

소형 및 변형된 접지면을 이용한 신호선 복사성 방사 레벨의 감소 방법

Reduction of Radiated Emission from Signal Traces Using Modified and Small-Sized Ground Patterns

박필성 · 이재욱 · 이택경 · 조춘식 · 김재흥* · 최형도**

Pil Sung Park · Jae Wook Lee · Taek Kyung Lee · Choon Sik Cho · Jaeheung Kim* · Hyung Do Choi**

요 약

본 논문에서는 다양한 접지면과 함께 단일 신호 선로 및 복수 신호 선로로부터의 복사성 방사 레벨과 신호간 커플링 현상을 관찰하고 좁은 접지면과 새로운 패턴을 이용하여 일정한 주파수 대역에서 신호 선로로부터의 복사성 방사 레벨의 감소를 얻을 수 있음을 접지면의 최적화 과정과 함께 기술하고 있다. 다양한 접지면과 함께 윗층에 설치된 신호 선로로부터의 복사 메커니즘의 예측 및 해석의 정당성을 각각 상용 소프트웨어와 실험을 통하여 검증하였다.

Abstract

We analyze the radiated emission and mutual coupling problem from a single microstrip transmission line and double signal traces with various ground patterns. In this paper, it is shown that the reduction of the radiated emission from the signal traces can be accomplished by using the novel and compact patterns on the ground planes in a specific frequency band. The accuracy and validation of radiation mechanism from the transmission line on a novel ground plane are evaluated and explained by using a commercially available software and experiment, respectively.

Key words : Common-mode Current, Radiated Emission, Corrugation

I. 서 론

전자 장치/시스템의 발전을 위한 시스템 클럭 주파수 향상과 소형화에 의해 시스템의 복잡도가 증가하게 되었고 이는 다시 전자파 간섭(EMI)과 전자파 방사(Electromagnetic Emission)에 대한 가능성을 높이게 되었다. 참고문헌 [3]에서는 고주파 신호(100 MHz 이상)로 동작하는 PCB상에서 일반적으로 EMC 레벨 해석이 3가지 기본적 문제점에 직면하고 있음

을 보이고 있다. 특히, 두 번째 문제점으로 지적된 디지털 시스템의 PCB 선로상에서 잡음선 전류 성분에 의해 여기되는 복사성 방사 성분은 디지털 시스템의 성능에 예기치 못한 결과를 초래할 수 있으며 또한 이러한 이유로 CISPR, CENELEC, 그리고 Federal Communication Commission(FCC)에서는 오래전부터 특정 거리에서 최대 방사 전계 측정을 통하여 30 ~1,000 MHz 대역과 그 이상의 대역에서 동작하는 디지털 전자 장비에서의 방사 방출에 대한 표준을

한국항공대학교 항공전자 및 정보통신공학부(School of Electronics, Telecommunication and Computer Eng., Hankuk Aviation University)

*한국정보통신대학교 지능형 전파센터(Intelligent Radio Engineering Center, Information and Communications University)

**한국전자통신연구원 전자파환경연구팀(EM Environment Research Team, Electronics and Telecommunications Research Institute)

· 논문 번호 : 20060918-113

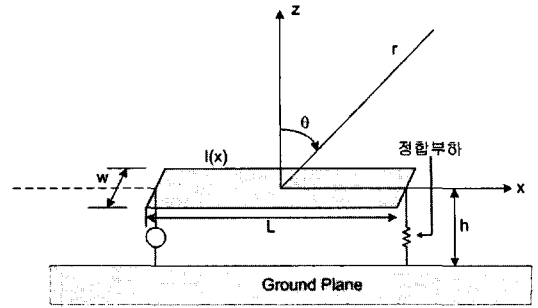
· 수정완료일자 : 2006년 11월 22일

정하였다. 접지면의 구조에 변화(gap의 width와 length)를 줌에 따라 두 개의 전송 선로 사이간 간섭 현상에 변화를 나타낼 수 있음을 참고문헌 [5]에서 보였으며 이는 복사성 방사 레벨의 증감을 간접적으로 나타낸 것이다. 본 논문에서는 디지털 전자 장비의 전자파 방사의 가장 큰 부분으로 여겨지는 PCB 선로상에서 야기되는 전자파 복사성 방사 레벨에 대하여 논하도록 하겠다. 그리고 해석의 편의를 위해 주 방사 원인은 공통 모드에 기인함을 가정한다. 본 논문에서는 측정을 위해 3 m 측정법을 사용하였고 예 측치에 대한 데이터는 시뮬레이션을 수행하였으며 그 결과의 정확성을 위해 방사 구조를 제작하여 측정하였다. 본 논문을 통해 PCB 선로로부터의 복사 메카니즘을 연구, 조사하였으며 복사에 영향을 미치는 몇몇 인자를 찾아내었고 더욱이 특정 대역에서 복사성 방사 레벨을 줄이는 방법을 접지면 구조의 최적화를 통하여 유도하였다.

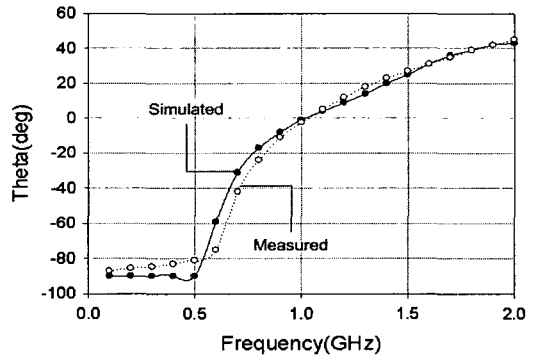
II. 단일의 신호선 선로에서의 방사성 방사 (Radiation From a Single Signal Trace)

FCC 규정에 명시된 바와 같이 전체 방사되는 전계와 최대 방사되는 전계와의 관계를 규명하기 위하여 방사체의 Directivity D를 먼저 알아야 한다^[1]. 본 검증에서는 참고문헌 [1], [4]의 간단한 구조의 데이터를 통해 마이크로스트립 선로의 복사성 방사의 방향성 측정을 검증하고자 하며 본 논문의 해석상의 정확성을 재차 확인하기 위하여 좁은 접지면이 있는 PCB로부터의 복사성 방사에 대하여도 언급한다^[2].

우선 측정에 이용된 마이크로스트립 전송 선로의 가장 기본적인 구조는 그림 1과 같다^{[1],[4]}. 참고문헌 [1]에서 방향성(directivity)의 주파수 의존 정도를 설명하기 위해 다음의 변수들을 이용하였다. $h=1.55$ mm, $L=10$ cm, $w=4.8$ mm, 그리고 유전체의 상대유전율은 $\epsilon_r=2.2$ 이며 이때 마이크로스트립의 특성 임피던스는 $Z_0=50$ Ω 으로 가정하였다. 간단한 마이크로스트립 구조에서의 최대 복사 방향은 ϕ 가 0° 과 180° 에서(xz-plane) 존재하게 되며 θ 각도에서는 주파수가 증가함에 따라 -90° 에서 90° 방향으로 최대 각도가 옮겨감을 알 수 있다. 그림 1(b)는 위의 각 변수들의 값을 이용하여 최대 방사 각도를 예측한 결과를 보여주고 있으며, 이 결과는 참고문헌 [1]에 주어진



(a)



(b)

그림 1. (a) 길이 L인 마이크로스트립 전송 선로 구조^{[1],[4]}, (b) 주파수에 따른 단일 마이크로스트립 선로에서 복사되는 최대 복사 각도의 예측치(black-circled line), 측정치(white-circled line)^[1]

Fig. 1. (a) Microstrip line structure with a longitudinal length, L^{[1],[4]} (b) Maximum radiation angle as a function of frequency in a single microstrip line, prediction(black-circled line) and measurement(white-circled line) in [1].

결과와 일치함을 보여주고 있다. 위의 결과들은 PCB 선로상의 마이크로스트립 전송 선로에 흐르는 전류 성분을 수직(전류원의 효과 고려) 및 수평(전송 선로 효과 고려)으로 흐르는 전류 성분으로 구분하여 각 성분에 의한 영향을 고려한 후 전체 전계를 계산하면 다음과 같이 표현할 수 있다^[1].

- 수평전류 성분에 의한 복사전계 표현식

$$E_{\theta h} = \frac{j\omega\mu_0 I_0 L A_L}{4\pi} (R_v - 1) \cos\theta \cos\phi \frac{e^{-jkr}}{r}$$

$$E_{\phi h} = \frac{j\omega\mu_0 I_0 L A_L}{4\pi} (R_h + 1) \sin\phi \frac{e^{-jkr}}{r}$$

여기서

$$A_L = \frac{1}{L} \int_{-L/2}^{L/2} e^{-j(k_e - k \sin \theta \cos \phi)x'} dx'$$

$$= \frac{\sin[(k_e - k \sin \theta \cos \phi)L/2]}{[(k_e - k \sin \theta \cos \phi)L/2]}$$

$$R_v = \frac{1 - \frac{jv}{\epsilon_{sr} \cos \theta} \tan(kvh)}{1 + \frac{jv}{\epsilon_{sr} \cos \theta} \tan(kvh)}$$

$$R_h = \frac{1 + \frac{jv}{\cos \theta} \cot(kvh)}{1 - \frac{jv}{\cos \theta} \cot(kvh)}$$

$$v = \sqrt{\epsilon_{sr} - 1}, \quad R = r - x' \sin \theta \cos \phi,$$

$$k = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}, \quad k_e = k \sqrt{\epsilon_{er}}, \quad \epsilon_{sr} < \epsilon_{er} < 1$$

- 수직전류 성분에 의한 복사전계 표현식

$$E_{\theta v} = \frac{j\omega \mu_0 I_0 F_I}{4\pi \epsilon_{sr} kv} \tan(kvh) (R_v + 1) \sin \theta \frac{e^{-jkr}}{r}$$

여기서

$$F_I = 2j \sin[(k_e - k \sin \theta \cos \phi)L/2]$$

두 번째로 그림 2(a)의 구조와 같이 좁은 접지면에 의한 신호선 선로로부터의 방사성 레벨을 계산하였다. 참고문헌 [2]에서 복사성 방사 레벨의 접지면 면적에 따른 변화를 살펴보기 위하여 다음의 변수를 사용하였다. PCB 기판의 도체 두께는 0.036 mm, 유전체 두께는 1.53 mm로서 glass epoxy($\epsilon_r=4.7$)의 유전체에 상단에 signal trace(S)와 하단에 ground plane(G)이 위치하였으며 접지면에 폭이 좁은 추가적인 접지면(ground patch, P)를 부착하여 차분 모드(differential-mode)의 구조체를 구성하였다. 신호원으로는 기본 주파수가 25 MHz(transmission line의 특성 임피던스=104.75 Ω), 9 V의 전원을 사용하는 것으로 하였으며, 반대편 종단은 330 Ω 의 부하로 종단하였다. 그 계산 결과와 측정 결과를 그림 2(b)와 2(c)에 도시하였다. 계산 결과는 상용 소프트웨어를 통한 시뮬레이션을 통하였으며 측정 결과는 참고문헌 [2]의 결과를 인용하였다. 특히, 그림 2(c)는 본 논문의 전반적인 기술에 자주 인용되는 복사성 방사 레벨의 비교 자료로 사용하기 위하여(접지면 구조의 변화에 따른 복사성 방사 레벨의 감소 정도 비교) 넓은 접지면(wide ground plane, $W_2=5.5$ mm)과 좁은 접지면(narrow

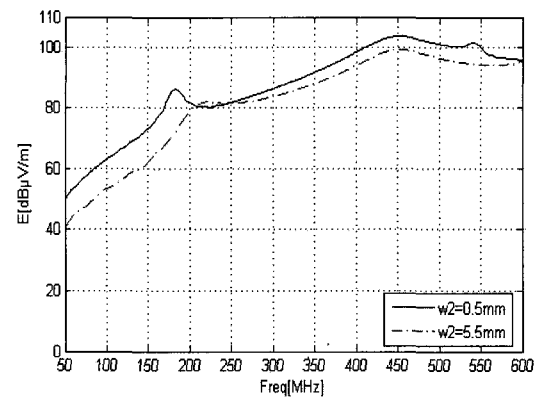
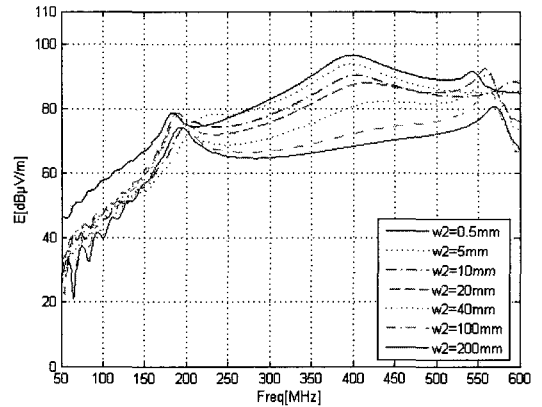
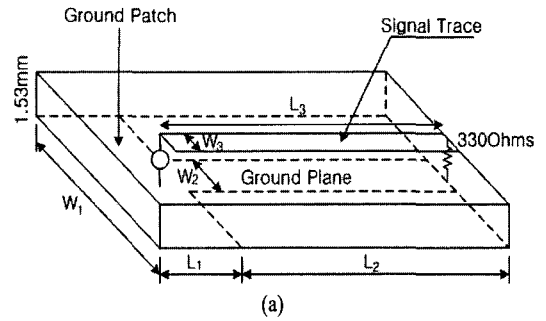
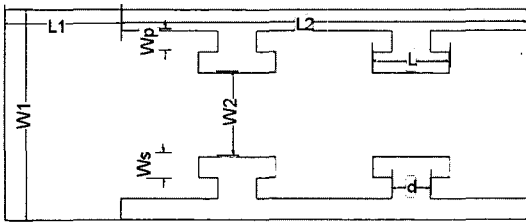


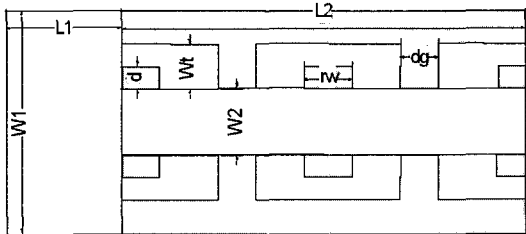
그림 2. (a) 좁은 접지면으로 구성된 PCB로부터의 복사성 방사 구조^[2], (b) 접지면 선폭에 따른 PCB상의 단일 선로로부터 복사되는 방사 레벨의 차이, (c) 넓은 접지면(5.5 mm)과 좁은 접지면(0.5 mm)의 PCB상에서 단일 선로로부터 복사되는 방사 레벨

Fig. 2. (a) Radiation structure from PCB with narrow ground plane^[2], (b) Radiated emission level according to the change of width of ground plane, (c) Radiated emission level from single trace on PCB with wide/narrow ground planes.

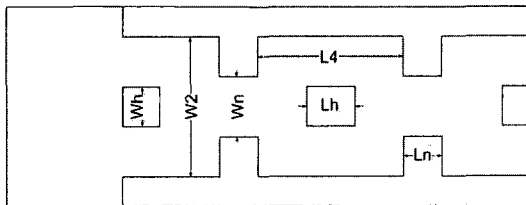
Ground Plane, $W_2=0.5$ mm)의 복사성 방사 레벨을 나타내고 있다. 그림 2(b)에서 보듯이 접지면의 면적이 증가할수록 복사성 방사 레벨이 감소하는 것을 알 수 있으며, 이후에 기술되는 내용에는 단일 마이크로스트립 선로에 있어서 복사성 방사 레벨을 줄이는 다양한 접지면 구조에 대하여 살펴보도록 한다. 관심 있는 주파수 대역은 50~600 MHz로서 비교적 저주파수 대역이며 복사성 방사 레벨을 측정하는 위치는 신호선 표면으로부터 수직으로 3 m 떨어진 지점(3 m 측정법에 따라서)으로 가정하였다. “접지면의 폭은 비록 적어짐에도 불구하고 전기적으로는 복사성 방사 레벨의 크로스토크 성능의 변화가 없도록(즉, 면적에 따른 방사 레벨을 볼 때 방사 레벨이 감소하도록)” 하는 것을 최종 목표로 하여 변수 변화에 따른 특성 변화를 관찰하여 최적의 접지면 패턴을 도출하였다.



(a) T형 기본 구조
(a) T-type



(b) Hybrid-π형 기본 구조
(b) Hybrid-π type

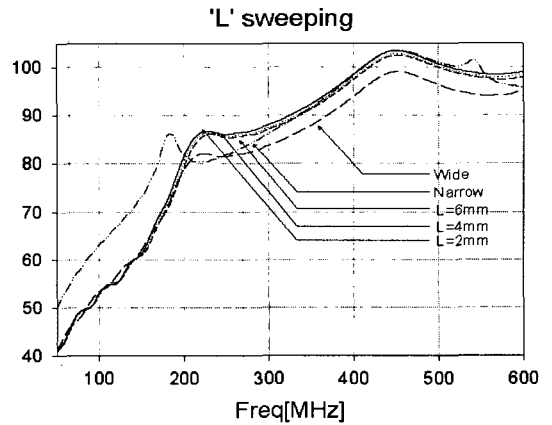


(c) 최적화 구조
(c) Finally Optimized Structure

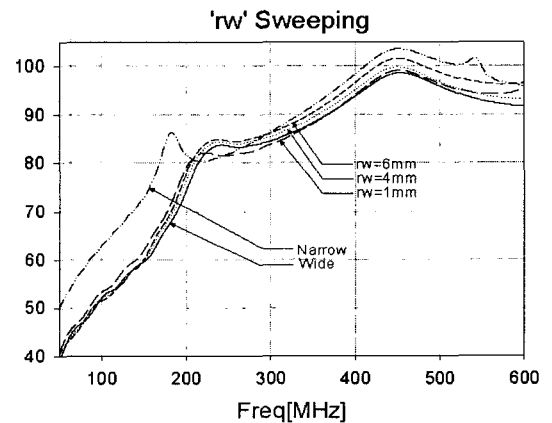
그림 3. 접지면의 기본 구조와 최적화 구조
Fig. 3. Various types of ground plane.

기본 구조와 최적화 구조를 얻기 위하여 그림 3(a)~(c) 이외에도 2열의 기생 패치를 갖는 접지면, 2열의 단절된 기생 패치를 갖는 접지면, corrugation형 접지면에 대해 구조적인 연구와 각 변수에 따른 시뮬레이션을 단계적으로 수행하였으며, 그림 3(a)~(c)는 그림으로 표시되지 않은 위 3개에 비해 접지면의 면적이 줄어들어도 복사성 방출 레벨을 효과적으로 줄이는 구조였다. 최적화된 구조인 그림 3(c)가 기본 구조인 T-type(그림 3(a))과 Hybrid-π(그림 3(b))의 변형을 통하여 얻어졌다.

그림 4(a), (b)에서는 구조의 단계적인 변화에 따른



(a) T형 기본 구조의 L인자에 따른 복사성 방사 레벨 변화
(a) T-type(radiated emission according to variable 'L')



(b) Hybrid-π형 기본 구조의 rw인자에 따른 복사성 방사 레벨 변화
(b) Hybrid-π type(radiated emission according to variable 'rw')

그림 4. 복사성 방사 레벨 [dBuV/m]

Fig. 4. The radiated emission level from two types of ground plane.

변수들의 시뮬레이션중 복사성 방사 레벨에 주된 영향을 준 변수의 변화에 따른 복사성 방사 레벨의 정도 변화를 나타냈고 특히, 4(b)에서 Hybrid- π type은 최적화 구조 이전에 구조면의 감소에도 불구하고 넓은 접지면의 복사성 방사 레벨에 근접하게 그 크기를 감소시킬 수 있음을 보였다.

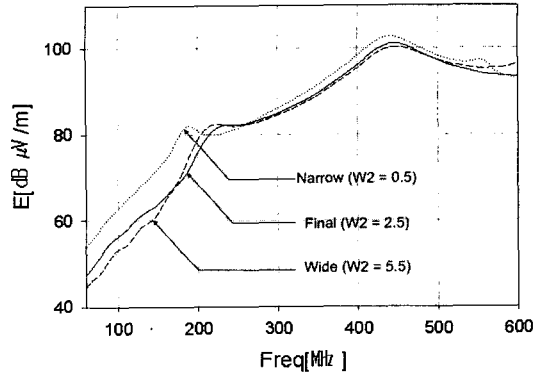
최적화 과정은 변수인 L_h, L_n, W_n, N (corrugation의 수)을 변화시키면서, 동시에 다른 변수들($L_1=55$ mm, $L_2=200$ mm, $L_3=200$ mm, $W_1=38.5$ mm, $W_3=0.5$ mm, $W_n=1$ mm)은 고정시키고 유지하면서 특성을 살펴보았다.

그림 5는 접지면의 모양이 다른 PCB 구조를 자세히 나타내고 있으며 그림 6(a)는 세 개의 다른 접지면 패턴에 따른 단일 신호선으로부터의 복사되는 방사 레벨을 시뮬레이션한 것이며 예측된 결과로부터 알 수 있듯이 접지면에 적절한 패턴을 가함으로써

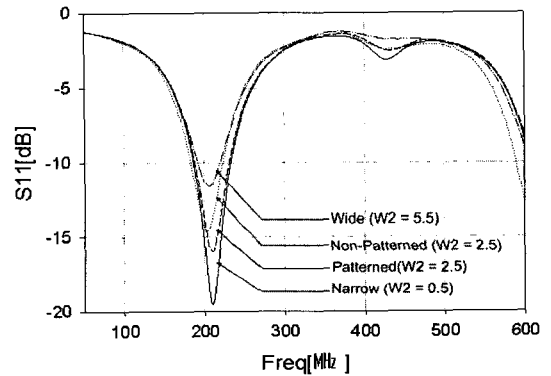


그림 5. 단일 선로상으로부터 복사되는 방사 레벨을 측정하기 위해 제작된 실물 사진

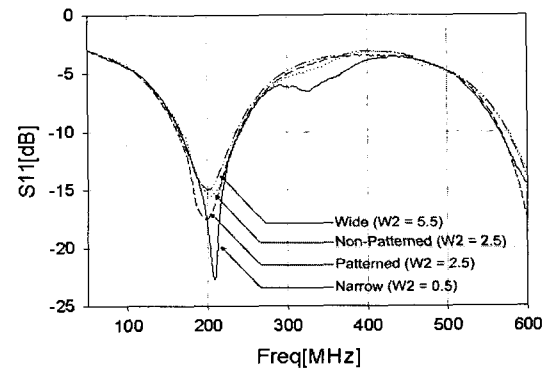
Fig. 5. The photograph of the fabricated PCB traces for measuring the radiated emission level.



(a) 최적화된 접지면이 있는 PCB 선로로부터 방사되는 방사 레벨의 예측치("Final"로 표현함)
(a) The predicted emission level from PCB signal trace with the optimized ground plane



(b) 시뮬레이션한 반사 손실
(b) Simulated return loss



(c) 측정된 반사 손실
(c) Measured return loss

그림 6. 시뮬레이션 및 측정 결과("Final"로 표현함): $W_2=2.5$ mm, $W_n=2$ mm, $W_h=1$ mm, $L_n=1$ mm, $L_h=1$ mm, $N=19$

Fig. 6. Simulated and measured data : $W_2=2.5$ mm, $W_n=2$ mm, $W_h=1$ mm, $L_n=1$ mm, $L_h=1$ mm, $N=19$.

복사성 방사 레벨이 넓은 접지면("Wide"로 표시함)을 가지는 경우로 접근할 수 있음을 알 수 있다.

그림 6(a)의 시뮬레이션 결과의 타당성을 보이기 위하여 방사 손실에 대한 측정치와 예측치를 그림 5(b)와 5(c)를 통하여 보이고 있다.

III. 복수 신호선 선로(Radiation From Double Signal Traces)

앞서 II절에서 논의한 것과 같이 접지면의 폭을 최소로 하면서 일정한 주파수 대역에서 복사성 방사 레벨이 최소가 되도록 설계하는 것을 염두에 두고, 신호선이 두 개인 경우의 복사성 방출 레벨 및 신호선 상호간의 커플링 감소가 접지면의 형태에 따라서 어떻게 얻을 수 있는지를 살펴보고자 한다. 다음의 그림 6은 일반적인 PCB 선로상의 신호선이 두 개인 경우의 단면도를 보여주는 것으로서, 사용된 변수들은 각각 $W_3=0.5\text{ mm}$, $H=1.53\text{ mm}$, $t=0.036\text{ mm}$, $d=2\text{ mm}$ 로 고정하였으며 변수로서 $W_2=3\text{ mm}$ 인 경우는 접지면이 좁은 경우를 대표하며 $W_2=30\text{ mm}$ 인 경우는 접지면이 넓은 경우를 대표한다.

그림 8(a)와 (b)는 신호선이 한 개 존재할 때 신호선에 인가되는 전압에 의한 복사성 방사 레벨, 신호선이 두 개 있는 경우에 한쪽 신호선에만 신호가 인가되는 경우, 신호선이 두 개 있는 경우의 두 쪽 신호선에 동시에 신호가 인가되는 경우에 따라서 복사성 방사 레벨의 예측치를 나타내고 있다. 이때 복사성 방사 레벨이 가장 높은 "2 signal trace with 2 input"을 이후의 전개 과정에서 복사성 방사 레벨의 기준으로 가정한다.

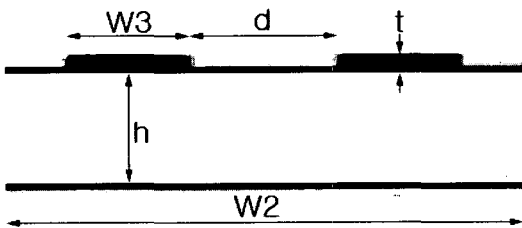
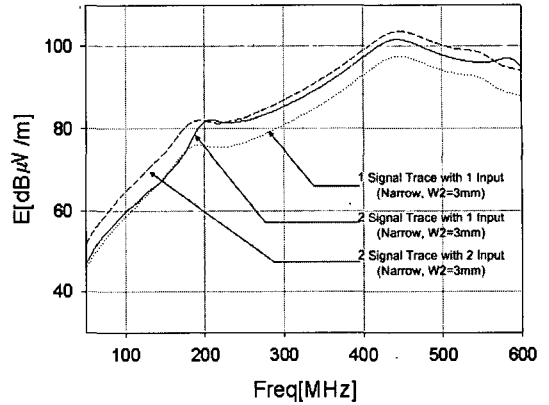


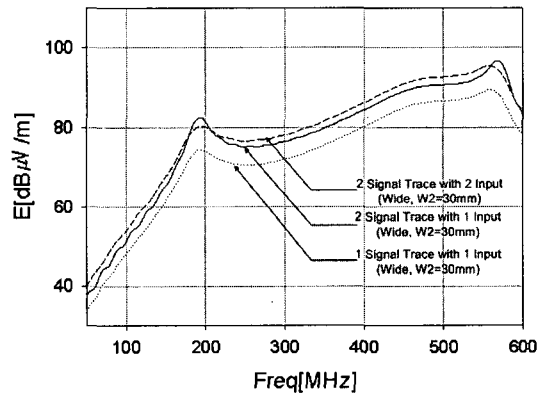
그림 7. 일반적인 PCB 선로상의 신호선이 두 개인 경우의 단면도

Fig. 7. The cross section view of double signal traces with ground plane.



(a) 좁은 접지면상에서의 입력 신호에 따른 복사성 방사 레벨

(a) The radiated emission level according to input signal trace with narrow ground plane



(b) 넓은 접지면상에서의 입력 신호에 따른 복사성 방사 레벨

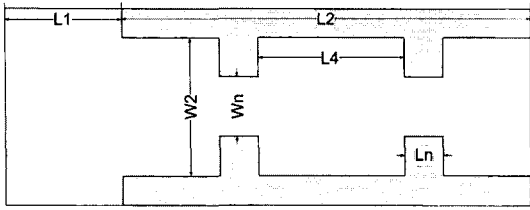
(b) The radiated emission level according to input signal trace with wide ground plane

그림 8. 신호선 두 개 존재할 때 신호원과 접지면의 넓이에 따라 복사성 방사 레벨의 변화 정도

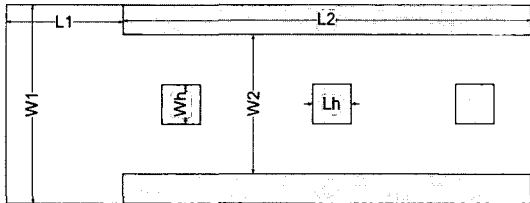
Fig. 8. The variation of the radiated emission level according to the number of sources and the area of ground plane.

II절에서와 마찬가지로 pattern study와 parameter study를 통해 최종적으로 접지면 패턴을 구하였으며 최적화된 구조를 찾기 위하여 다양한 패턴들이 비교되었다. 그 중의 일부분을 나열하면 다음의 그림 9와 같다.

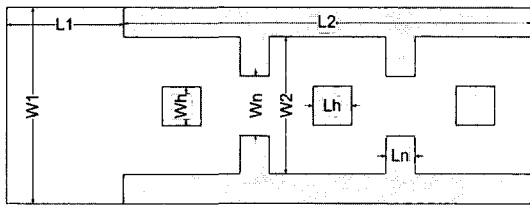
II절에서와 마찬가지로 최종적으로 결정된 hybrid type의 각 변수값들을 변경함으로써 접지면이 넓은 경우의 복사성 방사 레벨에 근접하는 최적화된



(a) Corrugation형 기본 구조
(a) Corrugation type



(b) Rectangular Slot형 기본 구조
(b) Rectangular slot



(c) 최적화 구조(Corrugation과 Rectangular Slot의 혼합형)
(c) Mixed Pattern(Combination of corrugation and rectangular slot)

그림 9. 복사성 방사 레벨을 줄이기 위한 다양한 접지면 패턴

Fig. 9. The various ground patterns to minimize the radiated emission level.

접지면 패턴을 구성하도록 하였다. 이때 앞서 II절에서 얻은 변수중에서 $W_n=1 \text{ mm}/L_n=1 \text{ mm}/L_n=1 \text{ mm}/N=19$ 로 고정하였고 W_2 와 W_n 의 변화에 따른 복사성 방사 특성을 관찰하였다.

그림 10은 각 W_2 마다 최적의 W_n 값을 모두 비교한 것이다. 위 결과에서 확인해 보면 저주파 대역(50~200 MHz)에서 $W_2=8 \text{ mm}/W_n=5 \text{ mm}$ 일 때가 복사성 방사 레벨이 최소화될 때의 접지면 패턴임을 알 수 있으며 200~550 MHz 구간에서는 패턴에도 영향을 받지만 W_2 (접지면의 폭)의 영향이 주된 것임을 확인할 수 있었다.

그림 11(a)는 다양한 접지면을 가지는 PCB 선로로부터 복사되는 방사 레벨을 나타내는 것으로 세 개의 패턴(corrugation, rectangular slot, $W_2=6 \text{ mm}$ 인 hybrid

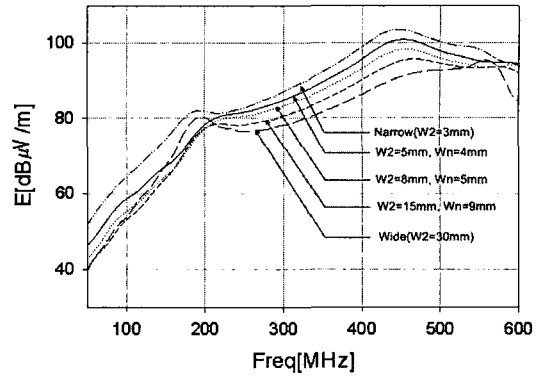
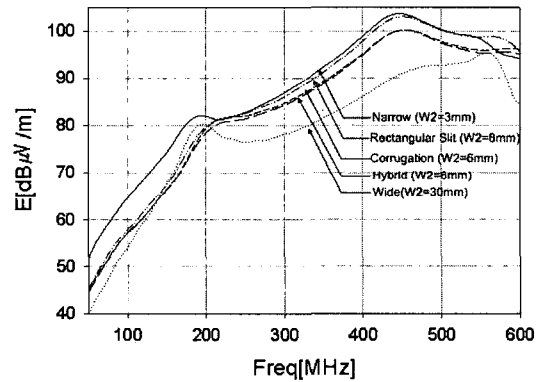
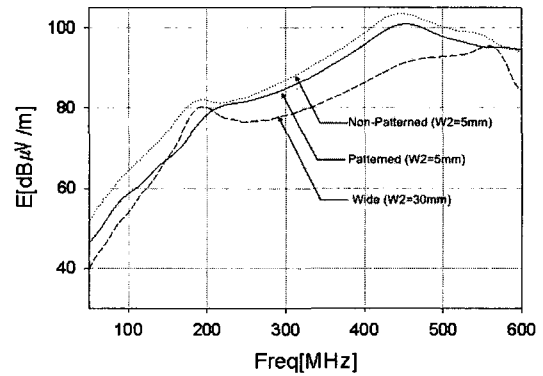


그림 10. 주요 변수 W_n 과 W_2 에 따른 복사성 방사 레벨의 변화

Fig. 10. The variation of radiated emission level according to the parameters, W_n and W_2 .



(a) 다양한 접지면으로부터의 방사 레벨
(a) With various ground planes



(b) 좁은 접지면에 패턴이 있는 경우와 없는 경우의 복사성 방사 레벨 비교

(b) With/without a novel ground pattern on narrow ground plane

그림 11. 예상되는 복사성 방사 레벨
Fig. 11. The predicted emission level.

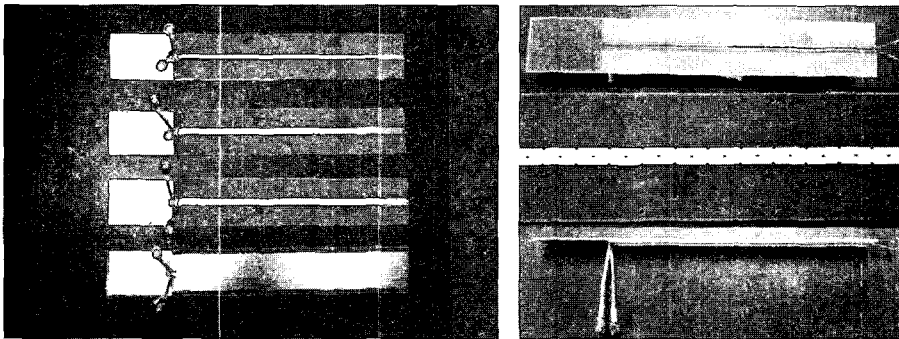
형태)에 의한 방사 레벨이 50~200 MHz 범위 내에서는 $W_2=30$ mm인 넓은 접지면의 경우와 비슷하다. 또한, 복합된 구조(hybrid 형태의 접지면)가 방사 레벨의 감소에 가장 적합하다는 것을 알 수 있다. 그림 11(b)는 $W_2=5$ mm인 폭을 가지는 접지면에 패턴이 있는 경우와 없는 경우를 비교한 것으로 특히 주목할 점은 같은 폭이 $W_2=5$ mm에서 패턴을 가하지 않은 경우의 복사는 접지면이 좁은 경우와 동일하였으나 그림 11(b)에서 확인할 수 있듯이 최고 8 dB 이상의 복사성 방사 레벨 감소 효과를 나타내고 있다. 이는 접지면에 적절한 패턴 작업을 취함으로써 복사성 방사 레벨을 낮출 수 있음을 암시한다.

그림 12(a)는 두 개의 신호선을 가지는 PCB double signal traces의 제작된 실물을 나타내며, 그림 12(b)와 (c)는 상호 커플링의 값을 시뮬레이션과 측

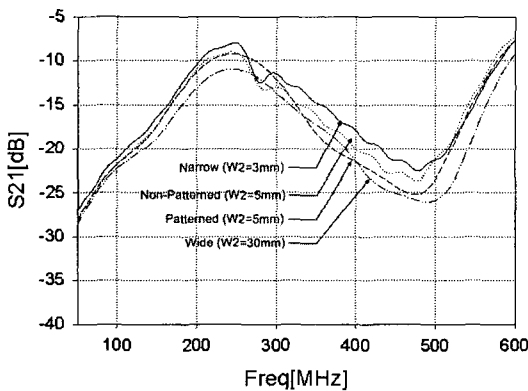
정치를 비교해 봄으로서 그림 11의 예측된 결과의 타당성을 보이고자 하였다. 그림의 결과에서 알 수 있듯이 접지면의 면적이 적은 경우에도 적절한 접지면 패턴 구조를 적용하면 일정한 주파수 대역에서 복사성 방사 레벨을 낮출 수 있음을 확인할 수 있다.

IV. 결 론

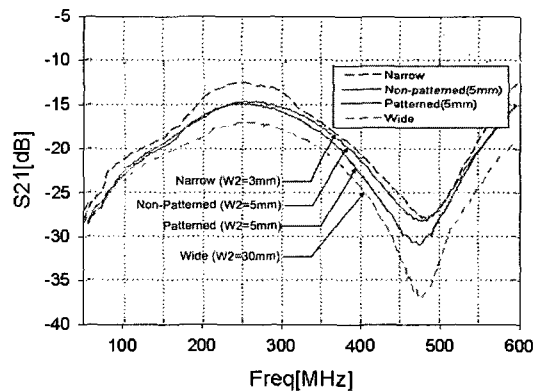
본 논문에서는 PCB 접지면의 넓이와 접지면의 모양에 따라 복사성 방사 레벨 특성이 어떻게 변화하는지에 관하여 다루었으며, 특히, 접지면의 넓이를 최소화하면서 접지면의 최적화된 패턴을 적용하여 단일 선로 및 복수 신호 선로로부터의 복사성 방사 레벨을 낮출 수 있는 방법에 관하여 연구하였다. 더욱이, 변수 변화에 따른 특성 변화를 살펴봄으로서 복사성 방사 레벨의 감소를 유도할 수 있는 가장 효



(a) 다양한 접지면을 이용한 두 개 선로상으로부터 방사를 측정하기 위한 실제 사진
(a) The photograph of double signal traces with various ground planes



(b) 두 신호간의 예상되는 상호 간섭 레벨
(b) The predicted mutual coupling between two signal traces



(c) 측정된 상호 간섭 레벨
(c) The measured mutual coupling between two signal traces

그림 12. 실물 사진, 예측치 및 측정치 비교

Fig. 12. The fabricated PCB traces and the comparison between the predicted and measured results.

과적인 구조를 시뮬레이션과 측정을 통하여 검증하였다.

참 고 문 헌

[1] D. A. Hill, D. G. Camell, K. H. Cavcey, and G. H. Koepke, "Radiated emissions and immunity of microstrip transmission lines : theory and reverberation chamber measurements", *IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility*, vol. 38, no. 2, pp. 165-172, May 1996.

[2] T. H. Ooi, S. Y. Tan, and H. Li, "Study of radiated emissions from PCB with narrow ground plane",

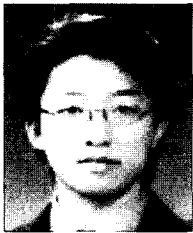
IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, pp. 552-555, May 1999.

[3] L. B. Gavelle, P. F. Wilson, "EMI/EMC in printed circuit boards - a literature review", *IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility*, vol. 34, no. 2, pp. 109-116, May 1992.

[4] D. L. Terrell, R. K. Keenan, *Digital Design for Interference Specification*, Second Edition, Newnes, 1997.

[5] T. M. Zeeff, T. H. Hubing, and T. P. Van Doren, "Traces in proximity to gaps in return planes", *IEEE Trans. On Electromagnetic Compatibility*, vol. 47, no. 2, pp. 388-392, May 2005.

박 필 성



2006년 2월: 한국항공대학교 항공 전자공학과 (공학사)
[주 관심분야] PCB EMI/EMC 대책 기술, 항공기 EMI/EMC

이 택 경



1983년 2월: 고려대학교 전자공학과 (공학사)
1985년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학석사)
1990년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학박사)
1990년 3월~1991년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 연구원

이 재 욱



1992년 2월: 한양대학교 전자공학과 (공학사)
1994년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학석사)
1998년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학박사)
1998년 3월~2004년 2월: 한국전자

1990년 5월~1991년 4월: Univ. of Texas at Austin, Post Doctoral Fellow
1991년 9월~1992년 2월: 한국과학기술원 정보전자연구소 연구원
2001년 7월~2002년 7월: Univ. of Illinois, Urbana-Champaign, 방문교수
1992년 3월~현재: 한국항공대학교 항공전자 및 정보통신 공학부 교수
[주 관심분야] 마이크로파, 안테나, 전자파 해석, 레이더 등

통신연구원 디지털방송연구단 전파기반연구그룹
2004년 3월~현재: 한국항공대학교 항공전자 및 정보통신 공학부, 전자 및 항공전자 전공, 조교수
[주 관심분야] 마이크로파 및 밀리미터파 능,수동소자 해석 및 설계, EMI/EMC 대책기술, 고출력 증폭기 및 고출력 안테나 설계

조 춘 식



1987년 2월: 서울대학교 제어계측 공학과 (공학사)

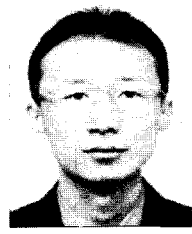
1995년 12월: University of South Carolina, Electrical Eng. (공학석사)

1998년 12월: University of Colorado at Boulder, Electrical Eng. (공학박사)

2004년 3월~현재: 한국항공대학교 항공전자 및 정보통신 공학부 정보통신공학전공, 전임강사

[주 관심분야] RFIC/MMIC, LNA, Oscillator, Antenna, Computational Electromagnetics 등

최 형 도



1986년 2월: 고려대학교 재료공학과 (공학사)

1989년 8월: 고려대학교 재료공학과 (공학석사)

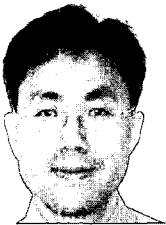
1996년 8월: 고려대학교 재료공학과 (공학박사)

2004년 6월~2005년 12월: 한국전파진흥협회 부설 EMC기술지원센터장

1997년 1월~현재: 한국전자통신연구원 전자파환경연구팀장

[주 관심분야] 전자파 인체영향, EMI/EMC 소재 및 부품 등

김 재 흥



1989년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학사)

1998년 12월: Univ. of Colorado at Boulder, Electrical Engineering (공학석사)

2002년 5월: Univ. of Colorado at Boulder, Electrical Engineering (공학박사)

2006년 3월~현재: 한국정보통신대학교 연구교수

[주 관심분야] Beamforming Lens and Array, High Efficiency Active Circuits