KC CISPR 16-1-2

(개정 : 2015-09-23)

CISPR Ed 1.2 2006-08-11

전기용품안전기준

Technical Regulations for Electrical and Telecommunication Products and Components

전기자기장해, 내성 측정장비 및 측정방법
제1부 : 전기자기 장해 및 내성 측정장비
제2절 : 보조장비 - 전도방해

Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods
Part 1-2: Radio disturbance and immunity measuring apparatus - Ancillary equipment - Conducted disturbances

KATS 국가기술표준원

http://www.kats.go.kr

목 차

전기용품안전기준 제정, 개정, 폐지 이력 및 고시현황 ····· 1
서문 ····· 2
1 적용범위 (Scope) ····· 3
2 인용 표준 (Normative references) ····· 3
3 정의 (Definitions) ····· 3
4 의사 전원 회로망 (Artificial mains networks) ····· 4
5 전류 프로브와 전압 프로브 (Current and voltage probes) ····· 13
6 전도 전류 내성 측정을 위한 결합 장치 (Coupling units for conducted current immunity measurement) ····· 17
7 측정 신호선에서의 결합 장치 (Coupling devices for measuring signal lines) ····· 18
8 의사손 및 직렬 RC 소자 (The artificial hand and series RC element) ····· 22

부속서 A (Annex A) ····· 26
부속서 B (Annex B) ····· 35
부속서 C (Annex C) ····· 43
부속서 D (Annex D) ····· 49
부속서 E (Annex E) ····· 52
부속서 F (Annex F) ····· 57
부속서 G (Annex G) ····· 59
부속서 H (Annex H) ····· 66
부속서 I (Annex I) ····· 67
KS C CISPR 16-1-2 : 2011 2011 해설 ····· 69
해 설 1 ····· 70
해 설 2 ····· 71

전기용품안전기준 제정, 개정, 폐지 이력 및 고시현황

제정 기술표준원 고시 제2000 - 463호(2001. 01. 05) 개정 기술표준원 고시 제2003 - 1443호(2003. 11.15) 개정 국가기술표준원 고시 제2014-0421호(2014. 9. 3) 개정 국가기술표준원 고시 제2015-383호(2015. 9. 23)

부 칙(고시 제2015-383호, 2015.9.23)

이 고시는 고시한 날부터 시행한다.

전기용품안전기준

전기자기장해, 내성 측정장비 및 측정방법
제1부 : 전기자기 장해 및 내성 측정장비 - 제2절 : 보조장비 - 전도방해

Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods
Part 1-2: Radio disturbance and immunity measuring apparatus - Ancillary equipment - Conducted disturbances

이 안전기준은 2006년 제1.2판으로 발행된 CISPR 16-1-2, Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods - Part 1-2: Radio disturbance and immunity measuring apparatus - Ancillary equipment - Conducted disturbances를 기초로, 기술적 내용 및 대응 국제표준의 구성을 변경하지 않고 작성한 KS C CISPR 16-1-2 (2011.12)을 인용 채택한다.

전기자기장해, 내성 측정장비 및 측정방법
제1부 : 전기자기 장해 및 내성 측정장비
- 제2절 : 보조장비 - 전도방해

Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods
Part 1-2: Radio disturbance and immunity measuring apparatus - Ancillary equipment - Conducted disturbances

1 적용범위

KS C CISPR 16의 이 표준은 기본표준으로 지정되어 있으며, 9 kHz에서 1 GHz까지의 주파수 범위에서 무선 방해 전압과 전류를 측정하는 장치의 특성과 성능을 규정한다.

보조장치에 관하여 의사 전원 회로망, 전류 프로브, 전압 프로브, 전류를 케이블에 주입하기 위한 결합장치에 대한 규정이 포함되어 있다.

이 표준의 요건은 측정장치의 CISPR 지시 범위 내 무선 방해 전압 및 전류의 모든 주파수와 모든 레벨에서 충족되어야 한다.

측정방법은 1-2 부에서 다루고 있으며, 무선 방해에 대한 추가 정보는 KS C CISPR 16의 1-3부에 나와 있다.

2 인용 표준

아래 표준들은 이 표준의 적용에 필수적이다. 발표 년도가 표시된 표준은 여기 인용된 판본만 적용하고, 발표 년도가 표시되지 않은 표준은 그것의 최신판 (수정판 포함)을 적용한다.

KS C CISPR 14-1 가정용 전기 기기, 전동 공구 및 유사 기기의 요구조건- 제1부: 방출

KS C CISPR 16-1-1 무선 장해 및 내성 측정장비와 측정방법 - 제1-1부: 무선 장해 및 내성 측정장비 - 측정장비

CISPR 16-2-1 Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods - Part 2-1: Methods of measurement of disturbances and immunity - Conducted disturbance measurements

CISPR/TR 16-3 Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods - Part 3: CISPR technical reports

CISPR 16-4-1 Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods - Part 4-1: Uncertainties, statistics and limit modelling - Uncertainties in standardized EMC tests

CISPR 16-4-2 Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods - Part 4-2: Uncertainties, statistics and limit modelling - Measurement instrumentation uncertainties

KS C IEC 60050-161 국제전기기술용어 - 제161장: 전기자기 적합성.

3 정의

KS C CISPR 16의 이 표준에서는 아래 용어정의를 적용한다. KS C IEC 60050-161을 참고할 것.

3.1 대칭 전압

단상 전원 공급과 같은 두 전선 회로에서 대칭 전압은 두 전선 사이에 나타나는 무선 주파수 방해 전압이다. 때로는 이것을 차동 모드 전압이라 부른다. V_a가 한 주 단자와 접지 사이의 벡터 전압이고 V_b가 다른 주 단자와 접지 사이의 벡터 전압이라 하면, 대칭 전압은 벡터차 ($V_a - V_b$)로 된다.

3.2 비대칭 전압

비대칭 전압은 주 전원 공급 단자의 전기적 중성점과 접지 사이에 나타나는 무선 주파수 방해 전압이다. 때로는 이것을 공통 모드 전압이라 하며 V_a와 V_b의 벡터합의 절반이다[즉 ($V_a + V_b$)/2].

3.3 부대칭 전압

3.8과 3.9에 정의된 벡터 전압 V_a 또는 V_b의 크기. 이는 V형 의사 전원 회로망을 사용하여 측정된 전압이다.

3.4 의사 전원 회로망 (AMN)

의사 전원 회로망은 시험품의 단자에서 RF의 규정된 임피던스를 제공하고, 측정 수신기에 방해 전압을 결합시키며, 공급 전원에서 시험 회로를 분리시킨다. AMN에는 크게 두 가지가 있다. 하나는 비대칭 전압을 결합하는 V형 회로망(V-AMN)이고, 다른 하나는 대칭 전압과 비대칭 전압을 따로따로 결합하는 델타형 회로망이다. V-AMN이라는 용어 대신에 전원 임피던스 안정화 회로망(line impedance stabilization network; LISN)이라는 용어를 쓰기도 한다.

3.5 비대칭 의사 회로망 (AAN)

차폐되지 않은 대칭 신호(예: 통신)선의 대칭 (차동) 신호는 제거하면서 비대칭 (공통모드) 전압을 측정 (또는 주입)하는데 사용되는 회로망.

비고 "Y-회로망"은 AAN의 유사어이다.

3.6 임피던스 안정화 회로망 (ISN)

안정화된 임피던스를 시험품에 제공하는 의사 회로망이다. 종종 (예: KS C CISPR 22에서) AAN의 유사어로서 사용된다.

3.7 결합/감결합 회로망 (CDN)

다른 회로에서 신호가 측정 또는 주입되지 못하게 방지하면서 한 회로의 신호를 측정하거나 주입하기 위한 의사 회로망.

3.8 종방향 변환 손실 (LCL)

1 포트 또는 2 포트 회로망에서, 연결 도선에 종방향 (비대칭 모드) 신호가 존재함으로 인해 회로망 단자에 원치 않는 횡 (대칭 모드) 신호가 발생하는 정도를 나타내는 척도 (dB로 표현되는 비).
(이 정의는 ITU-T 권고 O.9[1]에 있는 정의를 차용한 것임)

4 의사 전원 회로망

의사 전원 회로망은 정해진 RF 임퍼던스를 시험품의 단자에 제공하고, 전원의 원치 않는 RF 신호로부터 시험 회로를 분리하고, 측정 수신기에 방해 전압을 결합할 것이 요구된다.

의사 전원 회로망에는 크게 두 가지가 있다. 하나는 비대칭 전압을 결합하는 V-회로망이고, 다른 하나는 대칭 전압과 비대칭 전압을 따로따로 결합하는 델타-회로망이다.
각 전원 도체에 대해서는 3개의 단자가 있다. 공급 전원(supply mains)에 접속하기 위한 전원 단자, 시험품에 접속하기 위한 장치 단자, 측정장치에 접속하기 위한 방해 출력 단자가 그것이다.

---

[1] ITU-T Recommendation O.9, Measuring arrangement to assess the degree of unbalance about earth. (접지에 대한 불평형 정도를 평가하기 위한 측정 배치)

비고 1 의사 전원 회로망의 회로 예를 **부속서** A에 나타내었다.
비고 2 이 항은 AMN의 임피던스 및 분리 요건과 관련 측정방법을 규정한다. AMN 관련 불확도의 배경과 근거는 CISPR 16-4-1과 CISPR 16-4-2의 6.2.3에 설명되어 있다.

4.1 회로망 임피던스

의사 전원 회로망의 임피던스에 대한 규정은 수신기 단자를 50 Ω으로 종단했을 때 기준 접지에 관하여 시험품 단자에서 측정된 임피던스의 크기와 위상을 포함한다.

의사 전원 회로망의 시험품 단자에서의 임피던스는 시험품에 나타나는 종단 임피던스를 정의한다. 이런 이유로 방해 출력 단자는 측정 수신기에 연결되지 않았을 때는 50 Ω으로 종단되어야 한다. 수신기 포트를 정확히 50 Ω으로 종단하기 위하여, 회로망의 내부나 외부에 10 dB 감쇠기를 사용해야 하고, (양쪽에서 보이는) 그것의 VSWR은 1.2~1.0 보다 작거나 같아야 한다. 감쇠는 전압 분배율 측정에 포함되어야 한다 (4.10 참고).

시험품 단자의 각 도체 (PE 제외)와 기준 접지 간 임피던스는 관련 4.2, 4.3, 4.4, 4.5 또는 4.6에 제시된 관련 전원 단자와 기준 접지 사이에 연결된 단락회로를 비롯해 외부 임피던스 값에 부합해야 한다. 이 요건은 규정 최대치까지 연속 전류에 대한 정상적 조건 아래서 회로망이 도달할 수 있는 모든 온도에서 충족되어야 한다.

위상 요건을 충족할 수 없는 경우, 측정된 위상각을 CISPR 16-4-2에 따른 불확도 예산에서 고려할 수 있다. **부속서** I에는 공차가 초과된 경우에 위상의 불확도 기여도를 계산하는 방법에 대한 지침이 설명되어 있다.

비고 시험품 커넥터는 30 MHz까지의 RF에 최적화 되어 있지 않으므로 회로망 임피던스의 측정은 짧은 연결이 가능하도록 특수한 측정 어댑터를 사용해 수행해야 한다. NWA의 OSM (open/short/matched) 교정을 사용해 삽입 손실과 어댑터의 도체 길이를 고려하면서 어댑터를 특성화 한다.

4.2 50 Ω/50 μH+5 Ω V형 의사 전원 회로망 (9~150 kHz의 주파수 범위용)

이 의사 전원 회로망은 관련 주파수 범위에서 **표** 3과 **그림** 1a의 임피던스 (크기와 위상) 대 주파수 특성을 가져야 한다. 크기 공차는 ±20 %, 위상 공차는 ±11.5 °가 허용된다.

표 3 – V-회로망의 크기와 위상각 (그림 1a 참고)

주파수 (MHz)	임피던스 크기 (Ω)	위상각 (도)
0.009	5.22	26.55
0.015	6.22	38.41
0.020	7.25	44.97
0.025	8.38	49.39
0.030	9.56	52.33
0.040	11.99	55.43
0.050	14.41	56.40
0.060	16.77	56.23
0.070	19.04	55.40
0.080	21.19	54.19
0.090	23.22	52.77
0.100	25.11	51.22
0.150	32.72	43.35

비고 이 회로망은 이 항과 4.3의 임피던스 요건을 충족한다면 150 kHz~30 MHz 주파수 범위에 사용할 수 있다.

4.3 50 Ω/50μH V형 의사 전원 회로망 (0.15~30 MHz 주파수 범위용)

이 회로망은 관련된 주파수 범위에서 **표 4**와 **그림** b의 임피던스(크기와 위상) 대 주파수 특성을 가져야 한다. 크기 공차는 ±20 %, 위상 공차는 ±11.5°가 허용된다.

표 4 – V-회로망의 크기와 위상각 (그림 1b 참고)

주파수 (MHz)	임피던스 크기 (Ω)	위상각 (도)
0.15	34.29	46.70
0.17	36.50	43.11
0.20	39.12	38.51
0.25	42.18	32.48
0.30	44.17	27.95
0.35	45.52	24.45
0.40	46.46	21.70
0.50	47.65	17.66
0.60	48.33	14.86
0.70	48.76	12.81
0.80	49.04	11.25
0.90	49.24	10.03
1.00	49.38	9.04
1.20	49.57	7.56
1.50	49.72	6.06
2.00	49.84	4.55
2.50	49.90	3.64
3.00	49.93	3.04
4.00	49.96	2.28
5.00	49.98	1.82
7.00	49.99	1.30
10.00	49.99	0.91
15.00	50.00	0.61
20.00	50.00	0.46
30.00	50.00	0.30

4.4 50 Ω/5 μH+1 Ω V형 의사 전원 회로망(150 kHz~100 MHz 주파수 범위용)

이 회로망은 **표 5**와 **그림 2**의 임피던스 (크기와 위상) 대 주파수 특성을 가져야 한다. 크기 공차는 ±20 %, 위상 공차는 ±11.5 °가 허용된다.

표 5 – V-회로망의 크기와 위상각 (그림 2 참고)

주파수 (MHz)	임피던스 크기 (Ω)	위상각 (도)
0 15	4 70	72 74
0 20	6 19	73 93
0 30	9 14	73 47
0 40	12 00	71 61
0 50	14 75	69 24
0 70	19 82	64 07
1 00	26 24	56 54
1 50	33 94	46 05
2 00	38 83	38 15
2 50	41 94	32 27
3 00	43 98	27 81
4 00	46 33	21 63
5 00	47 56	17 62
7 00	48 71	12 80
10 00	49 35	9 04
15 00	49 71	6 06
20 00	49 84	4 55
30 00	49 93	3 04
50 00	49 97	1 82
100 00	49 99	0 91
108 00	49 99	0.84

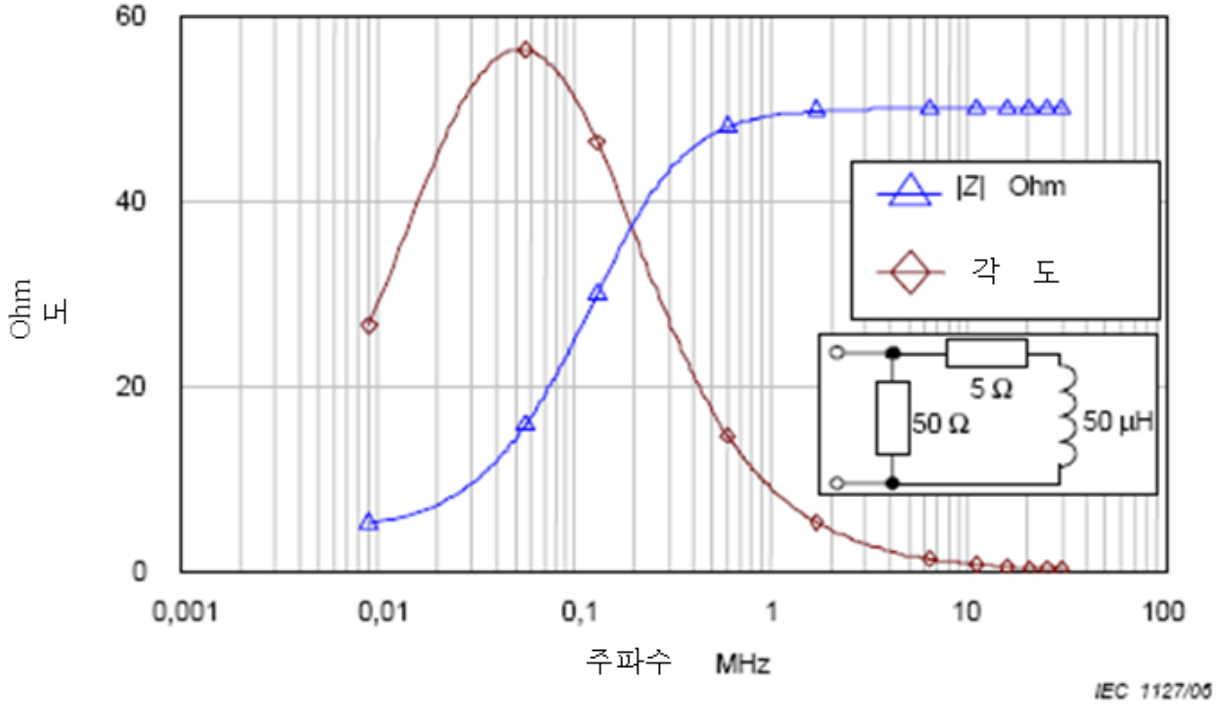


그림 1a – 대역 A용 V-회로망의 임피던스 (크기와 위상)
(주파수 범위 9~150 kHz; 4.2 참고)

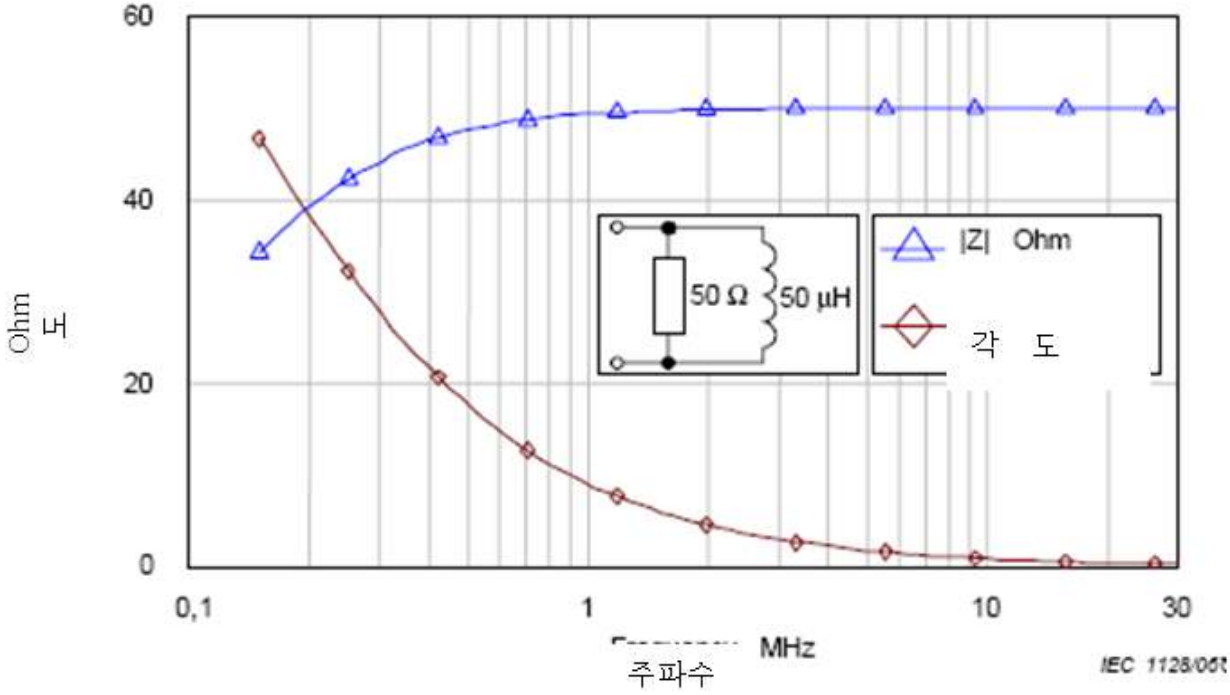


그림 1b – 대역 B용 V-회로망의 임피던스 (크기와 위상)
(4.3 참고)

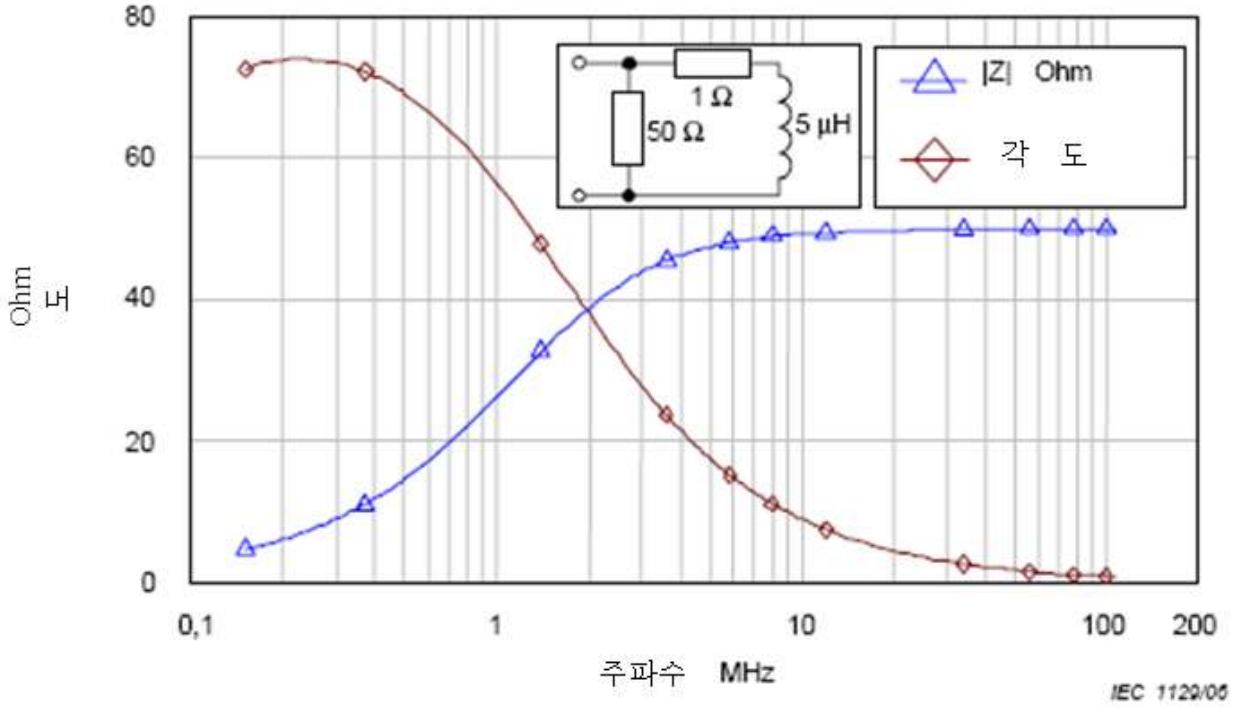


그림 2 - 대역 B와 C용 V-회로망의 임피던스 (크기와 위상)
(주파수 범위 0.15~108 MHz; 4.4 참고)

4.5 150 Ω V형 의사 전원 회로망 (150 kHz~30 MHz의 주파수 범위용)

이 회로망은 위상각이 20 °를 넘지 않고 크기가 (150±20) Ω인 임피던스를 가져야 한다.

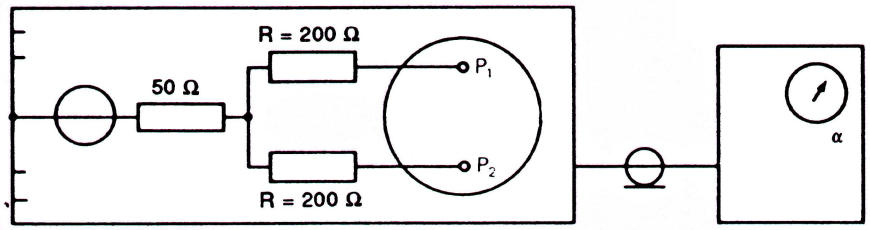
4.6 150 Ω 델타형 의사 전원 회로망 (150 kHz~30 MHz의 주파수 범위용)

이 회로망은 장비 단자와 기준 접지 사이 그리고 결합된 2개의 장비 단자와 기준 접지 사이에 위상각이 20 °를 넘지 않고 크기가 (150±20) Ω인 임피던스를 가져야 한다.

대칭 전압의 측정을 위해 차폐된 평형 변압기가 필요하다. 회로망의 임피던스가 인지 가능할 정도로 변하지 않도록 하기 위해 변압기의 입력 임피던스는 관련된 모든 주파수에서 적어도 1 000 Ω보다 작지 않아야 한다. 측정 수신기에 측정되는 전압은 회로망의 성분값과 변환비에 따라 다르다. 회로망은 교정을 해야 한다.

4.6.1 150 Ω 델타형 의사 전원 회로망의 평형

회로망과 변압기를 거쳐 회로망에 연결된 측정 수신기로 구성된 시스템은 대칭 전압 측정을 할 때 비대칭 전압 성분의 영향을 받지 않고 평형을 이루어야 한다. 평형은 **그림 3**의 회로를 이용하여 측정해야 한다.



R　　1 % 이내의 오차를 갖는 200 Ω 저항
P_1P_2　장치를 연결하기 위한 회로망 단자

그림 3 – 대칭 전압 측정을 위한 배치의 평형을 확인하기 위한 방법

내부 임피던스가 50 Ω인 발생기로부터 전압 U_a가 기준 접지면과 200 Ω±1 %의 두 저항기의 공통 단자 사이에 공급된다. 이들 저항기의 다른 쪽 끝은 의사 전원 회로망의 장비 단자에 연결한다.

전압 U_s는 대칭 전압 측정 위치에서 측정한다. 전압비 U_a/U_s는 20 : 1 (26 dB)보다 커야 한다.

4.7 분리

4.7.1 요건

어떤 시험 주파수에서도, 전원 측에 존재하는 원치 않는 신호와 공급 전원의 미지의 임피던스가 측정에 영향을 미치지 않도록 하기 위하여, 시험품 포트의 관련 단자의 주어진 종단에 대한 각 전원 단자와 수신기 포트 사이의 최소 분리(감결합 계수)를 충족해야 한다. 이 요건은 부가적 외부 케이블과 필터를 제외한 V-AMN에 적용된다.

표 6 – V형 회로망의 최소 분리값

절	V-회로망의 종류	주파수 범위 (MHz)	최소 분리 (dB)
4.2	50 Ω/50 μH+ 5 Ω	0.009~0.05	0~40*)
		0.05~30	40
4.3	50 Ω/50 μH	0.15~30	40
4.4	50 Ω/50 μH+ 1 Ω	0.15~3	40
		3~108	0~40*)
비고 최소 분리 값이 주파수의 대수에 따라 선형적으로 증가한다.			

비고 전원 포트 상의 방해를 억제하기 위하여 AMN 외부에 부가적 필터링이 필요할 수 있다(실질적 요건에 관해서는 CISPR 16-2-1 참고).

4.7.2 측정 절차

시험 장치는 **그림 H.1**과 같다. 측정을 위하여 먼저 소스 임피던스가 50 Ω인 50 Ω의 부하 임피던스에서 신호 U_1을 측정한다. 그 다음, 이 신호 소스를 관련 전원 단자와 기준 접지 사이에 연결한다. 관련 시험품 단자는 50 Ω으로 종단한다. 출력 전압 U_2를 (50 Ω의 임피던스로 종단된) 수신기 포트에서 측정한다. **4.1**에 설명된 10 dB 감쇠기의 감쇠량을 분리 요건에 추가해야 한다. 모든 전원과 시험품 단자는 분리 요건을 충족해야 한다. 다른 전원단자의 종단이 측정 결과에 영향을 미친다면 이 요건은 그 다른 전원단자를 개방하고 단락한 상태에서 충족되어야 한다.

아래 수식을 충족해야 한다.

$$U_1 - U_2 \geq F_D + A$$

여기서

U_1 전원단자에서의 기준 전압, dB(μV)
U_2 수신기 포트에서의 출력 전압, dB(μV)
F_D 최소 분리 (감결합 계수) 요건, dB
A 내장 감쇠기의 감쇠량, dB

비고 시험품 커넥터는 30 MHz까지의 무선 주파수에 최적화되어 있지 않으므로, 회로망 분리의 측정은 짧은 연결이 가능하도록 특수 측정 어댑터를 사용해 수행해야 한다. U_1은 어댑터를 소스에 연결한 상태에서 측정해야 한다.

4.8 통전 능력과 직렬 전압 강하

최대 연속 전류와 최대 첨두값 전류를 규정해야 한다. 최대치까지 연속 전류를 통과시킬 때 시험품에 인가된 전압은 의사 전원 회로망의 전원 단자에서의 전원 전압의 95 %보다 작지 않아야 한다.

4.9 보완된 기준 접지의 접속

어떤 형태의 장비의 측정은 관련된 제품 기준의 요건이 따르는 **4.2**와 **4.3**의 의사 전원 회로망의 기준 접지 도체에 임피던스를 넣어주어야 한다. 이 임피던스는 **그림 4**와 **그림 5**의 기준 접지선에 X 표시가 된 곳에 각각 삽입한다. 삽입되는 임피던스는 1.6 mH 인덕터를 사용하거나 **4.2**와 **4.3**의 요구 임피던스에 적합하고 사용 주파수 범위에 적절한 것을 사용한다.

비고 안전상의 이유로 **4.2**의 5 Ω 저항기는 생략되어야 할 것이다.

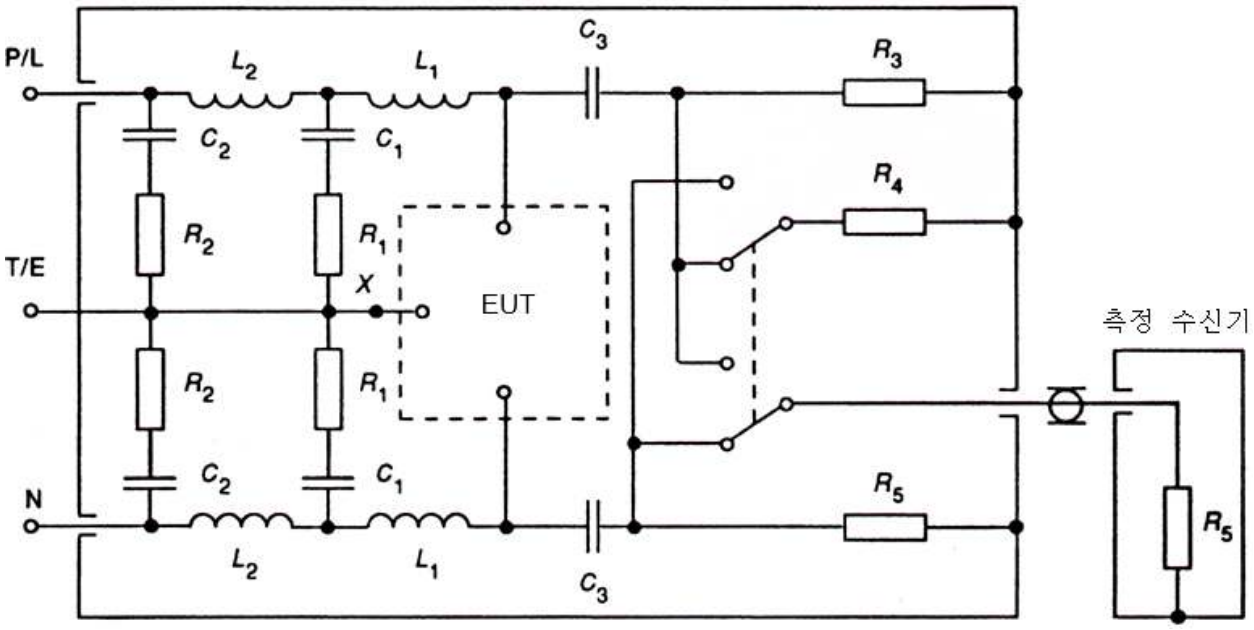


그림 4 – 50 Ω/50 μH+5 Ω V형 의사 전원 회로망의 예 (4.2와 A.2 참조)

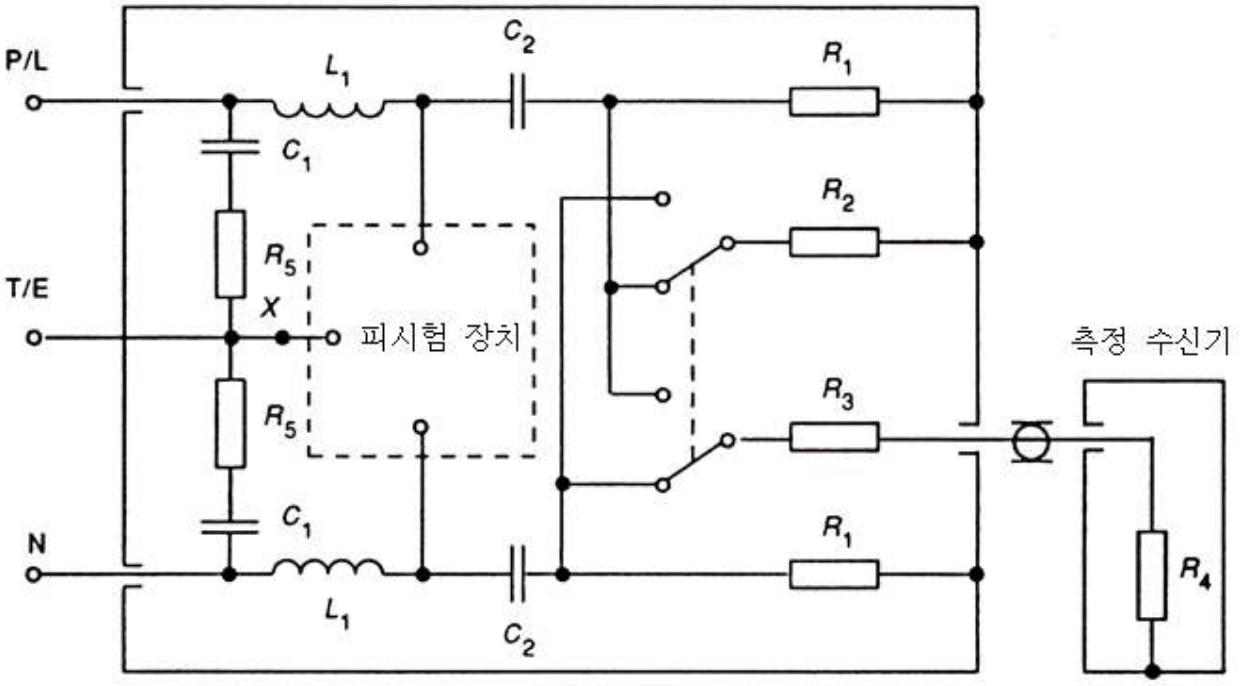


그림 5 – 50 Ω/50 μH, 50 Ω/5 μH+1 Ω 또는 150 Ω V형 의사 전원 회로망의 예
(4.3, 4.4, 4.5, A.3, A.4, A.5 각각 참조)

4.10 V-형 의사 전원 회로망의 전압 분배 인자의 교정

V-형 회로망의 시험품 단자와 RF 출력 단자 사이의 전압 분배 인자를 측정해야 한다. 방해 전압을 측정할 때는 이 전압 분배 인자를 고려해야 한다. 전압 분배 인자의 측정 절차는 A.8에 설명되어 있다.

5 전류 프로브와 전압 프로브

5.1 전류 프로브

케이블의 비대칭 방해 전류는 특별히 개발된 클램프-온 전류 변환기를 사용하면 전원의 도체 부분에 직접 접속하거나 회로 변경 없이 측정할 수 있다. 이 방법의 유용성은 분명하다. 복잡한 배선 구조, 전자 회로 등에서 정상 동작이나 구성에 영향을 주지 않고 측정이 가능하다. 전류 프로브는 측정하고자 하는 도체를 쉽게 물릴 수 있도록 제작해야 한다. 도체는 권선수가 1회인 1차 코일에 해당되며 2차 코일은 전류 프로브 속에 내장된다.

전류 프로브의 주된 측정 범위는 30 Hz~100 MHz이지만 30 Hz~1 000 MHz 주파수 범위에서 측정할 수 있도록 제작할 수 있다. 100 MHz 이상에서 일반 전력 시스템의 기준 전류(standing current)는 전류 프로브의 위치를 최대 전류의 검출에 최적화 할 것을 요한다.

전류 프로브는 통과 대역에서 주파수 응답이 일정하도록 설계된다. 통과 대역 이하의 주파수에서도 정확한 측정은 가능하지만 전달 임피던스값의 감소로 인해 감도가 저하된다. 통과 대역 이상의 주파수에서는 전류 프로브의 공진 때문에 측정이 정확하지 않다.

추가의 차폐 구조물이 장착된 전류 프로브는 대칭(차동 모드)과 비대칭(공통 모드) 두 전류를 모두 측정할 수 있다. **부속서** B의 B.5에서 이런 구조를 자세히 설명한다.

5.1.1 구조

전류 프로브는 측정하고자 하는 도선을 분리하지 않고도 전류를 측정할 수 있도록 제작되어야 한다.

부속서 B는 대표적인 전류 프로브의 구조를 설명한다.

5.1.2 특성

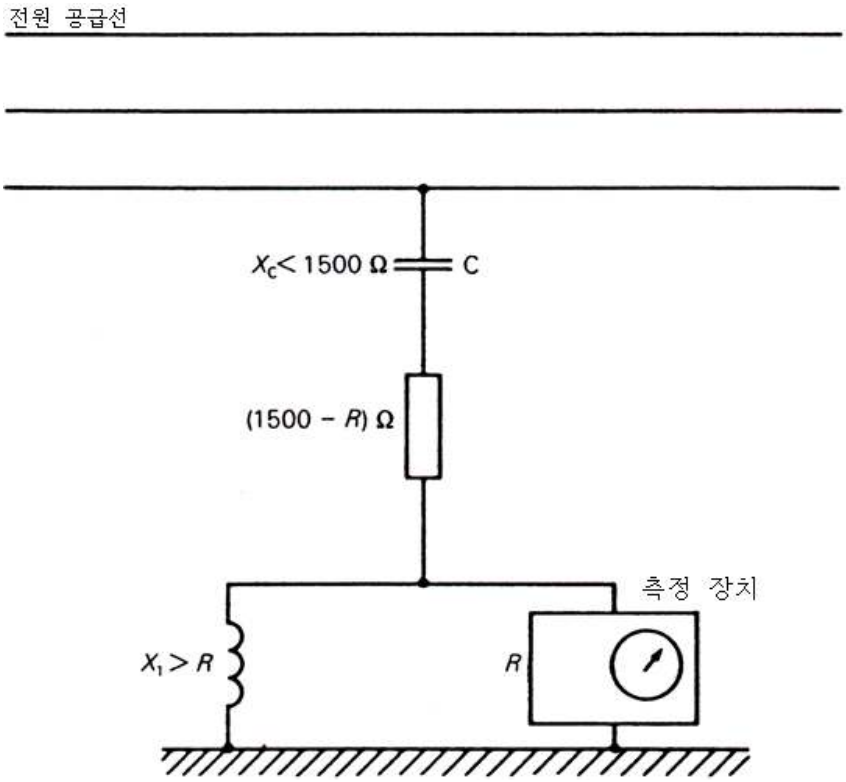
삽입 임피던스	최대 1 Ω
전달 임피던스[1]	평활한 통과 대역에서는 0.1~5 Ω, 통과 대역 이하의 주파수에서는 0.001~0.1Ω(전류 프로브는 50 Ω으로 종단된다.)
부가 병렬 정전용량	측정 도체와 전류 프로브 덮개 사이의 정전용량은 25 pF보다 작아야 한다.
주파수 응답	전달 임피던스는 규정된 주파수 범위에서 교정되어야 하고 각각의 프로브의 대역은 일반적으로 100~100 MHz, 100~300 MHz, 그리고 200~1 000 MHz이다.
펄스 응답	고려 중
자기장 포화	1 dB 이내의 측정 오차를 유지할 수 있는 1차 리드선의 최대 직류 및 교류 전원 전류 오차의 최대값이 규정되어야 한다.
전달 임피던스 허용 오차	고려 중
외부 자기장의 영향	전류가 흐르는 도체가 전류 프로브 개구부로부터 프로브 주변의 위치에 이동시켰을 때 지침이 40 dB 이상 감쇠해야 한다.
전기장의 영향	10 V/m보다 작은 전기장에 대해서는 영향을 받지 않는다.
방향의 영향	틈 내의 어느 위치에 놓이거나 어떤 크기의 도체에 사용하더라도 30 MHz까지에서는 1 dB 이내, 30~1 000 MHz는 2.5 dB 이내로 되어야 한다.

전류 프로브의 개구부 최소 15 mm 이상

5.2 전압 프로브

5.2.1 높은 임피던스 전압 프로브

그림 6은 전원 도체와 접지면 사이의 전압 측정에 사용되는 회로를 나타내고 있다. 프로브는 차단 커패시터 C와 전선과 접지면 사이의 총 저항이 1 500 Ω으로 되게 하는 저항으로 구성된다. 프로브는 다른 전선에도 사용될 수 있고 어떤 측정에서는 높은 임피던스 회로에 과대 부하가 걸리는 것을 방지하기 위해 프로브의 임피던스를 높여야 할 필요가 있다. 안전을 위해 시험 장치의 입력단에는 인덕터를 연결해야 하며 그 인덕턴스 X_c는 저항 R보다 훨씬 커야 한다.



비고

$$V = \frac{1\,500}{R}U$$

여기에서

V 방해 전압

U 측정 장치의 입력 전압

그림 6 – 공급 전원에서의 RF 전압 측정을 위한 회로(5.2.1 참조)

전압 프로브의 삽입 손실은 9 kHz~30 MHz에서 50 Ω 시스템에 맞추어 조정해야 한다. 보호를 위해서 쓰이는 장치에 대한 측정의 정확도의 영향은 1 dB 이하이거나 교정을 위해 허용되어야 한다. 방해 레벨이 주변 잡신호 속에서도 측정의 의미를 위해 정확한 측정을 보장하도록 주의가 필요하다. 프로브에 접속된 리드선에 의하여 이루어진 루프, 시험되는 전원 도체 및 기준 접지선은 강한 자기장의 영향을 감쇠시키기 위하여 최소로 해야 한다.

---

* 상호 전달 어드미턴스(reciprocal transfer admittance) [dB(S)]가 대신 사용될 수 있다. 데시벨로 표시될 때 측정 수신기의 지시값에 어드미턴스값을 더한다. 전달 임피던스 또는 어드미턴스의 교정에 대하여 그 목적을 위해 설계된 지그의 사용이 필요할 수 있다(부속서 B 참조).

5.2.2 용량성 전압 프로브

케이블의 비대칭 방해는 클램프-온 용량성 결합장치를 사용하면 소스 도체와의 직접적 용량성 접촉 없이 또한 회로 수정 없이 측정할 수 있다. 이 방법의 유효성은 자명하다. 복잡한 배선 시스템, 전기 회로 등을 정상 작동의 중단 또는 시험품의 구성 없이, 또는 측정 장치를 삽입하기 위해 케이블을 절단할 필요 없이 측정할 수 있다. 용량성 전압 프로브는 측정할 전도체 주위에 손쉽게 클램프할 수 있도록 제작된다.

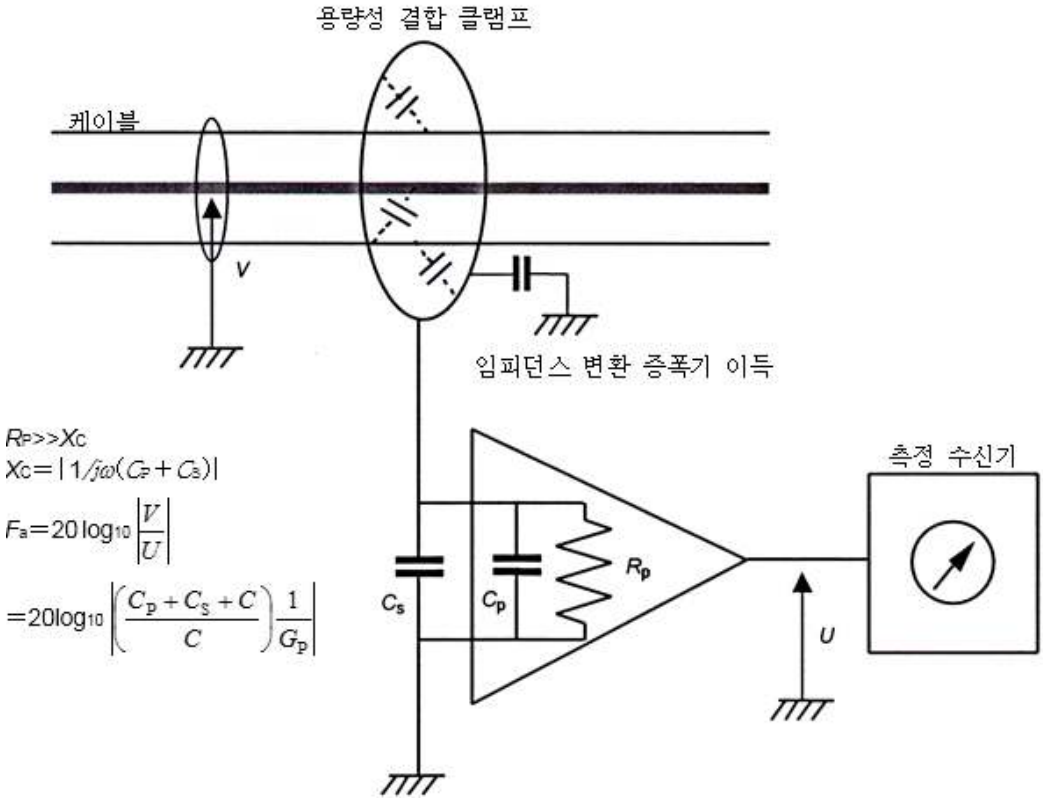
용량성 전압 프로브는 150 kHz~30 MHz 주파수 범위에서 거의 일정한 주파수 응답을 보이며 전도성 방해를 측정하는 데 유용하다. 전압 분배 인자는 케이블의 방해 전압 대 측정 수신기의 입력 전압의 비라고 정의되며, 케이블의 종류에 따라 다르다. 전압 분배 인자는 **부속서 G**의 방법을 사용해 각 케이블 종류의 규정 주파수 범위에서 교정해야 한다.

용량성 전압 프로브는 케이블 주변의 비대칭 (공통 모드) 신호로부터 충분히 분리하기 위하여 부가적 차폐가 필요할 수 있다 (**5.2.2.2**의 "전자기장의 영향" 참고). **부속서 G**는 분리를 위한 구조와 측정방법의 예를 설명하고 있다.

이 용량성 전압 프로브는 통신 포트에서의 방해를 측정하는 데 사용될 수 있다. 최소 측정 레벨은 보통 44 dB(μV)까지이다.

5.2.2.1 구조

용량성 전압 프로브는 측정 중인 케이블을 분리하지 않고도 전압 측정이 가능한 구조여야 한다. **그림 11**은 케이블과 기준 접지 사이의 전압 측정에 사용되는 회로이다. 용량성 전압 프로브는 임피던스 변환 증폭기에 연결되는 용량성 커플링 클램프로 구성되어 있다. 이 증폭기의 입력 저항 R_p는 일정한 주파수 응답을 얻기 위해 리액턴스 X_c에 비해 충분히 커야 한다.



설명

G_p	임피던스 변환 증폭기의 이득
C	케이블과 클램프 사이의 정전용량
C_s	프로브와 접지면 사이의 정전용량
C_p	임피던스 변환 증폭기의 정전용량
R_p	임피던스 변환 증폭기의 저항
V	방해 전압
U	측정 수신기 입력에서의 전압

그림 11 – 케이블과 기준 접지면 사이의 전압을 측정하기 위한 회로도

부속서 G는 용량성 전압 프로브의 전형적인 구조 및 검증에 관한 지침을 제시한다.

5.2.2.2 요건

병렬 정전용량의 추가 :	용량성 전압 프로브의 접지 단자와 시험 중인 케이블 사이에 10 pF보다 작아야 한다.
주파수 응답 :	전압 분배인자 $F_a = 20 \log_{10} \lvert V/U \rvert$ dB (**그림 11** 참고)을 지정 주파수 범위에서 교정한다.
펄스 응답 :	KS C CISPR 16-1-1의 **부속서 B**와 **C**에 있는 B 대역용 방법으로 결정된 펄스에 대하여 선형성을 유지해야 한다.
전기장의 영향 : (프로브 근처 다른 케이블과의 정전기 결합으로 인한 영향)	케이블이 용량성 전압 프로브로부터 떨어져 있을 때(프로브와 인접한 다른 전압 표시는 20 dB보다 더 많이 줄여야 한다. 케이블에서의 정전기 결합이 측정 방법은 **부속서 G**에 기술되어 있다. 원인인 영향)
용량성 전압 프로브의 구경 또는 개구부 (2 개의 동축 전극이 슬롯에서 개방될 때의 구경. **그림 G.1** 참고)	최소 30 mm

6 전도성 전류 내성 측정을 위한 결합 장치

결합 장치는 측정하려는 도선에 방해 전류를 주입하고 또 이러한 전류의 영향으로부터 시험품에 연결된 다른 도선과 설비를 분리시키기 위해 설계된다. 150 Ω의 소스 임피던스와 더불어 30 MHz까지의 주파수에 대해 실제 장치에서 동작하는 RF 방해 전기장 세기와 그 세기와 동일한 크기의 감쇠를 만들기 위해 필요한 방해 전류 주입 방법에 적용하는 e.m.f. 사이에는 유용한 상호 관계가 있다. 설비의 내성은 이런 e.m.f. 값으로 표현된다. **부속서 C**와 **D**는 동작 원리, 장비의 형태 및 구조에 관한 보기를 제시한다.

6.1 특성

결합 장치에 대한 성능 점검은 0.15~30 MHz의 주파수 범위의 임피던스에 대하여 수행되고 30~150 MHz의 주파수 범위에서 삽입 손실에 대해 수행된다.

6.1.1 임피던스

0.15~30 MHz까지의 주파수 범위에서, 시험품에 방해 신호를 주입하는 지점과 장비의 접지 지점 사이에서 측정된 전체 비대칭 임피던스(150 Ω의 저항성 방해원 임피던스와 병렬인 RF 초크 코일)는 (150±20) Ω의 값을 가지며 위상각이 20보다 적게 나타난다(이러한 임피던스는 CISPR 150 Ω V형 의사 전원 회로망과 같다. **4.4** 참조).

예를 들면 A와 S 형태의 결합 장치에 대한 주입 지점은 출력 연결기의 차폐기이며 M과L 형태의 결합 장치에 대한 주입 지점은 연결 출력 단자이다.

6.1.2 삽입 손실

0~150 MHz까지의 주파수 범위에서 직렬로 연결된 2개의 결합 장치의 삽입 손실은 **그림 7**의 측정값에서 보여 주는 것처럼 9.6~12.6 dB에 있어야 한다.

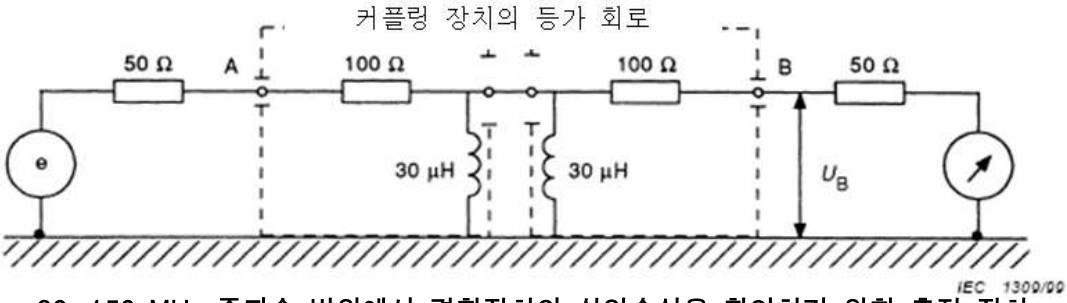


그림 7 - 30~150 MHz 주파수 범위에서 결합장치의 삽입손실을 확인하기 위한 측정 장치

이 그림에 따라 측정된 2개 동일한 결합체의 삽입 손실 U_G/U_B는 30~150 MHz 주파수 범위에서 9.6 dB와 12.6 dB 이내에 있어야 한다. U_G는 발생기와 수신기가 서로 직접 연결되었을 때 수신기의 지시값이다.

비고 2개의 장치는 서로 매우 짧은 선(≤ 1 cm)으로 연결되어야 한다.

7 측정 신호선에서의 결합 장치

신호선의 간섭 잠재력 (그리고 내성)은 전도 방해 전압 또는 전류를 측정 (또는 주입)하여 평가할 수 있다. 이를 위해 결합 장치는 신호선 상의 의도된 신호를 제거하면서 방해 성분을 측정할 필요가 있다. 포함된 결합 장치는 전자기 방출과 내성 (공통 및 차동 모드, 전류와 전압)을 측정해야 한다. 이런 종류의 측정을 위한 대표적 장치는 전류 프로브와 의사 전원 회로망(AAN 또는 Y-회로망)이다.

비고 1 신호선의 전도 내성 시험을 위한 AAN의 요건은 KS C IEC 61000-4-6[2]에서 찾을 수 있다 (AAN은 "결합 및 감결합 장치" (일명 결합/감결합 회로망(CDN))의 특수 버전이다. 방출 측정의 요건을 충족하는 AAN은 내성 시험의 요건도 충족할 수 있다.
비고 2 신호선은 통신선과 그 통신선에 연결하기 위한 장치의 단자를 포함한다.
비고 3 3항에 정의된 바와 같이 "비대칭 전압"과 "공통모드 전압"은 동의어이고, "대칭 전압"과 "차동모드 전압"은 동의어이다.
비고 4 "비대칭 의사 회로망(AAN)"은 "Y-회로망"의 동의어로 사용된다. Y-회로망은 V-회로망과 델타-회로망과는 반대이다. T-회로망은 Y-회로망의 특별 버전이다.

전류 프로브를 사용하는데 한계값이 전압(V)으로 규정되어 있을 때는, 전압값을 세부 측정절차에 규정된 신호선의 임피던스 또는 종단 임피던스로 나누어서 전류 한계값을 구해야 한다. 이 임피던스는 세부 측정 절차에서 요구된 공통 모드일 수 있다.

7.1은 비대칭 (공통모드) 의사 회로망(AAN)에 대한 규정을 설명한다. 차동모드 대 공통모드 제거비(V_{dm}/V_{cm})는 AAN의 유용성에 결정적으로 중요하다. 이 파라미터는 종방향 변환손실(LCL)과 관련 있다. 비대칭 의사 회로망의 예와 요구되는 시험 및 교정 절차는 **부속서 E**에 설명되어 있다.

7.1 비대칭 의사 회로망 (AAN 또는 Y-회로망)의 요건

비대칭 의사 회로망(AAN)은 대칭 신호 (차동 모드)를 제거하는 동안 비차폐 대칭 신호선 (예를 들면 전화선)의 전압, 비대칭 신호 (공통 모드) 측정 (또는 주입)에 사용된다.

비고 CISPR 22에서는 이 종류의 회로망을 '임피던스 안정화 회로망(ISN)'이라고 부른다.

그림 8a는 비대칭 의사 회로망의 일반적인 회로도를 보여 준다.

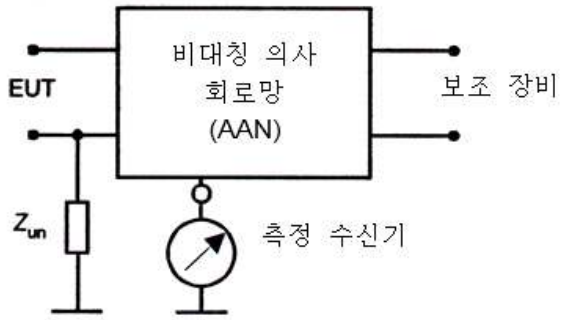
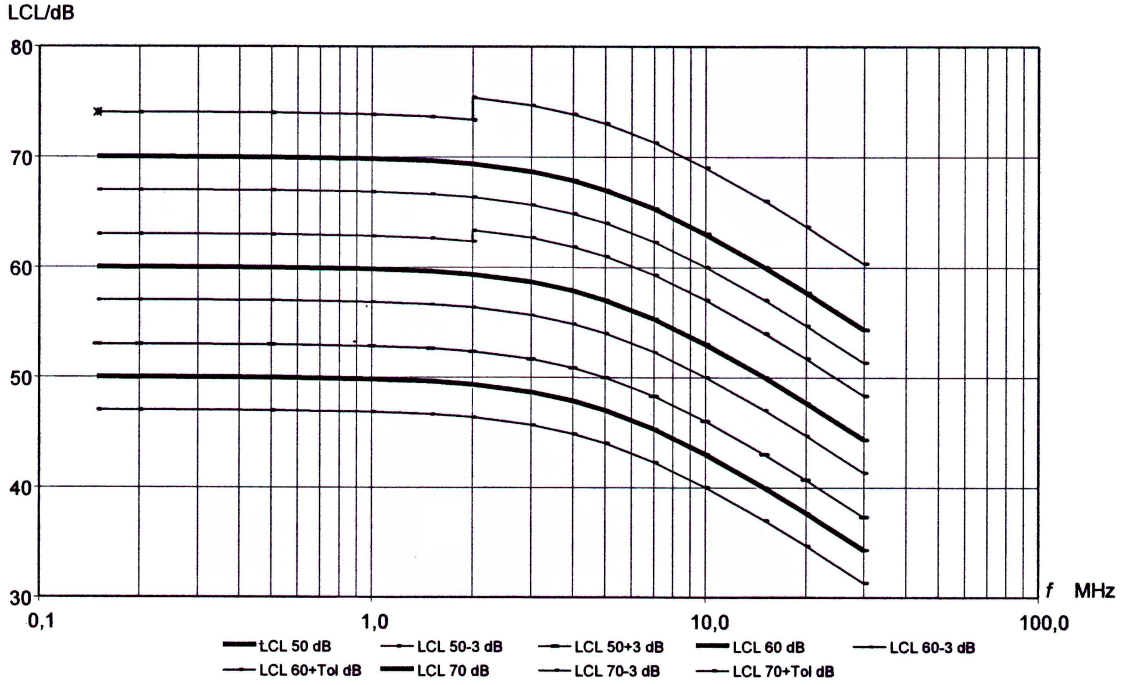


그림 8a - 매우 대칭적인 기본 회로망과 (선택적) 불평형 회로망 Zun으로 구성된 비대칭 의사 회로망 (AAN 또는 Y-회로망) 및 그 포트들의 근본 회로

---

[2] IEC 61000-4-6, *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4-6: Testing and measurement techniques -Immunity to conducted disturbances, induced by radio-frequency fields* (전자기 적합성 - 파트 4-6: 시험 및 측정 기법 - 무선주파수장에 의해 유도된 전도방해 내성)

AAN의 LCL 및 공차의 예



비고 1 정의하는 수식은 예컨대 아래와 같다.

$$LCL = LCL_{lf} - 10\ \lg\left[1+\left(\frac{f}{f_{corner}}\right)^2\right] \pm Tol(\text{in dB})$$

여기에서,

LCL_{lf} 저주파에서의 LCL. 예를 들면, 50 dB

f 주파수

f_{corner} 코너 주파수(corner frequency). 예를 들면, 5 MHz

Tol LCL 허용값. 예를 들면, 3 dB

비고 2 굵은 선은 “50 dB”, “60 dB”, “70 dB”에 대한 이상적 값을 나타내고, 가는 선은 공차를 나타낸다.

그림 8b - AAN의 LCL 요건의 예를 나타낸 그래프

그림 8 - AAN의 LCL 요건의 예와 근본 회로

비대칭 (공통 모드) 방해를 측정하기 위한 의사 회로망의 특성은 비대칭 방해 전압의 주파수 범위와 원하는 신호를 송신하기 위해 사용되는 주파수 범위를 포함해야 한다. 이러한 특성을 **표 1**에 나타내었다.

표 1 — 비대칭 방해 전압의 측정을 위한 비대칭 의사 회로망의 특성

a.	비대칭 방해 전압에 대한 기본 회로망의 종단 임피던스[a] • 크기 • 위상	 150Ω±20Ω 0±20°
b.	회로망의 시험품 포트에서의 LCL[b]	(9~150 kHz: 미정) 0.15~30 MHz: 관련 제품 표준에 정해져 있음 (예: 그림 8b[c])
c.	부대장치 포트와 시험품 포트 간 비대칭 신호의 감결합 감쇠	(9~150 kHz: 미정) 0.15~1.5 MHz: 35 dB부터 55 dB까지 주파수의 로그값에 정비례 증가. >1.5MHz: > 55 dB
d.	시험품과 부대장치 포트 사이 대칭 회로의 삽입손실	< 3 dB[d]
e.	시험품과 측정 수신기 포트 사이 비대칭 회로의 전압 분배율. 이 전압 분배율을 측정 수신기의 판독치에 더한다.	전형적으로 9.5 dB[e]
f.	회로망의 대칭 부하 임피던스	t.b.d.[f]
g.	원하는 신호(아날로그 또는 디지털)의 전송 대역폭	t.b.d.[g]
h.	주파수 범위[h] (1) 방출 (2) 내성	(0.009) 0.15~30 MHz. KS C IEC 61000-4-6 참고.

a: AAN의 대칭 임피던스는 **그림** 8a에 따라 불평형 회로망을 추가하면 영향을 받는다. 이 표준은 기본 회로망의 임피던스 공차를 규정하고 있다. 불평형 회로망이 임피던스와 위상에 미치는 영향이 무시할 만한 경우에는 불평형 회로망을 포함해 주어진 공차를 적용할 수 있다. 그렇지 않은 경우, 예컨대 불평형 회로망이 임피던스를 10 Ω보다 많이 또는 위상을 10 °보다 많이 변화시킨다면, 제품 표준은 임피던스와 위상에 대하 공차를 규정할 때 이것을 고려해야 한다.

특정 공차는 AAN 제조자에게 맡겨두어야 하기 때문이다.

b: 장치의 적합성 판정에 여러 개념들이 사용 중이다. 신호선의 가용 LCL 값보다 높은 AAN의 LCL값을 사용해서 또는 그 LCL을 사용해서 가용 통신선 범주를 시뮬레이션 한다.

c: **그림** 8b의 LCL값은 KS C CISPR 22의 수정판 초안에서 -수정된 공차와 함께- 취하였다. 다른 값들은 향후의 제품 표준에서 정해질 수 있다. 그러므로 이 표준에 제시된 LCL 요건은 예시일 뿐이다. 일반적으로 LCL 공차에서는 3개의 인자, 즉 기본 AAN의 잔류 LCL, 비대칭 회로망 Z_{un}의 공칭 편차, LCL 측정 불확도를 고려해야 한다. 제품 표준에 제시된 공차는 용인 가능한 공차는 요구되는 LCL 및 주파수에 따라 증가해야 한다는 것을 고려해야 한다. **그림** 8b에 합리적인 공차의 예를 나타내었다.

d: 실제 요건은 전송시스템의 사양에 따라 다를 것이다. 일부 전송시스템은 6 dB까지 삽입손실을 허용한다. AAN으로 인한 삽입손실은 소스와, 전체 대칭 회로의 부하 임피던스에 좌우된다. 임피던스가 높고 낮음에 따라 삽입 손실도 크거나 작을 것이다. 삽입손실은 제조자가 제시해야

할 것이다 (예: 100 Ω에 대한 삽입손실).

e: **그림 E.6**의 시험장치로 전압분배율을 측정하여 AAN을 교정해야 한다.

f: 시스템 사양에 따라, 예컨대 100 Ω 또는 600 Ω에 따라 정해질 것이다.

g:예컨대 2 MHz까지 또는 100 MHz까지 대칭 삽입손실에 대한 시스템 사양에 따라 정해질 것이다. h: 전체 주파수 범위를 포함하기 위해 1개 이상의 회로망이 사용될 수 있다.

7.2 동축 케이블과 차폐 케이블에 대한 의사 회로망의 요건

동축 및 기타 차폐 케이블에 대한 의사 회로망은 통신 신호 또는 RF 신호를 통과시키면서 (통신 또는 RF) 케이블의 차폐에서 비대칭 (공통모드) 전압을 측정 (또는 제거)하는 데 사용된다. 요구되는 특성은 **표 2**와 같다.

비고 1 KS C CISPR 22에서는 이런 종류의 회로망을 동축 또는 차폐 케이블 임피던스 안정화 회로망(ISN)이라고 칭한다.

표 2 – 동축 및 기타 차폐 케이블에 대한 의사 회로망의 특성

a.	비대칭 방해 전압에 관한 기본적인 회로망의 종단 임피던스[a] • 크기 • 위상	 150 Ω ± 20 Ω (0 °±20 °)
b.	부대장치 포트와 시험품 포트 사이에 비대칭 신호에 대한 감결합 감쇠([2])	(9~150 kHz) 0.15~30 MHz: > 40dB
c.	특성 임피던스를 포함해, 시험품과 부대장치 포트 사이에 의도적 (통신 또는 RF) 신호의 삽입 손실과 전송 대역폭	시스템 요건에서 정해진다[c].
d.	측정 수신기의 판독치에 더해야 할, 시험품과 측정 수신기 포트 사이에 비대칭 회로의 전압 분배율.	일반적으로 9.5 dB[d]
e.	주파수 범위 (1) 방출 (2) 내성	(0.009) 0.15~30 MHz. KS C IEC 61000-4-6 참고.

a: 의사 회로망의 비대칭 임피던스는 초크에 병렬된 150 Ω 저항기와, 접지 벌크헤드 커넥터의 정전용량으로 결정된다.

b: 부대장치 포트의 동축 케이블 차폐는 의사 회로망 금속함에 직접 연결되어 있으므로, 감결합 감쇠는 의사 회로망 자체의 문제는 아닐 것이다. 방출(내성) 시험장치는 최소 감결합 감쇠를 보장해야 한다.

c: 시험품과 부대장치 포트 간 의도적 (통신 또는 RF) 신호의 삽입 손실과 송신 대역폭뿐 아니라 차폐와 내부 도체 간 특성 임피던스는 이 표준의 목적이 아니다. 그것들은 시스템 요건에 따라 정해져야 한다.

d: 의사 회로망은 **그림 F.2**의 시험 장치로 전압 분배 인자를 측정하여 교정해야 한다.

8 의사손 및 직렬 RC 소자

8.1 개요

어떤 제품 사양서에서 의사손은 시험품의 금속 부분이 접지와 연결되지 않고 보통 휴대용으로 사용되는 시험품을 위해 요구된다. 또한 전도성 도료를 입힌 플라스틱 케이스도 의사손의 사용을 요구할 수 있다. 의사손은 150 Hz~30 MHz (가장 중요한 주파수는 5~30 MHz이다.)의 주파수 범위에서 측정 중인 사람의 손에 대한 영향을 모의 실험하기 위하여 전도성 방출 시험에 사용된다. 의사손으로 평가되는 장비 형태는 전기 장비, 휴대용 믹서, 전화기의 송수화기, 조이스틱, 키보드와 같은 가정용 기기 등이다.

8.2 의사손과 RC 소자의 구성

의사손은 지정된 크기의 (가늘고 긴) 얇은 금속 조각으로 구성된다. 이러한 금속 조각은 보통 기기의 사람 손이 닿는 부분 주위를 특수한 방법으로 감싸거나 고정되어 한다.

저항 R=510 Ω±10 %와 직렬로 연결된 커패시터 C=220 pF±20 %로 구성된 RC 성분에 의하여 금속박은 명시된 방법으로 방해 시험 장비의 기준점에 연결한다 (**그림 9a**).

기기의 손잡이나 기기의 몸체 주위에 사용자 손에 의한 영향을 모의 시험하기 위해 사용되는 금속박 스트립의 폭은 전형적으로 60 mm이다. 키보드의 경우에 금속박이나 또는 더 실용적으로 100 m×300 mm의 최대 크기를 가지는 금속판은 제품의 상단에 놓일 수 있다. 예가 **그림 9**와 **10**에 나와 있다.

RC 성분과 금속박 사이의 리드선의 길이는 1 m로 한다. 시험 배치가 더 긴 리드선을 필요로 한다면 측정 주파수가 30 MHz 근처일 때 리드선의 전체 인덕턴스는 1.4보다 작아야 한다.

연결된 전선의 전체를 자유 공간에서 하나의 전선으로 생각할 때, 전도성 방출 시험에서 주파수 범위 상한선이 30 MHz라면 전선의 인덕턴스 L은 1.4보다 작아야 한다. 주어진 하나의 전선 길이에 대해서 전선의 최소 지름 d(m로)는 다음 식으로 계산한다.

$$L = (\mu l/2\pi)[\ln(4l/d) - 1] \quad (\mathrm{H})$$

여기에서,

$\mu = 4\pi\times10^{-7}$ H/m
l : 전선 길이 (m)
d : 전 지름 (m)

비고 1.4 μH의 인덕턴스 요구를 따를 때 30 MHz에서 RC망의 임피던스가 충분히 발휘된다.

8.3 의사손의 사용

전선의 길이가 1 m를 넘지 않을 때 일반적으로 RC 성분과 접지면 사이 전선의 최대 길이를 만족한다. 예를 들면, RC 성분은 기준점이나 금속박에 가능한 한 가깝게 놓일 수 있다. 정확한 선택은 연결된 전선과 그 환경에 의해 형성된 전송 선로의 특성 임피던스와 금속박의(일반적으로 알려지지 않은) 방해원의 내부 공통 모드 임피던스에 따라 결정된다. 방출 측정의 주파수 범위가 30 MHz로 제한되어 있다면 RC 성분의 위치는 임계점이 아니며 RC 성분의(재현성의 관점으로부터) 실제적인 위치는 의사 전원 회로망 내이거나 선 임피던스 모의 회로망 안에 있다.

전원에 대한 전도성 방출을 측정할 때 기준점은 의사 전원 회로망(AMN)의 접지면이다. 신호선이나 제어선의 방출을 측정할 때 기준점은 의사 전원 회로망(LISN)의 접지면이다. 기기로부터 공급된 고정되고 분리할 수 있는 모든 손잡이 주위에 둘러진 금속박과 회전하지 않는 노출된 금속품에 RC 성분의 단자 M이 연결되어야 한다는 것이 의사손의 적용에서 일반적으로 따라야 할 원칙이다. 페인트나 래커로 입혀진 금속품은 노출된 것으로 간주되어 RC 성분에 직접 연결할 수 있다.

다음 항목은 의사손의 자세한 적용을 나타냈다.

a) 기기의 몸체가 완전히 금속으로 되어 있고 접지되어 있을 때 의사손은 필요하지 않다.
b) 기기의 몸체가 절연체로 되어 있을 때에는 손잡이 B(**그림 9c**)와 두 번째 손잡이 D(있을 경우) 주위를 금속박으로 둘러싸야 한다. 모터 고정자의 철심이 위치해 있는 점에서의 몸체 C (**그림**

9c) 주위나 또는 높은 장해 레벨을 보이는 변속 장치 주위를 60 mm 폭의 금속박으로 둘러싸야 한다. 이러한 모든 종류의 금속박과 금속환 또는 부싱 A(있을 경우)는 다 같이 RC 성분의 단자 M에 연결되어야 한다.

c) 기기의 케이스가 부분적으로 금속이고 절연 손잡이를 가지는 부분적 절연체일 때 손잡이 B와 D 주위를 금속박으로 둘러싸야 한다(그림 9c). 케이스가 전동기 위치에서 금속이 아닐 때, 전동 고정자의 철심이 있는 점에서의 몸체 C 주위나 또는 대신에 높은 장해 레벨을 가지고 있는 절연 부하체 변속 장치 주위를 60 mm 폭의 금속박으로 둘러싸야 한다. 금속 부분인 점 A와 손잡이 B, D 주위의 금속박과 몸체 C의 금속박은 몸체를 다 같이 RC 성분의 단자 M에 연결되어야 한다.

d) 2종(접지선이 없는) 기기가 전기톱과 같이 절연체 A, B의 두 손잡이와 금속 C의 케이스를 가지고 있을 때 (**그림 9c**) 금속박으로 손잡이 A, B를 둘러싸야 할 것이다. A, B에서의 금속박과 금속 몸체 C는 다 같이 RC 성분의 단자 M에 연결되어야 한다.

e) **그림 10**은 전화 핸드 세트와 키보드의 예를 보여 준다. 핸드 세트의 경우에 약간의 박을 겹치게 하여 손잡이 주위를 60 mm 박으로 둘러싸야 한다. 키보드의 경우에 박 또는 PCB가 가능한 한 완전히 덮어야 한다. PCB를 사용할 때 금속면이 키보드 위에 놓여야 한다. 그러나 300 mm×100 mm 크기를 초과할 필요는 없다.

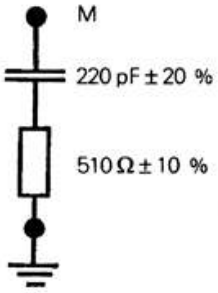


그림 9a – RC 소자

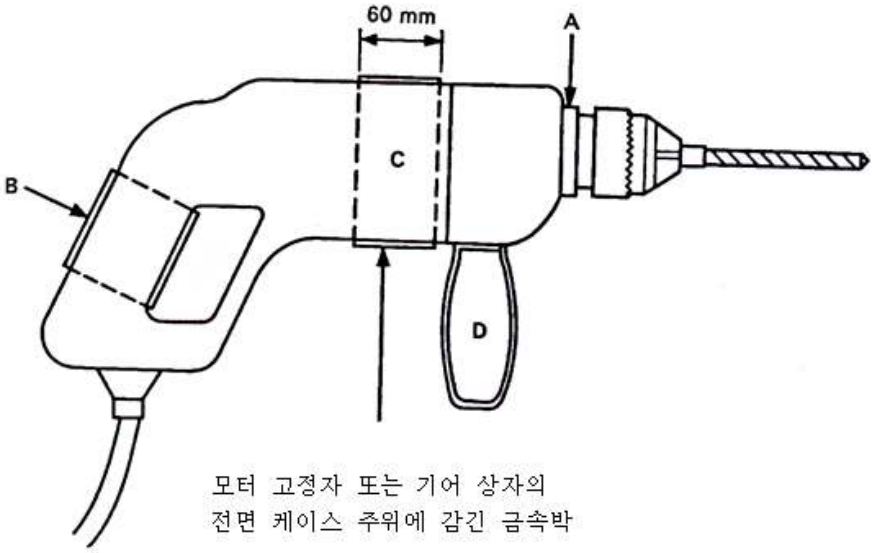


그림 9b – 휴대용 전기 드릴

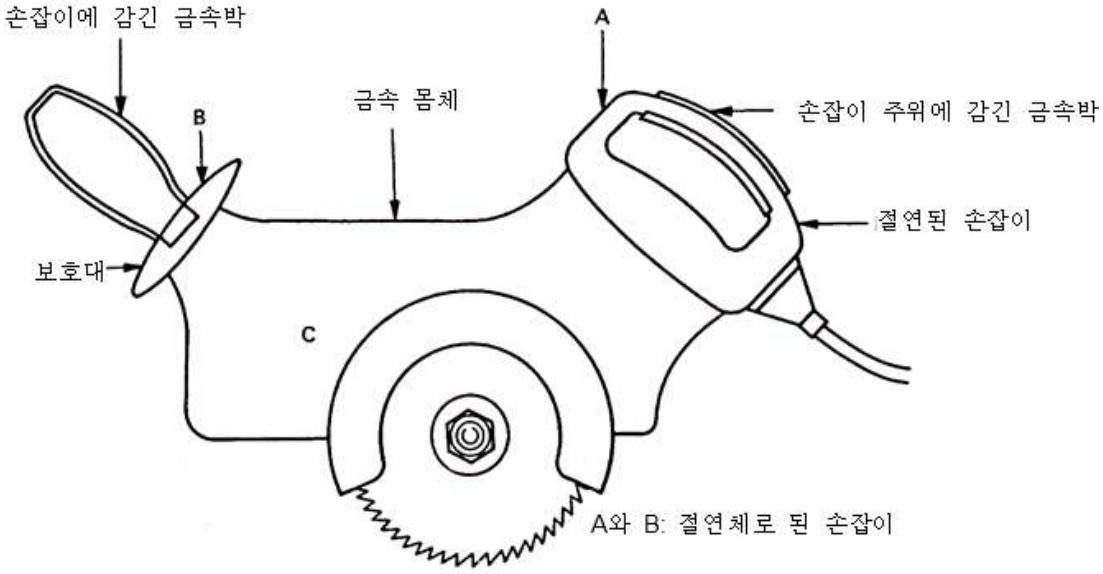


그림 9c – 휴대용 전기톱

그림 9 – 의사손의 적용

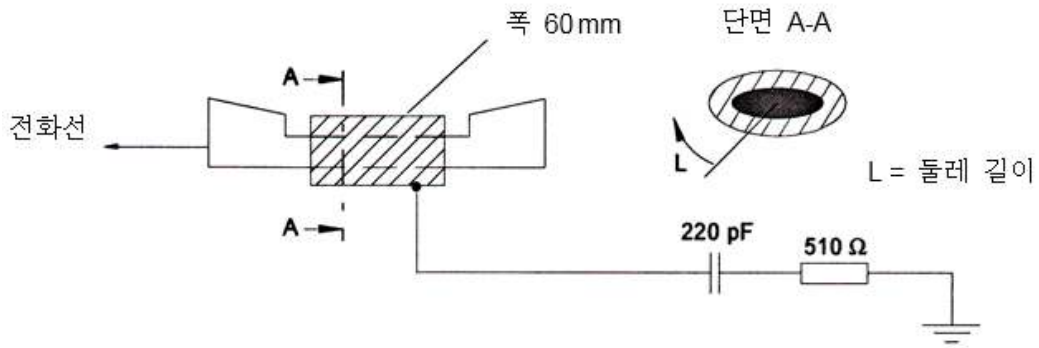


그림 10a – 전화기 핸드셋에 의사손의 적용

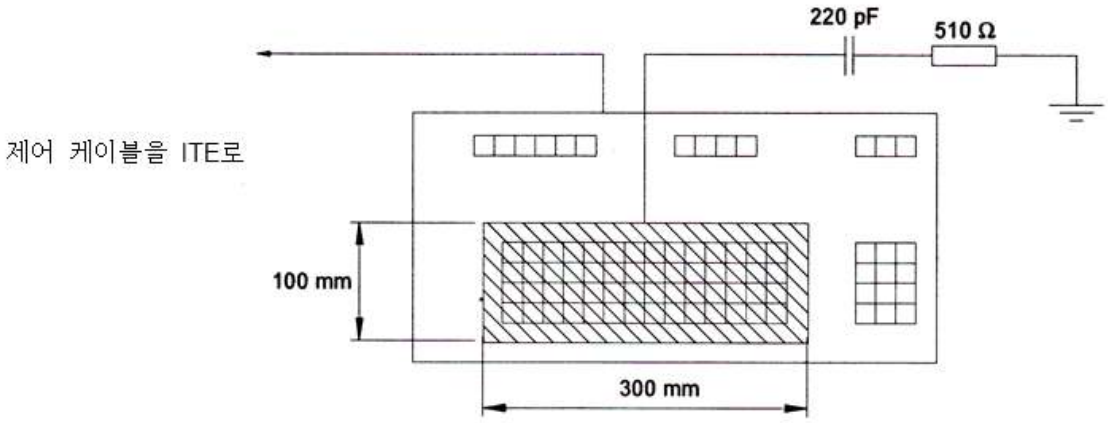


그림 10b – 일반적인 키보드에 대한 의사손의 적용

의사손의 크기는 다음 표와 같으며 금속박을 포함한다.

a) 60 mm의 폭과 ℓ보다 큰 길이	작업하는 동안 손으로 잡는 장비의 부분 또는 4의 최대점에서
b) 300 mm×100 mm	키보드에 대해서, 키 전체를 덮기 위해 또는 금속박의 최대 크기보다 키보드의 크기가 더 클 때 부분적으로 키보드를 덮기 위해서 그에 따라 금속박의 크기가 만들어진다.

그림 10 – ITE에 대한 의사손의 적용 예

부속서 A
(규정)

의사 전원 회로망
(4절)

이 부속서는 9 kHz~100 MHz 주파수 범위에서 RF 전압 측정에 사용되고 최고 500 A의 통전 능력을 가진 의사 전원 회로망(Artificial mains networks) 에 대한 정보와 데이터를 설명한다. 공급 전원의 각 도체와 기준 접지 간 전압 측정을 위한 V형 회로망과, 공급 전원(대칭)의 도체 간 전압 측정과 공급 전원의 도체의 중간 지점과 기준 접지(비대칭) 간 전압 측정을 위한 델타형 회로망에 대하여 설명한다.

A.1 일반 사항

의사 전원 회로망은 작동 주파수 범위에서 규정 임피던스를 공급해야 한다. 이 회로망은 공급 전원에서 스퓨리어스 신호를 충분히 분리해야 한다 (스퓨리어스 신호는 일반적으로 측정 수신기의 측정 레벨보다 적어도 10 dB 낮아야 한다). 또한 전원 전압이 측정기에 공급되지 않도록 해야 한다. 이 회로는 수신기를 측정 중인 전원 도체에 연결하고 다른 전원 도체를 정확히 종단시키기 위한 스위치인 전원의 각 도체 (단상에서는 2선, 3상에서는 4선)에 이 설비들을 갖추어야 한다. 아래 제시된 회로들은 이 설비들을 갖고 있다. 그것들은 단상 2선 전원의 경우에 대한 것이다. 4선 3상에 사용하기 위한 확장은 간단하다.

A.2 50 Ω/50 μH+5 Ω V형 의사 전원 회로망의 예

그림 4는 **표 A.1**의 소자값을 가진 적절한 회로를 나타낸 것이다. L1, C1, R1, R4, R5는 임피던스를 정의하고, L2, C2, R2는 스퓨리어스 전원 신호와 전원 임피던스 변동에 분리를 제공한다. C3는 전원 전압으로부터 측정 수신기를 분리시킨다. 이것은 100 A까지 전류에 사용하도록 구성할 수 있다.

표 A. 1 – 50 Ω/50 μH+5 Ω 회로망의 소자값

요소	값
R1	5 Ω
R2	10 Ω
R3	1 000 Ω
R4	50 Ω
R5	50 Ω (측정 수신기의 입력 임피던스)
C1	8 μF
C2	4 μF
C3	0.25 μF
L1	50 μF
L2	250 μF

최저 9~150 kHz 주파수대에서 C3의 정전용량 0.25 μF는 무시할 수 없는 임피던스를 가진다. 다르게 규정된 경우 외에는, 이 임피던스를 보정할 필요가 있을 것이다.

C1과 C2는 큰 정전 용량값을 가지므로 안전을 위해, 회로함을 기준 접지에 단단히 접지하거나 전원 분리 변압기를 사용해야 한다.

L2는 9~150 kHz인 주파수 범위에서 10보다 작지 않은 Q값을 가져야 한다. 실제로 라이브 선과 중성선에서 직렬 반대로 결합된 인덕터 (공통심 초크)를 사용하는 것이 더 좋다.

A.7은 인덕터 L1에 적합한 설계를 설명한다. 25 A보다 큰 전류를 요하는 장치에서는 L2 설계가 어려울 수 있다. 이런 경우에는 분리 부분인 L2, C2, R2를 생략할 수 있다. 이 효과로 인해 150 kHz 이하의 주파수 범위에서 회로망의 임피던스는 **4.2**에서 규정된 공차를 벗어날 수도 있고, 전원 노이즈의 분리가 충분하지 않을 수도 있다.

이 회로는 **4.3**에 주어진 50 Ω/50 μH V형 의사 전원 회로망의 조건을 만족시킨다.

A.3 50Ω/50μH V형 의사 전원 회로망의 예

그림 5는 **표** A.2에 주어진 소자값으로 구성된 회로를 보여 준다. L1, C1, R2, R3, R4는 임피던스를 규정한다. 앞의 예와는 달리 회로가 임피던스 표준값을 만족시키기 때문에 분리 부분은 필요 없다. 그러나 높은 전원 노이즈가 발생할 경우 필터는 스퓨리어스 신호 레벨을 감소시켜야 한다. 이 회로망은 100 A까지의 전류에 사용할 수 있도록 설계될 수 있다.

표 A.2 – 50 Ω/50 μH 회로망의 소자값

요소	값
R1	1 000 Ω
R2	50 Ω
R3	0 Ω
R4	50 Ω (측정 수신기의 입력 임피던스)
R5	0 Ω
C1	1 mF
C2	0.1 mF
L1	50 mF

C1이 높은 정전용량값을 가지므로 안전을 위해서 회로함을 접지에 단단히 고정시키거나 전원 분리 변압기를 사용해야 한다.

A.7은 인덕터 L1에 적당한 설계를 설명한다.

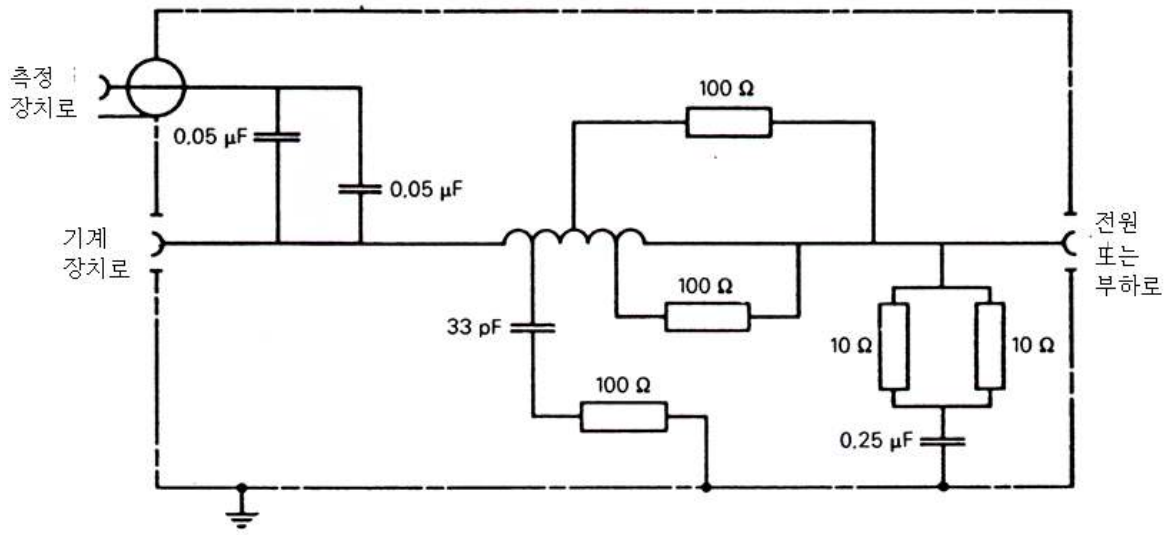
A.4 50 Ω/5μH+1 Ω V형 의사 전원 회로망의 예

표 A.3에 주어진 소자값으로 구성된 **그림 5**의 회로는 150 kHz~30 MHz의 주파수 범위와 400 A까지의 전류에 사용 가능하다.

표 A.3 – 50 Ω/5 μH+1 Ω의 V형 회로망의 소자값

요소	값
R1	1 000 Ω
R2	50 Ω
R3	0 Ω
R4	50 Ω (측정 수신기의 입력 임피던스)
R5	1 Ω
C1	2 μF (최소)
C2	0.1μF
L1	5μF

대안적 소자값으로 구성된 대안 회로가 **그림 A.1**에 주어져 있다. 그것은 150 kHz~100 MHz의 주파수 범위와 500 A까지의 전류에 사용 가능하다.



코트 세부사항:

5 μH, 18 턴(turn), 50mm 지름의 형성자에 Φ 6mm 권선. 나사내기 지점(tapping point)은 3, 5, 9, 13.5 턴.

그림 A. 1 – 낮은 임피던스 전력원에 사용되는 기기에 대한 50 Ω/5 μH+1 Ω 의사 전원 회로망의 예

A.5 150 Ω V형 의사 전원 회로망의 예

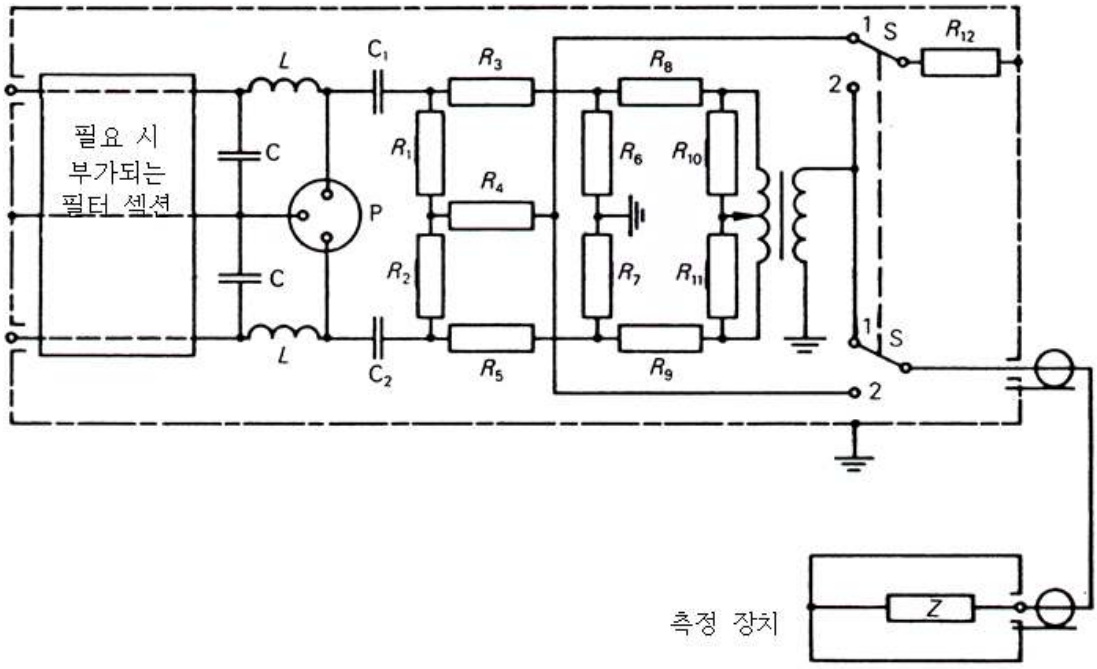
그림 5는 적합한 회로를 보여 준다. 소자값은 **표** A.4에 주어져 있다.

표 A.4 – 150 Ω V형 회로망의 소자값

요소	값
R1	1 000 Ω
R2	150 Ω
R3	100 Ω
R4	50 Ω (측정기의 입력 임피던스)
R5	0 Ω
C1	1 μF
C2	0.1μF
L1	임의 값

A.6 150 Ω 델타형 의사 전원 회로망의 예

그림 A.2는 적합한 회로를 보여 준다. 요소값은 **표** A.5에 주어져 있다.



P 시험 시의 장치 연결
1 대칭 요소
2 비대칭 요소

그림 A.2 – 불평형 입력을 갖는 측정 장비에 대한 의사 전원 회로망(델타)의 예

표 A.5 – 150 Ω 델타형 회로망의 소자값

요소	값
R1, R2	118.7(120) Ω
R3, R5	152.9(150) Ω
R4	390.7(390) Ω
R6, R7	275.7(270) Ω
R8, R9	22.8(22) Ω
R10, R11	107.8(110) Ω
R12	50 Ω
C1, C2	0.1 μF
L, C	특정한 임피던스값을 얻기 위해 적당히 선택
비고 1 불평형 변압기 대 평형 변압기의 감은 수의 비가 중심 탭에서 1:2.5라고 가정한다. **비고 2** 괄호 안의 저항값은 가장 많이 사용되는 값이다(±5 % 오차).	

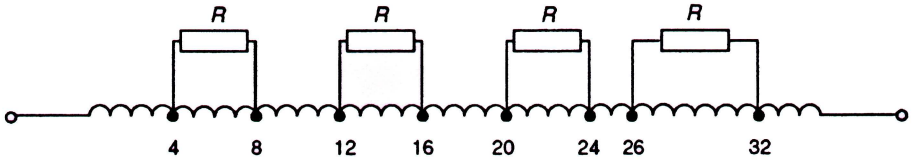
계산값은 다음과 같이 회로망의 성능을 제공한다. 괄호 안의 값은 괄호 안의 저항값을 이용해 구해진다.

감쇠:	대 칭	20(20) dB
	비대칭	20(19.9) dB
회로망 임피던스:	대 칭	150(150) Ω
	비대칭	150(148) Ω

A.7 50 μH 인덕터를 가지는 의사 전원 회로망의 설계 예

A.7.1 인덕터

그림 A.3에서 인덕터의 솔레노이드는 절연체인 코일 권형에 8 mm를 벗긴 지름 6 mm인 구리선을 단층으로 35회 감은 것으로 구성되어 있다. 그것의 인덕턴스값은 금속 박스 밖에서는 50 μH 이상이고 안에서는 50 μH이다.



저항 R(430 Ω±10 %)은 4와 8, 12와 16, 20과 24, 26과 32에서 탭에 연결되어 있다. 인덕턴스는 50 μH±10 %이다.

그림 A.3 – 50 μH 인덕터의 개략도

인덕터의 지름은 130 mm이다. 권선의 전기력 안정성을 향상시키기 위해, 코일 권형에 3 mm의 깊은 나선형의 홈을 만들어야 한다. 그리고 이 홈에 도선을 놓아야 한다.

인덕터의 고주파 특성은 권선을 부분별로 구분함으로써 향상된다. 각각 4번씩 감겨 있는 권선을 교대로 430 Ω 저항으로 단락시킨다. 이것은 인덕터 내부의 공진을 억제하는 역할을 하고 그렇지 않으면 어느 주파수에서 입력 임피던스가 특정한 값으로부터 벗어나게 한다.

A.7.2 인덕터의 예

인덕터와 회로망의 다른 소자는 금속 덮개로 덮인 금속 몸체 위에 설치되어 있다. 밑면과 측면의 덮개는 열분산을 좋게 하기 위하여 구멍이 뚫려 있다. 케이스의 치수는 360 mm×300 mm×180 mm이고 **그림 A.4**에 일반적 모양이 주어져 있다.

비고 회로망의 부하 종단은 가능한 회로함 끝 부분의 가장자리에 위치하여 2개 또는 그 이상의 회로망이 이 단자로부터 소켓까지 시험 중인 장비의 결합에 사용되는 짧은 리드선과 조립되도록 권장된다.

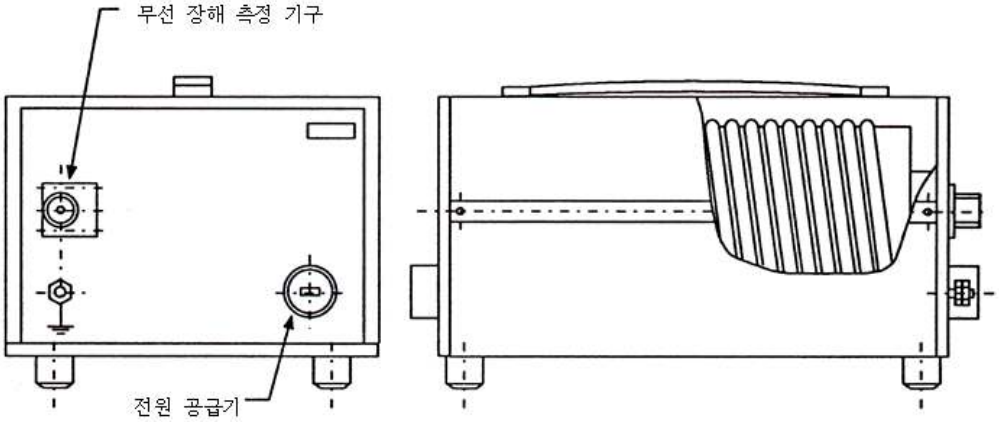


그림 A.4 – 의사 전원 회로망의 개략도

A.7.3 인덕터의 분리

그림 A.5는 분리 부분 L2, C2, R2 없이 인덕터가 **그림 4**와 같이 사용되었을 때 전원 공급망에 있는 신호에 대한 감쇠를 보여 준다. 감쇠는 전원 공급 단자와 무선 방해 측정 기기의 단자 사이의 감쇠로 결정된다. 곡선 1의 경우 전원 단자에서 신호 발생기의 내부 임피던스는 50 Ω이다. 곡선 2에서 신호 발생기의 내부 임피던스는 **그림 A.5**에서 주어진 것처럼 의사 전원 회로망의 입력 임피던스의 정격값에 따라 변화한다.

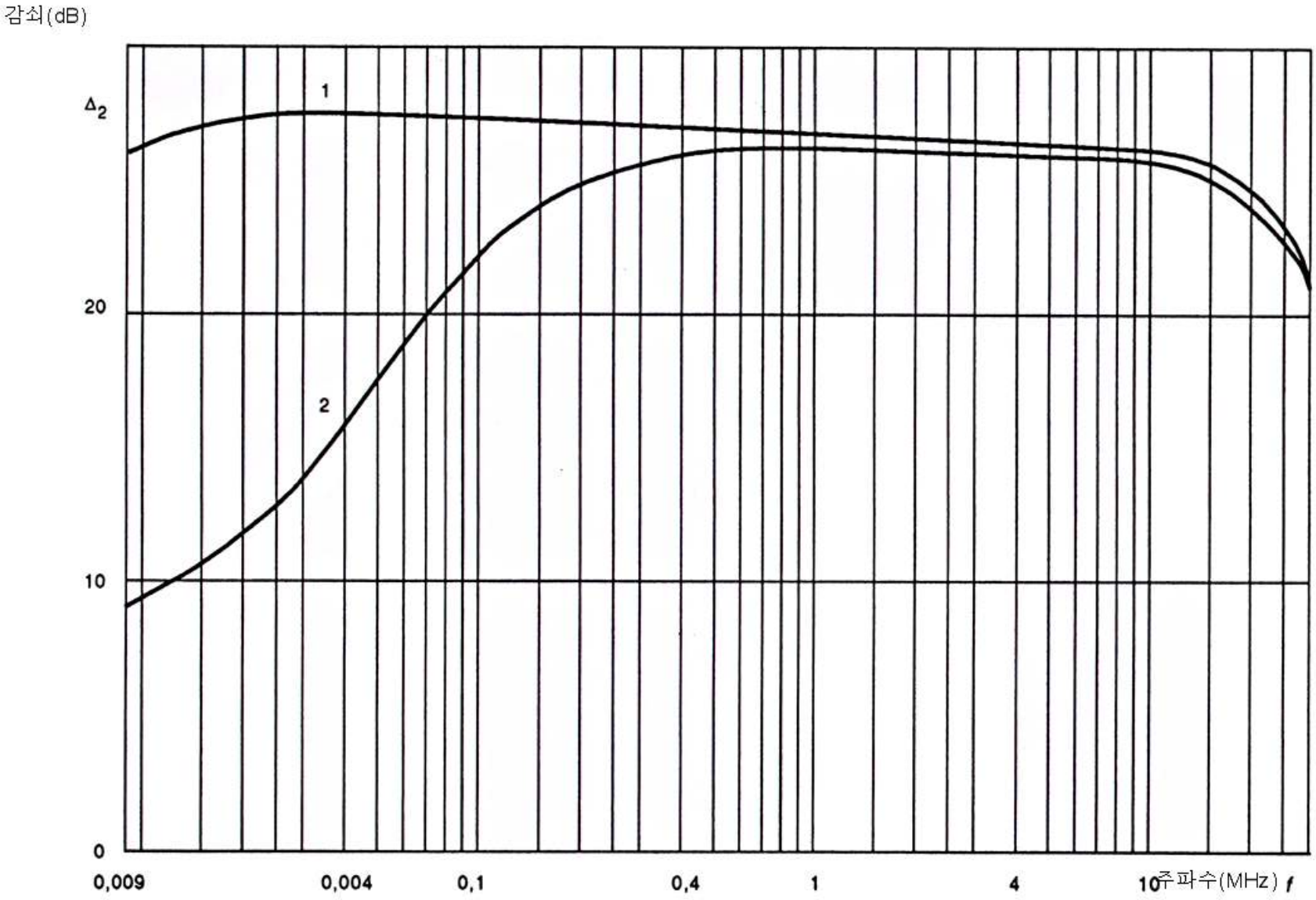


그림 **A.5** – 의사 전원 회로망 필터의 감쇠도

A.8 V형 의사 전원 회로망의 전압 분배율의 측정

전압 분배 인자는 V형 회로망의 **그림 A.6a**와 **그림 A.6b**에 주어진 시험 배치에 따라 결정할 수 있다. 이것은 높은 임피던스(낮은 정전용량)를 가진 프로브 회로망 분석기(probe network analyzer) 또는 신호 발생기와 측정 수신기 또는 RF 전압계를 사용하여 각 내부 접속(즉 수동 또는 자동 개폐 구조)된 각 선로 상에서 측정되어야 한다. RF 단자에 연결되지 않는 시험품 단자의 모든 선로는 50 Ω으로 종단되어야 한다.

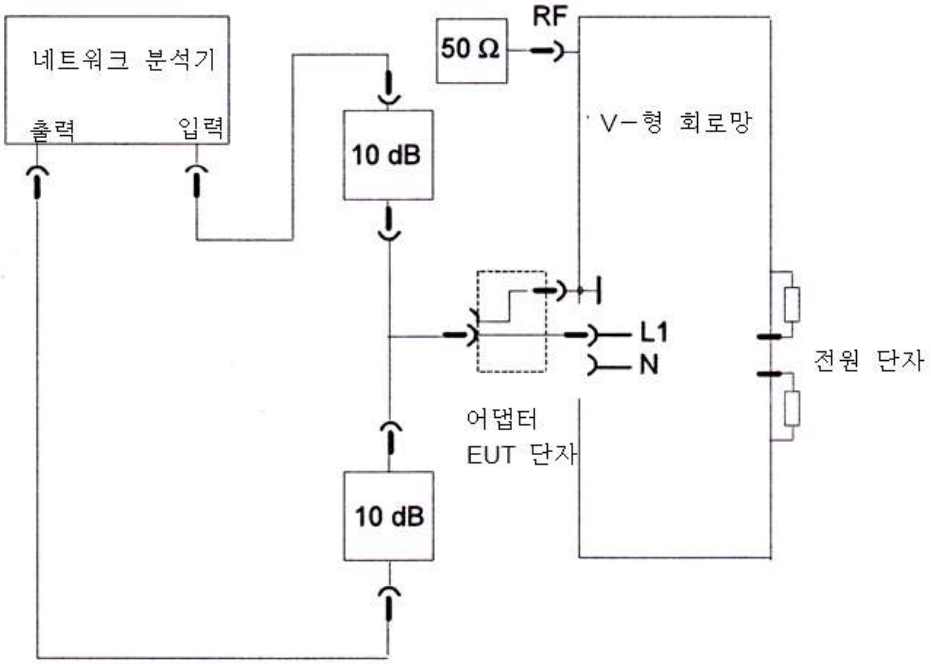


그림 A.6a – 네트워크 분석기의 표준화를 위한 시험 배치

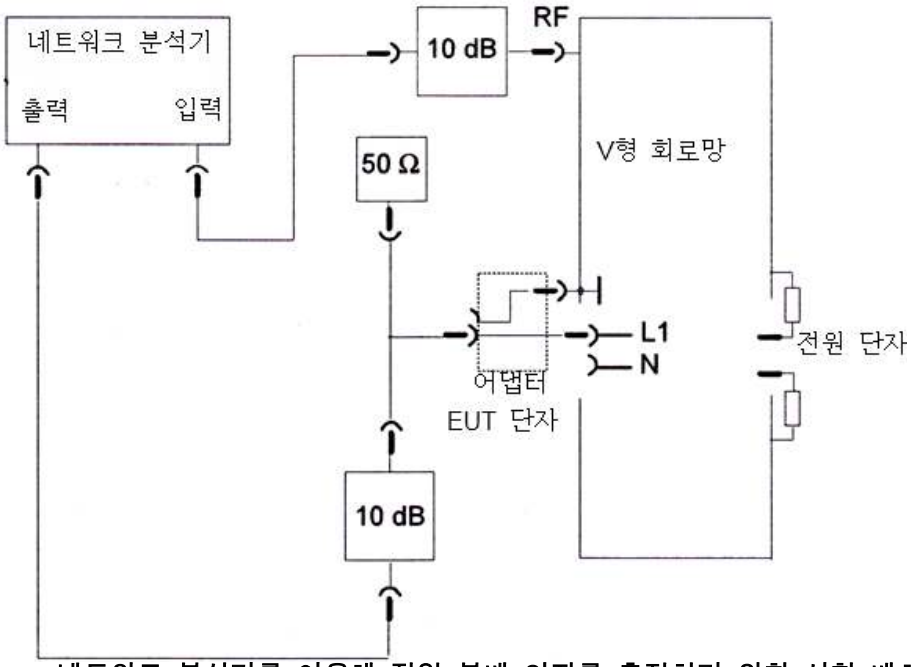


그림 A.6b – 네트워크 분석기를 이용해 전압 분배 인자를 측정하기 위한 시험 배치

시험품 포트는 주파수 의존 입력 임피던스를 나타내므로 회로망 분석기를 시험품 단자에서 측정된 전압 레벨을 이용해 정규화 할 필요가 있다.

높은 임피던스 프로브를 가진 신호 발생기와 RF 전압계를 사용할 경우 시험품과 RF 단자상에서

2개의 연속 측정에 따라 전압 분배 인자를 결정하는 동안에 시험품 단자는 50 Ω 패드(pad)를 거쳐 연결되어야 하고 RF 단자는 50 Ω 부하로 종단되어야 한다.

시험품 단자에서 사용된 어댑터의 구조는 교정을 위해 중요하다. 접속은 낮은 임피던스를 제공해야 하고 T-연결자는 시험품 단자와 접지 단자에 가능한 한 밀접하게 위치해야 한다. 정확한 50 Ω 소스와 정확한 측정을 위한 낮은 임피던스를 제공하기 위해 10 dB 패드가 사용된다.

전원 단자의 각 선로는 섀시에 대해 상대적으로 50 Ω 종단되어야 한다.

150 Ω V형 회로망에 대해 시험품 단자와 측정 수신기 단자 사이의 전압 분배, 즉 150 Ω/50 Ω이 고려되어야 한다.

부속서 B
(참고)

전류 프로브의 구조, 주파수 범위 및 교정
(5 절)

B.1 전류 프로브에 대한 물리적, 전기적 고려 사항

전류 프로브의 물리적 크기는 측정해야 할 케이블의 최대 크기, 케이블에 흐르는 최대 공급 전류, 측정되는 신호 주파수 범위의 함수이다.

전류 프로브는 보통 토로이드의 중앙 통로 안에 위치하여 측정될 도체가 있는 토로이드 모양으로 되어 있다. 현행 요건과 제조자의 규정은 중앙 통로가 지름 2 mm부터 30 cm까지 변할 수 있다는 것을 보여 준다. 2 차 권선은 프로브의 클램프－온(clamp-on) 기능을 쉽게 하기 위한 방식으로 토로이드에 위치되어 있다. 토로이드의 코어와 권선은 정전기 발생을 방지하기 위하여 차폐로 둘러싸여 있다. 차폐는 변환기로서 단락된 권선이 되지 않도록 갭을 갖는다.

방해 측정을 위한 전형적인 전류 프로브는 7~8개의 2차 권선을 갖는다. 권선 수는 최대화된 평탄 주파수 범위와 1 Ω 또는 그 이하의 삽입 임피던스를 보장하기 위한 최적화 권선비로 한다. 100 kHz 미만 주파수에 대해서는 엷은 판으로 된 실리콘 철심이 사용된다. 페라이트 자심은 100~400 kHz에서 사용되고 공심은 평형된 자심 또는 불평형 50 Ω 출력 변환기와 함께 200~1 000 MHz에서 사용된다. **그림 B.1**은 대표적 전류 프로브의 구조를 보여 준다.

전류 프로브는 일반적으로 방해 측정을 위한 검출 장치로 사용된다. 그러므로 방해 전류가 계기에 의해 검출될 수 있는 전압으로 나타나도록 설계한다. 전류 프로브의 감도는 전달 임피던스의 항으로 편리하게 표현된다. 전달 임피던스는 1 차 전류에 대한 2 차 전압(일반적으로 50 Ω 저항성 부하에 걸리는)의 비로 정의된다. 전달 어드미턴스가 종종 대신 사용되기도 한다.

전류 프로브와 방해 신호 수신기의 전체 감도 역시 수신기 감도의 함수이다. 도체에 흐르는 검출 가능한 최소 방해 전류는 전류 프로브 전달 임피던스(Ω)에 대한 수신기 감도(V)의 비이다. 이를테면 1 μV 수신기와 10 Ω의 전달 임피던스를 갖는 전류 프로브가 사용될 때, 측정 가능한 최소 방해 전류는 0.1 μA이다. 하지만 10 μV 수신기와 1 Ω의 전달 임피던스를 갖는 전류 프로브가 사용되었다면 측정 가능한 최소 방해 전류는 10 μA이다. 최대 감도를 얻기 위하여 전달 임피던스는 가능한 한 커야 한다.

전달 임피던스 Z_T는 종종 1 Ω을 0 dB로 하여 표현된다. 이것은 1 μV 또는 1 μA를 0 dB로 표시한 일반적 방해파의 단위로서 편리한 단위이다(Z_T는 20 logZ_T로서 얻을 수 있다).

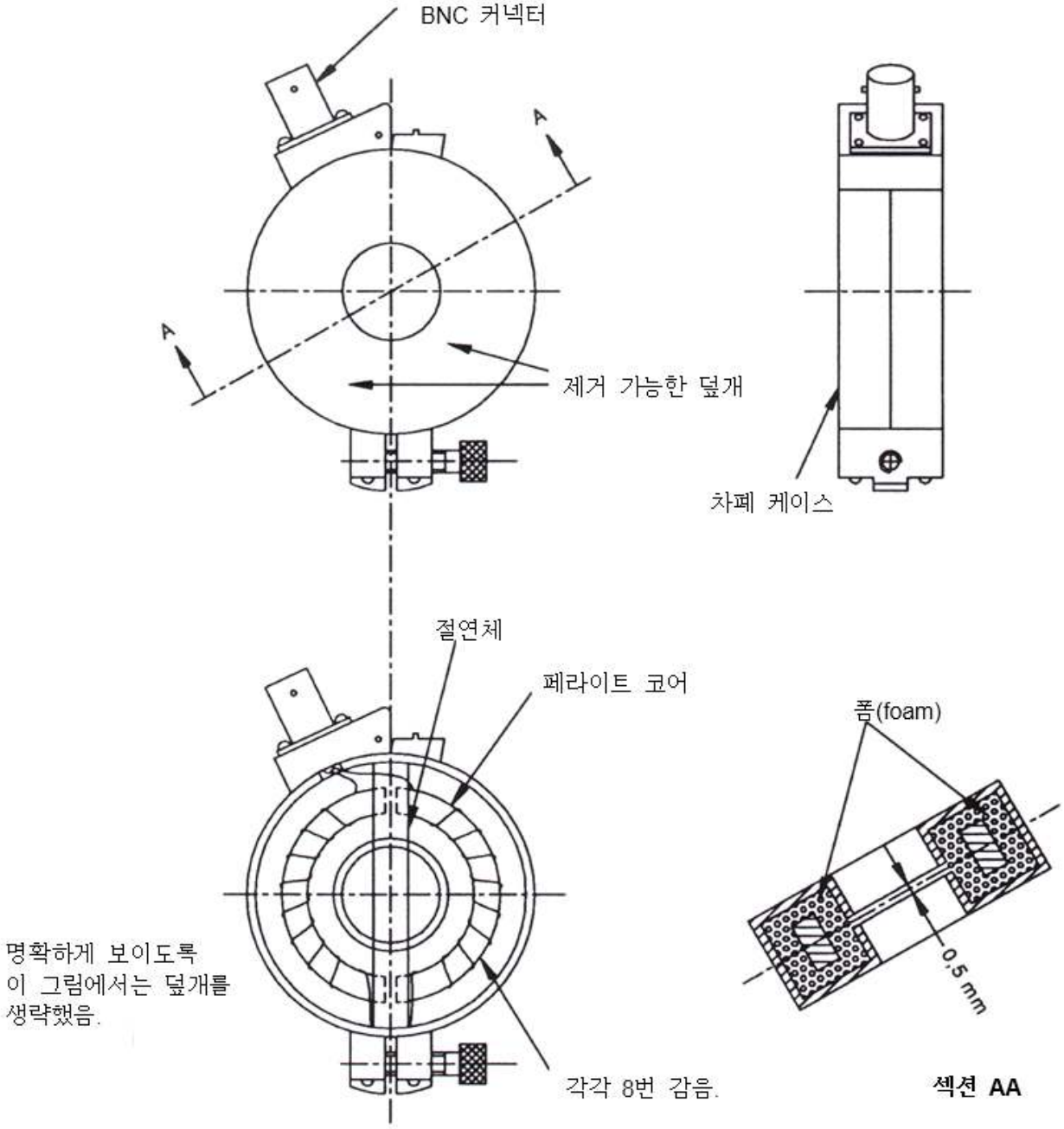


그림 B.1 – 일반적인 전류 프로브의 구조

B.2 전류 프로브의 등가 전기 회로

전류 프로브는 일반적 변환기 이론으로부터 정확한 등가 회로로 표시할 수 있다. 많은 표준 교과서[1]에 나와 있으므로 여기에서 그 회로를 다룰 필요는 없다. 정확한 회로를 가능한 한 간단히 하고 식을 유도하면 전달 임피던스는 다음과 같다.

고주파인 경우 : $$Z_T = \frac{\omega M}{[(\omega L/R_L)^2 + (\omega^2 LC - 1)^2]^{1/2}}$$

중간 주파수인 경우 : $Z_T = MR_L/L, (w^2 LC = 1)$

저주파인 경우 : $$Z_T = \frac{\omega M}{[(\omega L/R_L)^2 + 1]^{1/2}}$$

여기에서,

Z_T 전달 임피던스
M 1 차, 2 차 권선 사이의 상호 인덕턴스
L 2 차 권선의 인덕턴스
R_L 2 차 부하 임피던스(통상 50 Ω)
C 2 차 분포 정전용량
w 각(angular) 주파수(radian/second)

이 식으로부터 다음 결과를 얻는다.

a) 중간 주파수에서 일정한 부하 임피던스에 대한 최대 전달 임피던스는 2 차 인덕턴스에 대한 상호 인덕턴스의 비에 비례한다(R_L은 일정).
b) 고주파 반치 전력점(half power point)은 2 차 분포 정전용량의 리액턴스가 부하 저항과 같을 때 발생한다.

B.3 전류 프로브 측정의 악영향

전류 프로브는 본래 토로이드 변환기므로 2차 임피던스가 1차 임피던스로 환산된다. 8번 감긴 2차 권선과 50 Ω 부하에 대하여 삽입 임피던스는 대략 1 Ω이다. 소스 임피던스와 측정하고자 하는 부하 임피던스가 합성되어 1 Ω 이상이면 전류 프로브는 1차 전류 흐름을 크게 변화시키지 않는다. 하지만 회로의 소스 임피던스와 부하 임피던스의 합이 삽입 임피던스보다 작으면 전류 프로브는 1차 전류를 크게 변화시킨다.

전류 프로브의 응용 예는 직류 300 A 또는 교류 100 A까지 1차 전력 선로에 흐르는 방해 전류를 측정하는 것이다. 전류 프로브는 또한 강한 외부 자기장을 발생시킬 수 있는 장치 근처에서도 사용될 수 있다. 전류 프로브 전달 임피던스는 이러한 전력선의 전류 또는 자속에 의해 변경되지 말아야 한다. 그러므로 자기 회로는 포화되지 않도록 설계되어야 한다. 교류 전력을 공급하는 전류의 주파수는 20 Hz~15 kHz이므로 이 주파수 영역에서 전류 프로브 출력은 관련 수신기의 입력 회로를 손상시킬 수도 있다. 이는 전류 프로브와 수신기 사이에 주파수 제거 필터를 삽입하여 해결할 수 있다. **그림 B.2**는 9 kHz의 차단 주파수를 갖는 고역 통과 필터를 나타낸다.

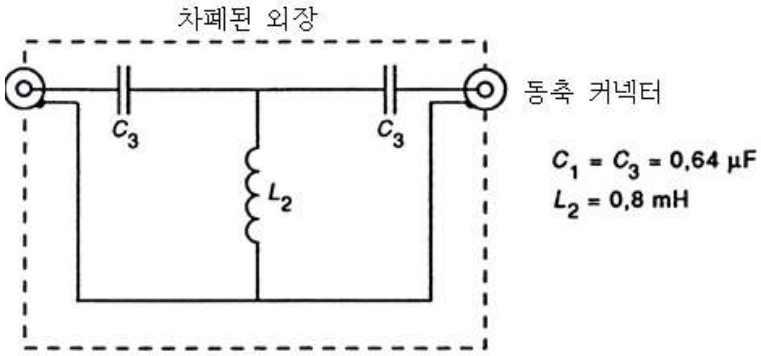


그림 B.2 – 9 kHz의 차단 주파수를 가지는 고역 통과 필터

[1] MIT Staff: Magnetic Circuits and Transformers, John Wiley & Sons, Inc., New York, N.Y., 1947.

B.4 전류 프로브의 주파수 응답 특성

그림 B.3은 a) 100~100 MHz, b) 30~300 MHz, c) 200~1 000 MHz의 통과 대역을 갖는 전류 프로브의 대표적 주파수 응답 특성을 나타낸다.

B.5 차폐 구조를 갖는 전류 프로브

구리와 놋쇠 같은 전류 프로브에 사용되는 차폐 구조를 추가한 전류 프로브는 비대칭(공통 모드) 또는 대칭(차동 모드) 방해 전류를 측정할 때 사용된다. 이 방법은 100 kHz~20 MHz까지 사용할 수 있다. 이 방법은 보완된 RF 전류 프로브에 고역 통과 필터가 내장되어 있는 특징이 있다. 고역 통과 필터를 쓰는 이유는 전류 프로브의 출력에서 전원 주파수 전류를 제거하기 위한 것이다. 이 시험의 배치는 CISPR 16-2-1에 제시한다.

B.5.1 이론적 모델

의사 전원 회로망을 사용하는 전류 시험 장치가 **그림 B.4a**에 나타나 있다.

방해 전류의 성분은 다음과 같다.

I_1 활선 도체에서의 전류
I_2 중성선 도체에서의 전류
I_C 비대칭 전류
I_D 대칭 전류

비고 I_1과 I_2 사이의 위상차는 없다고 가정한다. 이는 1 m 미만의 리드선이나 30 MHz 이하의 주파수 영역에서의 경우이다.

그림 B.4a와 **B.4b**로부터 전류는 다음 관계를 갖는다.

$$I_1 = I_C + I_D$$
$$I_2 = I_C - I_D$$
$$2I_C = I_1 + I_2$$
$$I_D = I_1 - I_2$$

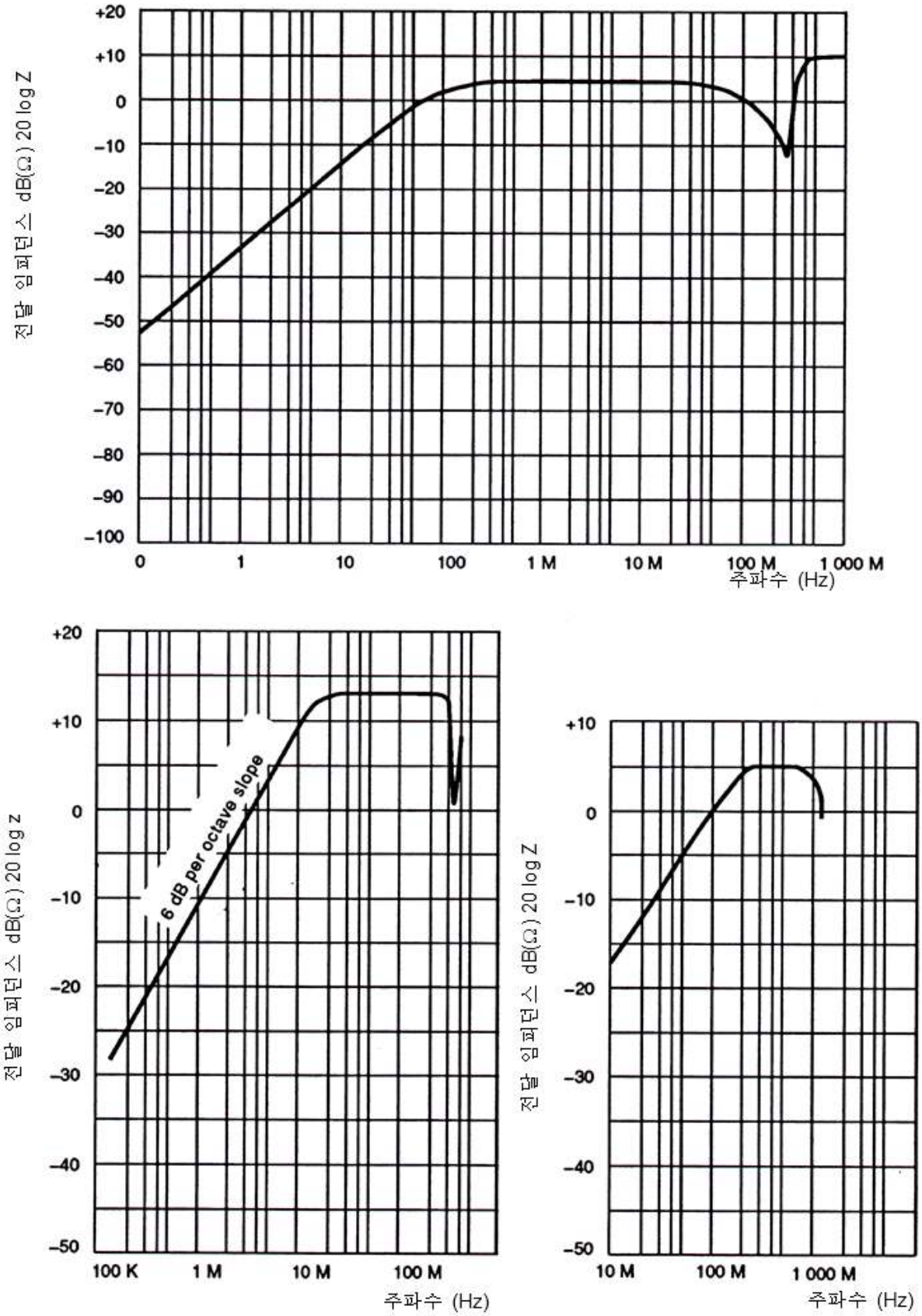


그림 B.3 – 일반적인 전류 프로브 임피던스(부속서 B.4 참조)

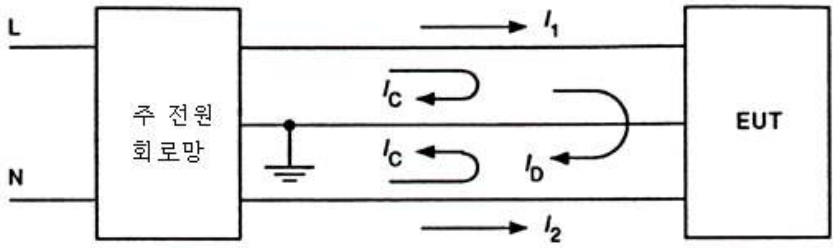


그림 B.4a – 전류에 대한 CISPR 시험 회로

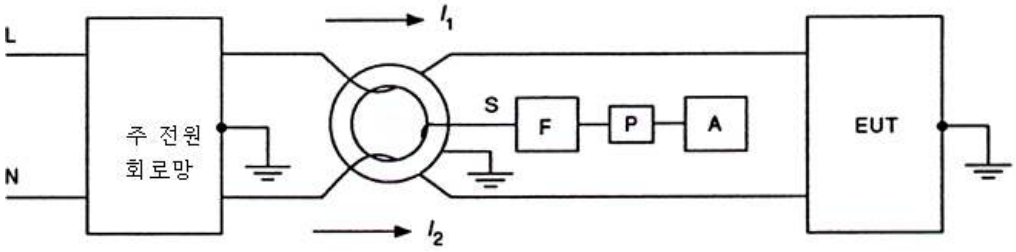


그림 B.4b – 공통(비대칭) 모드와 차동(대칭) 모드 노이즈를 분리하는 시험 회로

전류 프로브는 I_1, I_2의 합이 비대칭 전류 출력이 되도록 도체에 접속한다. 반면에 전류의 차는 대칭 전류에만 관련된 출력을 발생한다. 비대칭 전류의 식에 있는 인자 2로 인하여 비대칭 전류에서는 측정값의 6 dB를 수정해야 한다(**그림 B.4b** 참조).

B.5.2 차폐 구조 구성

부가적으로 필요한 차폐가 **그림 B.5**에 제시되어 있다. 그림에 제시된 치수는 지름 51 mm의 중심 코어를 갖고 있는 전류 프로브에 대한 것이다. 다른 크기의 전류 프로브에 대해서는 그 치수에 맞게 적당한 배율로 조정하면 된다. 단위 :

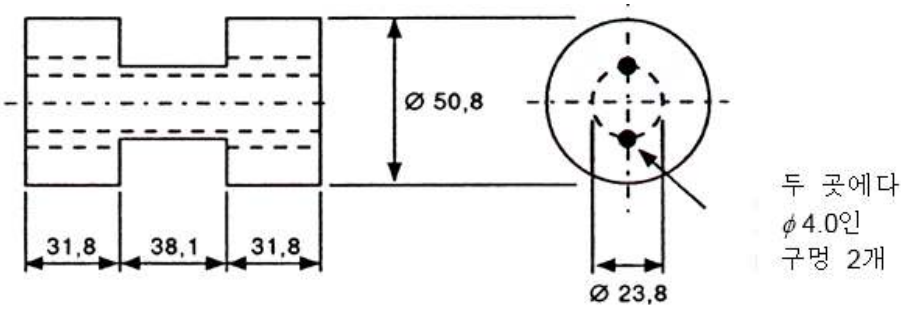


그림 B.5 – 전류 변환기를 이용한 차폐 구조
(재질은 높은 전도성이 있어야 함. 예: 구리 또는 청동)

이 구조는 출력이 한쪽 끝에서 접지되어 있을 때, 전류 프로브에서 차폐되지 않은 도체와 외부 결합으로 인한 추가 차폐의 위치를 결정한다. 도선은 0.75 mm^2의 넓이로 절연하고 가닥으로 꼬아 놓아 구멍을 가로지르게 하여 주 전원 공급망으로부터 차폐된 리드선의 입력 단자에 맞춘다. 차폐의 중심선은 슬롯에 꽉 고정시키고 집합체를 닫았을 때 전류 프로브와 맞추기 위해 절연 테이프로 만든다.

차폐 시 리드선의 면은 도선 길이의 반이 되는 지점에 수직으로 놓는다. **그림 B.5**에서 제시된 차폐 구조는 덮개를 씌울 때에 단락되지 않도록 하기 위해 전류 프로브 케이스로부터 절연시킨다.

B.5.3 고역 통과 필터

필요 시에 고역 통과 필터를 전류 프로브와 측정 수신기 사이에 삽입한다. 이 필터는 측정 수신기의 일부가 된다 (**그림 B.2**와 **B.4b** 참조).

B.6 전류 프로브의 교정

전류 프로브의 교정은 각 동축 어댑터의 반으로 구성된 지그(jig)로 구성시킨다. 전류 프로브를 적절하게 만든다면 교정은 전류 프로브를 싸는 외부 도체와 프로브 개구면을 통과하는 내부 도체로 이루어진 동축 케이블로 구성한다(**그림 B.8** 참조).

등가 교정 회로는 **그림 B.6**에 나타나 있다. 동축 케이블을 제대로 정합한다면 내부 도체를 통과하는 전류 IP는 선로의 전압 V_1을 측정하여 계산한다. 지그의 설계시에 이상적인 동축 케이블을 구성하기 위해서는 본체 즉 프로브의 차폐가 금속인 점을 고려해야 한다. 전류 프로브의 전압 출력이 V_2라면 전달 어드미턴스는 다음 식으로 구한다.

$$k = V_1 - V_2 - 34$$

여기에서,

k dB(s)로 나타나는 전달 어드미턴스
V_1 dB(mV)로 나타나는 RF 전압
V_2 dB(mV)로 나타나는 프로브의 출력 전압

인자 34는 50 Ω의 부하 임피던스이다.

전달 어드미턴스 k는 전류 I_P를 계산하기 위해서 사용한다.

$$I_P = V_p + k$$

여기에서,

I_P : dB(mA)
V_P : dB(mV)
k : dB(s)

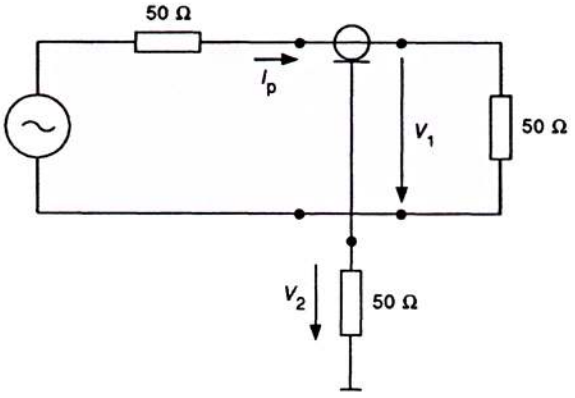


그림 B.6 – 동축 어댑터와 전류 프로브를 가지는 회로의 개략도 전류 프로브 인자 k 측정

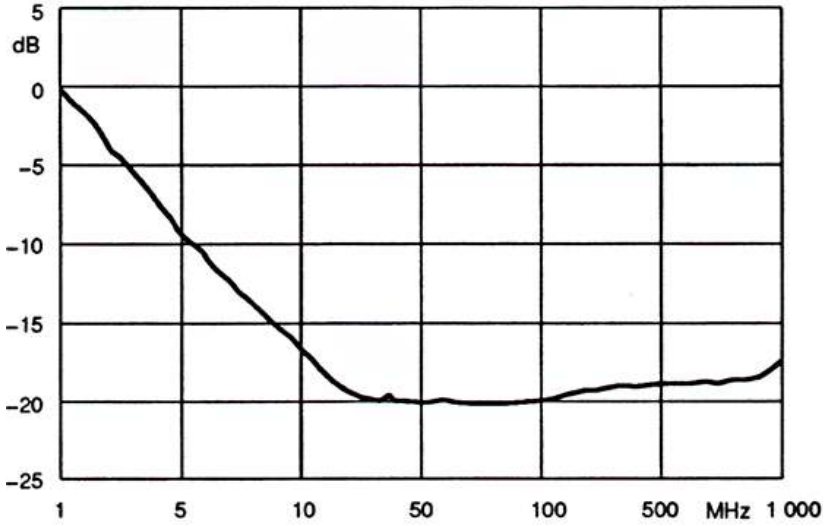


그림 B.6 – 동축 어댑터와 전류 프로브를 가지는 회로의 개략도 전류 프로브 인자 k 측정

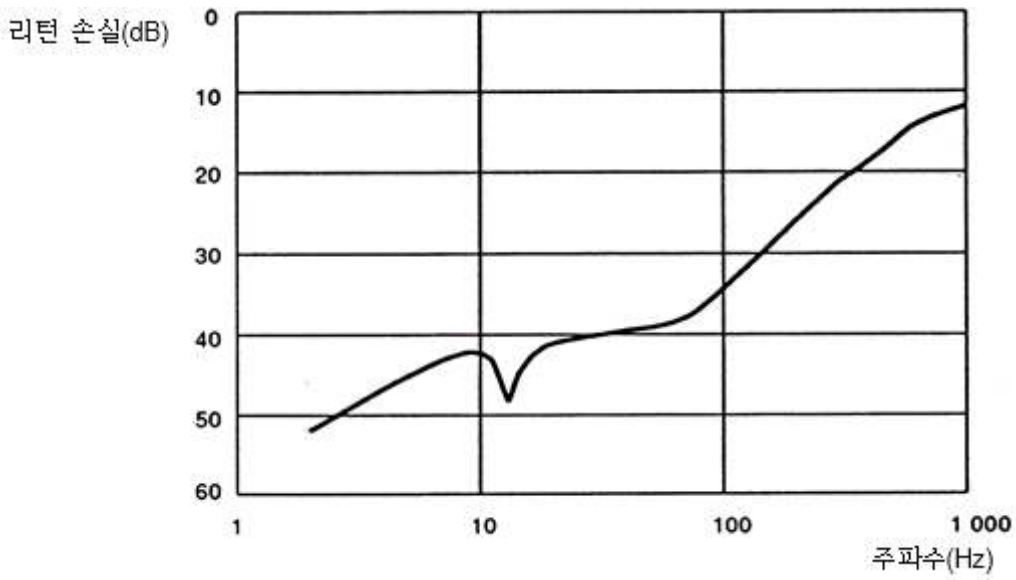


그림 B.8a – 리턴 손실

50 Ω 및 전류 프로브 내부와 종단된 동축 어댑터의 반사 손실 또는 이 전류 프로브는 50 Ω으로 종단되어 있다.

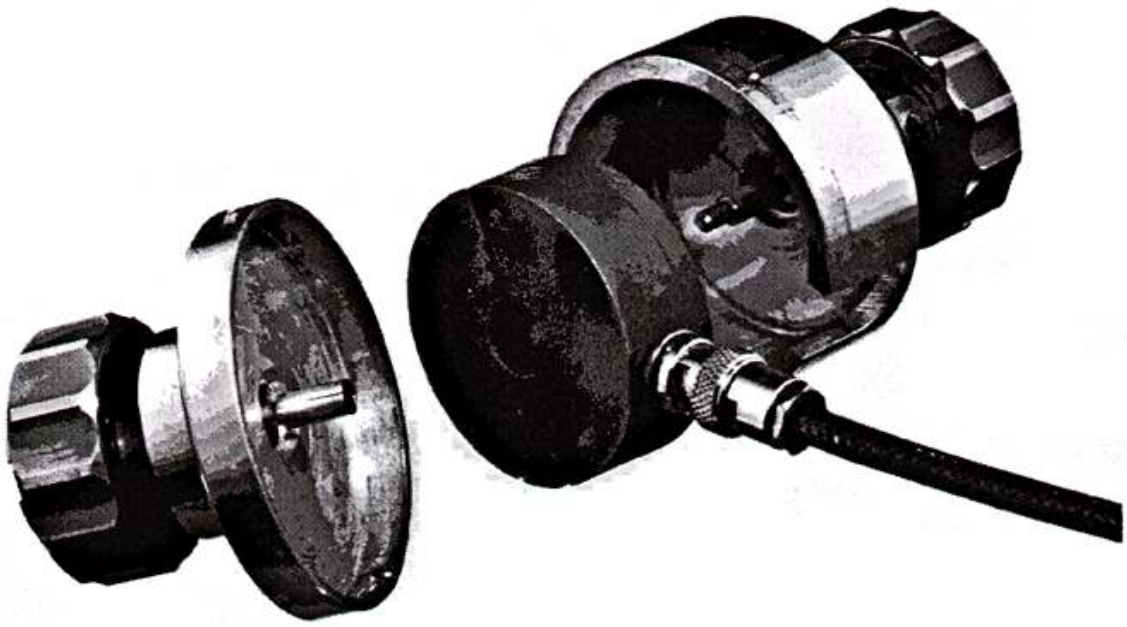


그림 B.8b – 2 개의 동축 어댑터 사이의 전류 프로브

부속서 C
(참고)

0.15 ~30 MHz 주파수 범위의 전류 주입을 위한 결합장치의 구조
(6 절)

C.1 동축 안테나 입력용 A형 결합 장치

인덕턴스값이 280 μH라는 것을 제외하면 회로도와 구성은 **그림 C.1**의 A형 장치와 비슷하다.

280 μH 인덕터의 구성

코어: 2 개의 페라이트 링, 재료 4C6 또는 동등한 재료, 즉 외부 지름 36 mm, 내부 지름 23 mm, 30 mm 두께의 링을 함께 넣는다.

권선: 완전히 차폐된 소형 동축 케이블, 예를 들면 UT-34 (외부 지름 1.5 mm의 외부 절연 플라스틱으로 절연된 와이어 지름이 0.9 mm)를 28번 감음.

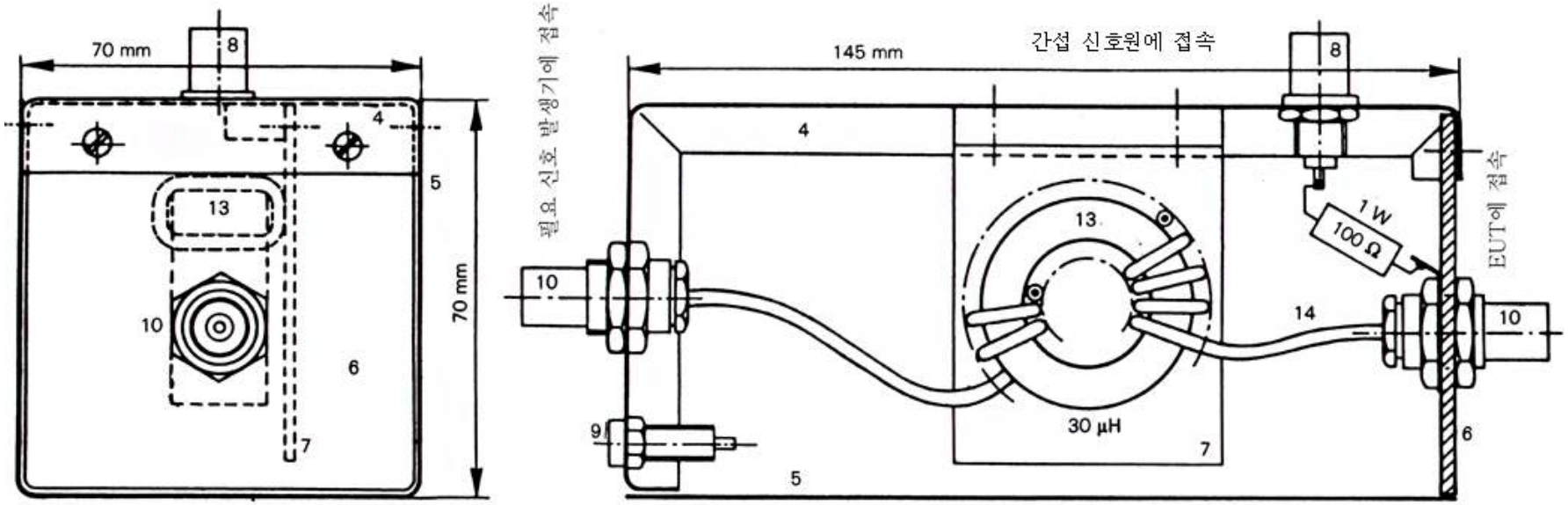
C.2 전원선을 위한 M형 결합 장치

두 인덕터가 각각 560 μH이고 C_1 = 0.1 μF, C_2 = 0.47 μF이라는 것을 제외하면 회로도와 구성은 **그림** C.2의 M형 장치와 유사하다.

560 μH 인덕터의 구성

코어: 2 개의 페라이트 링, 재료 4C6 또는 동등한 재료, 외부 지름 36 mm, 내부 지름 23 mm, 30 mm 두께의 링을 함께 넣는다.

권선: 외부 지름 1.5 mm인 절연 구리 도선을 40번 감음.



4-5는 금속 외장 케이스 145 mm×70 mm×70 mm
(5는 접지면 P1 위에 놓는다.)
6은 전면 판이다.(절연 물질)
7은 초크 지지판이다.(절연 물질)
8은 동축 커넥터이다. BNC, 50Ω
9는 접지 잭이다.
10은 동축 커넥터이다. BNC
13은 동축선으로 14번 감긴 ϕ 36 mm, 15 mm의 페라이트 링이다.
타입은 4C6
14는 동축 커넥터이며 바깥지름은 ϕ 2.4 mm이다.

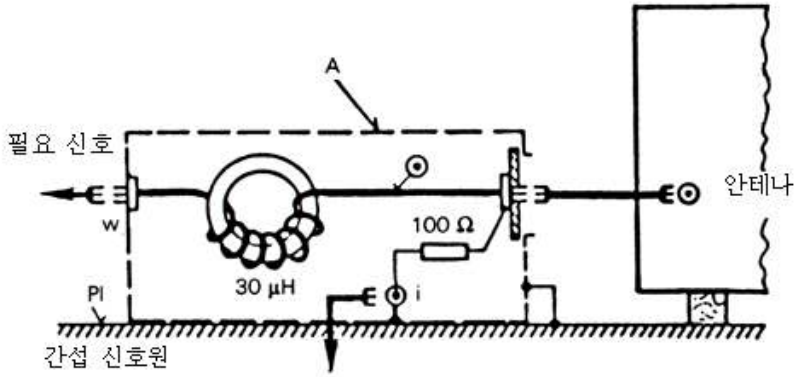
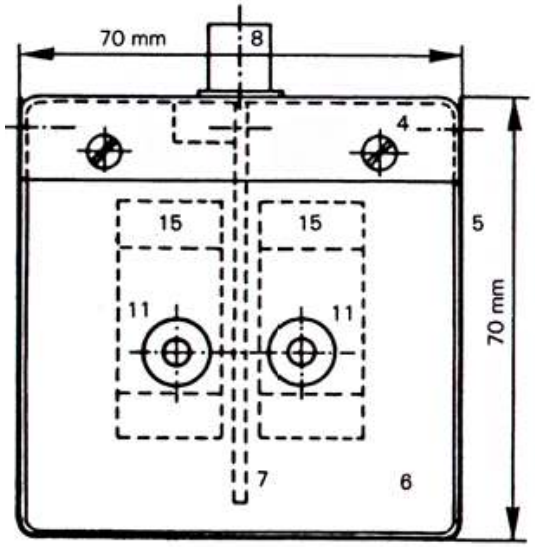
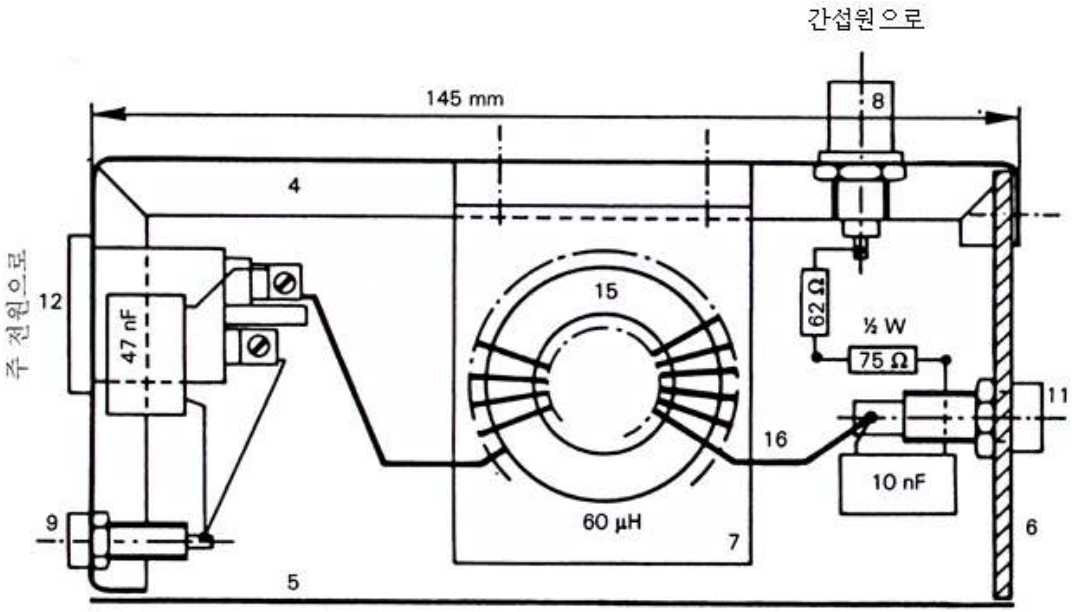


그림 C.1 – 동축 입력에 대한 결합 유닛 형태 A의 예
(부속서 C.1, D.2 참고)





부품 4~9: A형 유닛 참조

11 EUT에 대한 주 전원 소켓
(2개의 절연된 바나나 잭)

12 주 전원 플러그(2P+접지)

15 각기 20번 감긴 ϕ 36 mm×23 mm×15 mm인
4C6형의 2개의 페라이트 링

16 바깥지름이 0.8mm인 절연된 ϕ 0.8 mm 구리선

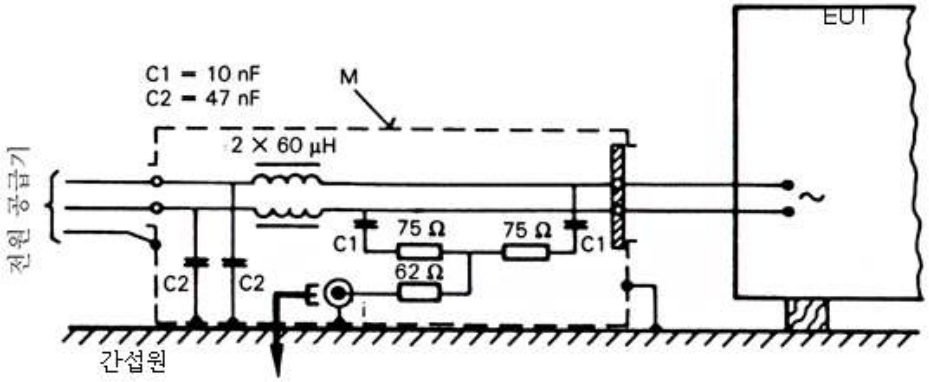


그림 C.2 – 주 리드선에 대한 결합 유닛 형태 M의 예
(부속서 C.2 및 D.2)

C.3 확성기 리드선을 위한 L형 결합 장치

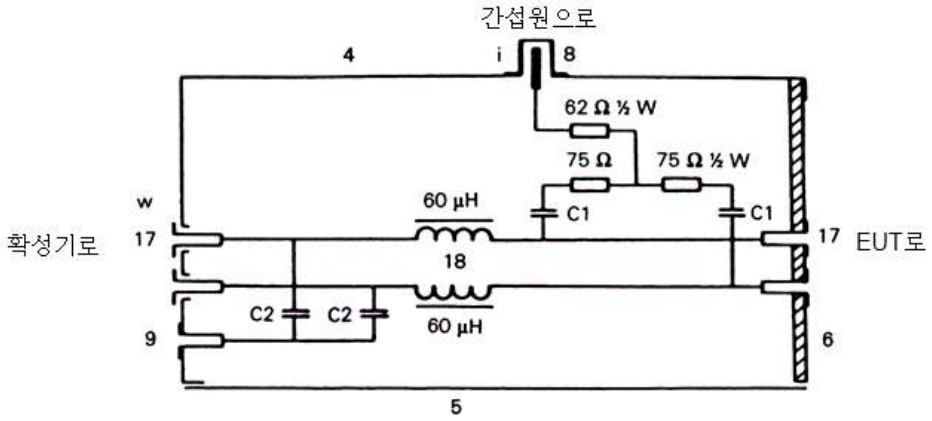
회로도와 구성은 2개의 분리된 인덕턴스값으로 560 μH이다. **그림 C.3**에서 보이는 L형과 유사하며 C_1 = 0.1 μF이고 C_2 = 0.47 μF이다.

560 μH 초크의 구성

코어: 하나의 페라이트 링, 재료 4C6 또는 동등한 재료, 바깥지름 36 mm, 안지름 23 mm, 15 mm 두께의 링을 함께 넣는다.
권선: 지름 0.4 mm인 절연 구리 도선을 56 번 감음.

비고 자성 페라이트 유형 4C6의 특성

상대 초기 유전율	μ_I = 120
손실 인자	2 MHz에서 $\tan\delta/\mu_I$ < 40, 10 MHz에서 $\tan\delta/\mu_I$ < 100
저항	ρ = 10 kΩm



4-5-6-8-9 부분: A형 장치(unit) 참조
17 절연된 바나나(banana) 잭
18 각각 60 μH인 2개의 인덕턴스

각 인덕턴스에 대하여
코어: 하나의 페라이트 링, 4C6 형,
Φ 36 mm×Φ 23 mm×15 mm
권선: 절연된 구리선 권선 수 20
바깥지름 2.8 mm
인덕턴스의 탑재: M형 장치 참조

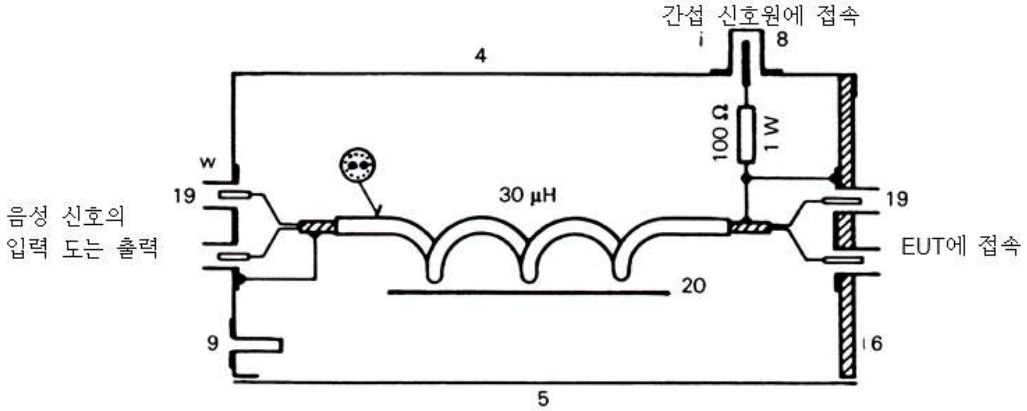
C1 = 10 nF
C2 = 47 nF

그림 C.3 – 스피커선을 위한 결합 L형 장치의 예
(D.2 참조)

C.4 음성 주파수 신호를 위한 Sw형 결합 장치

회로도와 구성은 C.1에서의 인덕턴스값이 280 μH인 경우를 제외하고는 **그림** C.4에서 보이는 Sw형과 유사하다. 차폐 케이블은 음성 주파수용일 수 있으나 지름은 2.1 mm보다 더 크지 않아야 한다.

비고 시험하는 장비의 두 스테레오 신호 케이블이 함께 연결되면 C.1에 서술된 A형 결합 장치는 이러한 목적을 위해 사용될 수 있다.



4-5-6-8-9 부분: A형 장치 참조

19 Cinch 또는 DIN 소켓

20 30 μH 인덕턴스

코어: 하나의 페라이트 링, 4C6 형태,
Φ 36 mm×Φ 23 mm×15 mm

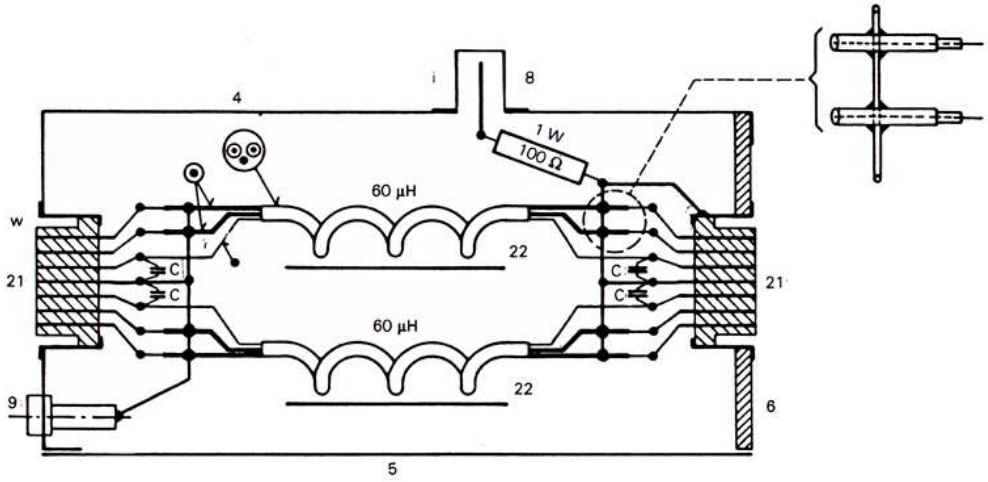
권선: 차폐되어 꼬인 쌍으로 된 권선 수 14 :
케이블 절연의 바깥지름 2.8 mm

인덕턴스의 탑재: A형 장치 참조

그림 C.4 – 음성 신호에 대한 Sw형의 결합 장치의 예
(D.2 참조)

C.5 음성, 화상, 제어 신호를 위한 Sw형 결합 장치

회로도와 구성은 C.2에서의 두 인덕턴스값이 560 μH인 경우를 제외하고는 **그림 C.5**에서 보이는 Sw형과 유사하다. 3개의 도선을 가진 케이블은 1.5 mm보다 크지 않은 바깥지름을 갖는다. 이는 2개의 UT－20형 (0.6 mm 지름) 마이크로 동축 케이블과 절연체가 도포된 지름 0.3 mm의 구리선을 사용한다.



4-5-6-8-9 부분: A형 장치 참조

21 다중 핀 커넥터 (예를 들어, 7핀 DIN-소켓)

22 각각이 60 μH인 2 개의 인덕턴스. 각 인덕턴스는

코어:	하나의 페라이트 링, 4C6 형태, Φ 36 mm×Φ 23 mm×15 mm
권선:	3 개의 리드선을 가진 케이블의 권선 수 20 :
케이블:	2 개의 마이크로 동축 케이블, UT-34, 외부 Φ 0.9 mm + 하나의 구리 배선, Φ 0.4 mm, 바니시 절연
외부 절연:	튜브 외부 Φ 2.4 mm
인덕턴스의 탑재:	M 형 장치 참조

C = 1 nF (또는 그 이상, 만일 신호원에 의해 받아들여질 수 있는 경우)

그림 C.5 – 음성, 화상, 제어 신호에 대한 Sw형의 결합 장치의 예 (D.2 참조)

부속서 D
(참고)

전도전류 내성 측정을 위한 결합장치의 예와 동작원리
(6 절)

D.1 동작 원리

동작 원리는 **그림 D.1**에 있다. 인덕턴스 L은 주입된 방해 전류에 대해 높은 임피던스를 나타낸다. 필터 L/C_2는 시험 기기를 분리시킨다(원하는 신호 발생기 또는 보조 장비). C_1과 C_2는 교류/직류 조건이 허락한다면 단락 회로로 대치될 수 있다. 50 Ω 내부 저항을 가진 발생기로부터 전달된 방해 신호는 100 Ω 저항 R_1과 리드선 또는 동축 케이블의 차폐 위에 차단 커패시터 C_1(필요하다면)을 경유하여 주입된다.

D.2 장치 유형과 그 구성

다음 결합 유형이 사용된다.

A형: RF 동축 장치는 RF 주파수 범위에서 원하는 신호를 운반하는 동축 리드선을 위해 사용된다. 그 구성은 **그림 C.1**에 상세하게 나와 있다. 100 Ω 저항(50 Ω 간섭 신호원으로부터의 150 Ω 전원 임피던스를 구성하는)은 장비에서 동축 출력 커넥터의 차폐 부분에 연결된다.

M형: 이들은 전원선에서 사용된다. 그 구성은 **그림 C.2**에 나와 있다. 방해 전류의 삽입은 비대칭적으로 양 리드선에 등가 저항 100 Ω을 통하여 이루어진다. 이 장치는 델타형 의사 전원 회로망과 유사하고 시험 장비의 단자에서 보았을때 150 Ω의 대칭 및 비대칭 등가 저항 임피던스를 나타낸다.

L형: 이는 확성기 리드선에 사용된다. 그 구성은 **그림 C.3**에 자세하게 나온다. 방해 전원의 임피던스는 M형 장치와 같이 배열된다.

Sr형과 Sw형: 이는 음성, 화상, 기타 보조선에 사용된다. 이들은 다중 핀 유닛으로서 다음과 같이 다양한 핀 개수와 다향한 커넥터 배치에 적합해야 한다.

Sw형: 이들은 음성, 화상, 제어 또는 기타 신호에 대해 통과하는 경로를 제공하며 이 경우 방해 신호가 확실하게 시험품에 향하도록 필터링이 요구된다. 상세한 구성은 **그림 C.4**에 나오며 이는 토로이드에 감겨진 차폐된 두 선의 음성 신호에 제공된 간단한 필터링을 나타낸다. 다중 리드선 케이블의 경우 구성상의 이유로 **그림 C.5**의 토로이드에 감기 전에 케이블의 리드선을 분리할 필요가 있다. 두 경우에 대해 방해 전류는 차폐막의 100 Ω 저항과 다른(차폐되지 않은) 리드선에 연결된 커패시터를 통과 경유하여 주입된다.

Sr형: 이는 신호 경로에 대한 요건이 없는 경우에 대해 필요하다. 케이블의 모든 선로는 정합된 부하 저항으로 종단된다. 상세한 구성은 **그림 D.2**에 나와 있다. 방해 전류는 스크린(접지) 위의 커넥터의 접지 핀과 부하 저항(R_1에서 R_n까지)이 100 Ω 저항을 경유하여 연결된다. 정확한 부하 저항으로 종단된 **그림 C.4**와 **C.5**에서 제시된 형태의 결합 장치는 이러한 목적을 위해 사용될 수 있다는 것에 유의해야 한다.

방해 발생기의 소스 임피던스가 50 Ω이 아니면 직렬 저항의 값은 요구된 150 Ω 임피던스를 구성하도록 조정된다.

그림 C.1~D.2의 RF 초크 코일은 30 μH 또는 병렬로 2 × 60 μH의 인덕턴스 값을 갖고 1.5~150 MHz의 주파수 범위에서 충분하다. 0.15~30 MHz의 주파수 범위를 위해서는 인덕턴스값이 280 μH 또는 병렬로 2 × 560 μH로 된다. **부속서 M**은 그의 구성을 보여 준다.

장치의 출력 단자에 대한 기생 정전용량을 가능한 한 작게 유지하도록 하기 위해 조심스럽게 배치해야 한다. 장치의 금속 케이스는 커다란 구리 부분과 도장되지 않은 케이스 부분을 사용하여 접지면에 주의하여 연결해야 한다.

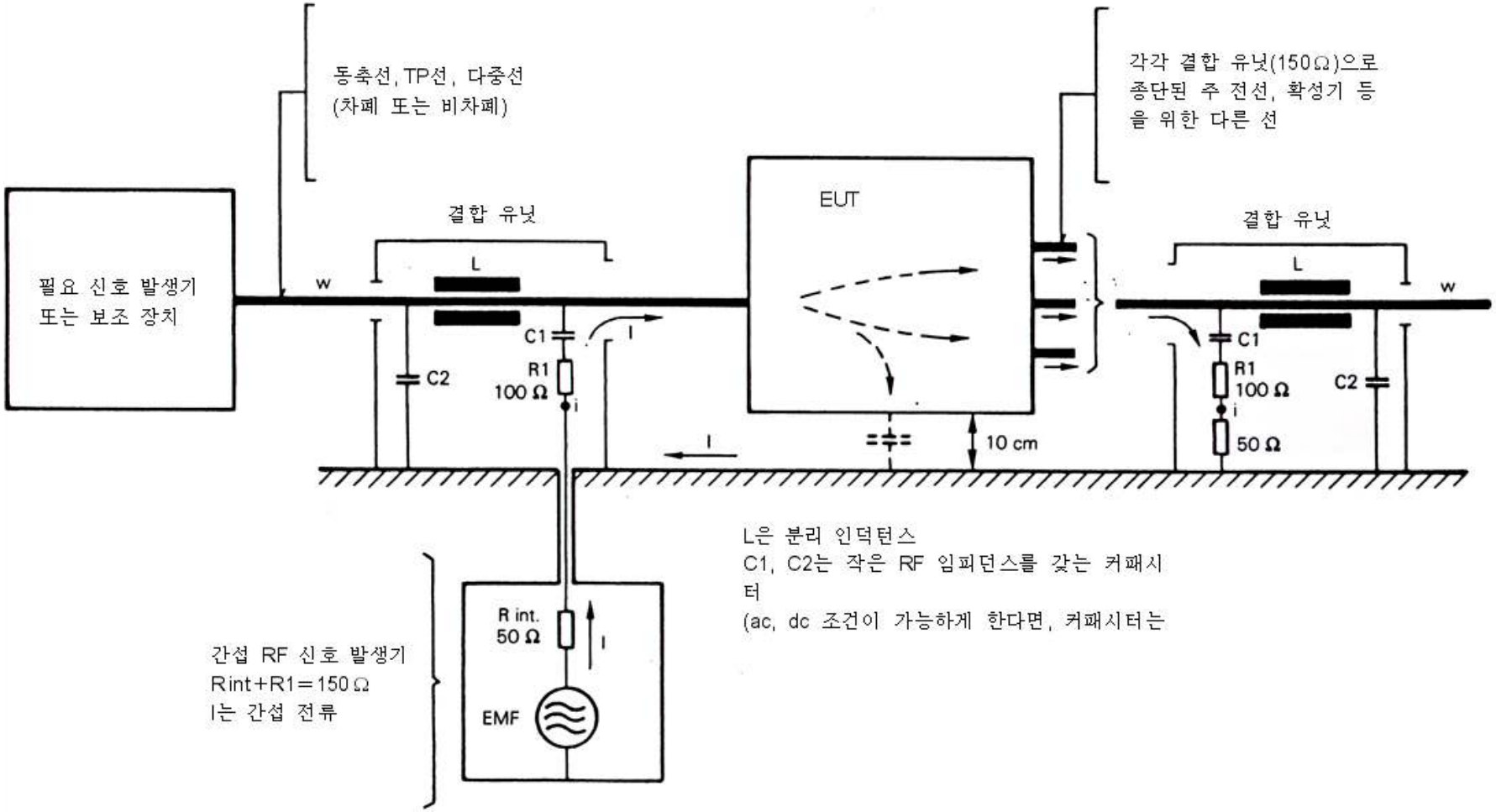
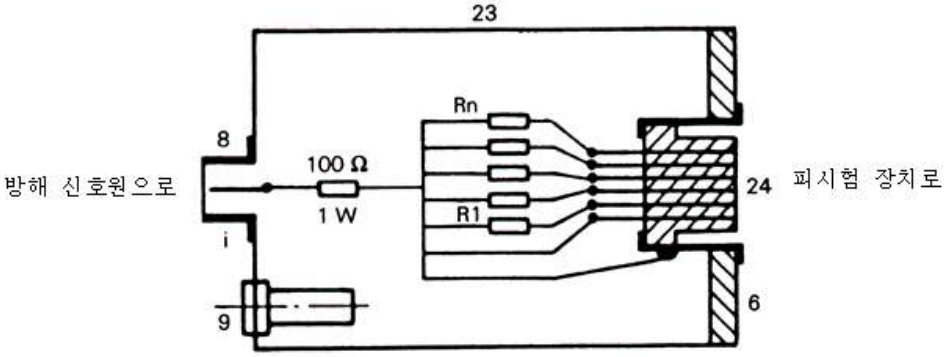


그림 D.1 — 전류 삽입 방법의 일반적 원리 (부속서 D.1 참고)



6-8-9: A형 장치 참조
23 100 mm×55 mm×55 mm의 금속 케이스
24 다중 핀 커넥터 또는 DIN 소켓
R1~Rn 정합된 부하 저항

예: 오디오 기기에 대한 결합 장치 Sr

Phonograph 자석식: 2×2.2 kΩ
수정 발진식: 2×470 kΩ

마이크로폰: 2×600 Ω
튜너: 2×47 kΩ
테이프 리코더: 4×47 kΩ
오디오 입/출력: 4×47 kΩ

그림 D.2 – 부하 저항을 가진 Sr형의 결합 장치 (D.2 참조)

부속서 E
(규정)

비대칭 의사 회로망(AAN)의 매개 변수 측정과 예

E.1 AAN의 실례: T-회로망

그림 E.1은 AAN의 실례로 시험품의 신호 포트 내 도체 쌍에 연결되어 있는 단자 a_1, b_1과 기준 접지 또는 가능한 경우 안전 접지나 시험품의 다른 접지 커넥터에 연결된 RG가 장착된 T-회로망을 보여 준다.

시험품이 올바르게 작동하기 위해 필요한 대칭 신호가 단자 a_2와 b_2에 연결되어 있다. 이중 초크 L_1은 장해를 일으키는 비대칭 소자의 각각 측정이 가능하다. 두 권선은 높은 임피던스 때문에 대칭 전류가 흐르지 못하도록 설계되었다. 반면 비대칭 전류(R_M에 흐르는)의 경우에는 임피던스가 매우 작다.

150 Ω의 비대칭 방해 전압을 가지는 회로망의 종단 임피던스는 비대칭 전류와 병렬인 R_T(50 Ω)와 직렬로 연결된 R_M(50 Ω)에 의해 결정된다. 저항 R_M은 대개 측정 수신기의 입력 임피던스이다. 이 경우 측정계에 표시되는 값은 일반적으로 시험품 종단에서의 실제적인 비대칭 값보다 9.5 dB 낮다. 커패시터 C_T는 회로망에서 저항의 손상이나 포화에 의한 L_1의 특성에 영향이 DC 전류를 차단한다.

일반적으로 AAN은 시험품과 관련된 장비 사이에 놓인다.

E.1 비대칭 의사 회로망(AAN)의 매개 변수 측정

7.1의 요건을 따르기 위한 결정에서 명시된 매개 변수의 측정 절차로 다음 방법이 쓰인다.

a) **종단 임피던스**

서로 연결되어 있는 종단 a_1과 b_1 사이에 있는 이 임피던스와 종단 RG는 접지 종단 RG에 대해 개방 회로와 단락 회로를 번갈아 구성해 주면서 종단 a_2, b_2와 함께 검사해야 한다 (**그림 E.2 참조**).

b) **종변환 손실** (Longitudinal Conversion Loss)

Y 회로망의 이 손실은 **그림 E.3c**에 따라 측정된다. LCL 프로브에 출력 신호가 들어가는 회로망 분석기(NWA)는 AAN에 요구되는 LCL보다 최소한 10 dB 높은 잔여 종변환 손실을 가지고 있어야 한다. LCL 프로브의 검증을 위해서는 **그림 E.3a**를 참조하고, 교정을 위해서는 **그림 E.3b**를 참조한다.

c) **감결합 감쇠**

감결합 감쇠는 **그림 E.4**에 따라 측정한다.

d) **대칭 회로의 삽입 손실**

대칭 회로의 삽입 손실은 **그림 E.5**에 따라 측정한다.

2개의 LCL 프로브는 Y 회로망의 삽입 손실 테스트를 위해 벌룬으로 사용 가능하다. 두 동일한 벌룬은 자체 삽입 손실을 결정하기 위해 직렬로 연결한다. 벌룬은 0.15~30 MHz에서 1 dB 이하로 삽입 손실을 갖도록 설계한다.

e) **비대칭 회로의 전압 분배율 (Y 회로망의 교정)**

비대칭 회로의 전압 분배율은 **그림 E.6**에 따라 측정한다.

f) **대칭 부하 임피던스와 전송 대역폭**

이 계수는 시스템에 의해 정의한다. Y 회로망은 전송 대역폭에 대해 일정한 임피던스로

최적화한다. 전송 대역폭은 **그림 E.5**의 테스트 설정에 따라 일정한 대칭 부하 임피던스로 측정한다.

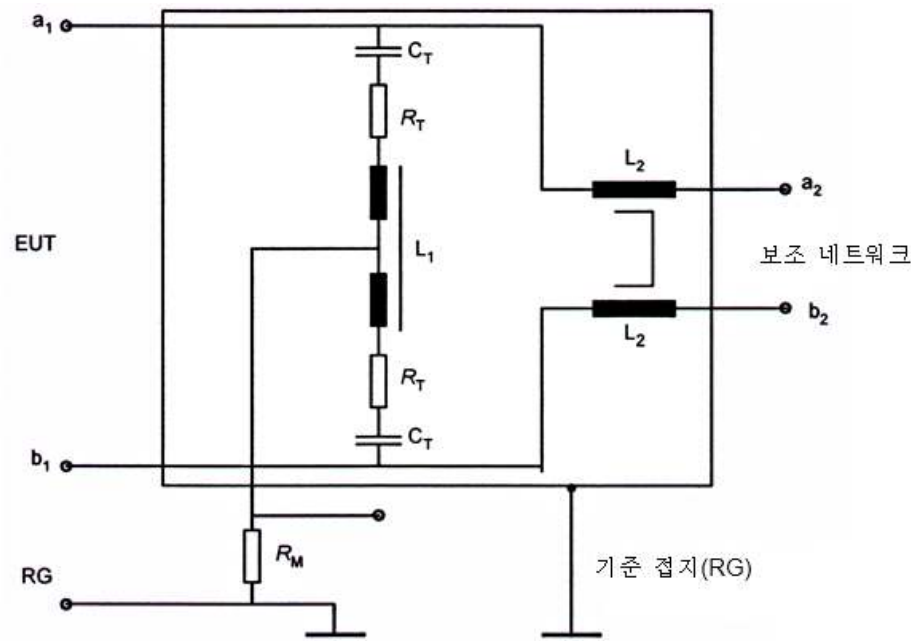
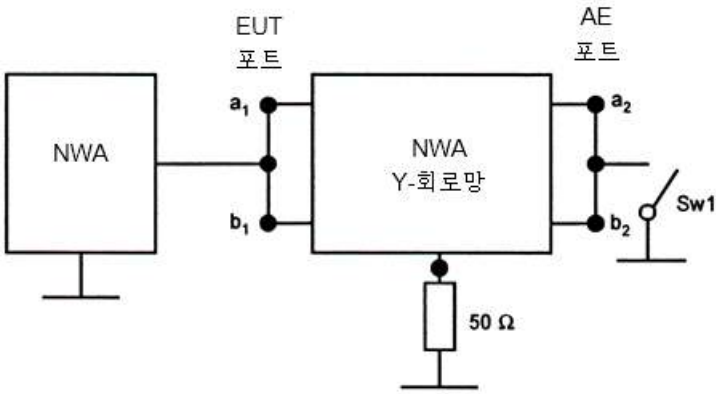
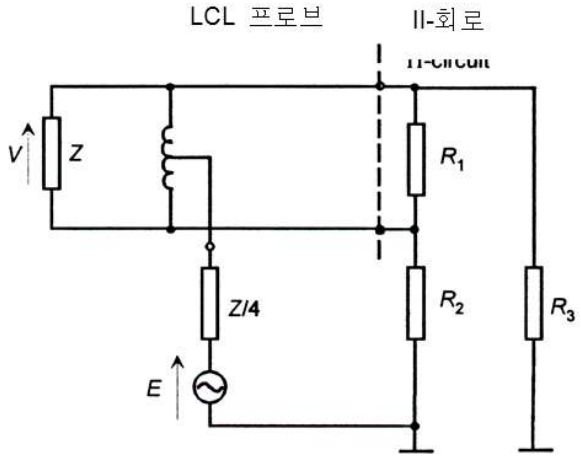


그림 E.1 – T-회로망의 예



비고 AAN이 고차(즉, 한 쌍 이상의 케이블)로 구성될 경우, 시험품 port의 모든 전선은 AE port에 각각 연결되어 있다.

그림 E.2 – 종단 임피던스 측정을 위한 배치도



비고 AAN의 명시된 대칭 임피던스 $Z\left(=\frac{R_1\cdot(R_2+R_3)}{R_1+R_2+R_3}\right)$ 와 150 Ω 비대칭 임피던스를 포함한 R_1 · R2와 R3(R2+R3)으로 구성된 LCL p 회로로 끝났을 때, 프로브는 20 dB 잔여 LCL을 이상적으로 보여야 하며 또는 측정된 가장 큰 LCL보다 더 크다는 것을 보여야 한다(예를 들어 Z = 100 Ω: R1=120 Ω, R2=R3=300 Ω).

LCL 프로브는 Z/4 비대칭 전원 임피던스와 함께 구동되어야 한다.

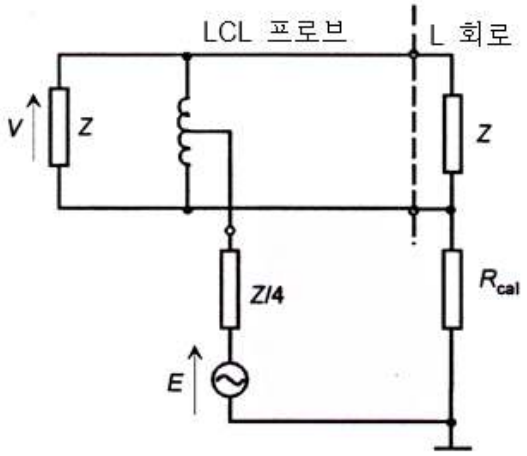
예를 들어, Z = 100 Ω, Z/4 = 25 Ω

최적의 재생산성에 대해 LCL 프로브는 LCL 프로브의 평향한 터미널과 비교하여 π 회로의 상황이 최대화되어야 한다.

정의: (LCL) = 20lg $\left|\frac{E}{V}\right|$ dB (ITU-T 권고안 G.117)

LCL 프로브는 LCL이 원래의 네트워크 분석기를 사용해 측정할 수 있기 위해 구성되어야 한다. LCL 프로브의 예는 [1][1] 에 설명되어 있다.

그림 E.3a – LCL 프로브 확인을 위한 회로도



비고 LCL_L = $\left|\frac{(R_{sym}//Z)+4R_{cal}+Z}{2(R_{sym}//Z)}\right|$dB 20lg

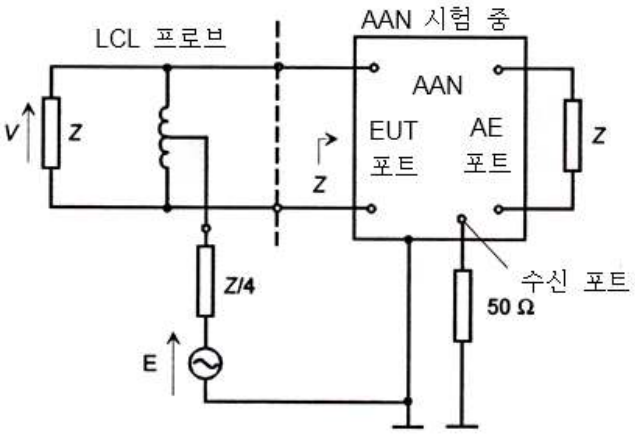
그림 E.3c당 LCL 측정 불확도는 L 회로와 LCL 프로브값의 정확도에 의해 영향을 받게 된다. L 회로에 상대적으로 LCL 프로브의 상황의 변화는 보정의 불확도를 보여 줄 것이다.

1 괄호 안의 그림은 이 부속서 마지막에 참고문헌을 참고한다.

L 회로를 예로 들면, 임피던스 Z = 100 Ω와 R_{sym} = 100 Ω

R_{cal} = 750 Ω는 29.97 dB의 LCL을 갖게 할 것이다 (예를 들어, 약 30 dB).

그림 E.3b – LCL 프로브 보정에 대한 시험 회로(L 회로)



비고 1 LCL 정의는 **그림 E.3a** 참조
비고 2 측정된 LCL과 프로브의 기존 LCL 간의 근접성에 의존한다.
비고 3 AAN가 고차(선이 한 쌍 이상일 경우)라면, 각 쌍의 LCL은 시험되고, 나머지 쌍은 측정된 쌍에 대한 어떠한 영향이 있을 경우에 공통 모드 임피던스 Z로 마무리된다.

그림 E.3c – AAN의 LCL 측정에 대한 시험 배치

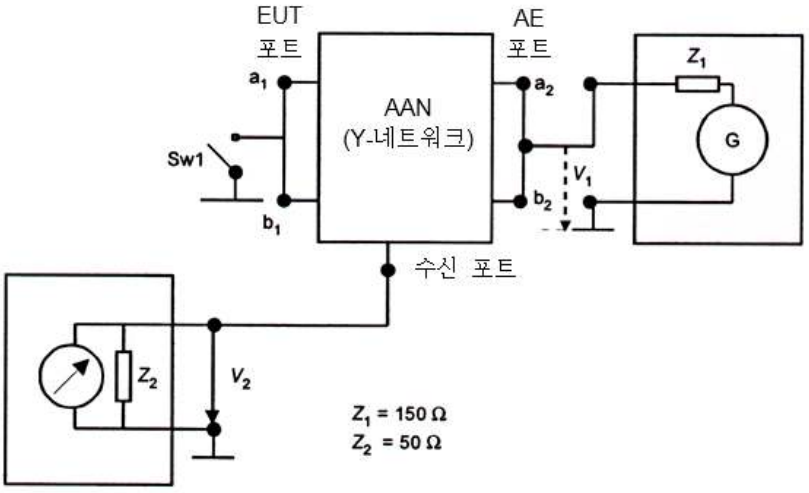
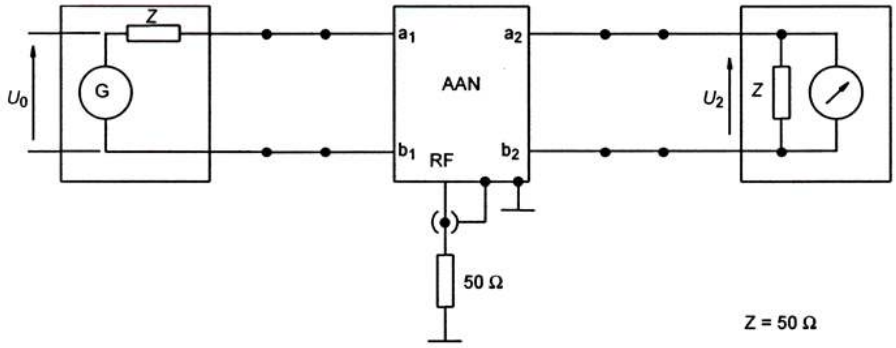


그림 E.4 – AE 포트와 시험품 포트간의 비대칭 신호에 대한 AAN 감결합 감쇠(분리) 시험 배치도

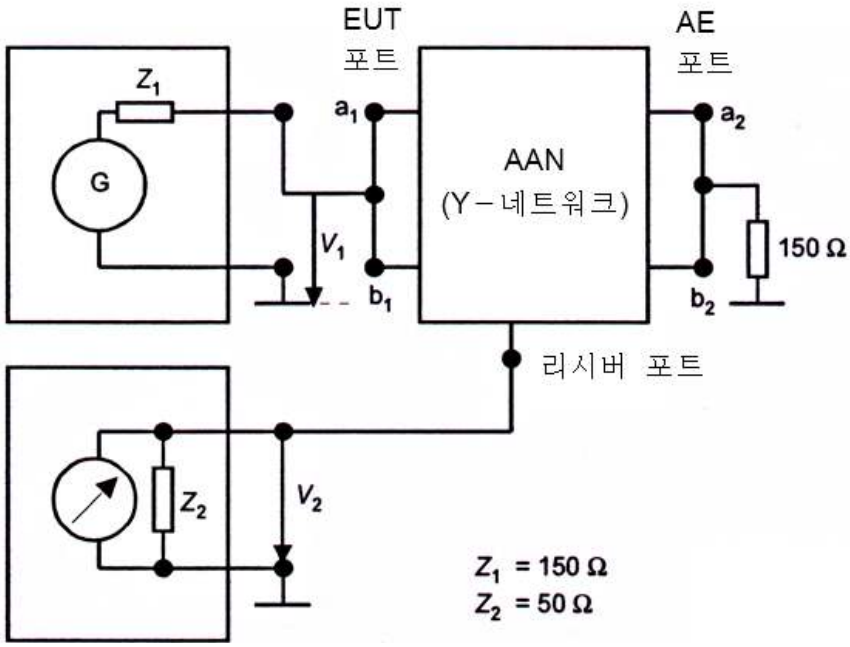
$$a_{decoup} = 20\lg\left|\frac{V_1}{V_2}\right| - a_{vdiv}\ \text{dB}$$



분리 감쇠에 대한 서술은 Sw1의 각 위치를 만족해야 한다. AAN이 고차(한 쌍 이상의 선이 있을 경우)라면, 그 때 시험품 포트의 모든 선은 각각 AE 포트에 연결된다. a_{vdiv}는 **그림 E.6**에 일치된 측정으로 전압 분배율을 말한다.

비고 AAN이 고차 (즉, 한 쌍 이상의 케이블)라면 쌍마다 개별적으로 검사해 보아야 한다.

그림 E.5 – AAN의 삽입 손실(대칭일 경우)에 대한 시험 배치



비고 AAN이 고차 (즉, 한 쌍 이상의 케이블)로 구성될 경우, 시험품 포트의 모든 전선은 AE 포트에 각각 연결되어 있다.

그림 E.6 – 비대칭 회로의 AAN 전압 분배 인자에 대한 교정 시험 배치:

$$a_{vdiv} = 20\lg\left|\frac{V_1}{V_2}\right| \text{ dB}$$

E.3 참고 문서

[1] MACFARLANE, IP. A Probe for the Measurement of Electrical Unbalance of Networks and Devices. IEEE Trans. EMC, Feb. 1999, Vol.41, No.1, p.3-14.

부속서 F
(규정)

동축 케이블, 기타 차폐 케이블을 이용한 AN 매개체의 측정 예

F.1 동축 케이블과 그 밖의 차폐 케이블에 대한 AN

그림 F.1은 페라이트 토로이드에 감긴 소형 동축 케이블(소형 반강체의 고체 구리 차폐물 또는 소형 이중 편조된 차폐 동축 케이블)에 의해 형성되는 내부 공통 모드 초크가 장착된 동축 케이블 AN의 예를 보여 준다.

높은 차폐 감쇠가 필요하지 않은 경우에 내부 공통 모드 초크는 중심의 전도성 전선이 두 가닥으로 감긴 권선과 공통 자기 코어에서의 절연된 차폐 전도성 전선을 이용하여 만들어진다(예를 들면 페라이트 토로이드).

다수의 전도성 차폐 케이블의 경우에 내부 공통 모드 초크는 여러 가닥으로 꼬인 절연된 신호선이나 절연된 차폐 전도성 전선의 권선이나 공통 모드 자기 코어에서 다수의 전도성 차폐 케이블의 권선을 이용하여 만들 수 있다.

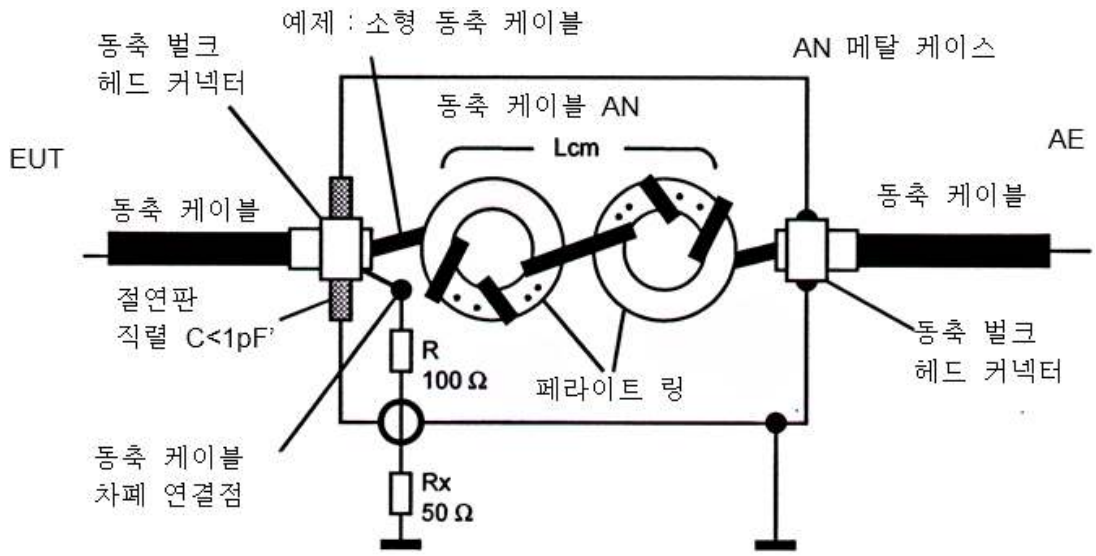
F.2 동축 케이블과 기타 차폐 케이블을 이용한 AN 매개체의 측정

a) **종단 임피던스**

차단 커넥터(시험품 케이블이 연결되지 않음.)의 동축 차폐와 기준 접지 커넥터 사이의 임피던스는 종단 임피던스가 50 Ω인 수신 포트에서 측정한다.

b) **전압 분배 인자**

AN의 전압 분배 인자는 **그림 F. 2**에 따라 측정한다.



AE 보조 기기
EUT 시험품=피시험 장비
Rx 측정 수신기
공통 모드 초크 Lcm > 1.4 mH, 총 기생 직렬 정전용량 C < 1pF

그림 F.1 – 동축 케이블 AN의 예

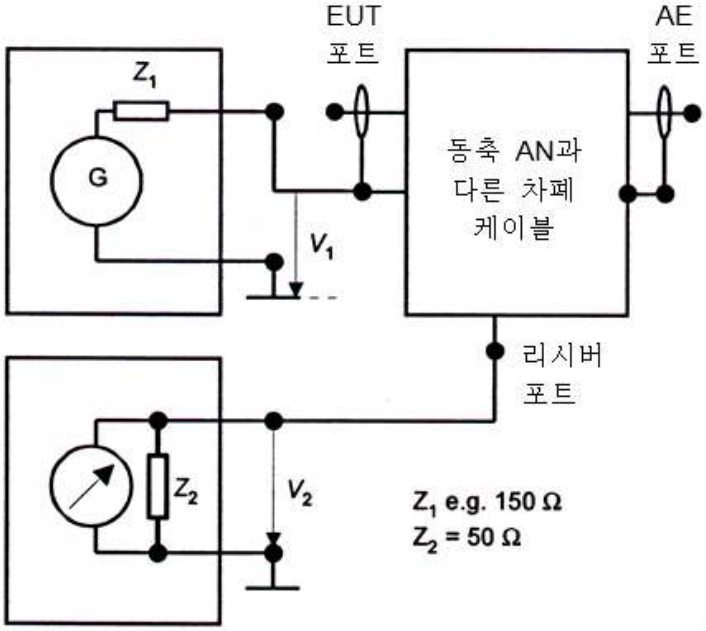


그림 F.2 – 동축 케이블과 차폐 케이블의 AN 전압 분배 인자 $a_{vdiv} = 20\lg\left|\frac{V_1}{V_2}\right|$ dB

부속서 G
(참고)

용량성 전압 프로브의 구조와 평가
(5.2.2 항)

G.0 서론

이 부속서는 용량성 전압 프로브(CVP)의 교정 방법의 예를 제공한다. 다른 교정 방법은 불확도가 이 부속서의 교정 방법과 동등하다면 사용할 수 있다.

G.1 용량성 전압 프로브의 물리적, 전기적 고려사항

그림 G.1은 용량성 전압 프로브의 구성을 보여 준다. 그것은 2개의 동축 전극, 접지 종단, 케이블 설비, 임피던스 변환 증폭기로 구성되어 있다. 외부 전극은 나란히 배열되어 있는 케이블의 정전기 결합으로 인한 측정 오차를 줄이기 위한 정전기 차폐물로 사용한다.

프로브의 등가 회로는 **그림 G.2**에 있다. 케이블과 지면 사이에 전압이 존재할 때는 정전기가 유도되어 내부 전극과 외부 전극 사이에 유도 전압이 발생한다. 이 전압은 높은 임피던스 입력 증폭기에서 검출되고, 임피던스 변환 증폭기에서 낮은 임피던스로 변환된다. 그 출력을 측정 수신기가 측정한다.

G.2 전압 분배 인자의 주파수 응답 결정

그림 G.3은 용량성 전압 프로브의 주파수 응답을 결정하기 위해 쓰이는 시험장치를 보여준다. 이 프로브는 다음 절차에 따라 검증한다.

a) 시험품에 사용된 것과 동일한 종류의 케이블을 준비한다.

비고 프로브에 서너 유형의 케이블이 사용된다면, 대표적 유형의 케이블을 교정에 사용하고 결과의 스프레드를 판정해야 한다. 전압 분배율(F_a)는 식 (G.3)을 이용하여 계산할 수 있으나, 각 케이블의 F_a를 측정하는 것이 바람직하다.

b) **그림 G.3**과 같이 교정 기기를 기준 접지면에 배치한다.

c) 케이블의 양쪽 끝을 교정 기기의 내부 포트 (포트 1, 포트 2)에 연결한다 (**그림 G.3** 참조).

d) 프로브를 교정 유닛 안에 넣고, 중심을 통과하도록 케이블의 위치를 조정한다.

주의 교정 기기의 판의 말단이 전압 프로브의 말단에 너무 가까우면 표유 정전용량이 증가하는데 이것은 고주파에서의 교정에 불리한 영향을 줄 수 있다. 반대로 전압 프로브의 말단이 교정 기기 판의 말단에서 너무 멀리 떨어져 있으면 고주파수에서 교정 기기 내부에 정재파가 만들어질 수도 있다. 이 정재파는 교정에 불리한 영향을 끼칠 수 있다.

e) 교정 기기의 내부 접지 포트에 프로브 접지 포트를 연결한다. 기준 접지 판에 교정 기기의 외부 접지 포트를 연결한다. 접지선은 낮은 인덕턴스를 가져야 하고 가능한 한 짧아야 하며 전압 프로브 개구에서 멀리 떨어져 있어야 한다.

f) 출력 임피던스가 50 Ω인 신호 발생기를 10 dB 감쇠기를 통하여 포트 1의 외부 포트에 연결한다.

g) 50 Ω의 입력 임피던스를 가지는 레벨 계기를 포트 2의 외부 포트에 연결하고 프로브의 외부 포트를 50 Ω으로 종단한다. 규정된 주파수 범위에서 레벨 V를 측정한다.

h) 레벨 계기를 프로브의 외부 포트에 연결하고 포트 2를 50 Ω으로 종단한다. 규정된 주파수 범위에서 레벨 U를 측정한다.

i) 측정된 값으로부터 전압 분배 인자 $Fa = 20 \log10|V/U|$를 dB 단위로 계산한다.

G.3 외부 전기장의 영향을 결정하기 위한 측정 방법

G.3.1 외부 전기장의 영향

외부 전기장의 영향은 프로브에 근접한 다른 케이블과의 정전기 결합을 통해 나타난다. **그림 G.4**는 정전기 결합 모델과 그 등가 회로를 보여 준다. 케이블 #2의 공통 모드 전압 V_X와 케이블 #1의 전압 V는 **그림 G.4 a)**에 보이는 것처럼 정전용량 C_X와 C를 통하여 높은 임피던스 전압 프로브의 입력 단자에 나타난다. 정전기 차폐를 사용해서 C_X로 인한 정전기 결합을 감소시켜야 한다. 그러나 **그림 G.4 b)**에서 보듯이 정전기 차폐의 불완전함 때문에, 외부 전극과 다른 케이블(C_X¢) 간 정전기 결합으로 인한 외부 전기장의 영향은 여전히 존재한다. **G.3.2**는 외부 전극과 다른 케이블 간 정전기 결합의 영향을 평가하는 측정 절차를 보여 준다. $|Z_s| \ll |1/(j\omega C_c)|$이 아니면, 전압 V는 V_X의 영향을 받는다는 것을 유의해야 한다.

G.3.2 외부 전기장의 영향을 결정하기 위한 측정 방법

제한된 정전기 차폐로 인한 정전기 결합 때문에 생긴 외부 전기장의 영향은 **그림 G.5**의 시험장치를 사용해 측정한다. 측정 절차는 다음과 같다.

a) **G.2**의 방법으로 전압 분배율 $F_a = 20 \log_{10} |V/U|$를 측정한다.
b) 거리 “s”가 1 cm와 같도록 용량성 전압 프로브를 케이블 옆에 놓는다 (**그림 G.5** 참조).
c) 프로브의 접지 포트를 유닛의 내부 접지 포트에 연결한다. 유닛의 외부 접지 포트를 기준 접지면에 연결한다.
d) 입력 임피던스가 50 Ω인 신호 발생기를 10 dB 감쇠기를 통하여 포트 1의 외부 포트에 연결한다.
e) 입력 임피던스가 50 Ω인 측정 수신기를 포트 2의 외부 포트에 연결하고 프로브의 외부 포트를 50 Ω으로 종단한다. 규정된 주파수 범위에서 레벨 V_s를 측정한다.
f) 프로브의 외부 포트에 측정 수신기를 연결하고 포트 2의 외부 포트를 50 Ω으로 종단한다. 규정된 주파수 범위에서 레벨 U_s를 측정한다.
g) 측정값으로부터 영향 감소량 $F_s = F_a/(V_s/U_s)$를 구한다.

G.4 펄스 응답

용량성 전압 프로브는 방해 수신기를 포함하는 측정 시스템의 일부로서 배치된다. 이것은 **4.**에 설명된 측정 수신기의 성능에 영향을 주지는 않는다. 용량성 전압 프로브에는 능동 회로가 들어 있으므로 펄스에 대한 프로브의 응답을 측정해야 한다. 이 응답은 KS C CISPR 16-1-1의 **부속서 B**와 **C**에 설명된 대역 B용 펄스 발생기를 사용해서 측정한다.

비고 펄스 발생기를 이용하여 펄스 응답을 측정하기는 어렵다. 펄스의 첨두값과 같은 첨두값을 가진 CW 신호로 프로브의 펄스 용량을 시험해서 선형성을 측정한다. 이는 프로브가 검출기나 대역 통과 필터를 포함하고 있지 않기 때문에 가능하다. 신호 발생기와 시험장치 사이에 사용된 동축 케이블로 인해 반사된 신호의 진폭을 최소화하기 위하여 감쇠기가 필요할 수도 있다. 주파수 반응을 안정시킬 필요가 없으면 감쇠기는 필요하지 않다.

펄스 발생기의 임펄스 응답은 KS C CISPR 16-1-1의 **표 B.1**과 같이, 0.15~30 MHz 범위에서 0.316 (mVs)이다. 펄스 발생기 신호의 스펙트럼은 실제적으로 30 MHz까지 일정하다. 펄스 폭 t는 대략 다음과 같이 주어진다.

$$\tau = 1/(\pi f_m) \qquad \text{(G.1)}$$

f_m이 30 MHz이면 τ는 0.010 6 μs이다.

펄스 진폭 A는 다음과 같이 주어진다.

$$A = 0.316/\tau = 29.8V \qquad (G.2)$$

이것은 용량성 전압 프로브가 30 V까지 선형성을 유지한다는 것을 의미한다.

선형성은 30 V까지 신호 발생기의 진폭을 달리하면서 전압 분배율 F_a를 측정하여 시험할 수 있다.

G.5 전압 분배 인자 의존도

용량성 전압 프로브의 전압 분배율은 CVP의 내부 전극에서 시험 케이블의 위치와 반지름에 좌우된다. 방해를 측정하기 위해 전압 분배율 값이 필요하지만 케이블 유형별 전압 분배율을 계산하기는 어려울 수 있다. 케이블 구성이 전압 분배율에 미치는 영향을 평가하기 위한 연구를 수행하였다.

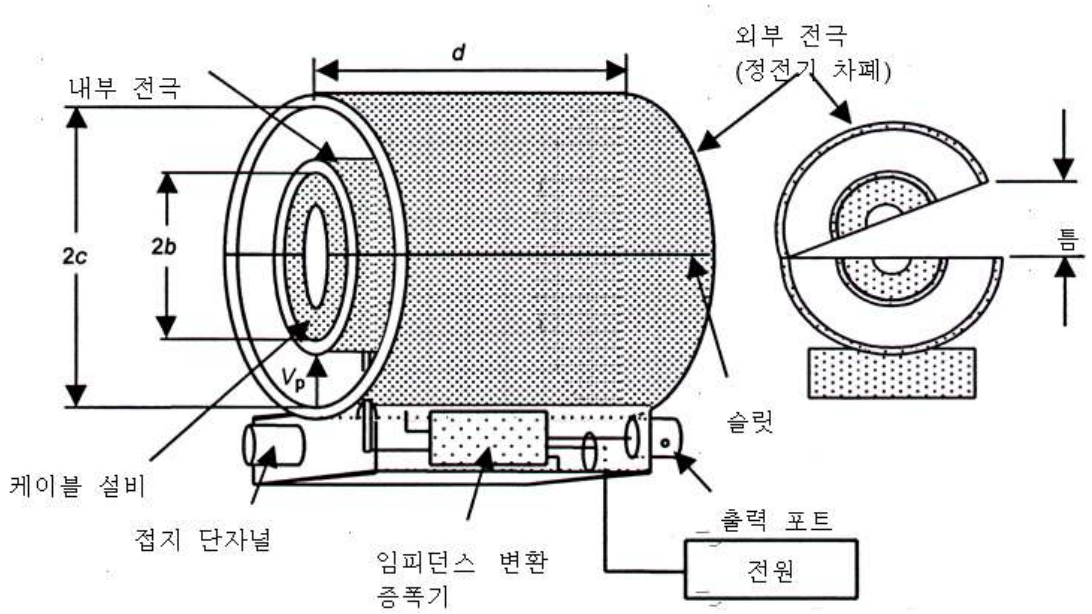
측정과 이론 분석을 사용해 전압 분배율 의존도를 조사하였다. **그림 G.6**은 전극 안에서 케이블 위치가 변할 때의 전압 분배 인자 편차를 보여준다. **그림 G.6**에서 “a”는 케이블의 반지름, “b”는 내부 전극의 내부 반지름, “c”는 외부 전극(정전기 차폐)의 내부 반지름, “g”는 내부 전극의 중심부터 케이블 중심까지의 거리이다. 실험에서는 케이블을 구리막대로 대체한다. 가로축은 이격률 g/(b－a)이다. 실선은 내부 전극과 케이블 간 정전용량의 변동량으로부터 구한 계산결과이고, 점선은 측정된 값이다. 결과적으로 측정 데이터는 계산된 결과와 잘 일치한다. 그러나 용량성 전압 프로브의 감도는 이격률 0.8까지는 내부 전극에서 케이블 위치의 변화에 의존적이지 않다. 그러므로 측정 오차를 최소화하기 위해서는 시험 중인 케이블을 프로브의 중심을 통과하도록 조정해야 한다.

그림 G.7은 케이블 반지름 의존도를 나타내다. 세로축은 전압 분배율 F_a의 편차이다. 실선은 다음 식을 이용하여 계산된 결과를 나타낸다.

$$F_a = = \frac{\left\{1+\frac{1}{C_p}\frac{2\pi\varepsilon}{\log_e \frac{b}{a}}d\right\}}{\left\{1+\frac{1}{C_p}\frac{2\pi\varepsilon}{\log_e \frac{b}{a_{ref}}}d\right\}} \qquad \text{(G.3)}$$

ε는 유전상수이고, a_{ref}는 기준으로 사용된 케이블 반지름이며, 다른 상수는 **그림 G.1**에 정의되어 있다. 임피던스 변환 증폭기의 이득 C_p는 측정치로부터 구한다.

그래프의 값들은 몇몇 케이블의 측정 결과이다. 케이블에 들어 있는 각 전선의 표면적에 관하여 각 케이블의 등가 반지름을 구하고 구리 막대의 표면적과 비교한다. 케이블의 전선 개수는 1개부터 12개까지 변화시켰다. 그림은 계산 결과가 구리막대를 사용한 측정 결과와 잘 일치하는 것을 보여준다. 그러므로 실제 케이블을 가지고 측정한 결과와 계산된 결과 사이의 편차는 2 dB 이내이다. 이 결과는 각 케이블의 표면적을 사용해 식 (G.3)으로 전압 분배 인자를 대략 계산할 수 있음을 보여준다.



주의:

1) 케이블 설비를 사용해 전극 내부에서 시험 케이블의 중심을 맞춘다. 이 설비는 유전체로서 작용할 수 있으므로 시험 케이블과 전압 프로브 내부 전극 간 정전용량이 증가하게 된다.
2) 전원 도선 상의 픽업이 전압 프로브 회로에 결합되지 않도록 외부 전기장과의 분리가 필요하다.

그림 G.1 – 용량성 전압 프로브 구성

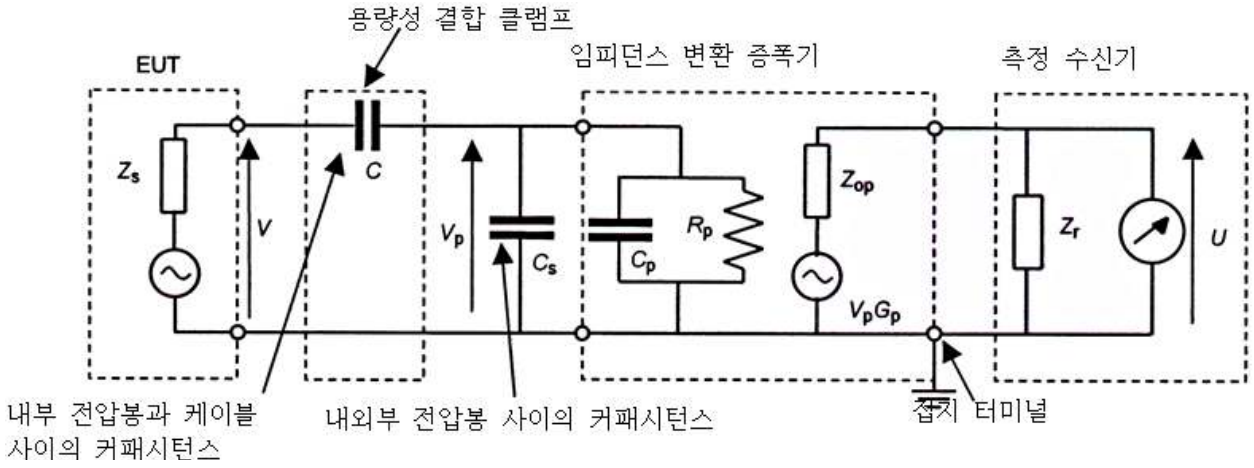


그림 G.1의 회로 구성에 대한 일반값

b 25 mm	C_p 5 pF
c 55 mm	R_P 1MΩ
d 100 mm	$\lvert Z_s \rvert \ll \lvert 1/(j\omega C) \rvert$
C 8 pF	$R_P \gg \lvert 1/(j\omega(C_s + C_p)) \rvert$
(케이블 = 26 mm)	$Z_{op} = Z_r = 50\ \Omega$
C_s 7 pF	

위 일반값은 필수/규정 값이 아니므로 5.1.2의 “특성”과 일치하는 다른 값을 사용할 수 있다.

그림 G.2 – 용량성 전압 프로브의 등가 회로

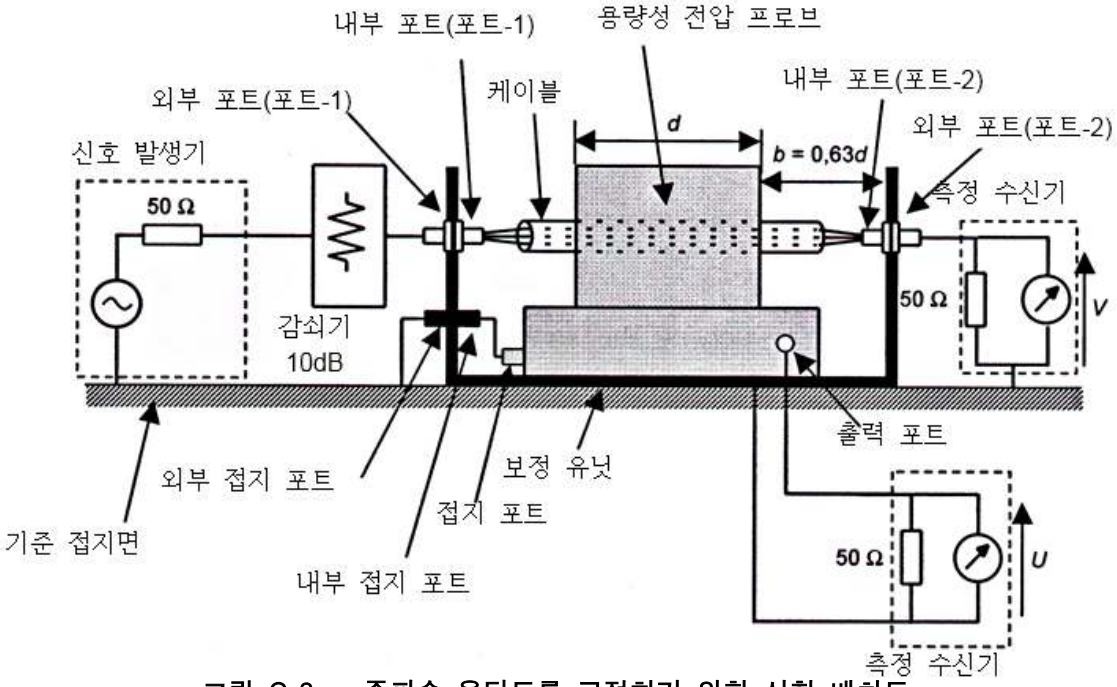
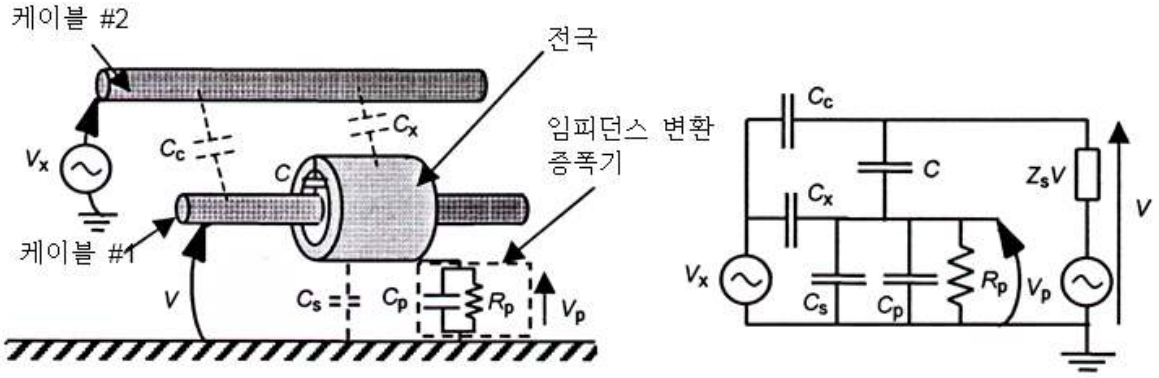
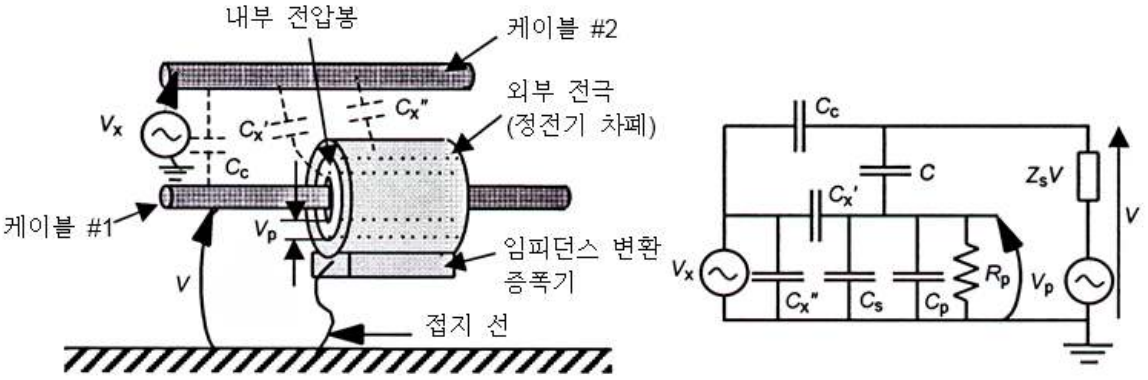


그림 G.3 – 주파수 응답도를 교정하기 위한 시험 배치도



(a) 정전기 차폐 없는 용량성 전압 프로브



(b) 정전기 차폐 있는 용량성 전압 프로브

그림 G.4 – 정전기 결합 모델과 등가 회로

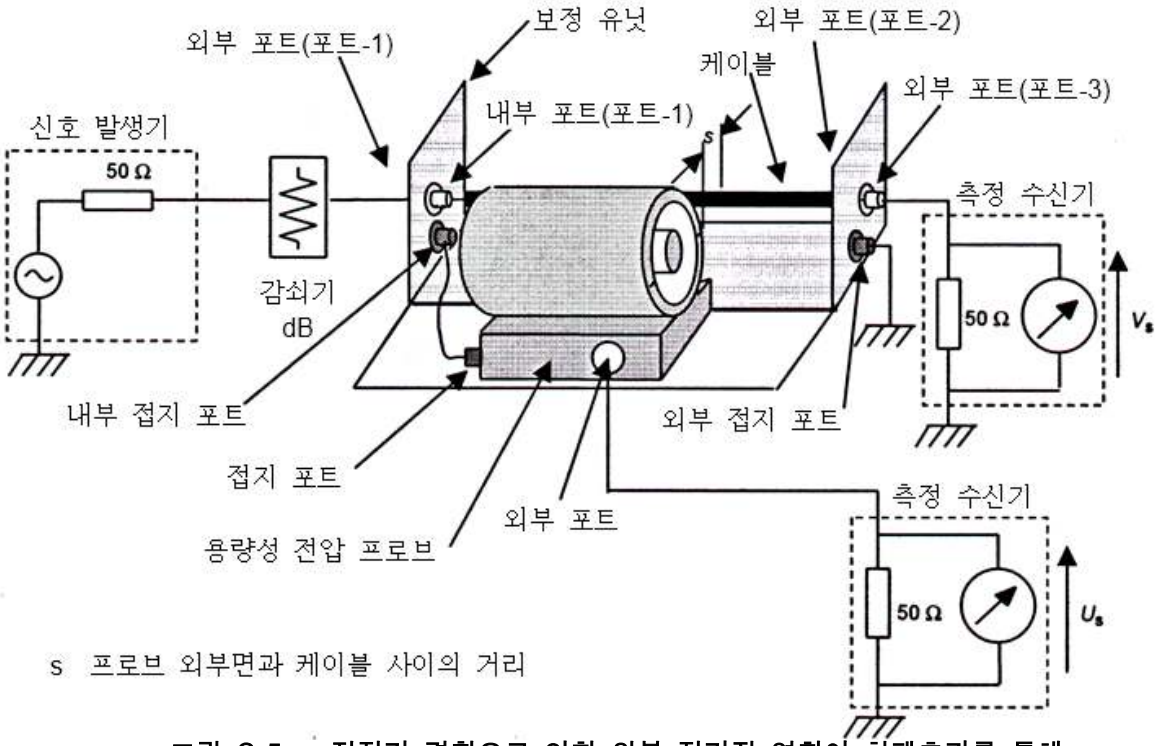
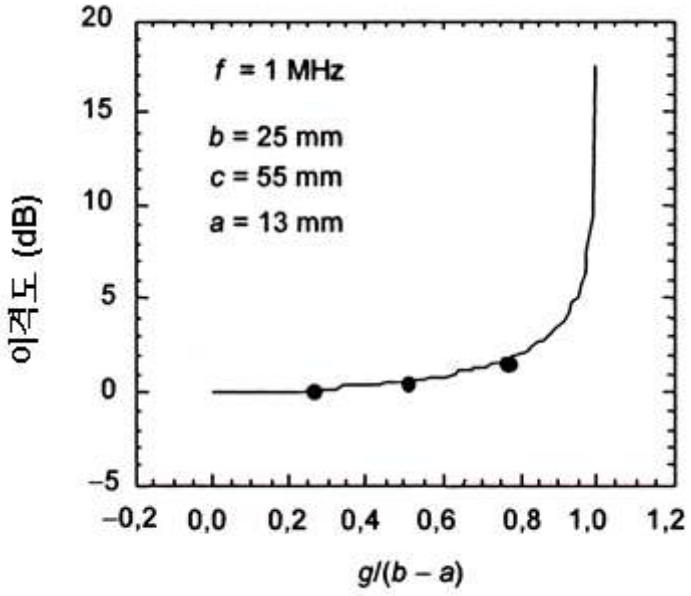
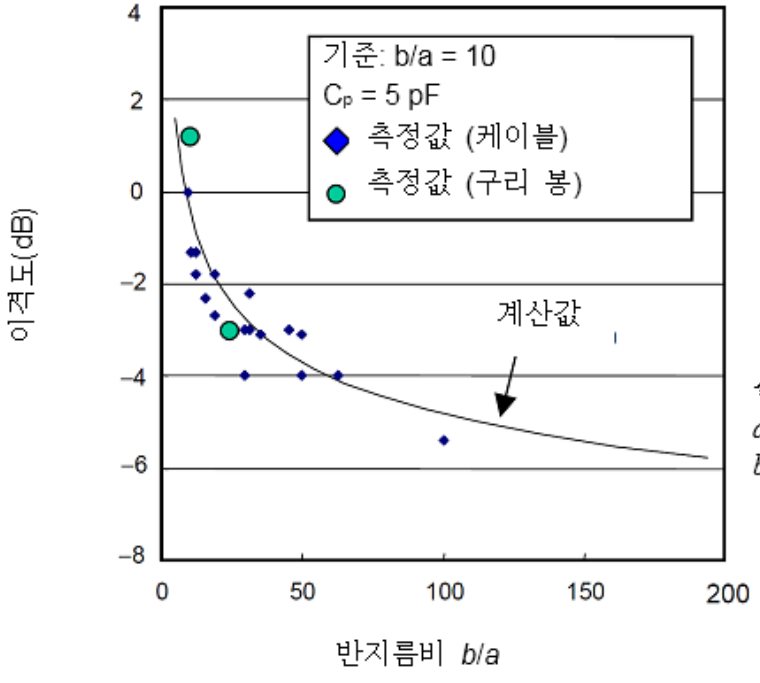


그림 G.5 – 정전기 결합으로 인한 외부 전기장 영향이 차폐효과를 통해 감소되는 양을 측정하기 위한 시험장치



설명
a 케이블 반지름
b 내부 전극의 안지름
c 외부 전극의 안지름
g 내부 전극 중심과 케이블 중심 간 거리

그림 G.6 – 케이블 위치가 변경될 때 변환 인자의 이격도



설명
a 케이블 반지름
b 내부 전극의 안지름

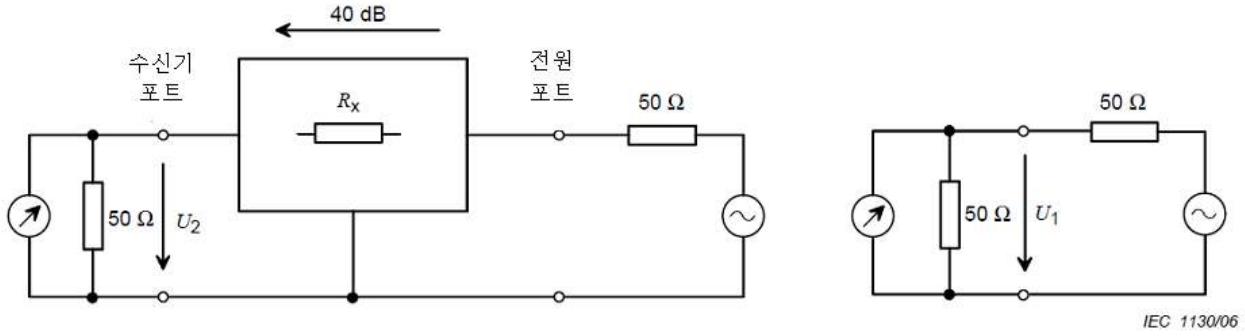
비고 수직축은 b/a = 10일 때 계산된 값으로부터 전압 분배율(F_a)의 이격도를 보여 준다.

그림 G.7 – 케이블 반지름 의존성 결과 조사도

부속서 H
(참고)

V-AMN에 전원 포트와 시험품/수신기 포트 간 최소 감결합 인자를 도입한 근거

미지의 실제 전원 임피던스가 V-AMN 임피던스에 미치는 영향을 줄이기 위하여, 주어진 시험품 포트 종단에 대하여 전원 포트와 수신기 포트 간 최소 감결합 인자(분리)를 규정할 수 있다. 종류가 다른 V-AMN들 간의 차이를 고려해야 한다.



U_1은 소스를 50 Ω으로 종단하여 따로 측정한다.

U_2는 시험품 포트나 수신기 포트 둘 중 하나에서 정의할 수 있다. 4.7.2에서는 수신기 포트에서 정의하도록 되어 있다.

그림 H.1 – 분리를 측정하기 위한 배치

예컨대 R_x=4 950Ω이면 40 dB의 분리값 (20log(U_1/U_2))이 달성된다. 전원 포트에서의 임피던스가 부족하거나 개방되면, 시험품 포트에서의 임피던스는 1 %가 될 것이다. 결국, 전원 임피던스가 AMN 임피던스에 미치는 영향을 1 % 밑으로 유지하려면 40 dB 분리가 필요하다 (상세한 측정절차는 4.7에 설명되어 있다). KS C CISPR 16-4-2의 불확도 계산은 임피던스 공차가 20 %이고 전원 포트로부터의 영향이 전혀 없는 것에 기초한다. 영향이 전혀 없도록 보장하기는 불가능하다. 그러나 40 dB 분리되면, 전원 포트의 영향에 대하여 공차의 1 %가 남는다. 즉, 예들들어 AMN 임피던스 공차의 불확도 기여도가 2.6 dB이면 미지의 전원 포트 종단의 불확도 기여도는 0.13 dB 수준이다 (2.6 dB에 포함된 양이므로 더하지 않는다).

또한 40 dB 분리는 전원 포트 종단이 전압 분배 인자에 미치는 효과를 제한하는 데 도움이 되고, 전원 포트로부터의 방해를 임계 레벨 밑으로 유지하는 데도 도움이 된다. 필터링을 추가하면 그 이상 억제할 수 있다.

제조자들의 반응을 보건대, 전원 포트 단자와 접지 사이에 커패시터를 추가해도 충족되지 않는 경우, 40 dB은 쉽게 달성될 수 있다.

부속서 I
(참고)
V-AMN 입력 임피던스에 위상 공차를 도입한 근거

CISPR 16-4-2의 경우, U_{CISPR}의 양은 "불확도 원(unertianty circle)" ΔZ_{in}의 가정에 기초해 계산되었다 (**그림 Y-1** 참고). 이 원 역시 임피던스 공차 원으로서 재정의 할 수 있다.

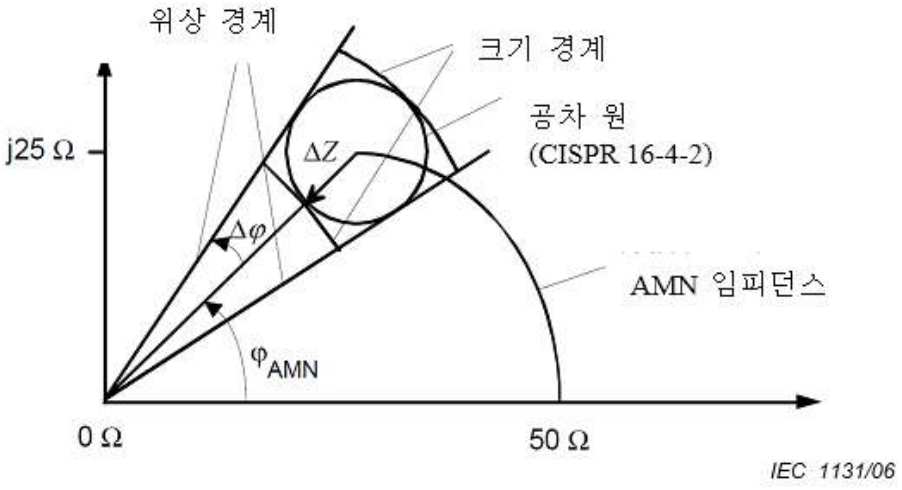


그림 I.1 - 임피던스 크기 공차와 위상 공차의 정의

그러나 기존 회로망 분석기로는 임피던스에 대한 공차 원을 규정할 수 없다. 이런 목적의 소프트웨어가 필요할 것이다. 그러므로 기존의 크기 공차 규정을 사용하고 위상 공차 규정을 추가하는 것이 바람직하다. 삼각 함수를 사용하면, $\Delta|Z|/|Z|$ =0.2 로부터 $|\Delta\phi$=11.54 °가 나온다.

CISPR 16-4-1은 V-AMN을 사용한 전도방출 측정의 불확도와 재현성의 이론적 근거로 취할 수 있다. V-AMN의 규정 위상으로부터의 이격도(deviation)가 갖는 영향을 CISPR 16-4-1의 수식 (6-5)를 사용해 설명할 수 있다.

$$\frac{\Delta U_m}{U_{mt}} = \frac{Z_{d0} + Z_{13}}{Z_d + Z_{in}}\left(\frac{\Delta\alpha}{\alpha_0} + \frac{\Delta U_d}{U_{d0}}\right) + \frac{Z_{d0}}{Z_d + Z_{in}}\left(\frac{\Delta Z_{in}}{Z_{13}} - \frac{\Delta Z_d}{Z_{d0}}\right)$$

U_{mt} 이상적 상황에서 CISPR 수신기가 판독한 전압의 참값
Z_{13} V-AMN의 이상적 임피던스
Z_{in} $Z_{13}+\Delta Z_{in}$
Z_{d0}, U_{d0} 방해 소스 (즉, 시험품) 파라미터의 참값
a_0 V-AMN 전압 분배율의 참값
$\Delta U_m, \Delta a, \Delta U_d, \Delta Z_{in}, \Delta Z_d$ 참값 또는 이상값과의 차이

관심 대상은 불확도에 대한 위상 공차의 효과이므로 기여도 $\Delta\alpha$, ΔU_d, ΔZ_d는 0으로 설정할 수 있고, CISPR 16-4-1의 수식 (6-7)을 사용하면 아래와 같이 된다.

$$\frac{\Delta U_m}{U_{mt}} = \frac{Z_{d0}}{Z_d + Z_{in}}\left(\frac{\Delta Z_{in}}{Z_{13}}\right) = c_2 \cdot \frac{\Delta Z_{in}}{Z_{13}}$$

계수 C_2의 절대값은 CISPR 16-4-1의 그림 15에서 몇몇 $|Z_{13}/Z_{d0}|$값에 대하여 임피던스 Z_{in}과

$Z_{d0}=Z_{EUT}$의 위상각 차이 $\phi=\phi_{Zin}-\phi_{do}=\phi_{AMN}-\phi_{시험품(EUT)}$의 함수로 나와 있다.

C_2의 절대값은 ϕ_{EUT} (0 °, − 45 °, − 90 °), ϕ_{AMN} (0°, 30°, 46°), $|Z_{13}/Z_{d0}|$ (0,1; 0,2; 0,4; 0,8; 1,0; 1,4), $\Delta\phi_{AMN}$ (− 23 °; −11.5 °; 11.5 °; 23 °)의 스프레드시트를 사용해 계산되었다. 이 조사를 위하여 팩터 $\Delta Z_{in,}$ Z_{13}의 절대값은 0.2로 설정하였다 (즉, 임피던스 크기 공차의 최대치로 설정하였다).

$$\frac{\Delta U_m}{U_{mt}} = |C_2| \cdot 0.2$$

위상 편차로 인한 전압 레벨 편차를 비교하기 위하여 아래와 같이 로그값을 계산하였다.

$$\text{레벨 편차} = 20 \log \left(1 - \frac{\Delta U_m}{U_{mt}}\right)$$

레벨 편차를 $\Delta\phi_{AMN}$=−23°와 −11.5° 결과뿐 아니라 $\Delta\phi_{AMN}$=11.5°와 23° 결과에 대해서도 비교하였다 (예: 레벨 편차$_{23°}$ − 레벨 편차$_{11.5°}$).

이렇게 해서 나온 결과는 아래와 같다.

ϕ_{EUT}=0°이고 ϕ_{AMN}=0°인 경우: 레벨 편차$_{23°}$ − 레벨 편차$_{11.5°}$ = 0.018 dB (최대)
ϕ_{EUT}=−45°이고 ϕ_{AMN}=46°인 경우: 레벨 편차$_{23°}$ − 레벨 편차$_{11.5°}$ = 0.27 dB (최대)
ϕ_{EUT}=−45°이고 ϕ_{AMN}=30°인 경우: 레벨 편차$_{23°}$ − 레벨 편차$_{11.5°}$ = 0.86 dB (최대)
ϕ_{EUT}=−90°이고 ϕ_{AMN}=46°인 경우: 레벨 편차$_{23°}$ − 레벨 편차$_{11.5°}$ = 3.07 dB (최대)

의견: $\Delta\phi_{AMN}$11.5°와 23 °의 레벨 편차를 비교한 결과의 의하면, 측정의 재현성은 V-AMN 임피던스뿐 아니라 주파수 (주파수에 따라 ϕ_{AMN}이 결정된다)와 위상각 ϕ_{EUT}에도 영향 받는다. CISPR 16-4-1의 **그림 15**를 보면 이것이 쉽게 이해될 것이다.

결론: 이 연구 결과에 의하면, V-AMN 입력 임피던스의 크기 공차를 규정하는 것으로는 충분치 않다. $|\Delta\phi_{AMNMAX}|$=11.5°를 사용해 V-AMN 입력 임피던스의 위상 공차를 제한하면 V-AMN의 제조 문제는 발생하지 않고 동일 시험품에 대한 측정 재현성은 향상된다.

KS C CISPR 16-1-2 : 2011 2011
해 설

이 해설은 본체 및 부속서에 규정/기재한 사항 및 이것에 관련된 사항을 설명하는 것으로 표준의 일부는 아니다.

1 개요

1.1 개정의 취지

이 표준은 2006년에 제1.2판으로 발행된 CISPR 16-1-2, Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods- Part 1-2: Radio disturbance and immunity measuring apparatus - Ancillary equipment - Conducted disturbances를 기초로, 기술적 내용 및 대응 국제표준의 구성을 변경하지 않고 작성한 한국산업표준이다.

1.2 개정의 경위

이 표준은 2010년도 기술표준원 국가표준개발사업 전기자기적합성(EMC) 분야 KS 부합화 원안 작성 연구용역 사업의 일환으로 한국산업기술시험원에서 개정 초안을 작성하였다.

1.3 개정의 기본 방향

이 표준은 주파수 9 kHz~1 GHz 대역에서 무선 방해 전압 및 전류 측정을 위한 장비의 특성과 성능을 규정하는 표준이다.

이 표준의 개정 내용은 의사전원회로망(AMN)에 회로망 임피던스 위상각 및 분리 요건이 추가되었고, 비대칭의사회로망(AAN)에 대한 요건 및 시험방법이 추가되었다. 이는 의사전원회로망(AMN)에 회로망 요건을 명확하게 하기 위하여 임피던스 위상각 및 분리요건을 추가하였고, KS CCISPR 22에서 적용하고 있었던 비대칭의사회로망(AAN) 요건 및 시험방법을 KS C CISPR 16-1-2에 추가 시켰다.

2 현안 사항

이 표준에 사용된 용어는 2009년도 학술연구용역사업 “전기자기적합성(EMC)분야 용어 표준화 연구“를 바탕으로 작성되었다.

*** 원안작성 위원회**

: 이중근(한양대학교), 박병권(대림대학), 장원석(건양대학교), 신재곤(자동차성능시험연구소), , 안희성(기초전력연구원), 조희곤(대우일렉트로닉스), 성관영(한국화학융합시험연구원), 지성원(한국화학융합시험연구원), 김희수(한국산업기술시험원), 윤상욱(한국산업기술시험원)

해설 1 전기용품안전기준의 한국산업표준과 단일화의 취지

1. 개요

이 기준은 전기용품안전관리법에 따른 안전관리대상 전기제품의 안전관리를 수행함에 있어 국가표준인 한국산업표준(KS)을 최대한 인용하여 단일화한 전기용품안전기준이다.

2. 배경 및 목적

전기용품안전관리법에 따른 안전관리대상 전기제품의 인증을 위한 시험의 기준은 2000년부터 국제표준을 기반으로 안전성 규격을 도입·인용하여 운영해 왔으며 또한 한국산업표준도 2000년부터 국제표준에 바탕을 두고 있으므로 규격의 내용은 양자가 거의 동일하다.

따라서 전기용품안전관리법에 따른 안전기준과 한국산업표준의 중복인증이 발생하였으며, 기준의 단일화가 필요하게 되었다.

전기용품 안전인증기준의 단일화는 기업의 인증대상제품의 인증시 시간과 비용을 줄이기 위한 목적이며, 국가표준인 한국산업표준과 IEC 국제표준을 기반으로 단일화를 추진이 필요하다.

또한 전기용품 안전인증기준을 한국산업표준을 기반으로 단일화 함으로써 한국산업표준의 위상을 강화하고, 우리나라 각 부처별로 시행하는 법률에 근거한 각 인증의 기준을 국제표준에 근거한 한국산업표준으로 일원화할 수 있도록 범부처 모범사례가 되도록 하였다.

3. 단일화 방향

전기용품안전관리법에서 적용하기 위한 안전기준을 동일한 한국산업표준으로 간단히 전기용품안전기준으로 채택하면 되겠지만, 전기용품안전기준은 그간의 전기용품 안전관리제도를 운용해 오면서 국내기업의 여건에 맞추어 시험항목, 시험방법 및 기준을 여러번의 개정을 통해 변경함으로써 한국산업표준과의 차이를 보이게 되었다.

한국산업표준과 전기용품안전기준의 단일화 방향을 두 기준 모두 국제표준에 바탕을 두고 있으므로 전기용품안전기준에서 한국산업표준과 중복되는 부분은 그 내용을 그대로 인용하는 방식으로 구성하고자 한다.

안전기준에서 그간의 전기용품 안전관리제도를 운용해 오면서 개정된 시험항목과 시험방법, 변경된 기준은 별도의 항을 추가하도록 하였다.

한국산업표준과 전기용품안전기준을 비교하여 한국산업표준의 최신판일 경우는 한국산업표준의 내용을 기준으로 전기용품안전기준의 내용을 개정키로 하며, 이 경우 전기용품안전기준의 구판은 병행적용함으로서 그간의 인증받은 제품들이 개정기준에 맞추어 개선할 시간적 여유를 줌으로서 기업의 혼란을 방지하고자 한다.

그리고 국제표준이 개정되어 판번이 변경되었을 경우는 그 최신판을 한국산업표준으로 개정 요청을 하고 그리고 전기용품안전기준으로 그 내용을 채택함으로써 전기용품안전기준을 국제표준에 신속하게 대응하고자 한다.

그리고 전기용품안전기준에서만 규정되어 있는 고유기준은 한국산업표준에도 제정요청하고, 아울러 필요시 국제표준에도 제안하여 우리기술을 국제표준에 반영하고자 한다.

4. 향후

한국산업표준과 전기용품안전기준의 중복시험 항목을 없애고 단일화 함으로써 표준과 기준의 이원화에 따른 중복인증의 기업부담을 경감시키고, KS표준의 위상을 강화하고자 한다.

아울러 우리나라 각 부처별로 시행하는 법률에 근거한 각 인증의 기준을 국제표준에 근거한 한국산업표준으로 일원화할 수 있도록 범부처 모범사례가 되도록 한다.

또한 국제인증기구는 국제표준 인증체계를 확대하는 추세에 있으며, 표준을 활용하여 자국 기업의 경쟁력을 강화하는 추세에 있다. 이에 대응하여 국가표준과 안전기준이 국제표준에 신속히 대응함으로서 우리나라의 수출기업이 인증에 애로사항을 감소하도록 한다.

해설 2 전기용품안전기준의 추가·대체항목 해설

이 해설은 전기용품안전기준으로 한국산업표준을 채택함에 있어 추가·대체하는 항목을 적용하는 데 이해를 돕고자 주요사항을 기술한 것으로 규격의 일부가 아니며, 참고자료 또는 보충자료로만 사용된다.

심 의 :

구 분	성 명	근 무 처	직 위
(위 원 장)			
(위 원)			
(간 사)			

원안작성협력 :

구 분	성 명	근 무 처	직 위
(연구책임자)			
(참여연구원)			

전기용품안전기준의 열람은 국가기술표준원 홈페이지(http://www.kats.go.kr), 및 제품안전정보센터(http://www.safety.korea.kr)를 이용하여 주시고, 이 전기용품안전기준에 대한 의견 또는 질문은 산업통상자원부 국가기술표준원 제품안전정책국 전기통신제품안전과(☎ 043-870-5441~9)으로 연락하여 주십시오.

이 안전기준은 전기용품안전관리법 제3조의 규정에 따라 매 5년마다 안전기준전문위원회에서 심의되어 제정, 개정 또는 폐지됩니다.

KC CISPR 16-1-2 : 2015-09-23

Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods

- Part 1-2: Radio disturbance and immunity measuring apparatus - Ancillary equipment - Conducted disturbances

ICS 33.120.10;33.120.30

Korean Agency for Technology and Standards
http://www.kats.go.kr

산업통상자원부 국가기술표준원
Korean Agency for Technology and Standards
Ministry of Trade, Industry & Energy
주소 : (우) 369-811 충북 음성군 맹동면 이수로 93
TEL : 043-870-5441~9 http://www.kats.go.kr