60 dB	-50 dB
65 cm	-51 dB	-62 dB	-52 dB
95 cm	-53 dB	-64 dB	-53 dB

● 페라이트비트 삽입시

주파수 300 Mhz 일 때

	근단	중앙	원단
15 cm	-60 dB	-50 dB	-47 dB
35 cm	-62 dB	-51 dB	-50 dB
65 cm	-63 dB	-51 dB	-50 dB
95 cm	-55 dB	-53 dB	-52 dB

주파수 500 Mhz 일 때

	근단	중앙	원단
15 cm	-50 dB	-52 dB	-48 dB
35 cm	-56 dB	-58 dB	-50 dB
65 cm	-63 dB	-60 dB	-68 dB
95 cm	-69 dB	-72 dB	-70 dB

주파수 500 Mhz 일 때

	근단	중앙	원단
15 cm	-60 dB	-60 dB	-60 dB
35 cm	-71 dB	-62 dB	-70 dB
65 cm	-72 dB	-70 dB	-72 dB
95 cm	-72 dB	-74 dB	-75 dB

주파수 700 Mhz 일 때

	근단	중앙	원단
15 cm	-60 dB	-55 dB	-52 dB
35 cm	-63 dB	-66 dB	-58 dB
65 cm	-68 dB	-70 dB	-70 dB
95 cm	-70 dB	-72 dB	-72 dB

주파수 700 Mhz 일 때

	근단	중앙	원단
15 cm	-64 dB	-62 dB	-62 dB
35 cm	-72 dB	-69 dB	-69 dB
65 cm	-74 dB	-72 dB	-70 dB
95 cm	-74 dB	-74 dB	-74 dB

무 대책 시에 측정한 값과 페라이트 비드를 삽입하였을 때, 측정 한 값을 비교해보았을 때, 페라이트 비드를 삽입하였을 때에 노이즈의 감쇠가 많은 것을 확인할 수 있었으며, 특히 고주파 성분의 노이즈가 많이 저감되는 것을 확인할 수 있다.

본 실험을 통하여 살펴보았을 때 실제 PCB기판 등에서 전도노이즈로 인하여 방사노이즈가 발생하게 되는 경우 즉, 노이즈의 전달경로의 변환 시 기판의 신호선에 페라이트 비드를 사용함으로써 노이즈 저감대책으로 사용될 수 있을 것이다.

제 5 장 결 론

전자기기 및 정보기기에서 전원선으로 유입되는 전도성 노이즈의 대책법은 과거부터 지금까지 지속적인 개발과 연구로 많은 제품과 기법들이 제공되고 있다. 하지만 전자기기의 사용이 많아지면서 주변에서 많은 전자기기들이 서로 밀집되어 있다. 즉 전자파 환경이 점점 악화되어 가고 있다. 전도노이즈에 대한 규격에 맞추어서 대책이 이루어지는데 현재의 국제규격에서는 노이즈의 전달경로 변환에 의한 노이즈에 대한 충분한 대책이 이루어지지 않는 문제점이 있다. IEC에서 사용하는 대표적인 노이즈 원으로서 ESD, EFT, Surge등이 있는데 여기서 주변에서 볼 수 있는 대표적인 노이즈원으로서 EFT를 선택하였다.

따라서, 본 논문에서는 국제규격 IEC 61000-4-4에서 규정하는 EFT의 Level 4를 전송선로에 인가하여 전도노이즈 국제규격에 적용해서 측정하였다. 그 결과, 국제규격에서 규제하는 주파수대역 CISPR와 FCC의 30 MHz와 MIL규격의 50 MHz 이상의 부분에서도 노이즈가 나오는 것을 확인할 수 있다. 대체로 500 MHz 부근까지 노이즈가 나오는 것을 확인하였고 거리가 1 m에 가까워지더라도 350 MHz까지 노이즈가 존재함을 알 수 있다.

이 결과로서 국제규격 CISPR, FCC, MIL 규격의 전도노이즈 대책 주파수 대역이 더 넓어져야 한다는 것을 확인하였다. 즉, 경로에 따른 노이즈의 국내외 심사규정이 개선되어야 할 것이다.

참 고 문 헌

- [1] 이기철, 한국산업안전공단 안전검인증센터, 전자파 장해동향과 안전대책, pp.34-35, 2001.
- [2] 생산기술연구원 품질평가센터, 방사성 EMI의 근거리계 측정기술 개발에 관한 연구, pp.47-48, 1995.
- [3] 정연춘, EMI/EMC 개념과 규제 동향, 대한전자공학회지 특집호, pp.61-63, 1996.
- [4] 김기채, 김동일, 명노훈, 박동철, 이영훈, 전자파환경공학, 대영사, pp.12-13, pp.28-29, 2001.
- [5] 한국전파진흥협회, EMC 용어 해설서, 전파진흥부, pp.13-14, pp.55-57, 2001.
- [6] Clayton R. Paul, Introduction to Electromagnetic Compatibility, John Wiley, pp.11-21, pp.29, a-14, 1992.
- [7] 77B/298+300/RVD, CEI/IEC 61000-4-4, pp.16-17, 1995.
- [8] V. P. Kodali Engineering Electromagnetic Compatibility, IEEE Press, pp.161-182, 1996.
- [9] 대학 물리교재 편찬위원회 역, 기초물리학, 범한도서, pp.463-467, 1993.
- [10] Tetsuya MAEKAWA, Osamu FUJIWARA, Suppression Effect of Electric Far-field Level from Transmission Line attached to a Ferrite Core, EMCJ 2000-127 (2000-1), pp.55-60, 2000.

감사의 글

본 논문이 있기까지 시종일관 세심한 지도와 따뜻한 격려를 해주시고 항상 부족한 저를 지금까지 이끌어주신 지도교수 김동일 교수님께 깊은 감사를 드립니다. 그리고 깊은 관심으로 논문심사를 맡아주신 민경식 교수님, 강인호 교수님께 감사를 드리며, 전파공학과 모든 교수님들께 감사드립니다.

저에게 대학원 생활을 시작하게 만든 동기를 주시고 항상 좋은 말 많이 해주신 배대환 선배님과 언제나 편안하게 이야기 해주시고 후배들 걱정 많이 해주시는 해사산업연구소의 전중성 선배님과 많은 시간을 함께 하지는 못했지만 재밌는 말들로 대학원생활의 두려움들을 조금이나마 덜어주신 PSB원영수 국장님 그리고 1년동안 항상 옆에서 숙식을 같이하면서 저에게 대학원 생활을 보여주시고 항상 타의 모범이 되신 구동우 선배님에게 감사의 마음을 전합니다.

그리고 제가 대학원 생활하면서 어려운일 즐거운일 함께 나누어주시고 또 탕숙으로 저의 주린배를 채워주신 화랑국민학교 대동중학교 선배 손준영 형님과 부족한 저의 이야기를 잘 들어주시고 또 좋은이야기 많이들려주시고 항상 저를 친동생처럼 대해주신 최동한 형님에게 항상 감사하게 생각을 하고 있습니다.

또, 나이는 약간 작지만 나에게 많은 힘이 되어준 동기들, 저와 2년동안 대학원 생활에서 가장 많이 붙어다녔고 또 형의 근지러운 부분을 잘 긁어준 승민이와 같은 EMC를 하면서 온갖 괴롭힘을 당하면서도 선배 대접해준 은정이와 언제나 착한 마음으로 나에게 친절을 베풀어준 보영이에게 감사의 마음을 전합니다.

그리고 실험실에서 1년동안 나에게 갖은 고문에 시달리면서도 말은 일과 공부를 묵묵히 하는 나이는 같은 후배들 상현, 승재와 전파공학과 직계후배로서 많은 일을 도와주고 또 많이 괴롭힘 당한 상욱이와 어설픈 한국어 실력으로 항상 나를 기쁘게 해주던 Li Rui, 그리고 나에게 항상 휴식처가 되어준 동식이와 수홍이와 정원,종호형님에게도 감사의 마음을 전합니다.

끝으로, 지금까지 학업에 열중하도록 뒷바라지 해주시고, 무한 사랑을 주신 부모님과 나의 동생에게 감사의 마음을 가지면서 이 작은 결실을 바칩니다.