

1GHz~18GHz 대역의 전자파 차폐물질 측정방법 연구

2010. 11. 19.

전자파연구소
한국전자파학회

제 출 문

본 보고서를 「1GHz~18GHz 대역의 전자파 차폐물질
측정방법 연구」 과제의 최종보고서로 제출합니다.

2010 . 11 . 19.

연구책임자 : 박병권 (대림대학교)

연 구 원 : 박성욱 (충북테크노파크)

연 구 원 : 신국선 (충북테크노파크)

연 구 원 : 이상민 (충북테크노파크)

연 구 원 : 주상호 (충북테크노파크)

요 약 문

1. 과제명 : 1GHz ~ 18GHz 대역의 전자파 차폐물질 측정방법 연구
2. 연구 기간 : 2010. 4. 6 ~ 2010. 11. 19
3. 연구책임자 : 박 병 권
4. 계획 대 진도
가. 월별 추진내용

나. 세부 과제별 추진사항

- 1) 연구수행 계획 세분화 완료
- 2) 외국 1GHz-18GHz 대역의 전자파 차폐 재료 측정 관련 규격 및 논문조사
- 3) 1GHz-18GHz 전자파 차폐성능 측정방법 연구
 - 물질에 대한 전자파 차폐성능 측정을 위한 기본 원리파악 완료
 - Coaxial line을 이용한 측정법 검토 완료
 - Waveguide를 이용한 측정법 검토 완료
 - GTEM cell을 이용한 측정법 검토 완료
- 4) GTEM셀을 이용한 균일 자기장 형성 원리 및 TEM CELL 내부의 전자기장 형성 분포 검토 완료
 - GTEM cell 관련 논문 조사 및 요약정리
 - 시뮬레이션을 통한 TEM CELL 내부 전자기장 분포 검토
- 5) 1GHz-18GHz 대역의 전자파 차폐 재료 측정
 - 소형화된 Flanged Circular Coaxial Transmission Line 이용한 차폐효과 측정
 - 설계 및 제작된 Micro TEM Cell을 이용한 차폐 효과 측정

5. 연구결과

- 1) 선진국의 차폐물질 측정방법 동향 조사 및 분석
- 2) 1GHz-18GHz 대역의 전자파 차폐물질 표준 측정방

법 현황 및 기술동향 파악 및 분석

- 3) 1GHz-18GHz 대역의 전자파 차폐측정법의 원리 파악 및 응용 연구
- 4) 여러 시험 방법에 대한 장단점 파악 응용가능성 검토
- 5) ASTM 4935-10 규격 검토
- 6) Flanged Circular Coaxial Transmission Line을 이용하여 축소된 치구 설계 및 제작
- 7) Flanged Circular Coaxial Transmission Line을 이용하여 1GHz 이상의 차폐성능 측정
- 8) TEM CELL 측정 기구 제작 및 대역 특성 검토
- 9) TEM CELL 개구면을 이용한 차폐성능 측정

6. 기대효과

7. 기자재 사용 내역

시설·장비명	규격	수량	용도	보유현황	확보 방안	비 고
회로망 분석기	40MHz-65GHz		부품 재료 측정용	보유		
유전율측정치구	500MHz-18GHz					
Signal generator	250kHz-50GHz					
Spectrum analyzer	3Hz-26.5GHz					
HFSS, SIwave	고주파 및 pcb시뮬레이션툴					

최종보고서 초록

국문 초록

본 연구 보고서는 1GHz ~ 18GHz대역에서의 전자파 차폐물질의 표준 측정방법에 대한 기술 동향 및 관련 규격을 조사하였다. 또한 차폐효과 측정에 대한 기본 원리 및 치구 제작 기술을 고찰하면서 실제 제작되어 판매되고 있는 치구들을 조사하여 제시하였으며 제작가능성을 검토하여 시뮬레이션 후 동축선 형태의 프로타입 및 TEM cell 치구를 제작하여 실제 차폐율을 측정하여 보았다.

영문 초록

In this report, The standard and technique for Shielding effectiveness in the range of 1GHz ~ 18GHz are stated. In addition to while considering the principal and technique of shielding effectiveness measurement, some products for 1GHz ~ 18GHz is presented. After simulating, prototype circular coaxial transmission line holder and TEM cell for 1GHz ~ 6GHz is fabricated and measured the shielding effectiveness.

색 인 어	한글	전자파 차폐효과, 전자파 차폐율, 평면형물질
	영문	Electromagnetic shielding effectiveness, planar materials

SUMMARY

본 보고서에서는 물질의 차폐효과(SE)를 측정하는 기본 원리 및 측정 방법, 관련 치구등에 대해 조사 분석 하였고 1 GHz 이상 대역에서 차폐효과를 측정할 수 있는 Flanged Circular Coaxial Transmission Line Holder 및 TEM cell을 이용한 측정방법을 연구하였다.

우선 Flanged Circular Coaxial Transmission Line Holder를 1 GHz 이상 대역에서 사용할 수 있도록 축소 설계하여 차폐 효과를 측정하는 방법으로는 시뮬레이션 결과 치구의 반사계수 및 전달계수는 우수한 성능을 가지고 있음을 확인하였고, 개발된 치구를 이용하여 차폐율을 측정할 경우 약 70dB 정도의 동작 범위를 확보할 수 있는 것을 확인하였다.

다음으로 균일 전자기장과 광대역에서 동작하며 일정한 전자장 분포를 가지는 TEM cell을 이용한 차폐 측정방법을 연구하였고 1GHz ~ 7GHz에서 동작하는 치구를 제작하여 Pre-Amp나 Power Amp 없이 20 ~ 40dB의 동작 범위를 가지고 있음을 확인하였다.

목 차

제 1 장 서 론	1
제 2 장 전자기장 차폐효과	3
제 1 절 전자파의 차폐 재료 성능 평가	3
제 2 절 전자파 발생 차폐 기술	4
1. 전자파 발생 차폐 기술	4
2. 차폐효과 성능 계산	8
3. 쉘쿠노프 (Schelkunoff) 이론	11
제 3 절 전자파 차폐 물질과 차폐 성능	16
제 3 장 차폐율 (Shielding Effectiveness) 측정	18
제 1 절 MIL-DTL-83528C 규정에 의한 차폐효과 측정	18
제 2 절 Dual TEM Cell(DTC)을 이용한 차폐 효과 측정	20
제 3 절 GTEM Cell을 이용한 차폐 효과 측정	22
제 4 절 사각도파관을 이용한 측정법	23
제 5 절 ASTM D 4935-10 규정에 의한 차폐효과 측정	25
제 4 장 Flanged Circular Coaxial Transmission Line을 이용한 차폐 특성 측정	30
제 1 절 1-18GHz 대역에서의 차폐 특성 측정을 위한 Flanged Circular Coaxial Transmissin Line 설계	30

제 5 장 TEM Cell 구성 요소의 설계 이론	36
제 1 절 구형 도파관의 차단주파수	36
제 2 절 TEM Cell의 특성 임피던스 분석	42
제 3 절 TEM Cell내의 전자계 형성에 따른 차단주파수 분석 ..	44
제 4 절 TEM Cell의 고차모드 차단 주파수	49
제 5 절 GTEM Cell 단면에서의 전계 세기 균일성	55
제 6 절 광대역에서 동작하는 TEM Cell 설계	62
제 6 장 결론	71
참고문헌	73

그 립 목 차

그림 2-1 전계영역에서의 반사효과	5
그림 2-2 자계영역에서의 반사효과	7
그림 2-3 차폐체에 입사하는 전자기파	9
그림 2-4 평면파에 대한 차폐 현상의 그림	11
그림 3-1 MIL-DTL-83528C 규격에 의한 차폐율 측정방법	19
그림 3-2 개구면을 통해 이어져있는 2개의 Cell	20
그림 3-3 한 개의 cell의 횡단면	21
그림 3-4 GTEM cell을 이용한 SE측정 장비 셋업	22
그림 3-5 사각도파관을 이용한 SE 측정장비	23
그림 3-6 Coaxial Holder를 이용한 자동 SE측정시스템 블록 다이어그램	26
그림 3-7 Flanged Circular Coaxial Transmission_line holder의 구조	27
그림 4-1 설계된 Flanged Circular Coaxial Transmission Line Holder	31
그림 4-2 설계된 Flanged Circular Coaxial Transmission Line Holder의 단면	31
그림 4-3 설계된 치구의 반사계수 및 전달계수의 시뮬레이션 결과	32
그림 4-4 내심과 외심 사이에서의 TEM 모드 시뮬레이션 결과	32
그림 4-5 제작된 Flanged Circular Coaxial Transmission Line Holder	33
그림 4-6 제작된 치구의 반사계수 및 전달계수의 측정 결과 (OPEN)	34
그림 4-7 제작된 치구의 반사계수 및 전달계수의 측정 결과 (CLOSE)	34
그림 5-1. 구형 도파관의 구조	38
그림 5-2. TEM CELL의 구조	44

그림 5-3. TEM Cell내의 고차모드 차단 주파수 특성곡선($1 \times 0.6 \times 2\text{m}$, $w=0.72\text{m}$)	52
그림 5-4. TEM Cell 단면에서의 모드별 필드 패턴	54
그림 5-5. GTEM Cell의 구조	57
그림 5-6. GTEM Cell 단면에서의 Electric Field Uniformity 특성	59
그림 5-7. 제안된 TEM CELL의 구조	63
그림 5-8. 제안된 TEM CELL의 반사손실 시뮬레이션 결과	64
그림 5-9. 측정된 TEM CELL의 삽입손실 및 반사손실	64
그림 5-10. 제안된 TEM Cell 단면에서의 모드별 필드 패턴	66
그림 5-11. 제안된 TEM Cell 이용한 차폐효과 측정 시스템	67
그림 5-12. 제안된 TEM Cell 이용한 차폐효과	68
그림 5-13. 7GHz이상에서 차폐율 측정을 위한 TEM Cell	69
그림 5-14. 제안된 TEM Cell의 반사손실 및 전달계수	70

표 목 차

표 2-1. 탄소나노섬유나 탄소나노튜브의 특성	17
표 5-1. Symmetric TEM Cell의 차단주파수($a=3.05$, $b=3.65$, $g=1.02[m]$) ..	50
표 5-2. Symmetric NBS Cell의 정규화된 차단 주파수 $2a/\lambda_c$ ($a/b=2$)	53
표 5-3. Symmetric NBS Cell의 차단주파수($a=1.5$, $b=1.5$, $g=0.26[m]$)	53
표 5-4. 여러 종류의 TEM Cell의 구조	60
표 5-5. 여러 종류의 TEM Cell의 성능 비교 분석표	61

제 1 장 서 론

최근 마이크로파 중계에 의한 다중통신 기술의 발달, 이동물체의 전파 유도 기술의 고도화 등, 전자공학 및 통신공학의 급격한 발달로 인한 RF 이용의 급격한 증가에 따라 사용 전자파의 주파수는 점차로 높아진 반면, 전자 장비간의 설치 간격은 점차로 좁혀졌다. 이에 따라 불요 복사는 쉬워지게 되었고, 이웃의 전자 장비에 간섭 신호나 잡음을 발생하여 해로운 영향을 주거나 또는 이웃 장비로부터 영향을 받는것이 비일비재하게 되었다. 이러한 전자파 간섭(EMI)이 없도록 하고 또 전자파 간섭에 대해서도 적절한 내성(EMC)을 가지도록 전자 장비를 설계 및 제작하는 것이 최근 필수적인 요건이 되었고, 이를 위해서 측정평가의 정확성을 높이고 불요 복사 방지 등에 필요한 차폐 재료 및 차폐 기술 개발의 필요성이 대두되고 있다.

차폐는 복사되는 에너지를 특정 지역내에 국한시키거나 또는 특정 지역에 진입하는 것을 막는 것을 그 목적으로 한다. 차폐(Shield)는 고형체(Solid), 비고형체, 케이블등과 같은 편조체의 형태들이 있을 수 있다. 금속들은 더욱 더 다양하고 예측하기 어려운 물질들로 바뀌어 지고 있으며 그 결과 물질의 차폐효과를 측정하는 신뢰할 수 있는 방법들이 필요하게 되었다. 예를 들면 전자부품들 중 전자기파의 영향으로부터 보호 또는 불필요한 전자기파의 방출을 막기 위해 금속 상자가 필요하게 되는데 플라스틱 자체만은 전자기파를 잘 투과시키기 때문에 전자파 투과를 막기 위해 플라스틱에 전도성 스프레이, 몰딩과정 중 금속섬유의 주입, 아연 아크 스프레이, 전기도금과 비접착성 도금, 박막삽입 그리고 다른 금속피복 과정들을 거치게 된다. 이렇게 차폐와 관련되는 비용은 아마 생산비용의 10%를 넘을 것이다. 따라서 차폐방법들 중에서 특이 큰 생산품 제조가 계획되는 곳에서는 그 제품에 가장 적당하게 적용되는 효과적인 방법을 선택하는 것이 중요하다. 이 모든 경우는 차폐효과

는 차폐효과(Shielding Effectiveness : SE)로 특정지어진다.

SE는 차폐재료로 인하여, 감소되는 전자계의 세기(Field Strength)이다. SE는 재료의 종류와 두께, 측정 주파수, 전원(안테나와 같은 방사체)과 차폐막과의 거리 및 형태에 따라 달라진다.

금속재료의 전자파 차폐효과는 Schelkunoff[4]의 이론에 의해 쉽게 예측할 수 있다. 그러나 근래에 들어 급속히 금속재료를 대체하고 있는 복합재료의 경우, 금속재료와 달리 전기적 특성을 명확히 알 수 없기 때문에 재료의 전자파 차폐효과를 이론적으로 예측할 수 없고, 측정에 의해서만 성능이 파악되는 어려움이 있다. 이에 산업체에서는 전자파 차폐효과 측정법에 관심을 기울이기 시작하였고, 미 국립 표준기술연구원(NIST)와 재료시험협회(ASTM) 및 미국 국방성(MIL-STD)등에서 표준화된 시험 방법을 제안하고 있다. 이러한 시험 방법은 각종 외장재의 전자파 차폐효과의 상대적 우위를 판단하는데 사용될 수 있다.

본 연구는 1 GHz 이상대역에서 전자파차폐 성능 측정을 위하여 GTEM 내부에서 소형의 마이크로 TEM셀을 이용하는 방법과 Wave Guide를 이용한 차폐측정 방법의 한계인 광대역성을 개선하기 위한 방법을 연구하여 어떤 방법이 보다 효율적이고 실험 가능한지에 대한 연구를 목표로 한다.

제 2 장 전자기장 차폐효과

제 1 절 전자파의 차폐 재료 성능 평가

전형적인 전자파 차폐효과 측정법은 일정한 송신전력에 대해 차폐 재료가 놓여 있을 때(P_r')와 없을 때(P_r)에 수신되는 수신 전력의 차를 측정함으로써 쉽게 결정할 수 있게 된다. 이때의 수신전력 값의 비는 삽입손실(IL)로서

$$IL = 10 \log (P_r / P_r') \quad (2-1)$$

와 같이 표현된다. 따라서 전자파 차폐 메카니즘 (흡수, 반사, 내부 다중 반사)에 관계없이 단지 입사하는 전자파에 대해 투과되어 전달되는 전자파의 비로 표현됨을 알 수 있다. 측정시스템 역시 측정치구 내에 시편이 있을 때와 없을 때에 수신되는 전력을 각각 측정하여 두 값의 차를 결정하는 과정을 포함한다.

오늘날 선진외국에서 전자파 차폐 재료의 성능을 평가하기 위해 사용하는 주요 측정법에는 크게 두 가지로 나눌 수 있다. 하나는 사용되는 측정 치구에 맞게 재료를 편평하고, 얇게 시편으로 제작하여 측정하는 방법이며, 다른 하나는 재료를 실제로 사용되는 구조물의 형태로 제작하여 특성을 측정하는 방법이다. 여기에서 제작된 구조물을 사용하는 방법은 구조물 내부에 안테나를 설치하고 전자파를 복사시킴에 따라 구조물의 벽면을 통해 누설되는 전자파를 안테나 또는 프로브를 이용하여 감지하는 측정방법이다. 이러한 방법은 평가하고자 하는 재료를 사용하여 최종적으로 만들어지는 구조물을 근사적으로 묘사하기 때문에 실제 상황에 가장 근접하는 측정결과를 얻을 수 있는 장점이 있지만, 구조물을 만들 때 들어가는 각종의 인입구, 구조물의 구조적 특성 등에 의해 전자파 차폐특성이 크게 영향을 받기 때문에 재료 자체의 특성을 보기

에는 어려움이 있다. 또한 이러한 방법은 제품의 외장 구조물을 설계하는 단계에서 사용할 예정의 모든 재료에 대해 구조물을 만들어야 하는 어려움이 있다.

제 2 절 전자파 발생 차폐 기술

1. 전자파 발생 차폐 기술

차폐효과는 이론상 흡수손실, 반사손실, 수정요소의 합으로 나타낸다.

$$S = A + R + B \quad (2-2)$$

여기서 A는 흡수손실, R는 반사손실(Reflective loss), B는 다중반사손실(multiple reflection factor < 0)이며 손실은 차폐측면에서 효과이다. 또한 실측에 의한 차폐효과는 차폐실 개방시의 수신 신호레벨[dBm]과 차폐시의 신호레벨[dBm]의 차로 나타낸다.

도체표면에 작용하는 전자계에 의해 그 부분에 흐르는 높은 주파수의 전류는 표면에서 내부로 들어감에 따라 감쇄하는데 파가 감쇄 물질 내에서 36.8% 줄어드는 깊이를 표피깊이 δ 로 정의하며 식 (2-3)와 같다.

$$\delta = \frac{1}{a} = \sqrt{\frac{2}{w\mu\sigma}} \quad (2-3)$$

여기서 a는 표피깊이의 역수로 전도체에서 $a = \sqrt{\frac{w\mu\sigma}{2}}$ 이며 주파수 (ω), 투자율 (μ), 그리고 도전율 (σ)에 비례한다. 따라서 표피깊이가 주파수 증가의 평방근에 반비례하여 감소하므로 흡수효과는 증가한다.

차단체를 통과한 영역에서의 전기의 세기 E_1 은 식 (2-4)과 같이 표현되며 자계에서도 동일하게 적용된다.

$$E_1 = E_0 e^{-t/\delta} \quad (2-4)$$

여기서 E_0 은 차단체를 통과하기전 전계의 세기이며 t 는 시간이다.

반사손실은 대기와 금속(모든 경계)의 임피던스 불일치 때문에 발생하는데 전·자계원에 의한 근접장내에서의 임피던스 값에 따라 그 효과는 크게 차이난다.

다음의 식(2-5)는 Near field 와 Far field의 각 주파수별 경계지점을, 식(2-6)은 자유공간내의 평면파 임피던스를 나타낸다.

$$r = \frac{\lambda}{2\pi} [\text{m}] \quad (2-5)$$

$$Z_w = \left[\frac{E}{H} \right] = 120\pi = 377\Omega \quad (2-6)$$

전계의 경우 금속판의 임피던스가 낮으므로 임피던스가 높은 전계와는 매칭이 어렵다. 따라서 반사손실이 크게 발생하는데 도전체의 고유 임피던스가 더 작을수록 차폐는 좀 더 효과적이다.

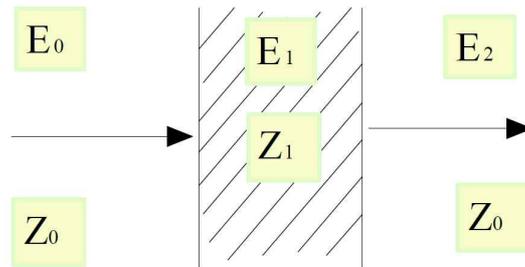


그림 2-1 전계영역에서의 반사효과

그림 2-1은 전계영역에서 차단체 내부의 전계세기 E_1 과 차단체를 투과한 전계세기 E_2 를 나타낸 것으로 각각의 전계세기 E_1 , E_2 는 식(2-7), 식 (2-8)과 같이 나타낸다.

$$E_1 = \frac{2Z_0}{(Z_0 + Z_1)} E_0 \quad (2-7)$$

$$\begin{aligned} E_2 &= \frac{4 Z_0 Z_1}{(Z_0 + Z_1)^2} E_0 \quad (2-8) \\ &= \frac{4Z_1}{Z_0} E_0 \quad (Z_1 \ll Z_0) \end{aligned}$$

따라서 전계영역의 반사손실 R_E 는 식 (2-9)이 된다.

$$R_E = 20 \log \frac{Z_0}{4Z_1} \quad (2-9)$$

여기서 R_E 값이 커지기 위해서는 Z_1 이 작아야 하는데 Z_1 은 식 (2-10)에서 알 수 있는 것처럼 주파수 증가의 평방근에 비례하므로 반사효과 R_E 는 저주파에서 작음을 알 수 있다.

$$Z_1 = \sqrt{\frac{w\mu}{\sigma}} \quad (2-10)$$

자계영역의 반사손실은 전계에 비해 다소 적으며 일반적으로 금속판의 임피던스가 낮으므로 임피던스가 낮은 자계와는 매칭이 잘된다. 따라서 반사효과가 작아 모두 투과되는데 이때 전류에 의해 생성된 자속을 통하기 어렵게 만들기 위해 페라이트(ferrite) 류의 투자율이 큰 강자

성체를 이용해 자계의 차폐효과를 높인다.

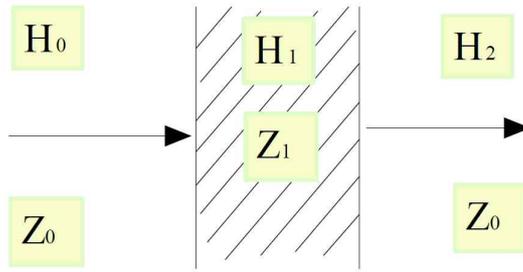


그림 2-2 자계영역에서의 반사효과

그림 (2-2) 에서와 같이 차폐체를 투과한 자계의 세기 H_2 는 식 (2-11)과 같다.

$$H_1 = \frac{4Z_0Z_1}{(Z_0 + Z_1)^2} H_0 \quad (2-11)$$

따라서 자계영역의 반사손실 R_H 은 식 (2-12)와 같으며

$$R_H = 20 \log \frac{Z_0}{4Z_1} \quad (2-12)$$

자계의 반사효과는 주파수 증가에 따라 선형적으로 증가한다.

보정율은 저주파에서 차단체를 투과한 자계의 임피던스와 차단체의 임피던스가 같다면 식 (2-13) 과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} H_1 &= \frac{2Z_0}{(Z_0 + Z_1)} H_0, & Z_1 \gg Z_0 \\ &= 2H_0 & Z_1 \ll Z_0 \text{ 일때} \end{aligned} \quad (2-13)$$

식 2-2의 자계의 수정요소 B를 식으로 나타내면 식 (2-14)과 같다. 이때의 값 B는 차폐효과를 떨어뜨리는 자계의 수정요소이며 값은 항상 음수이다.

$$B = 20 \log (1 - e^{-2t/\delta}) \quad (2-14)$$

2. 차폐효과 성능 계산

차폐효과의 계산은 입사되는 에너지(E_i)와 투과 또는 전도되는 에너지(E_t)와의 데시벨(dB) 값으로 아래와 같이 표시한다.

$$SE = 20 \log_{10} \left(\frac{E_t}{E_i} \right) dB \quad (2-15)$$

에너지 보존법칙에 따라 입사되는 에너지(E_{in})는 차폐물질표면에서 반사, 굴절, 또는 침투 깊이에 따라 내부로 흡수되는 에너지(E_r, E_i)와 차폐물질 안에서 전도 되거나 투과된 에너지(E_{out})에 합이 되며, E_r 에 해당하는 에너지 또한 투과되거나 전도되지 않은 에너지가 되므로 차폐제의 물성적 특징으로 차폐효과에 해당된다.

$$E_{in} = (E_{r1} + E_{t1} + E_{r2}) + E_{out} \quad (2-16)$$

여기서 양도체인 차폐재료의 전도도(σ)와 전파상수(γ)를 고려하면, E_{in} 가 차폐벽면 왼쪽에 닿자마자 불연속면에 접하게 되며, 약간에 에너지가 반사되고(E_{r1}), 일부 에너지가 차폐물질내로 침투하게 된다(E_{t1}). 침투에너지는 더 나아가 오른쪽 경계면에서 일부는 반사(E_{r2})되고, 일부는 흡수되어 열에너지로 전환되고, 나머지 에너지는 투과(E_{out})되는데, E_{r2}

는 다시 왼쪽 경계면에서 반사(다중 반사)되어 총 투과 에너지에 합하게 된다. 그러므로 차폐효과는 반사손실(reflection loss)과 흡수손실(absorption loss), 다중반사손실(multiple reflection loss)등을 고려하여 계산된다.

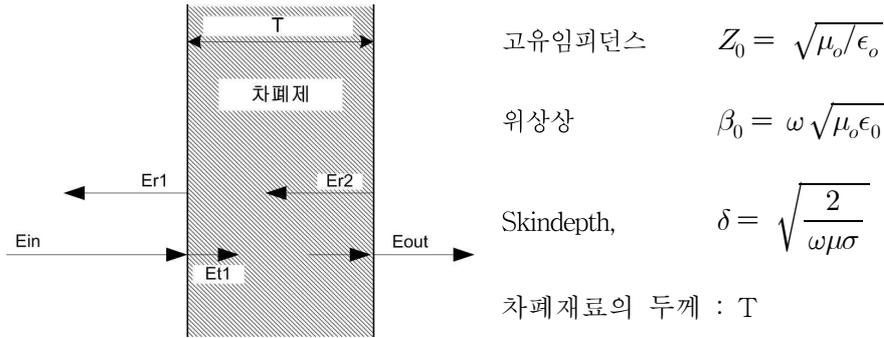


그림 2-3 차폐제에 입사하는 전자기파

$$\frac{\overline{E}_i}{\overline{E}_t} = \frac{(Z_0 + Z)^2}{4Z_0 Z} \left[1 - \left(\frac{Z_0 - Z}{Z_0 + Z} \right)^2 e^{-2T/\delta} e^{-2\beta T} \right] e^{T/\delta} e^{j\beta T} e^{-j\beta_0 T} \quad (2-17)$$

$$SE = 20 \log \left| \frac{Z_0}{4Z} \right| + 20 \log e^{T/\delta} |1 - e^{-2T/\delta(1+j)}| \quad (2-18)$$

$$\overline{E}_t = \overline{E}_i \frac{2Z}{Z_0 + Z} \quad (2-19)$$

$$\left| \frac{\overline{E}_i}{\overline{E}_t} \right| = \left| \frac{Z_0 + Z}{2Z} \frac{Z_0 + Z}{2Z_0} \right| = \left| \frac{(Z_0 + Z)^2}{4Z_0 Z} \right| \quad (2-20)$$

$$\left| \frac{\overline{E}_i}{\overline{E}_t} \right|_{reflection} = \left| \frac{Z_0}{4Z} \right| \quad (2-21)$$

차폐벽면이 양도체인 경우와 $\delta \ll T$ 인 경우에는, $Z \ll Z_0$ 이므로, (2-20)식으로 단순화 되며, 투과 에너지 (2-21)식과 반사손실 성분 (2-22)식과 양도체인 경우에는 $Z \ll Z_0$ 이므로 (2-2)식이 된다. 따라서, 전기장 차폐는 왼쪽벽면에서 가장 크며, 자기장에 차폐는 $E = B \times Z$ 를 대입하면, 차폐벽면의 두께에 따라 자기장 차폐성능이 달라짐을 알 수 있다.

$$E_t = (1 + S_{22})S_{12}\tau - S_{11}S_{12}S_{22}\tau^3 (1 + S_{22}) \quad (2-22)$$

$$\{1 - \tau^2 S_{11}S_{22} + \tau^4 S_{22}^2 - \dots\}$$

$$S_{11} = (Z - Z_0)/(Z + Z_0), \quad (2-24)$$

$$S_{12} = 2Z/(Z + Z_0),$$

$$S_{22} = (Z_0 - Z)/(Z_0 + Z)$$

$$SE = 20 \log \left| \frac{E_i}{E_t} \right| = 20 \log \left| \frac{1 - \tau^2 S_{22}^2}{\tau(1 - S_{22}^2)} \right| \quad (2-25)$$

투과 신호(E_t)는 반사계수들의 합으로 정리할 수 있으며, 여기서, 차폐효과는 (2-25)식이 된다. 이 공식은 반사, 감쇠 및 다중반사 값 등을 포함한 차폐효과 값이 된다.

로 표시된다.

여기서,

$$\rho_{am} = \frac{Z_m - Z_w}{Z_m + Z_w} = \frac{1 - \frac{Z_w}{Z_m}}{1 + \frac{Z_w}{Z_m}} = \frac{1 - K}{1 + K} \quad (2-27)$$

는 공기에서 금속 경계면으로 입사하는 전자파의 반사 계수(공기에서 금속으로 전파)이다.

$$\rho_{ma} = \frac{Z_w - Z_m}{Z_w + Z_m} = \frac{\frac{Z_w}{Z_m} - 1}{\frac{Z_w}{Z_m} + 1} = \frac{K - 1}{K + 1} \quad (2-28)$$

는 금속에서 공기 경계면으로 입사하는 전자파의 반사계수(금속에서 공기로 전파)이다. 여기서 $K (= Z_w / Z_m)$ 는 파동임피던스와 재료와 특성 임피던스의 비이며, $\gamma = (\alpha + j\beta)$ 는 차폐 재료 내부에서의 전파 상수, α 는 감쇄 상수이며 $\beta (= 2\pi/\lambda)$ 는 위상 상수를 나타낸다.

따라서 위의 식을 다시 정리하면

$$\Gamma_T = e^{at} \frac{4K}{(1-K)^2} \left[1 - \left(\frac{K-1}{K+1} \right)^2 e^{-2\alpha l} \right]^{-1} \quad (2-29)$$

이 된다.

이것을 대수 단위로 변환하여 전자파 차폐효과(SE : Shielding effectiveness)로 표현하면

$$SE(dB) = 20 \log \left(\frac{1}{\Gamma_T} \right)$$

$$= 20 \log \left[e^{at} \frac{(1+K)^2}{4K} \left\{ 1 - \left(\frac{K-1}{K+1} \right)^2 e^{-2rl} \right\} \right] \quad (2-30)$$

을 만족한다. 따라서 위의 식을 $SE_{dB} = A_{dB} + R_{dB} + B_{dB}$ 로 나누어 생각하면

$$\text{흡수손실, } A_{dB} = 20 \log e^{at} = 8.686at \quad (2-31)$$

$$\text{반사손실, } R_{dB} = 20 \log \frac{(1+K)^2}{4K} \simeq 20 \log \frac{Z_w}{4Z_m} \quad (K \geq 10) \quad (2-32)$$

$$\text{다중반사보정, } B_{dB} = 20 \log \left[1 - \left(\frac{K-1}{K+1} \right)^2 e^{-2rl} \right] \quad (2-33)$$

이 성립하며 B_{dB} 은 A_{dB} 이 클 때(15 이상)는 상대적으로 무시된다. 이 식에서 공간에서 입사하는 전자파에 대한 금속 차폐 재료의 경우를 고려하면

$$\alpha = \text{감쇠상수} \quad (2-34)$$

$$Z_m = (1+j) \sqrt{\frac{\pi f \mu}{\sigma}} = \text{금속의 특성 임피던스} \quad (2-35)$$

$$Z_w = k \sqrt{\frac{\mu_o}{\epsilon_o}} = \text{파동 임피던스} \quad (2-36)$$

여기에서,

$$k = \frac{\lambda}{2\pi r} \quad (\text{고임피던스, 전기장}) = \frac{2\pi r}{\lambda} \quad (\text{저임피던스, 자기장}) = 1 \quad (\text{원})$$

역장, 평면파)을 만족한다.

따라서 선택된 차폐 재료의 물리적 성질로부터 이들 값을 계산할 수 있으며, 결과적으로 A_{dB} , R_{dB} , B_{dB} 의 값을 얻을 수 있다. 전자파 차폐에 이용되는 재료의 흡수 손실은 재료의 두께와 물리적 성질에 의존하지만, 입사하는 전자파 성질에는 무관하며, 다음의 관계식에 의해 결정된다.

$$A_{dB} = 131.4 t \sqrt{f \sigma_r \mu_r} \quad (dB) \quad (2-37)$$

여기에서,

t = 재료의 두께 (mm)

f = 입사하는 전자파의 주파수 (MHz)

σ_r = 재료의 비전도율 (구리를 기준)

μ_r = 재료의 비투자율 (구리를 기준)

이다.

따라서 전자파 차폐를 위해 사용하고자 하는 재료의 흡수 손실은 주어진 두께에 대해 재료의 비도전율과 투자율에 따라 결정됨을 알 수 있다. 대부분의 금속 재료에서 높은 도전율을 가지는 경우는 비교적 낮은 비투자율을 가지며, 비교적 높은 비투자율을 가지는 재료는 상대적으로 낮은 도전율을 가지는 경우가 보통이다. 주어진 두께에 대해 철과 같은 자성 재료는 구리나 은과 같은 비자성 재료보다 큰 흡수 특성을 가지며, 일반적으로 입사하는 전자파의 주파수가 증가함에 따라 흡수 손실이 증가하게 된다.

그러나 대개의 방송 주파수 대역에 해당하는 주파수를 가지는 전자파의 경우, 흡수 손실에 비해 입사하는 전자파의 성질에 의존하는 반사 손실에 크게 의존하게 되며, 원역장에서의 평면파의 전자파 반사손실은 다음의 관계식에 의해 결정된다.

$$R_p = 108.1 - 10 \log \left(\frac{\mu_r f}{\sigma_r} \right) (dB) \quad (2-38)$$

여기에서 R_p 는 원역장의 조건을 만족하는 평면파 반사 손실을 나타낸다.

평면파에 대한 반사 손실은 차폐 재료의 비도전율에 비례하며, 낮은 주파수에서 크고 주파수가 증가함에 따라 줄어든다. 근역장에서는 전파원의 종류에 따라 전기장 또는 자기장의 효과가 상대적으로 커지게 되며, 이들 각각의 경우를 따라 구별해서 취급해야 한다. 주어진 두께에 대해 차폐 재료의 특성 임피던스는 재료의 도전율에 대한 비투자율의 비에 직접적으로 관계되며, 따라서 입사하는 전자파의 임피던스와 차폐 재료의 임피던스의 차가 커지 커지면 커질수록 반사는 커지고, 좋은 차폐 성능을 가지게 된다.

낮은 임피던스를 가지는 근역장의 경우, 평면파에 비해 자기장의 성격이 강하게 나타나며, 입사하는 전자파의 반사손실은 다음 식에 의해 결정된다.

$$R_M = 74.6 - 10 \log \frac{\mu_r}{f \sigma_r v^2} (dB) \quad (2-39)$$

여기에서 R_M 은 근역장의 저임피던스 자기장 반사손실, v 는 전파원에서 차폐 재료까지의 거리 (m)을 나타낸다.

일반적으로 자기장의 차폐는 주파수가 증가하여 평면파가 될 때까지 주파수가 증가함에 따라 증가하며, 낮은 주파수에서 흡수 손실과 반사 손실 모두 작은 값을 가진다. 그러나 흡수 손실은 차폐 재료의 두께를 모두 두껍게 하고 높은 비투자율을 가지는 재료를 사용함으로써 증가시킬 수 있다. 주파수가 낮아질수록 자성 재료에 의해서만 자기장을 차폐할 수 있으며, 높은 주파수에서는 반사 손실과 흡수 손실 모두 증가하므로 재료의 선택이 그리 중요하지는 않다.

높은 임피던스를 가지는 근역장의 경우, 평면파에 비해 전기장의 성격이 강하게 나타나며, 입사하는 전자파의 반사 손실은 다음 식에 의해 결정된다.

$$R_E = 141.7 - 10 \log \frac{\mu_r f^3 v^2}{\sigma_r} \quad (\text{dB}) \quad (2-40)$$

여기에서, R_E 는 근역장에서 고임피던스 자기장 반사 손실을 v 는 전파원에서 차폐재료까지의 거리를 나타낸다.

높은 도전율을 갖는 재료일수록 전기장의 반사 손실은 커지며, 따라서 좋은 성능의 전자파 차폐 효과를 얻을 수 있다. 그러나 이러한 반사 손실은 주파수가 증가함에 따라 줄어들게 된다. 위의 식으로부터 전자파 차폐를 취해 사용하고자 하는 재료의 물리적 성질과 입사하는 전자파의 특성으로부터 재료의 전자파 차폐 효과를 얻을 수 있음을 알 수 있다.

제 3 절 전자파 차폐 물질과 차폐 성능

차폐재는 주로 전자기적 성질이 좋은 금속 - 구리, 철, 니켈, 알루미늄, 주석, 아연, 금, 은 등이 각광받고 있었다. 그러나 금속은 무겁고 차폐 재료로 사용할 경우 가공성이 나쁘고 부식을 일으킨다는 문제가 있어 이를 대체할 수 있는 소재로서 전도성 고분자가 제안되고 있다. 그러나 전도성 고분자는 열적 안정성이 취약하고, 전도도가 금속에 비해 낮다는 단점이 있다. 최근 도전성과 차폐율을 높이기 위해 다양한 전도성 복합체가 검토되고 있다. 특히 기계적, 전기적 성질이 우수한 탄소나노섬유나 탄소나노튜브를 복합체의 필러로 이용하는 연구가 활발히 이루어지고 있다. 탄소나노튜브의 경우 탄소나노섬유에 비해 전기적 성질이 아주 우수하기 때문에 산업적으로 많은 관심을 불러일으키고 있다. 표 2-1에서는 이에 대한 특성을 보이고 있다.

표 2-1. 탄소나노섬유나 탄소나노튜브의 특성

Properties		Graphite Nanofiber	Carbon Nanotube
Density		1.8 ~ 2.2 g/m ³	> 1.0 g/m ³
Electronic Property		Semimetal	Metal/Semiconductor
Interlayer Spacing		3.40 Å	3.38 ~ 3.41 Å
Electrical Properties	Resistivity	10 ⁻³ ~ 0.23 Ω/cm	10 ⁻⁴ ~ 10 ⁻⁵ Ω/cm
	Max. Current Density	1 ~ 202 A/m ²	1013 A/m ²
Structural Properties	Aspect Ratio	> 3,000 ~ 4,000	> 10,000
	BET Surface Area for N ₂	300 ~ 700 m ² /g	100 ~ 700 m ² /g
Thermal Conductivity		1000 ~ 2000 W/mK	1800 ~ 6000 W/mK
Elastic Properties	Young's Modulus	150 ~ 820 Gpa	~ 1,000 Gpa
	Max. Tensile Strength	1 ~ 3 Gpa	~ 30 Gpa

제 3 장 차폐율 (Shielding Effectiveness) 측정

전자파 차폐율을 측정하는 방법으로 사용된 측정 표준은 IEEE STD 299(차폐실 차폐효과 표준측정방법)와 NAS-65-6, MIL-STD-285, ASTM D. 4935 (평면재료의 차폐효과 표준 측정시험방법), ASTM E. 1851(재배치구조물의 차폐효과 측정시험방법)등이 있다.

1969년경에 차폐효과 측정방법에 대하여 MIL-STD-285의 측정방법을 보완하기 위하여 IEEE-STD-299가 제정되었고, 1991년도와 2007년에 개정되었다. 그러나 IEEE-STD-299에서는 차폐효과의 대표 값과 최저 차폐효과 지점을 나타내는 방법이 충분하지 않으며, 차폐효과 측정에 장시간이 소요된다는 점과, 측정시스템의 활용에서도 NSA-65-6에서는 송신 시스템이 차폐실 안에 위치하여 전자기장 에너지를 방사하는 반면에, IEEE- STD-299에서는 수신시스템이 차폐실 안에 위치하여, 수신레벨을 검파하는 설치와 측정방법에서의 차이가 있다.

ASTM(American Society For Testing and Materials : 미국시험재료협회) 표준방법은 평면재료의 전자파 차폐 효과 측정을 위한 표준 시험 방법으로 Flange형 원통모양의 치구를 이용하여 측정하며 자세한 내용은 ASTM D 4935-99에 기술되어 있으나 현재 폐지되고 ASTM D 4935-10의 새로운 규격이 발표되었다.

제 1 절 MIL-DTL-83528C 규정에 의한 차폐효과 측정

MIL DTL 83528C에서 소개된 차폐재료의 차폐율 측정 방법에 대한 모식도는 그림 (3-1)과 같다. 60cm 크기의 정사각형의 개구면에 존재하는 차폐재료가 개구면을 통하여 방사되는 RF 신호를 얼마만큼 감소시키는지를 확인한다. 이 측정방법은 20MHz이상의 RF 신호에 대하여 120dB이상의 동작범위(Dynamic Range)를 가지고 있으며 20MHz - 10GHz의 측정범위를 가진다.

개구면에 차폐재료가 존재할 때와 존재하지 않을 때의 측정에서 안테나의 위치나 기타 장비, 금속재질의 물체의 위치는 변하지 않아야 하며 부가적으로 안테나의 위치를 바꾸어(수신 안테나를 내부로 움직이고, 송신 안테나를 외부로 움직인다.) 측정한다. 측정시 밀폐공간은 안테나로부터 최소 1m가 떨어지도록 커야한다. 측정시 개구면에 이용된 플린지(Flange) 설계시의 오차는 차폐율 측정에 영향을 줄 수 있다.

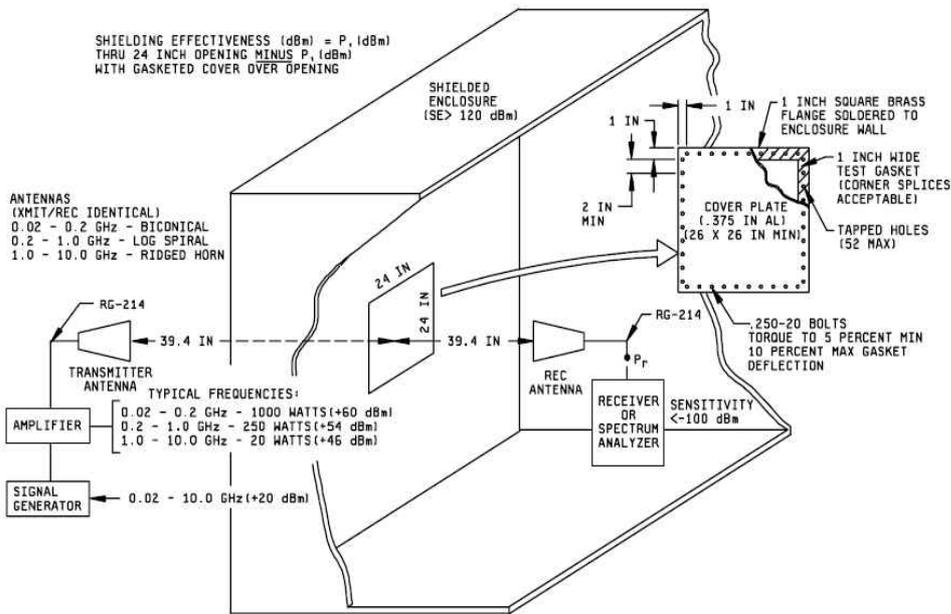


그림 3-1 MIL-DTL-83528C 규격에 의한 차폐율 측정방법

제 2 절 Dual TEM Cell(DTC)을 이용한 차폐 효과 측정

TEM cell은 보통의 50Ω 동축 케이블에 필적하는 50Ω의 확장된 직사각형 동축케이블의 섹션이다. 이것은 횡단면이 직사각형이라는 것만 제외하고는 앞서 논의되는 동축선 홀더들과 매우 유사하다.

그림 3-2은 공유되어 있는 개구면을 통하여 이어지는 2개의 cell들을 이용한 차폐효과 측정 방법을 나타낸 것이다.

전력은 구동 cell의 Port 1에서 공급되고 개구면을 통해 수신 cell로 전송된다. DTC는 주어진 하나의 입력신호와 2개의 출력신호(Port 2 와 3)를 가진다. 개구면은 비대칭하게 에너지를 2개의 출력포트에 연결한다. 이것은 일반적 전계와 경로를 벗어나는 자계에 대해 각각의 투과를 실험할 수 있게 한다. 다시 말하면 샘플에 대한 near_field 투과 특성을 알아볼 수 가 있게 된다.

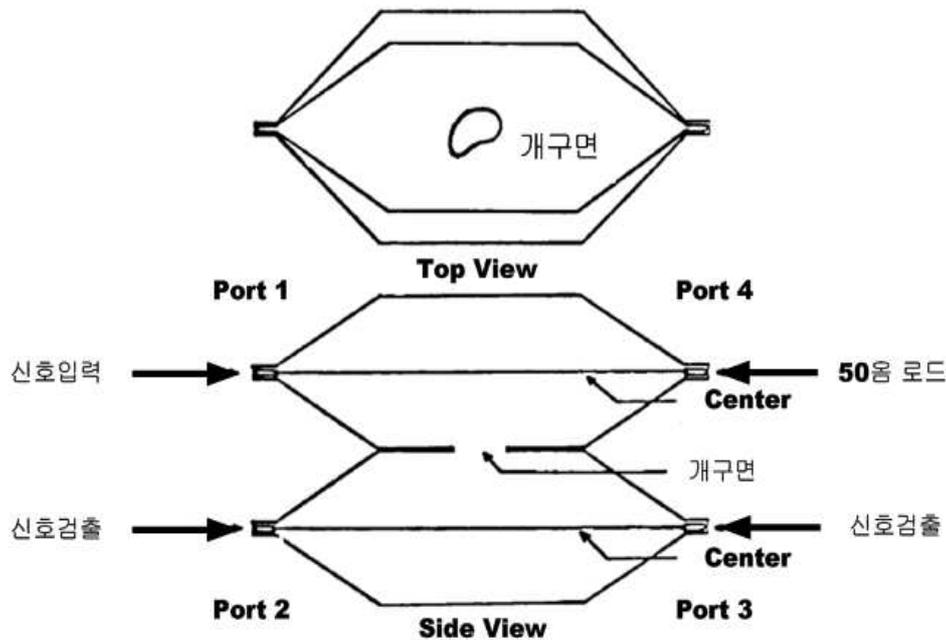


그림 3-2 개구면을 통해 이어져있는 2개의 Cell

그림 3-3은 한 개의 cell의 횡단면을 나타낸다. $a = 9\text{cm}$, $b = 6\text{cm}$, $g = 2.2\text{cm}$ 이다. 주파수 범위는 1MHz-1GHz정도이며 cell공명에 영향을 받는다. 동작범위는 50-60 dB정도이다. 1MHz에서 1GHz까지의 sweep 시간은 대략 30분 정도이다. 측정치구 자체가 전송전로역할을 하기 때문에 요구되는 입력파워가 낮으며 차폐된 상태이므로 주변 장치들에 전자기적영향을 받을 염려도 없다. 주된 어려움은 물질을 장착하는데 있어 접촉 임피던스들 최소화되고, 접지루프나 누설을 피하는 것이다. cell과 샘플을 봉하기 위해 개구면 주위에 RFI gasketing을 사용한다.

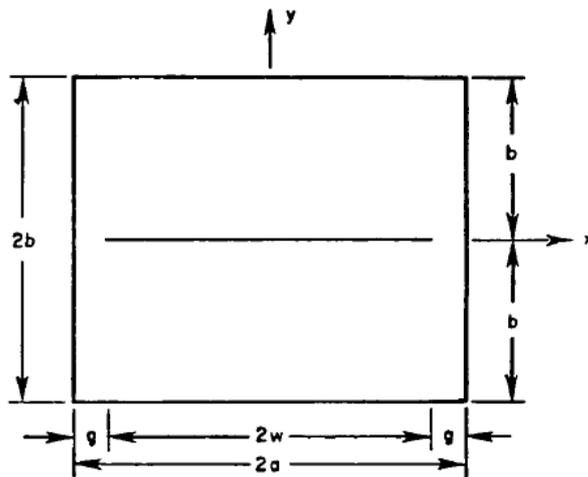


그림 3-3 한 개의 cell의 횡단면

제 3 절 GTEM Cell을 이용한 차폐 효과 측정

GHz대역에서 GTEM cell을 이용한 측정방법은 그림 3-4과 같으며 평면파에 대한 SE값을 측정하게 된다.

조사 결과 300MHz-5GHz대역에서 40dB의 동작영역을 가지고 800MHz-4GHz에서 50dB의 동작 영역을 가지는 GTEM cell을 이용한 차폐측정 시스템이 상용화 되어있다. 샘플은 1.5mm보다 얇은 평면형이어야 하며 크기는 100x100mm이고 장비 설치공간은 2.0m x 2.0m정도이다. 프리 앰프와 회로망 분석기만을 가지고 측정할 수 있는 시스템이다.

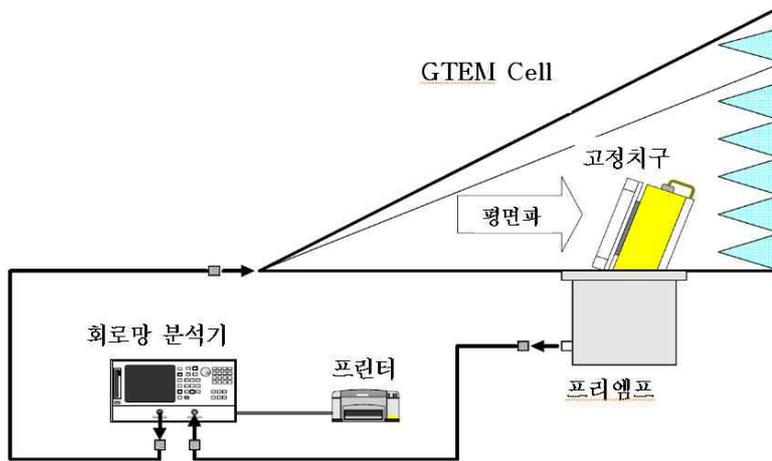


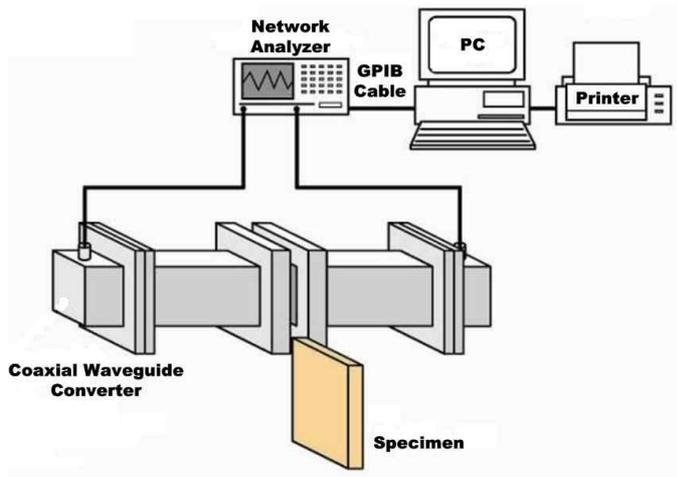
그림 3-4 GTEM cell을 이용한 SE측정 장비 셋업

제 4 절 사각도파관을 이용한 측정법

ASTM D4935의 측정법은 1.5GHz까지의 측정은 용이하지만 1.5GHz 이상에서 동축 라인의 차단 특성으로 인하여 측정이 제한된다. 측정 가능한 차단주파수를 증가시키기 위해서 플린지(홀더)의 크기는 작아져야 한다. [14,15]

IEEE논문 검색 결과 광대역 특성을 가지는 더블리지 도파관을 이용한 측정방법을 검토 할 수 있었다. 일반적으로 광대역의 차폐 효율 측정에는 광대역의 홀더가 필요하다. 논문에서 검토된 더블리지 도파관은 각각 1-3.5GHz, 3.5-10GHz대역을 가지며 이러한 요구사항을 충족한다. 도파관 안쪽 벽에 존재하는 더블리지는 일정한 부하로 동작하여 위상속도와 특성임피던스를 낮춘다.

각 치구는 $S_{11} < -20\text{dB}$ 를 만족하며 1-3.5GHz에서 300mm×10mm×75mm, 3.5-10GHz대역에서 60mm×15mm×40mm의 크기를 가진다. 또한 광대역 특성을 가지는 더블리지 도파관이 아닌 일반 사각도파관을 이용한 차폐치구는 제품화 되어 있으며 주파수대역별로 여러 크기로 사용된다. 장비 셋업 및 측정주파수대역별 측정치구는 그림 3-5와 같다.



(a) 장비셋업

Name	Model No.	Range of Freq. (GHz)	Inside Diam. (mm)	Specimen Size
Main Body	SEWR-770	0.96-1.60	195.6 × 97.8	Width and Depth are 100mm Lager Than Inside Diameter Size
	SEWR-430	1.60-2.60	109.2 × 54.6	
	SEWR-284	2.60-3.95	72.1 × 34.0	
	SEWR-187	3.95-5.85	47.6 × 22.1	
	SEWR-159	4.90-7.05	40.4 × 20.2	
	SEWR-137	5.85-8.20	34.9 × 15.8	
	SEWR-90	8.20-12.4	22.9 × 10.2	
	SEWR-62	12.4-18.0	15.8 × 7.90	
	SEWR-42	18.0-26.5	10.7 × 4.30	
	SEWR-28	26.5-40.0	7.10 × 3.60	
	SEWR-19	40.0-60.0	4.80 × 2.30	
	SEWR-12	60.0-90.0	3.10 × 1.60	
Measurement Software	DMP-12(1-40GHz)			
	DMP-13(40-90GHz)			
Scalar Network Analyzer				
Microwave / Millimeter wave Cable 1m × 2Set				
GPIB Cable	GP-01			

(b)주파수대역별 측정치구

그림 3-5. 사각도파관을 이용한 SE 측정장비

제 5 절 ASTM D 4935-10 규정에 의한 차폐효과 측정

차폐 물질에 관여하는 중요한 문제 중의 하나는 어떻게 입사 평면파를 차폐 할 것인가 이다. 관심의 대상이 평면파를 차폐하는 경우는 전 원으로부터 발생한 전자파가 Far-field의 경우를 생각하게 되는 것이다. SE 테스트에서 기본적으로 해야 되는 것은 전원과 수신되는 안테나와 고립된다. 실제로 Far-field 테스트를 샘플이 무한한 상태로 할 수 없기 때문에 이를 대체할 방법들이 필요하다.

그 중 한 가지 방법은 전송선로를 사용하는 것이다. 이는 전원과 수신안테나를 간단하면서 확실하게 고립시킨다. 또한 2개의 도체를 가지는 동축선의 경우 주 전파모드가 TEM모드이며 이는 자유공간에서의 평면파에 대한 차폐효과 측정시험에 유용하게 쓰일 수 있다.

이 측정방법의 가장 주요한 특징은 국제적으로 제시된 모든 차폐실험 방법 중에서 재현성이 가장 뛰어난 방법으로 여러번 다시 반복하여 측정하여도 거의 동일한 값을 얻을 수 있어 신뢰성이 가장 높다. 따라서, 이 방법은 국제적으로 가장 많이 사용되는 차폐 재료에 대한 표준 측정 방법이다.

따라서 Far-field SE를 테스트 하기위한 circular coaxial line holder가 발전하게 되었다. 일반적으로 사용되는 coaxial holder는 continuous-conductor(CC) 버전이다. Continuous-conductor Circular Coaxial line holder는 50Ω 동축선을 테이퍼지게 하여 확장해서 연결한 것이다. 크기는 내부도체와 외부도체가 각각 4.35cm와 9.90cm이다. 사용 주파수대역은 30MHz-1.4GHz정도 이며 동작 범위는 90-100dB정도 이다.

이 방법으로 측정할 때 샘플은 와서모양의 형태로 가공되고 동축선의 외심과 내심은 연속적으로 연결된다. 이 방법으로 측정할 때 자동화 된 측정시스템의 블록 다이어그램은 그림 3-6와 같다.

Coaxial holder transmission-line 회로 모델을 통해 SE값은 다음 식으로 표현 된다.

$$SE = 20 \log \left| 1 + \frac{Z_0}{2(Z_L + Z_C)} \right| \quad (3-1)$$

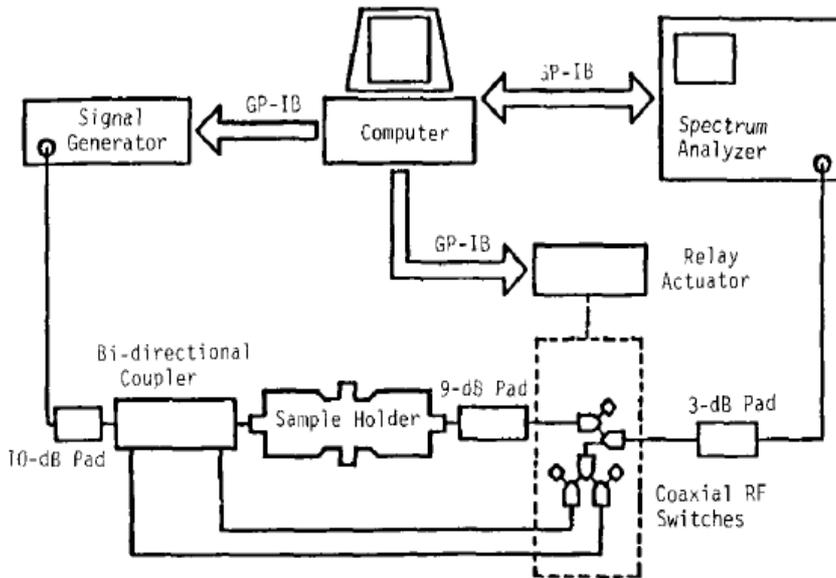


그림 3-6 Coaxial Holder를 이용한 자동 SE측정시스템 블록 다이어그램

여기서, Z_C 는 샘플과 홀더의 접촉저항인데 이 방법에서는 와셔모양의 샘플을 동축선 내부도체에 고정할 때 확실히 고정시켜줄 방법이 없어서 큰 값을 가지게 된다. 결과적으로 접촉저항은 수식적으로 검토해 볼 때 그 크기가 커질수록 SE값 측정의 정확도에 많은 영향을 끼친다. 실제로 Mylar에 위에 금이나 알루미늄층을 입힌 시료들과 같이 SE가 거의 정확하게 이론적으로 계산되어져 있어 기준샘플로 사용 할 수 있는 재료를 샘플로 측정해 보면 이 접촉 저항 때문에 이론적 계산값과 큰 차이를 보이게 된다. 따라서 샘플을 확실히 고정시킴으로서 접촉저항 값이 측정의 정확도에 끼치는 영향을 최대한 줄이기 위해 Flanged Circular

Coaxial Transmission_line holder를 개발하게 되었다.

Flanged Circular Coaxial Transmission line holder는 그림 3-7과 같은 구조로 되어있으며 이런 구조에서는 샘플을 확실히 고정시킬 수 있으므로 접촉저항 값을 줄일 수 있다. 앞서 설명한 Continuous-Conductor Circular Coaxial line holder와 비교해 보면 50Ω 동축선의 확장개념은 같으나 플랜지가 생기면서 샘플을 잡아주는 역할을 하게 된다.

플랜지가 생겨 샘플을 잡아주는 역할을 하지만 내부 도체나 외부도체의 연속성은 사라지게 되고 제작되는 샘플의 형상 또한 달라진다.

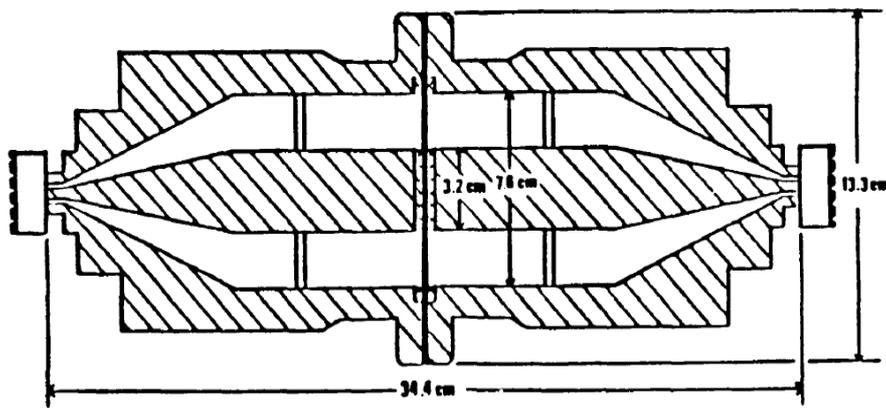


그림 3-7 Flanged Circular Coaxial Transmission_line holder의 구조

ASTM D4935에서 자세한 도면과 함께 소개 하고 있는 이 치구는 내부도체 직경은 3.2cm이며 외부도체직경은 7.6cm 플랜지 직경은 13.3cm 정도 이다. 동작 주파수 범위는 30MHz-1.5GHz정도 이며 동작 범위는 90-100dB정도이다.

이 방법에서 샘플은 Reference표본과 Load표본 두 가지가 필요하다. Reference시료에서 내부도체의 직경과 같은 원형샘플은 용량성 커플링을 유지하기 위한 것으로 장착하지 않고 측정하였을 때 측정의 정확도

를 떨어뜨린다. 샘플두께는 중요한 치수이다. 정확한 SE 측정 및 재현성을 위해서는 Reference표본과 로드 표본의 두께가 같아야한다. 이 방법에서는 평균 두께 차이가 $25\mu\text{m}$ 보다 작고 두 표본 사이의 두께 변화가 평균의 5%보다 작으면 두 개의 표본이 동일한 두께를 갖고 있다고 간주한다.

실제로 Mylar에 위에 금이나 알루미늄층을 입힌시료들과 같이 SE이 거의 정확하게 이론적으로 계산되어져 있는 샘플을 측정해 보면 Continuous-conductor Circular Coaxial Transmission line holder를 이용했을 때에 비해 이론값과 잘 일치한다.

시스템의 동적 범위는 금속의 load 표본을 사용할 시 reference 표본을 포함하는 최대 신호 레벨을 최소 신호 레벨과 비교함으로써 확인되어진다. 측정 시스템 감도의 더 낮은 경계는 감도의 기능과 수신기의 대역폭이다. 수신기의 대역폭을 줄이는 것은 탐지할 수 있는 레벨을 낮추지만 측정 시간은 늘린다. 커넥터 또는 케이블에서의 누출은 표본을 통해 가로지를 수 없는 병렬 신호 경로를 제공함으로써 시스템의 동작 범위를 줄일 것이다. 스텝 감쇠기가 최소한의 감쇠기 세팅에서의 변화와 일치하는 감지된 신호에서 변화를 야기하거나 스텝 감쇠기 자체가 누설 경로를 야기하지 않는다면 누출은 무시해도 좋고 위에서 측정된 동작범위는 맞는 것이다. 만약 레벨이 일치하지 않는다면 감쇠기는 동작범위를 측정하기 위해 일대일 일치가 될 때까지 증가되어야한다. 동축 커넥터에서의 누출이 커넥터의 질 뿐 아니라 커넥터를 조일 때 사용되는 토크의 양으로도 정해지기 때문에 연결을 꼭 재점검 되어야 한다.

이 방법을 사용 할 때 발생할 수 있는 측정 불확도에 대해 정리하면 아래와 같다.

고려되는 에러의 근원은 작동에러, 표본 에러, 측정시스템 에러이다. 작동 에러는 경험과 연습의 부족이나 부주의에 의해 일어난다. 표본 에러는 준비 또는 고유의 구조와 같은 표본 안에서의 불규칙 때문에 일어난다. 표면이 부드럽고 등방성이며 균일한 표본은 좋은 재현성을 보인다. 만약 reference 표본과 load 표본이 다른 두께라면 바이어스 에러가

발생된다. 두 개의 표본의 두께가 같지만 각 표본에 걸쳐 불규칙한 두께라면 랜덤 에러가 발생된다. 표본의 불균일성 또는 이방성은 크기와 배열과 기하학적인 배열에 의존하는 다양한 변화를 야기한다. 많은 표본의 타입에서의 측정 경험은 표면이 거칠 때를 제외하고는 측정된 데이터의 반복성이 기대된다.

측정 시스템 에러는 임피던스 불일치, 발생기의 불안정, 경로의 부족, 제한된 동적 범위, 제한된 주파수 범위, 수신기 에러에 의해 일어난다. 유경험이라는 점에서 숙련된 운영자는 적당한 주파수 범위, 시스템의 동적 범위 안에서 측정을 할 수 있고 측정 시스템의 동적 범위 안에서 누설 경로를 피할 수 있고 불일치를 피하기 위해 적당한 감쇠기를 사용할 수 있으며 입력 파워가 계속 유지되게 관찰하고 조절 할 수 있다. 그러면 측정 시스템 에러는 모든 에러의 많은 비중을 차지하지 않을 만큼 줄어들게 될 것이다.

제 4 장 Flanged Circular Coaxial Transmission Line을 이용한 차폐 특성 측정

제 1 절 1-18GHz 대역에서의 차폐 특성 측정을 위한 Flanged Circular Coaxial Transmissin Line 설계

1-18GHz대역에서 차폐 특성 측정을 위하여 ASTM 4935 규격에서의 Flanged Circular Coaxial Transmission Line Holder를 1-18GHz의 특성에 맞도록 치수를 축소하여 같은 방식으로 차폐율을 측정할 수 있다. 이는 동작 주파수가 높아지면서 파장이 작아지고 동축선에서 내심과 외심사이의 유전체를 공기로 하는 구조로 내심과 외심 사이의 간격 및 내심과 외심의 직경이 중요한 변수이며, 특성 임피던스를 50Ω을 유지하여 샘플을 장착하지 않는 상태에서 얼마나 에너지가 잘 통과하는지가 시스템에서의 동작범위를 결정한다.

따라서 기존에 보유하고 있는 SMA 커넥터와 제작될 치구를 연결하기 위해 보유하고 있는 SMA 커넥터의 치수를 조사 후 이 커넥터에 연결가능하면서 1-18GHz대역에서 샘플을 장착할 만큼의 내심 면적을 확보하기 위한 테이퍼 부분의 크기, 샘플 장착을 원활히 하기 위한 플랜지부분의 고정구조의 크기를 주요 변수로 하여, 이 대역에서의 에너지 전달율을 고려하였다.

다음 그림 1과 2는 시뮬레이션을 위하여 설계된 Flanged Circular Coaxial Transmission Line Holder을 나타낸다. 그림 3은 시뮬레이션 결과 전달계수와 반사계수를 확인하였다. 또한 그림 4는 단면에서의 TEM모드에서 전계 및 자계를 확인하였다.

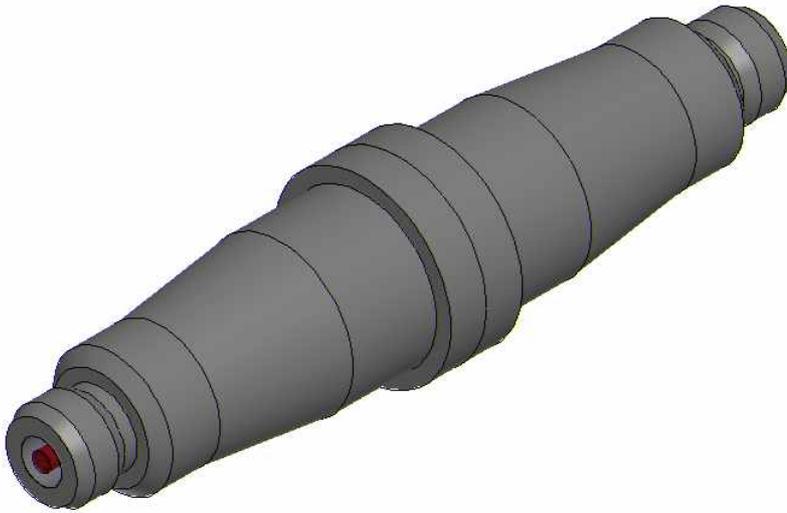


그림 4-1 설계된 Flanged Circular Coaxial Transmission Line Holder

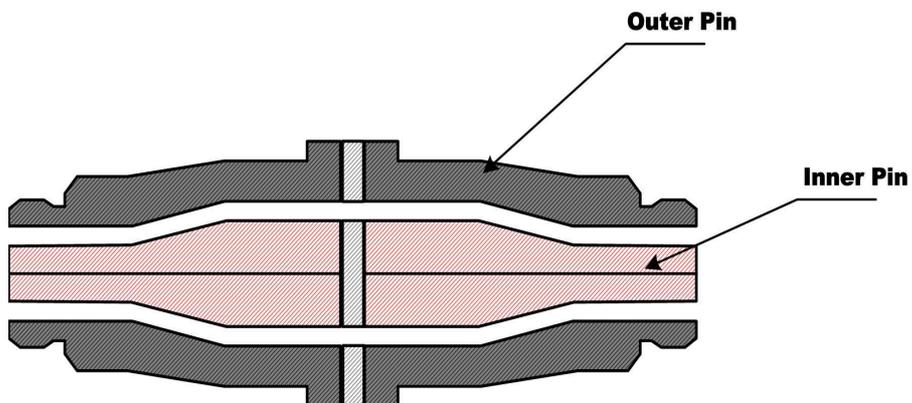


그림 4-2 설계된 Flanged Circular Coaxial Transmission Line Holder의 단면

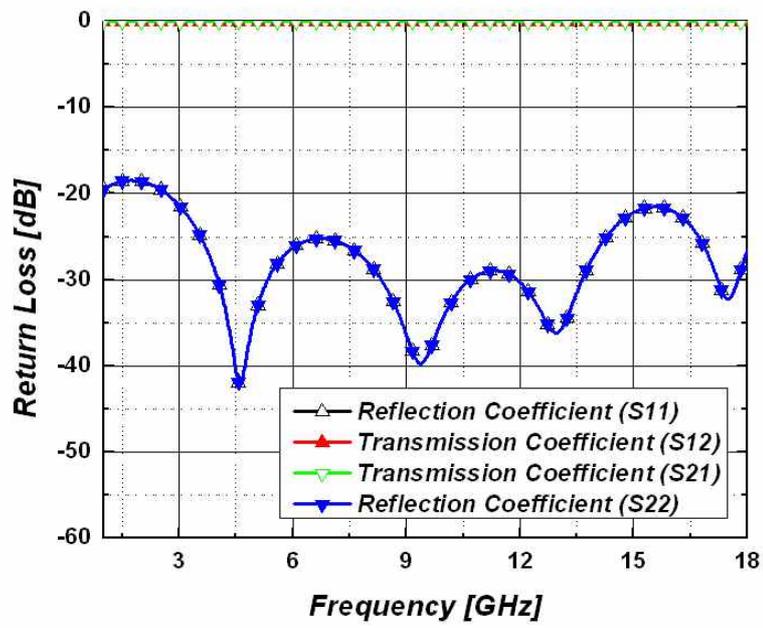


그림 4-3 설계된 치구의 반사계수 및 전달계수의 시뮬레이션 결과

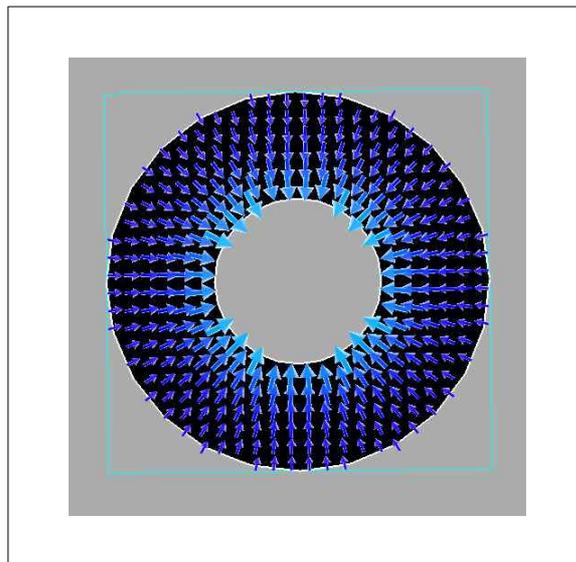


그림 4-4 내심과 외심 사이에서의 TEM모드 시뮬레이션 결과

시뮬레이션 결과 설계된 치구의 반사계수는 1-18GHz대역에서 -20dB 이하에 근접하여 우수한 성능을 가지고 있으며, 전달계수는 1-18GHz에서 0dB에 근접하여 손실이 거의 없음을 확인할 수 있다. 따라서 설계된 Flanged Circular Coaxial Transmission Line Holder을 이용하여 차폐율을 측정할 경우 우수한 동작범위를 확보할 수 있을거라고 사료된다.

다음 그림 4-5는 제작된 치구의 사진이며, 그림 4-6은 제작된 치구에 시료가 존재하지 않는 오픈된 상태에서 측정된 반사계수 및 전달 계수를 나타낸다. 또한 그림 4-7은 단락된 상태에서 측정된 반사계수 및 전달 계수를 나타낸다.



그림 4-5 제작된 Flanged Circular Coaxial Transmission Line Holder

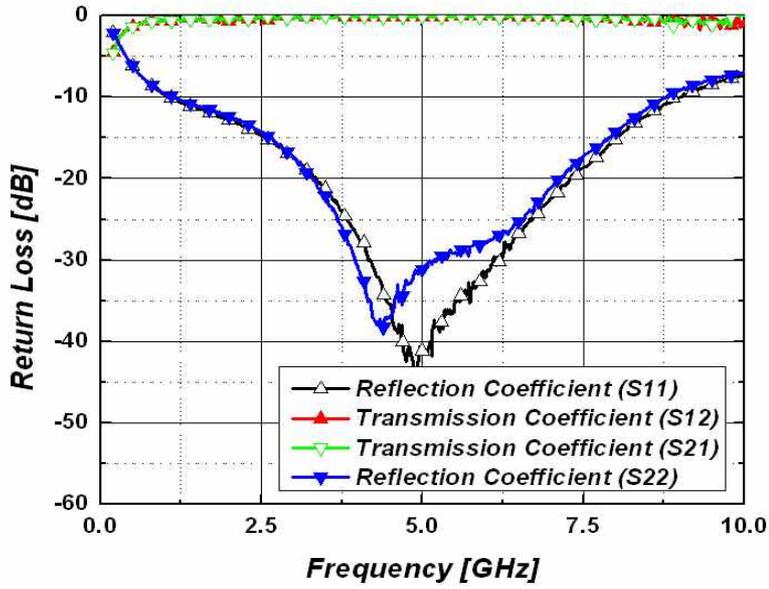


그림 4-5 제작된 치구의 반사계수 및 전달계수의 측정 결과 (Open)

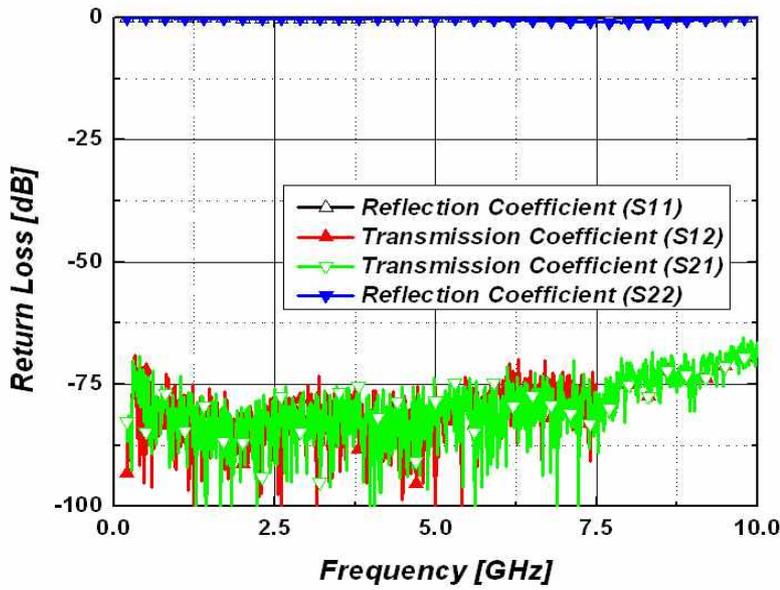


그림 4-7 제작된 치구의 반사계수 및 전달계수의 측정 결과 (Close)

그림 4-6과 4-7에서 제작된 치구는 1-10GHz대역에서 약 70dB이상의 동작범위를 가지고 있음을 확인하였다. 때문에 위와 같이 동축선을 이용하여 측정하는 방법은 넓은 대역을 한번에 측정하기에 편리하면 비교적 큰 동작범위를 가지고 있는 장점이 있지만, 측정대상인 시편의 크기가 작아지고, 동축선의 프린지와 연결이 가능한 원형으로 정밀한 시편 제작이 어려운 단점을 가지고 있다.

제 5 장 TEM Cell 을 이용한 차폐 특성 측정

제 1 절 구형 도파관의 차단주파수

도파관은 고주파 신호를 전송하기 위한 전송선으로 가장 많이 이용된다. 최근에는 소형화와 집적화로 많은 초고주파회로에서 도파관보다는 마이크로 스트립이나 스트립 라인과 같은 전송선이 이용된다. 하지만 여전히 고전력 시스템이나 밀리미터 시스템, 그리고 정확함을 요구하는 측정 장비등에는 도파관이 이용되고 있다.

TE(transverse electric)나 TM(transverse magnetic)형태의 고차 모드만이 도파관에서 전파될 수 있다. 차단 주파수가 도파관의 구조와 크기에 의존하므로, 이러한 도파관은 실용적이 크기가 되기 위해서 높은 주파수에서만 사용된다. 한편, 높은 주파수에서의 도파관의 사용은 낮은 주파수에서의 두 도체 전송선의 사용을 보완해준다. 이는 두 도체 전송선에서 TEM 모드가 높은 주파수에서 전파되지 않기 때문이 아니라, 높은 주파수에서의 전송 손실이 너무 커서 두 도체 전송선이 실용적이지 못하게 되기 때문이다. 단일 도체 도파관은 (전파가 가능할 때에는 항상) 전자파의 전송을 위한 보다 넓은 면적을 제공하고, 따라서 도체에서의 저항 손실에 의한 감쇠가 작다.

구형 도파관의 대략적인 구조를 그림 (5-1)에 나타내었다. 여기서 내부에 채워진 물질의 유전율은 ϵ 이고 유전율은 μ 이다. 속이 빈 금속 직사각형 사각통의 횡단면의 긴 변의 길이가 a 이고, 짧은 변의 길이가 b 이다. 그림 5-1에서 볼 수 있듯이 긴 변이 x 축에 놓여 있다. 이 도파관에서 TM모드($\hat{H}_z = 0$)에 대해 풀기 위해서, 변수 분리를 이용하여 \hat{E}_z 에 대해 풀자. 먼저 각각이 한 좌표만의 함수인 세 함수의 곱으로 \hat{E}_z 를 나타낸다. 그러면,

$$\hat{E}_z(x, y, z) = X(x)Y(y)e^{-\hat{\gamma}z} \quad (5-1)$$

축방향의 전계 \widehat{E}_z 에 대한 Helmholtz 방정식 (5-2)에 식 (5-1)을 대입하여 식 (5-3)의 결과를 얻을 수 있다.

$$\left[\nabla_t^2 + (w^2\mu\epsilon + \widehat{\gamma}^2) \right]_{Hz} \widehat{E}_z = 0 \quad (5-2)$$

$$\frac{1}{X} \frac{d^2 X}{dx^2} + \frac{1}{Y} \frac{d^2 Y}{dy^2} + (\widehat{\gamma}^2 + w^2\mu\epsilon) = 0 \quad (5-3)$$

X는 x 만의, Y는 y만의 함수이므로, 식 (5-3)의 좌변의 각 항은 상수이다. 그렇지 않다면, 식 (5-3)은 모든 x와 y값에 대해 만족될 수 없다. x와 y에 대한 항들을 각각 상수로 놓으면 다음을 얻는다.

$$\frac{1}{X} \frac{d^2 X}{dx^2} = -M^2 \quad (5-4)$$

$$\frac{1}{Y} \frac{d^2 Y}{dy^2} = -N^2 \quad (5-5)$$

상수들의 부호와 제곱의 형태는 해를 간단하게 표현하기 위해서 임의로 선택한 것이며 식 (5-4)와 (5-5)를 식 (5-3)에 대입하면 다음을 얻는다.

$$-M^2 - N^2 + (\widehat{\gamma}^2 + w^2\mu\epsilon) = 0 \quad (5-6)$$

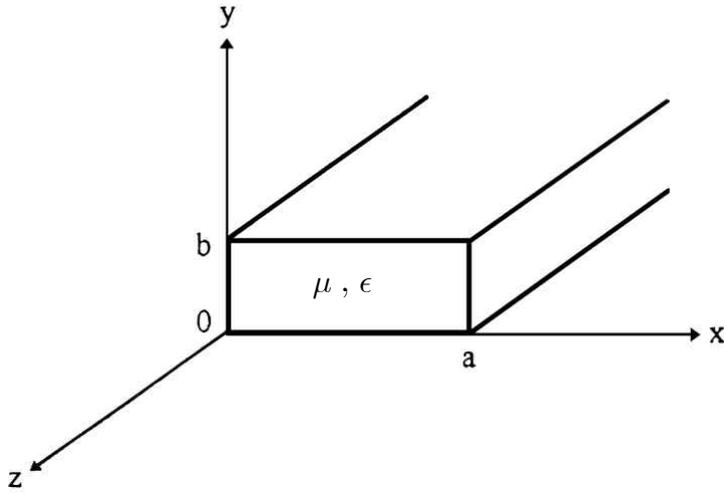


그림 5-1. 구형 도파관의 구조

식 (5-4)의 해는

$$X = A \sin Mx + B \cos Mx \quad (5-7)$$

식 (5-5)의 해는

$$Y = C \sin Ny + D \cos Ny \quad (5-8)$$

따라서, 축방향 전기 \hat{E}_z 의 완전한 해는 다음과 같다.

$$\hat{E}_z = (A \sin Mx + B \cos Mx)(C \sin Ny + D \cos Ny)e^{-\hat{\gamma}z} \quad (5-9)$$

미지의 상수 A, B, C, D, M, N을 결정하기 위해서, 식 (5-10)의 \hat{E}_z 가 도파관의 금속벽에서 경계 조건을 만족시키도록 하자. 도파관 벽에서 접선 성분의 전계가 0이 되어야 하므로

$$\hat{E}_Z = 0 \text{ at } x = 0 \quad (5-10)$$

$$\hat{E}_Z = 0 \text{ at } x = a$$

$$\hat{E}_Z = 0 \text{ at } y = 0$$

$$\hat{E}_Z = 0 \text{ at } y = b$$

아래의 경계 조건을 적용하면,

$$\hat{E}_Z \Big|_{x=0} = 0 \text{Z 그리고 } \hat{E}_Z \Big|_{y=0} = 0$$

계수 B와 D는 0이 되어야 한다. 따라서, 남은 부분은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\hat{E}_Z = A' \sin Mx \sin Ny e^{-\hat{\gamma}z} \quad (5-11)$$

여기서, $A'=AC$ 는 입력의 크기에 의해 결정될 임의의 전계의 크기이다. 식 (5-11)의 두 개의 남은 미지수 M과 N은 $x=a$ 와 $y=b$ 에서 경계 조건을 만족해야 한다.

경계조건 $\hat{E}_Z \Big|_{x=0} = 0$ 을 적용하면 다음을 얻는다.

$$A' \sin M a \sin N y = 0 \quad (5-12)$$

A' 은 0이 될 수 없으므로, 식 (5-12)는 Ma 를 아래와 같이 선택하면 만족한다.

$$Ma = m\pi, \quad m = 1, 2, 3 \dots \quad M = \frac{m\pi}{a}$$

비슷하게, 경계조건 $\hat{E}_z|_{y=0} = 0$ 을 만족시키면 다음을 얻는다.

$$N = \frac{n\pi}{b}, \quad n = 1, 2, 3, \dots$$

따라서, 식(5-11)의 축방향 전계는 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} \hat{E}_z &= A' \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{-\hat{\gamma}z} \\ m &= 1, 2, 3, \dots \quad n = 1, 2, 3, \dots \end{aligned} \quad (5-13)$$

식 (5-13)로부터, 선택될 수 있는 정수 m 과 n 의 무한집합이 존재함을 알 수 있다. m 과 n 의 쌍에 대해서, 그에 대응하여 TM_{mn} 모드라고 불리는 도파관 내부의 전자계 분포가 존재한다. 자계의 축방향 성분이 없어서 ($\hat{H}_z = 0$) TM모드이고, 첨자 m, n 은 모드 번호를 나타낸다. 최저차 TM모드는 TM_{11} 모드이다.

위 식 (5-6)에서 전파상수에 $M = m\pi/a$ 와 $N = n\pi/b$ 를 대입하면 다음을 얻는다.

$$-\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 + (w^2\mu\epsilon + \hat{\gamma}^2) = 0 \quad (5-14)$$

따라서, 전파상수 $\hat{\gamma}$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$\hat{\gamma} = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 - w^2\mu\epsilon} \quad (5-15)$$

파동의 전파를 위해서는 $\hat{\gamma}$ 가 허수이거나 최소한 허수를 가져야하므로

$$\hat{\gamma} = j\beta_{mn} = j\sqrt{w^2\mu\epsilon - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (5-16)$$

다음으로 도파관 축을 따라 전파될 수 있는 최저 여기 차단 주파수는 식 (5-14)에 $\hat{\gamma} = 0$ 을 대입하여 얻을 수 있다. 따라서,

$$w_c\sqrt{\mu\epsilon} = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}$$

$$f_{C,mn} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (5-17)$$

다음으로 구형도파관이 TE모드에서 동작할 때 전계의 축방향 성분 $\hat{E}_z = 0$ 이다 따라서, 파동방정식으로부터 \hat{H}_z 을 구하고, 이를 이용하여 횡방향의 모든 전자계 성분을 얻을 수 있다. TM모드의 경우와 비슷한 변수 분리 과정을 따르면, \hat{H}_z 의 일반해는 다음과 같다.

$$\hat{H}_z = (A\sin Mx + B\cos Mx)(C\sin Ny + D\cos Ny)e^{-\hat{\gamma}z} \quad (5-18)$$

$$= A'\cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right)\cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right)e^{-\hat{\gamma}mnz}$$

$$m = 0, 1, 2, 3, \dots \quad n = 0, 1, 2, 3, \dots$$

다음으로 전파상수 $\widehat{\gamma}_{mn}$ 는 식(5-15)로부터 다음과 같이 주어진다.

$$\widehat{\gamma}_{mn} = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 - \omega^2\mu\epsilon} \quad (5-19)$$

따라서 TE_{mn} 모드의 차단주파수는 $\widehat{\gamma}_{mn} = 0$ 일때 다음과 같이 주어진다.

$$f_{C,mn} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (5-20)$$

제 2 절 TEM Cell의 특성 임피던스 분석

TEM Cell은 크게 신호 발생원으로부터 인가받은 RF 신호를 TEM Cell로 전달하기 위한 급전부와 발생한 신호를 전달하기 위한 전송선부 등으로 구성된다.

급전부는 발생원으로부터 단면 특성 임피던스가 50Ω인 원형 동축선 케이블을 통해 전달된 TEM 모드의 신호를 사각 도축선으로 변환하여 전달하는 모드 변환기이다. 모드변환기에서 생기는 불연속 단면 구조는 고차 모드를 발생시켜 전체 TEM Cell의 최대 동작 주파수와 반사 계수를 제한하는 주요인이 된다.

전송선부는 급전부를 지나서 전달되는 신호를 시험 대상까지 전달하는 역할을 한다. 가능한 급전부에서 전송선부로 이어지는 확장형 사각 동축선 구조의 특성 임피던스를 50Ω으로 유지하여 전달되는 신호의 반사를 낮추도록 설계한다. 사각 동축선의 특성 임피던스는 외부 도체와 내부 도체의 단면 구조에 의해 결정된다.

스트립선에 의한 특성 임피던스를 TEM Cell에 적용하면

$$Z_0 = \frac{94.15}{\epsilon_r^{1/2} \left[\frac{w}{b(1-t/b)} + \frac{\Delta C}{0.0885 \epsilon_r} \right]} \text{ (ohms)} \quad (5-21)$$

근사식을 구할 수 있다. 여기서 ϵ_r 은 두 도체판 사이 매질에 대한 비유전율, t 는 셉텀 두께이고, ΔC 는 외변 정전용량(Fringing Capacitance : pF/cm)이다.

또 다른방법으로 RCTL의 특성임피던스는 전송선로의 단위길이에 대한 용량성 C_0 항으로 표현할 수 있다.[7]

$$Z_0 = \frac{1}{CC_0} = \frac{1}{(\mu_0 \epsilon_0)^{-1/2} C_0} = \frac{\eta_0 \epsilon_0}{C_0} \quad (5-22)$$

여기서 $\eta_0 = 120\pi$ 로서 공간 특성 임피던스이고, $\epsilon_r = 10^{-9}/36\pi$ [F/m]로서 공기중 유전율이며, $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ [H/m]는 자유공간 투자율이며, C 는 전파속도이다. C_0 는 근사표현은

$$\frac{C_0}{\epsilon_0} = 4 \left[\frac{a}{b} - \frac{2}{\pi} \ln \left(\sin \frac{\pi g}{2b} \right) \right] - \frac{\Delta C}{\epsilon_0} \quad (5-23)$$

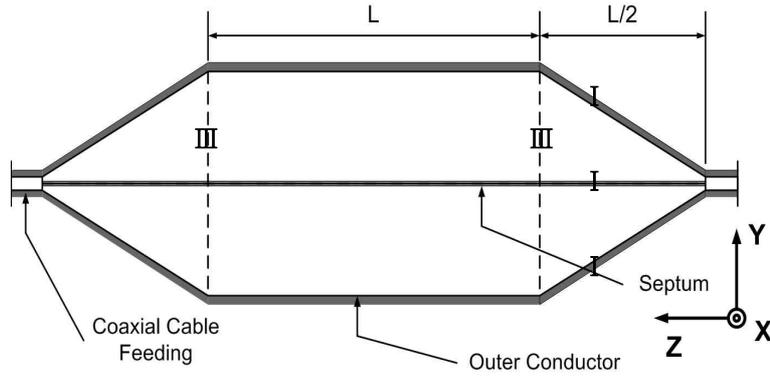
이다. ΔC 는 외변 정전용량으로 $a/b \geq 1$ 이고 $w/b \geq 1/2$ 이면 무시할 수 있다.

즉, TEM Cell단면 구조에서 외부 도체의 가로, 세로 길이가 각각 $2a$, $2b$ 이고, Septum의 가로 길이가 $2w$, ($g=a-w$)일때, 식 (5-24)을 이용하여 사각 동축선 단면의 특성 임피던스를 구할 수 있다.[8]

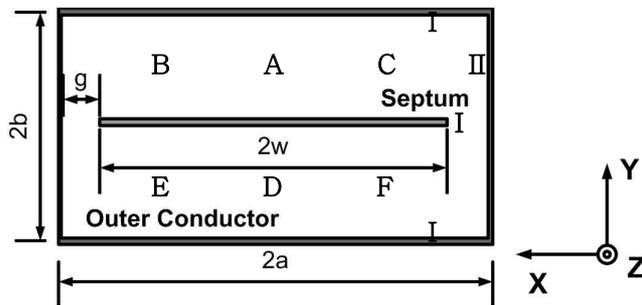
$$Z_C = \frac{376.7}{4 \left[\frac{a}{b} - \frac{2}{\pi} \ln \left(\sinh \frac{\pi g}{2b} \right) \right]} \quad (5-24)$$

제 3 절 TEM Cell내의 전자계 형성에 따른 차단주파수 분석

차단 주파수를 해석하는 방법으로 경계 적분방정식법을 사용하여 TEM Cell의 평면파와 왜곡 현상을 3차원적으로 해석하며, 모드 별 왜곡 현상을 고려한 차단 주파수를 찾으려 한다.



(a) 측 면



(b) 단 면

그림 5-2. TEM CELL의 구조

맥스웰 방정식으로부터 유도된 전계식은

$$E = -\nabla\Phi - j\omega A \quad (5-25)$$

$$H = \frac{1}{\mu} \nabla \times A \quad (5-26)$$

이다. 여기서 Φ 와 A 는 파동 방정식으로부터 구한 해로서 각각 스칼라, 벡터 포텐셜이다. 해석하게되는 TEM Cell은 경사면 (Tapered region)을 제외한 직육면체 구조로 I(x-z), II(y-z)면과 개방된 III(x-y)면으로 구분한다. III면에 확장경계조건(EBC)와 등가정리(equivalence theorem)를 적용하면 전체 경계면이 폐곡면 (closed surface)화하여 경계적분방정식(BIE)을 유도할 수 있다. 도체면은 두께가 없는 완전 도체로 가정하여 전계의 접선 성분이 영이 되는 경계조건(완전도체 경계 조건)을 적용하고, 개방 III면에서는 등가 변위전류가 존재하는 것으로 한다.

$$\Phi(x, y, z) = \frac{1}{\epsilon} \int_v \rho(x', y', z') G(x, y, z | x', y', z') dv' \quad (5-27)$$

$$A(x, y, z) = \mu \int_v J(x', y', z') G(x, y, z | x', y', z') dv' \quad (5-28)$$

식(5-27)에서 스칼라 포텐셜 Φ 는 인가 전압으로 셉텀에는 일정한 전압으로 급전하고 외부도체는 접지 시킨다. 개방면 III에서는 필드맵 결과에 의한 등가 전위를 지정한다.

도체면을 완전 도체로 가정하면 전계는 도체 표면에서 수직이어야 하므로 테이퍼 영역에서는 전계 곡선이 Cell의 끝점을 중심으로 하는 원의 형태를 갖지만 단면이 일정한 Cell의 중간 영역에서는 외부 도체와 평행한 직선으로 전계가 형성된다. 따라서 그 경계인 III면의 필드 셀을 정확히 구하기 어려우므로 각 영역의 경우에 대한 평균치를 등가전위로 취하였다.

전 경계면의 전하밀도를 식(5-1)의 $\nabla\phi$ 에 대입하여 계산하고, I, II 의 전계의 접선성분을 0을 경계조건으로 적용하고, III면에서는 전계 $E = J/jw\epsilon$ 를 대치하면 이는 전류밀도에 관한 연립 방정식 형태가 되므로 전류밀도 J를 구하게 된다. 그 과정을 다음 식에 나타내었다.

$$\begin{aligned}
 E_{X_I} = 0 &= -\frac{\partial\Phi_I}{\partial x} - j\omega\mu \int_I J_{X_I} Gdx'dz - jw\mu \int_{III} Gdx'dy' \\
 &= -\frac{\partial\Phi_I}{\partial x} - j\omega\mu - J_{X_I} - jw\mu \int_I Gdx'dz + w^2\epsilon\mu \int_{III} Gdx'dy'
 \end{aligned}
 \tag{5-29}$$

$$\begin{aligned}
 E_{X_{III}} = 0 &= -\frac{\partial\Phi_{III}}{\partial x} - j\omega\mu \int_I J_{X_I} Gdx'dz - jw\mu \int_{III} Gdx'dy' \\
 &= -\frac{\partial\Phi_{III}}{\partial x} - j\omega\mu - J_{X_I} - jw\mu \int_I Gdx'dz + w^2\epsilon\mu \int_{III} Gdx'dy'
 \end{aligned}
 \tag{5-30}$$

이를 행렬식으로 나타내면

$$\begin{vmatrix} L_{11} & L_{12} \\ L_{21} & L_{22} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} J_{X_I} \\ E_{X_{III}} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \partial\Phi_I / \partial x \\ \partial\Phi_{III} / \partial x \end{vmatrix}
 \tag{5-31}$$

윗 식에서 E_{X_I} , $E_{X_{III}}$ 는 각 경계면 I, III의 관측점에서 전계를 나타내며 J_{X_I} , $J_{X_{III}}$ 는 I, III면의 전류를 나타낸다. 식(5-29)에서 $E_{X_I} = 0$ 은 I 면에서 전계의 접선 성분인 E_X 가 영이 되는 경계조건을 만족하기 때문이다. 식(4-30)은 미지수 $E_{X_{III}}$ 이 Fredholm 2종 방정식 형태를 만족한다.

식(4-31)에서 미지수 J_{xI}, E_{xIII} 를 구할 수 있다. 전계 y성분은 x성분을 구하는 방법과 동일하게

$$E_{yII} = 0 = -\frac{\partial\Phi_{II}}{\partial y} - j\omega\mu \int_{II} J_{yII} G dy' dz' + w^2\epsilon\mu \int_{III} G dx' dy' \quad (5-32)$$

$$E_{yIII} = 0 = -\frac{\partial\Phi_{III}}{\partial y} - j\omega\mu \int_{II} J_{yII} G dy' dz' + w^2\epsilon\mu \int_{III} G dx' dy' \quad (5-33)$$

이고, 앞의 경우와 마찬가지로 E_{yII} 는 II면에서 전계의 y성분이 영이 되는 경계조건을 만족한다. 식(5-33)는 식(5-30)과 같은 Fredholm 2중 적분 방정식 형태가 된다.

$$\begin{vmatrix} L_{11} & L_{12} \\ L_{21} & L_{22} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} J_{yI} \\ E_{yIII} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \partial\Phi_{I/\partial y} \\ \partial\Phi_{III/\partial y} \end{vmatrix} \quad (5-34)$$

z성분 전계는

$$E_{zI} = -\frac{\partial\Phi_{I}}{\partial z} - j\omega\mu \int_{II} J_{zI} G dx' dz' - j\omega\mu \int_{II} J_{zII} G dy' dz' + w^2\epsilon\mu$$

$$\int_{III} E_{yIII} G dx' dy' = 0 \quad (5-35)$$

$$E_{zII} = -\frac{\partial\Phi_{II}}{\partial z} - j\omega\mu \int_{I} J_{zI} G dx' dz' - j\omega\mu \int_{II} J_{zII} G dy' dz' + w^2\epsilon\mu$$

$$\int_{\text{III}} E_{Y\text{III}} G dx' dy' = 0 \quad (5-36)$$

$$E_{Z\text{III}} = -\frac{\partial \Phi_{\text{III}}}{\partial z} - j\omega\mu \int_{\text{I}} J_{Z\text{I}} G dx' dz' - j\omega\mu \int_{\text{II}} J_{Z\text{II}} G dy' dz' + w^2 \epsilon \mu$$

$$\int_{\text{III}} E_{Y\text{III}} G dx' dy' = 0 \quad (5-37)$$

이고, 앞의 경우와 마찬가지로 $E_{Z\text{I}}$ 와 $E_{Z\text{II}}$ 도 I면과 II면에서 경계조건을 만족하므로 영이되며, 식 (5-35), (5-36) 그리고 (5-37)의 형렬식은

$$\begin{vmatrix} L_{11} & L_{12} & L_{13} \\ L_{21} & L_{22} & L_{23} \\ L_{31} & L_{32} & L_{33} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} J_{Z\text{I}} \\ J_{Z\text{II}} \\ J_{Z\text{III}} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \partial \Phi_{\text{I}} / \partial z \\ \partial \Phi_{\text{II}} / \partial z \\ \partial \Phi_{\text{III}} / \partial z \end{vmatrix} \quad (5-38)$$

계산된 전하밀도 ρ 와 전류밀도 J 를 가지고 식(5-25)에 다시 대입하여 Cell 공간내 전 영역에서 전계 분포를 얻을 수 있다.

$$H = \frac{1}{\mu} \nabla \times A = \frac{1}{4\pi} \nabla \times \int_v J(x', y', z') \frac{e^{-jkR}}{R} dv'$$

$$= \frac{1}{4\pi} \int_v \left[\nabla \frac{e^{-jkR}}{R} \times J(x', y', z') + \frac{e^{-jkR}}{R} \nabla \times J(x', y', z') \right] dv'$$

$$= -\frac{1}{4\pi} \int_v (R \times J) \frac{1+jkR}{R^2} e^{-jkR} dv' \quad (5-39)$$

이고, 식(5-39)의 자계의 각 성분은

$$H_X = \frac{1}{4\pi} \int_v [(z - z')J_y - (y - y')J_z] \frac{1+jkR}{R^3} e^{-jkR} dv' \quad (5-40)$$

$$H_Y = \frac{1}{4\pi} \int_v [(x - x')J_z - (z - z')J_x] \frac{1+jkR}{R^3} e^{-jkR} dv' \quad (5-41)$$

$$H_z = \frac{1}{4\pi} \int_v [(y - y')J_x - (x - x')J_y] \frac{1 + jkR}{R^3} e^{-jkR} dv' \quad (5-42)$$

이므로 앞에서 구한 전류 밀도를 식(5-40),(5-41) 그리고 식(5-42)에 대입하여 Cell 내부 전 영역에서 자계분포를 구한다.

제 4 절 TEM Cell의 고차모드 차단 주파수

TEM Cell은 1974년 Crawford[9]에 의해 개발되어, 현재까지 많은 변화와 발전을 이루어왔다. 더불어 TEM Cell의 분석을 위한 다양한 방법이 제시되었지만, TEM Cell에서 요구되는 가용 주파수 대역이 높아짐으로써, 고차모드의 사용이 불가피해졌지만 고차모드의 차단주파수의 분석에 대한 부분은 연구가 미흡하다. TEM Cell의 차단주파수에 관한 분석은 여러 구조에 대해서 여러 가지 방법으로 행해졌다. 특히 Symmetric TEM Cell의 차단주파수에 대하여 Hill[10]의 실험결과, Wilson & Ma[11]의 분석적 방법에 의한 결과, Chang[12]이 제시한 TLM(Transmission Line Modeling:전송선로 모델링)에 의한 결과 그리고 DAS와 Shinha[13]가 제시한 FEM(Finite Elements Method:유한요소법)에 의한 결과등이 발표되었다.

표 5-1. Symmetric TEM Cell의 차단주파수(a=3.05, b=3.65, g=1.02[m])

Mode	차단주파수(MHz)			
	FDTD	TLM	Hill	Wison&Ma
TE_{01}	15.0	15.2	15.2	15.5
TE_{10}	24.6	24.6	24.6	24.6
TE_{11}	31.0	31.0	31.3	31.9
TE_{02}	41.0	41.1	41.1	41.1
Te_{12}	47.9	47.8	47.8	47.8
TE_{20}	49.2	49.2	49.2	49.2
Te_{03}	45.2	45.4	45.4	-

위 표 5-1은 각각의 발표 결과에 대한 비교를 나타낸다. Hill은 TE_{21} 모드가 TE_{20} 모드보다 낮은 주파수에서 출현한다고 주장하였고 Zhang은 모드와 차단주파수의 관계를 근거로 TE_{21} 모드가 아니라, TE_{03} 모드일 것이라고 주장하였다.

다음으로 a/b=2일 때, w의 크기에 따른 Symmetric TEM Cell의 차단 주파수에 대해서 분석해보았다. 표 5-2는 각 모드와 변화된 w에 대해 차단 주파수를 정규화시켜 나타내었다. 그리고 그 결과를 그림 4-3에 도시하였다. TM_{21} 모드는 TM_{11} 모드보다 항상 높은 주파수에서 출현함을 확인 할 수 있고, 따라서 일부 주파수 영역에서 TM_{21} 모드가 TM_{11} 모드보다 낮은 주파수에서 출현한다는 Grunner의 주장은 옳지 않음을 알 수 있다.

다음으로 [9],[10],[12]에서 분석된 Symmetric NBS Cell에 대한 차단 주파수를 분석해 보았다. (a=b=1.5m, g=0.26m) 표 5-3은 결과를 정리 하였다. g의 크기가 감소할수록 TM_{11} 모드의 차단주파수가 TM_{12} 모드의 차단주파수에 수렴해 가지만, TM_{12} 보다 높은 차단 주파수를 가지지 못한다.

다음으로 종전의 고유치나 임피던스에 의한 결정적 차단 주파수가 아

나라 전계분포 자체에서 고차모드의 차단주파수를 결정하기 위하여 II의 추시 해석 과정을 주파수 변화에 따라 반복시켜 그 결과의 필드 패턴(Field Pattern)과 단일 모드의 필드 패턴의 비교를 통해 모드별 차단주파수를 분석하였다. 단일모드 전계 패턴의 이해를 돕기 위해 모드별 필드 패턴을 그림 (5-4)에서 표시하였다.[14] 단, 이 패턴은 셉텀의 전압이 양수인 때를 기준한 것이다.

TEM Cell 내의 B, E, C 그리고 F점에서 수치해석 결과 f_{c01} 근처의 주파수에서 이미 TE_{01} 모드가 약하게 중첩되고 있으나 TE_{01} 모드의 E_x 성분은 거의 존재하지 않음을 다음 2가지 점에서 알 수 있다. 그림 3-4의 TE_{10} 의 전계 패턴에서 알 수 있듯이 B, E, C, F 점에서는 A점이나 D점에서 만큼 세지는 않으나 전계가 Y성분만 가짐을 볼 수 있고 그 다음 수치해석 결과 셉텀 아래와 위의 E_y 값은 분명히 차가 있는 것으로 보아 TE_{01} 모드가 중첩되었음을 알 수 있다. 따라서 TE_{01} 모드의 차단 주파수를 결정하는데 있어 E_x 성분만을 가지고 TE_{01} 모드와 TEM모드의 패턴을 비교하여 차단 주파수를 얻을 수 있다. 그 결과 TE_{01} 모드의 차단주파수는 약 135MHz로 나타났다.

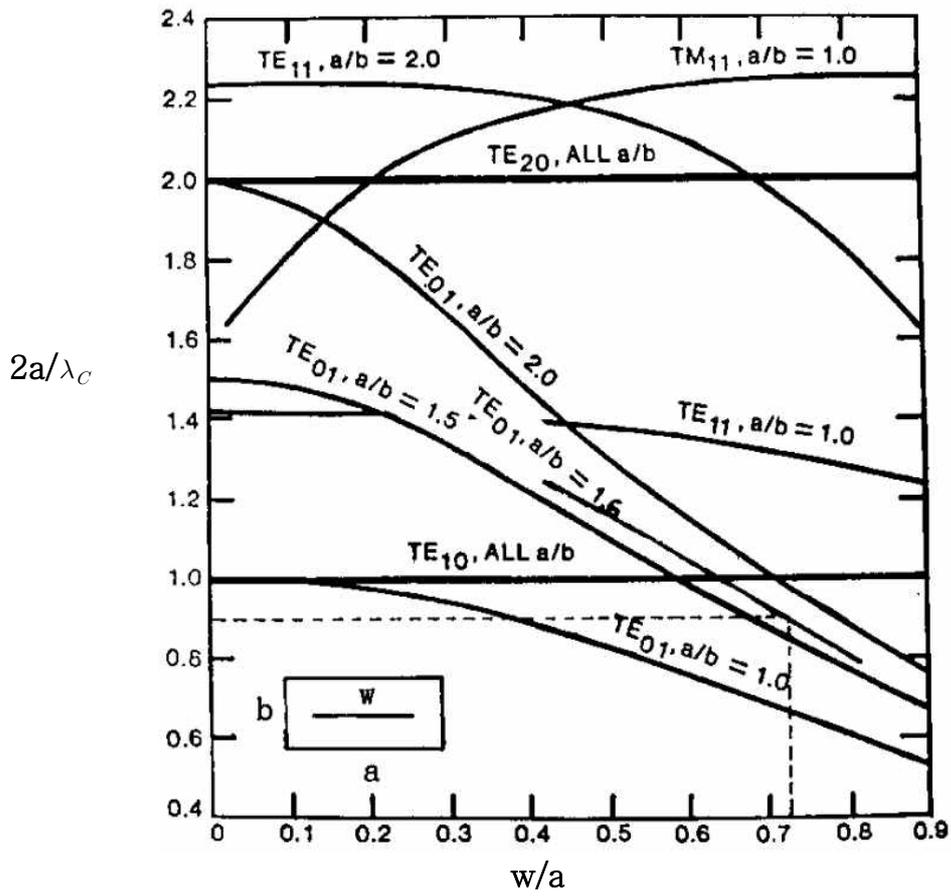


그림 5-3 TEM Cell내의 고차모드 차단 주파수 특성곡선($1 \times 0.6 \times 2m$, $w=0.72m$)

표 5-2. Symmetric NBS Cell의 정규화된 차단 주파수 $2a/\lambda_c$
($a/b=2$)

W/a	$2a/\lambda_c$				
	TE01	TE11	TE21	TM11	TM21
0.0	1.0000	1.1180	1.4242	1.1180	1.4142
0.1	0.9789	1.1174	1.3869	1.3704	1.4408
0.2	0.9162	1.1163	1.3330	1.4617	1.5013
0.3	0.8227	1.1086	1.2956	1.5640	1.5904
0.4	0.7237	1.0800	1.2824	1.6883	1.7114
0.5	0.6368	1.0515	1.2813	1.8357	1.8664
0.6	0.5609	0.9932	1.2780	1.9731	2.0413
0.7	0.4938	0.9184	1.2615	2.0380	2.1744
0.8	0.4300	0.8359	1.2208	2.0534	2.2228
0.9	0.3596	0.7424	1.1570	2.0556	2.2316

표 5-3. Symmetric NBS Cell의 차단주파수($a=1.5$, $b=1.5$,
 $g=0.26[m]$)

Mode	차단주파수(MHz)		
	FDTD	TLM	Wilson&Ma
TE_{01}	27.8	29.0	29.2
TE_{10}	50.0	50.0	50.0
TE_{11}	63.1	63.9	64.3
TE_{02}	111.4	111.8	115.9
TE_{12}	111.4	111.8	111.8

TE_{10} 모드의 경우에는 Hill이 TE_{10} 모드의 존재를 점 E와 C에서 E_y 의 비교를 제안하였고 다음으로 그림 5-2와 그림 5-4에서 필드 패턴으로부터 점 A와 D에서 TE_{01} 모드의 E_y 성분이 거의 없으므로 그 위치에서 TEM모드와 TE_{10} 모드의 E_y 성분을 비교함으로써 TE_{10} 모드의 차단주파수를 구하였다. 그 결과 TE_{10} 모드의 차단주파수는 약 150MHz로 나타났다.

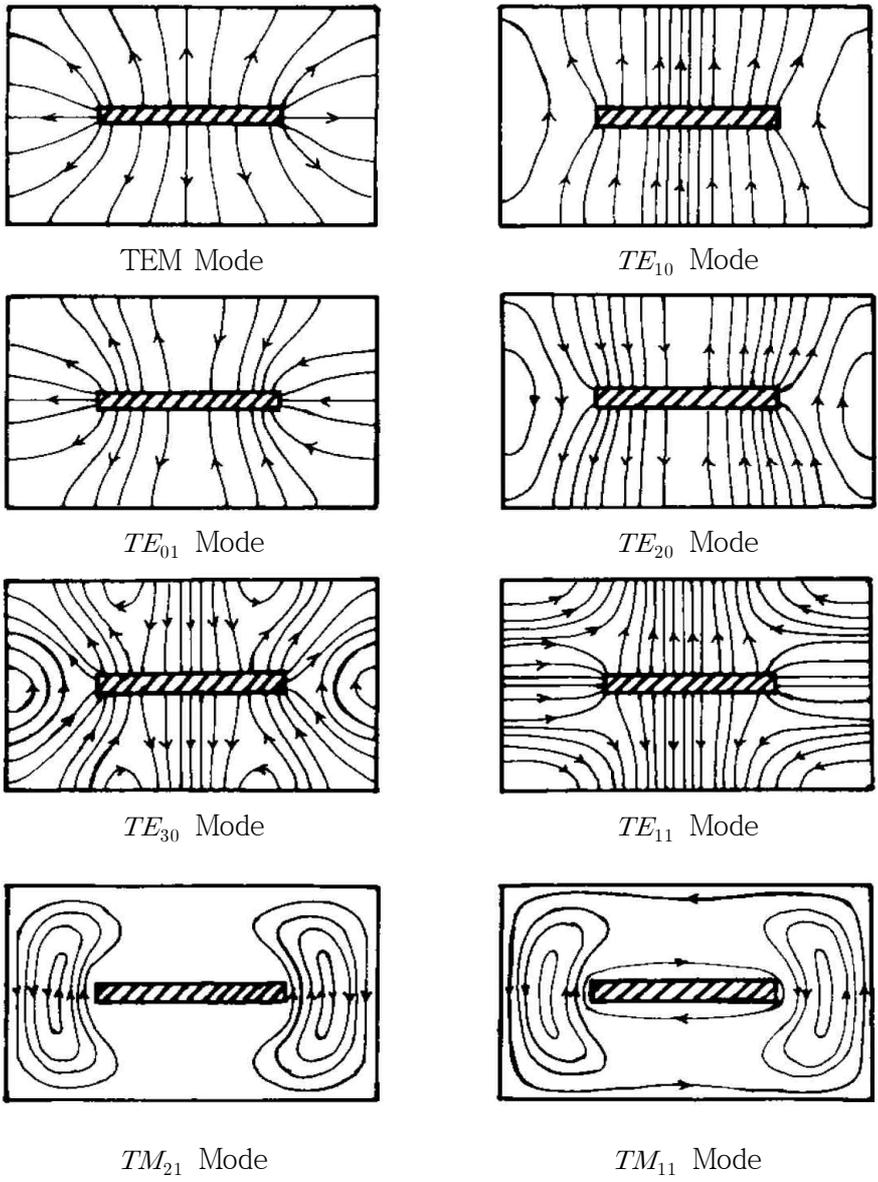


그림 5-4. TEM Cell 단면에서의 모드별 필드 패턴[9]

제 5 절 GTEM Cell 단면에서의 전계 세기 균일성

산업 사회가 급속히 발전함에 따라 많은 전기/전자 관련 시스템, 부품 소자등이 RF 및 초고주파 대역에서 사용되고 있으며, 우리나라에서는 1996년부터 이들에 대한 전자기 내성 규제가 시행되고 있다. 전자기 내성 시험용 전자파 무반사실 내에서 전자기장 발생 및 피측정기기가 놓이는 위치에서 전자기장의 세기 및 균일도 (Field Uniformity) 평가에는 각종 안테나 및 프로브가 사용되고 있으며, 전자기장의 세기 국가 측정 표준에 의하여 그 특성이 평가되어야 한다.

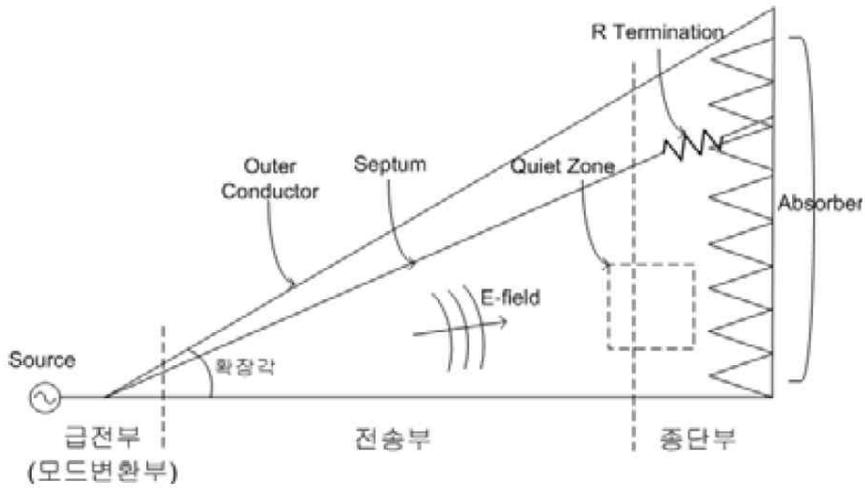
RF 및 초고주파 주파수 영역에서 표준 전자기장 발생 시스템으로는 Micro-TEM Cell, TEM Cell, OEG(Open Ended Waveguide) 및 혼 안테나가 일반적으로 사용되고 있다. OEG 및 혼 안테나를 사용해서 표준 전자기장을 발생시키기 위해서는 막대한 설비 비용이 소요되는 전자파 무반사실이 필요하다. 수백 MHz 이상의 주파수 영역에서는 구조가 간단하고 해석이 용이하며 이득이 높은 혼 안테나가 표준 전자기장 발생 안테나로 사용하기 적합하지 않다. 이런 경우에는 혼 안테나 대신에 한쪽 면은 단락되고, 다른 한쪽면이 개방된 구형 도파관인 OEG가 표준 전자기장 발생 안테나로 많이 사용되고 있으나, OEG 역시 300MHz 이하의 저주파수 대역에서는 크기가 너무 커서 실용적이지 못하다.

GTEM(Gigahertz Transverse Electromagnetic) 셀은 1974년 M. L. Crawford에 의해 제안된 TEM 셀의 종단부를 전파 흡수체로 매칭시킴으로써 수 GHz까지도 반사계수가 작도록 설계되고 있으며, TEM 모드로 신호를 전달하는 평판형 동축선을 길이 방향으로 단면을 확장하여 셀 내부의 시험공간에 평면파를 발생시켜주는 장치로, 그 특징은 다음과 같다.

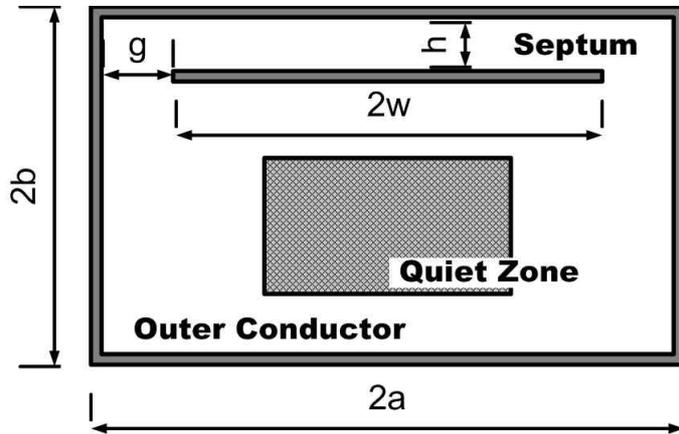
- 1) 외부 전자파에 의한 간섭이 차폐되는 밀폐형 장치(Shielded Enclosure)이다. 휴대가 가능하고 구축 비용이 많이 드는 전자파 무반사실이 필요하지 않으므로 구축 비용이 저렴하다.

- 2) TEM Cell내부에서 발생하는 전자기장의 세기는 TEM Cell의 기하학적인 크기에 의해 결정되므로 전자기장 발생법보다 TEM Cell을 사용한 전자기장 발생법이 더 정확한 전자기장을 발생시킬 수 있다.
- 3) DC에서부터 첫 번째 고차 모드가 나타나는 공진(Resonance)주파수까지 사용이 가능하며, 일반적으로 TEM Cell 크기가 작아지면 공진 주파수가 높아진다.
- 4) 안테나를 사용하지 않으므로 보다 넓은 주파수 영역에서 사용할 수 있으며, 근거리장/원거리장 구분이 없다.
- 5) 밀폐형 장치이므로 DUT를 넣고 평가할 수 있는 시험영역 크기가 제약을 받아서, DUT의 크기가 너무 크면 사용할 수 없다. 일반적으로 DUT의 크기가 Septum과 도체 바닥면 사이 거리의 1/3보다 작아야 한다.

GTEM 셀은 TEM 셀과 무반사실의 개념을 혼합한 장치로서 GHz 대역까지 자유공간의 평면파를 모사하는 기능을 한다. 이는 TEM 모드로 신호를 전달하는 사각 동축선의 내외각 도체 단면의 특성 임피던스를 50Ω 을 유지하며 가로, 세로 방향으로 단면을 점진적으로 확장하고, 동축선의 끝단을 저항과 전파 흡수체를 이용하여 처리함으로써 간섭이 제거된다. 이러한 방법으로 TEM 셀의 동축선 확장, 유지, 축소되는 과정에서 발생하는 고차 모드와 공진 구조로 인한 동작 주파수 대역의 한계를 해결한다. 그러나 사각 동축선의 단면을 전파 진행 방향에 따라 확장하며 발생하는 경로차에 의해 구면파 성분이 포함된 형태로 신호가 전달되며, 전송선의 모드는 완벽한 TEM 모드가 아닌 Quasi-TEM 모드가 된다.



(a) GTEM CELL의 측면도



(b) 전송선의 단면도

그림 5-5. GTEM Cell의 구조

GTEM 셀을 이용한 복사 실험은 급전부에 RF 신호를 인가하고 셀 내부에 평면파에 근접한 전계가 형성되는 곳에 시험 대상을 위치시켜

시행한다. GTEM 셀의 전파 흡수체 바로 앞단의 내부 도체판(Septum) 아래 중앙부 1/3지역에, 전계 수직 성분이 우세하며 전계 세기 균일성이 좋은 구역을 Quiet Zone이라 한다. 시험 대상의 전자파 복사 실험은 이 영역에서 시행되며, 따라서 시험 대상의 크기에 따라 Quiet Zone의 크기가 곧 GTEM 셀의 크기가 결정된다.

GTEM 셀은 크게 신호발생원으로부터 인가받은 RF 신호를 GTEM 셀로 전달하는 급전부, 발생한 신호를 시험 대상까지 전달하는 전송선부, 전송선부 끝단에서 반사되는 RF 신호를 차단하기 위한 종단 부하부로 구성된다.

먼저, 급전부는 발생원으로부터 단면 특성 임피던스가 50Ω 인 원형 ed 축선 케이블을 통해 전달된 TEM 모드의 신호를 사각 동축선으로 변환하여 전달하는 모드 변환기이다. 모드 변환기에서 생기는 불연속 단면 구조는 고차 모드를 발생시켜 전체 GTEM 셀의 최대 동작 주파수와 반사계수를 제한하는 주요인이 된다.

둘째, 전송선부는 급전부를 지나서 전달되는 신호의 반사를 낮추도록 설계한다. 사각 동축선의 특성 임피던스는 외부 도체와 내부 도체의 단면 구조에 의해서 결정된다. 즉, 그림 5-5의 GTEM 셀 단면 구조에서 외부 도체의 가로, 세로 길이가 각각 $2a$, $2b$ 이고, Septum의 가로 길이가 $2w$ 일때, 식 5-43을 이용하여 사각 동축선 단면의 특성 임피던스를 구할 수 있다.

$$Z_C = \frac{376.7}{4 \left[\frac{a}{b} - \frac{2}{\pi} \ln \left(\sinh \frac{\pi g}{2b} \right) \right]} \quad (5-43)$$

GTEM 셀의 길이가 정해진 상태에서 전송선부의 확장각을 줄이면 시험 대상에 도달하는 전파가 평면파에 가까워지나, 내부 높이도 낮아져 Quiet Zone의 크기가 줄어들게 된다.

마지막으로, 종단 부하부는 전송선부의 끝단에서 반사되는 신호를 줄

이기 위해 임피던스 정합을 해주는 역할을 한다. 100MHz 이하의 낮은 주파수 대역은 50Ω 저항을 이용하고, 그 이상의 높은 주파수 대역은 페라이트 타일 타입과 피라미드 타입의 흡수체를 부착하여 정합시킨다. 저항을 이용하여 Septum과 뒷면 도체판을 연결할 때 일정폭을 갖는 Septum의 구조와 Septum의 중앙보다 양쪽으로 더 많은 전류가 흐르는 것을 고려하여, Septum의 끝단을 분할하여 여러 개의 병렬 저항으로 연결하고, 총 저항 값이 50Ω 이 되도록 설계한다.

다음 그림 5-6은 GTEM Cell 단면에서의 Electric Field Uniformity 특성을 나타낸다.

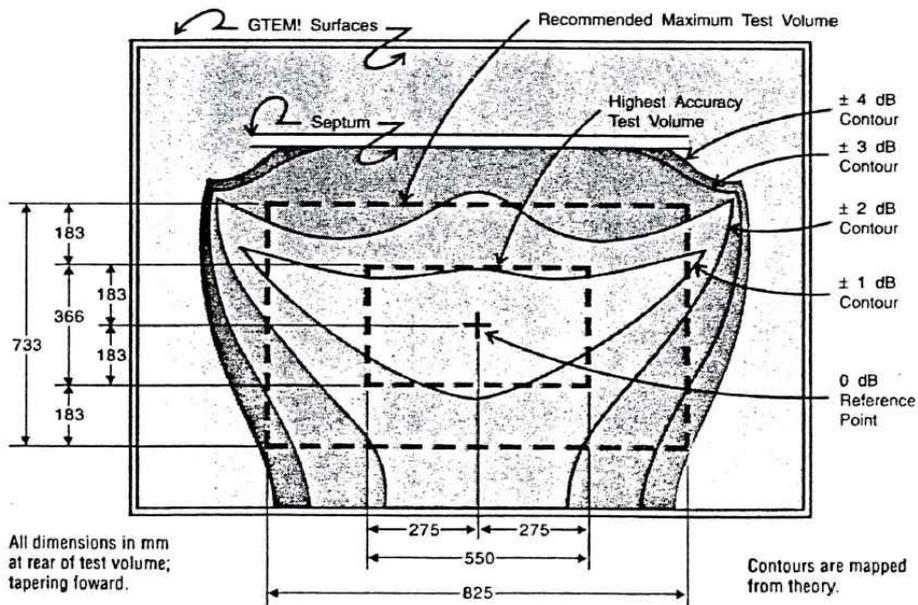


그림 5-6. GTEM Cell 단면에서의 Electric Field Uniformity 특성

표 5-4. 여러 종류의 TEM Cell의 구조

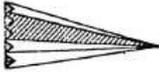
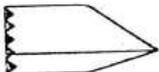
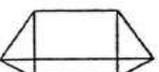
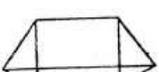
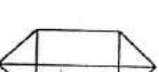
번호	모델명	정 단면도	측 단면도	제안자	제안년도
1	대칭형 TEM CELL			미국 NIST 소속 Mr. Crawford	1971년
2	비대칭형 TEM CELL			상 동	1978년
3	와이어 TEM CELL			Mr. L. Carbonini	1991년
4	광대역 전자기환경 조성장치			Mr. N. Polard	1977년
5	Gigahertz TEM CELL			스위스 ABB사 Mr. D. Hansen	1987년
6	개량형 GTEM CELL			-	-
7	삼중 TEM CELL			Mr. Frank B. J. Leferink	1993년

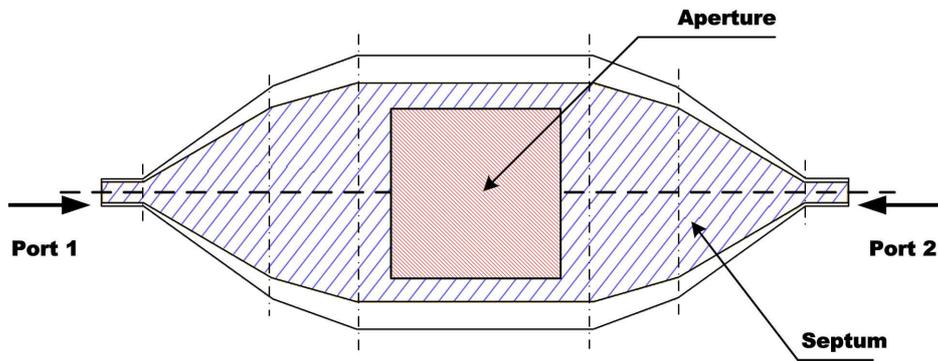
표 5-4. 여러 종류의 TEM Cell의 성능 비교 분석표

모델명		대칭형 TEM cell	비대칭 형 TEM cell	와이어 TEM cell	광대역 전자기 환경조 성장치	GTEM cell	개량형 GTEM cell	삼중 TEM cell
특성	균일도	○	○	○	○	○	○	△
	균일장 크기	△	△	△	△	△	△	×
	사용주 파수	×	×	×	○	○	○	○
	분극	×	×	×	×	×	×	○
	피시험체 동작센서*	×	×	×	×	×	×	△
전자파 내성 정시 시험체 방위변 화	수	△	△	△	×	×	×	△
	폭	×	×	×	×	×	×	○
전자파** 장해 정시 시험체 방위변 화	수	△	△	△	×	×	×	△
	폭	×	×	×	×	×	×	×

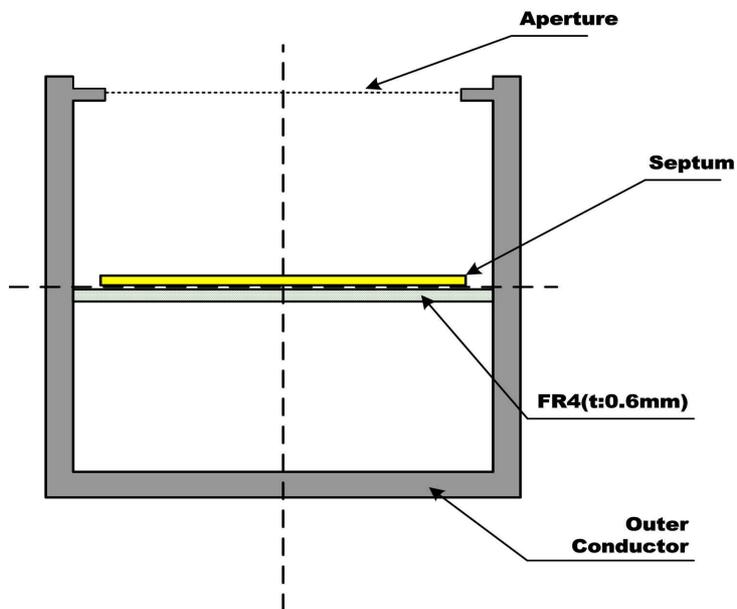
제 6 절 광대역에서 동작하는 TEM Cell 제작 및 측정

이번 절에서는 GTEM Cell을 이용하여 생기는 균일 전자기장과 광대역에서 동작하며 위쪽 개구면을 통하여 일정한 전자장 분포를 가지는 TEM Cell을 이용한 차폐 효율 측정방법을 제안한다. 여기서 제안하는 TEM Cell에서의 가용 주파수 대역폭은 1GHz-6GHz대역에서 동작하며 균일한 전자장 분포가 TEM Cell의 위쪽 개구면 창에서 생기는 것을 목표로 하고 있다.

일반적인 제작원리는 앞 절에서 설명한 바와 같지만, 테이퍼에서 생기는 공진으로 인하여 차단주파수가 생기는 것을 방지하기 위해서 제안된 TEM Cell은 2단의 테이퍼를 가지도록 설계하였다. 그림 (4-7)은 제안된 TEM Cell의 구조를 나타내고 있으며 크기는 175mm × 50mm × 50mm의 크기를 가지고 있고, 개구면의 크기는 50mm × 50mm이다. 중앙의 셉텀을 지지하기 위하여 0.6mm 두께의 FR4 기판($\epsilon_r = 4.4$)을 이용하였다.



(a) 제안된 TEM Cell의 윗 면



(b) 제안된 TEM Cell의 단 면

그림 5-7. 제안된 TEM CELL의 구조

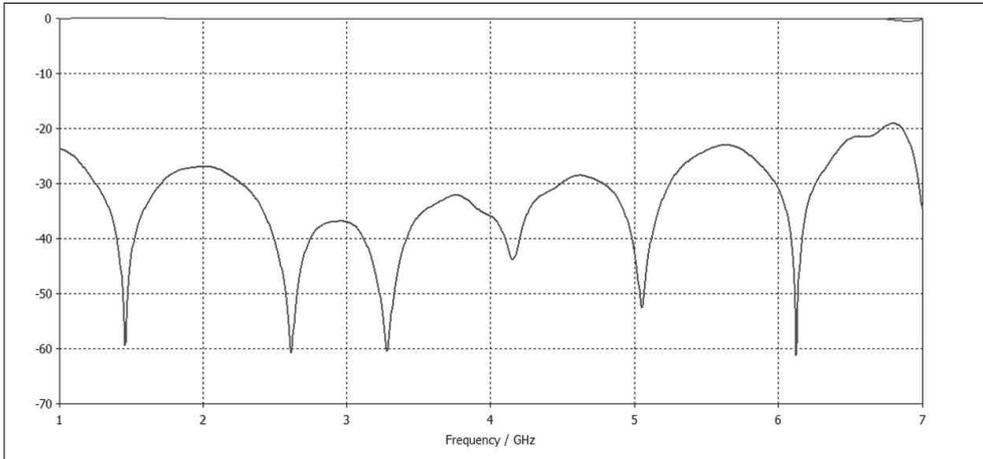


그림 5-8. 제안된 TEM CELL의 반사손실 시뮬레이션 결과

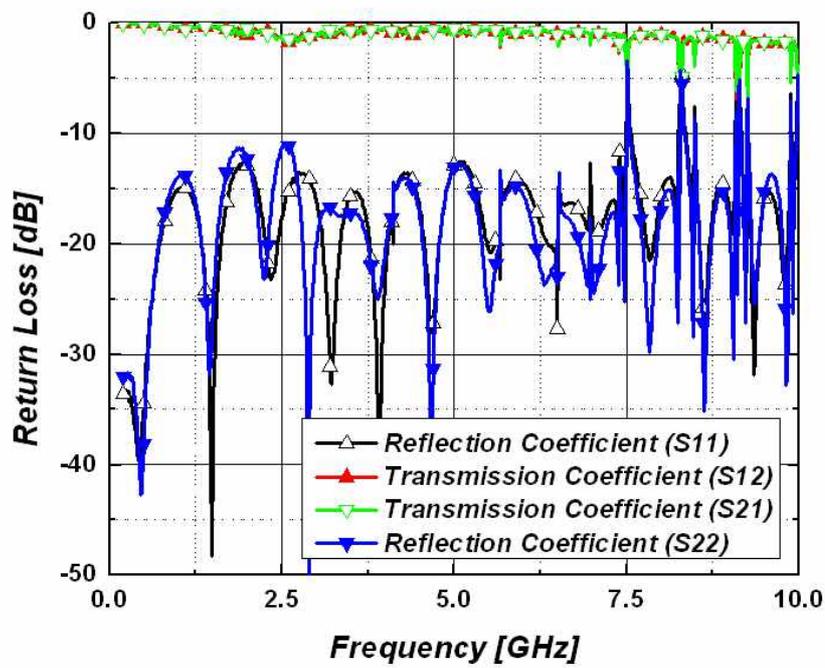
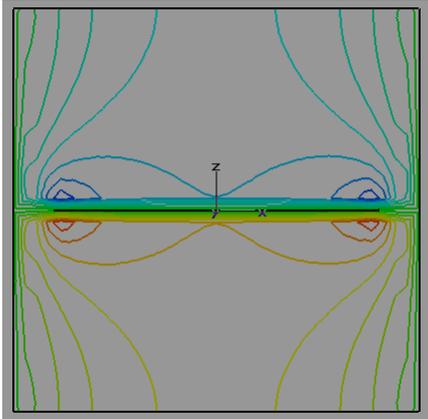
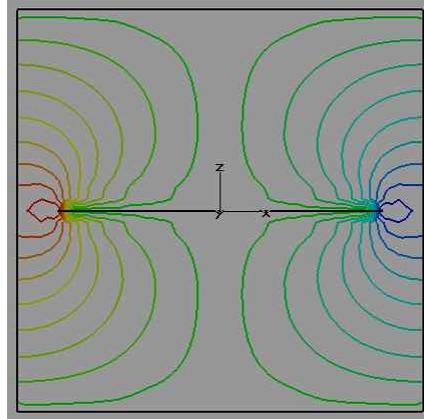


그림 5-9. 측정된 TEM CELL의 삽입손실 및 반사손실

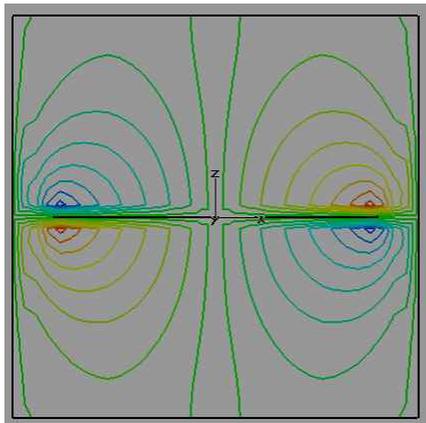
다음 그림 5-8에서 제안된 TEM Cell의 반사손실과 삽입손실을 시뮬레이션 결과를 나타낸다. 측정된 반사손실은 1GHz - 6.7GHz 대역에서 -20dB을 만족하며 그림 5-9에서 실제 측정된 결과를 나타낸다. 그림 5-10에서 Cell내부의 전계 분포를 나타낸다.



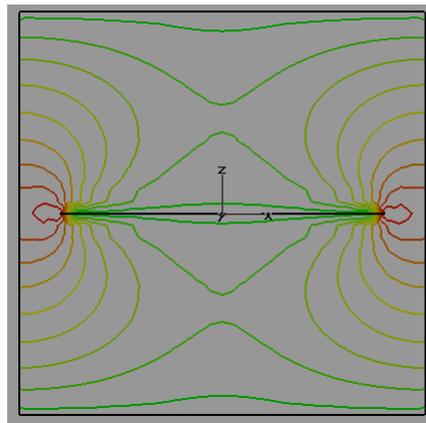
TE_{10} Mode



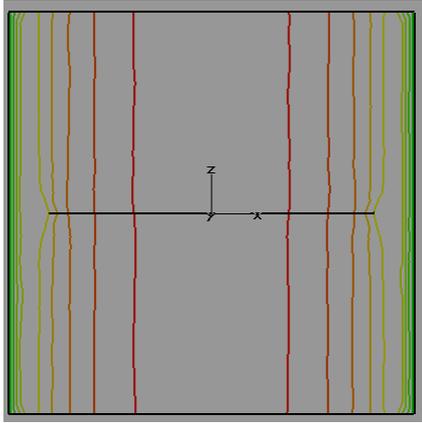
TE_{01} Mode



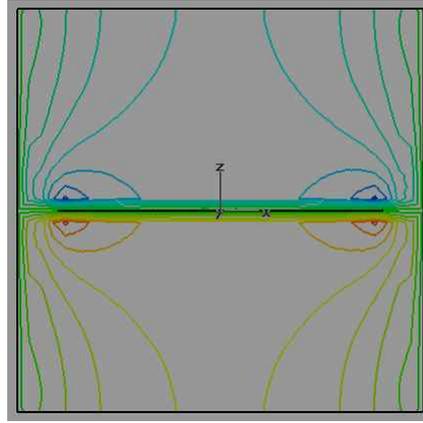
TE_{20} Mode



TE_{02} Mode



TE_{30} Mode



TE_{40} Mode

그림 5-10. 제안된 TEM Cell 단면에서의 모드별 필드 패턴

다음 그림 5-11은 제작된 치구을 이용하여 차폐효과를 측정하기 위한 시스템을 보이고 있다. 측정은 전자파 무반사실에서 진행하였고, 신호발생기에서 만들어진 1-8GHz 대역의 신호는 혼안테나를 이용하여 TEM CELL의 개구면으로 전달된다. 이때 혼안테나와 TEM CELL의 거리는 0.5M 이격되어 있고, TEM CELL의 한쪽 입력단은 50Ω으로 매칭을 하였다. 그림 5-12에서 신호발생기에서의 출력의 세기, 케이블 손실, 혼안테나의 이득 및 자유공간 손실은 고려하지 않았으며, Pre-AMP나 Attenuator는 사용하지 않았을 경우 측정 결과를 나타낸다. 측정 결과 1-7GHz의 대역폭에서 약 20-40dB의 동작범위를 확보할 수 있음을 확인하였다.

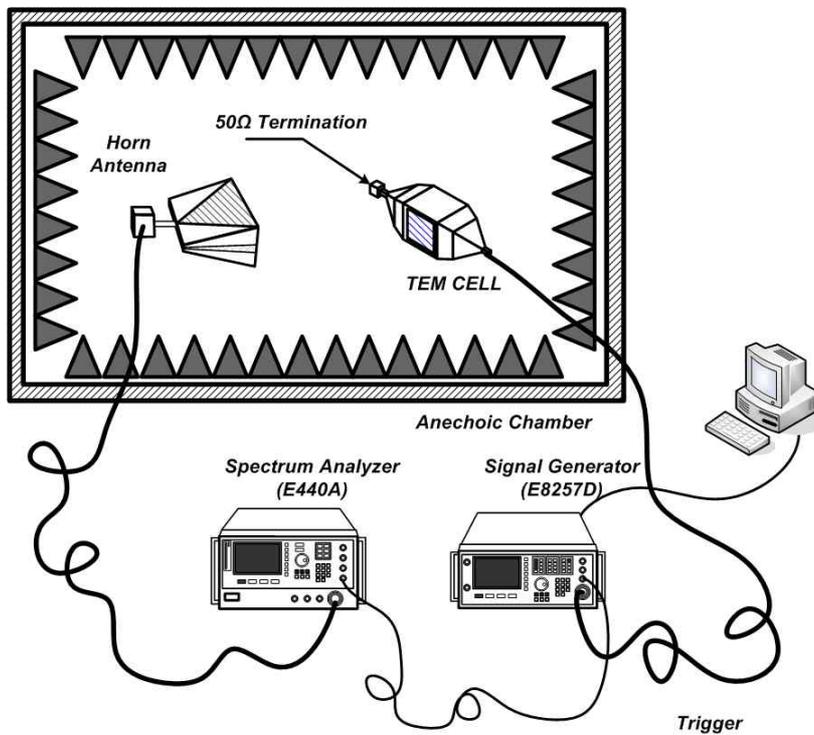


그림 5-11. 제안된 TEM Cell 이용한 차폐효과 측정 시스템

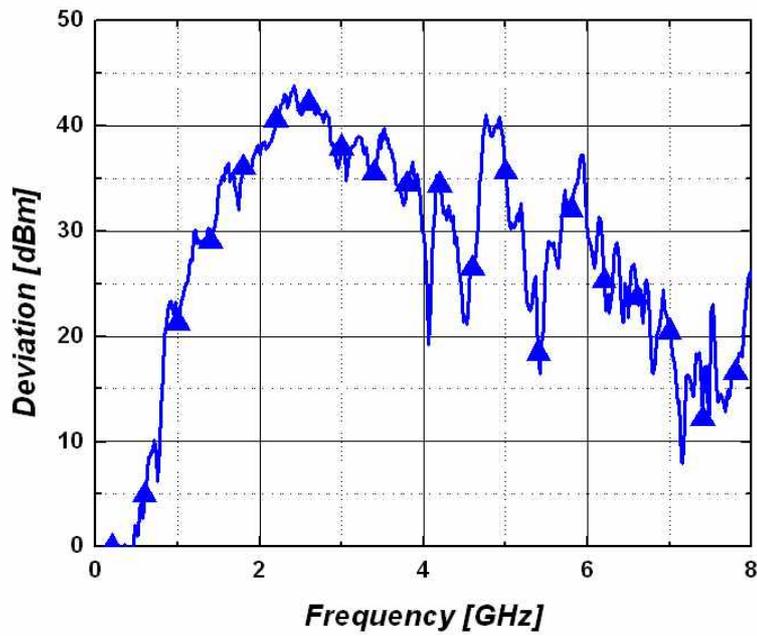
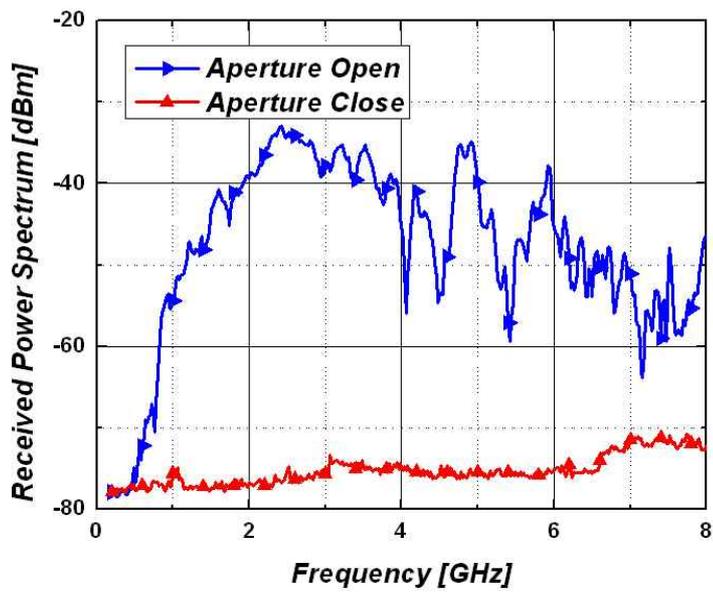


그림 5-12. 제안된 TEM Cell을 이용한 측정된 차폐효과

다음으로 그림 5-7의 TEM Cell의 크기를 더욱 축소하여 7GHz이상의 대역에서 동작하도록 설계하였고, 시뮬레이션을 수행하였다. 그림 5-13은 7GHz이상에서 동작하도록 설계된 TEM Cell을 나타내고 있으며 그림 5-14의 시뮬레이션 결과 설계된 TEM Cell의 반사손실은 6 - 18GHz까지 VSWR 2:1을 만족하였다. 이 경우 가능한 개구면의 크기는 20×20 (mm)였다. 때문에 시료의 크기가 매우 작은 단점을 가지고 있고 더 많은 연구가 필요할것으로 생각된다.

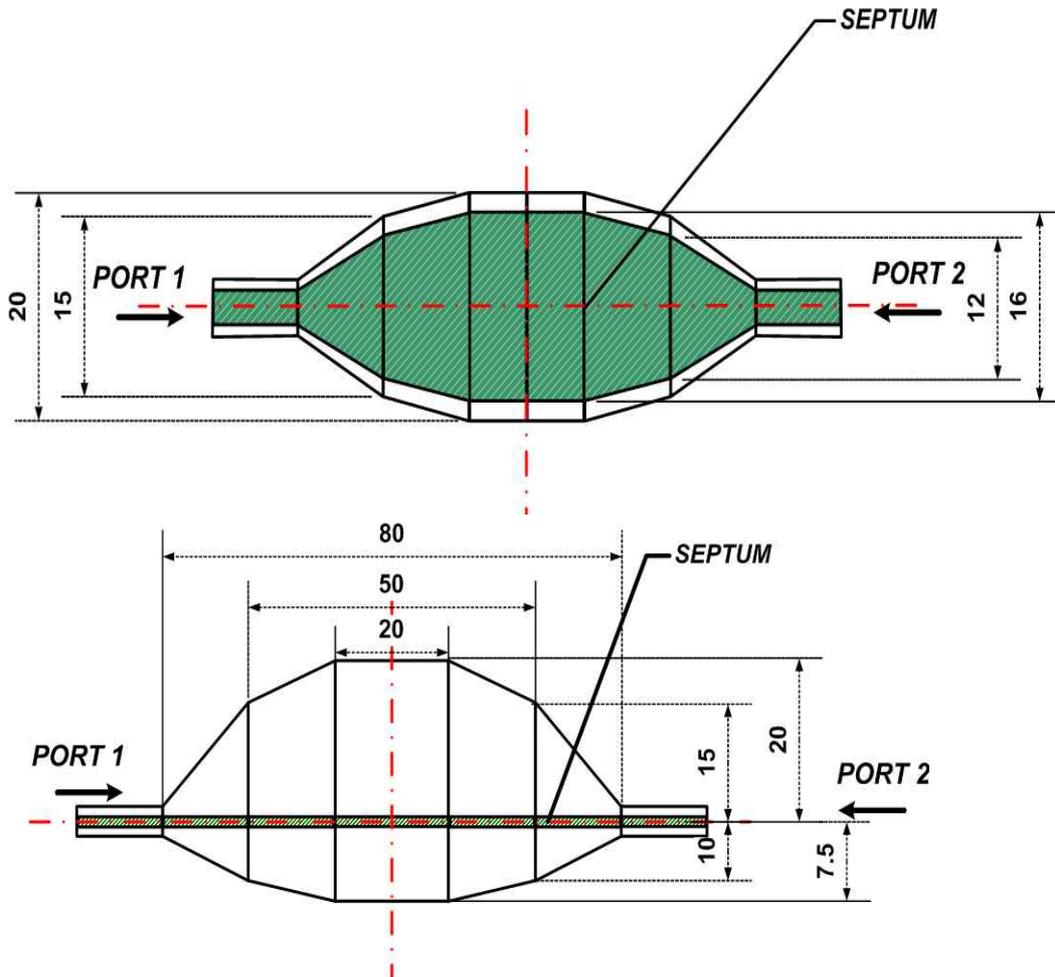


그림 5-13. 7GHz이상에서 차폐율 측정을 위한 TEM Cell

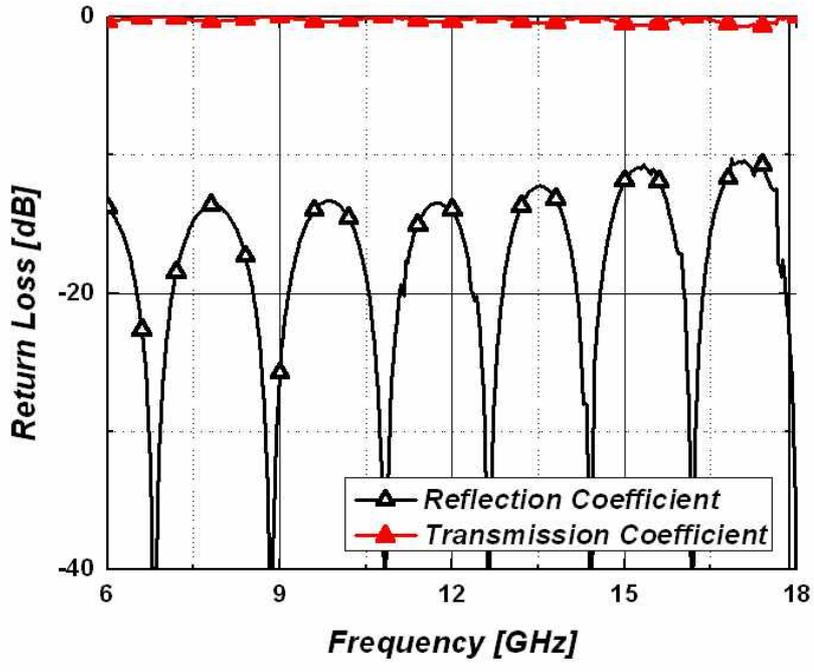


그림 5-14. 제안된 TEM Cell의 반사손실 및 전달계수

제 5 장 결 론

IT기기의 발달과 전자 자원 활용 기술의 발달로 1GHz이상의 주파수 활용이 점차 많아짐에 따라 동 주파수내에 대한 전자파 통제 기술에 대한 수요가 늘어나고 있으며 전자파 통제를 위한 다양한 기술 중 가장 중요한 기술의 한 가지가 차폐기술이다.

1GHz ~ 18GHz대역 차폐효과 측정관련해서 아직까지 국제적으로 표준화 된 규격이 없고 측정 할 때 마다 재현성이 쉽게 확보되지 않아 정확한 차폐효과 측정을 위해서는 먼저 측정하고자 하는 재료에 따른 측정 치구 개발이 필요한 실정이다.

본 보고서에서는 1GHz 이상대역에서 전자파차폐 물질의 차폐효과(SE) 측정을 위하여 선행되었던 연구 결과를 고찰하고, Coaxial Line을 이용한 경우와 GTEM Cell과 TEM Cell을 이용한 측정방법을 선정하여 연구하였다.

동축선로를 이용한 경우 1 ~ 18 GHz까지 약 70 dB의 동작범위를 가지고 측정이 가능하지만, 치구의 크기에 제약을 받기 때문에 재료의 시편 제작이 어려운 단점을 가지고 있다. GTEM Cell과 TEM Cell을 이용한 경우에 설계 및 제작된 한 개의 치구를 이용하여 1 ~ 7 GHz까지 약 20 dB의 동작범위를 가지고 측정이 가능함을 확인하였지만, Power Amp와 Pre-Amp를 이용할 경우 50 ~ 60 dB정도의 동작범위를 확보할 수 있을 것으로 사료되며 GTEM Cell내부에서 Micro TEM Cell을 사용하는 것을 기본으로 고려하였지만, 측정결과 GTEM Cell 대신 전자파 무반사실을 활용해도 무방할 것이라고 사료된다. 또한 7 GHz이상 18 GHz까지 측정을 위하여 소형의 TEM Cell의 연구가 더 필요로 하지만 시편의 모양이 사각으로 시편 제작이 동축선로를 이용하는 경우보다 용이한 장점을 가지고 있다.

본 연구 결과를 토대로 서비스 제공을 위하여 Coaxial Line 방식과 Micro TEM Cell을 이용한 방식을 검토하여 보았다. 차후 개구면의 크

기와 하한 차단 주파수의 문제, 차폐율 측정의 유효측정범위(Dynamic Range) 특성 등을 검증해 볼 것이며, 설계된 TEM Cell을 이용한 차폐율 측정방식의 교정절차와 측정 불확도 등에 대한 추가적인 검토가 필요하다.

참 고 문 헌

- [1] C. Weil and L. Gruner "High order mode cutoff in rectangular striplines", IEEE Trans., MTT-32(6),pp.638 641, June. 1984.
- [2] J. C. Tippet, "Modal Characteristic of rectangular coaxial transmission line, Ph. D Thesis, Univ. Colorado, Boulder, Co, June. 1978.
- [3] R. D. Orr and M. Kanda "Generation of standard electromagnetic fields in a TEM Cell", NBS Tech. Note 1319, Aug. 1988.
- [4] S. A. Schelkunoff, Electromagnetic Wave, pp. 303-315, Van Nostrand, New York, 1943.
- [5] SAE ARP 1173, "Test procedure to measure the RF shielding characteristics of EMI gaskets, Society of Automotive Engineers, Aerospace Recommended Practice," July 1975.
- [6] SAE ARP 1705, "Coaxial test procedure to measure the RF shielding characteristic of EMI gasket materials", June 1981.
- [7] P. F. Wilson and M. T. Ma, "Simple approxiamte for higher order mode cutoff and resonant frequencies in TEM Cells", IEEE Trans. EMC, EMC-28(3), pp.125-130, Aug. 1986.
- [8] F.Lisi, W. Guanghui, and B. Zengjun, "FDTD evaluation of transmission characteristic in GTEM cells", Asia-Pacific Conference on Enviromental Electromagnetics 2003, pp. 435-438, Nov. 2003.
- [9] M. L. Crawford, "Generation of standard EM fields Using TEM transmission cells", IEEE Trans. EMC, EMC-16, 189-195, Nov. 1974.

- [10] D. A. Hill, "Bandwidth limitations of TEM cells due to resonances", J. Microwave power, vol. 18, pp. 181-195, June 1983.
- [11] P. F. Wilson and M. T. Ma, "Simple approximation expressions for higher order mode cutoff and resonant frequencies in TEM cells", IEEE Trans. on EMC, vol. EMC-28, No.3, August 1986.
- [12] J. Zhang and J. Fu, "Higher order mode cutoff frequencies in TEM Cells calculated with TLM method" , IEEE Trans. on EMC, vol. 30, No. 4, Nov. 1988.
- [13] S.K Das and B.K Shinja, " Numerial solution of higher order mode cutoff frequencies in symmetric TEM Cell using Finite Element Method", IEEE Trans. EMC-32(4) pp.264-268, Nov. 1990.
- [14] Maria Sabrina Sarto, Alessio Tamburrano, "Innovative Test Method for the shielding Effectiveness Measurement of Conductive Thin Films in a Wide Frequency Range", IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 48, 331-340, 2006.
- [15] I. K .Hong, C. Y. Lee, C. K. Jeong, D. E. Lee, K. Kim, and J. Joo, "Metod and apparatus to broadband frequency ranges", Rev. Sci. Instrum., vol.74, pp. 1098-1102, 2003.