

제 출 문

본 보고서를 「전계강도표준측정방법에 관한 연구」
과제의 최종보고서로 제출합니다.

2003 . 1 . 27.

연구책임자: 정 삼영(전파환경연구과)

연 구 원 : 안 형배(전파환경연구과)

공 성식(전파환경연구과)

요 약 문

1. 과제명 : 전계강도 표준측정방법 연구
2. 연구 기간 : 2002. 1 ~ 2002. 12
3. 연구책임자 : 공업연구원 정삼영
4. 계획 대 진도

가. 월별 추진내용

세부연구내용	연구자	월별 추진일정												비고
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	
o V/UHF 주파수대역 전계강도 표준 측정 기술기준 개발 - IEEE 권고방식에 의한 대역폭 측정 방법 - 효율적 대역폭 측정을 위한 측정 시스템 구성방법 - 전파형식별 전계 강도 측정기술 - 측정장비 간 오차 측정실험 및 분석을 통한 최적 시스템 구성 - 신호발생기의 스퓨리어스측정 기준 및 송신소 직접 측정방법														
분기별 수행진도 (%)														

나. 세부 과제별 추진사항

(1) V/UHF 주파수대역 전계강도 표준 측정

- 국제 전계강도 표준측정방법 연구를 통한 표준측정방법 기술개발
 - IEEE 및 ITU-R(모니터링 핸드북) 표준방식의 분석을 통한 표준 측정방법(안) 작성
 - IEEE(미국전기전자학회) 및 IEC/CISPR(국제전파장해위원회) 등 국제기구 동향 파악 및 분석
 - IEEE 및 IEC/CISPR의 측정기준 및 연구결과 번역 및 분석
- 국내 무선 통신 서비스의 특성 및 환경을 고려한 측정 기술연구
 - 중앙전파관리소, 방송사, 이동통신사업자 전파품질 측정 방법 조사 및 분석

5. 연구 결과

- 1) 전계강도 표준방식 분석을 통한 표준 측정방법(안) 작성
 - 참조 : 30 Hz ~ 30 GHz의 전계강도표준측정방법 연구
IEEE Standards 291(IEEE Standard Method for Measuring Electromagnetic Field Strength of Sinusoidal Conditinuous Waves)
 - 2) 안테나 높이 변화에 따른 전계세기 측정 및 이론치 추출
 - 3) 기가헤르츠 대역 EMI 측정기술 연구
 - 국산 퍼스널 컴퓨터 기가헤르츠 불요파 특성 조사
 - 대상 : CPU 1 GHz 이상의 퍼스널 컴퓨터
 - 조사 내용 : 기가헤르츠 스펙트럼 및 복사 패턴
- ※ 무선 서비스 보호 기초자료 및 측정 기술표준화 자료확보

6. 기대효과

- V/UHF의 전계강도 표준측정방법(안)을 바탕으로 표준협의회 개최 및 표준확정
- 표준으로 확정되는 규격은 국내 관련기관이 신속히 도입·적용하도록 국내 기준 및 시험방법의 제·개정에 반영
- 전계강도표준측정방법에 대한 연구결과, 국내 학술/논문발표
- 국제기준(IEEE, IEC/CISPR) 변화동향을 국내 산·학·연에 전달

7. 기자재 사용 내역

시설·장비명	규격	수량	용도	보유현황	확보방안	비고
ESS	Rohde	1	Test Receiver	이천연구소		
SMT03	"	1	신호발생기	안양연구소		
HP8566B	HP	1	스펙트럼분석	안양 "		
EMI Test	Rohde	1	"	용산 "		
Biconical		2	안테나	이천, 안양		
Log-Periodic		2	"	"		
CNE	York	1	노이즈발생기	안양연구소		
OATS시험장		1	EMC시험장	이천연구소		

SUMMARY

We study IEEE standard methods for measuring electromagnetic field strength of sinusoidal continuous waves, 30 Hz to 30 GHz and Practical Limits for EMC Emission Testing at Frequencies Above 1GHz.

In this study, Two standard methods for field-strength measurement are described. The standard-antenna method consists of measuring the received power of open-circuit voltage developed in a standard receiving antenna by the field to be measured and computing the field strength from the measured voltage and the dimensions and form of the standard antenna.

Another study was undertaken to consider issues relevant to EMC radiated emissions measurements at frequencies in excess of 1GHz. A mathematical model was developed to predict the radiation patterns from typical EUTs. The model predicted complex patterns with the maximum emission possible at any angle. These predictions were backed up with measurements on specially constructed Dummy EUTs. This has major implications for test time and so further study on a significant sample of EUTs is recommended to determine statistically whether a reduced scan may be sufficient for the needs of both industry and the Radiocommunications sector.

목 차

표 목 차	192
그림목차	194
제 1 장 서 론	197
제 2 장 본 론	198
제 1절 주파수 30 Hz ~ 30 GHz의 전계세기 표준측정 방법	198
1. 총 론	198
2. 전계강도 측정방법	207
3. 안테나로부터 복사된 전력을 결정하기 위하여 사용하는 전계세기 측정	239
제 2절 기가헤르츠 대역 전자파 장애방지 표준화 접근	247
1. 보호되어야 할 무선 서비스	247
2. 불요파 발생기기	249
3. 시험환경 및 시험기기	250
제 3절 기가헤르츠 대역 무선 서비스 보호를 위한 허용 기준 설정	255
1. ISM 기기로부터 장애를 받기 쉬운 무선 서비스	256
2. 1 ~ 18 GHz 대역에서 새로운 방사 허용기준	276
제 4절 기가헤르츠 대역 측정기술	279
1. 자유공간 조건에서의 측정	279
2. 대용시험 환경	291
제 5절 1 ~ 18 GHz 방사 노이즈의 수학적 모델링	294
1. 개론	294
2. 빔이 조정된 신호원	294
3. 타켓면 모델링에 따른 결과	295
4. 결론	299
제 3 장 결 론	300

표 목 차

표 1	평균치 및 첨두치의 검파기 발생 에러	204
표 2	평면 대지위의 수직모노폴로부터 일정거리에 놓인 전계 세기	242
표 3	ITU ISM 주파수	250
표 4	주파수 할당 및 무선 통신 서비스 이용 내용 요약	256
표 5	DCS 1800 이동국의 등급에 따른 최고 출력과 최저 출력 레벨	261
표 6	DCS 1800 마이크로 기지국 송신국 등급에 따른 최대 출력 레벨	261
표 7	좋은 품질 채널을 얻기 위한 DCS 1800 이동국 및 micro-base transmitter station에 요구되는 기준 감도 레벨	262
표 8	블루투스 송신기의 전력 분류	269
표 9	여러종류의 하이퍼랜 송 수신기 분류에서 허용 가능한 조합방식	272
표 10	하이퍼랜 수신기 분류에 대한 최소 입력레벨	273
표 11	하이퍼랜/2에 대한 송신 모드 파라메타	275
표 12	하이퍼랜/2 수신기 감도 요구사항	276
표 13	AWGN의 존재하에 여러 무선 수신기로부터 허용되는 최대 전계강도 값	277
표 14	AWGN의 존재하에 여러 무선 수신기로부터 허용되는 1 MHz 측정대역폭으로 계산된 최대 전계강도 값	278
표 15	Measurement uncertainty for various scan resolutions from measured data	283
표 16	Measurement distance required to maintain far-field conditions	288

⌘ 17 Required phase differences for various beam steers	295
⌘ 18 results taken for beam steered sources positioned either side of an EUT	296
⌘ 19 phase calculated for various frequencies following path lengths	298
⌘ 20 results taken with PC front model	299

그 립 목 차

그림 1 측정시스템	202
그림 2 평형 Loop에 의한 교정방법	213
그림 3 불평형 Loop에 의한 교정방법	213
그림 4 동축수신 루프를 사용한 유도전계 측정방법	217
그림 5 가느다란 반파장 다이폴에 대한 교정방법	218
그림 6 첫 번째 공진에서 얇은 반파장다이폴에 대한 단축율	219
그림 7 첫 번째 공진에서 얇은 반파장 실린더형 다이폴의 복사저항	220
그림 8 대표적인 교정회로	220
그림 9 부하매칭 전계세기 측정기	222
그림 10 폴리스티렌에 의해 지지된 얇은 전계세기 다이폴	222
그림 11 병렬 다이폴을 사용한 복사 전계세기 측정법	223
그림 12 간단한 안테나를 사용한 전계강도 측정기 배열	224
그림 13 마이크로웨이브 주파수대역 측정을 위한 전계강도 측정기	227
그림 14 안테나 이득 측정을 위한 배열	228
그림 15 안테나 이득 측정을 위한 교번 배열	229
그림 16 안테나에 전달되는 RF 전력 측정을 위한 시스템	230
그림 17 피라미드 혼 안테나의 크기 도면	235
그림 18 10 V/m에서 광대역 전계 프로브 하나의 측정된 주파수응답	238
그림 19 차폐된 보상 개방회로 전압 루프 안테나의 응답	239
그림 20 1W 복사전력에 대한 이상적인 접지 수직 안테나로 부터 1km 거리에서 무감쇄된 전계강도	241
그림 21 접지면에 대한 지면파의 표면파 요소에 대한 감쇄	243

그림 22	Different functional block in the Bluetooth System	268
그림 23	Piconets with single slave operation	269
그림 24	Transmission loss introduced by closing doors of all weather enclosure	280
그림 25	Measurement of CNE VII radiation on oats with and without all weather enclosure	281
그림 26	Test site geometry for full equipment coverage	282
그림 27	Path geometry	284
그림 28	Uncertainty introduced by scan resolution for various test scenarios	285
그림 29	Uncertainty introduced by rotational scan resolution	286
그림 30	Path length difference for structure of significant electrical length	287
그림 31	General set-up for NSTL measurement	289
그림 32	Approximate radiation patterns for dipole and horn antennas	290
그림 33	NSTL measured with horn and biconical transmitting antennas	291
그림 34	Compact antenna range geometry	292
그림 35	beam steer angle relative to two point sources	295
그림 36	front face of the PC studied	297
그림 37	plan view of PC showing positions of vertical slots relative to processor	298

제 1 장 서 론

방송 및 무선통신, 이동통신 등 각종 전파사용의 확대로 전파세기의 정확한 측정이 중요한 의미를 갖게 되었다. 현재 전계강도 측정기관으로는 중앙전파관리소, 방송국, KT, 이동통신사업자 등이 있다. 그러나 전파 통신 및 방송서비스에 사용되는 전파의 전계강도에 대한 측정방식이 국내 표준화가 되어있지 않아 측정결과의 정확성과 신뢰성에 문제가 있다. 따라서 전파법 제 47조의2 (전계강도측정방법), 전파법 제 55조(전파환경의 측정 등) 관련법령에 의거 전계강도 측정 표준화를 정립하기 위해서 30 MHz ~ 30 GHz 대역 전파통신 및 방송파의 전계강도 표준측정 방식을 개발하고자 하였다.

V/UHF 주파수 대역의 전계강도 표준측정 기술기준 개발을 위해서 전계강도에 대한 중앙전파관리소, 방송국, 이동통신사업자의 측정 현황을 조사하였으며, 안테나 높이 변화에 따른 주파수별 전계세기를 측정하고, 이론치를 추출 하였다. 또한 IEEE(미국전기전자학회) 및 IEC/CISPR¹⁾ 등 국제기구 동향을 파악하고 전계강도 측정기준에 대한 30 Hz ~ 30 GHz의 IEEE Standards 291(IEEE Standard Method for Measuring Electromagnetic Field Strength of Sinusoidal Continuous Waves)을 번역하였으며, 기가헤르츠 대역 EMI 측정기술 연구를 위해서 Practical Limits for EMC Emission Testing at Frequencies Above 1 GHz 문서를 번역하고 분석하였다.

1) 국제전파장해특별위원회

제 2 장 본 론

제 1절 주파수 30 Hz ~ 30 GHz의 전계세기표준측정방법

1. 총론

전파 전파와 관련된 대부분의 측정의 경우 전계세기 측정을 포함한다. 이러한 기본적인 양(Quantity)의 측정을 위한 표준방법이 이 규격에서 설명되어질 것이다. 안테나로부터 복사되는 전력은 전계세기의 측정으로부터 결정될 수 있다.

가. 기호(Symbols)와 단위(Units)

공통적으로 사용되는 기호와 이들 기호가 수치적 계수를 포함하는 방정식에서 나타날 때 사용될 단위가 아래와 같이 주어진다. 보다 구체적이거나 제한적인 의미는 아래첨자로 표현되며, 이러한 기호에 대한 보다 자세한 정의는 이들이 사용되는 방정식에서 설명되어 질 것이다.

- a = 감쇄량
- A = 암페어
- A = 루프 안테나의 영역 [m^2]
- A = Sommerfield 감쇄 함수에 대한 노턴(Norton) 근사값
- A = 케이블 감쇄량 [dB]
- b = 효과적인 노이즈 전력 대역폭 [Hz]
- b_i = 임펄스 대역폭 [Hz]
- c = 진공상태에서 전자파의 전파속도, 2.9979246×10^8 m/s
- C = 캐피시턴스 [F]
- C_{inc} = 4 포트의 양방향 커플러의 입사 커플링 계수
- C_{refl} = 4 포트의 양방향 커플러의 반사 커플링 계수
- d = 송신기로부터 수신기까지의 거리, m
- D = 안테나의 최대 지름, m
- E = 전계세기의 실효값 [V/m]

$EIRP$ = 유효 등방성 복사 전력 [W]
 f = 주파수 [Hz]
 g = 방향성 이득에서 임피던스 부정합으로 발생된 손실 이외의 분산 손실 값을 뺀 이득 값인 등방성 안테나 전력이득.
 송신안테나의 이득은 송신기로부터 안테나에 전달된 총 전력에 대한 주어진 방향에서 전력밀도의 비율에 4π 를 곱해준 것과 같다.
 g_d = 손실이 있는 지표면에서 단축 다이폴의 이득
 g_e = 등방성 안테나의 상대적 등가 이득(절대이득)
 g_T = 임의 방향에서 송신 안테나의 전력이득
 g' = 표준화된 수신기 이득
 $G = 10\log_{10}g$ = 등방성 안테나(dBi)의 상대적인 안테나 이득 [dB]
 $G_e = 10\log_{10}g_e$ = 등가 이득 [dBi]
 h = 접지된 수직 모노폴 안테나의 높이 [m]
 h = 지면상의 안테나 높이 [m]
 H = 자계 세기의 실효값 [A/m]
 H = 인덕턴스 [H]
 I = 안테나 전류의 실효값 [A]
 k = 안테나 보정계수 [m^{-1}]
 K = 안테나 보정계수 [dB/ m]
 L_{eff} = 안테나 실효 길이 [m]
 L = 안테나의 물리적 길이 [m]
 N = 루프 회전 수
 p = 거리
 P = 전력(W)
 q = 임피던스 부정합 계수
 $Q = 2\pi \times (\text{저장된 에너지/주기당 분산된 에너지})$ 이며, 공명시 직렬 저항에 대한 리액턴스의 비로 표현될 수도 있다.
 r_1 = 송신 루프안테나의 반경
 r_2 = 수신 루프안테나의 반경(또는 평균 반경)
 R = 저항 [Ω] : 안테나 입력 임피던스의 실수 부분
 R_L = 부하 임피던스의 실수 부분 [Ω]
 S = 전자파의 전력속 밀도 [W/m^2]
 V = 실효 전압 [V]
 $VSWR$ = 전압 정재파비

V_{oc} = 다이폴 중앙 개방회로 전압 [V]
 X = 안테나 입력 임피던스의 허수 부분 [Ω]
 X_L = 부하 임피던스의 허수 부분 [Ω]
 Z = 안테나 입력 임피던스 [Ω]
 Z_L = 부하 입력 임피던스 [Ω]
 Z_o = 특성 임피던스 [Ω]
 Γ = 전압 반사계수
 ϵ_0 = 자유공간의 유전율
 $= (u_o c^2)^{-1} = 8.854 \times 10^{-12} \text{ F/m}$
 $= (36 \pi \times 10^9)^{-1} \text{ F/m}$
 ϵ_r = 진공상태 유전율의 상대적인 대지 유전율의 실수 부분 (비유전율)
 η = 안테나의 복사 효율 [%]
 η_o = 자유공간의 고유 파동 임피던스
 $= \sqrt{u_o / e_o} = 4\pi c \times 10^7 = 376.7303 (= 120\pi) \Omega$
 λ = 파장 [m]
 μ_o = 자유공간의 투자율 $= 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$
 σ = 지면 전도도의 실수 부분 [S/m]
 τ = 펄스 지속시간 [s]
 θ = 안테나 유효길이 L_{eff} 벡터와 전계 입사 E_o 가 이루는 각

나. 용어설명

(1) 전자파의 전계 세기

일반적으로 필드내의 한 점에서 전계세기 벡터(V/m)와 자계 세기 벡터(A/m)의 크기가 사용된다. 주파수 100 MHz 이상에서 원거리의 전계세기는 전력밀도 [S]로 나타낸다. 자유공간의 선형 분극 평면내에서 $S = E^2 / \eta_o = E^2 (\mu_o / \epsilon_o)^{1/2}$ 으로 나타낼 수 있으며 단위는 W/m^2 이다.

(2) 정확도

에러로부터 자유롭기 위한 적합한 값이어야 한다. 따라서 반복측정과 데이터의 기준치가 정의되어야 한다.

정확도는 에러에 의한 값과 실질적인 값과의 $\pm \%$, 또는 $\pm \text{dB}$ 비율로 표

현이 된다.

(3) 배치

국제기준에 맞는 정확한 교정에 따른다.

(4) 교정계수

전계강도 측정기와 전자파 세기에 영향을 주는 안테나에 의한 주파수에 따른 표현으로 안테나 이득과 임피던스 수신 선형성 등이 관련 된다.

(5) 안테나 보정계수

안테나의 특성을 결정하기 위한 전계세기측정 교정의 일부분이다. 이것은 일반적으로 수신 저항 $50\ \Omega$ 에 대한 전압세기의 비율로서 정의 된다.

$$K = 20\log\left(\frac{E_{in}\ V/m}{V_{across\ 50\Omega}}\right),\ dB(m^{-1}) \quad (1)$$

다. 고려되지 않은 복잡성

정상상태의 연속신호에 대한 전계세기 측정기술로 제한한다. 신호는 실제로 측정할 값이어야 하고 측정지시치의 대역폭보다 넓은 주파수 대역의 신호, 비정상상태 및 비연속신호는 논의 대상에서 제외한다.

라. 전계세기 측정장비

전계세기 측정 관련 장비를 그림 1에 나타내고 있다.

- (1) 안테나
- (2) 전송선, 광 링크, 커플링 네트워크
- (3) 주파수 선택회로
- (4) 증폭 및 감쇄 회로
- (5) 입출력 특성값을 알 수 있고 충분한 동작 범위를 갖는 검파기
- (6) 판넬 미터, 차트 기록기, 음극관 또는 디지털 측정기 등과 같은 측정 결과 표시 장치

마. 전계강도 최종 측정값 단위에 영향을 주는 요소

전계세기를 측정하기 위한 수신기 구성 요소는 측정결과 및 측정결과를 표시하는 단위에 영향을 준다. 필드 세기 측정기(Field strength meters)로 사

용되는 수신기는, 전계강도 측정기(Field intensity meters)로 적절히 표현하지는 않지만 최근 사용되는 FSM²⁾은 다음과 같은 5가지의 기본적 요소를 가지고 있다.

- (1) 안테나와 관련 회로(예, 발룬, 전송선)
- (2) 수신기(rf and IF)
- (3) 검파기
- (4) 측정기 또는 데이터 처리 장치
- (5) 교정기(수신기의 내부 혹은 외부, 그림 1 참조)

안테나와 수신기(IF 신호를 통한 증폭기)는 공간상의 신호를 스펙트럼에 대해 선택한 후 증폭을 한다. 협대역 안테나와 광대역 수신기는 주파수 필터링 처리 기능이 있으며 안테나 편파의 고려가 중요하다. 측정의 결과를 작성하기 위하여 사용된 단위는 교정기, 검파기등 측정기에 의해 먼저 결정된다. 보고서에 사용된 단위들에 직접적으로 영향을 미치는 데이터를 정규화하기 위한 것이 고려된다. 안테나 정규화는, 전자계와 회로에 대해 알려진(측정된) 회로량(예., 전압)을 필드량(전기필드 세기)으로 안테나 계수에 의해 전환하는 것을 포함한다. 여기에서, 표준(또는 교정) 안테나는 수신 전압(V)과 관련 있는 정규화를 입사 전기장(V/m)으로 적절히 수행한다. 필드세기에 대한 단위는 종종 dB($1 \mu V/m$)으로 쓰여지는 $1 \mu V/m$ 에서 $\mu V/m$ 와 dB를 포함한다. 만일 안테나의 유효 영역에 수신 전력을 정규화하기 위하여 사용하면, 전력 밀도에 대한 단위는 W/m^2 와 dB 형태가 된다.

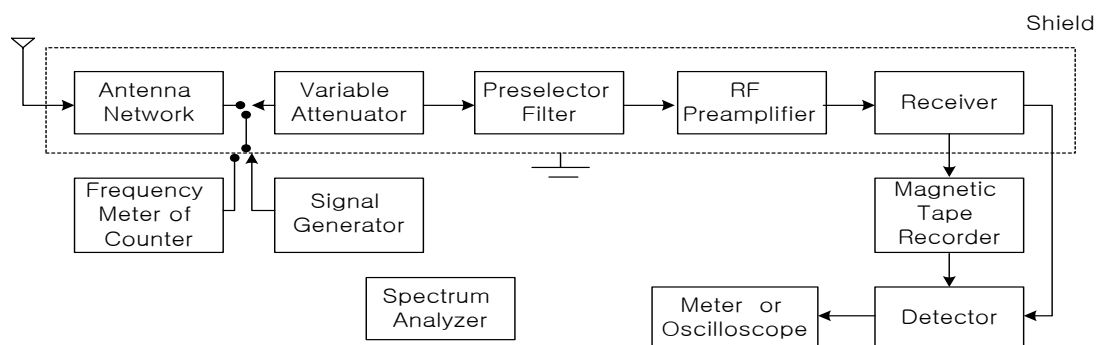


그림 1 측정시스템

2) Field strength meters

수신기 정규화는 측정하고자 하는 파장이 스펙트럼 수신기 대역폭을 초과할 경우에 효과적이고, 측정된 전압(또는 전력)은 단위 대역폭(1 Hz, 1 kHz, 또는 1 MHz)에 의해 정규화 된다.

이것은 백색잡음(예, 주파수대역의 일정한 전력 스펙트럼 밀도잡음)과 평균 잡음전력 또는 실효 전압에 대한 정규화에 비교적 직접적인 관련이 있다. 그러나, 백색 전력스펙트럼이 아닌 신호 펄드세기를 측정할 때는 여러 문제가 발생할 수 있다. 대역폭에 관련된 정규화는 전자기장과 회로에 적용될 수 있고 $1 \mu V/MHz$ 에 대해 $W \cdot m^{-2} \cdot Hz^{-1}$ 와 dB 같은 단위가 있다. 정규화에 대한 적절한 대역폭(예, 효과적인 잡음전력 대역폭, 또는 임펄스 대역폭)을 선택하기 위한 주의가 요구된다. 선형 협대역 수신기의 출력과, 수신기 입력에서의 노이즈 임펄스 최대 응답은 노이즈의 전압시간 파형에 비례한다. 만일, 임펄스의 지속기간이 수신기의 임펄스 대역폭의 역과 비교하여 작다면, 최대 응답 값은 독립적인 입력파형의 형태이다.

예를 들어, 만일 임펄스 발생의 출력이 증폭 A V 와 지속시간 τ s 의 한 직사각형 임펄스의 출력이라면 그 수신기의 출력파형 최대치는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$V(peak) = (k \cdot A \cdot \tau) b_i, [V] \quad (2)$$

이때 k 는 비례상수

임펄스 대역폭은 다음으로부터 계산될 수 있다.

$$\frac{1}{b_i} = \frac{1}{V(peak)} \int_0^{\infty} V(t) dt \quad (3)$$

이때 $V(t)$ 는 수신기 IF 출력에서 측정된 수신기의 임펄스 응답이다.

2(A) 입력의 2배 증폭 입력이 $(\tau/2)$ 동안의 반에 해당하는 출력이 나타날 것이다. 관찰된, $V(\text{최대치})$ 는 임펄스 세기에 관한 정보를 줄 수 있지만 증폭도, 임펄스의 모양에 관한 정확한 정보를 제공하진 않는다.

이러한 이유로, 임펄스 교정에서 노이즈 임펄스를 중복되지 않도록 측정하는데 있어 최대 검파기를 교정하는 것은 적절하다. 교정기의 출력은 전압 (v/s) 또는 dB에서($1 \mu V/MHz$)로 주어진다.

그림 1에서 검출기로 측정되어진 노이즈 값의 통계치 산출이 설계 되어있

다. 이것에서 기본적인 량이 계산(예, 실효전압, 평균전압, quasi-peak 전압, 또는 최대전압) 되도록 한다. 측정 단위는 교정 소스, 검파기, 측정기(또는 데이터 처리)에 의존하며 실효전압, 최대전압, 그리고 평균전압의 검파가 고려 된다. 전파 교정의 중요성은 테이블 1에 나타내고 있고, CW 신호 발생기로부터 사인 파장의 실효값으로 실효치, 최대치, 그리고 평균 검파기의 교정에 대한 여러 선택된 파형에서 나타난 에러값을 보여준다.

표 1. 평균치 및 첨두치의 검파기 발생 에러

파형	RMS Meter Indicates	Rectified Average Meter Indicates	Peak Meter Indicates	Error	
				Average Meter	Peak Meter
정현파	0.707	0.707	0.707	0.00	0.00
정현파 plus 100% Third Harmonic					
동상	1.000	0.944	1.09	-0.50	0.75
Outphase	1.000	0.472	0.382	-6.52	-8.36
구면파	1.000	1.111	0.707	+0.91	-3.00
가우스 노이즈	1.000	0.887	—	-1.05	—
Pulse train Duty cycle = 0.1	0.318	0.111	0.707	-9.14	+6.10
Duty cycle = 0.01	1.000	0.011	0.707	-19.17	+16.99

바. 주파수 범위의 분류

전계강도 측정을 위한 기술을 다음과 같은 대략 3 가지 주파수 범위로 분류하는 것이 편리하다.

- (1) 30 MHz 이하 주파수 범위
- (2) 30 MHz에서 1 GHz까지의 주파수
- (3) 1 GHz에서 30 GHz까지의 주파수
- (4) 30 GHz 이상의 주파수 범위 (본 규격의 적용 범위를 초과)

위와 같은 분할은 유용하다. 왜냐하면, 이러한 적용으로 실질적인 안테나의 두께, 신호의 파장과 근접 측정위치에 대한 영향이 결정된다.

약 30 MHz 아래에서, 유효 안테나는 보통 1 파장에 비해 작다. 일반적인

측정 안테나는 0.3에서 1 m의 지름을 가진 전기적으로 차폐되고, 하나 또는 그 이상의 회전수를 가진 루프이다. 또 다른 형태는 0.1에서 3 m의 길이를 가진 짧은 모노폴(로드(Rod) 또는 휩(Whip))안테나이다. 이러한 안테나 형태는 둘 다 모두 전기적 작은 사이즈를 갖고 있으며 낮은 효율성을 갖는다. 즉, 복사 저항이 손실 저항과 비교해서 낮다.

약 30 MHz에서 1 GHz 까지에서 실질적인 안테나가 한 파장의 크기를 가질 때 전계세기 측정은 일반적인 안테나의 반파장($\lambda/2$) 공진 다이폴을 사용한다. 다이폴은 보통 안정-대-비안정 변압기(발룬)와 동축 전송선의 사용에 의한 측정 장비와 관련된다. $\lambda/2$ 다이폴은 그것이 좀더 효율적이라는 점에서 루프와 로드 안테나와는 다르다. 광대역안테나 또는 지향성 안테나는 주파수 범위가 보다 높은 범위에서 사용된다.

약 1 GHz이상일 경우 요구하는 감도에 비해 다이폴의 수집 영역이 매우 작다. 이러한 주파수에서는 혼안테나와 같이 한 파장에 비해 큰 구경인 안테나에 의해 에너지를 수집하는 것이 일반적이다. 이러한 안테나는 보통 높은 효율성과 상당한 지향성을 가지고 있는 특징이 있다. 동축선 또는 도파관 전송선이 보통 사용된다.

사. 교정절차 및 표준

전계강도 측정장비가 기준 소스를 사용한 표준 감도에 조정될 경우 측정값은 일반적으로 주파수 따라 변화되는 교정 계수를 적용함으로써 전계강도값으로 변환된다. 일반적인 목적의 전계세기 측정기는 다수의 조율된 주파수들과 80에서 120 dB의 증폭 범위를 갖는다.

교정방법은 다음 두가지 기본 형태로 분류될 수 있다.

(1) 직접교정

안테나를 표준 전자기장(임의 지점에서 전계세기를 정확히 알 수 있는)에 노출시켜 교정하는 방식으로, 표준 전자기장은 크기와 전류분포 또는 이득을 정확히 알 수 있는 송신 안테나에 공급된 전력 또는 측정된 전류로부터 이론적 계산으로 구해진다.

이런 접근에서, 표준필드 방법은 지면 반사의 효과 또는 무반사실의 벽으로부터 반사가 설명 되어야 한다. 송신 안테나와 수신 안테나 사이 거리 변화로 발생하는 동상 및 이상의 위상차로 인해 생기는 반사를 평균함으로써

얻어진다. 전계세기는 알려진 크기 또는 이득의 특별한 수신 안테나에 유도된 전압(또는 유효한 파워)으로 부터 결정될 수 있다. 후자의 접근 방법을 표준 안테나 방법이라 한다. 근본 원리로 부터 전계 계측은 그 범위 내의 모든 레벨과 주파수 및 알려진 전계세기의 사용에 의해 직접적으로 교정될 수 있다. 그러나 실용적인 이유로, 이러한 교정은 보통 각각 요구된 주파수의 하나 또는 두개 레벨에서 실행된다. 이러한 측정은 감쇄기의 정확한 조정에 의해 보완된다.

(2) 간접적인 교정

간접적인 교정에서, 교정계수는 수신안테나의 측정 또는 계산된 특성과 장비의 특성으로부터 계산된다. 안테나를 전계강도 측정장비에서 분리시키고 안테나의 임피던스와 동일한 임피던스를 갖는 교정된 표준 신호 발생기를 부착시킨다. 기기는 표준 신호 발생기에 대해 RF 전압측정기(또는 전력 측정기)로 교정되며, 안테나 교정계수는 안테나를 개구로 고려함으로써 또는 안테나의 측정된 이득으로부터 각 주파수에 대해 계산된다. 전송선이 안테나와 수신기 사이에 사용될 경우 전송선을 수신기의 일부분으로 고려하여 교정 발생기를 전송선에 연결하여 별도로 전송선의 손실을 결정하여 그 손실을 보상해 주는 과정을 생략할 수 있다.

수신안테나 계수의 이론적인 계산은 안테나의 단순한 형태의 사용에 의해 쉽게 나타낸다. 예를 들어, 그것의 유효한 길이가 물리적인 길이의 절반과 같도록 하고, 넓은 지평면에 위치해 있는 가늘고 짧은 수직 모노폴 안테나(0.1 파장보다 좀더 짧은)가 선형전류 분포를 가지고 있다고 추측될 수 있다. 임피던스는 표준 신호 발생기와 측정 수신기의 입력 사이에 있는 직렬 캐피시터로 나타낼 수 있다. 두번째 예는 사인 전류 분포로 가정된 얇은 반파장 다이폴 안테나이다. 이러한 안테나는 이론적으로 유효한 길이 λ/π 와 자유공간에서 대략 70Ω 의 복사저항을 갖는다.

가느다란 실린더형 표준 다이폴이 자기 공진(Self resonance)을 갖게 하기 위해서 반파장의 길이보다 수 퍼센트 짧은 길이를 가져야 한다. 이때 복사저항은 가느다란 $\lambda/2$ 안테나의 경우보다 아주 미세하게 더 작다. 이는 유효 길이의 실린더 두께가 전류분포에 영향을 미치기 때문이다. 그러나 실제 다이폴의 방향성 패턴은 아주 가느다란 다이폴 안테나의 방향성 패턴과 아주 다르지는 않다. 따라서, 실제 다이폴 안테나의 이득과 이용가능한 전력은 이론적인 값에 근접한다. 그 결과 실용적인 다이폴은 복사 저항에서 변화를 설

명하기 위하여 변압기와 더불어 이론적으로 얇은 다이폴에 대해 동등하게 고려될 수 있다. 만일 그것의 임피던스 매칭 특성이 최대로 적용되지 않고 손실이 고려되지 않는다면, 발룬에 의한 에러가 발생 할 수 있는 요소가 된다.

안테나의 이득은 앞에서 교정 되어져 왔던 방식이나 또는 이득의 이론적인 계산에 의한 표준 이득 안테나와의 비교에 의해 측정될 수 있다. 그 이득은 또한 2개의 동일한 안테나, 즉, 송신 및 수신에 대한 측정으로부터 결정될 수 있다. 2개의 안테나 이득 교정에 유사하게, 일반적으로 3개의 안테나 기술이 사용될 수 있다. 이 경우에, 2개의 동일한 안테나를 가지는 것이 필수적인 것은 아니다. 모든 3개의 안테나의 이득은 각각의 2개의 안테나를 포함하는 3개의 측정 장치로부터 얻을 수 있다. 안테나 이득의 측정은 결합된 발룬, 절연체, 또는 사용된 임피던스 매칭 장치의 손실을 포함해야 한다.

rf 전류 측정을 위해 교정된 신호 발생기, 감쇄기, 전력측정기, 열전소자는 전계세기 측정에 사용된 주요 참고 표준이 된다. 안테나 분리거리와 표준필드에 의해 루프·개구 안테나·표준 수신 다이폴의 정확한 치수를 결정한다.

2. 전계강도 측정 방법

가. 개론

두가지의 일반적인 방법이 전계세기 측정에 적용될 수 있다. 하나의 방법은 EM 필드 측정에 의한 수신된 전력이나 혹은 표준 수신 안테나 내에 유도된 개회로 전압을 측정하는 방식으로 구성한다. 그리고 표준수신 안테나의 형태와 지름, 측정된 전압이나 전력형태로 계산된 전계세기 측정방식으로 한다. 다른 방법은 일반적으로 측정되는 장(field)에서 안테나의 전압, 송신안테나의 차원이나 타입을 이용하여 계산되는 크기, 송신안테나에 전달되는 총전력(net power), 안테나 사이거리, 지면효과 등을 비교하는 것으로 이루어져 있다. 일반적인 수신안테나 방법으로는 안테나와 전력 혹은 전압을 측정하는 장비에 특별한 요구 사항들이 있다. 장의 전계세기측정은 위에서 언급한 두가지 방법 중 하나를 이용하여 알려진 장 내에서 교정된 상업적으로 이용 가능한 길이인 측정기를 사용하여 만들어 진다. 교정서비스는 30 Hz에서 30 GHz 주파수 범위의 전계세기측정기에 대한 국제표준기술위(National Institute of Standards and Technology)에 의해 유지된다. 더 많은 자료는 National Institute of Standards and Technology, Electromagnetic Fields

Division, 325 Broadway, Boulder, CO 80303, USA 에 있다.

(1) 표준 수신안테나 방법

일반적인 기준수신안테나 방법들을 보면, 안테나들은 이미 이득을 아는 가
는 다이폴안테나 혹은 피라미드형 혼(pyramidal horn) 안테나와 같은 일반적
인 형태를 띤다. 개방회로 rf 전압, V_{oc} ,는 입사장에 의한 다이폴에 의해 유
도되며, 주어진 크기와 편파는 이론적으로 계산할 수 있다. 이러한 전압과
생성된 전기장의 성분비를 안테나의 실효 길이라고 부른다. 만약 입사된 전
기장 E_{inc} 의 편파 방향이 다이폴과 평행하다면

$$L_{eff} = V_{oc}/E_{inc} \quad (4)$$

실효길이는 대체적으로 $V_{oc} = L_{eff} \cdot E_{inc}$ 와 같은 벡터로 정의된다. 스칼
라 L_{eff} 는 L_{eff} 의 크기에 $\cos \theta$ 를 곱한 것과 같다. 여기서 θ 는 L_{eff} 와 입사된
벡터장, E_{inc} 사이의 각도를 의미한다.

전압측정기구에 대한 커플링 표준 다이폴의 방법은 대체적으로 측정전압
을 장(field)에 의해 유도된 총전압을 말하는 것이 아니라 그것의 고정된 한
부분의 전압을 의미한다. 예를 들면, 전계장 안의 안테나에 유도된 rf 전압과
검출되는 dc 전압사이의 비를 전압전송비 라고 말한다. 이러한 비율의 분리
결정이 일반적으로 요구된다.

일반적인 전압소스는 종종 교정 전압계를 위한 전계세기 측정기구의 한
부분으로 제공된다. 여기서 전압계란 용어는 라디오 수신부분의 매개체를
총칭한다. 교정전압은 고정되거나 혹은 넓은 범위에 적합하게 조절될 수 있
다. 커플링 회로의 어떤 부분에서 기준수신안테나를 직렬로 연결하거나 커플
링 회로대신에 전압계(voltmeter)의 입력단자를 적용시킬 수 있다. 이러한 전
압계는 측정하는 전압에 따라 다양한 범위에서 교정되었다. 전압전송비를 결
정하기 위해 사용하는 방법은 대체적으로 안테나의 특성형태와 적용한 회로
의 구성도에 영향을 받는다.

전계세기 값은 안테나의 이득 혹은 안테나의 실효길이와 전압전송비에 근
거하여 계산된다. 몇몇의 경우에는 정확하게 사용한 안테나의 실효길이를
계산하는 것이 쉽지 않다. 또 다른 경우에는 안테나의 실효길이와 전압전
송비의 곱은 안테나가 일반적인 기준장(standard field)안에 있을 때 부하 임
피던스에 놓여진 안테나의 출력전압을 측정함으로써 직접적으로 얻을 수 있

다. 이러한 상호적인 곱을 안테나 보정계수라고 한다. 이것은 상업적인 전계세기측정기의 교정에 따르는 일반적인 과정이다. 안테나 보정계수의 값은 수신기의 이득을 포함한다.

일반적인 표준수신안테나의 형태는 신호의 주파수, 측정되는 장(field)의 분극성, 고주파수, 저주파수, 페이딩 상태 등과 같은 장의 자연적인 성질, 안테나 취급의 용이성 등에 좌우된다. 일반적으로 적용되는 타입은 루프안테나, $\lambda/2$ 혹은 그 이하의 길이를 가지는 종방향 혹은 횡방향의 다이폴, 끝단과 접지사이의 출력을 가지는 종방향의 모노폴, 피라미드형 혼(pyramidal horn), 개방된 종단(open-ended) 도파관(OEG)³⁾ 등이 있다.

전파 통신 서비스에서 전계세기 측정은 종종 안테나와 배열의 복잡한 형태로 이루어진다. 전계세기 측정은 일반적으로 작동의 용이성, 감도(sensitivity)의 증가, 방해(interference)를 구분하는 등의 기능을 제공한다. 복잡한 안테나는 간단한 기준 안테나와 비교를 통해서 교정을 할 수 있다. 이러한 교정은 좀더 간단한 안테나와 비교를 하는 테스트과정에서 안테나의 방향성(directionality)이 달라질 수 있기 때문에 어려움이 있을 수 있다. 예를 들면, 기준 다이폴은 높은 이득의 로그피리오딕과 마찬가지로 지면반사파를 효과적으로 구분할 수 없을 것이다.

(2) 표준 송신 안테나 방법

기준장(standard field)에서의 이 방법은 지역적인 송신기에 의해 만들어진 수신안테나의 위치에서 장(field)은 송신안테나의 이득과 실효길이, 송신안테나의 복사전력 혹은 전류의 분포, 송신안테나와 field point 사이의 거리, 접지로 부터의 반사효과, 차폐실의 표면 혹은 다른 물체 등을 통해서 계산된다. 수신안테나와 함께 사용되는 계측장비는 일반적으로 파워미터(power meter), 주파수선택 볼트미터기, 스펙트럼분석기 혹은 방해파 측정기와 같은 장비들이 있다. 송신기준의 도달 각도와 측정된 장이 다를 때, 수정을 위해 안테나의 방향성과 접지효과로 인한 전압들 사이의 결과적인 차이를 적용해 주어야 한다.

(3) 단순화와 주의사항

3) open-ended waveguide

전계세기측정은 일반적으로 전송매질의 다양성, 복사특성, 접지(ground) 혹은 산란 물체(disturbing structures)의 영향 등으로 야기되는 필드의 복잡한 성향에 의해 분석이 어려운 문제점이 있다. 기구의 사용에 있어서 과도한 복잡성을 제거하고, 데이터의 분석을 수월하게 하기 위하여 계측방법에 간단한 추정법(approximation)을 이용한다.

전리층 혹은 대류권파의 필드에서의 완전한 측정은 다음과 같은 사항을 포함한다.

- (가) 수신점(receiving point)에서 각 신호 주파수에 대해 측면의 전기장과 자기장 성분값, 수직방향(vertical), 종방향(longitudinal)의 필드 세기
- (나) 필드성분들 사이의 위상 각
- (다) 각 신호성분의 도달 방향

다행히도, 고려할 만한 실제적인 정보는 상호직교(mutually orthogonal)하는 필드 성분을 측정함으로써 얻어진다. 수신 안테나의 간단한 형태는 특히 유용하며, 예를 들면 전기장 혹은 자기장 세기의 총 크기를 측정하기 위해 세방향으로 교차된 다이폴이나 세방향으로 교차된 루프 등을 적용한다.

복잡한 방사를 측정하기 위해 단일 주파수장(single-frequency field)은 측정이 되었으므로 송신기의 변조단을 제거하여 단순화시킨다. Single-sideband 전송과 같이 반송파(carrier wave)가 없는 방사의 경우, 단일 주파수장은 이미 측정되어서 단일 주파수의 변조부분을 제한할 수 있는 장점이 있다. 그러나 교차변조곱(cross-modulation production)과 Single-sideband 방사 등에서의 간섭영향을 고려할 경우 일반적인 변조단이 필요할 때도 있다. 주어진 필드에서 고조파(harmonic)성분을 측정할 때, 특별히 주의할 점은 측정하는 수신기안에서 만들어지는 고조파(harmonic)들과 다른 스푸리어스 응답(spurious responses)들에 의해 야기되는 오차를 피해야 한다는 것이다.

전형적인 전계세기 계측시스템은 수신기의 주파수선택회로를 통과하는 신호전압이 선택된 시간 간격에서의 평균, 최대, quasi-peak값이 나타나도록 구성되어 있다. 실효 전압값을 측정하는 단일 주파수장에서는 알려진 실효 전압값의 단일 주파수 신호를 이용하여 평균지시회로(average-indicating circuit)을 교정한다. 펄스 변조신호에서는 알려진 실효값의 비변조 단일 주파수 신호를 이용하여 peak-indicating circuit을 교정하며, 교정된 peak-indicating circuit에 의하여 한 펄스주기동안의 값을 측정한다. 이 경우, 필요한 수신기의 대역폭과 회로의 최적 충전, 비충전(discharge) 시간상수는 펄스 폭과 반복주기에 영향을 받는다. 교정된 오실로스코프는 또한 펄스의 피크치를 결정하는데 이용된다.

주파수 변조 파장(Frequency-modulated waves)의 경우, 만약 수신기가

최대 주파수 편차의 두배보다 통과대역이 크다면 측정된 전계세기 값에 대한 변조영향은 충분히 제거될 것이다. 텔레비전 비디오 전송시 전계세기 측정을 할 때는 동기된 펄스동안에 발생하는 최대 실효값을 보통 측정한다. second detector의 시간상수와 수신단의 대역폭은 반드시 측정기에서 최대값을 읽어야 한다. 만약 측정기가 최대값의 85%를 가리킨다면, 측정기에서 읽어내는 것은 변조의 내용과는 무관하게 된다. 비디오 운반체(carrier)에서 실효값을 측정할 수 있지만, 측정결과가 변조의 퍼센트에 영향을 받기 때문에 이러한 측정은 좀처럼 이용되지 않는다. 텔레비전 방송국에서 음성carrier의 측정은 좀더 쉽게 이루어 지는데 이것은 필요한 수신기의 대역폭이 좀더 좁고, 변조시 크기의 편차가 약하기 때문이다. 만약 송신안테나의 복사패턴이 비디오캐리어(video-carrier)와 음향캐리어(sound-carrier)와 같게 된다면, 후자의 방법은 필드를 측정하기 위한 충분한 정보를 제공해준다.

측정된 데이터를 조사하거나 분석을 할 때, 수신하는 위치의 영향과 주변의 지형도(topography), 지면의 전기적 특성, 어떠한 산란체(disturbing structures)의 근접성, 그리고 수신안테나의 지면 위에서의 높이와 배향성(orientation)등을 고려하는 것은 상당히 중요하다. 입사장의 정확한 측정은 종종 간접적으로 도달한 각도와 지면의 전기적 특성과 같은 자료를 바탕으로 종종 이루어진다.

3 MHz이상의 주파수를 갖는 등방체(isonospheric)파장에서 전계세기를 측정하는 유용한 방법은 종방향 혹은 횡방향의 분극의 전송에 관계없이 횡방향의 수신 다이폴을 이용하는 것이다. 각 분극의 유사한 값들이 종종 송신안테나의 분극 형태에 따라 수신안테나에 입사되는 등방체 장(isonospheric field) 안에서 종종 나타난다. 이러한 측정은 횡방향의 성분을 측정할 때에 측정된 전계세기가 실제로 서로 다른 수신점에서 지면의 전기적 특성의 달라지는 것에 영향을 받지 않는 장점이 있다. 따라서, 지면으로부터 수신안테나의 높이가 길어질수록 다른 지점에서 측정된 값들에 직접적으로 비교될 수 있다.

어떠한 경우 전기장의 종방향 성분이 지면의 자연적인 특징(nature of ground)에 쉽게 영향을 받더라도 서비스에서 부딪히게 되는 실제적인 조건들에 대한 좀더 정확한 모습을 제공하기 때문에 필드 성분은 측정된다. 특히나 이것은 안테나가 대부분 전기장의 종방향 성분에 일반적으로 반응을 하는 AM 대역(540 ~ 1600 kHz)에서의 측정을 할 때 실제로 적용된다.

차폐된 루프 안테나가 전계세기를 측정하기 위해 이용된 경우, 자기장 성분(H)이 측정된다. 불행히도, 이러한 결과들은 자유공간 안에서 선형적으로 분극화된 평면파에만 적용되는 아래와 같은 관계에 의해 전기장 성분의

V/m로 종종 잘못 표현 된다.

$$\mathbf{E} = \eta_0 \mathbf{H} \quad (5)$$

여기서 η_0 = 자유공간에서 임피던스, 약 377 Ω 로 근사할 수 있다.

\mathbf{H} = 자기장이 세기 (A/m)

위의 관계식은 지구의 표면이나 다른 반사 표면과 같은 불연속면에서 반드시 유효한 것은 아니다. (식 5)가 적용되지 않는 둘 혹은 그 이상의 전송파로 구성된 장(field)에서는 정상파가 존재할 수 있다. 만약 전계세기의 측정이 루프안테나와 종방향 모노폴, 횡방향(혹은 종방향) 다이폴 등을 사용하였다면 결과적으로 상반되는 결과들이 얻어질 것이다. 요구되는 전기장의 크기가 있는 경우 (식 5)는 적용할 수 없으며, 교정된 전기장 안테나는 지면 근처에서 적당한 보정치를 가지고 사용되어야 한다

나. 30 Hz ~ 30 MHz에서 루프안테나를 사용한 전계강도 교정

(1) 표준수신 루프

약 30 Hz에서 30 MHz에서 자계세기 측정에 루프안테나를 사용한다. 약 3 MHz 이하에서 특별히 낮은 입사각에서 루프안테나는 영점 응답 방위의 효율적인 조정이 편한 이점을 가지고 있으며, 주어진 필드에 의해 도출된 전압에 대한 단순한 표현이 가능하다

100 MHz 이상의 주파수에서, 실제 루프 크기는 더 길어지지 않고 전기적으로 작아질 것이다. 루프는 자계 뿐만 아니라 전계에 대한 중요한 응답 특성을 가진다. 전기적으로 작은 루프에 대해 기대되는 특성은 더 이상 존재하지 않을 것이다. 그래서 최소 응답 위치는 불명확하고, 측정되는 필드에 대한 편파를 정의하는 것은 어렵다. 또한, 주파수 증가에 따라, 전압 측정 수신기에 대한 루프 안테나의 균형 있는 연결과 안정성이 어렵다. 차폐 루프 안테나는 일반적으로 방향 감지기로 사용되고 전계 강도 측정에 사용될 수 있다. 차폐는 안테나가 접지면에 대칭이 되기 위한 공간을 가지기를 원한다. 이것은 또한 수직 편파 전계에 루프 응답을 최소화한다.

그림 2와 3은 평형과 차폐된 불평형 루프에 대한 교정 방법을 설명하고 있다. 이것은 수신 루프에서 유도된 RF 전압이 표준 신호발생기로 부터 얻어진 RF 전압에 비교되는 직접 전압이 적용된다. 이 경우 수신기는 단지 교정되지 않은 비교 전압계로써 사용된다. 루프 안테나는 방향성이 있고, 수신기는 반송파 주파수에 대해 최대 응답으로 조정된다. 수신기 이득은 사용하기

좋은 지시치를 얻기 위해 조정된다. 루프 안테나는 수신기의 지시치가 최소가 될 때까지 조정된다. 표준 신호 발생기를 켜서, 측정되는 필드의 주파수에 맞춘다. 신호 발생기 전압은 알지 못하는 필드를 수신할 때와 같은 지시치를 주는 것으로 조정된다. 신호 발생기 전압은 루프에 직렬로 작용하는 유도 전압과 같다. 만약 신호 발생기 임피던스가 부정합되거나 출력을 정합시키기 위해 루프 저항에 직렬로 저항이 추가된다면 특별히 신호 발생기의 전압 교정이 요구 된다.

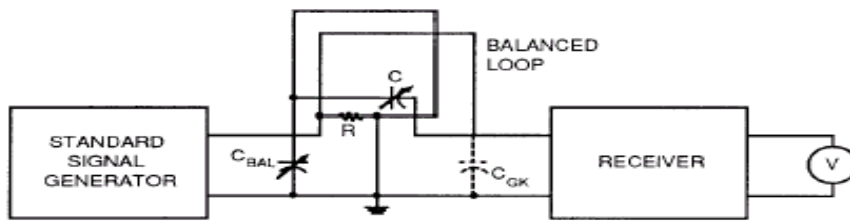


그림 2 평형 Loop에 의한 교정방법

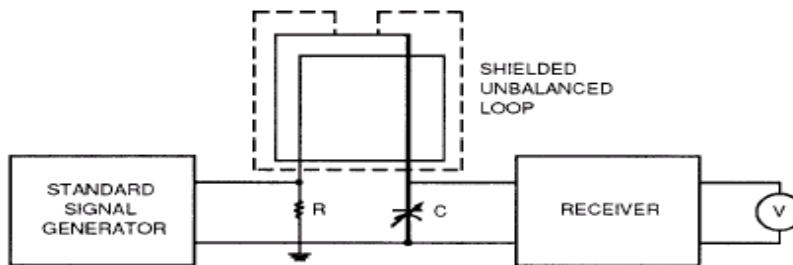


그림 3 불평형 Loop에 의한 교정방법

루프 안테나의 자기 공진 주파수가 측정되는 필드의 몇 배 주파수이고, 전계와 자계가 식 5와 관련되었을 때, 전계 세기 $E[V/m]$ 의 값은 다음과 같다.

$$E = \frac{V_{oc}}{L_{eff}} \quad (6)$$

여기서,

V_{oc} = 루프 저항 R 에 대한 표준 신호 발생기의 출력 전압

L_{eff} = 루프 안테나의 유효 길이[m]

$$= \left[\frac{2\pi AN}{\lambda} \right] \left[1 - \left(\frac{\pi A}{2\lambda^2} \right) \right] \quad (7)$$

그리고 $A < 0.01 \lambda^2$

여기서,

A = 루프의 영역[m²]

N = 루프의 회전수

위의 방법은 일반적으로 낮은 출력 임피던스를 가지는 신호 발생기를 요구한다. 루프 안테나의 직렬에서 저항 R_s 의 값은 루프 회로의 분명히 더 낮은 Q 가 아니기 위해 약 1Ω 으로 제한된다. 직렬 저항의 이 값은 수신기가 알 수 없는 필드에 맞춰지고 표준 전압이 교정 목적에 대해 도입될 때 같게 유지될 것이다.

교정에서 오차는 한 지점에서 삽입되는 lumped 전압과 비교하여 분포유도 전압에 대한 교정된 루프 안테나의 전압 setup이나 Q 에서의 차이 때문에 발생한다. 이 오차는 루프 안테나에서 분포 용량성에 의해 기인되고 안테나의 자기공진 주파수 $[f_0]$ 대 동작 주파수 $[f]$ 비의 함수이다 : f / f_0 . 오차는 공진 주파수 근처에서 동작되는 조정된 루프 안테나에 대해 15% 보다 더 크게 될 수도 있다. 전계 강도 측정 장비에 대한 오차 신호원이나 다른 신호원이 연구되어 왔다. 평형에 대해, 차폐되지 않은 루프 안테나, 보정계수 F 는 다음과 같이 주어진다.

$$F = 1 - \left(\frac{f}{f_0} \right)^2 \quad (8)$$

만약 교정 전압이 평형 루프의 굴곡 부분의 중앙 지점에서 삽입된다면, 보통의 경우 보정계수는 다음과 같이 주어진다.

$$F = 1 + 0.27 \left(\frac{f}{f_0} \right)^2 \quad (9)$$

접지면에 대해서는 불평형 루프 안테나에 의해 동작되는 분포 용량성 효과에 대해 부분적으로 보상이 가능하다. 이러한 경우, 차폐는 전기적 다이폴이 수직 분극 필드에 대해 루프의 응답은 최소화되어야 한다. 또한 필드 측정의 정확성에 대한 루프의 분포 용량성 효과는 조정되지 않은 루프를 사용하여 최소화하는 몇가지 사례가 될 것이다.

에러의 다른 신호원은 필드 강도 측정기 케이스나 매체의 존재에 의해 원인이 되는 필드의 왜곡이다. 이러한 오차는 10% 이상 일 수도 있다. 그러나

그것들은 장해원으로 부터 멀리 떨어진 곳에 안테나를 위치시킴으로써 감소시킬 수 있다.

루프 안테나 교정의 다른 방법에서, 교정되는 전압은 수신기의 입력이 적용되고, EM 필드에서 포함되는 루프 안테나에 의해 수신기 입력에 대해 발전된 전압을 가진 동등성에 대해 조정된다. 루프 Q의 측정은 EM 필드에 의해 루프에서 유도된 전압을 계산하기 위해 요구된다. 그 다음, 필드 세기는 유도 전압과 안테나의 유효 길이로부터 계산된다.

루프 Q를 측정하는 방법은 루프 회전사이의 분포 용량성으로 부터 오차 증가를 피하기 위해 설계된다. 이것은 조정되는 커패시터 수신기를 가진 병렬로 연결된 정확한 가변 커패시터를 유용화한다. 보조 커패시터는 루프 안테나의 공진에 대해 중간 정도의 값으로 조정된 다음, 커패시터에 대해 전압이 공진점에서 0.707 떨어질 때까지 공진의 어느 쪽이든 조정한다. 만약 C1과 C2가 보조 커패시터의 두 용량성 값을 가진다면, 루프 안테나의 Q값은 다음과 같이 주어진다.

$$Q \cong \frac{2C}{C_1 - C_2} \cong \frac{2C}{\Delta C} \quad (10)$$

여기서, C는 공진에서 모든 용량성을 나타낸다.

그래서, 만약 V가 조정 커패시터에 대해 모든 전압이라면, 필드 세기는 다음과 같이 주어진다.

$$E = \frac{V}{L_{eff}Q} = \frac{V\Delta C}{2L_{eff}C} \quad (11)$$

만약 루프 안테나의 자기 공진 주파수가 적어도 동작 주파수의 2.5배가 된다면, 루프 안테나 Q에서 결정되는 에러는 일반적으로 5% 보다 적게 된다.

많은 상업용 필드 강도 측정기는 수신기 전체 이득을 표준화하기 위한 높은 수준의 교정 전압을 적용한다. 그래서 표준화가 되었을 때, 측정기 지시치의 필드 강도와 관련된 계수 $k[m^{-1}]$ 는 표준 필드의 항목에서 결정된다.

$$k = \frac{E}{V_1} \quad (12)$$

여기서,

E = 표준 필드 세기[V/m]

V₁ = 수신기에 지시된 전압

식 1에서, $K=20\log_{10}k$ [dB]임을 기억하면, 측정기 지시치 V_1 은 주어진 E 의 값에 대해 주파수에 대충 비례한다. 계수 k 의 교정은 보통 안테나 보정계수 또는 안테나 계수라고 부른다. 이것은 실제로 다음 항목과 비교한다.

$$k = \frac{1}{g' L_{eff} Q} \quad (13)$$

여기서,
 g' 은 수신기 이득의 표준화된 값이다.
 L_{eff} 와 Q 는 앞에서 정의되었다.

이 경우, g' , L_{eff} 와 Q 세 항목의 곱은 표준 전계에 의해 발생된 수신기의 지시치의 단일 측정으로부터 결정될 수 있다.

필드 세기의 알려지지 않은 값은 다음 식을 사용하여 교정된 수신기로 측정할 수 있다.

$$E = k V_2 \quad (14)$$

여기서,
 k 는 식 12에 주어진다.
 V_2 는 알려지지 않은 필드 E 에 의해 발생된 수신 지시치

루프 안테나에 직렬로 직접 전압을 사용하는 상업용 필드 강도 측정기에 대해, 수신기는 단지 교정되지 않은 비교 전압계이다. 수신기 이득 G 와 루프 안테나 Q 는 직접 측정에 적용되지는 않는다. 교정 계수 k 는 유효 길이에 상응하게 줄여준다.

$$k = \frac{1}{L_{eff}} \quad (15)$$

여기서,
 k 는 식 12를 사용하여 표준 필드의 항목을 계산할 수 있다.

식 12에서 계수 V_1 은 표준 신호 발생기의 전압이고, 루프 안테나에 직렬로 삽입된 전압의 값이다.

만약 루프 안테나가 안테나의 지름과 같은 거리에서 필드 강도 측정기 케

이스 위에 설치된다면, 교정 시간에서 케이스에 관련된 루프의 위치각을 정의하는 것이 필요할 것이다. 그렇지 않으면, $\pm 10\%$ 까지 추가오차는 다른 루프 방향을 사용하는 필드 강도의 측정에서 발생하게 될 것이다.

(2) 표준 송신 루프

100 MHz까지의 주파수에서, 송신 루프 안테나는 비교적 가까운 수신 루프의 위치에서 알려진 자계 유도 필드를 발생시킬 수 있다. 이 기술은 접지면이나 근처 물체로부터 반사의 영향을 최소화한다. 루프 안테나가 송·수신과 근방계에서 사용되는 반면, 원방계에서 존재하는 자유공간 전계 E와 등가의 항목에서 자계 강도의 값을 표현하기 편리하다. E와 H사이의 관계식은 식 5에 주어진다. 수신 루프 영역의 single-turn 송신 루프 평균지역에 대한 등가 전계의 결과 값이 그림 4에서 보여진 동축 수신 루프 경우에 대해서 식 16에 주어진다.

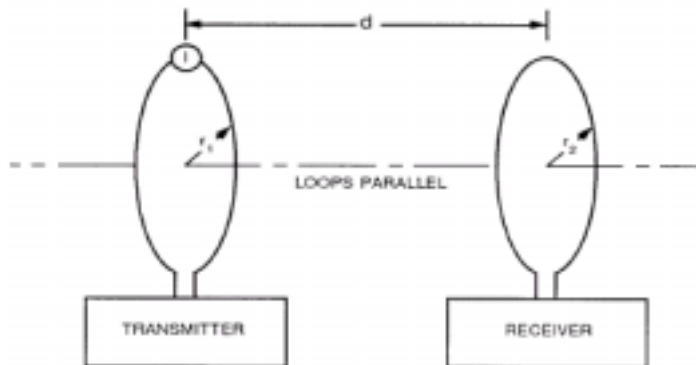


그림 4 동축수신 루프를 사용한 유도전계 측정방법

$$E \cong \frac{60AI}{(R_0)^3} \left[1 + \left(\frac{2\pi R_0}{\lambda} \right)^2 \right]^{1/2} \quad (16)$$

여기서,

$$R_0 = [d^2 + r_1^2 + r_2^2]^{1/2}, [m]$$

E = 자유공간 실효 전계 강도의 크기, [V/m]

A = 송신 루프 안테나의 영역, [m²]

I = 송신 루프 안테나의 실효 전류, [A]

λ = 자유공간 파장, [m]

d = 송신과 수신 루프 안테나의 중심점 사이의 거리, [m]

r_1 = 송신 루프 안테나의 반경, [m]

r_2 = 수신 루프 안테나의 반경, [m]

송신 루프에서 균일 전류를 확인하기 위해, single-turn 평형 원형 루프는 다음 부등식을 만족해야 한다.

$$2\pi r_1 < \frac{\lambda}{8} \quad (17)$$

다. 3 MHz에서 1 GHz까지의 다이폴 안테나를 사용하는 전계 세기 교정.

루프 안테나를 사용하여 필드세기 측정을 교정 했던 동일한 일반적인 방법은 다이폴 형태의 안테나에도 적용될 수 있다. 이러한 장치들은 일반적으로 수신이득을 표준화하기 위해 고정된 높은 레벨의 교정 전압을 사용한다. 그 장치의 교정은 표준수평 극점의 복사장 내의 지정높이에 다이폴 안테나를 놓는 것에 의해 결정되어질 수 있다. 식 14에서는 교정된 다이폴을 가지고 미지의 필드를 측정 했다. 이러한 교정은 교정당시의 안테나 높이와 일반적인 지면상수에 의해 엄격하게 적용된다.

(1) 표준 수신 다이폴.

전기 다이폴 안테나는 약 3 MHz이상에서 종종 적용된다. 30 MHz 이상에서 자기공진 반파장($\lambda/2$) 다이폴안테나는 이동하기 쉽다. 루프안테나에서 묘사된 교정 방법들은 일반적으로 $\lambda/2$ 다이폴에 적용될 수 있다. 교정의 직접적인 대응 방법은 그림 5에 도식적으로 삽화되어 있다.

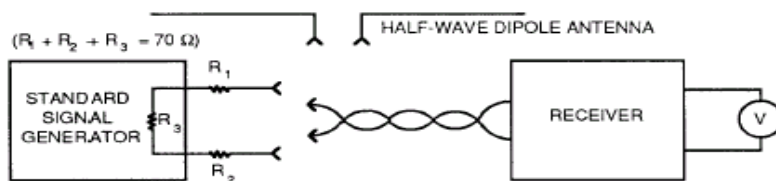


그림 5 가느다란 반파장 다이폴에 대한 교정 방법

교정된 신호 발생기는 전송라인의 끝에서 다이폴 안테나를 대용한다. 필드에 의해 측정되어 나타나는 것이 같은 수신기 지시치에 나타나도록 발생 전압을 조정한다. 신호발생기의 임피던스는 주파수에 대해 다이폴의 것과 동일해야 한다. 교정된 신호발생기에 의해 주입된 전압은 측정필드에 의한 안테나에서 발생한 전압과 동일하다. 전계세기의 측정값은

$$E = \frac{V_{oc}}{L_{eff}} \quad (18)$$

V_{oc} = 기준신호발생기 출력의 개회로 전압(V)

L_{eff} = 다이폴의 실효 길이(m)

자유공간에서 가느다란 반파장 다이폴의 실효 길이의 최대치는 대략적으로 λ/π 이다. 공진시 다이폴의 물리적 길이는 길이대 지름비율과 중앙단자를 가로 지르는 stray 캐패시턴스의 양에 의존해서 반파장 길이보다 다소 짧다. 자유공간에서 자기공진 다이폴 안테나의 입력 임피던스는 길이대 지름의 비율에 의해 낮은 값에 대해서는 50Ω 만큼 낮은 범위로 부터 매우 가느다란 다이폴에 대해서는 70Ω 만큼 높다. 안테나 길이대 지름 비율 함수에 대한 복사 저항과 짧은 안테나에 대한 대략적인 값은 그림 6과 7에서 각각 보여진다. 그 값은 전계세기 측정에 사용된 다이폴에 대해서 실험적으로 확인되었다. 길이대 지름의 비율이 감소함에 따라 안테나 실효 길이와 이득은 조금씩 증가 될 것이다.

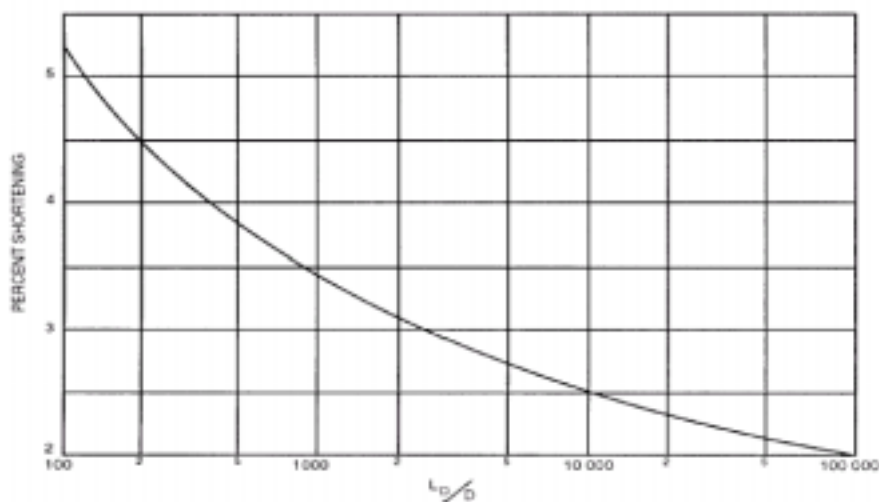


그림 6 첫 번째 공진에서 얇은 반파장다이폴에 대한 단축율

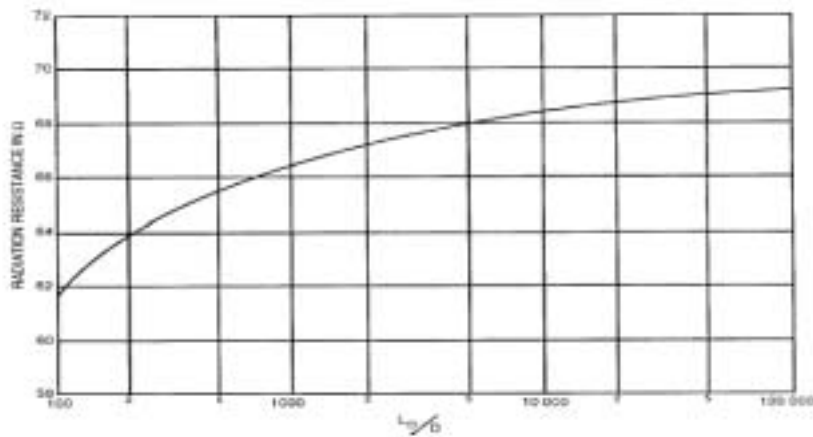


그림 7 첫 번째 공진에서 얇은 반파장 실린더형다이폴의 복사 저항

다이폴안테나의 임피던스는 땅위에서 높이 함수이다, 땅의 전기적인 특성들, 선의 전도성, 그리고 지면 보다는 근처에서 반사되는 표면이나 다른 물체들로 부터의 거리 함수이다.

결론적으로 위에서 주어진 값들은 약 1파장보다 낮은 높이나 거리에서 에러가 발생한다. 만일 표준 수신 다이폴이 자기공진에서 요구한 것보다 짧은 길이를 갖는다면, 실효 길이는 대략 다음과 같이 주어진다.

$$L_{eff} = \frac{\lambda}{\pi} \tan \frac{\pi L}{2\lambda} \quad (19)$$

L 은 다이폴안테나의 물리적인 전체 길이

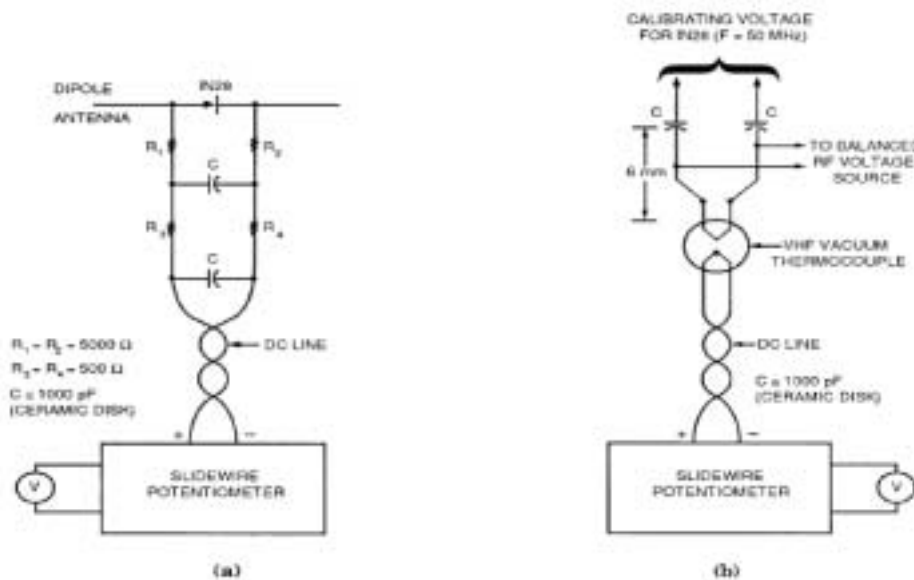


그림 8 대표적인 교정회로

수신 다이폴이 파장에 비해 매우 짧을 때, 실효 길이는 물리적 길이의 대략 반과 같다. 정확한 전계세기 측정의 다른 방법은 그림 8에 보여진다. 여기에서, 표준 $\lambda/2$ 다이폴에 유도된 개방회로 rf 전압은 임피던스가 큰 반도체 다이오드 검출 회로에 의해 직접적으로 측정된다. 따라서 안테나의 임피던스를 알고 있을 필요성을 제거하고, 따라서 전압전환비율에 관련된 안테나 지면의 영향을 감소시킨다. rf 대 dc 전압 전환 비율은 다이오드 주위 온도와 약화된 필드에 의해 영향을 받는다. 따라서 다이오드 전압계는 짧은시간에 안정성을 갖지만, 정확한 결과를 위한 재교정이 자주 요구되는 불리한 점이 있다. 이 기술은 (EMI)안테나와 상업적인 필드세기 측정기를 교정하는 비교적 강한 locally-발생필드를 측정하는데 가장 적합하다. ± 1 dB 또는 그 이상의 정확성을 가지고 대략 0.2~2 V dc의 증폭 범위를 검출하는 교정용으로 사용될 수 있다. 그것은 또한 수직이나 수평필드에서 사용되어질 수 있다, 표준 $\lambda/2$ 다이폴은 수평 형태에서 일반적으로 교정되어진다.

rf 다이폴 전압계는 낮은 용량(0.5 pF 혹은 더작은)의 규소 반도체 다이오드를 사용한다. 그림 8에서 보여지는 것처럼 검출된 출력을 걸러내고, 다이오드 검출기에 도달하는 dc 전송선에서 나타는 rf 신호를 막기위해, 균형을 갖는 저항 용량(resistance-capacitance) 네트워크가 사용된다.

전송선은 두가닥이 꼬인 도선, 또는 반도체의 플라스틱 물질로 만들 수 있다. 약 100 M Ω 의 임피던스를 가진 dc 전압계는 검출된 출력을 측정하는데 사용되어진다. 측정 다이폴로부터 3~10 m 거리로 한다.

다이오드 교정순서의 세부 교정은 에러가 작은 장소에서, 10에서 50 MHz 주파수에서 행해질 수 있다. 그림 8(a), (b)에 보여진 것처럼, 세라믹판 형태의 축전기들이 사용된다. 다이오드 주파수 에러가 ± 0.5 dB 보다 작게 발견되어질 때, rf 대 dc 전압 조정은 1 GHz까지의 신호 주파수에서 사용되어질 수 있다. 방정식 18의 사용에 의해 앞에서 묘사된 시스템과 같이 필드세기 값은 결정된다.

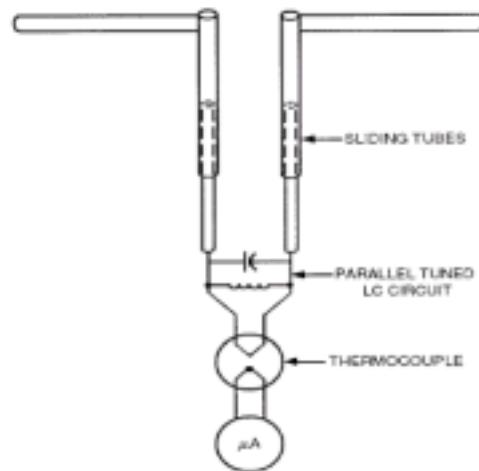


그림 9 부하 매칭 전계세기 측정기

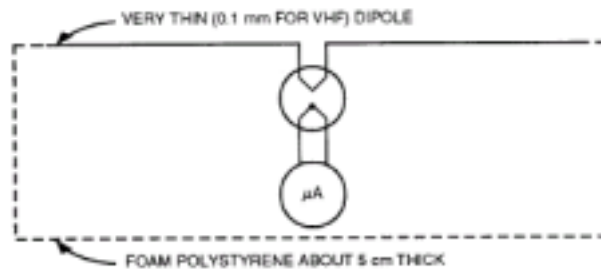


그림 10 폴리스티렌에 의해 지지된 얇은 전계세기 다이폴

다이폴을 사용하는 표준필드세기 측정기의 두 개의 다른 형태는 그림9 와 10과 같다. 그림 10에서 약 1.02의 전기 계수를 가진 폴리스티렌의 사용은 매우 얇은 다이폴과 열쌍 가열기 leads가 안테나의 연속성을 형성하는 방법에서 UHF-형태의 열쌍을 지지한다. thermocouple lead는 얇은 직선의 도선의 중심점에 위치한다. 용량은 0.1 pF보다 작고, leads(납)에 의해 인덕턴스를 발생시킨다. 그러나, 직류 thermocouple leads 위에서 rf pickup을 피하기 위한 주의가 요구된다. 전기적 특징을 가진 불완전한 접지의 안테나 method-of-moment를 사용하여 다이폴의 입력 임피던스와 이득 계산이 가능하다.

(2) 표준 송신 다이폴.

3 MHz이상의 주파수에서, 그림 11에서 테스트 안테나는 복사필드 내의 충분히 먼거리에서 송신 다이폴을 사용하는 것이 유용하다. 만일 조건에 단지 직접 파장과 지면 반사 파장이 고려되어질 필요가 있고, 지면 상수와 투사각에 있어, 반사계수가 -1과 거의 동일한 것이라면 그리고 일반적으로 3 MHz와 1 GHz사이의 주파수에 해당되며 수평편파가 사용되고, 안테나 분리 거리가 땅위(살짝 스치는 입사각) 두 개의 안테나의 높이의 합에 비해서 큰 거리에 있다면, 측정절차와 계산과정은 단순해진다.

HF와 불완전한 지면위에서의 VHF에 대한 반파장 송신 다이폴의 이득 결정과정은 발전되어왔다.

평평한 흙이없는 대지는 나무들과 작은 빌딩들의 분리 거리가 가장 근접한 반사 물질의 거리에 비해 적어도 세배이상 선택되어져야 한다.

$(2\pi h_1 h_2 / \lambda d) \leq 1/4$ 이고 $d \geq 10(h_1 + h_2)$ 일 때, h_1, h_2 는 그림에서 보여지고, 평탄한 지면위의 수평 극점으로 가정해서, 표준 전계는 다음 방정식으로부터 계산될 수 있다.

$$E = \frac{\eta_0 L_{eff} I}{\lambda d} \sin \frac{2\pi h_1 h_2}{\lambda d} \quad (20)$$

$$\cong \frac{2\pi \eta_0 h_1 h_2 L_{eff} I}{\lambda^2 d^2} \quad (21)$$

L_{eff} 는 송신 안테나의 유효한 길이이다(단위, m).

I 는 송신 다이폴 전류이다(단위 A)

지면의 반사계수는 대략적으로 -1이다.

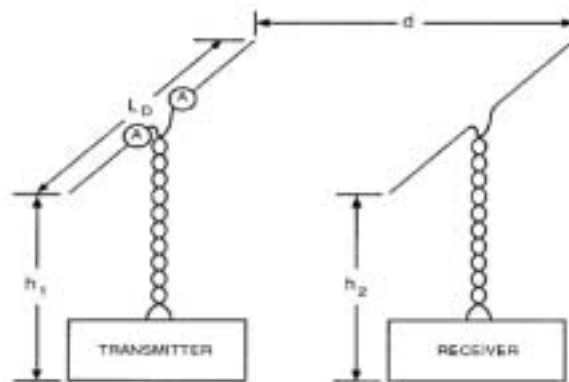


그림 11 병렬 다이폴을 사용한 복사 전계세기 측정법

$\lambda/2$ 보다 크지 않은 길이를 가진 가느다란 다이폴에 있어, 실효 길이는 방정식 19에 주어져있다. 만일 single-turn 송신 루프 안테나를 사용하는 것이 바람직하다면, 그 루프의 실효 길이는 방정식 7에 주어져있다. 일정한 전류는 방정식 17에서 보듯이 송신 루프에서 추정되어진다. 또다른 형태의 안테나를 사용하는 필드세기 측정장치의 경우에 고려할 점은 지면 반사된 구성요소나 wave-front 곡선의 영향에서의 차이점에 기인한 에러를 피하기 위하여, path geometry, 안테나의 크기와 방향 등의 요소로서 주어져야만 한다.

라. 30 kHz에서 300 MHz사이에서, 모노폴 안테나를 사용하는 전계세기 교정.

(1) 표준 수신 모노폴.

좀더 낮은 종점과 그라운드 사이에 수행된 rf 출력을 가진 수신 모노폴 안테나는 약 300 MHz까지의 주파수에서 유용하다. rf 출력전압이 전송선과 그라운드 시스템의 유도 전압에 의해 기인한 것이 아니어야 한다. 큰 대칭적인 균형상태와 그라운드 평면은 바람직하다. 수직 안테나를 가진 필드세기를 측정하는 배열은 그림 12(a)와 (b)에서 보여진다. 신호발생기는 측정절차의 부분으로서 안테나를 교정하는데 사용되어진다.

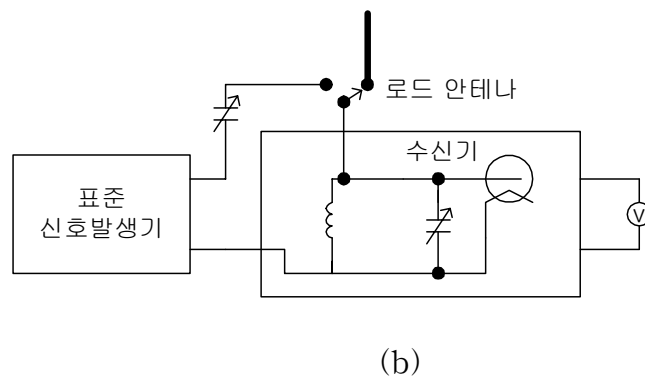
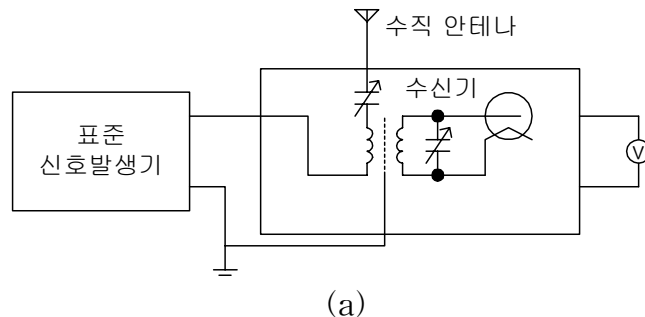


그림 12. 간단한 안테나를 사용한 전계강도 측정기 배열

지면 수직의 가느다란 모노폴 안테나의 유효 길이는 방정식으로부터 결정되어질 수 있다.

$$L_{eff} = \frac{\lambda}{2\pi} \tan \frac{\pi h}{\lambda} \quad (22)$$

h 는 $\lambda/4$ 나 그보다 작을 것으로 예상되는 수직 모노폴의 물리적인 전체 높이.

수직 모노폴이 한 파장에 비해 매우 짧고, end effect가 무시해도 좋을 때 유효한 길이(때때로 유효한 높이라고 불리는데)는 전체 물리적 높이의 반에 해당된다.

그림 12(b)는 하나의 파장에 매우 짧게 비유되는 모노폴 안테나에 적용되는 교정 방법을 보여준다. 이러한 배열에서, 수신기는 안테나의 근본 캐패시턴스와 동일한 캐피시턴스인 C_1 을 통하여 조정되어진다. 최상의 결과로서, 금속 그라운드 평면은 지름에 적어도 $\lambda/6$ 의 치수를 가지는 안테나 ($h \leq 0.01\lambda$) 이하에서 사용되어야 한다. 그렇지 않으면 유효 길이는 측정위치에서 그라운드 상수의 함수가 될 것이다. 이 문제는 air-ground 경계면을 관통하는 method-of-moment 기술(예, the Numerical Electromagnetics Code [NEC-3])로 처리되어질 수 있다. 이론과 측정사이의 적절한 합의점은, 그라운드 상수가 정밀하게 측정된 지면복사를 가진 짧은 모노폴에서 얻어진다. 저주파수에서 지면 효과는 수신위치에서 필드세기의 정확한 값을 계산하기 어렵게 한다.

짧은(예, 2.74m)수직의 모노폴은 이동 필드세기와 중간 또는 고주파수 전파잡음 측정을 하기 위하여 자동차의 지붕위에 설비되어져 왔다. 일반적으로 안테나에 대한 안테나 계수(또는 유효한 길이)를 결정하기 위해 명확한 장치 교정이 필요하다.

마. 200 MHz에서 30 GHz까지, 개구 안테나를 사용하는 전계세기 교정

(1) 개론

앞에서 언급한 기술은 주파수 사용 방법에 의해 좀더 높은 주파수에서도 적용 되어질 수 있다. 좀더 낮은 주파수에서 사용되어진 공명 회선은 tuned

전송선이나 좀더 높은 주파수에서는 waveguide cavities로 한다. 실리콘 다이오드 검출기는 수신에 있어 널리 사용되어진다. Special triodes, klystrons, and magnetrons은 높은 rf 파워 발생을 위해 사용되어진다. 이러한 좀더 높은 주파수에서 감쇠되는 손실을 보상시키기 위해 conducting card가 삽입되어진 도파관 결합으로 구성되어질 수 있다. 약 10 GHz까지의 주파수에서 정확한 waveguide-below-cutoff 감쇄기로 사용 되어질 수 있다.

송신 및 수신 안테나 시스템에서 반파장 다이폴은 안테나 이득을 증가시키고 안테나 옆면과 뒷면의 반사물질에 의한 영향을 최소화시키기 위해 parasitic reflector 또는 director element 또는 corner reflector가 종종 사용되어진다. 파라볼릭 반사경의 초점에서 $\lambda/2$ 다이폴은 이득의 증가를 제공한다. 바이코니칼, sectoral, 피라미달 혼 이 종종 사용되어진다. 이러한 안테나는 비교적 높은 이득을 갖고 있다. 즉, 그들은 복사에너지의 대부분을 좁은 빔(beam)으로 제한한다. 200 MHz이상의 주파수에서 전류나 전압을 측정하기 보다는 전력을 측정하는 것이 좀더 실용적이다. thinfilm thermocouples, small thermistor beads, 또는 다이오드를 사용하는 bolometers는 일반적으로 전압계를 대신한다. 원거리영역 공간 상태 아래에서, 전력밀도 (W/m^2)에 의한 입사 필드보다 필드세기(V/m or A/m)를 측정하는 것이 편리하다. 그러나 근접거리 필드에서 E와 H 필드는 독립적으로 측정되어야만 한다.

(2) 표준 수신 안테나 방정식.

200 MHz 이상의 주파수에서 필드세기나 전력밀도를 측정하기 위한 실질적인 배치는 그림 13에서 보여진다. 안테나와 수신 입력은 전송선 저항에 정합 되어야만 한다. 사용되는 선은 일반적으로 주파수나 길이에 의존하는 동축케이블과 hollow 도파관이다. 수신안테나의 출력은 전력측정기를 가지고 또는 표준신호발생기에 대한 수신출력 응답특성을 조정하는 것에 의해 측정되어질 수 있다.

그림 13에서 보여지는 배치는 A 점을 통과하여 흐르는 수신 전력 P_r 을 측정하기 위하여 사용되어질 수 있다. A지점에서 수신 안테나시스템의 이득이 알려진다면, 수신안테나에서 필드의 전력 밀도는 다음과 같이 주어진다.

$$S_{\in c} = \frac{4\pi P_r}{g\lambda^2} \quad (23)$$

$S_{\in c}$ = 입사 필드의 전력밀도 [W/m^2]

P_r = 부하 정합 수신전력 [W]

g = 손실없는 등방성 안테나에 비교된 수신안테나 시스템의 이득.

자유공간 평면파의 전력밀도가 E^2/η_0 와 같아서, 필드세기는 다음방정식으로부터 얻어 질 수 있다.

$$E = \frac{1}{\lambda} \sqrt{\frac{4\pi\eta_0 P_r}{g}} \cong \frac{68.8}{\lambda} \sqrt{\frac{P_r}{g}} \quad (24)$$

E = 입사필드세기 (V/m)

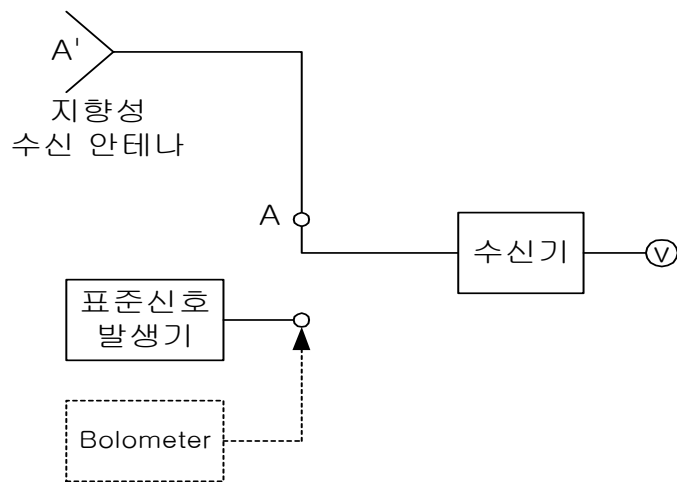


그림 13. 마이크로웨이브 주파수대역 측정을 위한 전계강도 측정기

(가) 안테나 유효 영역

평면파 특성을 갖는 전계 수신 안테나에 입사할 때, 매칭 부하에서 측정된 수신전력은 입사파의 파워 밀도에 안테나의 유효 면적을 곱한것과 같다. 손실없는 등방성 안테나의 유효한 범위는 다음과 같다.

$$A_{iso} = \lambda^2/4\pi \quad (25)$$

직접적인 이득이 g 와 같고, 손실이 없다면, 유효한 범위는 다음과 같다.

$$A_{eff} = g(\lambda^2/4\pi) \quad (26)$$

손실없는 반파장 다이폴의 유효한 범위는 다음과 같다.

$$A_{(\lambda/2)} \cong 0.13\lambda^2 \quad (27)$$

(나) 안테나 이득과 부정합 요소

안테나시스템의 전력 이득은 직접적인 측정이나 또는 알려진 이득을 가지는 안테나와 비교해서 결정되어질 수 있다. 어떤 경우에 있어서, 이득은 이론적으로 계산되어질 수 있다. 이 단락에서 송신 및 수신 안테나 시스템은 같은 편파를 가진 것으로 가정하고, 측정은 각각의 안테나(boresight angle) 패턴에서 최대의 대응점으로 한다

측정안테나 이득에 대한 배치는 그림 14에서 보여지고 있으며, A지점에서 입력전력 P_1 의 비율과 B지점에서 출력전력 P_2 를 측정하는 것을 포함한다. 두 개의 안테나 시스템 A와 B는 동일해야만 한다. 이것은 첫 번째 것과 그리고 주위 신호를 수신하기 위한 또다른 것을 사용하는 것에 의해서 세 번째 안테나에서 지역적으로 발생된 신호가 체크되어질 수 있다. 이 세 번째 안테나는 안테나 A와 B에서 평면 필드를 생산할 만큼 충분한 거리에 있어야 한다.

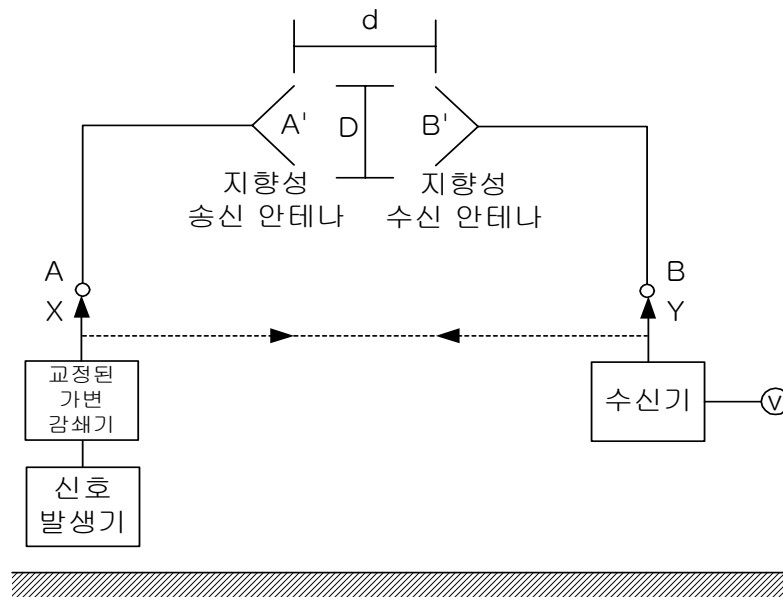


그림 14. 안테나 이득 측정을 위한 배열

비율 P_1/P_2 를 측정하기 위하여, terminal X는 먼저 A에 연결하고, terminal Y는 B에 연결하며 그리고 변수 감쇄기로 교정하고 편리한 수신 표시를 주기 위한 수신출력응답이 있다. 그리고 수신 이득을 변화시킬 수 없다면, terminal X와 Y는 함께 연결시키고, 감쇄기의 변수는 앞에 기술한 것처럼 같은 수신 표시를 주기 위하여 적절히 조정한다. 만일 정재파 비율이 각각의 방향에서 unity에 근접하면, 감쇄기 설정의 요구되는 변화는 P_1/P_2 비율의 측정이다.

비율 P_1/P_2 을 측정하는데 사용되어질 수 있는 또 다른 배치가 그림 15에서 보여진다. 두 경우(케이블들의 직접연결과 두 개의 동일한 안테나 방사경로의 삽입)는 교정된 파워 미터로 측정 되어진다. 그림에서 보여지는 스위칭 동작을 수행하는데 사용되어진 연결부위에 대한 주의가 필요하다. 만일 복사된 경로를 거친 수신 전력이 정확한 측정에 대해 너무 작다면 교정 수신기에 의해 측정되어질 수 있다. 그 수신기의 중간주파수의 증폭기에 있는 감쇄기 사용에 의해 이 범위를 좀더 낮은 전계세기로 까지 확대시킬 수 있다. 약 $50 \mu V/m$ 아래 까지 될 수 있다.

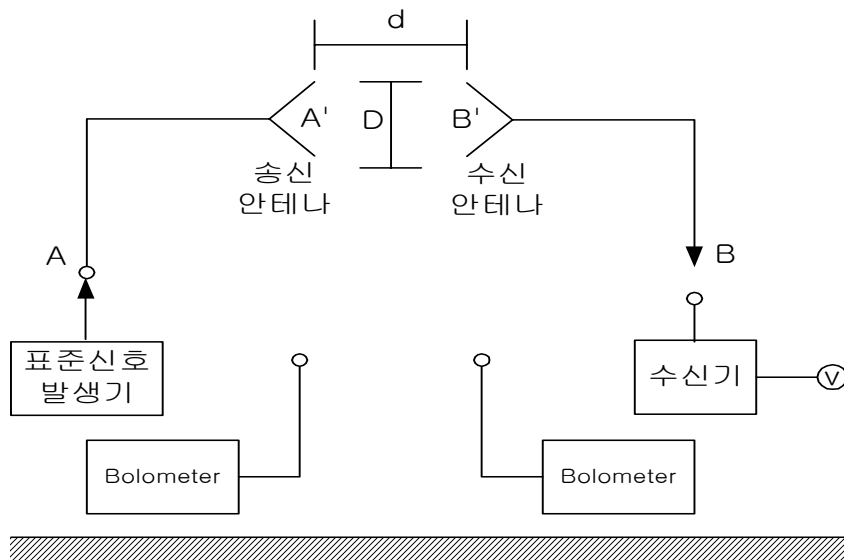


그림 15. 안테나 이득 측정을 위한 교번 배열

그림 14, 15의 교정 배치에서, 반사 물체에 평면 자유 지면 필드를 사용하는 것이 바람직하다. D가 안테나 개구의 최대 범위 일 때, 거리 d 는 $2D^2/\lambda$ 보다 더 커야 한다.

만일 $d=2D^2/\lambda$ 이면, 수신안테나의 개구 중앙으로 부터 개구 끝(거리 $D/2$) 까지 입사파의 위상차는 22.5. 이다. 지면 위 높은 곳이고 안테나가 지향성이 있을경우 에너지의 지면 반사 요소는 무시하여도 된다. 만일 이것이 가능하지 않다면, 지표면 반사 효율은 안테나 높이나 안테나 사이의 거리에 의한 P_1/P_2 의 비율로 평가할 수 있으며, 지표면이 평평하고 P_1/P_2 비율에서, 최대값과 최소값을 표시하기에 충분한 거리를 구성하는 것에 의해 평가 되어질 수 있다. 또 다른 적절한 방법은 하나 또는 그 이상의 평행 회절 모서리를 사용하는 것에 의해 지면 반사의 효과를 줄이는 방법이 될 수 있다. 그것은 안테나 사이의 전송선에 직각을 이루는 전선망(wire mesh)으로 될 수 있다.

그림 14, 15에서 보여지는 방법들 중 하나에 의해 그 비율 P_1/P_2 이 결정되어져서, 등방성 복사와 관련이 있는 두 개의 동일한 안테나 이득 g 는 계산되어질 수 있다.

$$g = \frac{4\pi d}{\lambda} \frac{P_2}{P_1} \quad (28)$$

dB로 표현하면,

$$G(dBi) = 10 \log_{10} g \quad (29)$$

여기에서 I 는 등방성 복사에 관한 이득을 나타낸다.

만일 두 개의 안테나의 이득이 조금 다르다면, 위에서 얻어지는 g 의 값은 다음 관계를 만족한다.

$$g = \sqrt{g_1 g_2} \quad (30)$$

여기에서 g_1, g_2 는 등방성 복사체에 관련된 두 개의 안테나 이득이다.

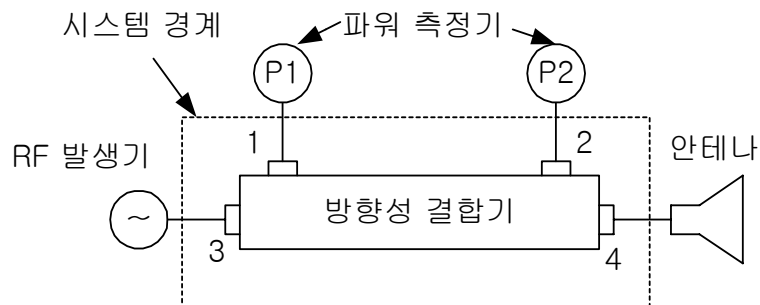


그림 16. 안테나에 전달되는 RF 전력 측정을 위한 시스템

두 개의 이득 각각을 개별적으로 얻기 위해서는, 세 번째 안테나를 사용하는 것이 필요하다. 즉 세번째-안테나 교정방법이 필요하다.

손실이 없는 가느다란 원통형 다이폴 안테나의 기본 이득에 있어서 길이 L 은 한 파장에 비교해서 짧았을 경우는 ($L \ll \lambda$) 1.5 이다 (즉, 1.76 dBi). 가느다란 자기공진 반파장 다이폴에 있어, 그 이득은 1.64 이다(즉, 2.15 dBi). 원통형 안테나의 길이 대 지름 비율이 감소함에 따라, 이득은 점차로 증가한다. 좀더 복잡한 안테나의 이득은 많은 실험에 의해 결정되어 왔다. 이러한 안테나들이 수신을 위해 사용되어질 때, 입사 필드가 동일한 평면파 라면, 즉, 수신안테나의 구경에 일정한 위상과 진폭을 가진다면, 주어진 이득 값은 명확해진다. 이러한 조건들은 파장길이(즉, $>2D^2/\lambda$)에 비교되어지는 전송선의 거리에 적용된다.

안테나 이득 측정을 위해 안테나와 부하장치의 전송선 임피던스에 정합 되어야 한다. 송신기를 정합된 감쇄기에 사용한 경우처럼, 안테나를 제거하는 것이 송신기로부터 출력 전력에 영향을 미치지 않도록 하기 위해 선에 결합 되어져야 한다. 이것은 송신기와 감쇄기 사이의 선에 전압계를 사용하는 것에 의해 증명된다.

임피던스 부정합 계수 q 는 다음과 같이 쓰여질 수 있다.

$$q = \frac{4RR_L}{(R+R_L)^2 + (X+X_L)^2} \quad (31)$$

$Z = R + jX$: 안테나 임피던스

$Z_L = R_L + jX_L$ 부하단 임피던스

안테나가 복사 저항 R_r 뿐만 아니라 손실 저항 R_1 도 가질 때, 저항 부정합계수 q 에 대해 다음 표현으로 나타낼 수 있다.

$$q = \frac{4RR_L}{(R_r + R_1 + R_L)^2 + (X + X_L)^2} \quad (32)$$

만일 안테나 손실 저항 R_1 이고 부하 리액턴스 X_L 가 0 이면, 식 32는 다음과 같이 쓰여질 수 있다.

$$q = \frac{4RR_L}{(R+R_L)^2 + X^2} = 1 - |\Gamma|^2 \quad (33)$$

$R=Z_0$ 이 전송선이나 도파관 급전방식의 실수 특성 임피던스일 때, Γ 는 안테나의 입력 반사 계수이다. Γ ($|\Gamma|$)의 크기가 측정되어질 수 있으므로, q 는 식 33으로 부터 쉽게 결정되어지며, 입사 저항과 안테나의 리액턴스를 측정할 필요가 없다. 식 33에서 주요 저항은 안테나 저항 손실이 작아야 하고, 전송 선이나 도파관 급전방식은 안테나 터미널에서 한 형태로 되어야 한다.

50 Ω 과 관련된 임피던스 부정합계수는 다음방정식을 사용하는 임피던스 데이터로 부터 계산되어질 수 있다.

$$q(dB) = 10 \log \left[\frac{4(VSWR)}{(VSWR+1)^2} \right] \quad (34)$$

이때 $VSWR = (1+|\Gamma|)/(1-|\Gamma|)$: 전압정재파비

$|\Gamma| = |(Z-Z_0)/(Z+Z_0)|$: 반사계수의 크기

Z : 측정되거나 계산된 입사 임피던스, Ω

Z_0 : 50 Ω 에서 전송선의 특성 임피던스

(3) 표준 송신 안테나 방정식

자유공간에서 P_1 watts를 복사하고 이득 g_1 을 가지는 전송 안테나는 개구면 안테나와 크게 비교 되어지는 거리에서 $P_1 g_1 / 4\pi$ watts/radian를 복사할 것이다. 안테나로부터 거리 d 에서 파워 밀도는 $P_1 g_1 / 4\pi d^2 [W/m^2]$ 이 될 것이다. 동일한 거리에서 존재하는 전계세기에 관하여, 파워 밀도는 E^2/η_0 이다. 이러한 두 개의 표현을 동등하게 취급하는 것에 의해, 자유공간필드는 결정되어질 수 있다.

$$E = \sqrt{\frac{\eta_0 P_1 g_1}{4\pi d^2}} \cong \frac{\sqrt{30 P_1 g_1}}{d} \quad (35)$$

E = 자유공간 실효 전계세기 V/m

P_1 = 전송안테나 입력전력 W

g_1 = 등방성복사 수신점 전송안테나 이득

d = 수신점의 전송 아테나로 부터의 거리 m

교정을 위해 무반사 실 또는 반사 물질이 있는 평면 필드의 자유공간에서 한다. 만일 안테나 분리 거리가 지면 위의 안테나 높이에 비교되어 작다면, 그리고 가장 근접한 반사 물체에 대한 거리가 크다면, 자유공간필드를 설치하는 것이 가능하다.

평면 접지가 있는 좀더 먼 거리에서는, 지면 반사 파장을 고려하는 것이 필수적인 것이 아니므로, 식 35는 적용되지 않을 것이다. $2\pi h_1 h_2 / \lambda d < 1/4$, 와 $d > 10(h_1 + h_2)$ 의 값에 있어, grazing 입사각에서 지면 반사계수가 -1이라고 가정한다면, 필드세기는 다음 관계로부터 결정되어질 수 있다.

$$E = \frac{2h_1 h_2}{\lambda d^2} \sqrt{\pi \eta_0 P_1 g_1} = \frac{68.8 h_1 h_2 \sqrt{P_1 g_1}}{\lambda d^2} \quad (36)$$

where E = 발생된 전계세기 V/m

h_1 = 전송안테나 높이 m

h_2 = 수신안테나 높이 m

지면 반사파장의 입사각과 송신 및 수신 안테나 빔의 너비는 직접파와 지면 반사 파장사이에 분명한 구분이 없다는 것을 식 36에서 가정한다.

(가) 송신 안테나로 전송된 파워 측정.

그림 16은 송신 안테나로 총 파워를 측정하는 전형적인 배치를 보여준다. 4개 포트의 양방향결합기는 안테나로부터 입사 또는 반사되는 파워를 측정한다. 그러면, 안테나에 대한 총전력은 다음과 같다.

$$P_{net} = P_{inc} - P_{refl} \quad (37)$$

포트 4(즉, P_{inc})로부터 포트 1에서 파워미터에 의해 읽혀지는 전력 P_1 에 나타나는 파워의 비율은 입사결합 요소 C_{inc} 이다.

그결과, unity로부터 $g(S, \Gamma)$ 와 $h(S, \Gamma)$ 의 일탈(굴곡)은 표준안테나로 전송된 총파워의 불확실성을 일으킨다. 비록 unity로부터 굴곡의 정도(각도)가 시스템 S 와 매개변수 Γ 의 함수일지라도, 일반적으로 1%보다 작게 한다.

식 39를 사용해서 총파워를 계산하기 위해서는, S_{34}/S_{13} 과 $1/S_{24}$ 가 결정될 필요가 있다. S_{13} , S_{24} , S_{34} 의 크기가 네트워크 분석기로 측정되어질 수 있다. 하나의 short($\Gamma_4 = -1$)가 port 4에 놓여질 때, P_1 과 P_2 의 전력 측정 비율은 다음과 같이 될 수 있다.

$$\frac{P_2}{P_1} = \left| \frac{S_{24}S_{34}}{S_{13}} \right|^2 \frac{1-|\Gamma_2|^2}{1-|\Gamma_1|^2} (1+|\Delta_1|^2) \quad (40)$$

여기에서 $\Delta_1(S, \Gamma)$ 는 unity보다 훨씬 덜 복잡한 양이다.

식 39에서 S-매개변수 계수를 평가하는 두 번째 과정은 파워미터를 포트 4에서 포트 2로 옮기고 포트 2를 50 Ω 에서 종단시키는 것이다. 두 개의 전력 측정 P_1 과 P_4 의 비율은 아래와 같다.

$$\frac{P_1}{P_4} = \left| \frac{S_{13}}{S_{34}} \right|^2 \frac{1-|\Gamma_1|^2}{1-|\Gamma_4|^2} (1+|\Delta_2|^2) \quad (41)$$

여기에서 Δ_2 는 unity보다 훨씬 덜 복잡한 또다른 양이다.

4개의 전력 측정과 파워미터 반사계수 $\Gamma_1, \Gamma_2, \Gamma_4$ 의 값으로부터, $|S_{34}/S_{13}|^2$ 와 $|S_{24}|^2$ 는 식 40과 41로부터 계산되어질 수 있다. Δ_1, Δ_2 는 위상이 알려지지 않은 반사 계수와 시스템 S-매개변수의 결과(products)를 포함한다. 결과에서, Δ_1, Δ_2 의 최대크기는 결정되지 않고 영으로부터 Δ_1, Δ_2 까지의 편향은 알지 못하며, 또한 파워 측정과 반사계수값의 불명확성으로 $|S_{34}/S_{13}|$ 와 $|S_{24}|$ 의 결정이 불명확해진다.

(나) 무반사실에 있어 표준 필드 방정식.

무반사실에 있어 전자기장은 보통 표준송신안테나로 설치되어진다. 보통 사용되는 안테나는 약 450 MHz 아래에서는 open-end waveguides(OEG)이고, 450 MHz 이상에서는 직사각 피라미드 모양의 혼이다. 식 35는 안테나의 축에서(boresight) 전자장을 계산하기 위해 사용되어진다. 결정되어진 양은 총전력 P, 거리 d, 등방성 안테나 g와 관련이 있는 안테나 이득이다. 안테나로 전달된 총전력이 측정되며, 복사된 전자장을 평가하는 것은 측정 주파수와 거리에서 전송안테나 이득을 결정하는 것으로 한다.

주파수와 개구면 지름의 함수로서 OEGs의 이득에 대한 방정식은 2 : 1 비율의 2개의 동일한 OEGs를 사용하는 2개의 안테나 교정으로부터 데이터 분석에 의해 결정되어져 왔다. OEG 이득 g를 계산하는 실험 방정식은 다음과 같다.

$$g = 21.6fw \quad (42)$$

또는 , dB 표현은

$$G = 10 \log_{10} g = 10 \log(fw) + 13.34, \quad [\text{dBi}] \quad (43)$$

f = 주파수 GHz

w = 폭 2:1 OEG, [m]

OEG 개구로부터 필드지점까지의 거리가 $2w$ 보다 클 때, 식 42는 대략적으로 $\pm 0.5 \text{ dB}$ (3σ 값)에 접근한다. 개구의 약 $2w$ 보다 더 먼측의 지점에서, OEG 이득은 거리와 독립되어있다. 식 42로부터 편향은 무반사실의 반사와 도파관 내부에서 생기는 higher-order modes에 의해 발생할 수 있다.

Kirchhoff 법칙에 의해, 피라미드형태의 혼 안테나(그림 17)의 원거리장이득을 끌어내는 것에 있어서, Schelkunoff는 aperture coordinates를 따라서 주-모드에 있는 2차원 위상의 에러를 소개하는 것에 의해 혼안테나의 영향을 설명했다. 기하광학(Geometrical optics)과 개구 모서리에 의한 회절은 필수적으로 Kirchhoff 결과를 가져온다. 근거리 필드의 근접 영향은(즉, 축위의 점은 개구면의 점으로부터 등거리가 아니다.) 개구 필드내의 2차 위상 에러에 의해 근사화 될 수 있다. 앞의 의견을 고려해서, 파장 λ m에서 복사하는 피라미드형 혼의 근거리영역 이득 g 는

$$g = \frac{32ab}{\pi\lambda^2} R_E R_H = 113.3 f^2 ab R_E R_H \quad (44)$$

f : GHz

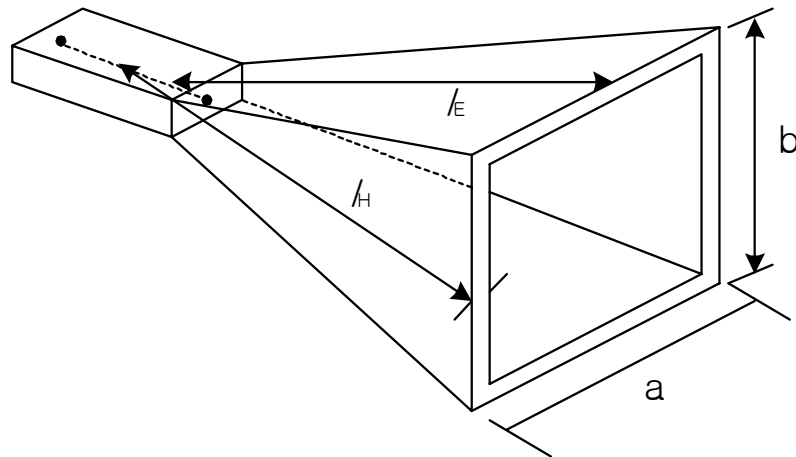


그림 17. 피라미드 혼 안테나의 크기 도면

R_E 와 R_H 는 종종 Fresnel integrals에 의해 쓰여지고, 혼안테나의 차원 (dimensions)과 개구면으로 부터 필드 포인트까지의 축 거리의 함수이다. 수치 이득은 dB에서 R_E 와 R_H 의 표로 만들어진 값으로부터 좀더 쉽게 획득되어질 수 있다.

$$R_E(dB) = -(0.1\beta^2)(2.31 + 0.053\beta) \quad (45)$$

$$R_H(dB) = -(0.01\alpha)(1 + 10.19\alpha + 0.51\alpha^2 - 0.097\alpha^3) \quad (46)$$

$$\text{이때 } \alpha = \left(\frac{a^2 f}{0.3}\right) \left(\frac{1}{l_H} + \frac{1}{d}\right) \quad ; \quad \beta = \left(\frac{b^2 f}{0.3}\right) \left(\frac{1}{l_E} + \frac{1}{d}\right) \quad (47)$$

a, b, l_E , l_H = 혼안테나 치수, m

f = 주파수, GHz

d = 혼안테나로부터 필드점까지의 거리, m

식 44의 R_E 와 R_H 는 양수이고, 기본보다 작은 이득 감소 요소이다. 비록 데시벨에서 그들의 값이 음수일지라도, 이러한 데시벨 값을 양수로 준다. 그 결과, 식 44와 식 48로 구성되게 하는 마이너스 신호가 식 45와 식 46에 포함되어진다.

그 이득 g에 대한 식 44로부터, dB에서 그 혼의 이득 G는 다음과 같다.

$$G = 10 \log G = 20.54 + 10 \log(ab) + 20 \log(f) + R_E(dB) + R_H(dB) \quad (48)$$

그러면, 숫자 이득 g는

$$g = 10^{G/10} \quad (49)$$

OEG에 의한 무반사실이나, 피라미드형 혼 안테나에서 발생하는 표준 필드는 식 42나 식 49로부터의 이득값을 사용해서 식 35로 계산되어질 수 있다. 450 MHz 전기장의 무반사실 측정은 OEG와 전송 안테나로서 피라미드형 혼을 사용하는 것에 의해 측정되어질 수 있다. 개구로 부터 1-4 m의 측정된 필드는 계산된 OEG 필드의 ± 1 dB안에 있었고, 계산된 피라미드 혼 필드의 ± 0.6 dB (3σ value) 내에 있었다. 불일치는 본질적으로 챔버의 반사에 기인한다.

(다) 무반사실에서 수신안테나 계수의 교정

피시험 안테나는 종종 주파수의 범위와 전기장세기에 걸쳐 측정되어진 안테나 계수에 의해 교정되어진다. 이 교정은 알려진 입사 전자장 E_{inc} (송신 안테나의 내부를 들여다보는)에 안테나를 놓고, 50Ω 입사 임피던스의 수신기를 가진 안테나 터미널을 가로질러 전압 $V_{50\Omega}$ 를 측정하는 것에 의해 이루어진다. 시험과 송신 안테나는 편파(polarization) 매칭이다. 안테나 계수는 식 50과 같다.

$$k = \frac{E_{inc}}{V_{50\Omega}} \quad (50)$$

교정하는 동안에, 50Ω 케이블은 안테나를 수신기에 연결하기 위해 사용된다. 수신기에서 측정된 전압은 V_{rec} 이고, 안테나 터미널에서 전압은 $V_{50\Omega}$ 으로 표시된다. 측정주파수에서 케이블 감쇄는 $a = V_{rec}/V_{50\Omega}$ 이고, 안테나 터미널에서 전압에 관련된 안테나 계수는 다음과 같다.

$$k = \frac{E_{inc}}{V_{50\Omega}} = \frac{E_{inc}}{V_{rec}/a} = \frac{E_{inc}a}{V_{rec}} \quad (51)$$

dB에서, K 는

$$K = 20 \log k = E_{inc}(dBV/m) - V_{rec}(dBV) + A(dB) , [dB (m^{-1})] \quad (52)$$

이때 $E_{inc}(dBV/m)$ 1 V/m에 대한 dB

$$V_{rec}(dBV) \quad 1 V \text{ dB}$$

감쇄 a 는 1보다 작은 양수이고 데시벨에 대해 A는 음수이다.

바. 표준 전송 전자계 프로브

여기서 사용되는 "표준전송" 이라는 말은 전기적으로 작은 안테나 또는 rf 프로브를 언급한다. 이것은 E 필드 감지에 대한 짧은 다이폴이나 또는 H 필드에 대한 작은 루프가 될 수 있다. 그런데, 그것은 주어진 주파수나 진폭이 작은 범위에 대해서 알려진 반응이 있다. 이러한 안테나는 주파수의 함수로써 필드세기를 측정하거나 증명하는 데 사용되어질 수 있다(예, 무반사실에서). 전송프로브는 무반사실에서 송신안테나로 부터 거리 함수로서 필드 레벨을 체크하는데 사용된다

사용 방법은, 프로브 출력이 일정 지시치에 도달할 때 까지 송신안테나로

전달된 파워를 측정하는 것이다. 이 방법에서, 주파수와 probe 반응이 상수이며, 필드세기 또한 상수이다. 이런 (상수) 반응을 얻기 위해 요구된 송신 파워는 송신 안테나와 수신 프로브사이의 거리 함수에 따른다. 대부분의 전기장 rf 프로브는 3개의 전기적인 접지와 3개의 다이오드 검출기를 가진 다중-수직 다이폴 안테나로 구성한다. 이러한 전기장 rf 프로브의 특징이 많은 연구원에 의해 분석되어져 왔다. 그림 18은 100 kHz에서 18 GHz까지 10 V/m의 표준 필드에서 측정된 부하를 가진 8 mm 다이폴의 dc 출력 전압을 보여준다.

자기장 측정에서, 광대역의 자기장 프로브에 대한 3개의 기본적인 디자인이 분석되어 왔다. 3가지 형태는

- (1) 접지 회로 전류 루프
- (2) 개방 회로 전압 루프
- (3) 개방 균형 회로 전압 루프

원하는 주파수의 범위 루프 안테나에 평탄한 반응을 얻기 위해, 루프 안테나의 Q는 부하저항에 의해 감소한다. 예를 들어, 지름 10 cm를 가진 5-회선 보상 루프의 반응은 그림 19에서 보여진다.

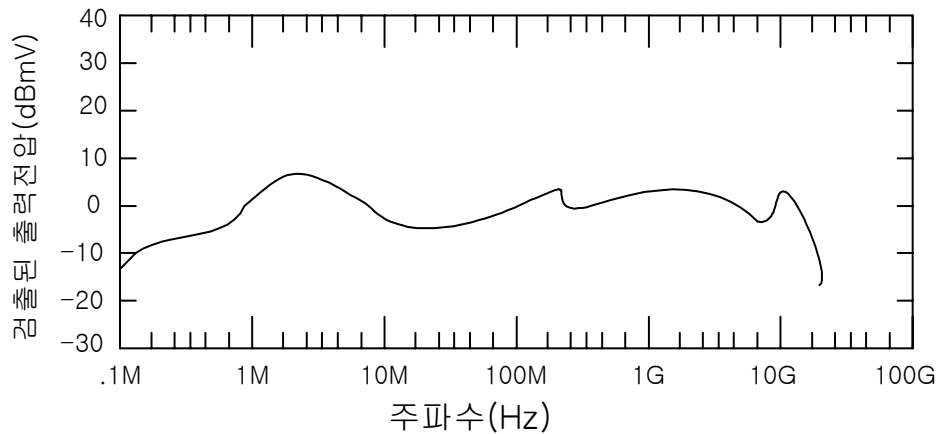


그림 18. 10V/m에서 광대역 전기 프로브 하나의 측정된 주파수 응답

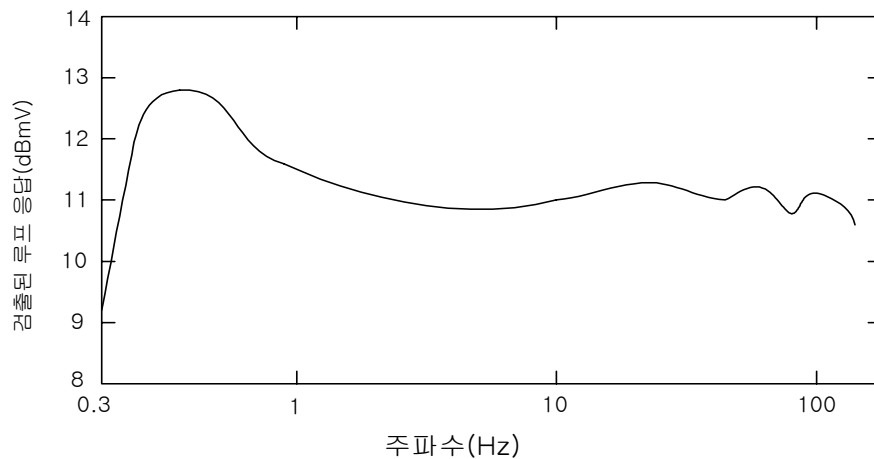


그림 19. 차폐된 보상 개방회로 전압 루프 안테나의 응답
(10 cm의 지름, 5번 회전)

위에서 토론된 전자기장 프로브는 전기 또는 자기장을 측정하되 근거리장 성분, 다중경로 반사 등을 가진 복잡한 EM 필드는 측정할 수 없다. 이러한 이유로, 전기와 자기장 측정을 동시에 수행할 수 있는 single sensor가 NIST에서 발전되어 왔다. 이경우에, 루프는 동일한 임피던스를 가진 지름 양끝점이 부하가 된다.

3. 안테나로부터 복사된 전력을 결정하기 위하여 사용하는 전계세기 측정.

가. 개론

이 단락은 다양한 조건의 안테나로부터 복사된 파워를 측정하는 방법을 서술 한다. 일반적으로, 복사 파워는 측정된 전계세기와, 지면 위의 이상적인 안테나의 예상 이론 값을 비교하여 산출된다.

나. 수직 모노폴 안테나에 대한 지면 복사 전력 효과

이 방법은 그라운드 위의 $1/\lambda$ 보다 작은 안테나의 5 MHz 이하 주파수에서 유용하다. 지면과 전송에 대한 전력 세기는 그라운드 가까에서 안테나로부터 적합한 거리에서 필드세기를 측정하는 것에 의해 결정된다.

만일 그라운드가 완벽한 도체이고 안테나의 복사 패턴이 수평 평면에서 모든 방향이라면, 복사파워는 다음방정식을 사용하는 전계 세기 측정에 의해

구할 수 있다.

$$P = \left(\frac{E_1}{E_2} \right)^2 \quad (53)$$

E_1 : 수직모노폴안테나에 의한 P_1 W를 받아 들였을때의 1 km에서
지면복사 전계세기

E_2 : 수직모노폴안테나의 $P_1 = 1W$ 의 전력복사와 같은 효과의 길이를
가진 이상적인 지면수직안테나에 의한 1 km에서의 복사에 의한 전계
세기

이상적인 안테나에 의해 생산되어진 필드 세기 E_2 는 그림 20에 의해 나타난다. 그림 20에서 보여지는 전계세기와 안테나 길이 사이의 관계는 사인곡선의 전류 분포를 가지는 이상적인 안테나를 가정한다.

또한 1km 거리에서 필드세기의 정확한 측정의 가능성있는 에러의 원인은 다음을 내포한다.

- (1) 그라운드 전도율의 결정
- (2) 주어진 측정점에서의 필드세기는 나타나지 않지만, 복사된 패턴,
울퉁불퉁한 지형, 고가선의 접근에서 방향성에 의해 영향받을 가능성
- (3) 측정점과 전송 안테나 사이 거리의 결정
- (4) 필드세기 기기와 E_1 을 측정하는데 사용된 장비의 부정확성

전계세기 측정은 동일한 공간에 복사된 양에 따른다. 이러한 전계세기 측정은 안테나로부터 각각의 외부 복사를 따라서 행해진다. 측정은 주파수가 수 Hz에서 동작 주파수인 $8000/f^{1/3}$ 의 안테나로부터 떨어져 있는 간격까지 행해야한다. 측정 데이터는 안테나로 부터 한 파장보다 짧은 거리와 안테나의 수직 높이의 다섯배 보다 작은 거리에서는 얻어지지 않는다.

1 km에서 전계세기를 결정하기 위하여 데이터는, 그림 21에서 보여지는 것처럼 동일한 눈금을 갖고, 세로좌표는 필드세기, 가로 좌표는 거리를 가지는 log-log 그래프로 나타내야 한다.

데이터는 그림 21에서 보여지는 그래프에 걸쳐 놓여지고, 곡선들 중 어느 것이 구성된 곡선에 가장 잘 일치하는지를 결정하기 위하여, 수평 그리고 수직으로 이동한다. 가장 적합한 것이 확립되어질 때, 그림 21에서 $1/p$ 를 나타내는 선이 데이터 시트에서 발견되어져야 하고, 1km 가로 좌표로 교차될 때 까지 확대되어야 한다. 그 점에 대응하는 필드세기값은 1km에서 전계세기가 약해지는 필드세기의 값이다. 만일 그림 21을 다른 좌표 눈금을 가진 그림으로 고치려면, 테이블 2에서 주어진 데이터가 사용될 수 있다.

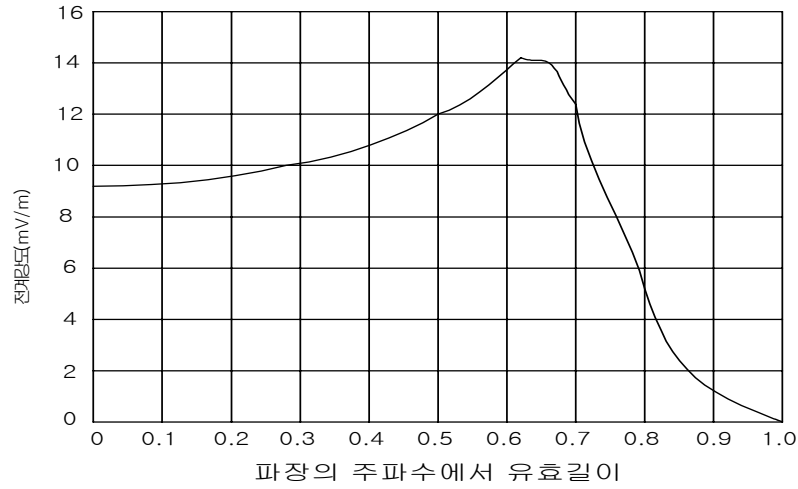


그림 20. 1 W 복사전력에 대한 이상적인 접지 수직 안테나로부터
1 km 거리에서 무감쇄 된 전계강도

지면 도전성의 값과 땅의 전기적 상수는 위에서 확립된 것처럼 가장 적합한 값을 나타내는지 결정하기 위하여 계산된다. 수치 거리 p 와 각도 b 는 『m에서 표현되는 실제 거리 d 와, m에서 자유공간 파장 λ , m/s에서 표현된 빛 c 의 속도, Hz에서 주파수 f , siemens per meter에서 지면 도전율 σ , 그리고 지면과 관련있는 유전율(전기상수) ϵ_r 와』은 다음과 같은 관계가 있다.

$$p = \frac{\pi d \cos^2 b''}{x \lambda \cos b'} \cong \frac{\pi d}{x \lambda} \cos b \quad (54)$$

$$b = 2b'' - b' \cong \tan^{-1} \frac{\epsilon_r + 1}{x} \quad (55)$$

$$x = \frac{2 \cdot 10^{-7} c^2 \sigma}{f} \cong \frac{1.80 \cdot 10^{10} \sigma}{f} \quad (56)$$

$$\tan b' = \frac{\epsilon_r - 1}{x} \quad (57)$$

$$\tan b'' = \frac{\epsilon_r}{x} \quad (58)$$

방정식 54, 55의 오른쪽의 근사값을 이용해서, σ 와 ϵ_r 은 1 km에서 거리 p_1 과 각 b 의 그래프로 결정된 값으로부터 다음과 같이 추정될 수 있다.

$$\sigma \cong \frac{(5.83 \cdot 10^{-16})(f^2 \cos b)}{p_1} \quad (59)$$

$$\epsilon_r \cong x \tan(b) - 1 \quad (60)$$

표 2. 평면 대지위의 수직모노폴로부터 일정거리에 놓인 전계세기
(그림 21, 식 54~58)

p	b=0°	b=5°	b=10°	b=15°	b=20°	b=25°	b=30°
0.01	99.572	98.808	98.054	97.312	96.583	95.868	95.167
0.02	49.573	40.037	48.511	47.995	47.491	46.999	46.520
0.05	19.576	19.244	18.922	18.609	18.306	18.013	17.730
0.1	9.581	9.354	9.136	8.609	8.726	8.534	8.350
0.25	3.595	3.464	3.342	3.226	3.118	3.016	2.920
0.5	1.617	1.538	1.466	1.399	1.337	1.280	1.228
1.0	0.6565	0.6154	0.5787	0.5456	0.5159	0.4891	0.4649
2.0	0.2199	0.2042	0.1906	0.1786	0.1680	0.1587	0.1504
3.0	0.1099	0.09408	0.08818	0.08304	0.07851	0.07452	0.07096
4.0	0.05384	0.05078	0.04809	0.04572	0.04360	0.04171	0.04000
5.0	0.03186	0.03047	0.02922	0.02807	0.02702	0.02606	0.02518
8.0	0.01020	0.01007	0.009925	0.009763	0.009591	0.009420	0.009245
10.0	0.006080	0.006044	0.005999	0.005934	0.005874	0.005819	0.005734
13.0	0.003395	0.003392	0.003380	0.003363	0.003342	0.003317	0.003289
18.0	0.001694	0.001694	0.001691	0.001686	0.001681	0.001673	0.001665
50.0	0.000263	0.0002063	0.0002062	0.0002061	0.0002059	0.0002056	0.0002054

p	b=35°	b=40°	b=45°	b=50°	b=55°	b=60°	b=65°
0.01	94.483	93.816	93.166	92.535	91.923	91.330	90.759
0.02	46.054	45.601	45.162	44.737	44.327	43.932	43.552
0.05	17.457	17.194	16.941	16.699	16.467	16.245	16.033
0.1	8.174	8.007	7.847	7.696	7.552	7.415	7.285
0.25	2.830	2.749	2.667	2.593	2.524	2.459	2.398
0.5	1.179	1.135	1.093	1.055	1.020	0.9880	0.9581
1.0	0.4430	0.4232	0.4052	0.3888	0.3739	0.3603	0.3479
2.0	0.1430	0.1364	0.1305	0.1251	0.1203	0.1159	0.1119
3.0	0.0778	0.06493	0.06236	0.06003	0.05792	0.05601	0.05426
4.0	0.03846	0.03706	0.03578	0.03461	0.03354	0.03257	0.03167
5.0	0.02436	0.02361	0.02292	0.02227	0.02168	0.02112	0.02061
8.0	0.009074	0.008905	0.008740	0.008582	0.008430	0.008282	0.008141
10.0	0.005644	0.005593	0.005507	0.005455	0.005356	0.005283	0.005202
13.0	0.003260	0.003229	0.003196	0.003163	0.003130	0.003097	0.003065
18.0	0.001655	0.001645	0.001634	0.001623	0.001612	0.001600	0.001588
50.0	0.0002050	0.0002047	0.0002043	0.0002038	0.0002034	0.0002029	0.0002024

p	b=70°	b=75°	b=80°	b=85°	b=90°	비 고
0.01	90.208	86.679	89.172	88.687	88.226	
0.02	43.187	42.838	42.504	42.187	41.886	
0.05	15.831	15.639	15.457	15.284	15.122	
0.1	7.163	7.047	6.938	6.836	6.740	
0.25	2.342	2.289	2.240	2.195	2.152	
0.5	0.9305	0.9050	0.8816	0.8600	0.8401	
1.0	0.3366	0.3263	0.3168	0.3082	0.3003	
2.0	0.1083	0.1050	0.1020	0.09932	0.09684	
3.0	0.05267	0.05122	0.04989	0.04867	0.04756	
4.0	0.03084	0.03008	0.02938	0.02874	0.02815	
5.0	0.02013	0.01969	0.01929	0.01891	0.01856	
8.0	0.008009	0.007885	0.007764	0.007652	0.007549	
10.0	0.005126	0.005072	0.004998	0.004949	0.004883	
13.0	0.003034	0.003003	0.002973	0.002944	0.002916	
18.0	0.001576	0.001565	0.001553	0.001542	0.001531	
50.0	0.0002019	0.0002014	0.0002008	0.0002003	0.0001998	

이러한 방정식과 그림 21은 유용성을 $8000/f^{1/3}km$ 보다 크지 않은 거리로 제한하는 동차 접지 평면을 가정한다. terrian effects와 변수 도전율에 의해 야기된 데이터의 불규칙에 기인하여, 곡선들은 주어진 조건들을 대부분 정확하게 나타내기가 어려울 수도 있다.

위의 측정 과정은 복잡하게 퍼진 지상과 복사 패턴을 확정하기 위해 요구되는 것만큼이나 많은 방향에서 측정이 반복되어진다. 6개에서 10개의 복사가 일반적이다.

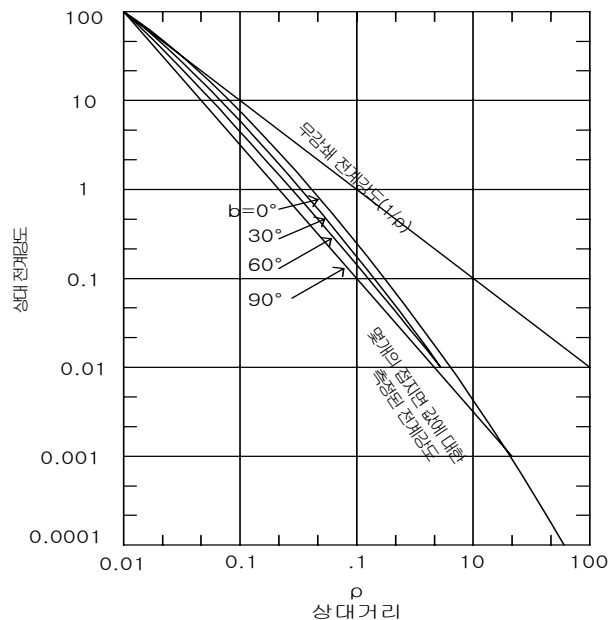


그림 21. 접지면에 대한 지면과의
표면과 요소에 대한 감쇄

원의 반지름과 이 패턴에 의해 경계되어지는 지역과 동일 지역은 1km에서 유효 복사 필드세기가 되도록 하며 이 값은 식 53 의 E_1 에 대응한다. E_2 는 유효한 길이를 가지는 이상적인 안테나에 있어, 그림 20 으로부터 결정된다. 그러면, W 안에서 효과적인 복사 전력은 식 53으로부터 계산될 수 있다. 안테나 복사 효율은 실질적으로 방사된 입사 파워의 퍼센티지로 정의된다. 즉,

$$\eta = 100 \frac{P_e}{P_i} \quad (61)$$

P_e = 유효 등방성방사 전력 (EIRP)

P_i = 전송안테나 종단 입력 전력

다. 5 MHz 이상 지상파의 유효 복사 전력 측정

만일 직접파의 전계세기가 전송안테나로 알려진 거리 d에서 측정될 수 있다면, 그 방향에서 유효 등방성 방사 전력(EIRP)⁴⁾는 식 35로부터 결정될 수 있다.

$$EIRP \cong P_T g_T = \frac{E_0^2 d^2}{30} \quad (62)$$

EIRP = 효과적인 등방성 방사전력, W

P_T = 전송전력, W

g_T = 전송안테나 이득

E_0 = 직접파의 자유공간 전계세기, V/m

d = 거리, m

이러한 직접파는, 거리가 E의 1/d에 비례하여 접지의 표면에서 E를 측정하여 충분히 작을 경우, 5 MHz 이하에서 사용될 수 있다.

어떤 경우에, 특히 200 MHz이상 주파수에서 높이, 거리, 방향성은 다음과 같이 된다. 즉, 지면반사를 무시할 경우 직접파의 크기는 필드세기의 측정에 의해 결정되며, 그래프나 분석적인 과정에 의해 측정된 전계 세기 값을 평균내는 것에 의해 직접파를 결정하는 것이 가능하다.

약 50 MHz까지의 주파수에서 루프 안테나는 표준전송안테나로 사용될 수

4) effective isotropically radiated power

있다. 25 MHz와 1 GHz 사이의 주파수에서 반파장 다이폴은 표준전송안테나 형태이다. 200 MHz 이상의 주파수에서, 일반적으로 좀더 방향성 있는 개구 안테나를 표준안테나로서 하는 것은 바람직하다.

일반적 파장들 보다 좀더 먼 거리 d 의 자유공간에서 N 번 감은 루프안테나에 의해 복사된 필드는 다음과 같이 주어진다.

$$E_0 = \frac{\pi\eta_0 N A I}{\lambda^2 d} \quad (63)$$

식 62와 63을 결합해서, 자유공간상의 최대 복사 방향에서 루프안테나에 의해 복사된 유효 파워는 다음과 같다.

$$EIRP = \frac{4\pi^3 \eta_0 N^2 A^2 I^2}{\lambda^4} \quad (64)$$

가느다란 반파장 다이폴에 있어, 최대복사 방사는 자유공간상의 1.64배의 최대복사 등방성 방사와 관련이 있다.

그결과, 효과적인 최대 파워 방사는 다이폴에 투입된 파워의 1.64배 이다. 일반적으로, 자유공간상의 최대 복사방향에서 EIRP는 안테나의 투입 파워에 의해 증가된 표준안테나 파워 이득이다.

기하학적인 경로와 수직방향의 표준안테나와 피시험체안테나장치가 지면 반사와 결과로서 생기는 필드에 동일한 효과를 갖는다면, 주어진 방향에서 EIRP는 피시험체안테나장치에 의해서 나타난 필드세기와 표준 안테나에 의해서 나타난 필드세기 사이의 비율을 측정하는 것에 의해 결정될 수 있다. 피시험체안테나의 유효 파워는 다음과 같이 주어진다.

$$(EIRP)_X = \left(\frac{E_X}{E_S} \right)^2 (EIRP)_S \quad (65)$$

where $(EIRP)_X$ = 측정방향에서 AUT의 효과적인 복사 파워

E_X = 측정방향에서 송신기와 AUT에 의해 생산된 필드세기

E_S = 동일한 전파 통로로 표준안테나의 알려진 효과적인

복사파워에 의해 나타난 같은 점에서의 필드 세기

$(EIRP)_S$ = 측정방향에서 최대복사로 적응된 표준안테나의

효과적인 복사 파워. $(EIRP)_S$ 의 값은 표준 안테나의

입력전력과 이득의 산출에 의해 주어진다.

비율 (E_X/E_S)이 요구되고 E_X 과 E_S 의 비교값을 측정하는 것으로 충분하다. 한가지 난점은 표준안테나가 피시험체안테나(AUT)와의 원하지 않은 결합으로 패턴의 변형을 가져오는 것이다.

파워가 표준전송안테나와 AUT⁵⁾에 교대로 공급될 때, 주어진 방향에서 발생된 필드세기의 비율을 결정하는데 있어, 그 비율의 평균값을 얻기위해 여러 위치에서 측정하는 것은 바람직하다.

반파장 다이폴이 표준전송안테나로 사용될 경우, 만일 발룬이 사용된다면 그것은 동축케이블을 통해 공급되어질 수 있다. 발룬은 케이블의 다이폴 임피던스와 시스템 임피던스에 매칭이 되어야한다. 그리고, 삽입 손실을 측정해야한다. 이것은 동일한 연속적인 2개의 발룬 삽입 손실을 측정하는 것에 의해서 그 결과를 2로 나누는 것에 의해(또는 3 dB를 빼는 것에 의해) 수행될 수 있다. 다이폴은 AUT 센터의 높이와 동일한 지면 위의 높이에 놓여져야 한다. 수신 거리는, AUT와 관련 다이폴의 작은 움직임이 수신점에서 필드세기의 변화를 야기하지 못할 만큼 충분히 멀어야 한다. 만일 표준안테나가 도체 탑에 놓여진다면, 전계의 혼란이 탑에서 유도된 전류에 의해 야기될 수 있다. 안테나가 요구하는 것의 적어도 두배이상 전송안테나 사이의 수평 분리 거리가 요구되어진다.

전송 안테나의 유효 복사파워를 계산하기 위한 또다른 방법은 안테나의 측정된 입사 파워에 안테나 이득을 곱하는 것이다. 입사파워는 안테나의(되도록 안테나 가까이에서) 전송선의 측정에 의해 결정될 수 있다. 그리고 그 이득은 서술된 방법에 의해 결정될 수 있다.

라. 이온층 전송파의 유효 등방성 방사 전력.

2 ~ 30 MHz 범위의 주파수에서, 이온층파(또는 sky wave)는 송신기로부터 충분히 멀리 떨어진 거리에 존재한다.

이 경우에 수신된 복사에너지는 보통, 수평 일 때 보다 수평보다 약간의 각도가 있을 때 좀더 크다. 결국 안테나 측정시 지면에 인접하도록 전송의 주요경로를 지시할 필요성은 없다. 이러한 환경에서 광범위하게 사용되는 방법은 AUT에 의해 확정된 것처럼 수신 거리에서 동일한 전계세기를 발생시키기 위해 표준 송신안테나인 가느다란 반파장 다이폴에서 전송되어야 하는 전력의 양을 결정하도록 한다.

5) antenna under test

제 2절 기가헤르츠 대역 전자파 장해방지 표준화 접근

허용기준을 정하기 위해 다음과 같은 사항들이 고려되어야 한다.

- 비 의도적인 복사 방출에 의해 장해를 받을 수 있는 무선 서비스의 운용 주파수
- 비 의도적 복사 방출을 발생시키는 기기들
- 이용할 수 있는 시험기기와 시설의 성능
- 현행 및 향후 발간될 EMC 표준의 요구조건

1. 보호되어야 할 무선 서비스

불요 전자파로부터 장해를 가장 받기 쉬운 무선 기기는 낮은 지향성을 갖는 안테나를 이용하는 휴대용 저전력을 사용하는 기기가 될 것이다.

지상 마이크로파 통신 링크나 고정 위성 링크와 같은 고정 설치되어 운용되는 무선 서비스 기기의 경우 설치 및 운용과 관련하여 양호한 내성 레벨을 가지고 있다. 가시영역 통신을 위해서 안테나는 가능한 최대의 높이에 설치를 하게되어 주변의 많은 장해 요소로부터 자유롭다. 고정 설치되는 링크는 또한 높은 지향성을 갖는 안테나를 사용하기 때문에 안테나 빔에 장해 신호가 유입될 가능성을 감소시켜 시스템의 내성을 확보하고 있다.

이동용 저 전력 무선기기는 대략 2.5 GHz까지 주파수 대역을 이용하고 있으며 5 GHz 주파수 대역까지 사용되고 있는 무선서비스도 있다.

- 디지털 무선 전화기

DECT 유럽 (1880 MHz - 1900 MHz)

PHS 일본 (1895 MHz - 1918 MHz)

- 지상 디지털 셀룰러 전화

DCS 1800은 GSM 방식을 사용하는 전 세계적인(북 아메리카 및 우리나라 제외) 통신방식이다.

- GSM : 1710 MHz-1785 MHz, 1805 MHz - 1880 MHz

북 아메리카는 PCS 1900을 사용하고 있으며 주파수 대역은 1850 MHz - 1910 MHz, 1930 MHz - 1990 MHz이다.

일본의 경우 PDC로 주파수 대역이 1400 MHz- 1500 MHz이다.

- 이동 및 위성 통신

인마넷 위성은 현재 전세계적으로 이동 통신을 허용하고 있으며, 주파수 대역은 1525 MHz - 1559 MHz 및 1626.5 MHz - 1660.5 MHz 이다. 이리듐과 같은 최근 시스템은 주파수 1610 MHz- 1626.5 MHz 대역에서 휴대용 단말기와 위성통신을 허용하고 있다.

- 미래 이동 통신서비스

UMTS 이동 통신은 주파수 1900 MHz - 2200 MHz 대역에서 사용될 예정이다.

Navstar GPS와 같은 무선 위치정보시스템은 주파수 1575 MHz 및 1227 MHz 대역에서 이용된다.

- 저전력 무선 LAN

블루투스과 같은 시스템은 ITU의 ISM 대역인 2.45 GHz 대역의 주파수를 사용하며, 그 외 다른 무선 LAN은 5.8 GHz ISM 대역을 포함하는 보다 높은 주파수에서 사용될 것으로 예상된다. HiperLAN은 5150 MHz - 5300 MHz 주파수 대역에서 사용될 예정이다.

모든 고정 링크가 비의도적으로 발생하는 전자파 노이즈로부터 보호된다고 고려할 수 없다. 가정용으로 사용되는 고정링크 중의 하나가 Ku 대역으로 10.7 GHz와 12.75 GHz 주파수에서 방송위성 전송의 수신을 위해 사용되고 있다. (현재 Astra 디지털 전송의 주파수 대역은 11.72 GHz-12.36 GHz를 사용하고 있다) 비록 지향성 안테나가 사용되지만, 북 유럽 상공에 있는 정지 위성의 빔 각도가 비교적 좁고, 지상에 설치되어 있는 접시 안테나의 높이가 대체적으로 낮기 때문에 전파환경이 열악한 환경에서 동작될 경우 전자파 장애에 자유로울 수 없다. 장애의 가능성이 있는 그 밖의 고정 통신으로 고려될 수 있는 것이 전파천문의 경우이다. 전파 천문에 사용되기 위해 제작되는 안테나는 주파수의 증가에 따른 신호 잡음온도의 감소 특성을 가지고 있으며, 이로 인해 telescope 수신기로 아주 낮은 레벨의 신호도 감지할 수 있다. 안테나의 sidelobe에서 비의도성 신호의 수신은 수신기의 감도를 줄일 수 있다. 관심 주파수 대역은 1610 MHz-1613.8 MHz와 1660 MHz-1660.5 MHz에서 hydroxyl line을 포함하고 있다. 그 밖의 많은 전파 천문의 이용 주파수는 10 GHz 이상에서 사용되고 있다.

2. 불요파 발생 기기

장해를 일으킬 수 있는 기기는 다음과 같이 크게 3가지로 분류된다.

- 고속 디지털 전자부품을 사용하는 컴퓨팅 디바이스 등
- 내부 동작을 위해 높은 주파수를 사용하는 기기 즉 무선 방송 수신기
- 가열 목적으로 ISM 주파수 대역을 사용하는 기기, 즉 가정용 마이크로 웨이브 오븐

의도적인 송신기는 특별한 형식 시험이 하모닉 복사 방출에 대한 적합성을 보장해 줄 수 있으므로 고려대상에서 제외된다.

- 컴퓨팅 디바이스

컴퓨팅 디바이스는 전자 기기에서 사용되는 빈도가 급격히 증가되고 있으며, 동작 주파수도 계속해서 증가되고 있다.

보호되지 못한 고속 디지털 프로세서 보드로부터 발생하는 심각한 비의도성 노이즈는 내부 오실레이터의 제 5 고조파 이상에서도 발생할 것으로 예상된다.

자체 금속 합체에 있는 모듈에서 플러그(Plug)는 합체가 복사 방출에서 도파관 및 지향성 특성을 갖도록 작용하는 문제를 증가시킨다. 현재 이들 기기로부터 발생하는 감지 가능한 노이즈는 기기의 클럭 주파수의 제 10 고조파까지 접근하고 있다.

- 무선 방송 수신기

무선 방송 수신기는 수신 신호의 주파수까지 이르는 국부 발진기 (Local oscillator)를 사용한다. 위성 방송 수신을 위한 디지털 방송 수신기의 경우 사용하는 주파수 대역이 950 MHz - 2 GHz까지이다.

디지털 방송 수신기와 같은 기기는 수신기가 부착된 컴퓨터 제품이므로 고속 클럭 고조파 및 국부 발진기로부터 노이즈가 발생하는 기기이다.

특히 관심이 있는 ISM 기기는 산업용 마이크로파 오븐(900 MHz 대역의 하모닉스) 과 가정용 마이크로파 오븐(2450 MHz)이다. 현재의 표준은 주파수 11.7 GHz - 12.7 GHz 대역에서 방송 위성 송신의 보호를 위해 방사 허용기준을 적용하고 있다.

- ITU ISM 주파수

표 3 ITU ISM 주파수

주파수 (MHz)	비 고
433.05-433.79	
902-928	886-906 MHz는 영국에서 산업용 마이크로파 가열용으로 사용됨
2400-2500	산업, 상업 및 가정용 마이크로파로 사용됨
5725-5875	
24000-24250	

3. 시험환경 및 시험 기기

가. 시험 환경

(1) Screened Enclosure

차폐실에 피라미드 형태로 설치된 카본 및 폴리 우레탄 foam을 부착시켜 측정 주파수의 영역을 수십 GHz까지 높일 수 있다.

(2) 웨라이트 Screened Enclosure

많은 EMC 시험 시설에 웨라이트 타일 형태의 전자파 무반사실을 이용하여 1 GHz까지 측정에 사용한다. 타일 형태의 전자파 흡수체를 사용함으로써 공간 활용성이 좋으며, Foam 흡수체를 부착하여 사용주파수를 18 GHz까지 높일 수 있다.

(3) Open Area Test Site (OATS)

OATS는 주파수 1 GHz이하에 방사 방해파 적합성 평가에 많이 사용되고 있는 시설이다. 야외시험장은 지면 반사면 이외에서 반사되는 물체가 존재하지 않는 자유공간이다. 지면 반사파를 없애기 위해 적절한 흡수체를 지면에 설치하면 18 GHz까지 측정할 수 있는 시험장으로 이용할 수 있다.

(4) TEM Cells

GTEM Cell에서 측정방법은 야외시험장 측정 결과와의 상관성이 확보될 경우 북 아메리카 지역에서 EMC 적합성 인증을 위해 사용될 수 있다. ETS (EMCO) GTEM 참고자료에 따르면 ANSI 표준에 적합한 OATS와의 상관성이 5 GHz까지 확보될 수 있음이 입증되었다.

(5) Mode Stirred Enclosure

Mode stirred chamber는 높은 주파수에서 공진 발생되는 특성을 활용하는 EMC 시설이다. 공진 모드의 수는 주파수가 증가함에 따라 증가하며, 따라서 상한 주파수는 사용가능한 안테나의 주파수 범위로 정해진다. 하한 주파수의 한계는 Enclosure의 크기로 이용 가능한 최소 공진 모드의 수에 의해 결정된다.

나. 측정기기

주파수 40 GHz까지 측정할 수 있는 스펙트럼 분석기나 EMI 측정 수신기는 쉽게 구입 가능하다. 40 GHz 이상의 높은 주파수 대역에서는 측정을 위해 외부 마이크로웨이브 믹서 장치가 요구된다.

다. 안테나 및 케이블

(1) 안테나

선형 편파 안테나를 수직 수평 교체 방식으로 사용 가능하다. 주파수 범위 1 GHz- 40 GHz를 측정할 수 있는 혼 안테나(표준이득 및 double ridged horn)는 쉽게 구매가능하며, 대수 주기 안테나는 최소 18 GHz까지 측정이 가능할 것이다.

(2) 케이블링

주파수 1 GHz 이상에서 케이블 손실은 심각한 요소이다. 적절한 성능을 갖는 마이크로파 케이블이 대략 40 GHz까지 구매 가능하다. 높은 주파수 대역에서 역학적인 도파관 구조가 훨씬 적절하다.

라. 표준

많은 표준에서 주파수 9 kHz - 40 GHz 범위에대한 EMC 복사 방해파 측

정을 위한 시험방법과 측정 시설에 대해 다루고 있다.

주파수 1 GHz 이상의 복사 방해파 측정을 위한 많은 국제표준의 요구조건과 내용들은 다음과 같다.

관련 표준	시험방법 최대 주파수(GHz)	허용기준 최대 주파수(GHz)	비 고
CISPR 11	18	11.7 - 12.7	ISM 기기
CISPR 12	18	심의중	스파크 점화엔진 구동기기, 시험방법은 심의중
CISPR 13	3 ¹	3	방송수신기
CISPR 13 (draft)	18 ¹	18	draft 1998-03-04
CISPR 16-1	N/A	N/A	1-18 GHz대역 스펙트럼 분석기
CISPR 22 (draft)	18	2.7	draft CISPR 22 1998-08-28
ANSI C63.4	40	N/A	미국 상업용 측정기술
FCC pt 15	N/A	40	미 연방 적합성 요구조건
MIL 461B	N/A	10	미 군용 적합성 요구조건
MIL 462D	18 ²	N/A	미 군용 측정기술
DEF STAN 5941	18	18	영국 군용 규격
EN50083- 2	25	25	유럽 케이블 분배시스템

주 1 : 위성 수신기 유닛은 3 GHz까지, 가정 위성 수신에 직접 연결되는 outdoor 유닛에 대해선 18 GHz까지

주 2 : 송신기의 하모닉과 스푸리어스 출력에 대해선 40 GHz까지 측정

마. 요 약

- 무선 서비스

이동, 근거리, 방송 및 저 전력을 사용하는 무선 서비스가 비의도적으로 발생하는 무선주파수 신호로부터 간섭을 받을 가능성이 아주 높다.

현재 위와 같은 특성을 갖는 무선서비스의 경우 2 GHz 이하의 주파수 대역 스펙트럼에서 사용되고 있으나, 머지않아 주파수 스펙트럼의 사용이 높아 질 것이며, 대략 2700 MHz까지 올라갈 것으로 예상된다.

- 장애유발 기기

고속 디지털 및 ISM 기기가 주파수 1 GHz 이상의 무선서비스에 대한 위협 요소가 될 것이다. 1 GHz 이상되는 마이크로 프로세스가 곧 일반화 될 것이며, 높은 주파수 수신기의 국부 발진기가 1 GHz의 대역에서 장애를 유발시킬 수 있는 주요한 요소이다.

- 시험기기 및 시험환경

시험장으로는 크게 2가지 경우가 고려된다. Enclosed된 Cell (GTEM) 및 자유공간의 기술(Anechoic chamber, OATS)를 이용하여 대략 5 GHz까지 측정이 가능하다. 이 이상의 주파수에 대해 밀폐된 Cell의 기본적인 특성과 야외시험장의 건설상의 제약에 의해 사용되기 어렵다.

주파수 40 GHz 대역까지 Anechoic chamber와 mode stirring 기술이 가장 적합한 시험환경을 제공하여 줄 것이다. 높은 주파수 대역에서 측정기기 및 안테나의 성능과 이용가능성의 많은 제약이 존재한다.

- 표준

현재의 표준에서 규정된 가장 높은 주파수는 40 GHz이다(FCC 및 US military). 현재 CISPR 표준에서 정해진 측정기술은 18 GHz까지 정해져 있다.

바. 권고 주파수 범위

(1) 주요 주파수 범위는 현재 서비스되고 있는 주요 무선 주파수 대역을 포함하는 5 내지 6 GHz까지가 바람직하다.

(2) 추가적으로 허용기준과 시험방법이 현재 CISPR 표준화의 주파수 범위인 18 GHz(가능하면 25 GHz)까지 수행할 수 있도록 정해져야 하며, FCC part 15의 주파수 범위를 포함할 수 있는 40 GHz 범위까지가 선호된다.

(3) 주파수 40 GHz까지 포함할 수 있는 기술이 표준화된다면 군용 시험을 위해서도 사용될 수 있다.

(4) 40 GHz 이상의 주파수 대역에서 측정을 하기에는 측정기기, 케이블, 안테나의 성능이 부족하거나 이용가능하지 않다. 이들 주파수 대역에서 스펙트럼의 사용은 포인트 대 포인트(위성) 또는 레이더의 경우이다. 이들 응용에 있어 장애 문제가 발생할 경우에 사안별로 대처하는 것이 바람직하다.

(5) in-situ 시험에 대한 주파수 한계가 고려되어야 하나 아직 이 분야에 대한 연구의 성과가 많지 않다.

제 3절 기가헤르츠 대역 무선 서비스 보호를 위한 허용기준 설정

현대 무선통신 기술은 급속히 발전되고 있으며 새롭고 혁신적인 통신 서비스의 개발에 노력을 경주하고 있다. 새로운 무선 통신 서비스는 무선 스펙트럼의 일부분을 차지하게 될 것이고, 이는 산업용 과학용 및 의료용(ISM) 기기로부터 장애의 대상이 된다. 현재 ISM⁶⁾ 용으로 사용되는 주파수와 다른 비 통신용으로 사용되는 주파수가 1 GHz 이상의 주파수에서 아주 넓은 스펙트럼 대역을 점령하고 있으며, ISM 기기의 지정된 대역이외에서 발생하는 복사 방해파를 엄격하게 규제할 필요가 있다.

통신을 제외한 목적을 위해 무선 주파수 에너지를 사용하거나 발생시키는 기기, 예를 들어 컴퓨터 시스템, 고전력 전기공급기 및 ISM 등에 대한 복사 허용기준은 현재 주파수 범위 150 kHz -1,000 MHz에서 규정되어 있으며, 주파수 150 kHz 이하 및 1 GHz 이상에 대한 허용기준은 현재 작업 중에 있다.

여기서는 주파수 1 - 18 GHz 범위에서 전자파 복사 시험을 위한 허용기준을 추출하기 위해 필요한 이론적 해석 방법에 대해 살펴보고자 한다. 이론적 해석 방법은 다음과 같은 이유로 특히 어려움을 갖는다.

- 무선 서비스는 그 종류에 따라 제 각각의 보호율이 필요하며, 안정된 서비스와 통신을 위한 특별한 보호 요구조건이 고려되어야 한다.
- ISM 기기의 특성들과 다른 동작환경으로 여러 분류의 허용기준들이 필요할 수도 있다.
- 장애 발생 가능성은 사용자 주변 내 ISM 기기의 위치와 장애를 받을 수 있는 수신기의 상대적 위치와 관계된다.

기가헤르츠 대역에서 불요파로부터 보호되어야 할 무선 서비스에 대한 적합한 방사 전계강도 허용기준을 정하기 위해, 우선 보호 대상의 무선 서비스에 대한 특성들을 조사할 필요가 있다. 이들에 대한 최대 장애 전계강도를 추출하는 방식을 검토하였으며, CISPR에서 수행 중인 방법과 비교하여 보았다.

6) industrial, scientific and medical

1. ISM 기기로부터 장애를 받기 쉬운 무선 서비스

우선 ISM 기기로부터 장애를 받을 수 있는 무선서비스의 주파수 할당과 이용에 관한 사항을 파악하고자 ERC 보고서 25를 참조하여 조사하였다.

표 4 주파수 할당 및 무선 통신 서비스 이용 내용 요약

주파수 (MHz)	RR Region 1 Allocation	European Common Allocation	주요이용현황
1215-1240	EARTH EXPLORATION SATELLITE(active), RADIONAVIGATION- SATELLITE(space-to-Earth) SPACE RESEARCH(active)	RADIOLOCATION. RADIONAVIGATION SATELLITE(space-to-Earth) EARTH EXPLORATION SATELLITE(active), SPACE RESEARCH(active) RADIONAVIGATION	Rader and Navigation Systems and Active Sensors. GNSS
1240-1260	EARTH EXPLORATION SATELLITE(active), RADIONAVIGATION- SATELLITE(space-to-Earth) SPACE RESEARCH(active) Amateur	RADIOLOCATION. RADIONAVIGATION SATELLITE(space-to-Earth) EARTH EXPLORATION SATELLITE(active), SPACE RESEARCH(active) RADIONAVIGATION, Amateur	Rader and Navigation Systems and Active Sensors. GNSS
1559-1610	AERONAUTICAL RADIONAVIGATION, RADIONAVIGATION- SATELLITE(space-to-Earth)	AERONAUTICAL RADIONAVIGATION, RADIONAVIGATION SATELLITE(space-to-Earth)	GNSS
1710-1785	FIXED, MOBILE	FIXED, MOBILE	DCS 1800
1785-1800		FIXED, MOBILE	Mobile Systems
1800-1805		MOBILE, Fixed	TFTS(air to ground)
1805-1880		FIXED, MOBILE	DCA 1800
1880-1885		MOBILE, Fixed	DECT
1885-1900		MOBILE, Fixed	DECT
1900-1930		FIXED, MOBILE	IMT-2000
1930-1970	FIXED, MOBILE		

1970–1980	FIXED, MOBILE	FIXED, MOBILE	IMT–2000
1980–2010	FIXED, MOBILE, MOBILE– SATELLITE		
1980–2025	FIXED, MOBILE		Fixed links, Space science services, Mobile systems.
2025–2110	SPACE OPERATION. EARTH EXPLORATION– SATELLITE, FIXED, MOBILE, SPACE RESEARCH	SPACE OPERATION. EARTH EXPLORATION– SATELLITE, FIXED, MOBILE, SPACE RESEARCH	IMT–2000
2110–2120	FIXED, MOBILE, SPACE RESEARCH	FIXED, MOBILE, SPACE RESEARCH	IMT–2000
2120–2170	FIXED, MOBILE	FIXED, MOBILE	
2170–2200	FIXED, MOBILE, SPACE RESEARCH	IMT–2000 satellite component. Satellite personal communications systems.	Mobile systems
2300–2400	FIXED, MOBILE Amateur Radiolocation	FIXED, MOBILE, Amateur Radiolocation	ISM, SRD, RLAN, RFID
2400–2450		FIXED, MOBILE, Amateur Amateur Satellite	ISM, SRD, RLAN, RFID
2450 –2483.5	FIXED, MOBILE Radiolocation	FIXED, MOBILE	ISM, SRD, RLAN, RFID
2483.5 –2500	FIXED, MOBILE, MOBILE– SATELLITE, Radiolocation	FIXED, MOBILE, MOBILE– SATELLITE(space–to–Earth)	Inaccordance with ECA. Satellite personal communications systems. ISM.
5150–5350	AERONAUTICAL RADIONAVIGATION, FIXED–SATELLITE(Earth– to–space)	MOBILE, FIXED– SATELLITE(Earth to space)	Weapon radars, Shipborne and VTS radar, Ground–based and airborne weather radar, Tactical radar, Position fixing, HIPERLANs.
5470–5650	MARITIME RADIONAVIGATION Radiolocation	MARITIME RADIONAVIGATION Radiolocation	Weapon radars, Shipborne and VTS radar, Ground–based and airborne weather radar, Tactical radar, Position fixing, HIPERLANs.

5650-5725	RADIONAVIGATION Amateur Space Research(deep space)	RADIONAVIGATION Amateur	Weapon radars, Shipborne and VTS radar, Ground-based and airborne weather radar, Tactical radar, Position fixing, HIPERLANs.
17.10-17.20 GHz	RADIONAVIGATION	RADIONAVIGATION, Mobile	Defense systems, HIPERLANs
17.20-17.30 GHz	EARTH EXPLORATION SATELLITE(active) RADIOLOCATION, SPACE RESEARCH	EARTH EXPLORATION SATELLITE(active) RADIOLOCATION, SPACE RESEARCH, MOBILE	Defense systems, Missile systems radars, Airborne terrain following radars, HIPERLANs

무선 서비스의 특성의 상세한 내용은 상업적 환경에서 장애의 문제와 특히 관련이 있다. 모든 경우에 있어 수신 안테나는 등방성 특성을 갖고 있다고 가정하여 허용기준 설정을 하게된다.

가. GPS⁷⁾ 표준 위치 서비스

○ GPS(Global Positioning System)

- space-based 무선항법 시스템
- 미 공군에 의해 통제(군사용)
- 최근 민간용으로 폭넓게 사용(항해, 지리정보 시스템, 자동차 및 해상 무선 항해, 국제 민간 항공)

최근 국제민간항공연합(International Civil Aviation Organization)에서는 항공 무선항법 적용을 위한 GNSS 수신기에 관한 표준을 개발하고 있다.

GPS 위성 설비로부터 이용 가능한 서비스로는 다음과 같은 두가지 등급으로 분류된다.

7) Global Positioning System

- PPS(Precise Positioning Service) : 미국과 동맹국의 군용으로 사용
- SPS(Standard Positioning Service) :
 - 위치 및 시간 서비스로 GPS L1 주파수를 제공
 - 시간 신호에 의도적으로 시간 부정확성을 주입하여 위치 능력의 정확성을 제공토록 설계

○ GPS 표준 위치 서비스

- GPS L1 주파수 : coarse acquisition(C/A) code 및 항해 자료 메시지, precision(P) code를 포함, 또한 군용으로 확보 및 SPS 부분이 아닌 정밀(P) 코드를 포함
- GPS L2 주파수 : 2차 범위 신호(Second ranging signal)를 송신 및 SPS 성능 표준은 L2 사용에 대해 미 언급

영국 글로벌 항해용 위성시스템(Global Navigational Satellite System)은 현재 이용 및 향후 이용될 무선 서비스로부터의 가능한 장애에 대해 보호되고 있으나, 보호레벨은 아직 결정되지 않은 상태이다. 다음 세션에서 GPS 시스템에 적용 가능한 보호레벨의 추출방식에 대해 살펴 보고자 한다.

(1) SPS⁸⁾에서 이용되는 신호의 RF 특성

○ L1 주파수 송신

- 목적 : 대역확산 스펙트럼 범위신호를 만들기 위해, L1의 1575.42 MHz L-대역 반송파로 코드 시퀀스 결과로 변조 및 변조후 사용자 지역으로 우선회 원형 편파 전송
- 신호 전송 전력 : -130 dBm (지상에서 최소 신호 전력레벨을 확보할 수 있는 레벨 전송)
- SPS의 part로 고려

○ L2 주파수 송신

- 목적 : 대역확산 스펙트럼 범위신호를 만들기 위해, L2의 1227.6 MHz 인 2 차 범위 신호를 전송
- 신호 전송 전력 : -136 dBm (지상에서 최소 신호 전력레벨을 확보할 수 있는 레벨 전송)

8) standard position service

- SPS의 part로 미 고려

낮은 입력 전력 레벨을 처리하기 위하여 GPS 수신기는 성능 향상을 위해 Direct 시퀀스(Sequence) 방식의 확산 스펙트럼 기술을 이용하게 되었다.

선형 DS⁹⁾ 확산 스펙트럼 시스템의 가우시안 노이즈 존재하의 신호대 잡음 (Signal to Noise) 성능은 수신기 노이즈와 가우스 특성을 갖는 외부 노이즈에 적용된다. 이러한 조건에서 DS 성능은 다음과 같이된다.

$$PG = \frac{(S/N)_{out}}{(S/N)_{in}} = 2 B_{s_{in}} T_s$$

여기서 PG : 시스템의 처리 이득(processing gain)

$(S/N)_{out}$: 출력 S/N(Correlator 출력)

$(S/N)_{in}$: 입력 S/N(RF 입력)

$2 B_{s_{in}}$: 첫번째 null에서 RF 입력신호 전력 밀도 스펙트럼대역폭

T_s : 입력신호 정보의 지속시간(Time duration)

GPS 수신기의 경우 $PG = 2 \times 1.023E6 \times (1/50) = 40.920$ 또는 46.12 dB이며, 일반적인 수신기는 $(S/M)_{OUT} = 10$ dB가 요구되고, 이것은 $(S/M)_{IN}$ 값이 안테나 입력단에서 -36 dB 만큼 낮은 값이 유효하게 처리될 수 있다는 것을 의미한다. 따라서 이론적으로 -94 dBm 레벨의 가우스 형태 장애는 잘 설계된 GPS 수신기가 견딜 수 있는 장애 레벨이다. 현실적인 동작 환경 (예를 들어 밀집된 수목 들)에 대해 허용되기 위해서는 견딜수 있는 최대 수신 장애 레벨은 -100 dBm 정도로 설정해야 한다. 이 레벨에 대한 전계강도 값은 측정 대역폭 1 MHz에서 $41 \text{ dB}\mu\text{V}/\text{m}$ 와 일치한다.

나. DCS 1800

유럽 통신표준인 ETS¹⁰⁾의 GSM 05.05 에서는 범 유럽에서 사용되는 디지털 이동 셀룰러 임 주파수 900 MHz와 1800 MHz 대역에서 운용되는 개인 통신 시스템(GSM 900 및 DCS 1800)의 송신기의 규격을 정하고 있다. 이동

9) direct sequence

10) European Telecommunication Standard

국(Mobile Station)과 기지국 시스템(Base Station System)에 대한 세부적인 RF 특성도 ETS에 규정되어있다. BSS는 고정 송신국(Base Transceiver) 또는 마이크로 셀 고정 송신국 (Micro BTS)를 포함하게 된다.

- DCS¹¹⁾ 1800의 경우, 시스템은 다음 주파수 대역에서 운용된다.
 - 1710 - 1785 MHz : 이동 송신, 기지국 수신
 - 1805 - 1880 MHz : 기지국 송신, 이동 수신

반송파 간격(carrier spacing)은 200 kHz이며, 이동 국 최고 출력과 최저 출력 조절 레벨은 아래 표와 같다.

표 5 DCS 1800 이동국의 등급에 따른 최고 출력과 최저 출력레벨

전력 등급	DCS 1800 최고 출력	조건상 허용오차 (dB)	
		정상	최대
1	4 W (36 dBm)	± 2	± 2.5
2	1 W (30 dBm)	± 2	± 2.5
3	0.25 W (24 dBm)	± 2	± 2.5

표 6 DCS 1800 마이크로 기지국 송신국 등급에 따른 최대 출력레벨

DCS 1800 micro-BTS	
TRX 전력 등급	최대 출력
M1	(> 27) -32 dBm ((> 0.5) - 1.6 W)
M2	(> 22) -27 dBm ((> 0.16) - 0.5 W)
M3	(> 17) -22 dBm ((> 0.05) - 0.16 W)

(1) 송/수신기 성능

이 장에서는 장애가 없고, 입력레벨이 기준 감도레벨의 20 dB 이상되는 정상적인 조건 하에서 전송 요구조건을 에러 율(Error rate)의 측면에서 살펴보고자 한다.

다음의 전파전파 조건에서 보호되지 않은 비트(TCH/FS, Class II)의 비트 에러율과 같은 칩 에러율(Chip error rate)의 기준은 다음과 같다.

11) digital cellular system

- Static 채널 : $BER \leq 1E-4$
- EQ50 채널 : $BER \leq 3 \%$

○ 성능

- 고정 및 다중경로 조건에서 -40 dBm(입력 레벨) 까지 유지
- 고정 조건에서 $1E-3$ 의 BER은 -23dBm 까지 유지된다.

○ 기준 감도 성능

- frame erasure, bit error, 또는 residual bit error rate와 관련
- 감도 성능은 채널형태 및 전파 조건에 따라 아래 표에 명시됨
- 실제 감도 레벨은 입력 레벨로 정의되며, 기준 감도 레벨의 허용 기준 보다 낮다.

표 7 좋은 품질 채널을 얻기 위한 DCS 1800 이동국 및 micro-base transmitter station에 요구되는 기준 감도레벨

DCS 1800 class 1 또는 class 2 MS	-100 dBm
DCS 1800 class 3 MS	-102 dBm
DCS 1800 micro-BTS class M1	-102 dBm
DCS 1800 micro-BTS class M2	-97 dBm
DCS 1800 micro-BTS class M3	-92 dBm

○ 기지국을 위한 위의 조건들은 원하는 시간 슬롯에서 50dB 이상의 GSM 신호가 2개의 인접 시간 슬롯에서 타당하게 검출될때 충족 되어야함. 위 사양에서의 이동국은 자신의 시간 슬롯과 고정 채널 위에서 두 인접 시간 슬롯에서 20dB 이상을 충족해야 할 것이다.

측정 대역폭은 캐리어 공간과 같다 (예: 200kHz).

○ 휴대용(Hand-held) 등급 3 (아주 낮은 전력) 이동 전화나 또는 마이크로로 BTS¹²⁾ 클래스 M3(아주 낮은 전력)의 경우 기준 감도 기준은 -102dBm이다. 이에 대한 입력전력레벨은 평균 수신 주파수 1842.5 MHz를 가정할 경우 전계강도 $40.5 \text{ dB}\mu\text{V}/\text{m}$ 와 일치한다. 따라서 전계강도 값이 $40.5 \text{ dB}\mu\text{V}/\text{m}$ 보다 더 큰 장애의 경우 이동국과 마이크로-BTS 간의 통신품질은 손상될 수 있

12) base transceiver stations

다. (200 kHz의 측정대역폭)

다. DECT¹³⁾

유럽 ETS 표준 300 175-2은 완전한 DECT의 Common Interface(CI)에 관한 표준을 제공하며, DECT CI는 물리적인 채널 배열을 규정하고 있다. DECT의 물리적 채널은 무선 end point 사이의 무선 통신로를 말하며,

- radio end point : 고정된 하부구조 또는 포터블 부분(PP)으로 구분
(예: handset)

○ PHL(Physical Layer) : MAC(Medium Access Control) LLME(Lower Layer Management Entity)와 연동

- 무선송신 매개체
- 임무 분류(5가지 카테고리)
 - 무선 주파수 채널을 만들기 위해 정의된 비율의 bit stream으로 무선 캐리어를 변조 또는 복조
 - 송/수신기 사이의 동기화 bit 및 slot의 획득 및 유지
 - 특정 주파수 및 요구시간에서 bit의 정의된 수를 송신 또는 수신
 - 종단 충돌감지에 사용되는 Z-field 및 동기화 field 추가 및 제거
 - 신호 세기를 보고하기 위한 무선 환경 감시

○ 기준 DECT radio end point에 대한 관련된 요구사항

- ETS 300에서 주어진 DECT 무선 기준에 만족되는 DECT 장비
- 송신전력 $250 \text{ mW} \pm 1 \text{ dB}$: bit p0의 시작 부터 물리적 패킷의 끝 단 까지 유지
- $BT_s=0.5$ 로 GMSK 변조를 사용하여 250 mW 이하에서 40 dB 인접 채널 간섭 레벨을 줌

○ RF 반송파(carrier) : 1880 - 1900 MHz 주파수 대역(중심주파수 F_c)

- $F_c = F_o - c \times 1.728 \text{ MHz}$

13) digital enhanced cordless telecommunications

여기서 $F_0 = 1897.344 \text{ MHz}$, $c = 0,1,2,3,\dots,9$

- 일반적인 채널 대역폭 : 1.728 MHz

(1) 무선 수신기 감도 및 BER 성능

○ 무선 수신기 감도

- 정의: BER¹⁴⁾가 D-field에서 0.001인 수신기 입력 단에서의 전력 레벨
- 감도 허용기준 : -86 dBm 또는 이상

○ 무선 수신기 기준 BER과 FER

- -73 dBm 또는 이상 수신기 입력에서의 전력레벨에 대한 최대 BER과 FER은 최대로 허용되어야 함
- 기준 BER : 0.00001(in D-field)
- 기준 FER : 0.0005

○ 적어도 0.00001과 0.0005의 BER 및 FER¹⁵⁾에 대해, 각각 수신기 입력에서의 전력레벨은 3 dBm 보다 더 낮아져야 할 것이다.

○ BER 성능은 $(E_b/N_0) = 6.8 \text{ dB}$ 일 때, MSK 변조 신호가 실행됨

○ 똑같은 BER 성능을 유지하기 위해 요구되는 Spectral noise density ratio의 energy symbol은 증가됨

$$\circ \text{BER} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\alpha E_b}{2N_0}}$$

여기서 α : time-bandwidth 곱에 따른 상수 값

- 수신기의 입력단에서 신호대 잡음비 :

$$\bullet (S/N) = (E_b/N_0)/(BT_S) = 7.24/0.5 = 14.48 \text{ 또는 } 16 \text{ dB}$$

변조와 그 외 손실을 포함한 보다 실제적인 S/N은 16 dB로 규정될

14) bit error rate

15) frame error rate

수 있다.

- 이로부터 수신측 안테나 입력단에서 최대 수용가능한 AWGN 노이즈는 $-73dB_m - 16dB = -89dBm$ 이며, 이를 측정 대역폭 1.728 MHz의 전계강도로 환산하면 $53.7 dB\mu V/m$ 이 된다.

라. UMTS¹⁶⁾

○ 구성 소자

- 1 또는 more Access Networks, 다른 형태의 Access 기술 사용 (GSM, UTRA, DECT, PSTN, ISDN)
- 1 또는 more core networks, 서비스용이든 아니든 (GSM, UMTS, ISDN, IP, ATM)
- 1 또는 more intelligence node networks, 서비스 논리 및 이동성 관리 (IN, GSM)
- 1 또는 more transmission network, 다양한 기술(점대점, 링, 점대 다중점 등) 및 물리적 의미(무선, 섬유, 구리 등) (PDH, SDH)

○ UMTS 성분들은 V5, A, DSS1, INAP, MAP, #7, RSVP, 등의 사이에서 신호 메카니즘을 가짐

○ 서비스 예상으로부터 UMTS는 다음을 제공할 것으로 정의된다:

- 한 개의 특별한 경우에서 이용가능한 능력 내에서 위치, 테크닉 접근, 핵심 네트워크에 대한 서비스 지지가 명확하다.
- 서비스가 필요로 하는 성분에 상관없이 인터페이스를 네트워킹하는 사용자 단말기와 사용자
- 멀티미디어 수용성

○ SMG2는 UMTS Terrestrial Radio Access UTRA¹⁷⁾의 정의에 개념 그룹을 위해 고심하여 만들어진 UTRA 정의에 따르고 있다.

- SMG2 시작에 따른 다섯가지 개념 그룹

1) Ⅰ-개념: 광대역 CDMA

2) Ⅱ-개념: OFDM

16) universal mobile telecommunications system

17) universal terrestrial radio access

- 3) Ψ -개념: 광대역 TDMA
 - 4) Φ -개념: 광대역 TDMA/CDMA
 - 5) Ξ -개념: ODMA
- 표준 ETS 125 101 v3.2.2 [14]와 ETS 125 102 v.3.2.0 [15]는 FDD와 TDD UE¹⁸⁾의 표준 민감도를 각각 정의한다,
- FDD UE(User Equipment)
- BER : 수신 전력 스펙트럴 밀도 $-106.7 \text{ dBm} / 3.84 \text{ MHz}$ 에 대해 0.001 이내
 - PSD : 대역폭 3.84 MHz 에서 측정되고, -39.1 dBm 의 전력 레벨과 일치
- TDD UE
- BER : 수신 전력 스펙트럴 밀도 $-105 \text{ dBm} / 3.84 \text{ MHz}$ 에 대해 0.001 이내
 - PSD : 대역폭 3.84 MHz 에서 측정되고, -40.8 dBm 의 전력 레벨과 일치
- Personal mobile system은 잡음이 제한되는 것보다 오히려 간섭이 제한될 것으로 예측되며, 외부 간섭소스의 전체 간섭 budget를 10% 할당 토록 가정하면 아래와 같은 레벨에 일치한다.
- 내부 personal station : -117 dBm
 - 외부 personal station : -119 dBm
- 전력 레벨 대역폭 : 50 kHz
- 최대 허용가능한 장애 전계강도
- $25 \text{ dB}\mu\text{V}/\text{m}$ (1940 MHz),
 - $26 \text{ dB}\mu\text{V}/\text{m}$ (2170 MHz)
 - 측정 대역폭 : 50 kHz

18) user equipment

마. 블루투스 (Bluetooth)

- 블루투스
 - 휴대용 및/또는 고정된 전자기기를 연결하는 유선 케이블을 대체하기 위한 근거리 무선 링크이다
 - 특징 : 튼튼, 복잡하지 않고, 저전력 및 저가
- 동작 주파수 : 2.4 GHz 비 허가된 ISM 대역
 - 실제 위치 및 대역폭은 국가별 다르다.
 - 미국과 유럽은 83.5 MHz 대역에서 사용
 - 이 주파수 대역에서 79개 RF 채널이 1 MHz 간격으로 할당
- 주파수 호핑 방식의 송수신기는 간섭과 페이딩을 막기 위해 사용
- 가우시안 형태의 이진법 FSK 변조방식
 - 송수신 복잡성을 최소화하도록 0.5의 BTs 곱으로 적용
 - 이진수 1 : 양의 주파수 편이에 의해 나타내어짐
 - 이진수 0 : 음의 주파수 편이에 의해 나타내어짐
- 최대 주파수 편차 : 140 kHz - 175 kHz(115 kHz 보다 반드시 커야함)
- 심볼 속도 : 1 Ms/s
- slot channel은 625 μ s의 nominal slot 길이에 적용
- 완전 2중 통신방식 전송을 위해, 시간 분할 2중통신방식(TDD¹⁹⁾)이 사용 된다. 패킷에 의해 정보가 교환되며, 각 패킷은 다른 hop 주파수에 전송된다. 패킷은 일반적으로 하나의 slot을 커버하지만 5개의 slot까지 확장 가능하다.
- Bluetooth의 프로토콜은 회로 및 패킷 스위칭의 조합을 사용한다.
블루투스는 비동시성 데이터 채널 및 3개의 동시에 발생하는 동시적인 voice 채널 까지 지원 가능하다. voice 채널은 각 방향에서 64 kb/s 동시성 voice 채널을 지원한다.

19) time division duplex

비동시성 채널은 최대 723.2 kb/s 비대칭(return 방향에서 5.6 kb/s까지), 또는 433.9 kb/s 대칭을 지원한다.

○ 블루투스 시스템 구성

- radio unit, link control unit, 연동관리를 위한 support unit, host 종말 연동 기능

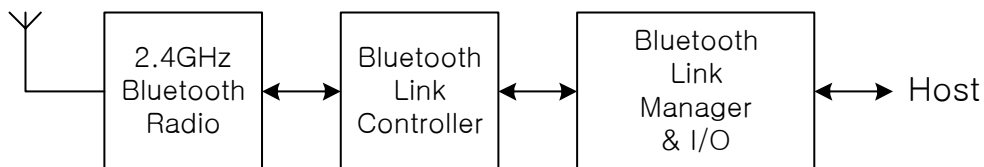


그림 22 Different functional block in the Bluetooth System.

○ 블루투스는 점 대 점 연결 또는 점 대 다중 점 연결을 제공하며, 점 대 다중 점 연결에서 채널은 여러 블루투스 unit 에 따라 분할

- 하나의 블루투스 unit은 piconet의 주(master)로서 활동하고,
- 다른 unit(s)는 종(slave)로써 활동
- slave는 7개까지 piconet에서 활동

더 많은 slave들은 parked state라 불리는 마스터에 고정되어 남겨놓을 수 있다. 이런 parked slaves는 채널에서 활동할 수 없으나 마스터에 동시성으로 남아 있을 수 있다. active와 parked slave 둘 모두 채널 액세스는 마스터에 의해 통제된다.

각 piconet는 단지 하나의 마스터를 가질수 있다. 그러나 slaves는 TDM basis상에서 다른 piconet에 관여할 수 있다.

또한 하나의 piconet에서의 마스터는 다른 piconet에서 slave될 수 있다. piconet은 시간 또는 주파수 동시성이 아니다. 각 piconet은 자신의 hopping 채널을 가진다.

○ piconet의 3가지 가능한 형상

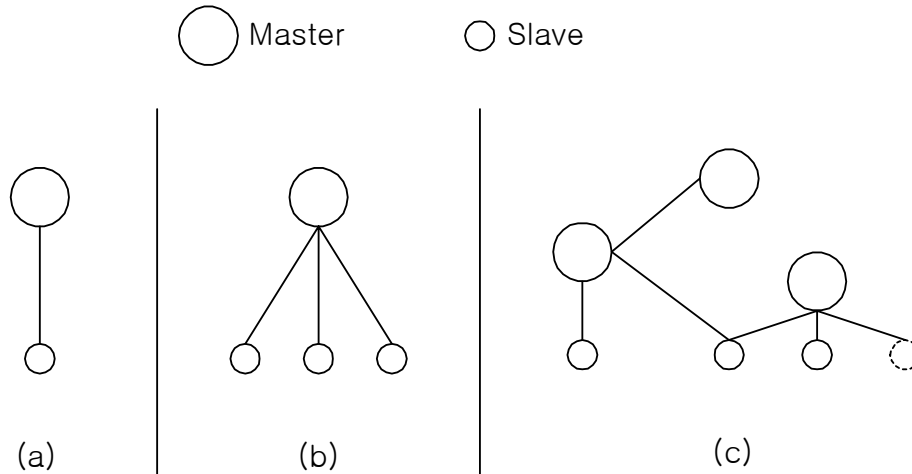


그림 23 Piconets with a single slave operation (a), a multi-slave operation (b), and a scatternet operation (c).

(1) 블루투스 송수신기 특성

여러 종류의 블루투스 송신기의 송신 특성은 표 8과 같다.

표 8 블루투스 송신기의 전력 분류

전력 분류	최대 출력	정상적 출력	최소 출력	전력 제어
1	20 dBm	N/A	0 dBm	$P_{\min} < +4 \text{ dBm to } P_{\max}$ Optional : P_{\min} to P_{\max}
2	4 dBm	0 dBm	-6 dBm	Optional : P_{\min} to P_{\max}
3	0 dBm	N/A	N/A	Optional : P_{\min} to P_{\max}

○ 실제 감도 레벨은 0.1%의 raw 비트 에러율이 만족되는 입력레벨로 정의되며, 수신기에 대한 요구조건은 -70 dB_m 이상의 실제감도 레벨이다. 수신기는 표 4.5의 규격에 적합한 어떠한 종류의 송신기에 대해서도 -70 dB_m 을 만족시켜야 한다. 수신기 대역폭은 주파수 캐리어 간격인 1 MHz와 동일하다.

○ DECT와 블루투스 송신기의 변조 특성은 아주 유사하기 때문에 DECT

에 적용한 해석방법을 그대로 적용할 수 있다. 따라서 0.1 % 이하의 비트에러를 성능을 확보하기 위해 수신기의 안테나 입력단에서 16 dB의 신호대 잡음비가 요구된다.

○ 수신기 입력단에서 최대 허용 가능한 AWGN 잡음 레벨은 -70 dB_m
 $-16 \text{ dB}_m = -86 \text{ dB}_m$ 이며, 전계강도값으로 환산할 경우 2.45 GHz에서 $59 \text{ dB}\mu\text{V}/\text{m}$ 가 된다. 측정 대역폭은 1MHz이다.

바. 무선 랜 (HIPER LAN)

○ "anywhere, anytime" 통신을 위해 증가하는 요구와 음성, 영상, 데이터 통신은 광대역 무선 네트워크를 요구하게 되었다. ETSI는 BRAN²⁰⁾에 대한 표준과 사양을 개발하기 위해 BRAN 프로젝트를 추진하게 되었다.

○ BRAN project에 의해 추진하게 될 시스템의 카테고리
- HIPERLAN/1, HIPERLAN/2, HIPERACCESS and HIPERLINK

○ HIPERLAN/1
- 고속(20 Mbps 전형적인 총 데이터 속도)의 무선 LAN 통신을 제공
- 동작 주파수 : 5 GHz 대역

○ HIPERLAN/2
- 6 Mbps에서 54 Mbps까지 전형적인 데이터 전송률을 갖는 고속 무선 통신 시스템에 대한 표준
- 광대역 네트워크(IP, ATM, 다른 기술들)를 가진 이동용 장비에 연결
- 중앙 모드는 고정 액세스 점을 경유, 액세스 네트워크로써 HIPERLAN/2를 동작시키는데 사용되며, 이 모드는 셀룰러 네트워크 하부 구조에 의존함이 없이 ad hoc 네트워크로써 HIPERLAN/2를 동작시킨다.
- 추가로 직접 링크 통신에 대한 능력 부여
- 이동용 장비중에서 선택된 중앙 통제기(CC²¹⁾)는 고정된 액세스 점으

20) Broadband Radio Access Network

21) central controller

- 로써 QoS의 같은 레벨 제공
- 동작 주파수 : 5 GHz 대역

(1) HIPERLAN/1

- 하이퍼랜 1은 OSI 모델에서 가장 낮은 2개의 계층에 한정된다.
 - 데이터 링크 계층의 물리적 계층과 중간 접근 제어 부분이며, 그 이상의 높은 계층의 기능은 완성된 시스템의 동작과 내부 작업을 위해 요구된다.
- 하이퍼랜은 무선 랜이며 모든 노드 (Node)는 단독으로 할당된 통신 채널을 사용하여 통신을 하게 된다.
- 하이퍼랜의 특성은 다음과 같다.
 - ISO MAC 서비스와 좋은 호환성
 - 다른 랜들과의 상호 연결을 위한 ISO MAC 브릿지 규격과 동작상에 있어 호환성 확보
 - 사전 배열 또는 특별한 양식으로 전개 가능
 - 노드의 이동성을 지원한다.
 - 단일 노드의 무선 범위 한계를 초과하는 영역을 가질 수도 있다.
 - 성능에 있어 계층적 독립성을 제공하는 우선권으로 채널 접속 메커니즘에 의해 시간구속(Time-bonded) 통신과 비동기 통신을 지원한다.
 - 노드는 수신을 위해 활성화 상태가 요구될 때, 배열에 의해서 통신에 사용될 전력을 보존하는 방식의 시도가 가능함

모든 송신기는 A, B 또는 C로 분류되며, 수신기도 마찬가지이다. 다음 표는 송신기와 수신기 분류들을 조합하기 위해 허용되는 경우를 보여준다.

표 9 여러종류의 하이퍼랜 송 수신기 분류에서 허용가능한 조합방식

	송신기 Class A (+10 dBm)	송신기 Class B (+20 dBm)	송신기 Class C (+30 dBm)
수신기 Class A (-50 dBm)	허용	불가	불가
수신기 Class B (-60 dBm)	허용	허용	불가
수신기 Class C (-70 dBm)	허용	허용	허용
Note : 괄호안은 각 Class와 연관된 정상적 송신 전력(EIRPEP) 또는 수신기 감도를 나타냄			

- 하이퍼랜/1은 버스트 형태(Burst-type)의 전송을 지원
- burst-type의 2가지 종류
 - LBR-HBR data burst : LBR-HBR HCPDU를 코드화
 - LBR data burst : LBR HCPDU를 코드화
 - LBR : Low Bit Rate
 - HBR : High Bit Rate
 - HCPDU : HIPERLAN CAC (Channel Access Control) Protocol
Data Unit
- burst-type 별 조건
 - LBR-HBR data burst에서 HBR data에 대한 수신 민감도
 - uncorrected error가 0.001인 수신 HBR-parts의 부분에 대한 수신 RF input에서의 power level
 - 4,160 bits의 LBR-HBR HCPDU의 HBR-parts에 대해 적용
 - LBR-HBR data burst에서 LBR data에 대한 수신 민감도
 - uncorrected error가 0.001인 수신 LBR-part의 부분에 대한 수신 RF input에서의 power level
 - LBR data burst에서 LBR에 대한 수신 민감도
 - uncorrected error가 0.001인 수신 LBR HCPDU의 부분에 대한 수신 RF input에서의 power level
- ※ 수신기의 신호 input이 잡음과 간섭에 의해서 왜곡되지 않았을 때, 위의 요구조건 적용
- 하이퍼랜/1에 적용될 수 있는 변조기법 :
 - BT(bandwidth-time)=0.3을 제공하는 high bit rate mode에 대해서는

GMSK

- low bit rate mode에 대해서는 FSK

- 하이퍼랜 node의 high 또는 low rate 송신에 대한 signaling rate
 - 각각 23,5294 Mbit/s 와 1,470588 Mbit/s
- 동작에 대한 최소 입력레벨 : LBR-HBR data burst에서 높은 비트를 데이터에 대한 무선수신기 감도의 최고 값; 즉, LBR-HBR data burst에서 낮은 비트를 데이터에 대한 무선수신기 감도와 LBR-HBR data burst에서 높은 비트를 데이터에 대한 수신 민감도

○ 동작 최소 입력 레벨

표 10 하이퍼랜 수신기 분류에 대한 최소 입력레벨

수신기 분류	최소 입력 레벨
A	-50 dBm
B	-60 dBm
C	-70 dBm

- 최소 입력 레벨값은 0 dB 이득 등방성 안테나를 갖는 수신기에 대해 정확하며, 실제적인 안테나에 대해서는 세 개의 수신기 분류에 대한 기준 감도 레벨은 등가 최소 전계강도의 향으로 정의.
- 등가 최소 전계강도 : 표4.7에서의 전력레벨과 이상적인 등가 안테나의 특성으로부터 계산됨
- 수신 대역폭은 같은 캐리어 대역폭을 갖음(예. 23.5 MHz)
- ETS 언급에 따라, 고속 데이터 전송모드와 최소 0.01의 BER에 대한 class C에 전력 레벨은 -70 dBm보다 좋아야 한다.
이런 BER 성능은 $(E_b/N_0)=4.34$ dB일 때, MSK 변조된 신호로 실현됨.
 $(BT_s)=0.3$ 을 갖는 Gaussian filtered MSK에 대해서, 같은 BER 성능을 유지하기 위해 요구되는 스펙트럴 노이즈 밀도 비율에 에너지 심볼은 4.8 dB이다.
- 수신기 입력단에서 신호 대 잡음비

- $(S/N) = (E_b / N_o) = 3.02 / 0.3 = 10$ or 10 dB
- 변조 및 기타 손실을 적용할 경우 실질적인 S/N는 14.4 dB 로 규정 될 수 있음
- 이로부터 수신기 안테나 입력단에서 최대 허용가능한 AWGB 노이즈는 $-70 \text{ dBm} - 14.4 \text{ dB} = -84 \text{ dBm}$ 이다.
- 이것은 측정 대역폭 23.5 MHz, 평균 주파수 5.2 GHz에서 전계강도 $65.1 \text{ dB}\mu\text{V}/\text{m}$ 와 일치한다.

- 낮은 데이터 전송속도 모드 및 최소 0.01의 BER에서,
 - 수신기 Class C의 전력 입력 레은 -70 dB_m 보다 좋아야 함
 - 이러한 BER 성능은 $(E_b / N_o) = 7.34$ 일 때 FSK 변조 신호에 대해 성립한다.
 - 변조 및 기타 손실을 허용할 경우 보다 실질적인 $S/N = 11.74 \text{ dB}$ 가 규정될 수 있다.
 - 이로부터 수신기 안테나 입력단에서 최대 허용 가능한 AWGN 노이즈는 $-70 \text{ dB}_m - 11.74 \text{ dB} = -81.74 \text{ dB}_m$ 이다.
 - 이것을 전계강도 값으로 환산을 하면 측정대역폭 23.5 MHz, 평균 주파수 5.2 GHz에서 $69.8 \text{ dB}\mu\text{V}/\text{m}$ 가 된다.

(2) HIPERLAN/2

- 이동통신의 레이다 시스템을 분할 가능해야 하며 이러한 분할 형태는 간섭조건을 local 하기위해 DFS²²⁾으로 불리는 다이내믹 적응을 요구
- DFS²³⁾ 방법 : 하이퍼랜 시스템 중에서 부조화된 분할을 용이하게 위해 필요
- 하이퍼랜은 이용 가능한 주파수 채널에서 하이퍼랜 방사를 확산시키도록 요구되며, 특별한 주파수 채널에서 하이퍼랜 방사의 집중은 허용치보다 더 간섭의 결과를 초래하는 기회를 줄일 수 있다.
- 하이퍼랜/2의 물리적 층(Layer)은 OFDM²⁴⁾ 변조 계획을 기본으로 함

22) Dynamic Frequency Selection

23) dynamic frequency selection

- 접근 점에서 다른 station과 MT²⁵⁾의 거리 때문에 무선 링크 능력을 개선하기 위해, multi-rate PHY layer를 적용
 - 6 - 54 Mbit/s 범위의 데이터율은 OFDM sub-carrier를 변조하는 다양한 신호 알파벳을 이용함으로써, 그리고 mother convolution code로 다른 puncturing pattern을 적용함으로써 변화될 수 있다.
- BPSK, QPSK, 16QAM은 mandatory modulation format으로써 사용, 반면에, 64QAM은 AP(Access Point)와 MT에 대한 mandatory modulation format으로써 적용됨

표 11 하이퍼랜/2에 대한 송신 모드 파라메타

변조	코딩율 R	비트율 (Mbit/s)	각 sub 반송파 코드 비트	각 OFDM 심별 코드비트	각 OFDM 심별 데이터 비트
BPSK	1/2	6	1	48	24
BPSK	3/4	9	1	48	36
QPSK	1/2	12	2	96	48
QPSK	3/4	18	2	96	72
16QAM	9/16	27	4	192	108
16QAM	3/4	36	4	192	144
64QAM	3/4	54	6	288	216

- 수신기 감도 : 잘못 수신된 PDU의 비율이 10% 미만일 때의 수신기 안테나 기준점에서의 전력 레벨
- 7개 모드들에 대한 민감도 레벨 조건들은 다중경로, 부가적인 노이즈, 또는 간섭이 수신기로의 입력신호를 왜곡시키지 않을 때, 그리고 54 바이트의 PDU에 대해 적용되어야 함

24) orthogonal frequency division multiplexing

25) Mobile Termina

- AWGN이 있을 경우 수신기 입력단에서 실제 신호 레벨은 최소 15 dB 정도 높아야 하며, 즉 6 Mbps의 비트률에 대해 -70 dB_m 정도 되어야 한다.
- 측정 대역폭 : 캐리어 주파수 간격과 동일한 20 MHz
- 따라서, 수신기 안테나 입력단에서 최대 수용 가능한 노이즈 레벨
 - -85 dB_m (6 Mbps 의 bit rate에 대해)
 - 전계강도 값으로 환산하면, $66.5\text{ dB}_\mu\text{V/m}$ (5.2 GHz)에서 $67\text{ dB}_\mu\text{V/m}$ (5.6 GHz)
 - 측정 대역폭 : 20 MHz

표 12 하이퍼랜/2 수신기 감도 요구사항

비트 율(Mbit/s)	최소 감도
6	-85 dB_m
9	-83 dB_m
12	-81 dB_m
18	-79 dB_m
27	-75 dB_m
36	-73 dB_m
54	-68 dB_m

2. 주파수 1-18 GHz 대역에서 새로운 방사 허용기준

지금까지 관심 있는 할당된 주파수 영역에서 스펙트럼 일부를 차지하는 여러 종류의 무선 서비스에 대해 조사하였다. 특히 관련 표준에 의해 규정된

수신기 성능에 대한 적합한 신호 대 잡음비율이 결정되었으며, 수신기 안테나 입력 단에서 최대 허용 가능한 노이즈 레벨과 이에 상응되는 전계강도값을 다중경로 효과, 기타 잡음 및 간섭현상을 고려하지 않은 상태에서 추출해 보았다. 가우시안 백색잡음이 최악의 간섭 상황을 나타내는 것으로 확인되었다. 여러 무선 서비스에 대한 결과를 요약된 표 13의 전계강도 값은 자유공간의 전파특성과 등방성 특성으로 수신된 전력의 전제하에 다음의 수식으로 산출되었다,

$$E = P_r - 20 \log f - 137.2$$

여기서 : P_r : 등방 수신 전력 (dB_m)

E : 전계강도 ($dB_\mu V/m$)

f : 주파수 (GHz)

표 13 AWGN의 존재 하에 여러 무선 수신기로부터 허용되는 최대 전계강도 값

서비스	최대 허용 전계강도 ($dB_\mu V/m$)	평균 주파수 (MHz)	수신기 대역폭 (kHz)
GPS	41	1575.42	1023.4
DCS 1800	40.5	1842.5	200
DECT	53.7	1890	1728
UMTS	26	2170	50
Bluetooth	59	2450	1000
HIPERLAN/1	70	5200	23,529
HIPERLAN/2	67	5600	20,000

표 13의 전계강도 값을 살펴보면 각기 다른 수신기 대역폭에 대한 전계강도 값으로 되어있다, 따라서 공통적인 수신기 대역폭에 대한 전계강도 값으로 환산할 필요가 있으며, 기준 측정대역폭을 1 MHz로 하여 전계강도 값을 계산하여 그 결과는 표 14와 같다.

표 14 AWGN의 존재 하에 여러 무선 수신기로부터 허용되는
1 MHz 측정대역폭으로 계산된 최대 전계강도 값

서비스	최대 허용 전계강도 ($dB\mu V/m$)	평균 주파수 (MHz)	수신기 대역폭 (MHz)
GPS	41	1575.42	1
DCS 1800	47.5	1842.5	1
DECT	51.4	1890	1
UMTS	39	2170	1
Bluetooth	59	2450	1
HIPERLAN/1	56.3	5200	1
HIPERLAN/2	54	5600	1

표 14에 나타난 전계강도 값은 무선 서비스가 성능확보에 영향을 받지않는 최대 장애파 전계강도 값이다.

새로운 허용기준치는 이 결과값에 준하여 설정되어야 한다. 실제 적용될 허용기준값은 의도된 용도에 따른 기기의 종류, 근접성 및 동작환경에 따라 변화될 수 있다.

예를 들어 데스크탑 컴퓨터는 작동중인 GPS 수신기 근처에 위치될 가능성이 적으며, 따라서 이런 종류의 기기에 대한 허용기준은 거리에 따른 추가적인 전파 손실을 고려하여 GPS 이용 주파수 범위에서 타당성 있게 완화되어야 할 것이다.

제 4절 기가헤르츠 대역 측정기술

마이크로웨이브 주파수대역에서는 단순한 피시험체 구조로부터 복잡한 필드 패턴이 발생된다. 방사 노이즈의 최대값을 얻을 수 있는 높은 신뢰도를 확보하기 위해서는 EUT의 전면을 커버할 수 있는 측정 구도가 요구된다.

이것은 피시험체의 노이즈 방사 특성이 다이폴과 같이 제한된 지향성을 가지는 신호를 발생하는 1GHz이하에서 사용된 기술과는 다른 의미이다.

1GHz 이상의 주파수에서 측정 및 안테나의 빔폭이 EUT의 크기를 포함하는 경우 고정된 안테나 높이에서 측정을 허용하는 많은 표준에서 제시된 방식의 기술에 도전적인 방식이다.

EUT의 모든 부분을 포함한다는 것은 측정안테나 또는 EUT 아니면 둘 모두 측정을 수행하는 동안 모든 방사에 대해 측정이 가능하도록 움직여야한다는 것을 의미한다. 안테나 혹은 피시험체에 요구되는 이동은 공간 스캔의 해상도가 고려되어야 한다.

측정 환경의 모델링은 자유공간을 추구하였지만, 현실성을 고려하여 대용 시험 환경의 이용도 고려되어야 한다.

지금부터는 자유공간에서 측정과 관련된 문제들을 고찰할 것이며 가능한 대용 시험시설에 대해서도 살펴보고자 한다.

1. 자유공간 조건에서의 측정

가. 현재 측정 시설의 문제점

OATS는 1 GHz이하에서 방사 노이즈 측정시 사용되는 일반적인 시험장이다. 1 GHz이상에서 자유공간 측정에 적절한 시험장을 만들기 위해 그라운드 면에 흡수체를 추가하여 시험하는 것을 종종 제안하고 있다.

흡수체가 그라운드 면에 나열된 OATS는 이 연구에서 측정 수행의 가장 기준이 되는 환경으로 사용된다. 그러나 OATS의 변화 요소들의 영향은 기준 시험장이 결정되기 전에 적절성을 먼저 조사하여야 한다.

특히 관심분야는 10 m 시험장의 피시험체를 둘러싸는 모든 weather enclosure의 특성이다.

그림 24는 모든 weather enclosure 문(Closed door)의 영향에 의한 추가적인 삽입손실의 측정 결과를 보여주고 있다.

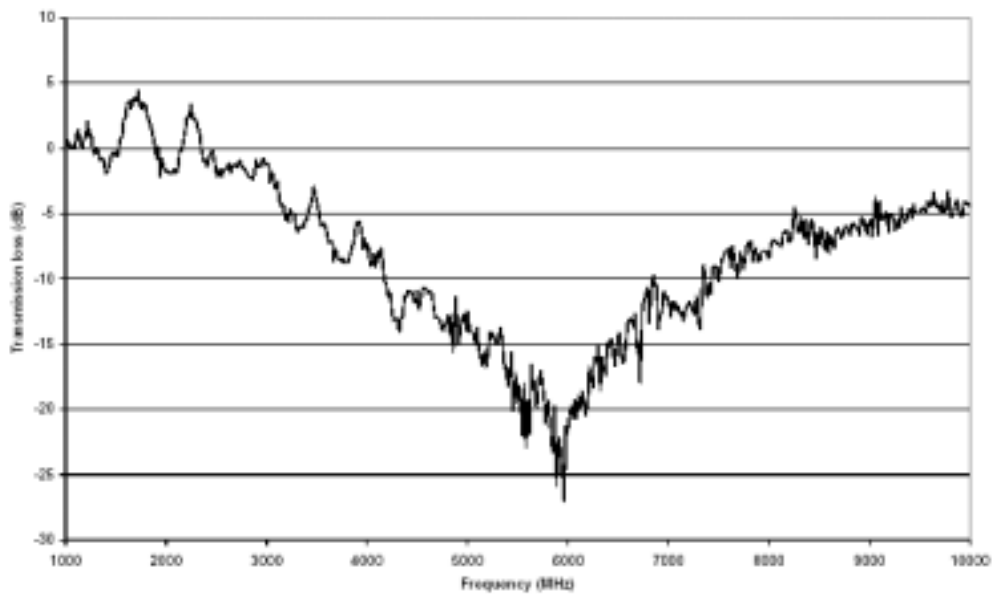


그림 24 Transmission loss introduced by closing doors of all weather enclosure.

1 GHz에서 문의 영향은 무시할 만하지만, 6 GHz에서 전송손실이 최대 25 dB이상 발생한다. 손실의 대부분은 반사와 관련되는 것이며, 피시험체 대신 사용된 고주파의 기준 방사체인 CNE VII을 사용하여 측정한 방사 노이즈 측정결과는 그림 25에서 확인될 수 있다.

그림은 야외 시험장에서 weather hut 안에서 CNE VII을 사용하여 측정한 결과와 weather hut이 없는 자유공간에서 측정한 결과이다. 두 가지 모두 접지면에 흡수체를 깔고 측정한 결과이다.

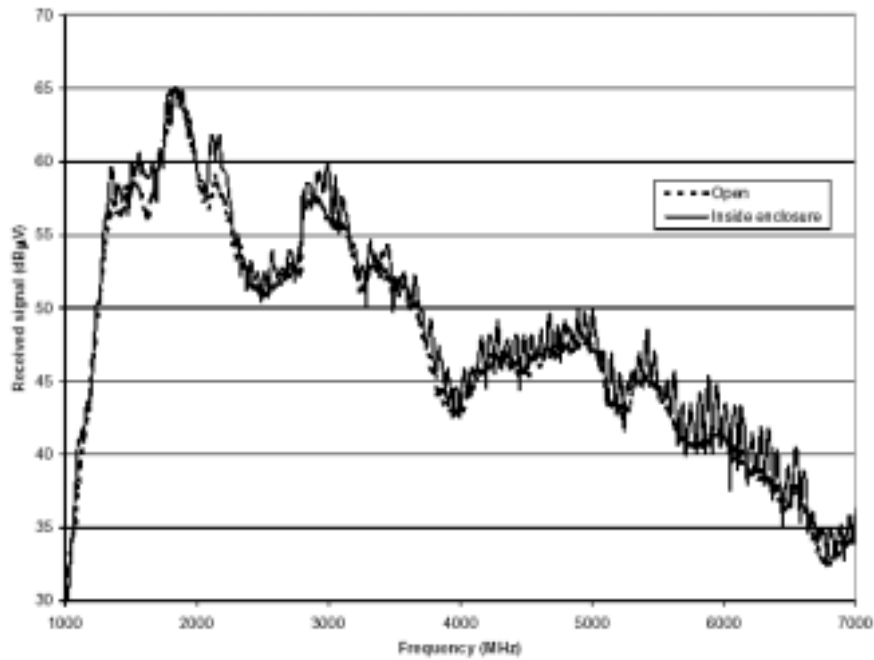


그림 25 Measurement of CNE VII radiation on OATS with and without all weather enclosure.

weather enclosure의 공진 특성은 야외 시험장의 경우 보다 5 dB까지 전계강도의 변화됨을 알 수 있다.

마이크로웨이브 주파수 대역에서 GRP²⁶⁾ 벽에 의한 반사와 GRP 문의 흡수 그리고/또는 반사는 향후 측정시 덮개가 없는 야외 시험장 내부 및 주변에서 측정을 하지 않아야 함을 의미한다.

이외에도 1 GHz 이하의 측정의 경우와 1 GHz 이상의 주파수 대역에서 측정은 많은 차이가 있다. 예를 들어 1 GHz 이하에서 측정을 할 때 사용된 테이블이 그 한 종류가 될 수 있을 것이다. 이에 대한 자세한 연구결과는 다른 세션에서 논의하도록 할 것이다.

나. 모든 피시험체를 포함하는 측정

비교적 단순한 형태의 복사 구조를 갖는 피시험체일 경우에도 필드 복사 패턴이 복잡하여 최대 전계강도 값의 측정을 보장하기 위해 피시험체의 전면을 포함하는 측정을 수행하여야 한다

26) class fiber reinforced plastic

안테나 마스터와 회전 테이블이 갖추어진 시험장에서 피시험체의 중심에서 90도의 각을 커버하는 안테나 높이 스캔이 요구된다는 것을 의미하며, 수평 및 수직 편파에 대해 회전 테이블의 완전한 회전도 같이 요구된다.

그림 26는 이러한 시험장의 구조를 나타내고 있다

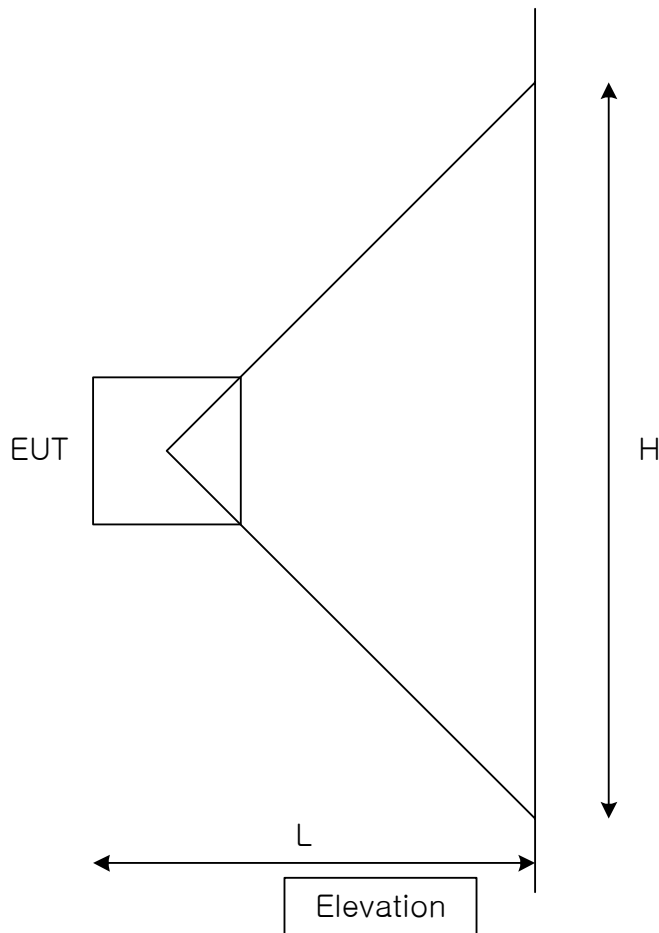


그림 26 Test site geometry for full equipment coverage.

그림에 따르면 측정거리 L에 대해 요구되는 안테나 높이 스캔은 다음과 같이 주어진다.

$$H = 2L$$

따라서 피시험체로부터 방사 노이즈를 완전히 커버하기 위해서는 1m 측정 거리에서 2m, 3m 측정거리에서는 6m의 높이 스캔이 요구된다. 게다가 큰 각도가 포함되며 안테나의 지향성 특성으로 안테나 boresight 시스템이 안테

나 마스트에 적용되어야 한다.

1 m 의 측정거리에서 측정하는데 다소 어려울 경우 이 구조가 적당하며, 1 m 이상의 측정거리일 경우 현실적인 방법이 되지 못한다. 피시험체의 완전한 포함하기 위한 문제에 있어 대체할 수 있는 해결책은 고정된 안테나 높이를 채택하여 조작자로 하여금 추가적인 측에 대해 피시험체를 회전하게 하는 것도 한 방법이 될 수 있다.

다. 스캔 해상도

피시험체로부터 최대 방사노이즈 측정의 신뢰도를 높이기 위해 스캔 분해능을 충분히 좋게 해야 한다.

측정에서 발생하는 불확도는 측정 셋업의 구도에 대한 시험과 실제 구조로부터 관측 및 모델로부터 예견되는 필드 패턴을 고려함으로써 예측 가능하다.

특별한 경우 스캔이 5 cm 분해능 및 10 cm 분해능으로 수행되었을 경우 예상되는 불확도는 표 15과 같다.

표 15 Measurement uncertainty for various scan resolutions from measured data.

Measurement distance	Scan resolution	Uncertainty introduced
1 m	5 cm	1.5 dB
1 m	10 cm	3 - 4 dB
3 m	5 cm	0.5 dB
3 m	10 cm	1 dB

한 모델에 대한 측정결과와 유사한 구도를 갖는 모델에 대한 측정결과를 비교할 경우 최대값에 대한 가장 좁은 프로파일(Profile)을 갖는 결과가 두 개의 복사 개구(Aperture)를 갖는 인클로우저의 결과일 것이다. 이 조건은 실제 EUT의 경우 충분히 가능성이 있으므로 스캔 분해능으로 인해 기대되는 최대 에러의 고려는 이 경우에 대해 얻어질 것이다.

그림 27 은 두 개의 슬롯을 갖는 방사체로부터 인근 측정 지점에 대한 방사 경로를 나타낸 것이다.

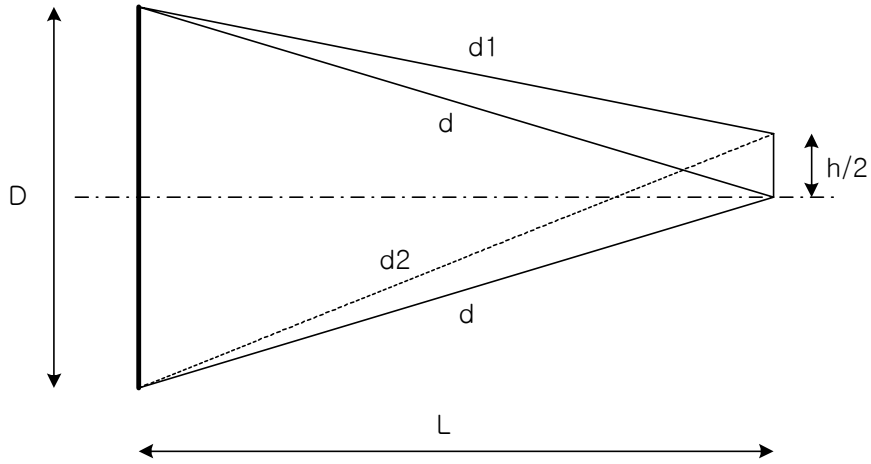


그림 27 Path geometry

여기서 D는 피시험체의 크기

L은 측정거리

h는 스캔 분해능

λ 는 파장

복사파의 위상이 동상일 경우 최대 전계강도 값은 중심 선에서 측정이 될 것이며 그 크기는 소스로부터 $\frac{1}{r}$ 에 따라 감소하게 된다.

h의 스캔 분해능에 대해 최대 필드 편차는 최대 값 h/2 거리에서 보여진다.

h/2의 위치에서 입사파 사이의 위상차는 다음과 같다.

$$\phi = \frac{2\pi}{\lambda}(d2 - d1)$$

$$\text{여기서 } d2 = \left[L^2 + \left(\frac{D}{2} + \frac{h}{2} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}, \quad d1 = \left[L^2 + \left(\frac{D}{2} - \frac{h}{2} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}$$

최대 측정 불확도 (dB)는 다음과 같다.

$$uncertainty = 20 \log_{10} \left[\frac{2}{d} \right] - 20 \log_{10} \left[\frac{2}{d} + \frac{1}{2d} \cos \phi \right]$$

여러 종류의 시험 구조에 대한 측정 불확도는 그림 28 과 같다.

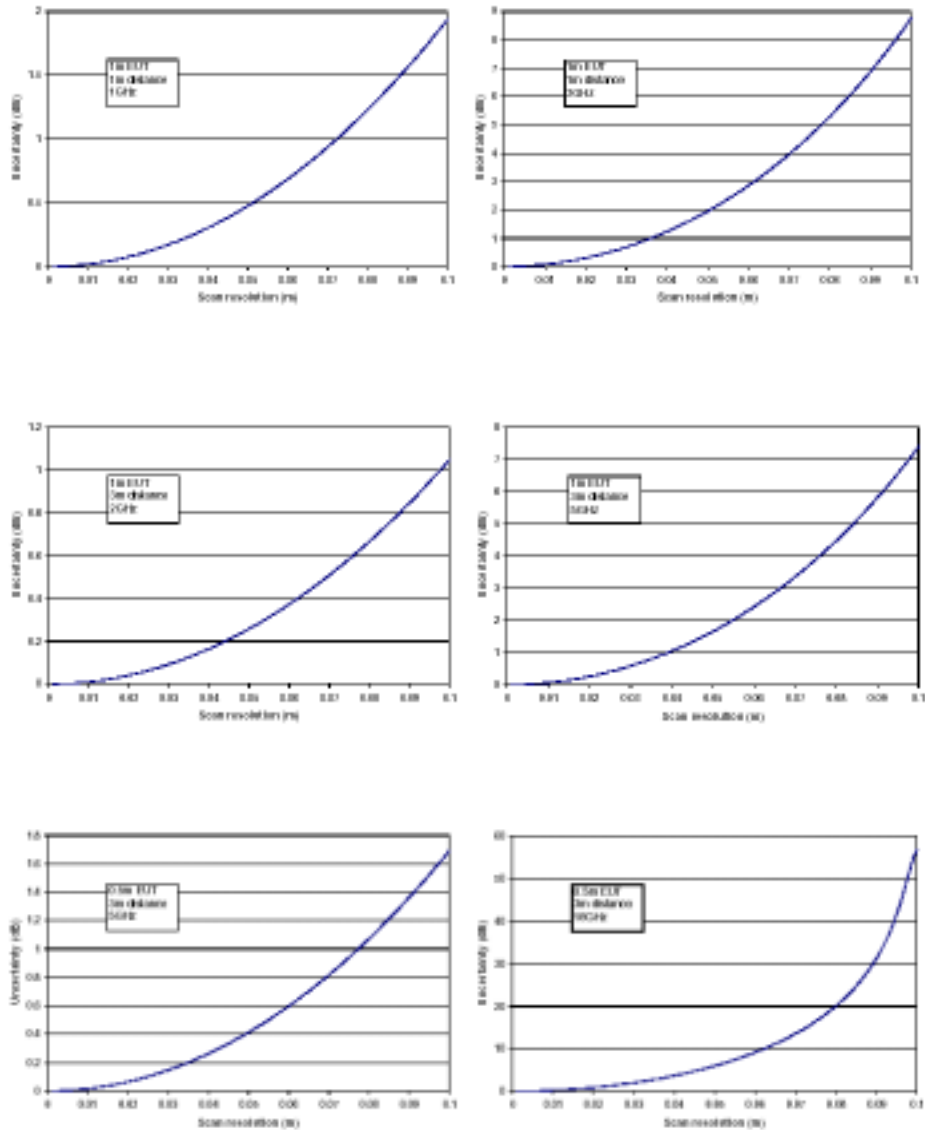


그림 28 Uncertainty introduced by scan resolution for various test scenarios.

이 결과로부터 1 m 크기의 피시험체가 3 m의 측정거리에서 측정되었을 경우 1 dB의 불확도의 값이 되기 위해선 최대 스캔 분해능이 약 10 cm 정

도되어야 하며, 주파수 5 GHz에서는 4 cm의 분해능이 요구된다.

EUT의 회전에 불연속적 스텝(Discrete step)이 사용될 경우 회전테이블 각도에 대해서도 같은 개념을 적용할 수 있다.

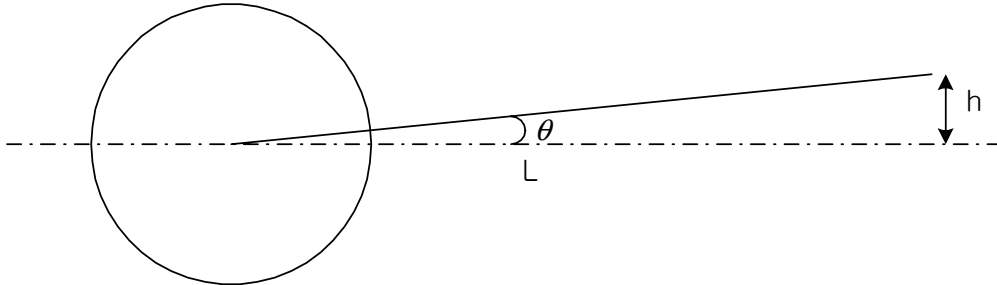


그림 29 Uncertainty introduced by rotational scan resolution

요구되는 선형 분해능 h 값이 되기 위해 각도의 분해능은 다음과 같이 계산된다.

$$\theta = \tan^{-1}\left(\frac{h}{L}\right)$$

이것은 2 GHz에서 1.9도, 5 GHz에서 0.8도가 된다.

라. 근방계 및 원방계 측정

원방계라는 것은 전자파 복사체로부터 전계강도를 측정을 할 때 측정이 파동 임피던스가 TEM 모드를 갖는 복사계에서 측정이 수행된다는 의미와, 입사파면이 평면파 형태를 갖는 필드 패턴에서 측정이 이루어 진다는 의미이다.

복사의 패턴(Fraunhofer 회절 패턴)으로부터 개발되어온 완전한 원방계 이득을 위하여 측정지점은 파면(Wavefront)의 교차에서 최소 위상차를 갖도록 충분히 먼 거리가 되도록 해야 한다.

위상차와 관련된 구도에 대해 고찰하고자 한다.

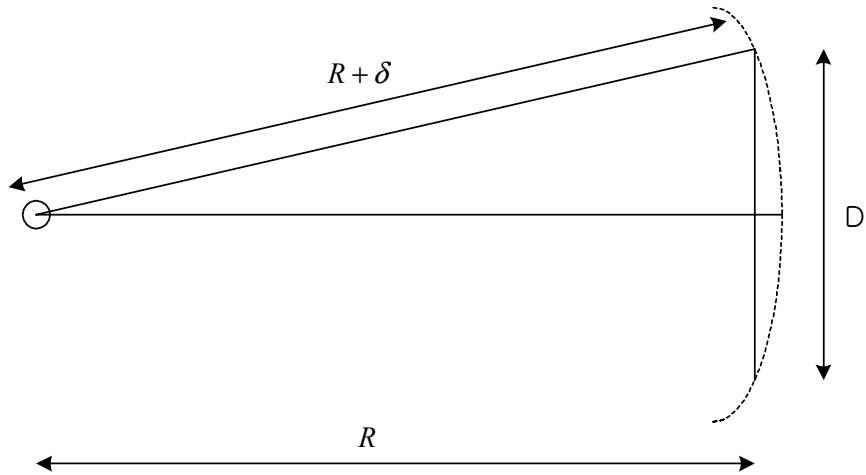


그림 30 Path length difference for structure of significant electrical length.

구형 파면을 고려할 경우 크기 D의 안테나에 입사되는 최대 경로 차이는 δ 가 된다.

$$R^2 + (D/2)^2 = (R + \delta)^2$$

$R \gg D$ 일 경우 다음과 같이된다. $R^2 + D^2/4 = R^2 + 2R\delta$

$\delta = D^2/8R$, 그러나 각도로 위상차를 표시하면 $360\delta/\lambda$ 가 된다.

따라서 위상차 = $45D^2/R\lambda$ 가 되며

그래서, 1) $R > 2D^2/\lambda$ 일 경우 위상차는 $< 22.5^\circ$ 이며,
2) $R > D^2/\lambda$ 일 경우 위상차는 $< 90^\circ$ 가 된다.

일반적으로 수용 가능한 최대 위상차는 22.5 도로 주어지며, 이에 대해 요구되는 최소 거리는 $L = 2D^2/\lambda$ 이다. 여러 종류의 EUT 크기와 주파수 별로 최소 거리를 구해보면 표 16 과 같다.

표 16 Measurement distance required to maintain far-field conditions

Frequency(GHz)	EUT Dimension(m)	Measurement dist. (m)
1	0.5	1.67
1	1	6.67
2	1	13.3
3	1	20.0
5	1	33.3
5	0.5	8.33
10	0.5	16.7
18	0.16	3.00
18	0.5	30.0
18	1	120

시험장 구조의 관점과 측정 장비의 감도 문제를 고려할 때 위의 측정거리를 준수하는 것은 비현실적이며, 이것은 자유공간에서 필드의 측정은 근방계에서도 수행되고 있다는 것을 의미한다.

이것은 자유 공간 측정이 near-field(또는 프레넬 존)에서 종종 측정되어야만 한다는 것을 의미한다.

근방계에서 측정하게 되는 것은 논란의 대상이 될 수 있으나 보다 현실적인 상황을 고려하면 대부분 보호 받아야 할 무선 통신기기가 불요파를 발생하는 장해기기의 부근에서 사용되고 있는 상황을 감안할 때 충분히 설득력이 있다.

마. 시험장 조건의 결정

시험장 전송손실을 측정하는 것은 자유공간 시험장 환경의 성능을 결정하는 일반적인 방법이다. 이것은 지면 반사가 기대되지 않으므로 고정된 높이를 유지한 안테나로 측정하는 것 이외는 야외시험장에서 시험장 감쇄량을 측정하는 것과 유사하며, 시험환경에서 주어진 측정거리에서 신호의 감쇄량을 측정하는 방식이다.

실제 측정은 정규화된 시험장 전송손실이며, 이것은 사용된 안테나의 특성

을 계산에 고려한 단순화된 방법이다.

NSTL²⁷⁾ 측정에 대한 일반적인 셋업 방식은 그림 31 과 같다.

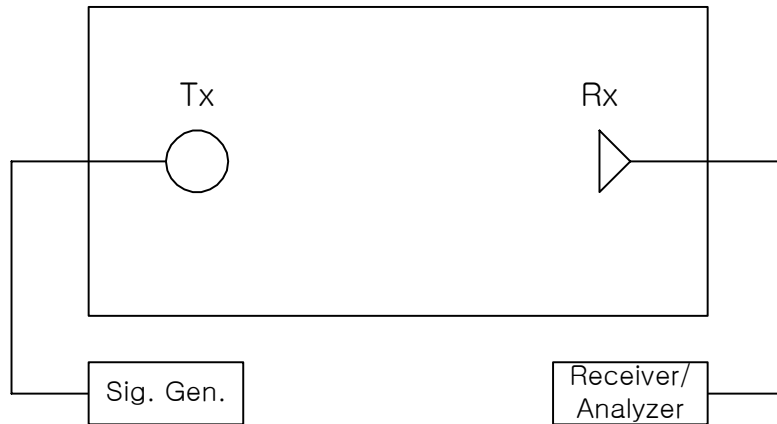


그림 31 General set-up for NSTL measurement.

측정은 2회에 걸쳐 수행되며 첫 번째 측정은 EUT의 위치와 측정 안테나 위치의 각각에 교정된 송·수신 안테나를 설치하여 측정한다. 두 번째 측정은 두 안테나의 급전 케이블을 직접 연결하여 측정한다.

NSTL 값은 데시벨로 다음과 같이 구해진다.

$$\text{NSTL} = \text{Direct} - \text{Indirect} - \text{AF}_{\text{TX}} - \text{AF}_{\text{RX}}$$

여기서, Indirect와 Direct는 안테나 유·무에 따른 측정

AF_{TX} 와 AF_{RX} 는 송신 및 수신안테나의 보정 계수값

그러나 주파수 1 GHz 이상의 대역에서 사용되는 표준 안테나가 높은 지향성을 갖고 있기 때문에 1 GHz 이하에서 비교적 간단한 개념이 1 GHz 이상의 주파수 대역에서는 다소 복잡하게 된다. 지향성 안테나는 좋은 감도를 갖고 있으며, 측정 환경에 의한 영향을 감소시켜 줄 수 있으므로 측정안테나로서 장점이 될 수 있는 반면, NSTL 측정에 있어 송신 안테나에 문제가 되기도 한다.

혼 안테나와 다이폴 안테나의 대표적인 복사패턴을 그림 32 에서 보여주고 있다.

27) Normalized site transmission loss

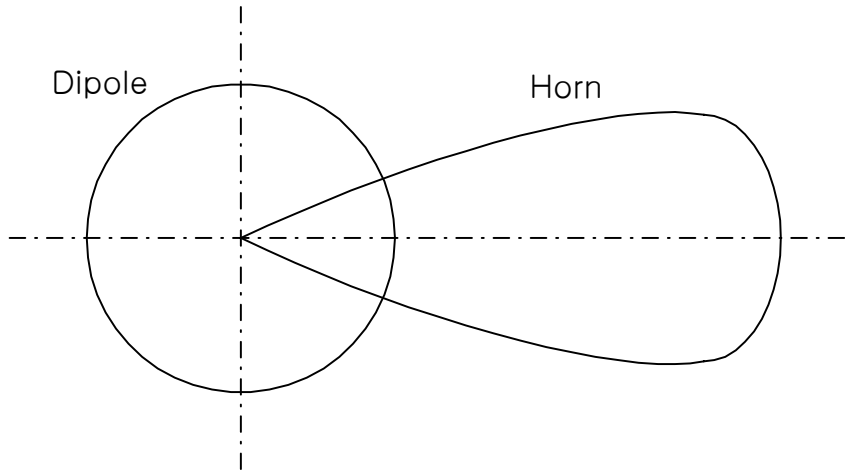


그림 32 Approximate radiation patterns for dipole and horn antennas
(dipole axis into page)

그림 32의 패턴으로부터 추정할 수 있는 것은 지향성 혼 안테나가 NSTL²⁸⁾ 측정을 위한 송신 안테나로 사용될 경우 직접적인 측정 경로에 있지 않은 어떤 물체(챔버 벽)의 잠재적인 영향이 적절히 고려되지 않을 수 있다.

부분적으로 흡수체가 배열된 챔버의 측정거리 3 m에서 혼 안테나 및 광대역 다이폴 송신안테나로 측정된 NSTL 결과는 그림 33 에 비교된 것과 같다. 완전 무반사실에서 수행된 유사한 시험에 대한 결과는 부록 8과 같다.

결과는 3m에서 이론적으로 자유공간 NSTL 편차로 주어진다.

$$\text{NSTL} = 41.5 - 20 \log_{10} (f)$$

여기서, f 는 주파수[MHz]

측정 결과에 따르면 지향성 송신 안테나로 측정했을 때 시험장의 성능이 훨씬 뛰어난 것으로 나타난다.

높은 주파수에서 무 지향성 안테나를 쉽게 구할 수 있는 것은 아니다. 따라서 시험은 실제적으로 이용 가능한 지향성 안테나인 혼 안테나로 수행되어야 할 것이다.

28) normalised site transmission loss

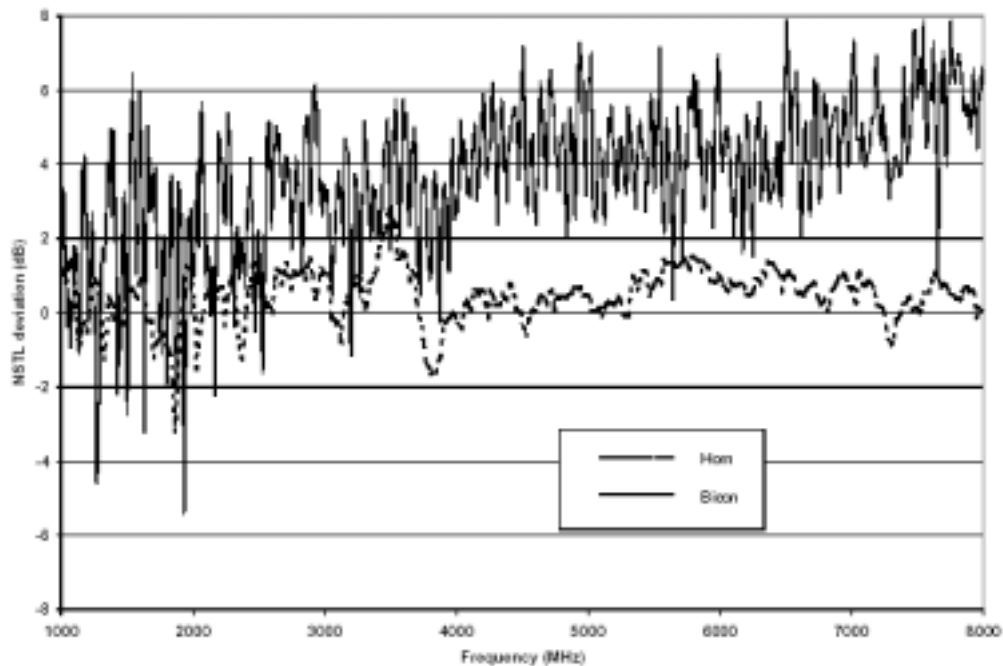


그림 33 NSTL measured with horn and biconical transmitting antennas.

2. 대응 시험 환경

가. 컴팩트(Compact) 안테나 범위

컴팩트 안테나 범위(Range)는 마이크로파 안테나의 성능으로 측정을 할 경우 입사 파의 평면 특성을 얻기 위한 거리를 줄이는 방법이다.

원방계 조건을 위해 요구되는 임계점은 안테나의 가장 긴 길이가 D 일 경우 소스로부터 최소 $2D^2/\lambda$ 이상의 거리가 되어야 한다.

무반사실에서 급전 안테나로부터 발생하는 전자파를 일직선으로 배열토록 하는 파라볼라 형태의 반사기의 사용으로 안테나 시험을 위한 컴팩트 환경(평면파 환경)을 만들 수 있다. (그림 34 참조)

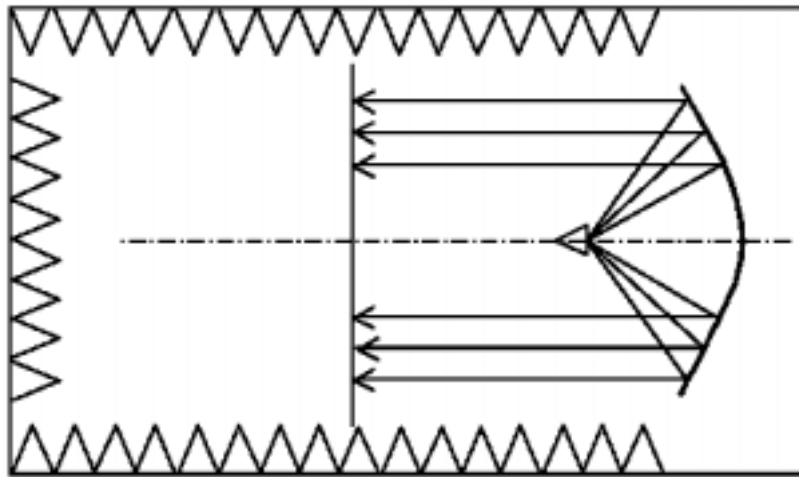


그림 34 Compact antenna range geometry.

일직선 방향을 갖게하는 반사기의 추가는 급전 안테나로부터 아주 가까운 거리에서 평면파에 아주 근사한 조건을 형성시킬 수 있다는 것이다.

가역의 원리로 이 구도는 전자파의 수신을 위해서도 적절한 방법이라는 것을 알 수 있으며, 원방계에 위치한 안테나처럼 동작되어야 한다. 잘 제작된 빔 평형 시스템의 경우 빔폭은 거리에 따라 일정함을 유지해야 한다. 따라서 콤팩트 범위 설치 안테나 경우의 등방성에 대한 상대적 이득과 안테나 계수는 거리에 의존하는 값을 갖는다.

실제 안테나 보정계수는 급전 안테나만의 것보다 항상 더 낮다. 따라서 콤팩트 범위 안테나는 마이크로 웨이브 주파수 대역에서 EMC 측정을 위해 좋은 특성을 가지고 있다고 볼 수 있다.

측정 결과들에 따르면 특정 거리 3 m에서 콤팩트 범위 안테나의 보정계수가 더블리드 혼(Double ridged Horn) 혼 안테나의 결과 보다 약 6 - 10 dB 낮음을 알 수 있으며, 이는 시스템 감도의 증가에 따른 것으로 판단할 수 있다.

1.5 m 반사경의 사용으로 약 1 m의 유용한 빔폭을 가질 수 있다. 따라서 안테나 구조의 크기의 조정으로 대부분의 EUT에 대해 적절히 사용될 수 있을 것이다.

콤팩트 범위 안테나의 주요 단점은 물질적 크기로 인해 한 위치에서만 실제로 사용될 수 있다는 것이다. 따라서 공간적인 스캐닝을 위해선 EUT를

움직여야 한다는 것이다.

컴팩트 범위 안테나의 감도를 증가 시키기 위해선 시험을 위한 셋업 작업을 할 때 빔의 지향성이 아주 향호하도록 주의를 기울여야 한다는 것이다.

컴팩트 범위 구조의 또 한가지 중요한 특성은 복사 내성 측정시 균일 전계를 발생시킬 때 잘 사용될 수 있다. 일직선 빔 배열에 의해 좋은 균일도를 확보할 수 있으며, 이득에서 6 - 10 dB 증가를 확보할 수 있어 낮은 전력 증폭기도 사용될 수 있다는 것이다.

나. GTEM 셀

GTEM은 북미 지역의 몇몇 승인 기관으로부터 5 GHz까지 야외 시험장 및 전자파 무반사실과의 상관성이 입증되어 방사 노이즈 측정을 위한 시설로서 승인을 얻은 상태이다.

다. 전자파 잔향실 (Reverberation chamber)

전자파 잔향실은 피시험체로부터 복사되는 전체 전력을 측정하는 통계적인 방법으로 사용된다. 측정 결과는 피시험체나 측정용 안테나로부터 발생된 불요파의 편파 또는 지향성에 의해 영향을 받지 않는다. 따라서 전자파 잔향실에서의 측정방식은 전자파 무반사실의 측정 방법과는 완전히 다른 방식이라 볼 수 있다.

이러한 특성으로 전자파 잔향실은 마이크로 웨이브 주파수 대역에서 복사 방출 시험에 아주 잘 이용될 수 있음을 알 수 있다. 측정 시간을 많이 소요하는 피시험체 및 안테나의 움직임이 불필요하며, 측정 시간을 제한하는 요소는 전자파 잔향실 내부의 전자계 모드가 교란 과정을 통해 충분한 균일성 확보에 소요되는 과정이다.

전자파 잔향실이 측정 시험환경으로 사용되기 위해선 많은 측정이 수행되어야 하며, 야외시험장 및 전자파 무반사실과 같은 자유공간의 환경에서의 최대값과 전자파 잔향실의 전력 측정값과의 상관성이 밝혀져야 할 것이다.

제 5절 1 ~ 18 GHz에서 방사 노이즈의 수학적 모델링

1. 개론

1 - 18 GHz 사이에서 시험되는 피시험체는 일반적으로 $\lambda/2$ 에서 6λ 사이의 크기를 가진다. $\lambda/2$ 은 1 GHz에서 15 cm 피시험체이고, 6λ 는 18 GHz에서 1 m 피시험체이다. 따라서 피시험체는 어레이 안테나의 크기와 유사하다. 어레이 안테나의 수학적 모델링은 안테나의 모든 부분으로부터 필드 분포의 합으로 얻어진다. 어레이 안테나의 각 소자(하나의 안테나)는 등방성 신호원으로 취급되고, 분포는 각 소자의 합으로 된다. 어레이 안테나의 방사 특성을 피시험체로부터 방사 노이즈를 모델링하기 위한 접근 방법으로 사용될 수 있다. 모델링의 복잡성은 정의된 신호원 위상을 포함하는 2차원 신호원 배열 모델링의 결과로 점진적으로 발전되어왔으며, 이러한 모델링 방식은 방사체로부터 필드 패턴의 종류를 조사하는데 활용될 수 있다.

2. 빔이 조정된 신호원

Kraus/Fleisch[1]는 지향성 안테나로 사용될 수 있는 신호원이 어떻게 선형적으로 배열되는지를 설명하고 있다. 방사 필드의 위상 차에 대한 수식은 다음과 같이 주어진다.

$$\psi = \frac{2\pi d}{\lambda} \cos(\theta) + \delta$$

여기서, d 는 신호원 사이의 공간거리,

θ 는 인접 신호원에 대한 필드의 각,

δ 는 인접 신호원 사이의 위상 차

최대 복사 조건인 $\psi=0$ 를 만족시키기 위해 신호원의 위상이 상호 일치되어야 하며, 단일 로브(lobe)의 빔 조정된 안테나에 대한 신호원 사이의 거리는 $\lambda/2$ 가 되어야 한다. $\lambda/2$ 이상의 공간 거리는 다중 로브 안테나 패턴을 만들어내고, $\lambda/2$ 보다 작은 공간 거리는 단일 신호원으로 작용하게 된다. 부록 1은 λ 거리 변화에 대한 로브 패턴의 예를 보여주고 있다. 식 (1)에서 $\psi=0$ 과 $d = \lambda/2$ 를 대입함으로써 요구된 빔 조정에 대한 위상차 식을 얻을 수 있

다. 여기서, θ 는 요구된 빔 조정이고, δ 는 필요한 신호원의 위상차이다.

$$\delta = -\pi \cos(\theta)$$

그림 35 은 두 신호원에 대한 빔 조정 각을 보여주고, 표 2.1은 0 도에서 90 도의 빔 조정에 대한 필요한 위상 차를 표로 보여주고 있다.

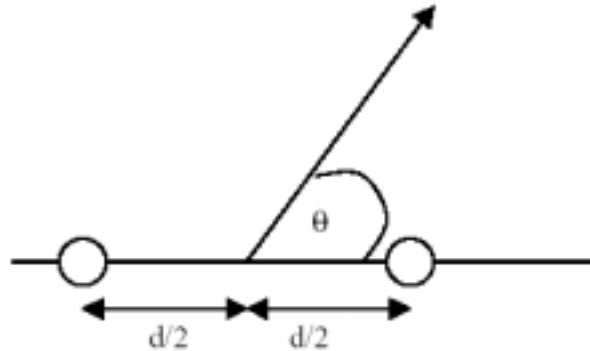


그림 35 beam steer angle relative to two point sources

표 17 Required phase differences for various beam steers

Beam steer θ (Degrees)	Phase difference δ (Degrees)
10	-177.27
20	-169.14
30	-155.88
40	-137.89
50	-115.70
60	-90.00
70	-61.56
80	-31.26
90	0.00

3. 타겟면 모델링에 따른 결과

가. 평면 타겟면 모델링 결과

최대 노이즈를 방사하는 것으로 제안된 모델에 대한 최초 실험은 피시험체의 음영부분이다. 대략 $\lambda/2$ 의 간격으로 최대 전계강도 값은 EUT 음영부분

의 바깥쪽이 될 수 있다. 그러나 피시험체의 다른 쪽에 신호원이 setting 되었을 때(몇 λ 떨어진), 필드 최대치는 피시험체의 반대쪽에서 다시 나타날 것이다. 이러한 새로운 최대치는 추가된 신호원의 큰 λ 거리로 인한 다중 로브 영향 때문이다. 이러한 결과는 피시험체 음영부분에서 최대 크기 몇 λ 의 피시험체로 제안되었다. 몇 λ 떨어진 신호원의 빔 조정하는 것이 가능하다면, 표 2.1에서 보여진 피시험체의 음영부분 빔 조정 요소에서 최대치를 얻을 수 없다는 것을 찾기 위한 방법이 연구되었다. 빔 조정 요소의 setting은 피시험체의 다른 부분에 놓여지고, 원하는 패턴은 2차원 모델에서 얻을 수 있다. 얻어진 몇 가지 결과는 표 18에 보여주고 있다.

표 18 Results taken for beam steered sources positioned either side of an EUT

Result Number	EUT Size (λ)	Beam steer arrays used	Maximum outside 3m x 3m measurement plane
fig A2.1	1	90°, 90°	No
fig A2.2	4	90°, 90°	No
fig A2.3	16	90°, 90°	No
fig A2.4	4	30°, 30°	Yes
fig A2.5	4	10°, 10°	Yes
Additional information for all results in this table: Test distance = 3m, Target size = 3m x 3m			

결과의 조사는 신호원 배열의 빔 조정에 사용된 조합이 다중 로브 일지라도, 배열의 두 set이 명확히 존재하기 때문에 보호된다는 것이 밝혀졌다. 빔이 조정된 결과에 대해, 최대 방사 노이즈는 3 x 3m 원하는 평면의 외부로 떨어지고, 모든 경우에서 원하는 평면에서 최대치는 얻을 수 있는 경우 (12dB) 보다 적어도 2dB 작다. 이 결과는 고정된 피시험체로부터 최대 방사 노이즈를 얻을 수 없는 3 x 3m 영역에 대해 안테나를 스캔한 것을 보여주고 있다.

나. 원통형 타겟면 모델링의 결과

원통형 타겟면 모델링을 사용하여 시험 동안의 회전 테이블 위에 있는 EUT의 스핀 영향이 평가 될 수 있다. 이로부터 평면 타겟면 모델링과의 결과가 비교될 수 있을 것이다. 원통형 타겟면 모델링의 경우가 평면 타겟면 모델링에 비해 보다 넓은 조사 면적을 확보할 수 있지만, 높이에 대한 한정된 스캔 방식으로 인해 최대값을 여전히 놓칠 가능성이 많다.

다. 퍼스널 컴퓨터 모델링

지금까지 연구된 결과에 의하면 복사 방해파 전계강도의 최대값을 얻기 위한 방법은 모든 가능한 방사 각의 완전한 매핑보다 나은 것이 없음을 확인하였다. 그러나 피시험체에 대한 실제 방사 시험에서 이러한 방법은 많은 측정시간을 요구하게 될 것이기 때문에 바람직한 방법으로 볼 수 없다. 실제 EUT의 경우 지금까지 검토한 빔 조정 방식의 방사를 하게 될 것인지 확인할 필요가 있다. 일반적인 퍼스널 컴퓨터 구조를 가지고 원통형 모델 방식을 이용한 방사 모델이 유용하게 사용될 수 있다.

그림 36 는 퍼스널 컴퓨터의 전면을 보여주고 있다. 그림에서 보여주는 각 슬롯은 신호원 안테나로 간주될 수 있다.

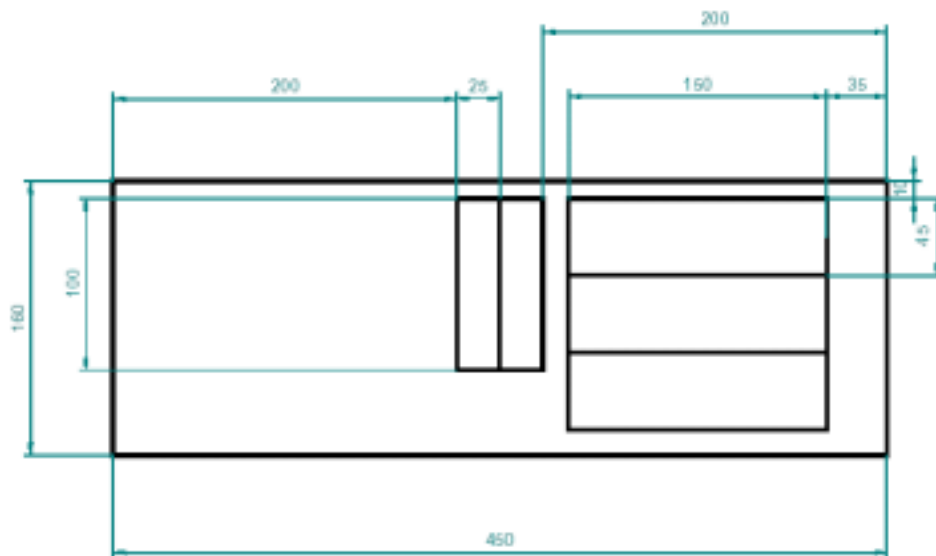


그림 36 Front face of the PC studied

문제를 단순화시키기 위해 수직 슬롯의 경우만 고려한다. 그림 37 은 퍼스널 컴퓨터의 평면도이며, 프로세서의 위치는 슬롯의 위치에 대해 상대적인 것으로 표시하였다.

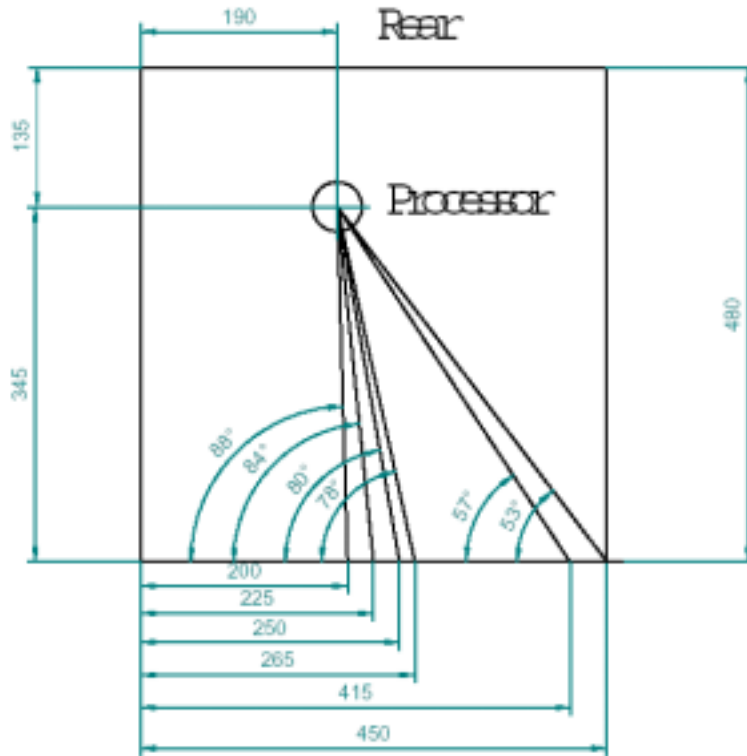


그림 37 Plan view of PC showing positions of vertical slots relative to processor

마이크로 프로세서의 중심은 위상의 중심점으로 가정한다. 슬롯사이의 위상차는 각각 주파수에 대해 계산될 수 있다. 몇 몇 주파수에 대한 위상 차를 구하여 표 19 에 표시하였다.

표 19 phase calculated for various frequencies following path lengths

Slot	Angle (degrees)	Phase (1GHz)	Phase (2GHz)	Phase (4GHz)	Phase (8GHz)	Phase (16GHz)
1	88.3	54.18	108.36	216.73	73.46	146.92
2	84.2	56.13	112.26	224.52	89.04	178.08
3	80.1	60.26	120.52	241.03	122.06	244.13
4	77.7	63.73	127.45	254.91	149.81	299.62
5	56.9	134.20	268.40	176.80	353.59	347.19
6	52.9	159.07	318.14	276.27	192.54	25.08

주파수 변화에서 여섯 개의 슬롯이 차지하는 빔 조정을 시험하기 위해 구조와 위상차는 그리드 신호원 원통 모델로 set-up 되었다.

모델로부터 얻어진 결과는 표 20 에 보여주고 있다. 위상차가 없는 모델을 포함하여 비교할 때, 결과는 빔 조정이 차지하는 것을 보여주고 있다. 고주파에서 시험영역의 중심으로부터 최대의 이동은 로브 수 증가의 원인을 감소시킬 수 있다.

표 20 Results taken with PC front model

Result	Frequency (GHz)	Test distance (m)	Configuration
fig A3.1	1	1	6 vertical slots
fig A3.2	4	1	6 vertical slots
fig A3.3	16	1	6 vertical slots

4. 결론

세련된 모델링이 개발되어왔으며, 빔 조정 효과로 인하여 방사의 최대값은 EUT로부터 어느 방향이 될지 알 수 없게 되었다. 일반적인 피시험체에 대해 모델링 방식이 적용되어 왔으며, 조사된 대부분의 주파수에 대해 빔 조정 효과가 발생하는 것으로 밝혀졌다. 제시된 결과로부터 EUT의 최대 방사 전계강도 값을 얻기 위한 유일하게 확실한 방법은 모든 가능한 방향에서 방사파에 대해 완전한 프로파일을 확보하는 길이라고 결정할 수 있다.

제 3 장. 결론

30 Hz ~ 30 GHz의 전계강도 표준측정방법을 연구하기 위하여 먼저 사용되는 기본 단위와 측정시스템을 나타내었으며 각 주파수별, 30 Hz ~ 30 MHz에서 루프안테나, 3 MHz ~ 1 GHz에서 다이폴안테나, 30 kHz ~ 300 MHz의 모노폴안테나, 200 MHz ~ 30 GHz에서 개구면 안테나에 대한 교정 및 측정방법으로 구분하여 작성하였다. 또한 안테나로부터 복사된 전력을 측정하기 위한 방법과 지면 영향에 의한 전계세기 측정법을 나타내었다. 또한 1 ~ 18 GHz 에서의 무선서비스 보호를 위한 허용기준 설정, 시험환경 및 시험기기를 작성하였다. 그리고 기가헤르츠 대역에서의 측정기술, 방사 노이즈에 대한 신호원과 EUT에 대한 수학적 모델링을 제시하였다.

방사 측정을 위한 EUT 스캐닝 절차는 아주 많은 측정 데이터가 필요로 하게 되며, 시험에 있어 많은 시간을 소비하게 하여 경제적인 측면에서 바람직스럽지 못하다. 따라서 더 많은 조사 분석을 통하여 전자파 무반사실 환경에서 Full 스캔 방식의 측정을 통해 EUT에 대한 방사 특성을 결정하고 이 측정 데이터를 이용하여 수궁할 수 있는 결과를 얻을 수 있는 스캔을 줄이는 통계적인 방식을 결정하는 것이 앞으로 바람직하다.

30 Hz ~ 30 GHz의 대역에서 현실적이고 정확한 측정기준을 정하도록 전계강도표준측정방법에 대한 지속적인 조사, 연구와 분석이 되어야 한다.

V/UHF의 전계강도 표준측정방법(안)을 바탕으로 전파연구소, 방송국, 이동통신사업자 등으로 구성된 표준협의회를 개최하고 표준 확정되도록 할 것이며, 표준으로 확정되는 규격은 국내 관련 기관이 신속히 도입·적용하도록 국내 기준 및 시험 방법의 제·개정에 반영토록 하겠다.