

| | |
|---|-----------------------------------|
| 차세대 가정용 광통신 모뎀(xDSL)의 EMC 설계 · 대책 사례 | 정기범 · 임영철 · 정연춘* |
| | EMC 기술지원센터 · *서경대학교 정보통신공학과 |

I. 서 론

일반적으로 가정용 통신 모뎀은 RJ-45 포트의 LAN 케이블을 통하여 공통 모드 노이즈 성분에 의한 EMI 노이즈가 심각한 문제를 일으킨다. 즉, 코넥터 부분에서 신호의 누화나 차동 모드 노이즈가 공통 모드 노이즈로 변환이 발생한다. 또한 통신 신호의 Rx와 Tx의 케환 루프가 형성되어 큰 사이즈의 루프가 만들어지는 경우가 많다. 이러한 기존의 통신 모뎀들은 EMC를 고려한 PCB 설계 · 대책을 통하여 그 근본 원인을 제거해야 한다. 실제적으로 ADSL 모뎀의 경우, 대부분 초기 대응에 소홀하여 최종적으로 많은 비용을 들여 EMC 문제를 해결한다. 그러나 향후에 출시되는 차세대 가정용 광통신 모뎀(xDSL)의 경우는 위의 사항과 더불어 더 심각한 문제가 존재한다. 광통신 모뎀의 경우는 RJ-45 포트뿐만 아니라 광통신 모듈이 함께 존재한다. 일반적으로 광통신 모듈의 내부 클럭 주파수는 62.5 MHz이다. 이 주파수의 16고조파가 1 GHz가 되고, 내부 데이터 속도는 기본적으로 양 방향 1.25 Gbit/s 다운 스트림과 업 스트림을 제공하고 있다는 것은 EMI 문제에 있어서 매우 중요하고 심각한 문제를 야기시킬 수 있는 여지가 제공된다는 것이다. 이러한 차세대 광통신 모뎀 장비에 대하여 근접 자계 분포와 EMC 측정을 통하여 설계 초기 단계에 이러한 문제를 해결할 수 있는 PCB 설계 지침을 제시하고, 이러한 대책 · 사례를 통하여 EMC 문제를 고찰해 보고자 한다.

II. 차세대 광통신 모뎀

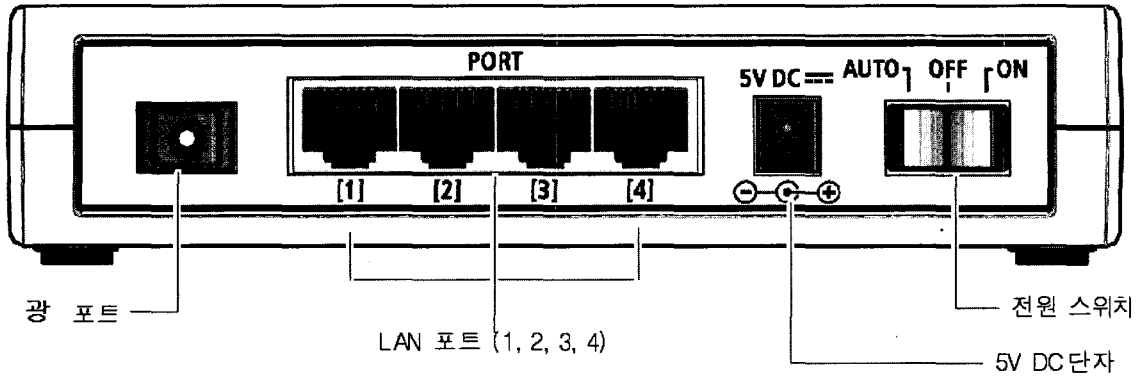
일반적으로 차세대 광통신 모뎀의 경우, 하나의 광케이블을 통해 고속 인터넷 액세스 서비스를 제공한다. 광통신 모듈의 경우, 하나의 1000 Base-PX 업 링크 포트를 제공하고 가입자의 Ethernet LAN이나 PC와 연결할 수 있는 4개의 10/100 Base-TX 다운 링크 포트를 제공한다. [그림 1]은 광통신 모뎀의 전면부 포트를 설명한 것이다.

[그림 1]의 광포트는 Ethernet 광네트워크와 연결하는 포트이고, LAN 포트는 PC와 연결하는 RJ-45 포트 구성되어 있다. <표 1>은 각 포트의 사양을 설명하고 있다.

[그림 2]는 광통신 모뎀의 블록도를 보여주고 있다. MAC과 CPLD 사이의 125 MHz 데이터가 페루프를 형성하고 있으며, SWITCH와 MAC 그리고 XCVR, RJ-45 포트 간의 데이터 통신을 통해 1000 Base 업 링크 및 100 Base 다운 링크가 형성이 되어 외부 케이블을 통해 상당히 커다란 페루프를 형성하고 있다. 또한 Power 부분도 총 5가지의 형태로 구성되어 있다.

[그림 3]은 초기 광통신 모뎀의 Artwork 데이터이다. 총 Layer는 4층으로 구성되어 있다. Top과 Bottom은 신호, 2-Layer는 Return Current Plane(RCP), 3-Layer는 Power Plane으로 구성되어 있다.

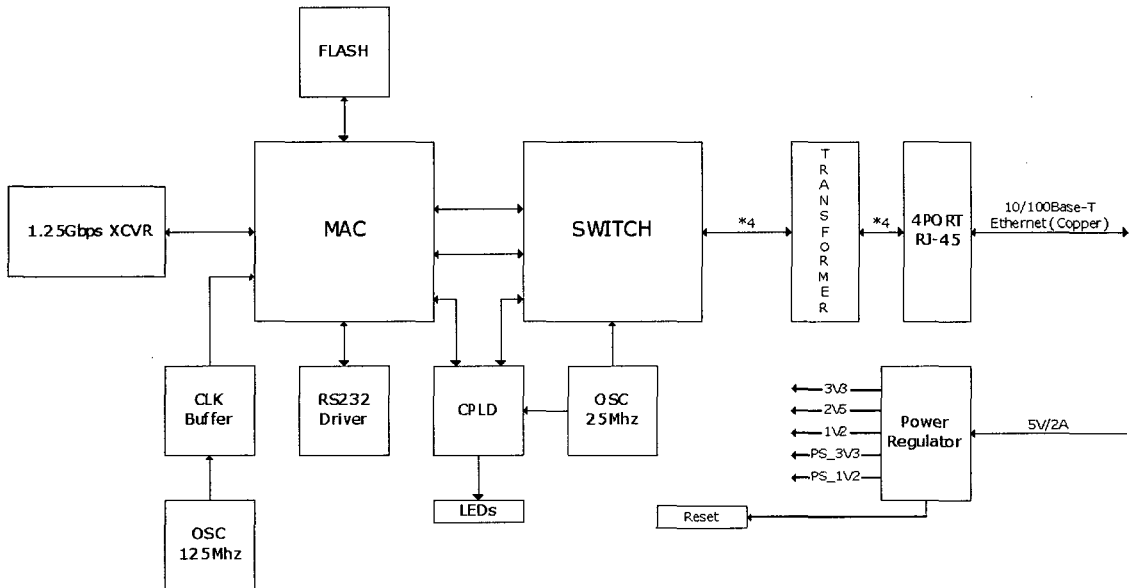
III. 광통신 모뎀의 EMC Pre-Test 결과 및 분석



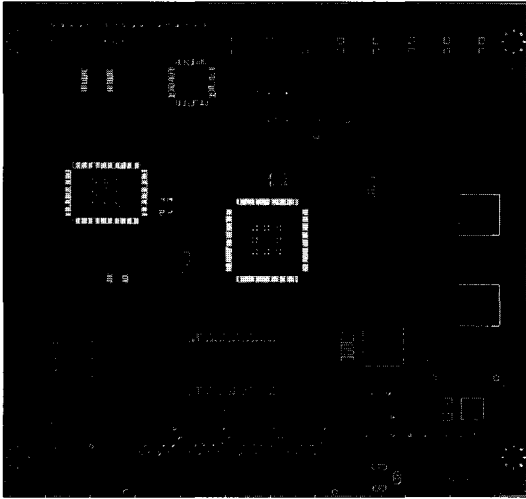
[그림 1] 광통신 모뎀의 전면부 인터페이스 포트의 정의

<표 1> 인터페이스 포트의 사양

| 항목 | 광포트 | LAN 포트 |
|----------|------------------|---|
| 전송 모드 | 전이중 모드 | 전 이중 또는 반이중 모드(자동 감지) |
| 전송 속도 | 양 방향 1.25 Gbit/s | 10/100 Mbps |
| 커넥터 종류 | Simplex SC | RJ-45 |
| 포트 수 | 1개 | 4개 |
| 최대 전송 거리 | 10 km | 100 m |
| 전송 미디어 | 싱글 모드 광케이블 | Category-3, 4, 5 UTP(Unshielded Twist-Pair) 케이블 |



[그림 2] 광통신 모뎀의 블록도



[그림 3] 초기 광통신 모뎀의 artwork(4-layer)

광통신 모뎀의 EMI 시험은 국내의 경우 KN22, 해외의 경우 EN55022의 B class 제한치를 적용 받는다. 제품의 EMI 문제를 분석하고 해결하기 위하여 초기 제품의 EMI 시험은 필수적이다. 본고에서는 시뮬레이션이나 해석적 방법의 접근보다는 실제 EMI 측정을 통한 진단 방법과 그 진단 방법을 통한 해결 방법을 적용함을 목적으로 한다. 일반적으로 실질적인 EMI 문제의 진단은 많은 know-how와 경험을 수반해야 하지만 EMI 문제를 진단하고 해결할 수 있다. EMI 측정 데이터를 통해 문제를 진단하는 방법은 기본적으로 5가지의 요소를 고려해야 한다. 그 요소는 다음과 같다^[2].

- Frequency : 문제가 되는 에너지의 주파수는 주파수 스펙트럼의 어느 부분인가?
- Amplitude : 발생된 에너지 세기는 얼마나 강한가?
- Time : 연속적인 신호와 주기적인 신호 가운데 어느 것이 문제인가? 특정한 동작을 하는 시간 동안에만 존재하는 문제인가 아닌가?
- Impedance : 소스원과 피해기기의 임피던스는 얼마인가? 또 이 둘 사이의 전달 방식에서 존

재하는 전달 임피던스는 얼마인가?

Dimension : 에너지를 방출시키는 방출 기기의 실제 크기(치수)는 얼마인가? 기기의 샤시에 뚫려있는 홀(hole)이나 Seam의 크기가 이 파장이나, “Rising time 길이”와 비슷하면 공전으로 전파 EMI 문제를 분석하기 위한 5가지 요소는 매우 기본적이며 중요한 요소이다. 그러나 반드시 설계 엔지니어들은 위에 열거한 기본 5가지 요소를 고려하여 EMI 측정 데이터를 분석해야 한다.

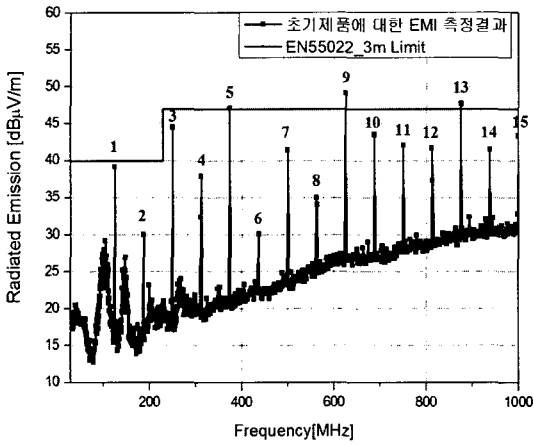
<표 2>는 EMI 분석시 고려해야할 주파수에 대한 일반적인 주파수와 파장, 상승 시간 사이의 관계를 나타내고 있다. 300 MHz 이상일 경우, 거의 모든 PCB의 경우 EMI 문제가 발생할 수 있는 여지가 존재한다. 즉, 동작 주파수 및 고조파 성분이 상승하게 되면 EMI 문제는 더 심각하게 발생한다. [그림 4]는 광통신 모뎀의 초기 EMI 측정 결과이다.

[그림 4]는 초기 광통신 모뎀의 EMI 측정 결과이다. EN55022의 B급 제한치는 30 MHz~230 MHz까지 30 dB μ V/m 이고 230 MHz~1 GHz까지는 37 dB μ V/m이다. 이것은 10 m 거리에서의 제한치이며, [그림 4]의 측정 결과 제한치는 3 m 거리로 환산한 제한치이다.

$$20 \log \frac{\text{기준 거리}(10 \text{ m})}{\text{측정 거리}(3 \text{ m})} \approx 10.45 \text{ dB}$$

<표 2> 주파수, 파장, 상승 시간과의 관계

| Frequency | Approx. tr | Wavelength | 1/20 Wavelength |
|-----------|-------------|------------|-----------------|
| 300 kHz | 1 μ sec | 1,000 m | 150 m |
| 1 MHz | 300 nsec | 300 m | 15 m |
| 3 MHz | 100 nsec | 100 m | 5 m |
| 10 MHz | 30 nsec | 30 m | 1.5 m |
| 30 MHz | 10 nsec | 10 m | 50 cm |
| 100 MHz | 3 nsec | 3 m | 15 cm |
| 300 MHz | 1 nsec | 1 m | 5 cm |



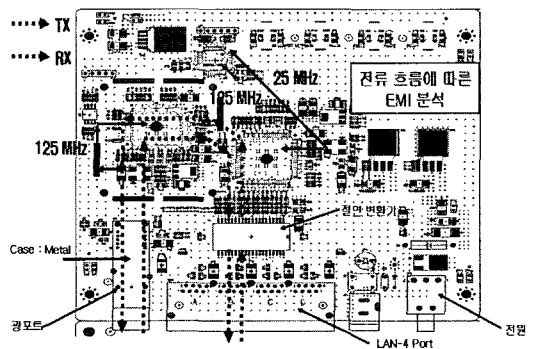
[그림 4] 초기 광통신 모뎀의 EMI 측정 결과(3 m chamber)

[그림 4]의 결과에서 보듯이 각 주파수에 따른 EMI 측정 결과 Margin이나, 제한치를 넘는 EMI 레벨이 존재한다. 대부분의 노이즈 성분들은 125 MHz와 25 MHz, 62.5 MHz의 고조파 성분들의 조합으로 발생한다. 특히 125 MHz+25 MHz+62.5 MHz의 중첩 성분들이 아주 위험한 관심 주파수들이다. <표 3>은 이러한 관심 주파수 성분들을 나열한 것이다.

[그림 4]와 <표 3>의 결과로부터 EMI 노이즈 분석을 할 수 있다. 먼저 각 위험 주파수들이 PCB에서 어느 부분에 분포를 하고, 어떤 트레이스가 위험한지를 판단해야 한다. [그림 5]는 광통신 모뎀의 주된 전류 및 데이터 흐름을 나타내고 있다. 우선 광 포트는 내부적으로 62.5 MHz의 내부 클럭으로 동작을 하고 있다. 그리고 데이터 송수신 패킷이 [그림 5]에서 보는 바와 같이 동작을 하고 있다. 기존의 4-Layer PCB를 분석해 보면, 125 MHz와 62.5 MHz가 중첩이 되는 주파수 성분들이 가장 문제가 된다. 광포트는 표면 재질이 Metal이기 때문에 마치 방열판 구조와 같은 모노폴 안테나 구조가 된다. 또한 광포트가 최대 1.25 Gbps로 동작하기 때문에 1 GHz의 노이즈가 문제가 될 소지가 많다.

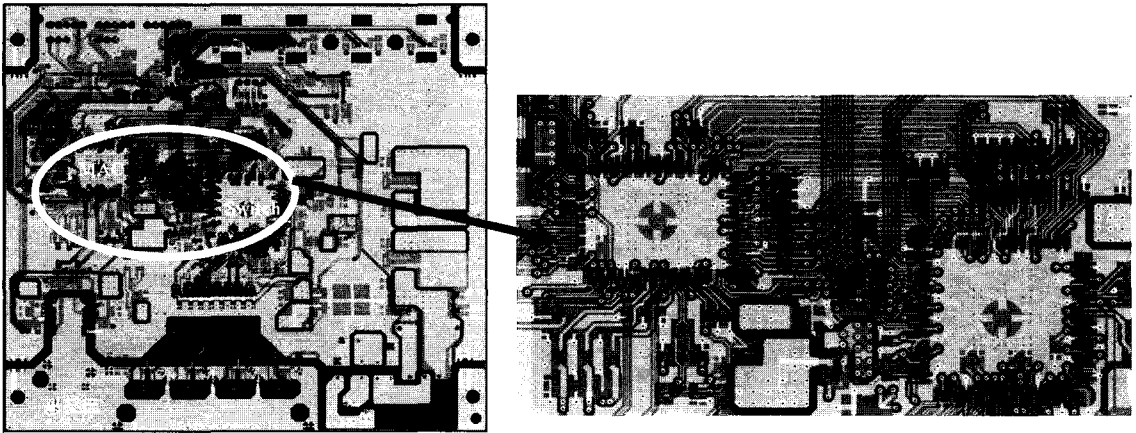
<표 3> EMI 측정 결과 관심 주파수 정의

| Num. | EMI 측정 결과 | | Harmonic Freq. [MHz] | | |
|------|---------------------|-----------------|----------------------|------------------|-----------------|
| | Peak Level [dBuV/m] | Frequency [MHz] | 25 | 62.5 | 125 |
| 1 | 39.2 | 125 | 5 th | 2 th | 1 th |
| 2 | 30 | 187.5 | | 3 th | |
| 3 | 44.5 | 250 | 10 th | 4 th | 2 th |
| 4 | 37.9 | 312.5 | | 5 th | |
| 5 | 47.1 | 375 | 15 th | 6 th | 3 th |
| 6 | 30.1 | 437.5 | | 7 th | |
| 7 | 41.4 | 500 | 20 th | 8 th | 4 th |
| 8 | 35 | 562 | | 9 th | |
| 9 | 49.1 | 625 | 25 th | 10 th | 5 th |
| 10 | 43.5 | 687.5 | | 11 th | |
| 11 | 42.1 | 750 | 30 th | 12 th | 6 th |
| 12 | 41.7 | 812.5 | | 13 th | |
| 13 | 47.7 | 875 | 35 th | 14 th | 7 th |
| 14 | 41.5 | 937.5 | | 15 th | |
| 15 | 43.3 | 1000 | 40 th | 16 th | 8 th |



[그림 5] 광통신 모뎀의 주된 전류 및 데이터 흐름도

[그림 6]에서 보는 바와 같이 MAC과 Switch 부분의 트레이스들이 Copper Fill 되어 있는 부분 위를 지나가고 트레이스 층 사이에 누화 현상을 제거하기 위한 "H"와 "V" 라우팅을 전혀 고려하지 않았다. 또



[그림 6] 광통신 모뎀의 PCB artwork(Mac과 Switch 부분) 데이터

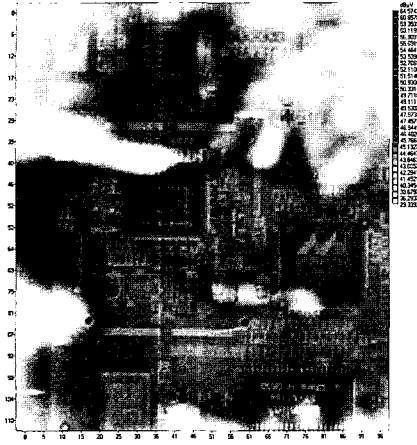
한 내층의 슬롯(Slot) 구조 위를 트레이스가 지나가는 구조가 많이 존재한다. 이러한 초기 제품의 문제점을 보다 확실히 분석하기 위하여 근접 자계 프로브를 이용하여 측정을 하였다. [그림 7]은 초기 광통신 모뎀의 수직 편파 0도의 근접 자계 프로브를 이용한 근방계 필드 분포이다. 결과에서 보듯이 [그림 5]의 데이터 송수신 트레이스 근방에 125 MHz 노이즈 소스원이 분포하는 것을 볼 수 있다.

[그림 7~10]은 근접 자계 수직 프로브를 이용한 근접 필드 측정 결과이다. 이 결과로부터 EMI 노이즈 주파수와 동일한 주파수 성분들이 검출됨을 알 수 있다. 이러한 EMI 분석과 관심 주파수 정의를 이용하여 광통신 모뎀에 대한 PCB 설계 지침을 유도할 수 있다. 기본적으로 노이즈에 민감한 트레이스와 고주파 노이즈 소스원이 존재하고, 포트들 영향으로 인한 EMI 상승 등을 고려할 때 기본적으로 Layer의 증가는 필수적이다. 기존의 4층 Layer를 6층 Layer로 증가시키고 신호 트레이스는 내층으로 라우팅을 해야 한다. 또한 고주파 노이즈를 유발시킬 수 있는 트레이스는 Guided 비아를 이용하여 귀환 경로를 최소로 유지해야 한다. 다음 절에서 이러한 PCB 설계 지침과 그에 따른 결과에 대하여 논하도록 하겠다.

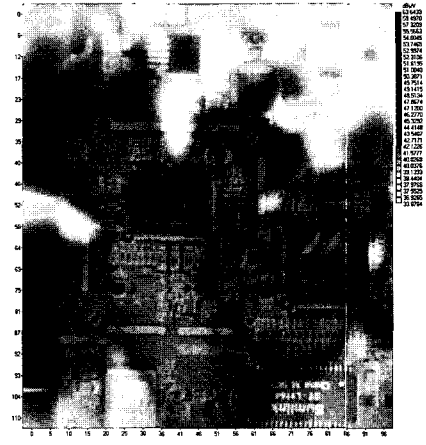
IV. PCB 설계 지침 및 대책 결과

광통신 모뎀의 Pre-Test 결과를 바탕으로 기존의 4-Layer를 6-Layer로 변경을 했다. [그림 11]은 6-Layer에 대한 정보이다.

[그림 11]은 기본적으로 신호층을 내층으로 하여 Ground Fill Out 하였다. 또한 Top과 Bottom은 Ground Fill In으로 비아홀을 이용하여 GND 층과 연결하도록 설계를 하였다. 앞에 설명한 근접 자계 프로브의 측정 결과를 바탕으로 신호층의 민감한 트레이스(125 MHz, 62.5 MHz) 주변에는 Guided 비아홀 처리를 하였다. 또한 LAN 포트의 UTP 케이블을 연결하게 되면 공통 모드 노이즈의 방사가 심하게 나타나므로 Ground를 완전 분리하여 설계함으로써 디지털 RCP(Return Current Plane)와 아날로그 RCP의 노이즈 커플링을 방지하였다. 또한 신호 무결성 측면을 고려하여 분할된 아날로그와 디지털 RCP 사이에 패드를 1 cm 간격으로 만들어 0 ohm 저항으로 연결을 하였다. 이것은 혹시 모를 노이즈 커플링을 방지하도록 저역 통과 필터를 설계한 것과 같은 효과를 일으킨다. Power Plane은 되도록 Star 결선 방식을 하도록 노력하였으며, 신호층은 “H”, “V” 라우팅이 되도록



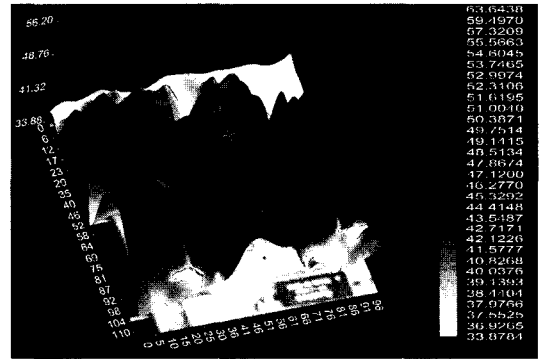
(a) 2D 근접 자계 측정 결과(125 MHz)



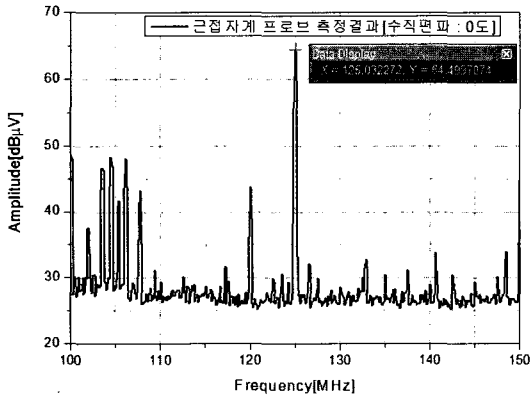
(a) 2D 근접 자계 측정 결과(125 MHz)



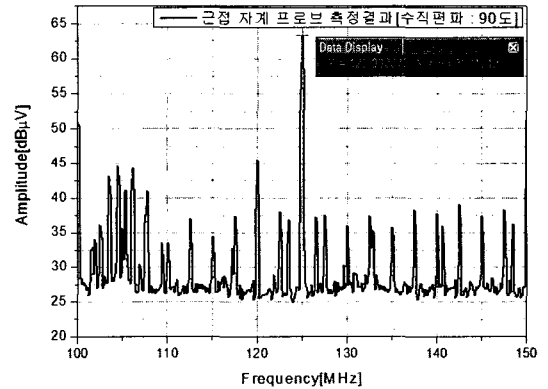
(b) 3D 근접 자계 측정 결과(125 MHz)



(b) 3D 근접 자계 측정 결과(125 MHz)



(c) 근접 자계 측정 결과(수직 편파: 0도)



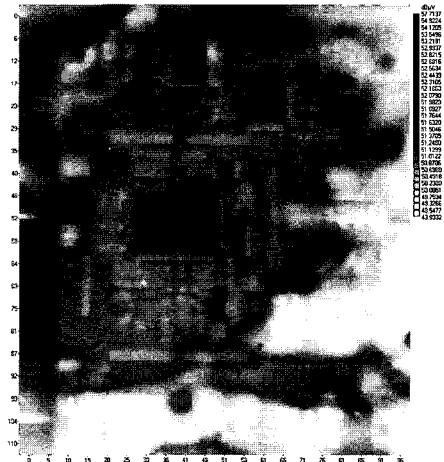
(c) 근접 자계 측정 결과(수직 편파: 90도)

[그림 7] 근접 자계 프로브 측정 결과(100 MHz~150 MHz), 수직 편파 0도

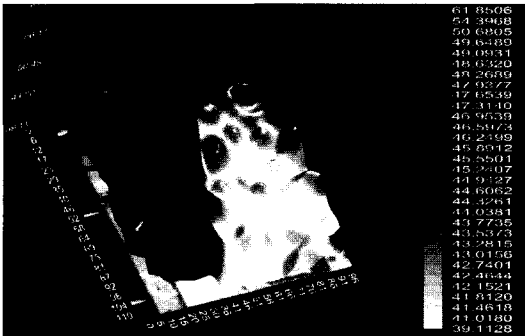
[그림 8] 근접 자계 프로브 측정 결과(100 MHz~150 MHz), 수직 편파 90도



(a) 2D 근접 자계 측정 결과(1,000 MHz)



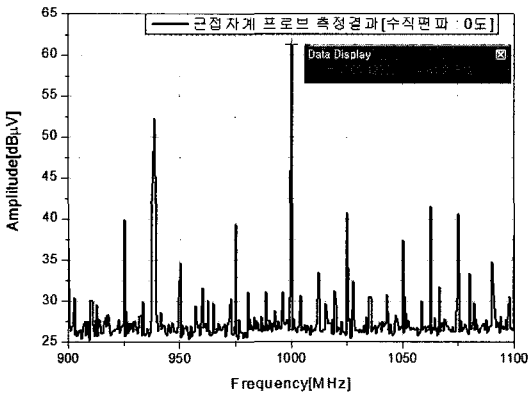
(a) 2D 근접 자계 측정 결과(1,000 MHz)



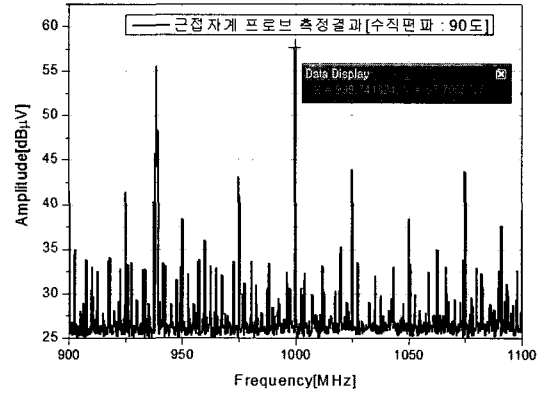
(b) 3D 근접 자계 측정 결과(1,000 MHz)



(b) 3D 근접 자계 측정 결과(1,000 MHz)



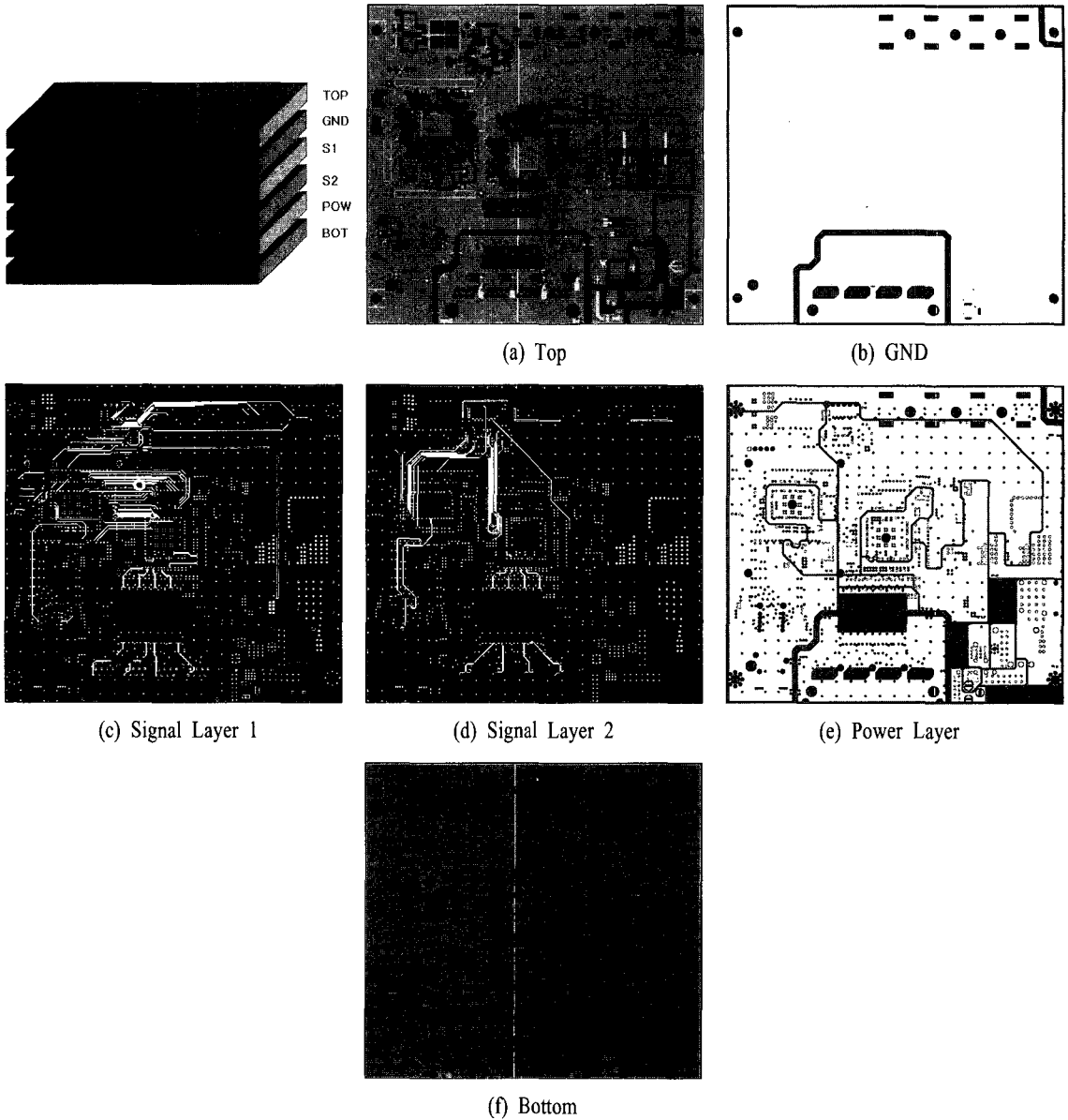
(c) 근접 자계 측정 결과(수직 편파: 0도)



(c) 근접 자계 측정 결과(수직 편파: 90도)

[그림 9] 근접 자계 프로브 측정 결과(900 MHz~1.1 GHz), 수직 편파 0도

[그림 10] 근접 자계 프로브 측정 결과(900 MHz~1.1 GHz), 수직 편파 90도

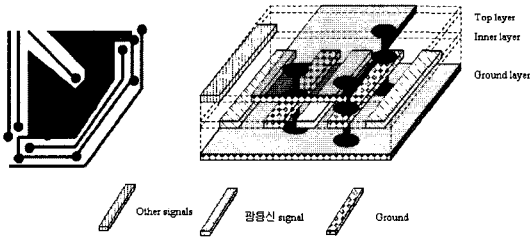


[그림 11] 수정된 광통신 PCB artwork

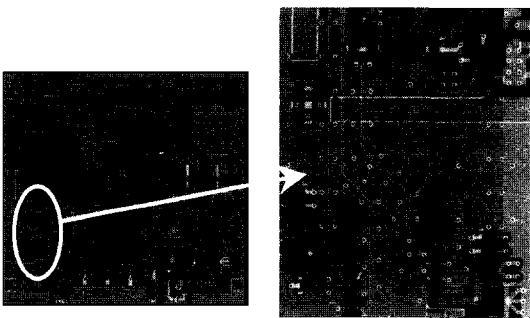
노력하였다. [그림 12]는 Guided 비아 홀의 원리를 설명한 것이다. [그림 13]은 광통신 모뎀에 가장 위험한 관심 주파수인 광포트의 1 Gbps 신호 라인과 그 밖에 125 MHz 데이터 라인을 중심으로 Guided 비아홀을 적용하였다.

[그림 14]는 기본적으로 메인 RCP와 Sub-Plane 사이의 신호 라우팅 지침을 설명한 것이다. 즉, 신호 트레이스는 다른 종류의 Sub-Plane를 가로질러 라우팅이 되어서는 안된다. 신호가 지나갈 때 슬롯의 구조를 만나면 다이폴 안테나 구조가 생성되어 EMI에

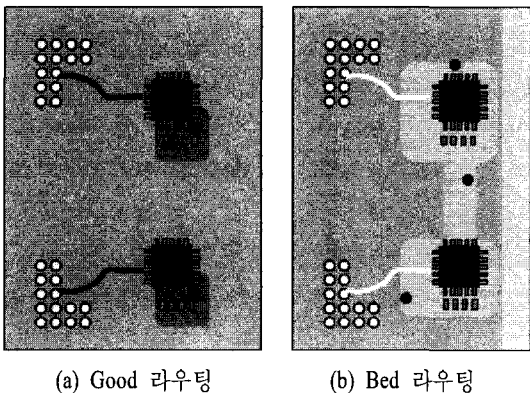
좋지 않은 영향을 미친다. [그림 15]는 근접 자계 프로브를 이용하여 PCB Artwork 수정 전후에 대한 1 GHz에 대한 자계 근접 필드 분포를 나타낸 것이다.



[그림 12] Guided 비아 홀의 원리



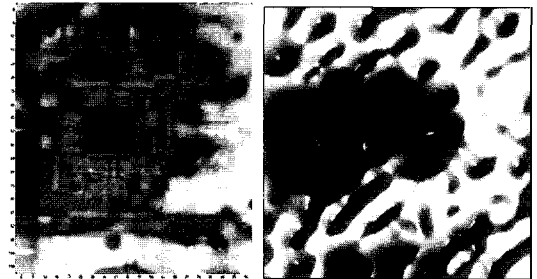
[그림 13] 광통신 모뎀의 광포트 1 Gbps 신호 라인의 guided 비아 홀 적용



[그림 14] 관심 주파수 관련 sub-plane과 신호 사이의 라우팅 지침

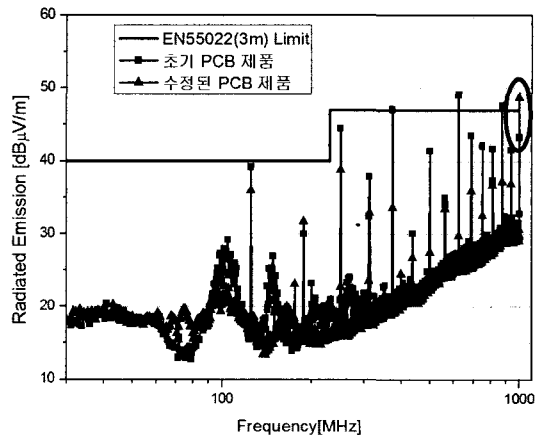
그 영역이 상당량 감소했음을 알 수 있다. 그러나 Moat 처리된 디지털 RCP와 아날로그 RCP에 0 Ω 저항을 부착하지 않은 상태이다.

[그림 16]은 최종적으로 EMI 측정 결과를 나타내고 있다. 전반적으로 모든 주파수들에 대해 복사 방출의 레벨이 감소했다. 그러나 문제가 되지 않았던 1 GHz 대역에서 제한치는 초과하는 결과가 나타났다. 관심 주파수가 1 GHz 근방이 되면 EMI 레벨을 줄이는 것은 상당히 어려워진다. 왜냐하면 GHz 대역의 안테나 파장의 길이를 생각하면 PCB에서의 안테나 방사 구조를 정확히 찾아 해결하기란 매우 힘들기



(a) 수정 전(1 GHz) (b) 수정 후(1 GHz)

[그림 15] 근접 자계 프로브 수정 전후 필드 분포 측정 결과



[그림 16] 수정된 광통신 모뎀의 EMI 측정 결과

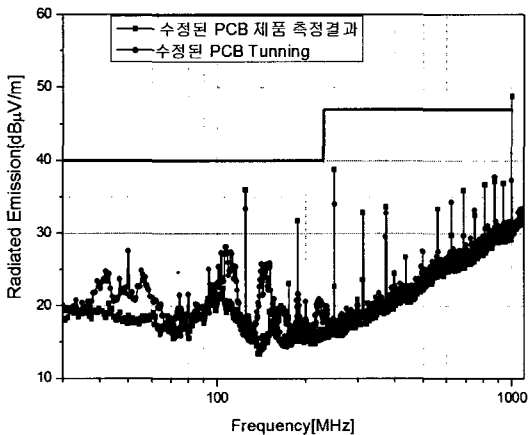
때문이다.

[그림 16]의 결과를 바탕으로 초기에 디지털 RCP와 아날로그 RCP를 분리한 곳에 패드를 두었다. 이 패드는 이러한 현상이 발생했을 경우를 대비하여 만들어 놓은 것이다. 따라서 Moat 처리된 영역의 패드에 0 Ω 저항을 연결하게 되면 [그림 17]과 같은 결과를 얻을 수 있다.

전반적으로 EMI 레벨이 감소를 했다. 특히, 1 GHz 대역의 노이즈도 감소를 했다. 결과적으로 페라이트 비드를 이용한 패드 연결보다는 저항을 연결하게 되면 광대역까지 저역 통과 필터의 효과를 발휘한다는 것을 알 수 있다. 따라서 향후 PCB를 수정할 경우, 아날로그와 디지털 RCP 사이의 패드를 만들어 연결할 때는 페라이트 비드보다는 0 Ω 저항이 더 효과적이다. 하지만 일반적이지 않을 경우도 있으므로 두 가지 모두를 확인할 필요는 있다.

V. 결 론

본고에서는 차세대 광통신 모뎀의 EMC 설계 · 대책 사례에 대하여 알아보았다. PCB 수정전과 수정



[그림 17] 디지털 RCP와 아날로그 RCP 사이에 0 Ω 저항을 연결 후 측정 결과

후를 비교하여 EMI 효과를 근접 자계 분포와 3 m 챔버의 측정 데이터를 이용하여 비교하였다. 여기서 주된 설계 지침으로는 Guided 비아-홀의 효과와 신호층을 내층으로 하였고, 디지털 RCP와 아날로그 RCP를 분리하여 패드를 만들어 놓았다. 또한 관심 주파수가 다른 Sub-Plane을 지나가지 않도록 즉, 슬롯이나 Gap 또는 Split 위를 지나가지 않도록 주의하여 Artwork를 진행하였다. 본고에서는 EMI에 대한 진단 방법과 그 진단 방법에 대한 해결 방법을 간단히 알아보았다. 물론 여기서 제시된 지침들이 모든 제품에 적용되는 것은 아니다. 그것을 판단하는 것은 EMI 측정 데이터를 보고 어떻게 진단하는가에 따라 다르다. 그래서 초기 EMI 문제가 발생했을 경우, 그 측정 데이터에 대한 진단 결과가 매우 중요하다. 제품 설계자는 EMI 문제가 생기면 많은 설계 지침들을 참고하고 반영을 하여 EMI 문제가 발생하지 않도록 노력한다. 하지만 정확한 진단 없는 무분별한 설계 지침 적용은 시간 손실과 낙담을 가져온다. 무엇보다 가장 중요한 것은 EMI 분석 및 진단을 위해서는 앞서 설명한 5가지 사항을 반드시 고려해야 한다. 특히 주파수와 시간, Dimension은 매우 중요한 사항이므로 반드시 숙지하기 바란다. 끝으로 EMI 문제 해결의 근본은 노이즈 주파수의 진단과 그 결과를 바탕으로 어떻게 하면 해결할 수 있는지에 사고와 적용성을 고려한 전체 시스템적인 분석이라 할 수 있다.

참 고 문 헌

- [1] R. F. German, H. Ott, and C. R. Paul, "Effect of an image plane on PCB radiation", *Proceedings of the IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, New York, 1990.
- [2] R. Bogatin, *Signal Integrity-Simplified*, Prentice Hall, 2004.

- [3] M. I. Montrose, "Overview of design techniques for printed circuit board layout used in high technology product", *Proceedings of the IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, New York, 1991.
- [4] CKC Lab, *EMI Considerations for High Speed System Design*, 1991.
- [5] R. W. Dockey, R. F. German, "New techniques for reducing printed circuit board common-mode radiation", *Proceedings of the IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, New York, pp. 334-339, 1993.
- [6] H. Ott, *Noise Reduction Techniques in Electronic System*, 2nd., John Wiley & Sons, New York, 1988.
- [7] C. R. Paul, "Effectiveness of multiple decoupling capacitor", *IEEE EMC-34*, pp. 130-133, 1992.
- [8] H. Johnson, M. Graham, *High-Speed Signal Propagation : Advanced Black Magic*, Prentice Hall, 2003.
- [9] David M. Pozar, *Microwave Engineering*, John Wiley & Sons, Inc.
- [10] M. I. Montrose, *EMC and the Printed Circuit Board : Design Theory, and Layout made Simple*, John Wiley & Sons, Inc.
- [11] Joseph. J. Carr, *The Technician's EMI Handbook : Clues and Solutions*, Newnes.
- [12] K. L. Kaiser, *Electromagnetic Compatibility Handbook*, CRC Press, 2004.

≡ 필자소개 ≡

정 기 범



1999년 2월: 국민대학교 전자공학과 (공학사)
 2001년 2월: 국민대학교 전자공학과 (공학석사)
 2002년~현재: 한양대학교 박사과정
 2004년~현재: EMC 기술지원센터 팀장
 [주 관심분야] EMC 설계 및 대책, PCB 설계기술, 시스템 EMC, 전자파수치해석

임 영 철



2001년~2005년: 이레전자 정보통신연구소 선임연구원
 2005년 11월~현재: EMC 기술지원센터 대리
 [주 관심분야] EMC 설계 및 대책, 회로 설계

정 연 춘



1984년 2월: 경북대학교 물리학과 (이학사)
 1986년 2월: 경북대학교 물리학과 (이학석사)
 1999년 8월: 충남대학교 전자공학 (공학박사)
 1985년 12월~2001년 5월: 한국표준과학연구원 전자기환경그룹 책임연구원,

그룹장

2000년 3월~2001년 2월: Univ. of York, Visiting Academics
 2001년 6월~2002년 2월: 익스펜전자(주) 중앙연구소장 부사장
 2002년 3월~현재: 서경대학교 정보통신공학과 교수
 [주 관심분야] EMI/EMC 측정 및 대책기술, 전자파재료