

工學碩士 學位論文

PC의 마더보드와 확장카드의 EMI 방사에 관한 연구

A Study on EMI Radiation between PC Main
board and Extension Card

指導教授 金 東 一

2006年 2月

韓國海洋大學校 大學院

電波工學科

張 申 子

Abstract

Since the occupation density of microwave frequency band is highly increased, the electromagnetic environment is getting more severe. 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. Specially, we increasingly spend much time working in front of PC. So, EMC problem for personal computer is very important nowadays.

In this thesis, the noise source was searched for minimizing interference of the inside PC. The shape of the main board with extension card which is like a reflector. The form of the main board and the extension card may occur the radiation noise at surroundings because it is a function of a reflection plate. So the conventional model and the proposed one in this thesis are compared after measuring.

The radiation noises were measured, compared, and analyzed for the three cases : the extension card is not fitted with case, card is fitted with case, and two cards are fitted with case.

The difference of radiation noise between the two cases, one of which is one extension card fitted with and the other is two cards fitted with, was about 2 ~ 3 dB, and the difference of radiation noise between one card with a slot and each two card with a slot is about 2 ~ 3 dB. Moreover, the difference between the cases of no card and of the fitted with a extension card is about 20 dB. So, main board fitted with extension card showed worse radiation noise than the cases of no card.

As a result, it is very important not to make the form of the fitted with a extension card in order to reduce radiation noise. It is careful to make the form of the right angle to another devices.

Nomenclature

B	:	Magnetic flux density vector
E	:	Electric field vector
H	:	Magnetic field vector
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
q	:	Charge
h	:	Height
d	:	Wire radius
d_M	:	Thickness of ground plane
Z	:	Impedance
Z_0	:	Characteristic Impedance
δ	:	Skin Depth
k	:	Wave vector

- 목 차 -

Abstract	i
Nomenclature	ii
제 1 장 서 론	
1.1 연구배경	1
1.2 연구목적 및 내용	2
제 2 장 자유공간을 통한 방사의 해석	
2.1 전자시스템에서의 간섭과 EMC 문제	3
2.2 단일도선의 방사 메카니즘	8
2.3 EMI 발생 메카니즘	12
2.4 근·원역 전자기장과 Poynting 정리	14
제 3 장 모델링 및 계산	
3.1 마더보드와 확장카드의 계산 및 시뮬레이션	19
3.2 마더보드와 확장카드의 모델화	21
3.3 방사특성 시뮬레이션	26
제 4 장 제작 및 측정결과 분석	
4.1 마더보드와 확장카드 모델의 방사측정 시스템	29
4.2 제작 및 S파라미터 측정	36
4.3 마더보드와 확장카드 모델의 방사 노이즈 측정	37
4.4 측정결과 분석	38
제 5 장 결 론	45
참고문헌	46

제 1 장 서 론

1.1 연구배경

전자제품의 고속 디지털화와 국제적인 전자파 규제강화로 인해 EMC (Electromagnetic Compatibility)는 중요한 부분이 되었다. 과거 EMC가 TV통신 제품 등 일부 제품에 국한된 기술영역으로 인식되었으나 현재에는냉장고와 같은 백색가전에 이르기까지 EMC 문제영역이 확대되고 있다. 이러한 추세는 시장 요구의 다양화와 가전 업체들의 신제품 개발 경쟁에 따라 더욱 가속화 될 것으로 예상된다[1]. 그 중 고조파에 의한 장애 또한 계속적으로 증가하여 왔다. 특히 70년대에 이르러서 고조파장애가 증가하여 왔는데 이것은 말할 것도 없이 Thyristor 기기(대용량 기기에서 가전기기까지)의 증가가 최대의 요인이며 타기기에 대하여 직접장애를 일으켜 왔다. 고조파에 의한 장애내용을 분류하면 다음과 같다.

- ①통신선의 유도장애
- ②기기의 전류적(열적), 전압적 과부하
- ③기기의 잡음
- ④위상제어기기의 악영향 등

특히 ②~④의 장애가 증가되어 왔는데 ②의 기기의 과부하는 진상콘덴서의 장애가 압도적으로 많고, 또 ④의 위상제어기기의 악영향에는 계기오차 thyritor 제어 기기 등의 오동작 등이 있다[2]. 불요 전자파 대책의 어려움 중인 하모닉들은 주로 능동회로를 지나면서 증폭된 하모닉 조합을 만들어내기 때문에 어려운 문제가 되고 있고, 수동회로라 하더라도 공진현상에 따라 하모닉 성분들이 배수로 나오게 된다. 따라서 PC의 경우 프로세서의 발달로 동작 주파수가 증가하고 있고 작은 PC 케이스 안에서 확장카드의 사용 및 인접 부품들로 인한 각 장치들 간에 서로 많은 간섭, 또 다른 주파수의 사용으로 인해 하모닉 성분들이 내부에서 영향을 줄 것으로 예상된다.

1.2 연구목적 및 내용

정보화 사회에서 컴퓨터는 수계산 기능뿐만 아니라 인터넷을 비롯한 통신과 네트워크, 비디오/오디오 등을 포함하는 각종의 멀티미디어 매체의 주역으로서의 역할 등이 더욱 중시되면서, 현대 생활의 필수품으로 정착하고 있다[3]. 이와 아울러 이러한 컴퓨터를 포함한 전기·전자 장치 및 정밀 제어 시스템들의 안전한 동작과 정밀한 제어에 대한 요구조건이 강화되고 있으며, 이에 대하여 CISPR(국제 무선 장애 특별 위원회), 미국의 FCC(미연방 통신 위원회)와 일본의 VCCI(정보처리 장비 전파 장애 자주 규제 협의회) 및 CE mark 등에서 전자파환경대책을 위한 규제를 시행하고 있다[4]~[6].

전자파 노이즈의 문제의 3요소는 신호를 발생시키는 발생원, 신호가 전달되는 전달경로, 그리고 전달경로를 통해 전달된 전류를 받아 장애를 일으키는 장애원으로 이루어진다. 여기에서 전자파 노이즈 장애 발생은 다음과 같은 3요소가 갖추어 져야만 성립될 수 있으며, 이중 어느 하나만이라도 제거하거나 역할을 줄이게 되면 문제가 발생하지 않는다[7]. 일반적으로 노이즈원의 전달경로는 자유공간을 통한 방사와 전원선이나 신호선을 이용한 도체를 통한 전도가 있다[8].

PC의 경우 도체를 통한 전달경로는 EMC 필터로 대책하여 연구되어 왔으나, PC 내부에서의 공간을 통한 전달경로를 대책해야 할 필요가 있다. 따라서 본 논문에서는 EMC 대책을 하기 전 단계인 리플렉터 형상과 유사한 마더보드와 확장카드의 공간을 통한 방사 영향을 규명하고자 한다. 이를 검증하기 위해 IEICE EMCJ2004에 게재된 "Radiation from a Three-Dimensionally Bent Transmission Line"에서 연구된 모델을 바탕으로 보완하여 EMI 방사특성을 비교, 분석할 것이다. 앞서 연구된 논문에서는 확장카드의 형상에 대한 검증만 하였다. 형상에 대한 검증 또한 너무 단순하여, 단순히 구부리는 것만으로는 노이즈에 대한 민감도를 측정하기에 역부족하다고 생각되어 보완하여 제시하였고 확장카드의 개수에 의한 변화도 노이즈에 영향을 미칠 것으로 생각되어 모델을 제시하였다. 비교 방법은 확장카드를 장착하지 않았을 경우와 한 개의 확장카드를 장착한 경우, 두 개의 확장카드를 장착한 경우의 모델을 제시하고 비교, 분석하였다. 그 결과를 토대로 마더보드와 확장카드의 형상이 미치는 영향과 확장카드의 개수에 따른 방사 노이즈에 관한 연구를 하고자 한다.

제 2 장 자유공간을 통한 방사의 해석

2. 1 전자시스템에서의 간섭과 EMC 문제

전자시스템에서의 전자파 간섭은 크게 전기·전자장치에서의 간섭 현상과 방송·통신장치에서의 간섭 현상이 있다

1) 전기·전자장치에서의 간섭 및 EMC 문제

앞 절에서 여러가지 전자파장해의 정의, 원인과 종류 그리고 다양한 예를 살펴 보았다. 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. 이것을 보다 구체적으로 나타내면 그림 2.3과 같다. 여기서는 실질적으로 일반 전기·전자시스템으로 구성된 정보기술장치가 이러한 분류에 의해 어떤 형태로 전자파장해 현상이 많이 일어나는지 살펴보자. 전도감응에 관한 장해원은 전력설비에서의 방해가 가장 많고, 그 다음이 낙뢰, 정전기 방전, 통신/방송전파의 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.

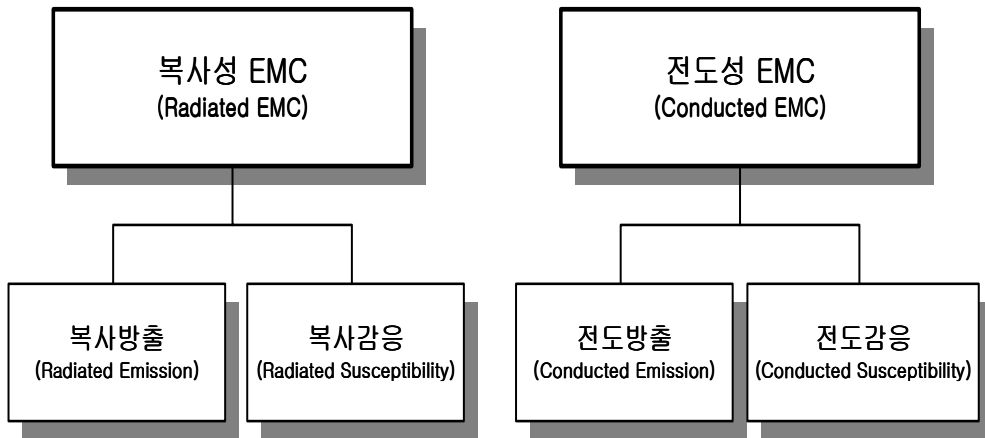


그림 2.2 EMC의 결합경로에 따른 분류

Fig.2.2 The classification according to path coupling of EMC.

정보기술장치의 경우 전자파 장애는 전력설비, 낙뢰, OA기기, 가전기기, 정전기 방전의 순으로 나타진다. 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, ISM 기기가 같은 정도로 장애를 받고 있다. 자동차, 항공기 등이 포함되는 그 밖의 기기에서는 전력설비, 통신/방송 전파 및 그 밖의 장애원이 같은 비율로 기인하고 있다.

방사성 감응은 장애 전자파가 공간을 통해 전달되어 기기에 직접 장애를 끼치는 것에 대한 내성을 나타내고 있으므로 통신/방송 전파가 가장 큰 장애원이 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 장애이므로 스위칭 전원에서 발생하는 장애 전자파가 가장 많다. 다음이 기기의 클럭 신호가 외부에 누설되는 경우이고, 그 다음은 발진회로부터 누설하는 장애 전자파, 스위치의 개폐시에 발생하는 장애 전자파의 순으로 이어진다. 이 밖에도 전자레인지의 마

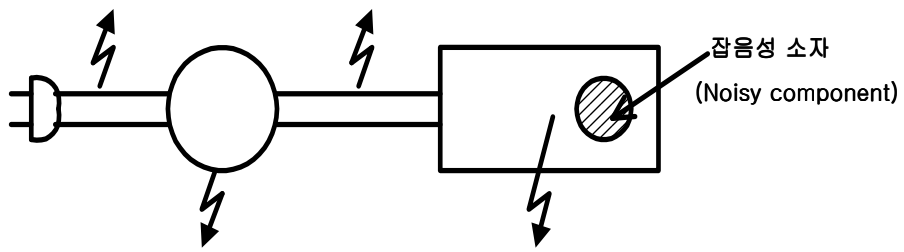
그네트론, 에어컨의 인버터부, 자동차 내의 교류 발전기나 스타터용 전동기 등이 주요 전도장해원이 되고 있다. 장치별로 보아도 정보기술장치가 산업·과학·의료용 고주파 이용설비, 일반 전기·전자장치 및 그 밖의 기기 모두에 대해 전체 경향이 같은 형태로 나타나며, 스위칭 전원이 가장 많고, 그 다음이 신호의 클럭, 발진회로의 순으로 되는 것으로 파악되고 있다.

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.

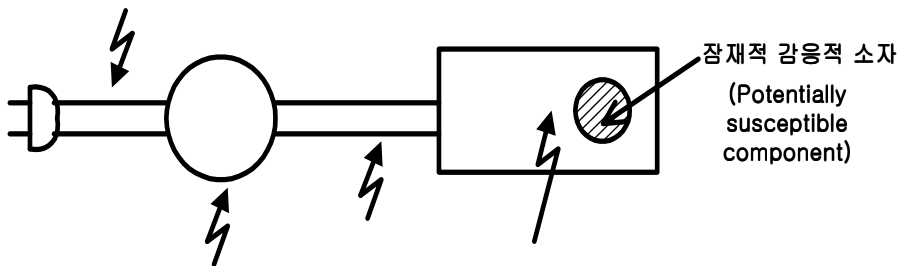
전도내성에 있어서 장해 전자파의 침입 경로는 전도내성의 장해원으로서 전력설비와 낙뢰가 큰 비중을 차지하는 것을 고려하면 전원선의 영향이 가장 크고, 다음이 신호선이다. 복사내성 장해파 침입경로는 복사내성의 장해원 중에서 가장 많은 것이 통신/방송전파이므로 신호선에 유기되어 들어오는 잡음이 가장 많고, 그 다음이 전원선으로 유기되는 잡음이다. 이러한 경로 외에도 장치에 장해 전자파가 직접 인가되는 경우가 있으며, 복사내성에서 이러한 현상이 두드러지게 나타나고, 정보기술장치에서 특히 많이 나타나는 현상이다. 이는 주 장해원이 정전기방전과 통신/방송전파이기 때문인 것으로 간주된다.

전도방출 장해 전자파의 방출경로는 전도방출의 장해원으로 가장 많은 것이 스위칭 전원이므로 전원선이 방출 경로로서 가장 많다. 그 다음이 신호선이고, 그 밖의 것은 극히 적다. 장치별로 보아도 전체의 경향이 유사하며,

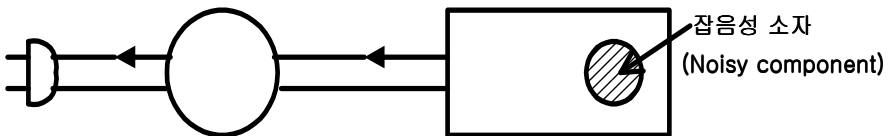
이러한 경향은 전도내성에서의 경향과 유사하다. 복사방출 장해 전자파의 방출경로는 신호와 관련된 방출 비율이 가장 많고, 전원선을 개입하는 비율은 신호선보다 약간 낮지만 상당한 양이다. 또한 그 밖에 장치에서 직접 방출되는 장해 전자파도 상당한 양으로 파악되고 있다.



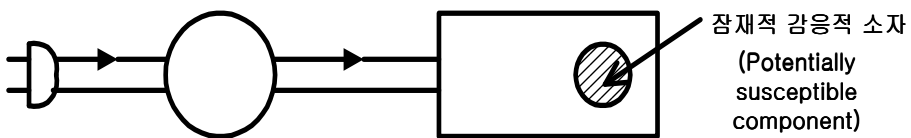
(a) 방사성 복사 (Radiated Emission)



(b) 방사성 감응 (Radiated Susceptibility)



(c) 전도성 방사 (Conducted Emission)



(d) 전도성 감응 (Conducted Susceptibility)

그림 2.3 기본적인 전자파장해 경로

Fig.2.3 Basically path of EMI.

2) 방송·통신장치에서의 전자파 간섭 및 EMC 문제

방송 및 통신장치의 전자파장해로 인한 수신 장애는 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 예로서 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 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 세 가지의 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 세 가지 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 전

자파의 고조파 방출은 물론 수신기의 스푸리어스 응답도 규제해야 하며, 우리나라에서는 전파법에서 이것을 다루고 있다[9].

2.2 단일도선의 방사 메카니즘

도선은 그 재료의 중요한 특성이 전하의 이동과 전류 흐름의 발생이다. q_v (C/m³)로 표시되는 체적 전하밀도가 그림 2.4에서와 같이, 원형 도선의 단면적 A 와 체적 V 에 균일하게 분포되어 있다면, 체적내의 총 전하 Q 는 일정한 속도 v_z (m/sec)로 z 축 방향으로 이동하고 있다. 도선 단면의 전류밀도 J_z (A/m²)는

$$J_z = q_z v_z \quad (2.1)$$

으로 나타낼 수 있다.

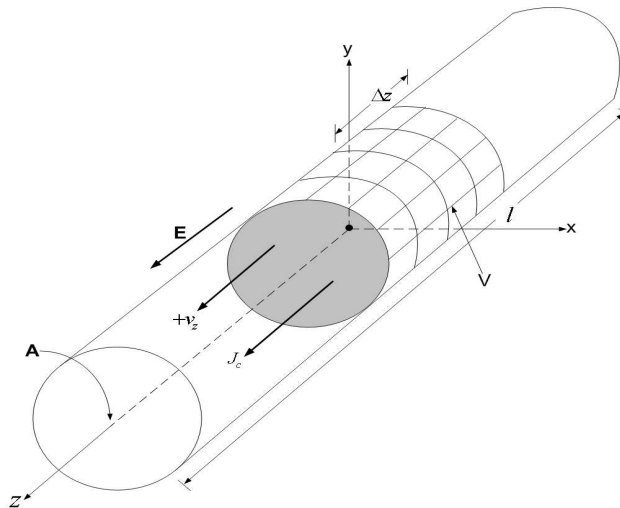


그림 2.4 원형단면 실린더 내에 균일하게 분포된 전하

Fig.2.4 Charge uniformly distributed in a circular across section cylinder.

만약 도선이 완전 도체인 경우, 전하는 도체표면에만 존재하므로 도선의 표면 전

류밀도 J_s (A/m)는

$$J_s = q_s v_z \quad (2.2)$$

로 주어진다. 도선이 아주 가늘 경우(이상적인 경우는 반경이 0), 도선 전류는

$$I_z = q_l v_z \quad (2.3)$$

으로 표시될 수 있고, q_l (C/m)는 단위길이 당 전하이다.

먼저 아주 가느다란 도선에 대해 고찰하고 그 결과를 세 가지 모든 경우에 적용한다. 전류가 시간에 대해 변경할 경우 전류는

$$\frac{dl_z}{dt} = q_l \frac{dv_z}{dt} = q_l a_z \quad (2.4)$$

으로 쓸 수 있고, $dv_z / dt = a_z$ (m/sec²)은 가속도 이다.

도선의 길이가 1인 경우, 식 (2.4)은

$$l \frac{dI_z}{dt} = l q_l \frac{dv_z}{dt} = l q_l a_z \quad (2.5)$$

이 된다. 식 (2.5)은 전류와 전하간의 관계식이며, 전자파 방사를 나타내는 중요한 관계식이다. 방사가 발생하려면 시변 전류, 즉 전하가 가속 또는 감속되어야 한다. 전하가 가속 또는 감속이 되기 위하여 도선은 구부러져 있거나, 꺾어져 있거나, 불연속적이거나 또는 종단되어 있어야 한다. 전하가 시 조화운동(time-harmonic motion)으로 진동할 때는 전하가 주기적으로 가속 또는 감속된다. 즉 시변 전류가 발생한다. 그림 2.5에 $\lambda/2$ 다이폴에 대한 이러한 관계를 나타내었다. 그러므로

1. 전하가 이동하지 않을 경우, 전류는 발생하지 않으므로 방사도 없다.
2. 전하가 일정한 속도로 이동할 경우
 - a. 도선이 직선이고, 길이가 무한 장 일 경우 방사는 없다.
 - b. 그림 2.6에서와 같이 도선이 구부러져 있거나, 꺾어져 있거나, 불연속적이거나, 종단되어 있거나 또는 절단되어 있을 경우는 방사가 된다.
3. 전하가 시간적으로 진동할 경우는 도선이 직선일지라도 방사가 이루어진다.

더 넓은 주파수 스펙트럼을 갖는 더 강한 방사가 발생한다. 이상적으로는 발진주파수에 의해 단일 주파수 방사가 결정된다. 전하는 외부전원에 의해 가속되고 전하

의 운동에 대응하는 방사계를 형성한다. 도선 종단에서는 전하의 축적으로 유도된 계에 의하여 전하는 그 속도가 영으로 될 때까지 에너지를 받는다. 그러므로 전하의 가속은 여기 전계(exciting electric field)에 의한 가속과 임피던스 불연속이나 도선의 완만한 커브에 의한 감속으로 이루어지고, 이것은 전자계 방사에 중요한 매커니즘이다. 전류밀도(J_e)와 전하밀도(q_v)는 맥스웰 방정식에서 전원항으로 나타낼 경우, 전하는 특히 과도(transient)계에 대해서는 기본적인 량으로 볼 수 있다. 방사에 대한 이러한 해석은 과도현상에 주로 이용되지만 정상상태의 방사를 설명하는 데도 이용될 수 있다[10].

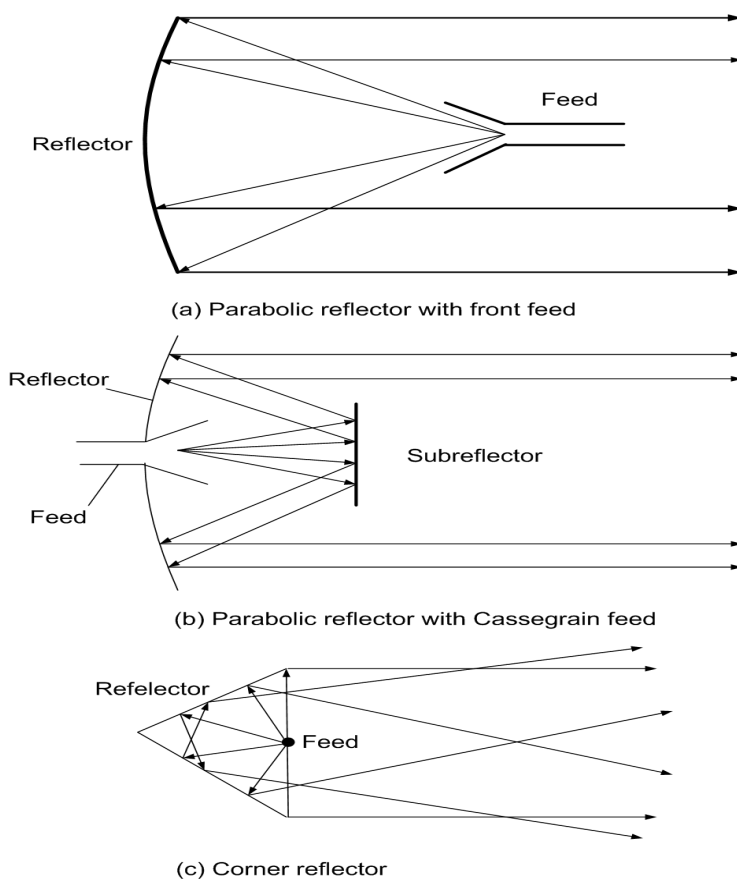


그림 2.5 반사기 안테나

Fig.2.5 Typical reflector configurations.

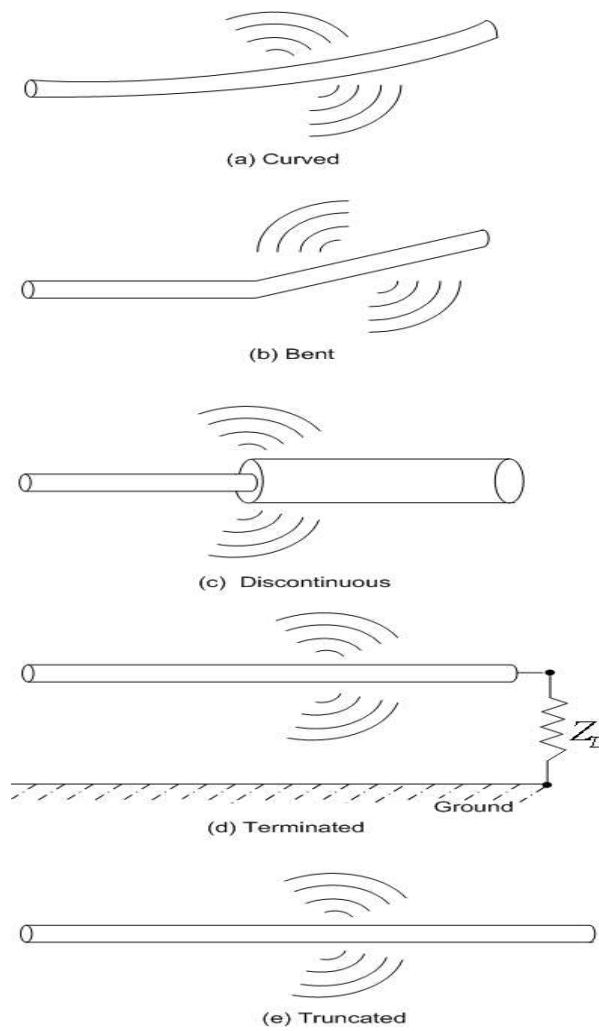


그림 2.6 방사를 할 수 있는 도선 구조
 Fig.2.6 Wire configuration for radiation.

2.3 EMI 발생 매커니즘

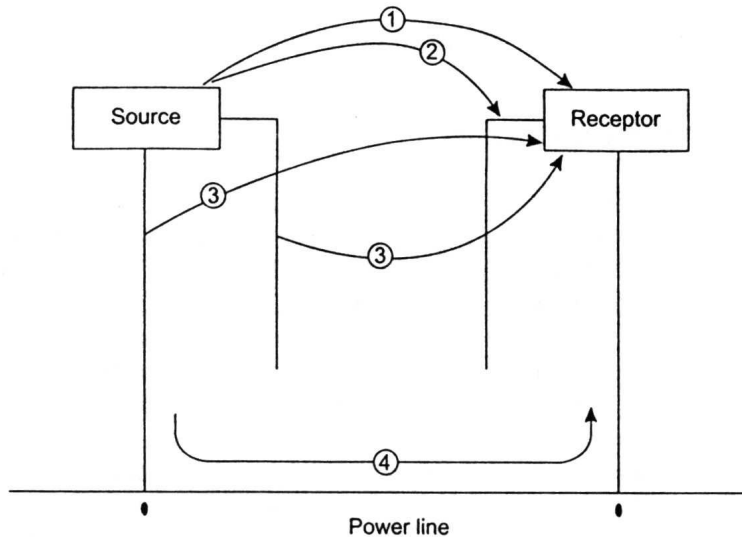


그림 2.7 결합 경로의 매커니즘

Fig.2.7 Coupling path mechanisms.

그림 2.7은 결합 경로의 메커니즘을 나타내고 있으며, 전자파 간섭이 디바이스나 장비 또는 시스템인 감응체에 어떻게 전달되는지에 대해서 보여준다. 그림 2.7에서 경로 1은 소스로부터 리셉터에 직접적인 Radiation를 나타내고 있고 경로 2는 소스로부터 직접적인 RF 에너지가 Radiation를 하여 리셉터에 연결된 신호/제어 케이블 또는 전기 전원케이블을 전달되는 것을 나타낸다. 경로 3은 RF 에너지가 전기 전원, 신호, 제어케이블에 의해 리셉터로 Radiation하는 것을 보여주고 있고, 경로 4는 공통 전원선이나 공통 신호/제어 케이블을 통하여 RF 에너지가 전도되어지는 것을 나타내고 있다.[12] 게다가 이 4가지 결합경로에는 각각 4가지로 전달되는 메커니즘이 있다. 그 4가지 메커니즘은

1. Conductive
2. Electromagnetic
3. Magnetic field
4. Electric field

Conductive 결합은 공통 임피던스 결합이라고도 한다. 이 결합은 상호임피던스에 의해 노이즈 소스와 민감한 회로가 서로 연결되었을 때 발생한다. 그리고 이때 최소2개의 연결이 필요하게 되는데 이것은 노이즈 전류가 소스에서 부하로 흐르고 다시 소스로 돌아가기 때문이다. 그림 2.8는 2회로와 전원 소스를 나타내고 있다. 각 회로로부터 전류는 전원 서브시스템과 상호연결된 전선의 공유임피던스를 통하여 흐르므로 연결된 금속은 모든 원인이 된다. 이 그림에서는 리턴 라인이 공유연결된 부분이다.

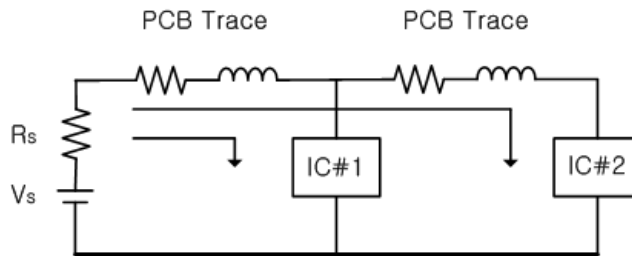


그림 2.8 전도성 결합 메커니즘
Fig.2.8 Conductive transfer mechanism.

Magnetic 결합은 자속 부분이 하나의 루프에 의해서 생겨서 다른 전류 패스에 의해 다른 루프를 통하면서 발생한다. 자속결합은 두 루프사이의 상호결합에 의해 나타나게 된다. 두번째 루프의 $V_2 = M_{12}dI_1/dt$ 전압에 노이즈 전압이 인가되며 M_{12} 상호결합 팩터와 dI/dt 의 시간에 따른 전류의 변화이다. 자속 커플링은 그림 2.9와 같이 나타낼 수 있다.

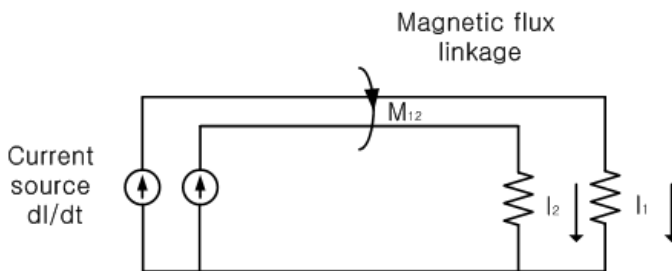


그림 2.9 자계 결합
Fig.2.9 Magnetic field coupling.

전계 커플링은 낮은 임피던스 회로에서 발생한다. 이 효과는 다른 곳에서 발생하는 결합에 비해서는 작다. 그림 2.10의 회로에서 높은 임피던스 Z_s 와 병렬로

된 Z_L 이 있는 경우 상호 캐피시턴스가 존재하게 된다. 하나의 회로에서 종단된 도체부분에서 다른 회로의 도체로 전기적인 플럭스가 생성되는 부분에서 capacitor 결합이 생겨나게 된다. 두 회로 사이의 전기적인 플럭스의 결합은 상호 캐피시턴스로 나타내어질 수 있다. 민감한 회로에 삽입된 노이즈 전류는 대략 $I = C dV/dt$ 로 근사할 수 있다.

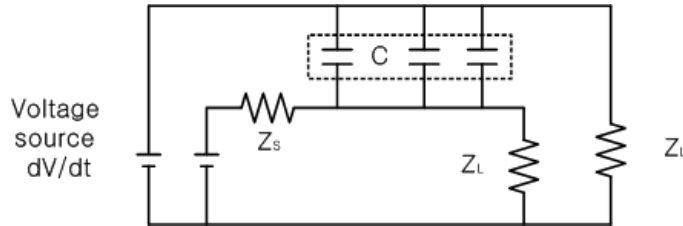


그림 2.10 전계 결합
Fig.2.10 Electric field coupling.

전자계 결합은 회로에 전계와 자계가 동시에 영향을 줄 때의 합으로 나타낼 수 있다. 종종 우리가 Near Field 또는 Far Field에 있는지에 따라서 소스와 리셉터의 거리에 따른 전계와 자계가 다르게 영향을 받게된다.

2.4 근 · 원역 전자기장과 Poynting 정리

EMC의 주된 문제는 서로 다른 전자기적인 기기나 시스템들 간의 상호작용이다. 이런 상호작용은 기기간의 결합(Coupling)에 기인한다. 이러한 결합은 두 시스템간의 전자파를 통한 에너지의 전달과 용량성 및 유도성에 관련된 유도적인 메커니즘에 의하여 발생한다. 따라서 주어진 조건에서 이들이 어떻게 영향을 미치는지 알 필요가 있다.

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

안테나의 길이 $L \ll \lambda$ 인 미소 다이폴안테나에 일정한 전류 $I_0 e^{j\omega t}$ 가 그림 2.11과 같이 흐른다고 가정했을 때, 이 안테나의 전자기장은 거리, 주파수 및 각도의 함수로 표시될 수 있다. 즉,

$$E_r = \frac{I_0 L e^{j(\omega t - \beta r)}}{j4\pi\omega\epsilon_0} \left[\frac{j2\beta}{r^2} + \frac{2}{r^3} \right] \quad (2.20)$$

$$E_\theta = -\frac{I_0 L e^{j(\omega t - \beta r)} \sin\theta}{j4\pi\omega\epsilon_0} \left[\frac{\beta^2}{r} - \frac{j\beta}{r^2} - \frac{1}{r^3} \right] \quad (2.21)$$

$$H_\phi = \frac{I_0 L e^{j(\omega t - \beta r)} \sin\theta}{4\pi} \left[\frac{j\beta}{r} + \frac{1}{r^2} \right] \quad (2.22)$$

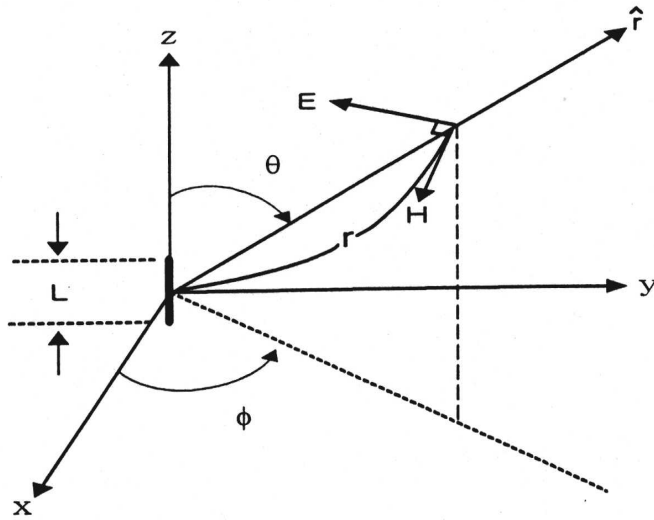


그림 2.11 미소 다이폴의 좌표계와 전자계 성분

Fig.2.11 Dipole coordinate system and electromagnetic field components.

한편, 반경 a 를 가지는 소형 루프안테나에 의한 자기장 성분은 그림 2.12를 이용하여 다음과 같이 나타낼 수 있다.

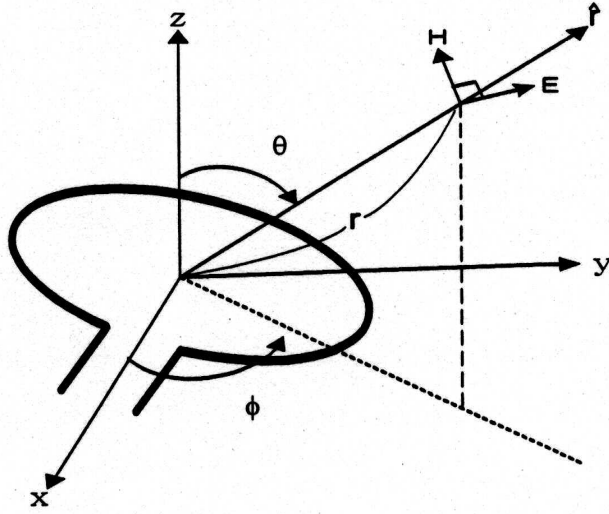


그림 2.12 소형루프 안테나의 좌표계와 전자계 성분
 Fig.2.12 Loop coordinate system and electromagnetic field components.

$$H_r = \frac{\pi a^2 I_0 e^{j(\omega t - \beta r)} \cos \theta}{4\pi} \left[\frac{j2\beta}{r^2} + \frac{2}{r^3} \right] \quad (2.23)$$

$$H_\theta = -\frac{\pi a^2 I_0 e^{j(\omega t - \beta r)} \sin \theta}{4\pi} \left[\frac{\beta^2}{r} - \frac{j\beta}{r^2} - \frac{1}{r^3} \right] \quad (2.24)$$

$$E_\phi = -\frac{\pi a^2 I_0 e^{j(\omega t - \beta r)} \sin \theta}{4\pi} \left[\frac{j\beta}{r} + \frac{1}{r^2} \right] \quad (2.25)$$

위식을 이용하기 위해서 식 (2.20)~(2.25)의 어떠한 부분의 항들은 무시되어 근사할 수 있다. 이러한 근사의 기준은 방사되는 전원으로부터의 거리가 멀고 짧음에 따라 달라질 수 있다. 먼 거리에서의 전자기장을 통상 원역장(far field)이라고 하며 이것은 마치 전원으로부터 전자파가 복사되는 것처럼 여겨진다. 원역장에서는 $1/r^2$ 와 $1/r^3$ 항은 $1/r$ 항과 비교하여 무시될 수 있는 항이다. 따라서 원역장의 성분은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$E_{\theta} = - \frac{I_0 L \beta^2 e^{j(\omega t - \beta r)} \sin \theta}{j \omega \epsilon_0 4 \pi r} = \frac{j \beta I_0 L e^{j(\omega t - \beta r)} \sin \theta}{c \epsilon_0 4 \pi r} \quad (2.26)$$

$$E_{\varphi} = - \frac{j \beta I_0 L e^{j(\omega t - \beta r)} \sin \theta}{4 \pi r} \quad (2.27)$$

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 세 개의 성분, 즉 E_{θ} , H_{ϕ} 그리고 E_{φ} 를 모두 고려하여야 하고, 위상관계도 원역장과 다르기 때문이다. 그러나 대부분의 EMC 상황에서는 근역장으로의 접근이 필요하다[9]. 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 (2.26)에서 $r = a/(\lambda/2\pi) = a/\beta$ 라 하면 다음과 같이 고쳐 쓸 수가 있다.

$$E_{\theta} = j L I_0 \sqrt{\mu_0/\epsilon_0} \sin \theta e^{j(\omega t - \beta r)} \pi / \lambda^2 (1/a - j/a^2 - 1/a^3) \quad (2.28)$$

즉,

$$|E_{\theta}| \approx 120 \pi L I_0 \sin \theta / \lambda^2 |1/a - j/a^2 - 1/a^3| \quad (2.29)$$

식 (2-28)의 3개의 항들은 그림 2.13에 나타내었다. 그리고 $r \approx \lambda/2\pi$ ($a \approx 1$) 에서는 전자기장에서는 전자기장에서 E_{θ} 성분에 영향을 주는 요소가 동일하며, 이 영역이 근역장과 원역장의 전이 영역이다. 그래서 원역장이나 근역장을 정의할 때, 파의 진폭의 크고 작음으로써 정의하는 것보다는 전이되는 거리로 정의한다.

$$\begin{aligned} r_{near} &\ll 0.1 \lambda / 2 \pi \text{ (근역장)} \\ r_{far} &\gg 10 \lambda / 2 \pi \text{ (원역장)} \end{aligned} \quad (2.30)$$

이다.

식 (2.30)은 안테나에서 방사되는 파장에 관련된 것이다. 그러나 EMC에서는 통상 다음과 같이 정의하여 사용한다[9].

$$\begin{aligned}
 r &\gg \lambda/2\pi \quad (\text{원역장}) \\
 r &\ll \lambda/2\pi \quad (\text{근역장})
 \end{aligned}
 \tag{2.31}$$

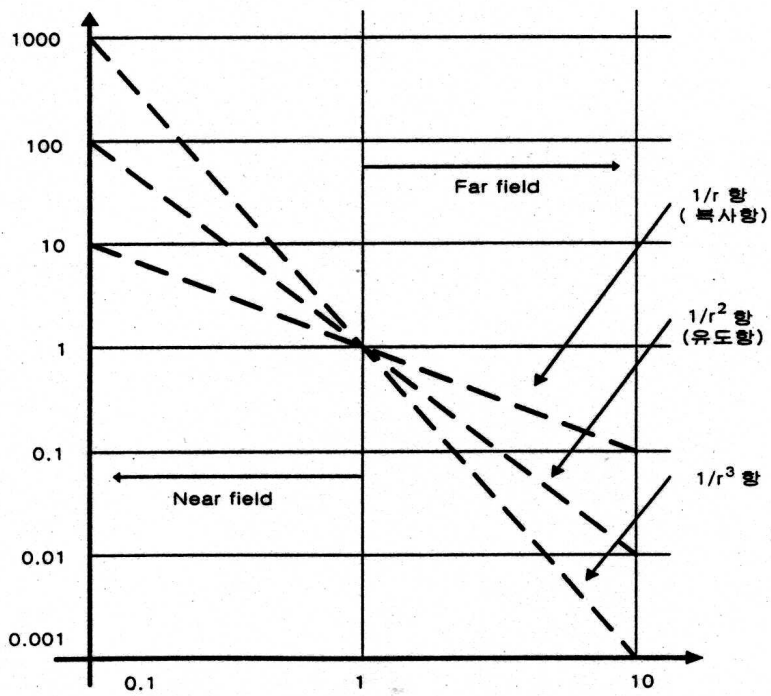


그림 2.13 안테나로부터의 거리에 따른 정규화된 전기장강도

Fig.2.13 Normalized Electric field intensity with distance from antenna.

제 3 장 모델링 및 계산

3.1 마더보드와 확장카드 계산 및 시뮬레이션

3.1.1 모델 계산

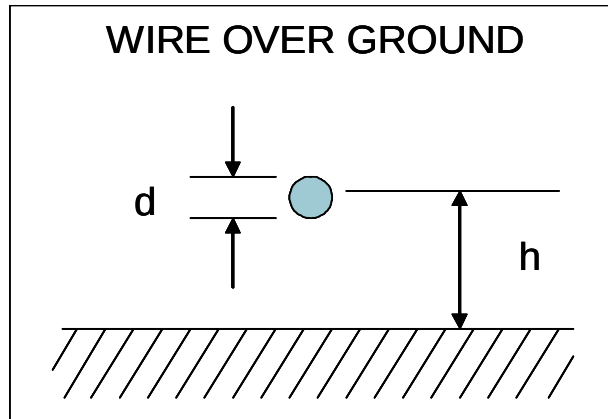


그림 3.3 그라운드 위에 도선 형상의 특성임피던스

Fig.3.3 Characteristic impedance for wire over ground configurations.

$$Z_o = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \cosh^{-1} \left(\frac{2h}{d} \right) \quad (3.1)$$

$$\text{for } \frac{2h}{d} \geq 3, Z_o = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left(\frac{4h}{d} \right)$$

본 논문에서는 접지판 위에 도선이 있는 형상으로 그림 3.3에서 보는 바와 같은 특성임피던스 식을 사용하였으며, 도선의 굵기와 접지면과 도선 간의 간격에 의해 변화하는 것을 알 수 있다. 따라서 너무 얇은 선은 도선 간의 간격의 문제로 인해 도선의 직경을 3 mm, 2 mm로 선택하였고, 직경이 3 mm일 때 도선과 접지면의 간격은 1.725728 mm이며, 직경이 2 mm일 때 도선과 접지면의 간격은 1.150486 mm이다.

다음은 도선의 직경에 따른 도선과 그라운드판과의 간격 h에 대한 관계를 matlab을 사용해 살펴보았다.

3.1.2 모델 계산을 통한 시뮬레이션

다음 그림은 식 (3.9)에서 계산한 값 d 를 바탕으로 마더보드와 확장카드의 모델화를 도면으로 그린 것이다. 그림 3.4 ~ 3.6은 가로 400 mm, 세로 200 mm 넓이의 접지면에서 전송선로 280 mm로 하였다. PC마더보드와 대략적인 크기로 모형화 하였으며, 양쪽으로 중앙에서 140 mm나온 지점에 구멍을 뚫어 전송선로가 접지면 밖으로 나가도록 하였으며 그 두선을 빼서 두 개의 포트로 두었다.

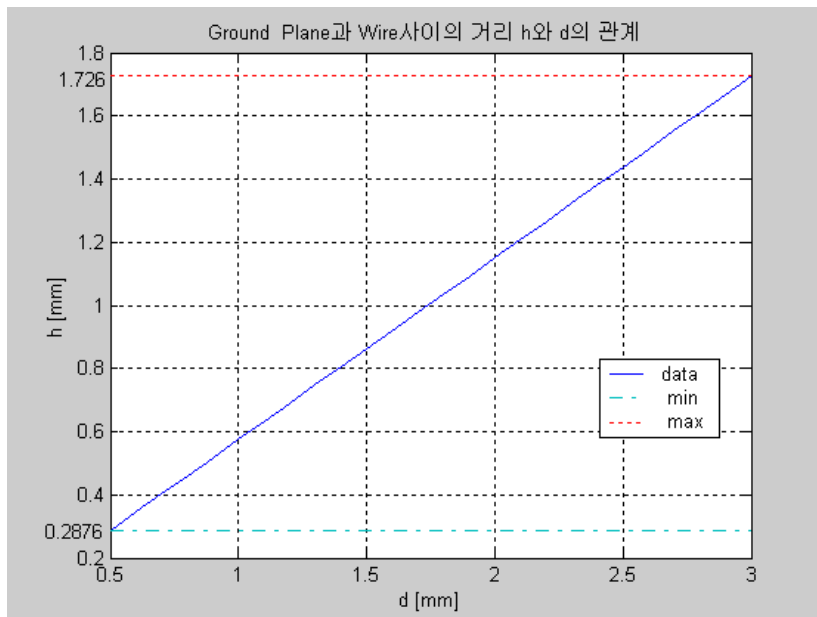


그림 3.4 도선의 직경 d 와 그라운드판과의 간격 h 에 대한 관계

Fig.3.4 The relation of spacing(h) between diameter(d) of wire and ground plane

3.2 마더보드와 확장카드의 모델화

그림 3.5 ~ 3.7인 경우,

Radius of Wire $d = 3$ mm

Length of Wire $L = 280$ mm

Thickness of ground plane $d_M = 0.5$ mm

Width of ground plane $W = 400$ mm

Height of ground plane $h_M = 200$ mm

Gap between Wire and Ground plane $h = 1.725728$ mm

그림 3.8 ~ 3.12의 경우,

Wire radius $d = 2$ mm

Length of Wire $L =$ without extension card : 230 mm

with one extension card : 475 mm

with slot one extension card : 503 mm

with two extension cards : 695 mm

with slot extension cards : 725 mm

Thickness of ground plane $d_M = 0.65$ mm

Width of ground plane $W = 250$ mm

Height of Ground plane $h_M = 250$ mm

Gap between Wire and Ground plane $h = 1.150486$ mm

표.1은 본 논문에서 제시한 모델에 대한 설명이다. 총 모델의 개수는 8개이며, 모델 1-1은 일본 논문에서 제안되어 있는 기존의 형상을 이용하여 제작한 평면 모델이며, 확장카드를 장착하지 않았을 때의 모델이다. 그리고 확장카드를 고정시켜주는 확장 슬롯에 대해서는 고려하지 않았다. 그리고 모델 1-2는 기존의 형상을 이용한 것으로 확장카드를 한 개를 장착한 것을 모델화 한 것이고, 모델 1-3은 확장카드를 두 개를 장착한 것을 모델화 한 것이다. 그리고 모델 1-1, 1-2, 1-3을 1차 수정하여 모델 2-1, 2-2, 2-3을 모델화 하였고, 2차 수정하여 모델 3-1, 3-2로 모델화 하였다. 1차로 수정한 2-1, 2, 3은 크기를 최적화 하고,

단순히 구부린 모형이 아니라 확장카드를 장착하는 방식으로 제작하였고, 2차로 수정한 3-1,2모델은 1차 수정한 모델에서 불연속 부분인 슬롯부분을 수정하여 모델화한 것이다.

	기존의 형상 이용 (구리판 이용)	1차 수정 (테프론 기판 이용)	2차 수정 (테프론 기판 이용) [슬롯 고려]
확장카드를 장착하지 않은 경우	모델 1-1	모델 2-1	×
확장카드를 한 개 장착한 경우	모델 1-2	모델 2-2	모델 3-1
확장카드를 두 개 장착한 경우	모델 1-3	모델 2-3	모델 3-2

표 1. 모델에 대한 분류
table 1. Classification of model

모델 1-1,2,3은 구리판으로 제작하여 가공하기 어려웠다. 따라서 모델 2-1,2,3과 모델 3-1,2는 확장카드를 모형화 함에 있어 확장카드를 장착하는 방식으로 제작하기 위해 가공하기 쉬운 테프론 기판을 사용하여 제작하였다.

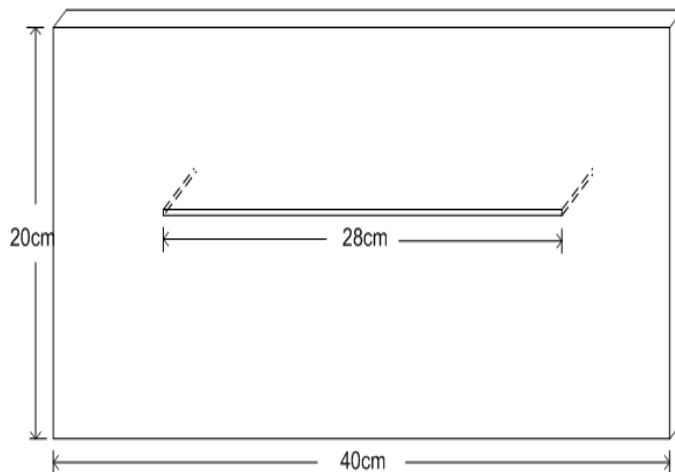


그림 3.4 모델 1-1
Fig.3.4 The model 1-1

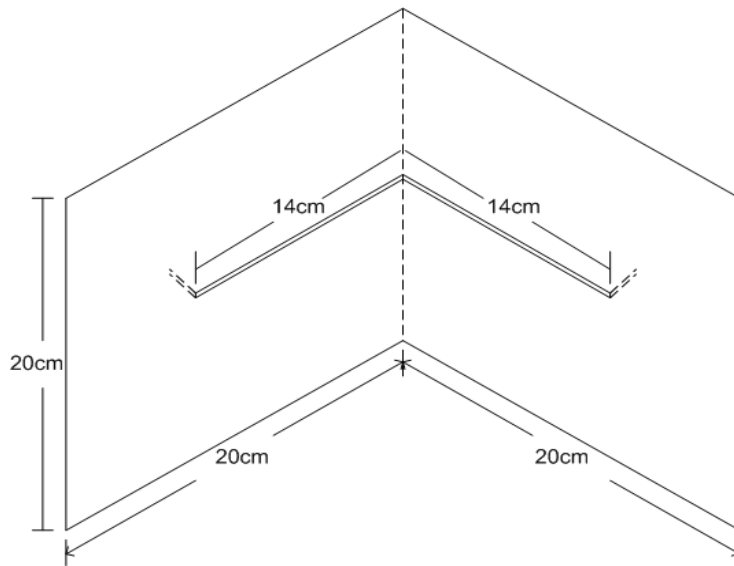


그림 3.5 모델 1-2
Fig.3.5 model 1-2.

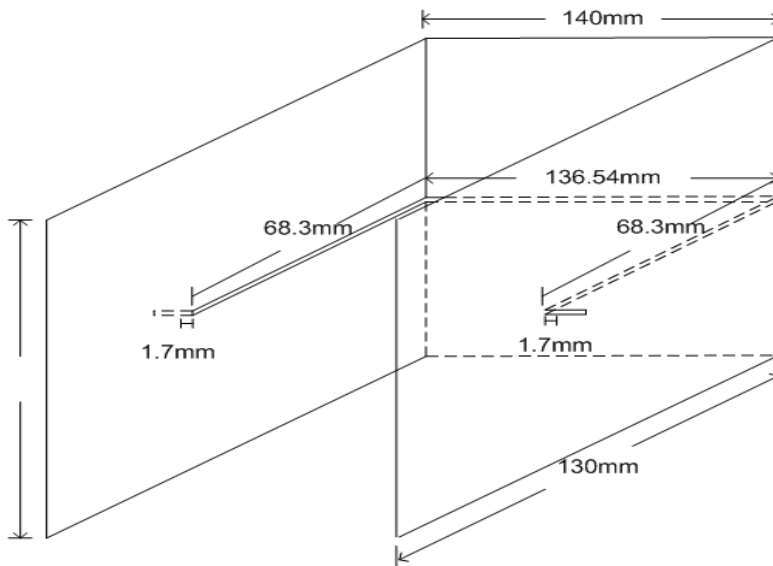


그림 3.6 모델 1-3
Fig.3.6 model 1-3.

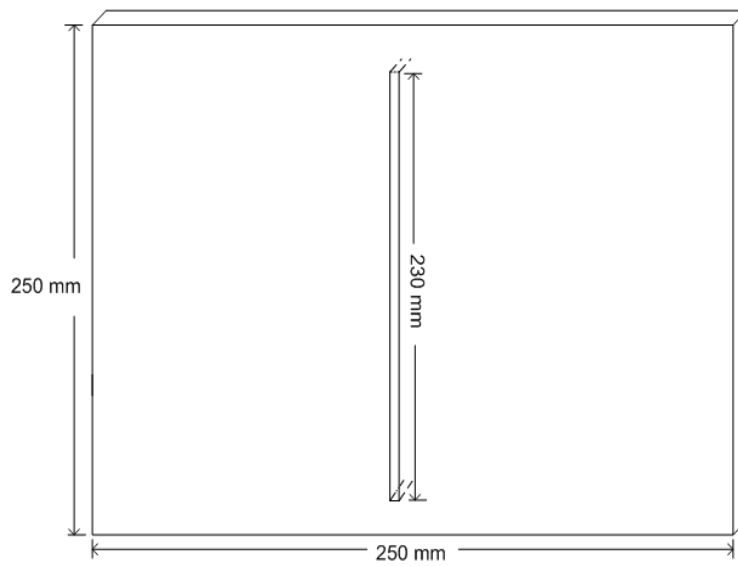


그림 3.7 모델 2-1
Fig.3.7 model 2-1.

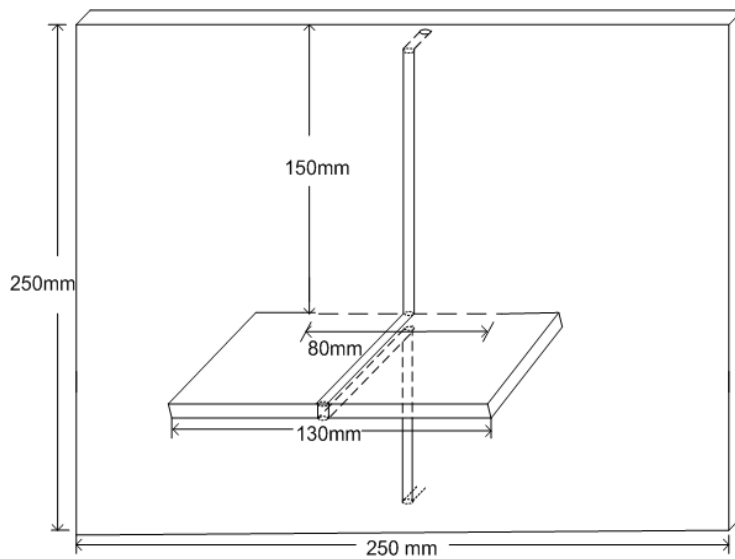


그림 3.8 모델 2-2
Fig.3.8 model 2-2.

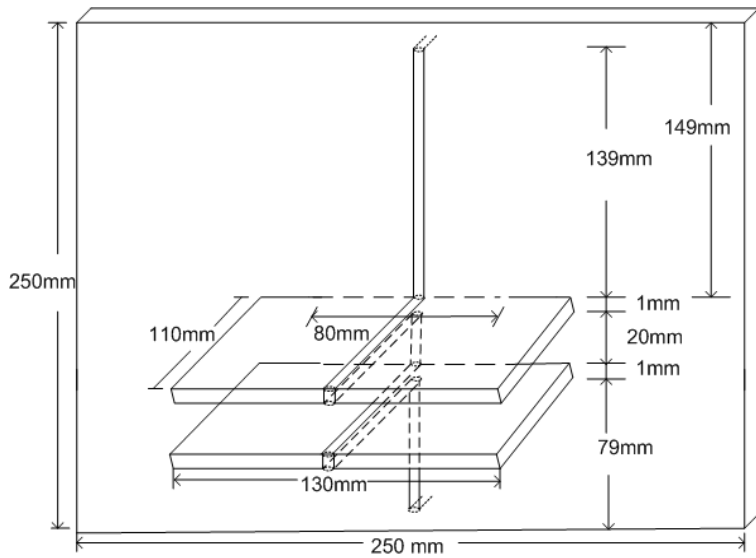


그림 3.9 모델 2-3
Fig.3.9 model 2-3

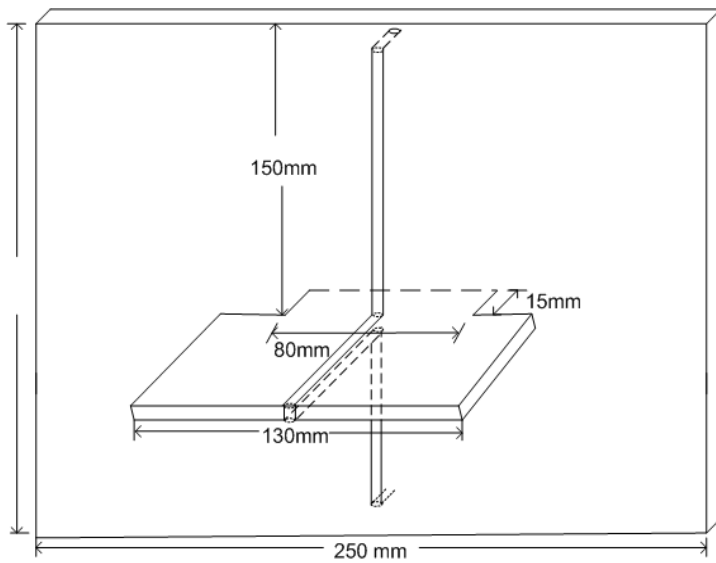


그림 3.10 모델 3-1
Fig.3.10 model 3-1

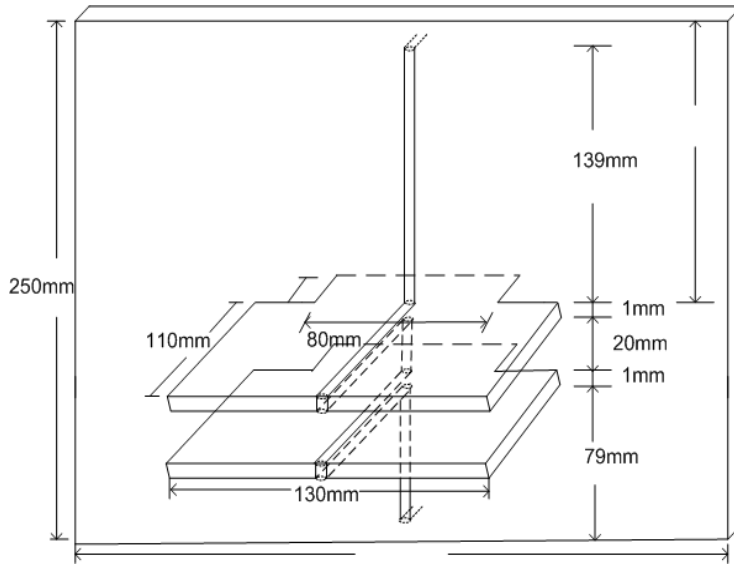


그림 3.11 모델 3-2

Fig.3.11 model 3-2

3.3 방사특성 시뮬레이션

다음은 평면모델과 확장카드를 한 개 삽입한 경우와 확장카드를 두 개 삽입한 경우가 방사특성에 미치는 영향에 대해서 검토한다. 방사손실은 S_{11} 반사진폭특성 및 S_{21} 투과진폭특성으로부터 다음 식을 구할 수 있다.

$$loss = 1 - S_{11}^2 - S_{21}^2 \quad (3.2)$$

즉, 여기서 구하고 있는 방사손실은 모델에 인가한 신호 중 방사가 다른 쪽 포트 로 투과 하지 않은 성분을 구하는 것이며 선로의 저항성분이 충분히 작다고 간주한 때에 방사손실은 선로로부터의 전방사분량을 나타내는 것이다.

외부노이즈가 인가되었을 경우, 선로에서 일어나는 방사손실과, 외부노이즈와 선로사이의 커플링에 대한 손실, 접지면과 선로사이에서 일어나는 커플링에 대한 손실이 있다. 외부 유입되는 노이즈를 측정하기에는 다소 무리가 있어, 선로에서 일어나는 방사손실을 계산하여 실제 측정치와 비교한다. 그 차이값은 외부노이즈와 선로사이의 커플링에 대한 손실, 접지면과 선로사이에서 일어나는 커플링에 대한 손실을 나타낸다.

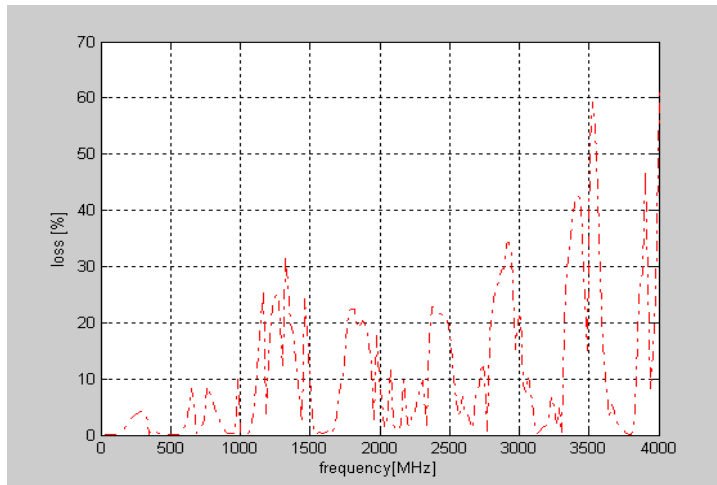


그림 3.12 방사손실_확장카드를 장착하지 않았을 경우
Fig.3.12 radiation loss _without extension card.

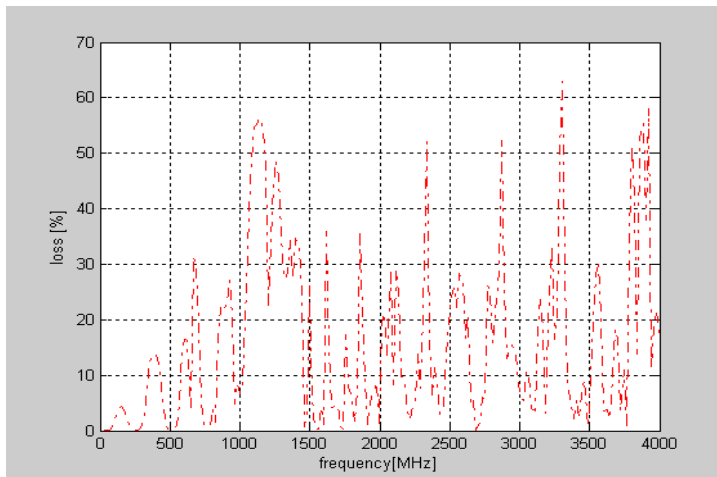


그림 3.13 방사손실_확장카드를 한 개 장착한 경우
Fig.3.13 radiation loss _with one extension card.

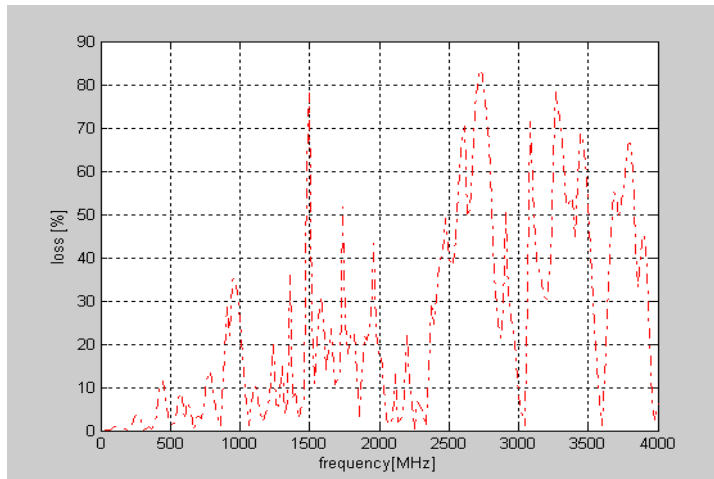


그림 3.14 방사손실_확장카드를 두 개 장착한 경우

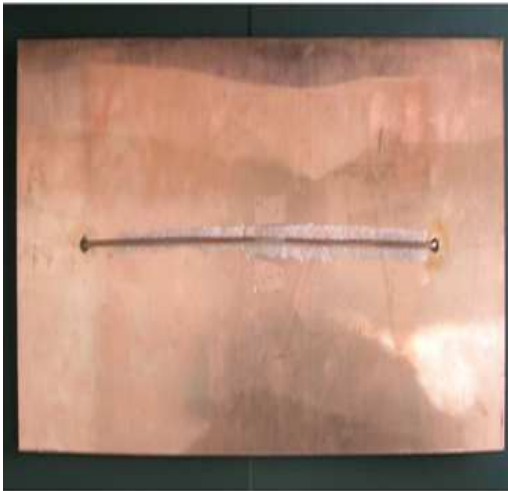
Fig.3.14 radiation loss_with two extension card.

다음 3.12~14의 그림은 측정한 S파라미터를 이용하여 방사손실을 매트랩을 이용하여 나타낸 그림이다. 공진주파수에 있어서는 선로의 양단에 있는 상승부분에 흐르는 전류가 peak가 되기 때문에 그 상승 부분으로부터 방사성분이 증대됨으로써 방사손실이 크게 나타난다고 생각된다. 1GHz 이전의 주파수에서는 방사손실이 작은 값을 가지고, 그 이상이 될수록 임피던스의 부정합에 의한 문제라고 예상된다. 방사손실의 크기는 확장카드를 장착하지 않은 경우가 가장 작고, 확장카드를 두 개 장착한 경우가 가장 컸다. 그 이유는 방사된 전자계가 직각 구조에 의해 다시 중첩될 가능성이 크며, 그라운드 판과의 거리가 2 mm로 아주 작은 값을 가지므로 그에 의한 전자계의 커플링에 의한 가능성으로 판단된다.

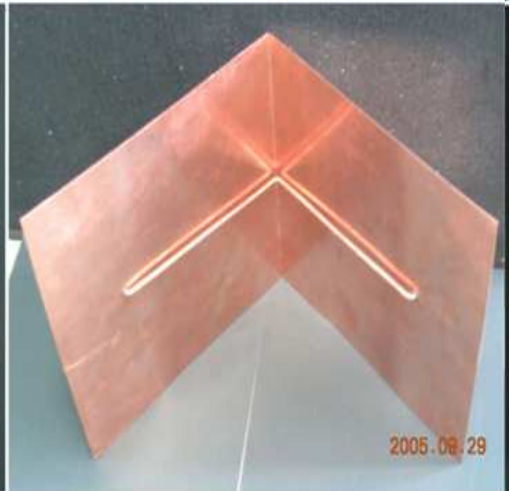
제 4 장 제작 및 측정결과 분석

4.1 제작 및 S파라미터 측정

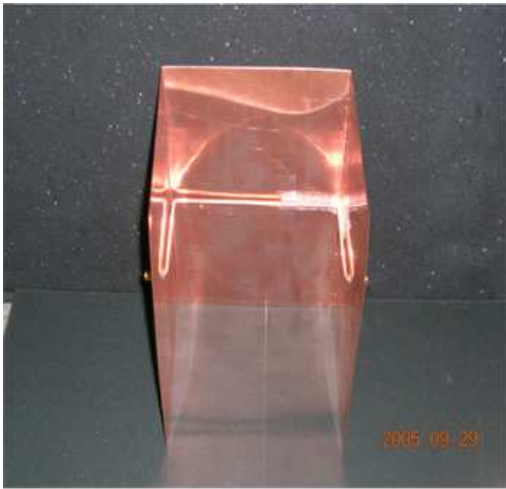
그림 3.4~3.6의 모형의 접지판이 너무 얇아서 휘는 경우를 방지하기 위해 두께 0.5 mm의 구리판을 사용하였다. 구리판의 크기는 가로 400 mm, 세로 200 mm로 제작하였으며 또한, 도선과 접지판의 간격을 고려하여 직경 3 mm 구리에나멜 선을 사용하여 제작하였다. 그러나 가공의 어려움으로 인해 그림 3.7~3.11의 모형에서 다른 접지판을 생각하게 되었으며 테프론 기판을 접지판으로 사용하였다. 접지판이 가로, 세로 250 mm의 넓이로 마더보드의 규격을 사용하여 제작하였다. 가공하기 쉬운 장점을 이용하여 테프론 기판에 슬롯 뚫어서 인터페이스 확장카드의 크기인 가로 13 cm, 세로 11 cm로 모델링하여 마더보드와 확장카드의 모형을 최대한 유사하도록 제작하였다. 또한 피복부분이 금속면과 단락되는 현상을 고려하여 가공하기 쉬운 통선을 사용하였다.



(a) 모델 1-1



(b) 모델 1-2



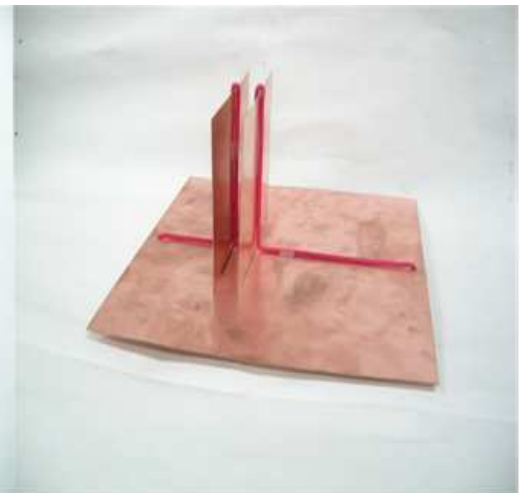
(c) 모델 1-3



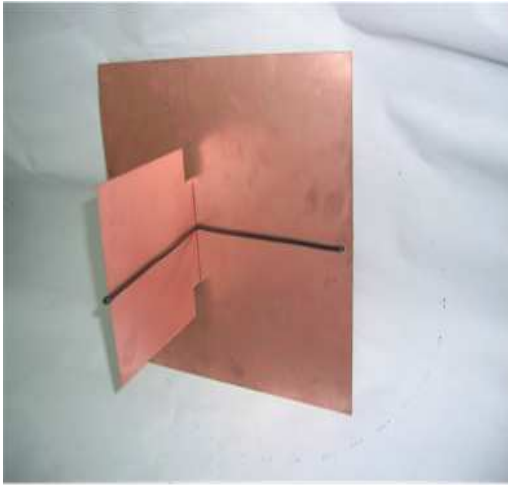
(d) 모델 2-1



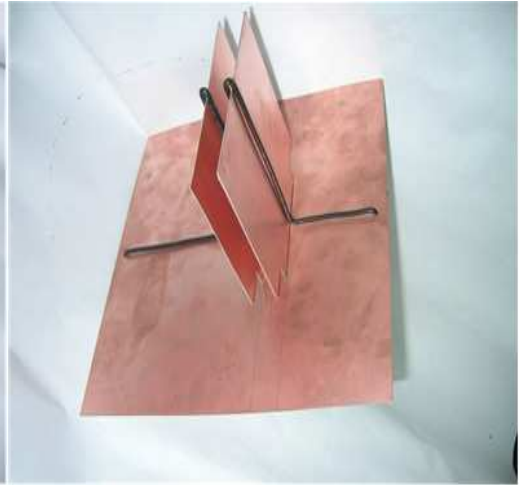
(e) 모델 2-2



(f) 모델 2-3



(g) 모델 3-1



(h) 모델 3-2

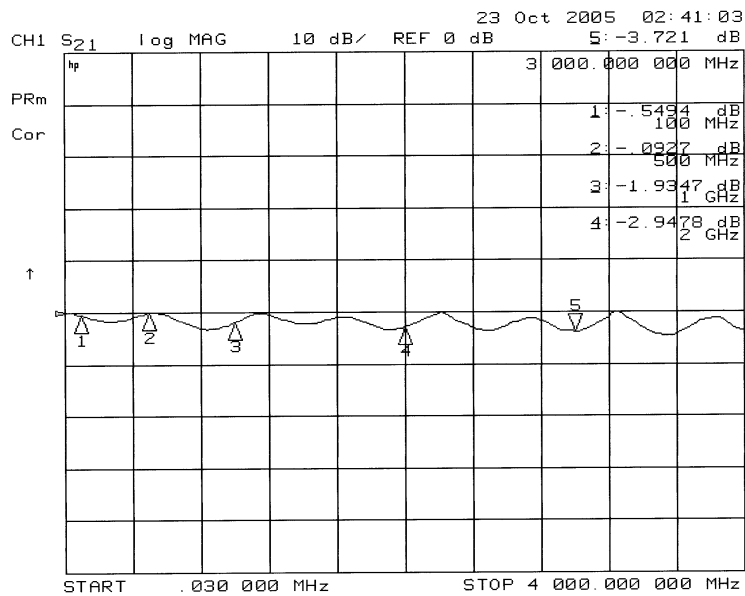
그림 4.1 제작한 마더보드와 확장카드의 모델링

Fig.4.1 Modeling of the fabricated main board and extension card.

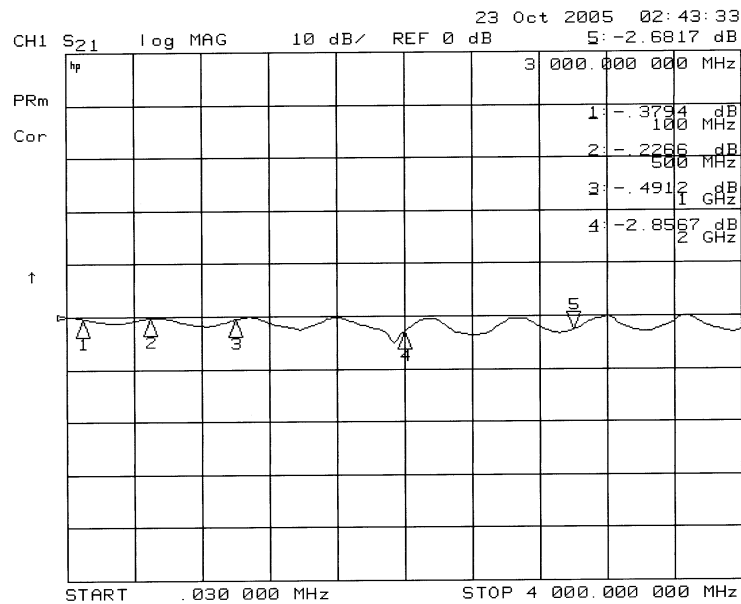
다음 그림 4.1은 그림 3.4~3.11에서 모델로 제시한 도면을 바탕으로 제작한 모델의 사진이다.

또한 PC내부에서의 방사만을 고려할 수 있도록 측정환경도 PC의 내부의 최대 길이 50 cm 환경에 맞추었다. 확장카드 슬롯에 대한 모델은 판에 끼울 수 있도록 틈을 만들어 고정시켜서 최적화 하였고 단독의 카드가 아닌 다른 카드를 장착했을 때의 현상에 대해 알기 위해 하나의 카드를 더 장착해서 변화를 볼 것이다.

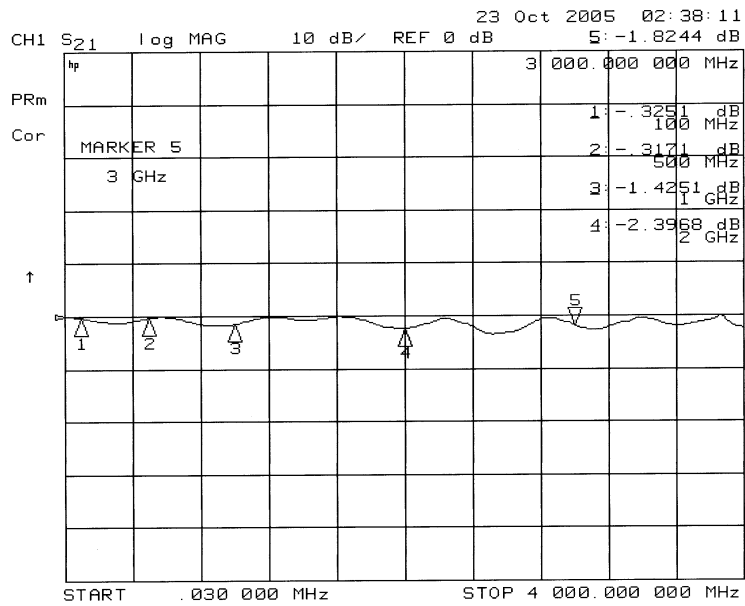
특성임피던스를 $50\ \Omega$ 으로 맞추어 제작하고 모델링한 모형으로 각 모델의 S_{11} 반사진폭특성과 S_{21} 투과진폭특성을 측정하였다. 제작 측정 결과는 다음 그림 4.2에서 볼 수 있다. 각 모형의 S파라미터의 측정에서 볼 수 있듯이 반사진폭특성과 투과진폭특성에는 구조의 변화가 전송특성에는 커다란 영향을 미치지 않는 것으로 생각되며 다음 그림 4.2에서 실험의 결과가 그것을 증명해 준다.



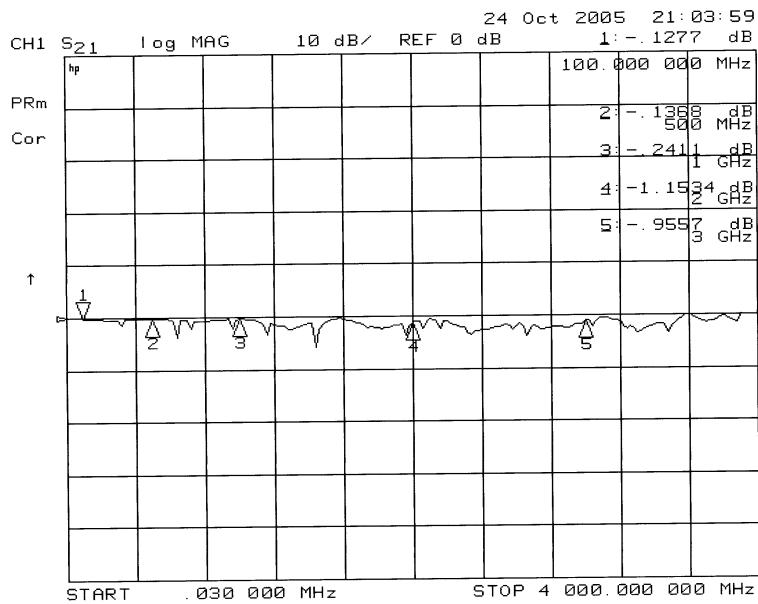
(a) 모델 1-1



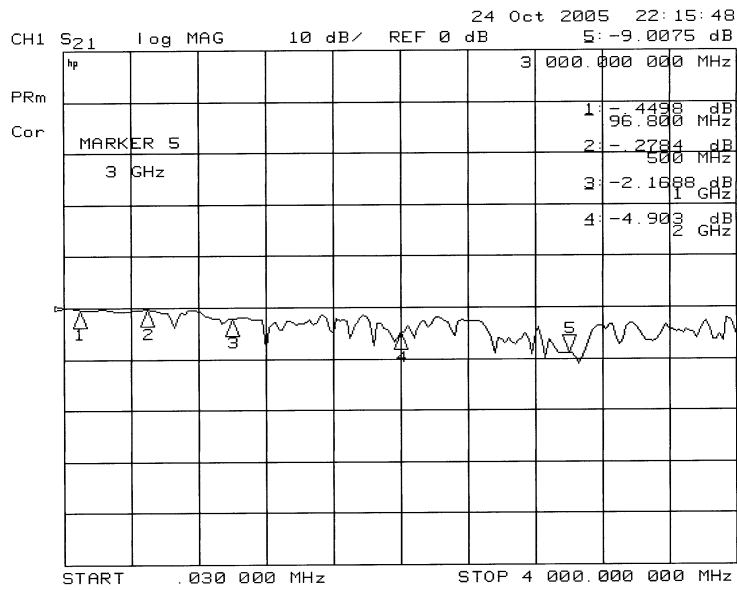
(b) 모델 1-2



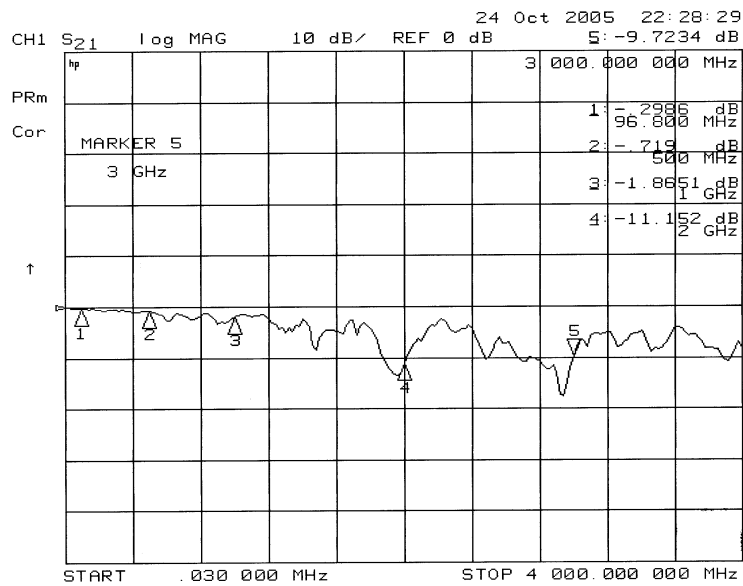
(c) 모델 1-3



(d) 모델 2-1



(e) 모델 2-2



(f) 모델 2-3

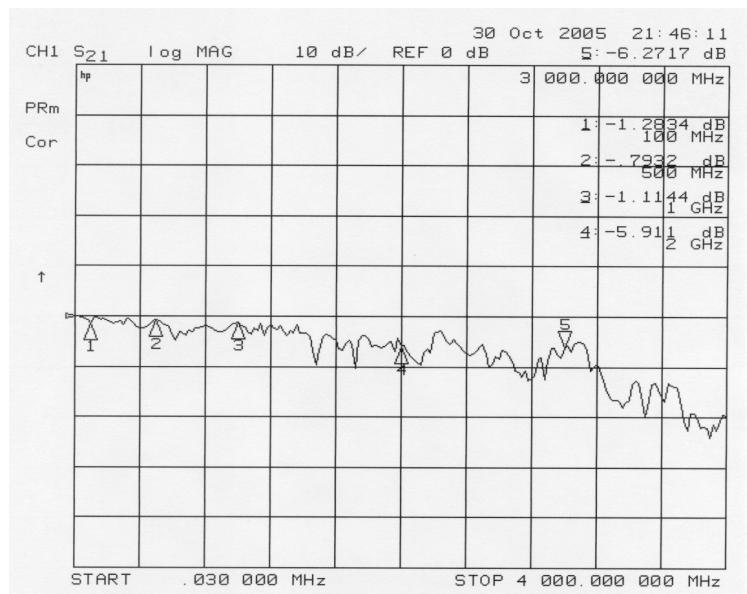
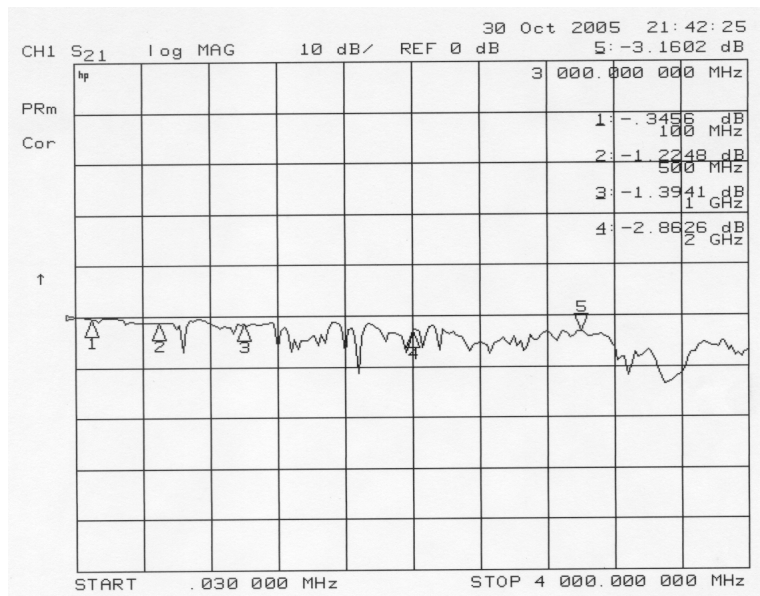


그림 4.2 마더보드와 확장카드 모델의 S파라미터 측정
Fig.4.2 Measurement S-parameter for model of the mother board with extension card.

4.2 마더보드와 확장카드의 모델의 방사측정시스템

본 논문에서 사용한 방사 측정시스템은 마더보드와 확장카드의 모델이 외부 방사노이즈에 어떠한 영향을 받는지에 대해 알기 위한 것으로써, 규격화되기 전 단계의 노이즈방사영향을 규명하기 위한 측정방법이다. 실제 PC내부 환경과 가장 유사하게 측정하여야 하므로 안테나와 측정대상(EUT)과의 거리는 50 cm로 하였다. 또한 거리간격 10 m에 대한 영향도 고려하기 위해 측정하였다.

측정주파수대역은 50 MHz ~ 4 GHz까지 측정하였으며, PC의 프로세서의 동작 주파수가 점점 고주파화 되고 있는 동향에 맞추어 GHz 대역까지 측정하였다. 주파수 대역에 맞추어 20 MHz ~ 2 GHz까지 측정가능한 대수주기 안테나와 18 GHz까지 측정가능한 혼안테나의 높이를 고정한 후 수평편파를 측정하였다. 다음 그림 4.3(a)는 모델화의 방사측정 규명하기 위한 시스템도이다.

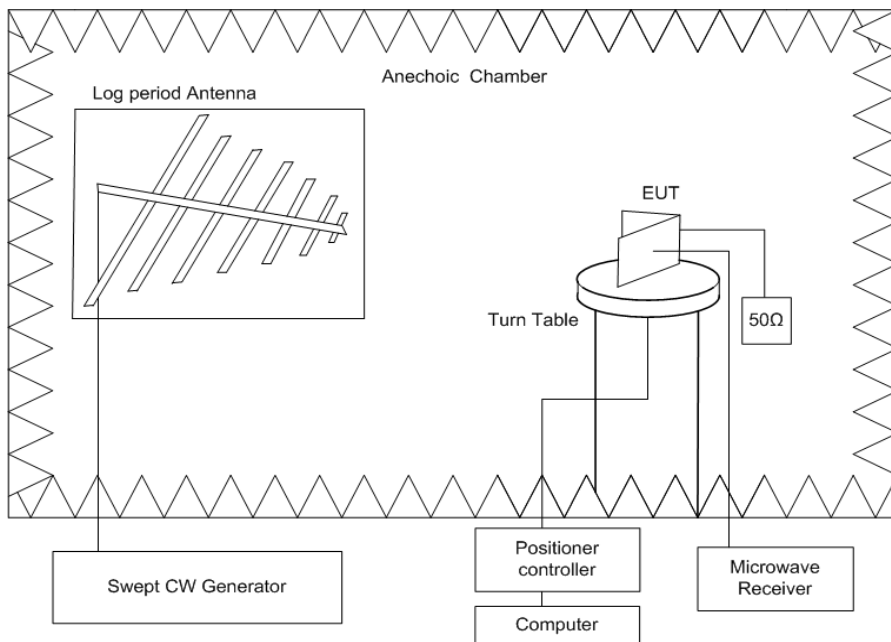


그림4.3 (a) 방사측정시스템.

Fig.4.3 (a) Measurement system for Radiation

4.3 마더보드와 확장카드 모델의 방사 노이즈 측정

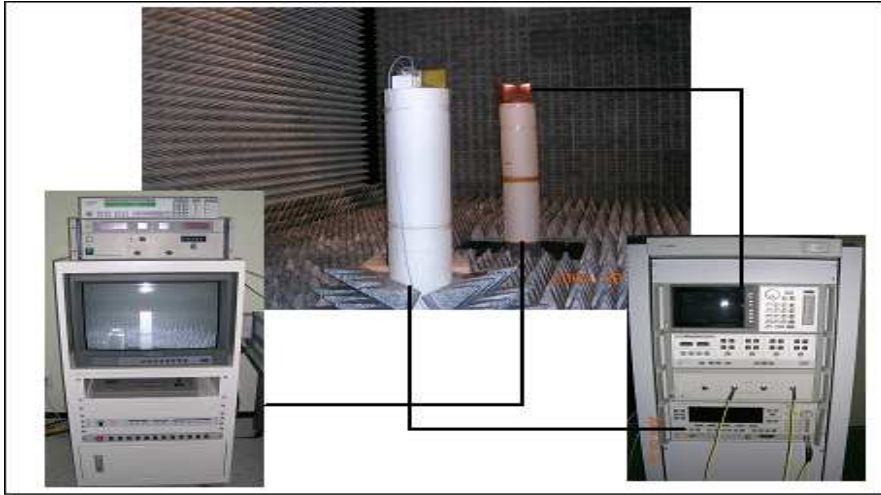


그림 4.3 (b) 방사측정시스템 사진

Fig.4.3 (b) Picture of Measurement system for Radiation



(a)

(b)

그림 4.4 전파암실에서의 (a) 거리 : 50 cm에서의 측정과

(b) 거리 : 10 m에서의 측정

Fig.4.4 Measurement in Chamber. (a) Measurement at $d : 50$ cm.

(b) Measurement at $d : 10$ m

그림 4.3의 측정시스템은 Agilent사의 Microwave Receiver 8530A, Frequency converter 8511A, Signal Generator 83650L을 이용하여 구성하였다. 측정시스템을 이용하여 전파암실에서 360° 돌아가는 턴테이블위에 EUT(측정대상)을 두고 각도에 따른 방사 노이즈에 대한 영향에 대해 알아보기 위해 측정을 하였다. 실험을 통해 방사레벨이 가장 높은 모델은 7번 모델임을 알 수 있었고 모든 모델에서 방사전계를 가장 많이 발생시키는 주파수가 650 MHz이었다. 따라서 650MHz 주파수에서 방사전계를 분석하였다.

4.4 측정결과 분석

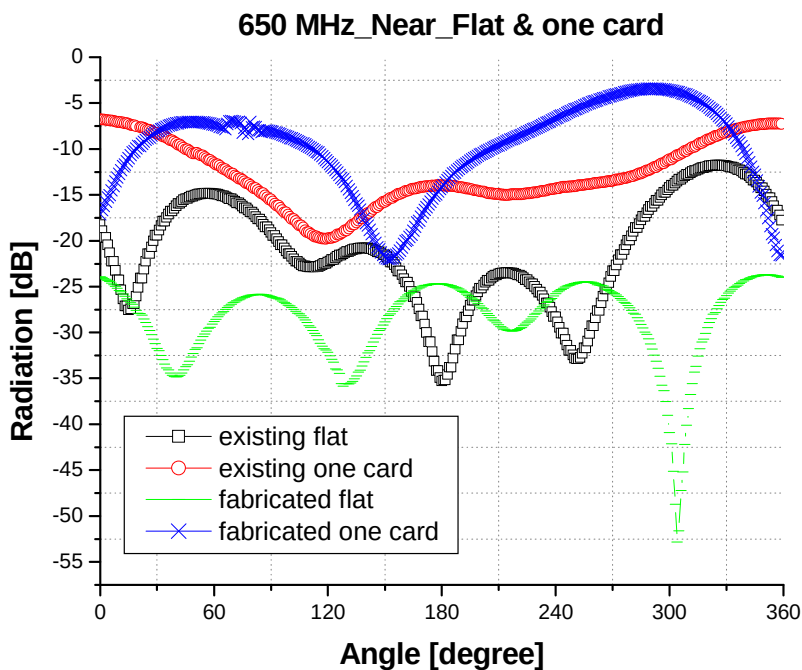


그림 4.5 650 MHz에서 평판 모형과 한 개의 카드를 장착한 모델링의 비교.

Fig.4.5 Comparison of modeling with one card and flat model at 650 MHz.

여기서 existing flat은 마더보드와 확장카드의 모델 1-1을 나타내고, existing one card는 마더보드와 확장카드의 모델 1-2, two card는 모델1-3, fabricated flat은 마더보드와 확장카드의 모델 2-1, fabricated one card는 마더보드와 확장카드의 모델 2-2, fabricated two cards는 마더보드와 확장카드의 모델 2-3, fabricated one card having of slot은 마더보드와 확장카드의 모델 3-1, 그리고 fabricated two cards having of slot은 마더보드와 확장카드의 모델 3-2을 나타낸다.

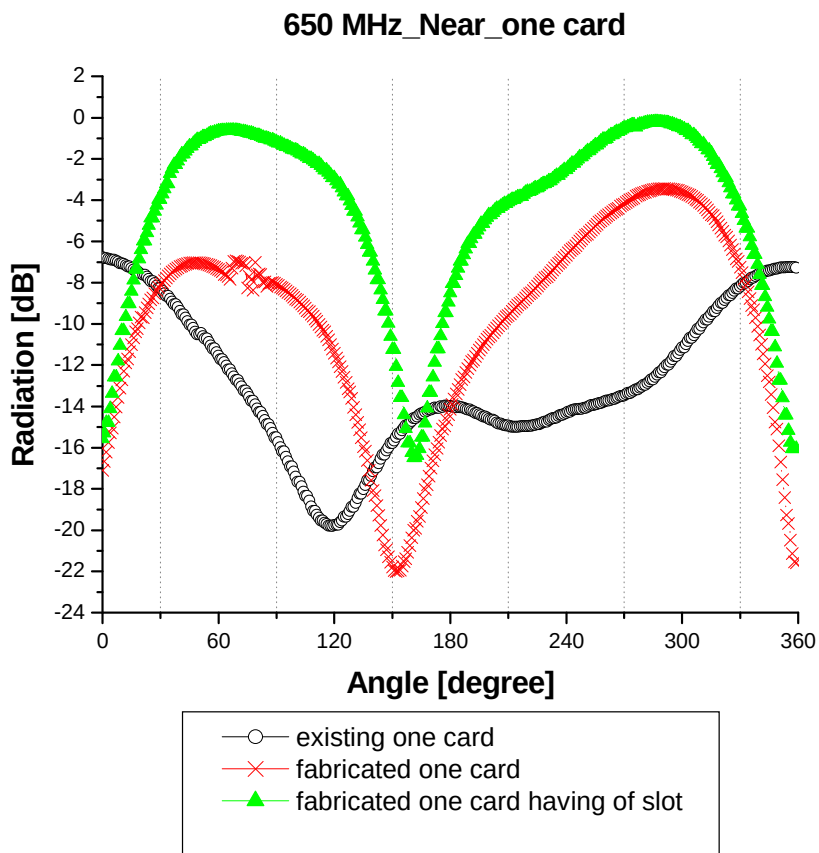


그림 4.6 650 MHz에서 한 개의 확장카드를 장착한 모델링의 비교(50 cm 간격)

Fig.4.6 Comparison of modeling with one card 650 MHz(distance : 50 cm).

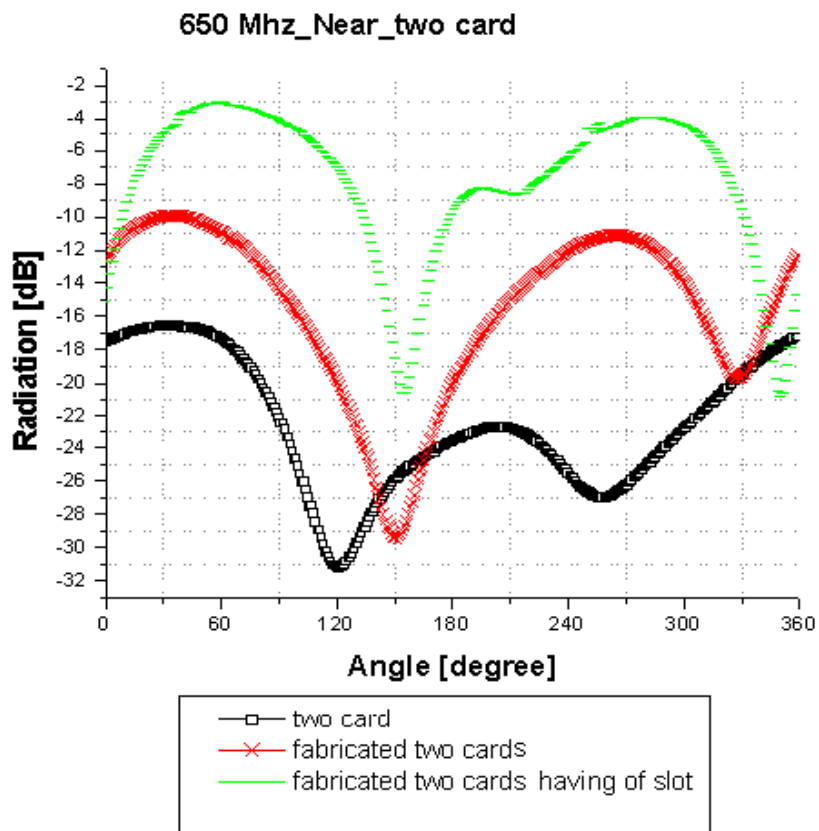


그림 4.7 650 MHz에서 두 개의 카드를 장착한 모델링의 비교 (50 cm간격)

Fig.4.7 Comparison of modeling with one card

650 MHz (distance : 50 cm)

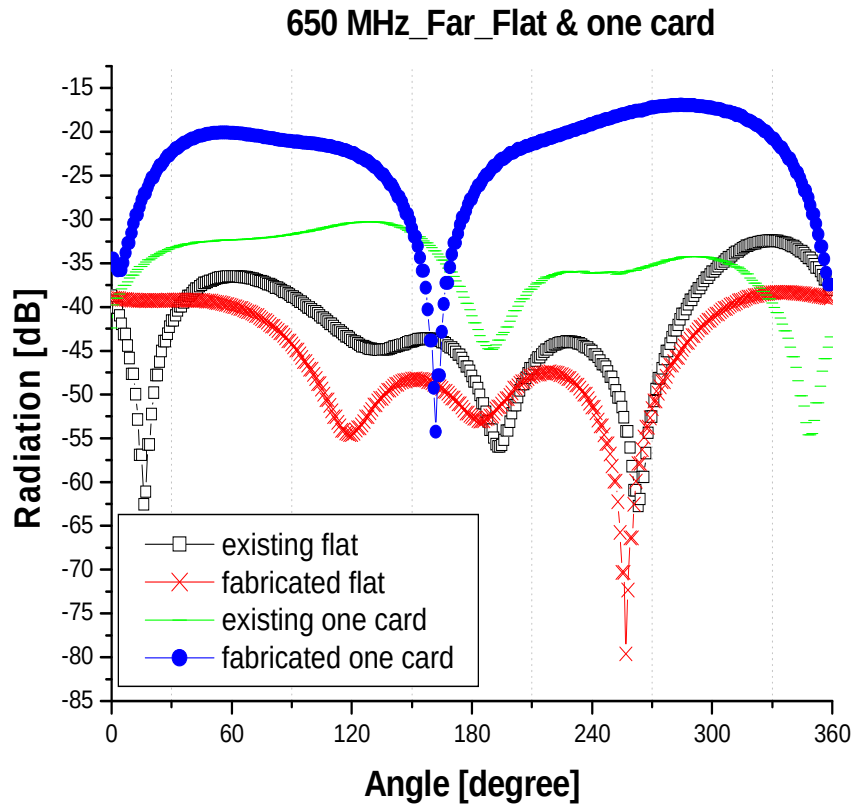


그림 4.8 650 MHz에서 평판 모형과 한 개의 카드를
장착한 모델링의 비교 (10 m 간격)

Fig.4.8 Comparison of modeling with one card
and flat model at 650 MHz (distance : 10 m).

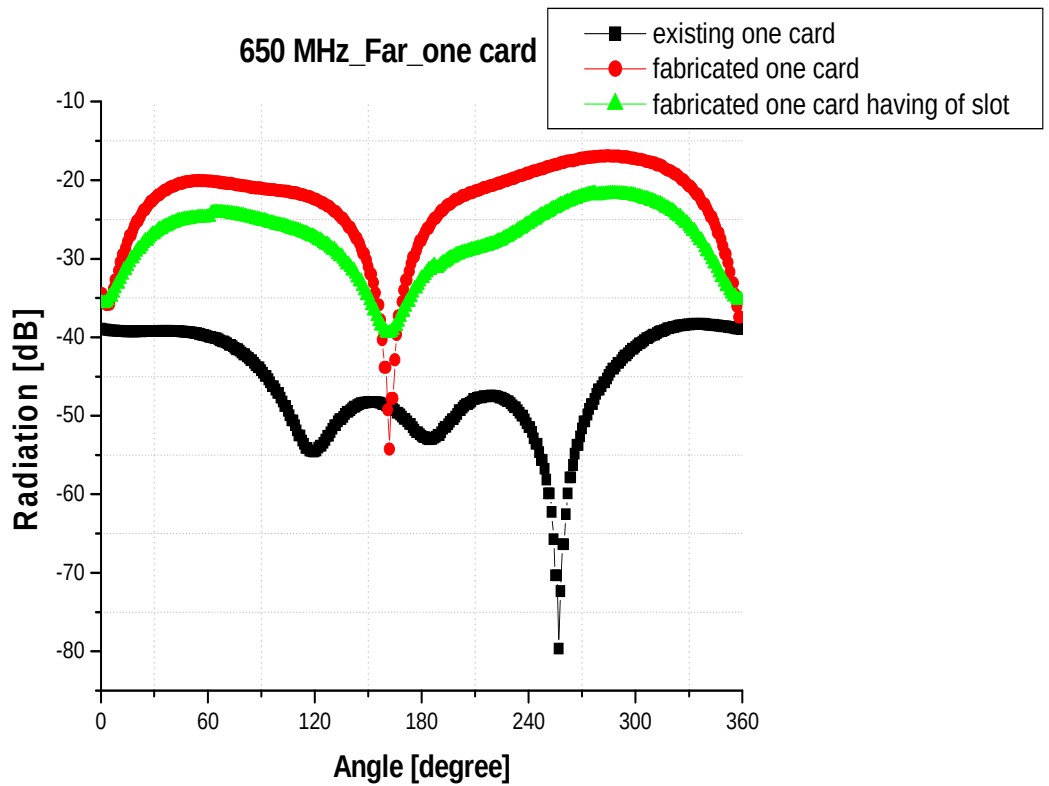


그림 4.9 650 MHz에서 한 개의 확장카드를 장착한 모델링의 비교(10 m 간격)

Fig.4.9 Comparison of modelings with one card
650 MHz(distance : 10 m).

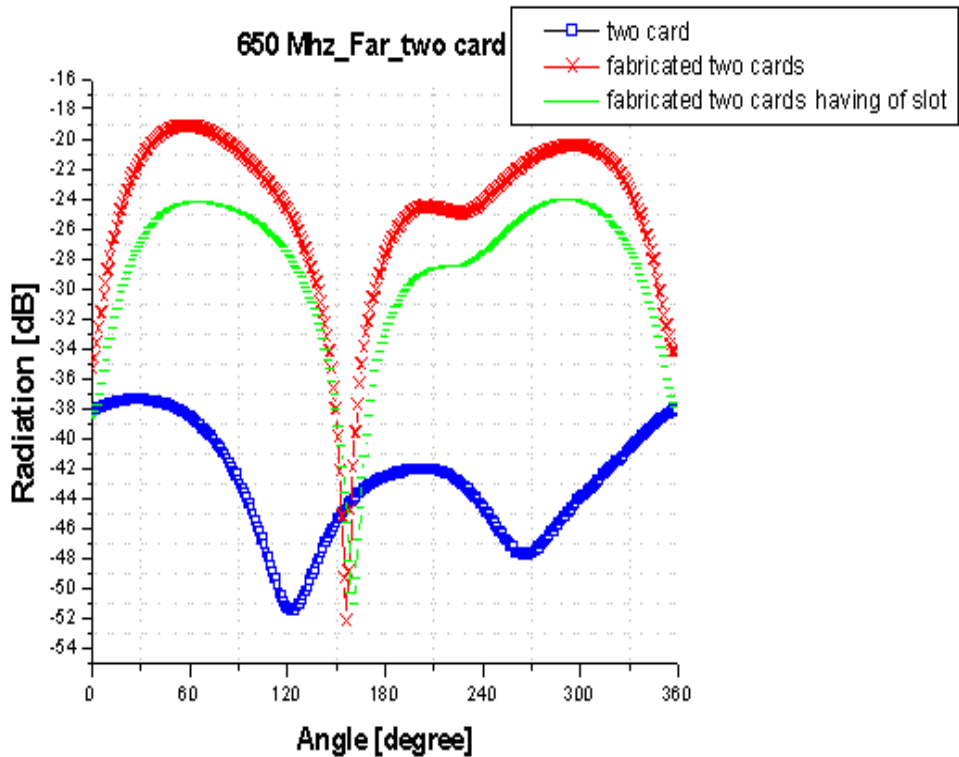


그림 4.10 650 MHz에서 두 개의 카드를 장착한 모델링의 비교(10 m간격)

Fig.4.10 Comparison of modeling with two cards to
650 MHz (distance : 10 m).

기존에 제안된 형상으로 제작한 1-1번 모델과 1-2번 모델을 비교했을 때 1-2번 모델이 약 10 dB 이상의 노이즈 레벨이 더 높았으며, 모델 2-1과 모델 2-2을 비교하면 2-2번 모델이 약 20 dB 이상의 노이즈 레벨이 더 높은 것을 볼 수 있었다.

그리고 한 개의 카드를 장착한 2-2번 모델과 두 개의 카드를 장착한 2-3번 모델의 경우 약 2~3 dB 정도로 모델 2-2번의 노이즈 레벨이 더 높은 것을 알 수 있었다. 이 상황에서는 확장카드가 두 개가 되었을 때 선로를 통한 전류의 방향

으로 인해 자계가 감소되기 때문인 것으로 사료되어 이 방법에 대한 검증은 추후 고려되어야 할 것이다.

또한, 슬롯을 고려하여 카드 한 개를 삽입한 3-1번 슬롯이 없는 모델2-3을 비교했을 때 약 3 dB 정도 차이로 모델 2-3이 노이즈가 더욱 증가하는 것을 알 수 있었다. 이것은 슬롯으로 인해 공간적으로 Gap이 생기게 되고 그로 인해 노이즈가 사방으로 퍼져나가기 때문으로 생각된다.

이 사실은 카드의 개수와 슬롯과 같은 불연속점의 존재 보다는 카드의 장착 여부가 노이즈레벨에 더 큰 영향을 준다는 사실을 보여준다.

또한 방사손실과 노이즈가 미치는 영향에 대해 살펴보면, 1GHz이상이 되어 감에 따라 방사손실이 커지므로 방사되어 나가는 손실이 커지게 된다. 따라서 노이즈가 더 많이 발생할 가능성이 커지게 된다. 또한 인접 접지면에 의한 커플링과 도선에 의한 부정합으로 인해 고주파가 인가되는 경우 노이즈의 빈도 및 크기가 더욱 커질 것으로 생각된다.

따라서 카드를 장착하여 생기는 직각 구조를 고려해야 하며, 그런 구조가 생기지 않도록 설계하는 것이 중요하다. 이 형상은 PC의 마더보드와 확장카드의 문제 뿐 만이 아니라, 모든 전자부품들 간의 배치 문제로 연결될 수 있다. 따라서 직각의 형상과 노이즈 문제는 밀접하게 연결된 것을 알 수 있었으므로 모든 신호가 흐르는 선로나 소자들의 배치를 고려해야 할 것이다. 따라서 노이즈 문제에 큰 영향을 미치는 구조에 대한 철저한 분석과 나아가서 형상에 대한 규격 마련에도 힘써야 할 것이다.

제 5 장 결 론

본 논문에서는 확장카드를 장착하지 않은 모형과 확장카드를 한 개 장착 한 모형, 확장카드를 두 개 장착한 모형에 대한 EMC 특성에 대해 비교하였다. 또한 확장카드를 장착할 때 확장슬롯에 의해 생긴 공간으로부터 방사가 옆으로 발생될 것을 고려하여 슬롯을 만들어 해석하였다. 그리고 기존의 연구되어진 연구를 토대로 보완하여 실제의 모양에 가깝게 모델링을 하였다.

1차 수정하여 제작한 확장카드를 장착하지 않은 모형과 한 개의 확장카드를 장착한 모형을 비교해보면 한 개의 카드를 장착한 경우가 약 10 dB정도의 노이즈를 더 많이 발생시켰다. 그리고 한 개의 확장카드를 장착한 모형과 두 개의 확장카드를 장착한 모형을 비교하면 한 개의 확장카드를 장착한 모형이 약 3 dB정도 노이즈를 더 발생시켰다. 또한 슬롯을 고려한 모형과 슬롯을 고려하지 않은 모형을 비교해보면 슬롯을 고려하지 않은 모형이 약 2 ~ 3 dB정도 노이즈를 더 많이 발생시켰다. 2차 수정하여 확장카드를 장착하지 않은 모형과 제작한 한 개의 확장카드를 장착한 모형을 비교하면 한 개의 확장카드를 장착한 경우가 약 20 dB정도 더 높은 노이즈를 발생시켰으며 한 개의 확장카드를 장착한 모형과 두 개의 확장카드를 장착한 모형을 비교하면 한 개의 확장카드를 장착한 모형이 약 2~3 dB 정도 더 많은 노이즈를 발생시켰다. 또한 슬롯을 고려하지 않은 모형과 슬롯을 고려한 모형을 살펴보면 슬롯을 고려하지 않은 모형이 노이즈를 약 2~3dB 더 많이 발생시킴을 알 수 있었다. 1차 수정한 경우와 2차 수정한 경우 모두 확장카드를 장착한 모형이 노이즈를 가장 많이 발생시켰으며, 다른 모형들과 비교했을 때 가장 큰 차이를 보였다. 또한 확장카드의 개수와 슬롯의 유무에 대해서는 노이즈의 영향이 상대적으로 적었다. 따라서 확장카드의 개수와 슬롯의 유무보다는 카드의 유무가 노이즈에 많은 영향을 끼친다는 사실을 실험을 통해 알 수 있었다. 한편 방사손실과 노이즈가 미치는 영향에 대해 살펴보면, 1GHz이상이 되어 감으로써 방사되어 나가는 손실이 커지게 된다. 따라서 노이즈가 발생할 가능성이 커지게 된다. 또한 인접하여 위치한 접지면에 의한 커플링과 도선에 의한 부정합으로 인해 고주파가 인가되는 경우 노이즈의 대역폭 및 크기가 더욱 커질 것으로 생각된다. 그러므로 ground와 확장카드간의 직각형상에서 코너 리플렉터 안테나의 반사판과 유사한 작용을 하므로, 그로 인한 도선과의 커플링 또한 노이즈증가에 영향을 미친 것으로 생각된다.

따라서 직각형상의 구조를 조정할 필요가 있으며, 향후 실제의 마더보드와 확장카드와의 관계에 대해 정밀한 측정이 필요하다. 또한 선로의 형상이 방사특성에 미치는 영향에 대한 구체적 검토와 나아가서 마더보드와 확장카드에 관한 PC의 EMC 대책 마련도 검토되어야 한다.

참고문헌

- [1] 박학병, 김형근, 박노천, 정규백, “PCB 설계인자의 복사성 EMI영향 분석” 한국전자과학회, 전자과학기술, 제14권 1호, 2003.1
- [2] 강영석, 1996년 EMI/EMC 기술강좌 교재, 고조파 문제점과 대책, 한국 전자과학회
- [3] Martin Campbell-Kelly, William Aspray, "Computer: A History of the Information Machine (TheSloan Technology Series)", Basic Books, pp. 1-20 , May 1997
- [4] 김형근, 배대환, 민경찬, 김동일, “EFT IEC801-4대책 전원 케이블의 개발에 관한 연구”, 한국향해학회, PP.107-114,1995.
- [5] F. D. Martzloff and T. F. Leedy, "Electrical fast transients,application and limitation", *IEEE Trans Industry Applications*, Vol. IA-26, pp. 151-159, Jan./Feb. 1990.
- [6] F. D. Martzloff and T. M. Gruz, "Power quality site surveys: facts, fiction and fallacies," *IEEE Trans Industry Applications*, Vol. 24, pp. 1005-18, Nov./Dec. 1988.
- [7] Henry W. Ott, Noise reduction techniques in electronic system, JOHN WILEY & SONS, 1988
- [8] IEEE Standard collection Electromagnetic Compatibility, New York: The Institute of Electrical and Electronics Engineers, 1992.
- [9] 김기채, 김동일, 명노훈, 박동철, 이영훈, 전자파 환경 공학, 대영사, 2001.
- [10]Constantine A.Balanis, Second Edition Antenna Theory-analysis and design, p7-10, WILEY & SONS
- [11]김동일,나정웅, 박동철, 전파공학,청문각
- [12]Mark I. Montrose, "EMC and the Printed Circuit Board Design, Theory, and Layout Made Simple", pp.14-61, pp.125-157, IEEE Press, 1998.
- [13]Takuji YAMASDA, Fengchao XIAO, Kimitoshi MURANO, and Yoshio KAMI "Radiation from a Three-Dimensionally Bent Transmission Line" Technical report of IEICE EMCJ2004-78, MW2004-154(2004-10)

< 논문을 마치며... >

참 혼나기도 많이 혼나고 힘들기도 많이 힘들고, 즐겁기도 많이 즐겁던 2년 이었습니다. 지금 이렇게 되돌아보면 너무 허탈하기도 하고, 다시 지나간 2년이 주어진다면 정말 잘 할 수 있을 거란 후회어린 자신감이 남아 있습니다.

누구나 이 시점이 되면, 저와 똑같은 생각을 하고 있을 걸로 생각합니다. 지금의 후회어린 자신감으로 앞으로의 미래에 도전하고자 합니다.

지금의 제가 있기까지 때로는 침묵으로, 때론 엄한 가르침으로 때로는 칭찬과 웃음으로 절 가르쳐주셨던, 저의 영원한 은사님 김동일 교수님께 진심으로 감사합니다. 그리고 아직까지도 딸이라는 이유만으로 의식주를 다 해결해주시고, 힘들 때 마다 늘 곁에서 위로해주시며 아름다운 말씀으로 늘 가르쳐주시는 아버지와 어머니께도 너무 감사드립니다.

절 너무 이뻐해 주시고, 한 개라도 더 가르쳐 주시려고 하셨던 민경식 교수님, 또한 제작하기 위해 어떻게 해야 할지 몰랐을 때 도움을 주셨던 진강규 교수님께도 감사의 말씀을 올리고자 합니다.

뭘 해야 할지 몰랐던 저에게 방향을 잡아준 배대환 선배님께도 너무나도 감사합니다.

2년 동안 빼놓을 수 없는 마이크로와 실험실의 식구들, 너무 가까워서 많이도 다투기도 했지만, 가족보다 더 가까이 있었고, 함께했던 소중한 식구들 너무 감사합니다. 삶의 노하우로 조언해 준 동한선배와 뼈와 살이 되는 조언으로 도움 준 창묵이 아저씨, 조용히 도움 준 Rui선배, 오선생님, 동고동락하며 행복과 슬픔을 같이 나눈 승훈이 오빠, 윤석이 오빠, 제현이 오빠, 재민이 오빠, 입담꾼 동식이 오빠 그 외 실험실의 선배님들 감사합니다는 말 전합니다. 한 개라도 더 가르쳐 주려고 애써 준 너무나도 귀여운 마스크의 도연오빠, 틈틈이 힘들 때 조언해주고 말없이 도움 많이 줬던, 정현오빠, 상미언니, 승재선배에게도 고마운 마음을 전합니다.

실험한다고 그 다음날 아침 9시까지 밤새서 실험 도와준 Ngon오빠 너무 고맙습니다. 그리고 도움청하면 늘 도움 줬던, 그리고 힘들 때 같이 웃어줬던, 안테나 실험실 철근, 동진, 진우, Vu, Hong에게도 마음을 전합니다.

지금 이 논문은 저로 인해 시작되었지만, 이게 끝이 아니라고 생각합니다. 누군가 잘못된 점을 안다면 수정해주시고, 계속 수정되어가는 논문이 되길 바랍니다. 앞으로 저의 논문이 저의 연구실 책장에서 오랫동안 보관되고, 후배님들에게 한 장이라도 읽힐 것을 생각하니 책임이 막중해집니다. 실험한다고 슬리퍼 끌며, 토시 한 쌍을 끼고 학교를 누비던 추억을 가슴에 간직한 채 감사의 글을 마무리하고자 합니다.