

전기용품안전기준

K 00016-1-2

[CISPR16-1-2 Ed.1.2 : 2006.08]

전기자기 적합성(EMC)

전기자기 장애 · 내성 측정장비 및 측정방법

-제1부 : 전기자기 장애 및 내성 측정장비

제2절 : 보조장비 - 전도방해

목 차

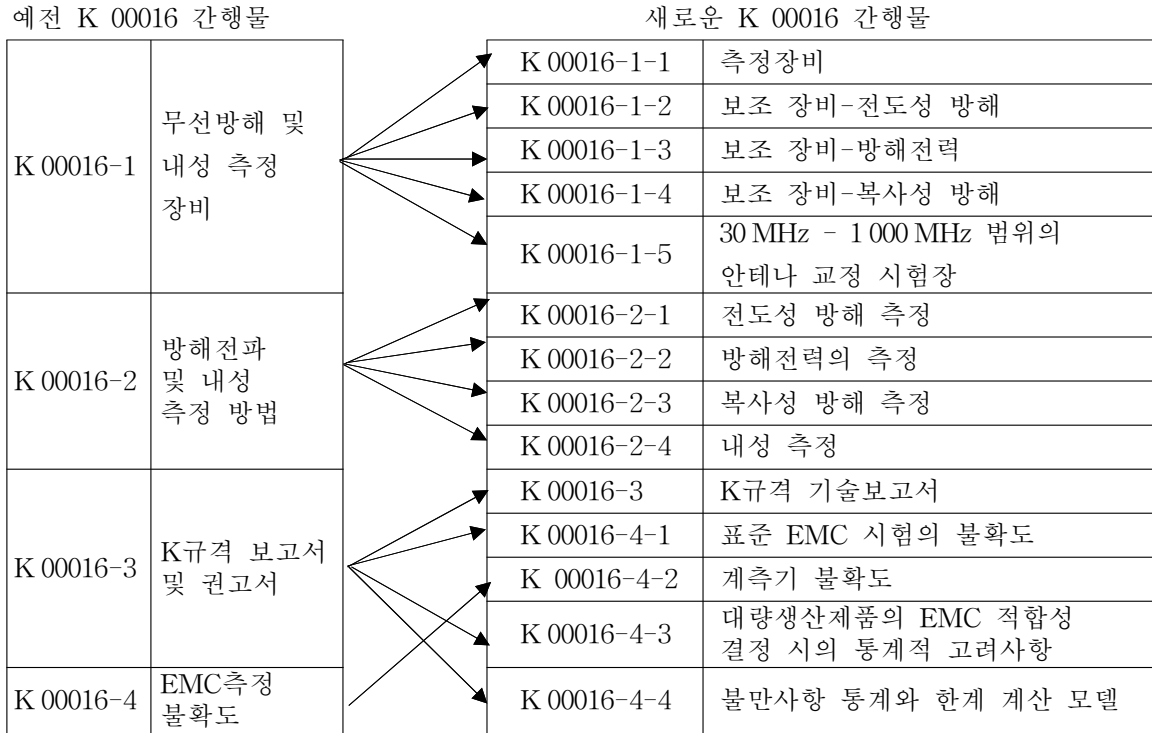
서문	4
1. 적용범위	4
2. 인용규격	4
3. 용어정의	5
4. 의사전원회로망	6
5. 전류 및 전압 프로브	15
6. 전도 전류 내성 측정에 대한 결합 장치	19
7. 신호라인 측정을 위한 결합장치	20
8. 의사선 및 직렬 RC 소자	24

부록

A(정보) 의사전원회로망(4절)	29
B(정보) 전류 프로브의 구조, 주파수 범위 및 교정(5절)	38
C(정보) 0.15 MHz ~ 30 MHz 주파수 범위의 전류 주입을 위한 결합 장치의 구조(6절)	47
D(정보) 전도성 전류 내성 측정을 위한 결합 장치의 예와 동작원리(6절)	53
E(규격) 비대칭 의사 회로망(AAN)의 매개변수의 예 및 측정 방법	57
F(규격) 동축 케이블 및 기타 차폐 케이블용 AN의 매개변수의 예 및 측정 방법	63
G(정보) 용량성 전압 프로브의 구조와 평가(5.2.2절)	65
H(정보) V형 의사전원회로망에 대해 주전원과 시험품/수신기 단자간의 최소 감결합 인자 를 도입한 논리적 근거	73
I(정보) V형 AMN 입력 임피던스에 대한 위상 허용을 도입한 논리적 근거	74

K 00016 규격 간행물 소개

K 00016-1, K 00016-2, K 00016-3, K 00016-4는 기술발전을 받아들이고, 더 쉽게 관리하기 위해서 14편으로 재구성하였다. 새 편들은 번호도 다시 부여하였다. 아래에 주어진 목록을 참고한다.



구 버전의 K 00016-1와 현재 새로운 K 00016-1-2 사이의 관계에 대한 상세한 정보는 본 소개 뒤에 나오는 표(상호참조 요약표)에 나와 있다.

계측장비규격서는 K 00016-1의 5개의 새로운 편에 나와 있으며, 측정 방법은 K 00016-2의 4개의 새로운 편에 나와 있다. K 규격에 대한 추가적인 정보와 배경 지식과 일반적인 방해에 대한 다양한 보고서들이 K 00016-3에 나와 있다. K 00016-4에는 불확도와 통계, 한계 모델링에 대한 내용이 나와 있다.

K 00016-1은 '무선 방해 및 내성 측정 장비와 방법 규정 - 무선 방해 및 내성 측정 장비' 이라는 대 제목 아래 다음 편들로 구성된다.

상호참조 요약표

K 00016-1 제 2판
절, 부속절

2
3.8, ,3.10
3.20, .., 3.23

5.1
5.2
5.8
5.10
5.11

부록

F
I
M
N
Q
Z

표

18, 22

그림

7, 8, 9, 23, 24
10, 20, 52, 53, 54
25, ,29
F.1
30, ,37
44, ,48
49,50
Q.1, ,Q.6

K 00016-2-2 제 1판
절, 부속절

2
3.1, , 3.3
3.4, , 3.7

4
5
6
7
8

부록

A
B
C
D
E
F

표

1, 2

그림

1, 2, 3, 4, 5
6, 7, 8, 9, 10
A.1, ,A.5
A.6
B.1, ,B.8
C.1, ,C.5
D.1, D.2
E.1, ,E.6

전기용품안전기준(K 00016-1-2)

전기자기장해·내성 측정장비 및 측정방법

제1부 : 전기자기장해 및 내성 측정장비

제2절 : 보조 장비 - 전도성 방해

SPECIFICATION FOR RADIO DISTURBANCE AND IMMUNITY MEASURING APPARATUS AND METHODS

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

서문 이 기준은 2006년 8월 Ed.1.2 로 발행된 CISPR 16-1-2(Radio disturbance and immunity measuring apparatus-Ancillary equipment - Conducted disturbances)를 번역해서 기술적 내용 및 규격의 서식을 변경하지 않고 작성한 전기용품안전기준이다.

1. 적용범위

K 00016의 제 1-2 절은 주파수 범위 9 kHz ~ 1 GHz까지의 전기자기 장해전압 및 전류의 측정을 위한 장비의 성능과 특징들을 명시하는 기본 규격으로 지정하였다.

보조장비에 대한 규격은 케이블에 전류주입을 위한 결합장치, 전압 및 전류 프로브, 의사전원 회로망을 포함한다.

본 규격의 요구사항은 측정 장비 범위를 표시하는 K 규격 내에서 무선 방해 전압과 전류의 모든 레벨과 모든 주파수에 만족해야 한다.

측정방법은 제 2절에서 다루게 되고, 무선방해의 더 상세한 정보는 K 00016의 제 3편에 제시 되었다.

2. 인용규격

다음의 인용규격들은 본 규격의 적용을 위해 필수 불가결한 것이다. 날짜가 명기된 규격에 대해서는 인용된 것만 적용한다. 날짜가 명시되지 않은 규격에 대해서는 기준 문서의 (개정안을 포함하여) 최신판이 적용된다.

K 00014-1, 전기자기 적합성(EMC) - 가정용 전기기기, 전동공구 및 유사기기 류의 요구조건
제1부 - 전기자기 장해

K 00016-1-1, 무선장해 · 내성 측정 장비 및 측정방법 - 제1부 : 전기자기 장해·내성측정 장비
제1절 : 측정장비

K 00016-2-1, 무선장해 · 내성 측정 장비 및 측정 방법 - 제2부 : 내성 방해의 측정방법
제1절 : 전도성 방해 측정

K 00016-3, 무선장해 · 내성 측정 장비 및 측정 방법 - 제3부 : CISPR 규격 기술보고서

K 00016-4-1, 무선장해 · 내성 측정 장비 및 측정 방법 - 제4부 : 측정불확도, 통계 및
한계값 모델링 - 제1절 : 표준화된 EMC 시험의 불확도

K 00016-4-2, 무선장해 · 내성 측정 장비 및 측정 방법 - 제4부 : 측정불확도, 통계 및 한계값
모델링 - 제2절 : 시험장비의 불확도 측정

KS C IEC 60050(161), 국제 전자 기술 용어집 (IEV) - 161 장 : 전기자기 적합성

측정학 기본 및 일반 용어 어휘집, 국제 표준화기구(ISO), 제네바, 제2판, 1993

3. 용어정의

이 문서의 목적에 있어, KS C IEC 60050(161)에 있는 용어 정의 및 다음 사항들이 적용된다.

3.1 대칭 전압(symmetric voltage)

단상전원 공급과 같은 두 전선회로에서 대칭 전압은 두 전선 사이에 나타나는 무선주파 방해 전압이다. 때로는 이것을 차동모드 전압이라 부른다. 만일 V_a 가 전원단자와 접지사이의 벡터전압이고 V_b 가 전원단자와 접지사이의 벡터전압이라 하면, 대칭 전압은 벡터차($V_a - V_b$)로 된다.

3.2 비대칭 전압(asymmetric voltage)

비대칭 전압은 주전원 공급단자들의 전기적 중성점과 접지사이에 나타나는 무선주파 방해 전압이다. 때로는 이것을 공통모드 전압이라 하며 V_a 와 V_b 의 벡터합의 절반이다. 즉, $(V_a + V_b)/2$.

3.3 부대칭 전압(unsymmetric voltage)

3.1과 3.2에 정의된 벡터전압 V_a 혹은 V_b 의 크기. 이는 V형 의사전원회로망을 사용하여 측정된 전압이다.

3.4 의사전원회로망(AMN)

무선주파수에 있어서 시험품에 규정된 임피던스를 제공하고, 공급전원으로부터 시험회로를 감결합하며, 측정수신기에 방해 전압을 결합한다. 의사전원회로망은 두가지 기본형태가 있다. 부대칭 전압을 결합하는 V형 회로망과 대칭-비대칭 전압을 분리하여 결합하는 델타형 회로망이 있다. 라인 임피던스 안정화 회로망과 V형 회로망의 용어는 서로 바꾸어 사용할 수 있다.

3.5 비대칭 의사회로망(AAN)

비대칭 신호라인(예, 전기통신) 상에 대칭신호(차동모드) 제거와 동시에 비대칭(공통모드) 전압 측정(또는 주입)을 위해 사용되는 회로망.

주 “Y형 회로망”은 “비대칭 회로망(AAN)”의 동의어 이다.

3.6 임피던스 안정화 회로망(ISN)

일반적으로 시험품에 안정된 임피던스를 제공하며, 비대칭 회로망(AAN)의 동의어로 사용되는 의사전원회로망.

3.7 결합, 감결합 회로망(CDN)

시험품에 인가되는 시험 신호가 피시험 상태가 아닌 다른 기구, 장치 또는 시스템에 영향을 주지 못하도록 하는 전기회로.

3.8 종방향 변환 손실(longitudinal conversion loss : LCL)

1포트 또는 2포트의 회로에서, 연결 도선 내 회로의 종방향 신호의 존재로 인해 회로망의 종단에서 발생하는 횡방향(대칭모드) 간섭신호의 측정 값(dB로 표현),(ITU-T 권고 0.9 정의 참조).

4. 의사전원회로망

의사전원회로망은 시험품(EUT)의 단자에서 RF의 규정된 임피던스를 제공하고, 공급 전원의 불필요한 RF로부터 시험 회로를 분리시키고 측정 수신기에 방해 전압을 결합시키기 위해서 필요하다.

의사전원회로망은 두 가지의 기본 형태가 있다. 부대칭 전압을 결합하는 V형 회로망과 대칭-비대칭 전압을 분리하여 결합하는 델타형 회로망이다.

각각의 주요한 도체는 3 개의 단자가 있다. 공급 전원에 연결을 위한 전원 단자, 시험품 연결을 위한 장비 단자와 측정 장비 연결을 위한 방해 출력 단자이다.

주1) 의사전원회로망의 회로의 예가 부록 A에 주어졌다.

주2) 본 절은 유사한 측정방법을 포함한 의사전원회로망(AMN)의 절연 요구조건과 임피던스를 명시한다. 의사전원회로망(AMN)에 관련된 불확실성들의 몇 가지 배경과 이론적 근거는 K 00016-4-1의 6.2.3절 과 K 00016-4-2에 기록되어 있다.

4.1 의사전원회로망 임피던스

의사전원회로망의 임피던스 특성사항은 수신기 포트가 $50\ \Omega$ 로 종단되었을 때 기준접지에 대한 시험품 단자에서 측정된 임피던스 위상과 크기를 말한다.

의사전원회로망 시험품 단자에서의 임피던스는 시험품에 제시되어진 종단 임피던스를 정의한다. 측정 수신기단자가 $50\ \Omega$ 로 정확하게 종단된 것을 확인하기 위해서 10 dB 감쇠기가 회로망 외부 또는 내부에 사용하며, VSWR은 1 ~ 1.2 사이여야 한다. 감쇠기는 전압 분배 인자의 측정에

포함되어야 한다(4.10 절 참조).

시험품 단자의 각 전도체(접지 제외)와 기준접지 사이의 임피던스는 외부임피던스의 값을 위해 4.2, 4.3, 4.4, 4.5, 또는 4.6 에 따라야 하며, 단락회로를 포함한 해당 전원 단자와 기준 접지에 연결되어야 한다. 이 요구사항은 연속 전류의 최대 규정치에 이르는 정상조건하에 따라 회로망이 도달할 수 있는 모든 온도에서 만족되어야 한다. 또한 이 요구사항은 규정된 최대치에 이르는 침투 전류에 대해서도 만족되어야 한다.

위상 요구조건에 만족할 수 없다면, 측정된 위상각도는 K 00016-4-2 규격에 의하여 불확도 예상 값이 고려되어 져야 한다. 부록 I 는 위상 허용률이 초과되었을 경우 위상의 불확도 기여 계산을 위해 안내 지침이 주어진다.

주) 시험품 접속부가 30 MHz까지 무선 주파수에 대하여 최적화되지 않았기 때문에, 회로망임피던스 측정은 가능한 짧게 연결하기 위해 별도의 측정 아답터로 수행해야 한다. 네트워크 분석기의(NWA'S) 개방/단락/매칭(open/short/matched)의 교정은 아답터의 특성을 기술하기 위해 이용되며, 아답터의 전도체 길이와 삽입손실을 고려한다.

4.2 50Ω/50μH+ 5Ω V형 의사전원회로망(9 kHz ~ 150 kHz)

의사전원회로망은 관련 주파수 범위 안에서 표 3과 그림 1a 에 제시된 주파수 특성에 대한 임피던스(크기와 위상)를 가져야 한다. 임피던스 크기 $\pm 20\%$ 와 위상 $\pm 11.5^\circ$ 의 오차를 허용한다.

표 3 - V형 의사전원회로망의 임피던스 크기와 위상각도(그림 1a 참조)

주파수 MHz	임피던스 크기 Ω	위상 각도 Degree
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

주) 이 의사전원회로망(AMN)은 부속결과 4.3절의 결합 임피던스 요구사항을 만족시킨다면, 주파수 범위 150 kHz ~ 30 MHz에서 사용될 수 있다.

4.3 50 Ω/50 μH V형 의사전원회로망 (0.15 MHz ~ 30 MHz)

의사전원회로망은 관련 주파수 범위 안에서 표 4와 그림 1b 에 제시된 주파수 특성에 대한 임피던스(크기와 위상)를 가져야 한다. 임피던스 크기 $\pm 20 \%$ 와 위상 $\pm 11.5^\circ$ 의 오차를 허용한다.

표 4 - V형 의사전원회로망의 임피던스크기와 위상각도(그림 1b 참조)

주파수 MHz	임피던스 크기 Ω	위상 각도 Degree
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 $50 \Omega/5 \mu H + 1 \Omega$ V형 의사전원회로망 (150 kHz ~ 100 MHz)

의사전원회로망은 관련 주파수 범위 안에서 표 5와 그림 2에 제시된 주파수 특성에 대한 임피던스(크기와 위상)를 가져야 한다. 임피던스 크기 $\pm 20\%$ 와 위상 $\pm 11.5^\circ$ 의 오차를 허용한다.

표 5 - V형 의사전원회로망의 임피던스 크기와 위상각도(그림 2 참조)

주파수 MHz	임피던스 크기 Ω	위상 각도 Degree
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

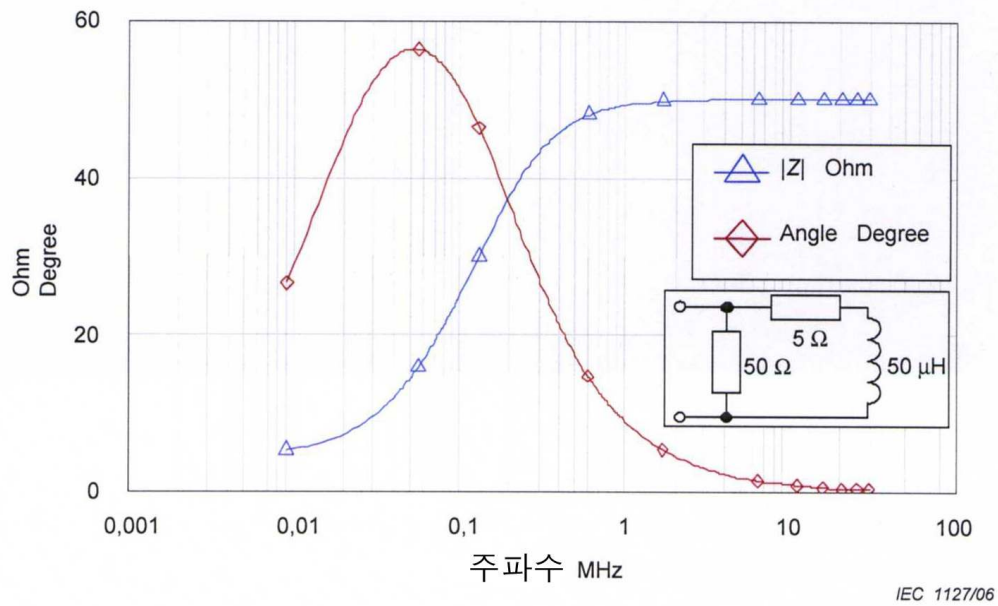


그림 1a - A 대역을 위한 V형 회로망의 임피던스(크기와 위상)
(4.2 참조, 주파수 범위 : 9 kHz ~ 150 kHz)

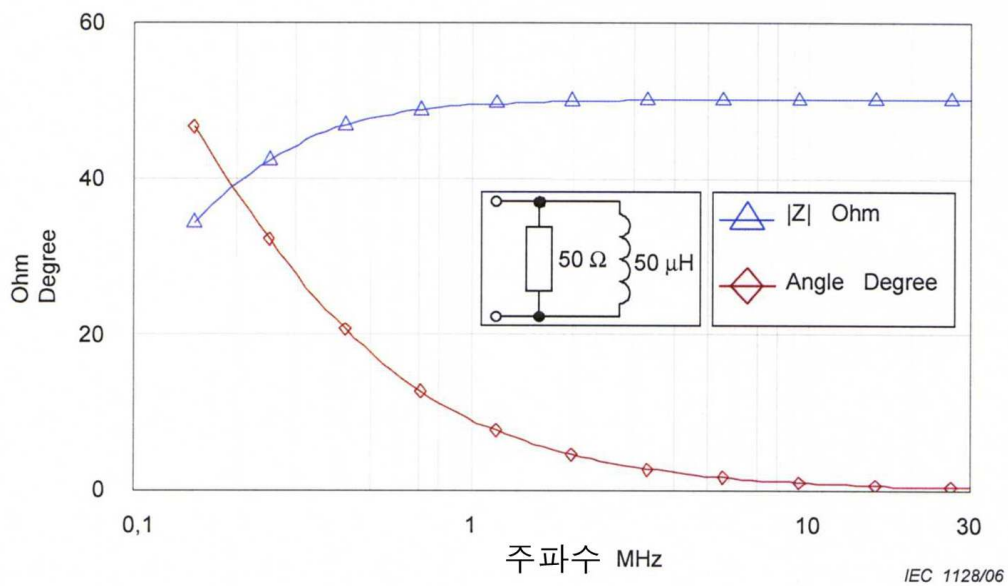


그림 1b - B 대역을 위한 V형 회로망의 임피던스(크기와 위상)
(4.2 참조)

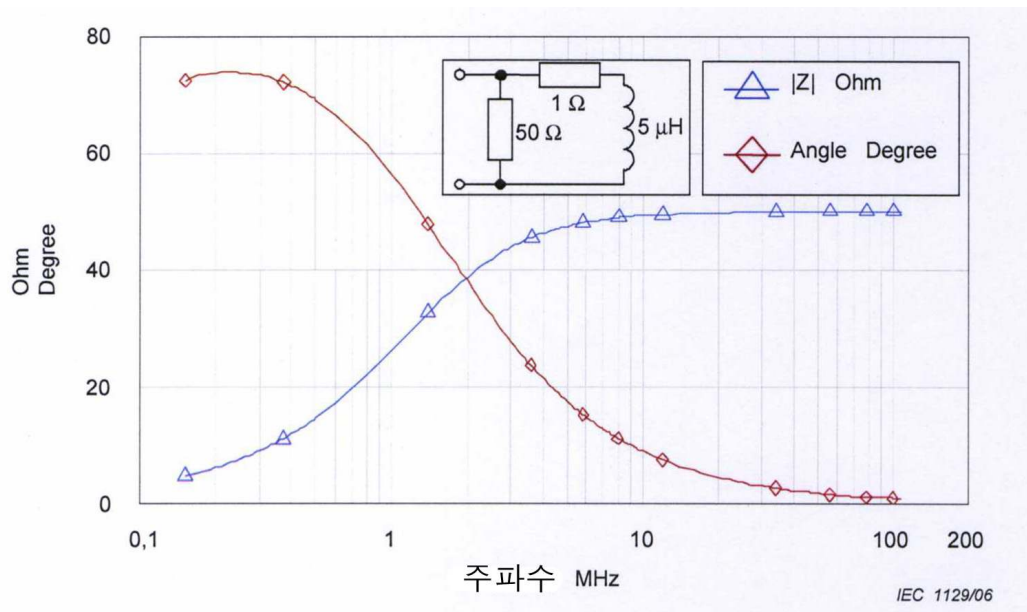


그림 2 - B, C 대역을 위한 V형 회로망의 임피던스(크기와 위상)
(4.4 참조, 주파수 범위 : 0.15 MHz ~ 108 MHz)

4.5 150 Ω V형 의사전원회로망 (150 kHz ~ 30 MHz)

회로망은 위상각이 20°를 초과하지 않고 크기가 $150 \pm 20 \Omega$ 인 임피던스를 갖는다.

4.6 150 Ω 델타형 의사전원회로망 (150 kHz ~ 30 MHz)

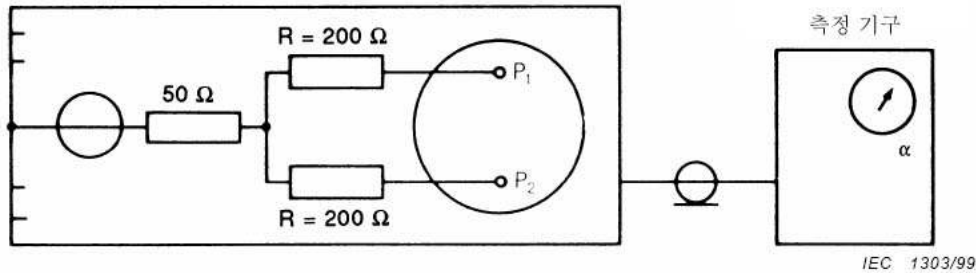
회로망은 장비 단자들 사이, 그리고 연결된 두 장비 단자들과 기준 접지 사이에서 위상각이 20°를 초과하지 않고 크기가 $150 \pm 20 \Omega$ 인 임피던스를 갖는다.

대칭 전압의 측정을 위해 차폐된 평형 트랜스포머가 필요하다. 회로망 임피던스가 감지 가능할 정도의 변형을 피하기 위해서 관련된 모든 주파수에서 트랜스포머의 입력 임피던스는 1000Ω 보다 작아서는 안 된다. 측정 수신기에 의해 측정된 전압은 회로망의 구성요소의 값과 트랜스포머의 비에 의존한다. 회로망은 교정되어야 한다.

4.6.1 150Ω 델타형 의사전원회로망의 평형

회로망을 포함하는 시스템 평형과 측정수신기는 대칭전압측정을 측정을 위해 트랜스포머를 통해 연결되어지며 실제적으로 비대칭 전압의 존재에 의한 영향을 받지 않아야 한다.

이 평형은 그림 3에서 보여준 회로를 이용하여 측정해야 한다.



R : 10 % 이내의 오차를 가진 200 Ω 저항

P₁ P₂ : 기기 연결을 위한 회로망의 단자

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

전압 U_a 는 각 $200 \Omega \pm 1 \%$ 인 두 개의 저항의 공통단자와 기준접지면 사이에 50Ω 내부임피던스를 가진 발생기로부터 주입된다. 이들 저항의 다른 한쪽 끝은 의사전원회로망의 장비 단자들에 연결된다.

전압 U_s 는 대칭전압 측정위치에서 측정한다. 전압비 U_a / U_s 는 20:1 (26 dB)보다 커야 한다.

4.7 격리(Isolation)

4.7.1 요구사항

어떤 시험주파수에서, 전원 쪽에 존재하는 간섭 신호들과 공급전원의 불분명한 임피던스가 측정에 영향을 미치지 않게 하기 위해 시험품 포트에 관련된 단자를 종단하고, 각각의 주전원 단자와 수신기 입력 포트 사이에 격리 값은 최소값(감결합 인자)을 만족해야 한다. 부가적인 외부 케이בל과 필터가 제외된 V형 의사전원 회로망 그 자체에만 적용한다.

표 6 - V형 회로망을 위한 최소 격리 값

절	V형 회로망의 유형	주파수 범위 (MHz)	최소 격리값 (dB)
4.2	$50 \Omega / 50 \mu H + 5 \Omega$	0.009 - 0.05	0-40*)
		0.05 - 30	40
4.3	$50 \Omega / 50 \mu H$	0.15 - 30	40
4.4	$50 \Omega / 5 \mu H + 1 \Omega$	0.15 - 3	0-40*)
		3 - 108	40

주) 별표 의미 : 최소 격리는 주파수의 대수에 직선적으로 상승한다.

주) 의사전원회로망에 추가적인 외부 필터링은 전원포트의 방해 억제를 위해 필요 할 것이다.

(실제적인 요구조건을 위해 K 00016-2-1 참조)

4.7.2 측정 절차

시험 배치는 그림 H.1.에 제시되었다. 측정을 위해, 첫 번째로 신호 U_1 은 임피던스가 50 Ω 인 소스를 가지고 50 Ω 의 부하 임피던스에서 측정된다. 그다음 신호 발생기는 기준 접지와 관련 전원단자 사이에 연결되어야 하며, 관련 시험품 단자들은 50 Ω 으로 종단해야 하고, 출력전압 U_2 는 50 Ω 임피던스로 종단되어진 수신기 포트에서 측정되어야 한다. -10 dB 감쇄기는 4.1절에 설명된 격리 요구조건을 위해 추가되어야 한다. 모든 전원과 시험품 단자들은 격리요구조건을 만족해야 한다. 만일 다른 전원단자들의 종단이 측정결과에 영향을 미친다면, 그때 요구조건은 다른 주전원 단자들이 개방과 단락되었을 때 만족해야 한다.

다음 등식은 만족해야 한다.

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

여기서,

U_1 : 전원 단자의 기준 전압dB(uV).

U_2 : 수신기 포트의 출력 전압dB(uV).

F_D : 최소 격리(감쇄합 인자) 요구사항. (dB)

A : 내장된 감쇄기의 감쇄값. (dB)

주) 시험품 접속부가 30 MHz까지 무선 주파수에 대하여 최적화되지 않았기 때문에, 회로망임피던스 측정은 가능한 짧게 연결하기 위해 별도의 측정 아답터로 수행해야 한다. U_1 의 측정은 신호발생기에 연결된 아답터와 함께 반드시 구성해야 한다.

4.8 전류 수용능력과 연속 전압강하

최대 연속전류와 최대 침투전류가 규정되어야 한다. 최대 연속전류가 통과될 때 의사전원회로망의 전원 단자에서의 시험품 공급전압은 적어도 주전원전압의 95 %보다 커야 한다.

4.9 수정된 기준 접지 연결

몇몇 장비의 측정에서는 관련된 제품기준의 요구조건에 따라 4.2와 4.3의 의사전원회로망의 기준 접지도체에 임피던스의 삽입이 요구될 수 있다. 이 임피던스는 그림 4와 그림 5의 기준접지선에 X표시가 된 곳에 각각 삽입시킨다. 삽입되는 임피던스는 1.6 mH 인덕터를 사용하거나 4.2와 4.3의 요구 임피던스에 적합하고 사용 주파수 범위에 적절한 것을 사용한다.

주) 안전상의 이유로 4.2에서 언급되었던 5 Ω 저항은 생략되어야 한다.

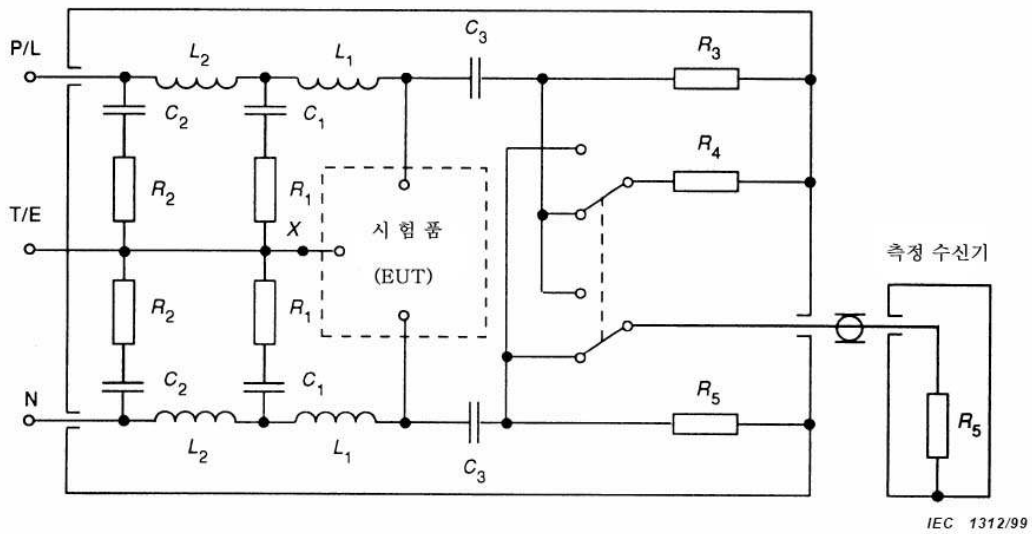


그림 4 - 50Ω/50μH + 5Ω V형 의사전원 회로망의 예(4.2와 A.2 절 참조)

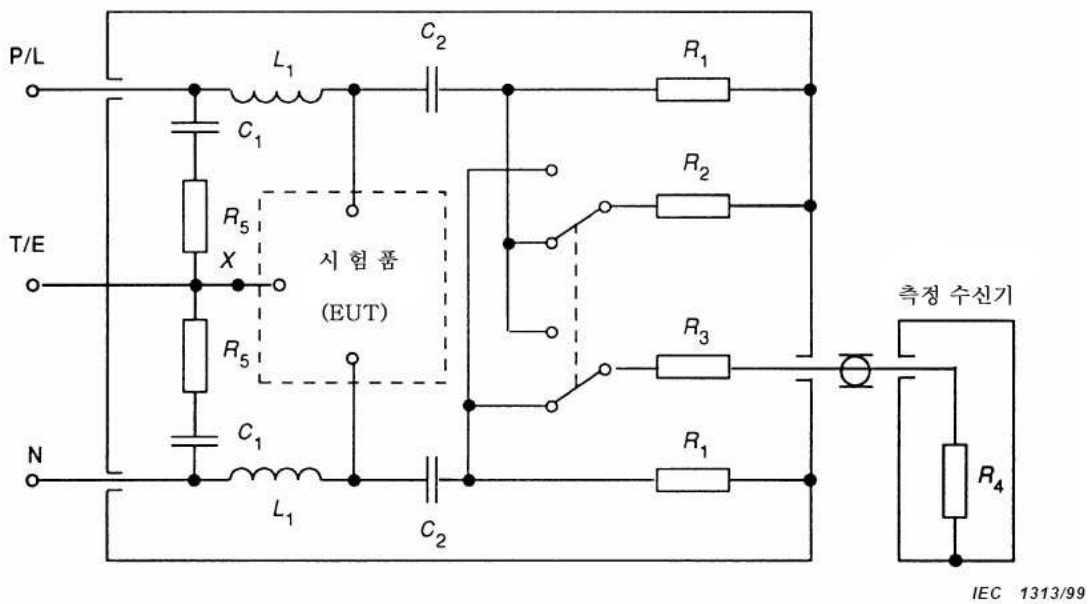


그림 5 - 50 Ω/50 μH, 50 Ω/5 μH + 1 Ω 또는 150 Ω V형 의사전원 회로망의 예
(4.3, 4.4, 4.5, 부록 A.3, A.4, A.5 각각 참조)

4.10 V형 의사전원회로망의 전압분배인자의 교정

전압분배 인자는 V형 회로망의 시험품 단자와 RF 출력단자 사이에서 측정해야 하고, 방해전압을 측정하는 동안 고려되어야 한다. 전압분배인자의 측정을 위한 절차는 A.8절에 포함하고 있다.

5. 전류 및 전압 프로브

5.1 전류 프로브

케이블의 비대칭 방해전류는 특별하게 개발된 클램프-온 전류 트랜스포머를 사용하며, 전원의 도체부분에 직접 접촉하거나 회로의 변경 없이 측정할 수 있다. 이 방법의 유용성은 분명하다. 복잡한 배선구조, 전자회로 등에서 정상동작이나 구성에 영향을 주지 않고 측정이 가능하다. 전류 프로브는 측정하고자 하는 도체를 쉽게 물릴 수 있도록 제작해야 한다. 도체는 권선수가 1회인 1차코일에 해당되며 2차코일은 전류 프로브 속에 내장된다.

전류 프로브의 주된 측정범위는 30 Hz ~ 100 MHz이지만 30 Hz ~ 1 000 MHz까지 측정이 가능하도록 제작할 수 있다. 100 MHz 이상에서 전력시스템의 정재파 전류는 최대전류의 검출을 위해서 전류 프로브의 위치가 최적화되도록 하여 측정한다.

전류 프로브는 통과대역에서 주파수 응답이 일정하도록 설계한다. 통과대역 이하의 주파수에서도 정확한 측정이 가능하다. 또한 전달 임피던스 값의 감소에 의한 감도의 저하가 생긴다. 통과대역 이상의 주파수에서는 전류 프로브의 공진 때문에 측정이 정확하지 않다.

추가적 차폐구조물이 장착된 전류 프로브는 대칭(차동모드)과 비대칭(공통모드) 두 전류를 모두 측정할 수 있다. 부록 B의 B.5절에서 이런 구조를 자세히 설명하고 있다.

5.1.1 구조

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

부록 B는 대표적인 전류 프로브의 구조를 설명한다.

5.1.2 특성

삽입 임피던스	최대 1 Ω
전달 임피던스*	평활한 선형 범위에서는 0.1~5 Ω 평활한 선형범위 아래의 주파수에서는 0.001~0.1 Ω (전류 프로브는 50 Ω 으로 종단된다).
부가 분로 캐패시턴스	측정도체와 전류 프로브 덮개 사이의 캐패시턴스는 25pF보다 작아야 한다.
주파수응답	전달 임피던스는 규정된 주파수 범위에서 교정되어야 하고 각각의 프로브의 대역은 일반적으로 100 kHz ~ 100 MHz, 100 MHz ~ 300 MHz, 및 200 MHz ~ 1 000 MHz 이다.
펄스응답	고려중
자계포화	1 dB이내의 측정오차를 유지할 수 있는 1차 리드선의 최대 직류 및 교류 전원전류오차의 최대치가 규정되어야 한다.

전달임피던스 허용오차 고려중

외부자계의 영향 전류가 흐르는 도체로부터 전류 프로브를 제거할 때 지시값이 40 dB 이상 감소해야 한다.

전계의 영향 10 V/m보다 작은 전계에 대해서는 영향을 받지 않아야 한다.

방향의 영향 개구의 어느 위치에 놓이거나 어떤 크기의 도체에 사용하더라도 30 MHz 까지는 1 dB 이내이어야 하고, 30 MHz ~ 1 000 MHz는 2.5 dB 이내이어야 한다.

전류프로브의 간극 적어도 15 mm 이상

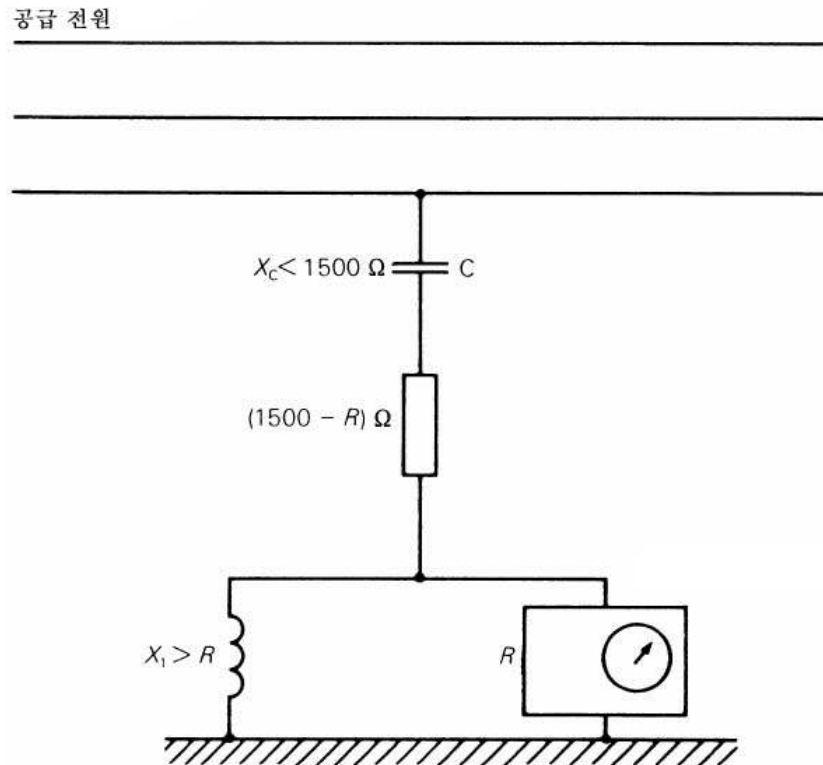
5.2 전압 프로브

5.2.1 높은 임피던스 전압 프로브

그림 6은 전원도체와 접지면사이의 전압측정에 사용되는 회로를 나타내고 있다. 프로브는 차단 캐패시터 C와 전선과 접지면사이의 총 저항이 $1500\ \Omega$ 으로 되게 하는 저항으로 구성된다. 프로브는 다른 전선에도 사용될 수 있고 어떤 측정에서는 높은 임피던스회로에 과대부하가 걸리는 것을 방지하기 위해 프로브의 임피던스를 높여야할 필요가 있다. 안전을 위해 시험장치의 입력단에는 인덕터를 연결해야 하며 그 인덕턴스 X_L 는 저항 R보다 훨씬 커야한다.

전압 프로브의 삽입손실은 9 kHz ~ 30 MHz에서 $50\ \Omega$ 시스템에 맞추어 조정해야 한다. 보호용으로 사용될 수 있는 어떤기기의 측정의 정확도에 관한 영향은 1 dB 이하 이거나 교정에서 허용되어야 한다. 측정이 의미가 있기 위하여 방해레벨이 주변 잡음 속에서도 정확하게 측정된다는 것을 보장하도록 해야 한다.

프로브에 연결된 리드선, 시험되는 전원도체 및 기준접지에 연결된 리드선에 의해 형성된 강한 루프는 어떤 강한 자기장의 영향을 감소시키도록 최소화해야 한다.



주)
$$V = \frac{1500}{R} U$$

V : 방해 전압

U : 측정장치 입력에서의 전압

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

5.2.2 용량성 전압 프로브

케이블의 비대칭 방해 전압은 클램프-온 용량성 결합 장치의 사용으로 소스 전도체와의 직접적인 접촉과 회로 변경 없이 측정할 수 있다. 이 방법의 유효성은 분명하다. 복잡한 배선 시스템, 전기 회로 등은 측정 장치를 삽입하기 위해 케이블을 절단할 필요나, 시험품의 구성 또는 정상 작동의 중지 없이 측정이 가능하다. 용량성 전압 프로브는 측정 전도체 주위에 손쉽게 클램프하기 위해 제작한다.

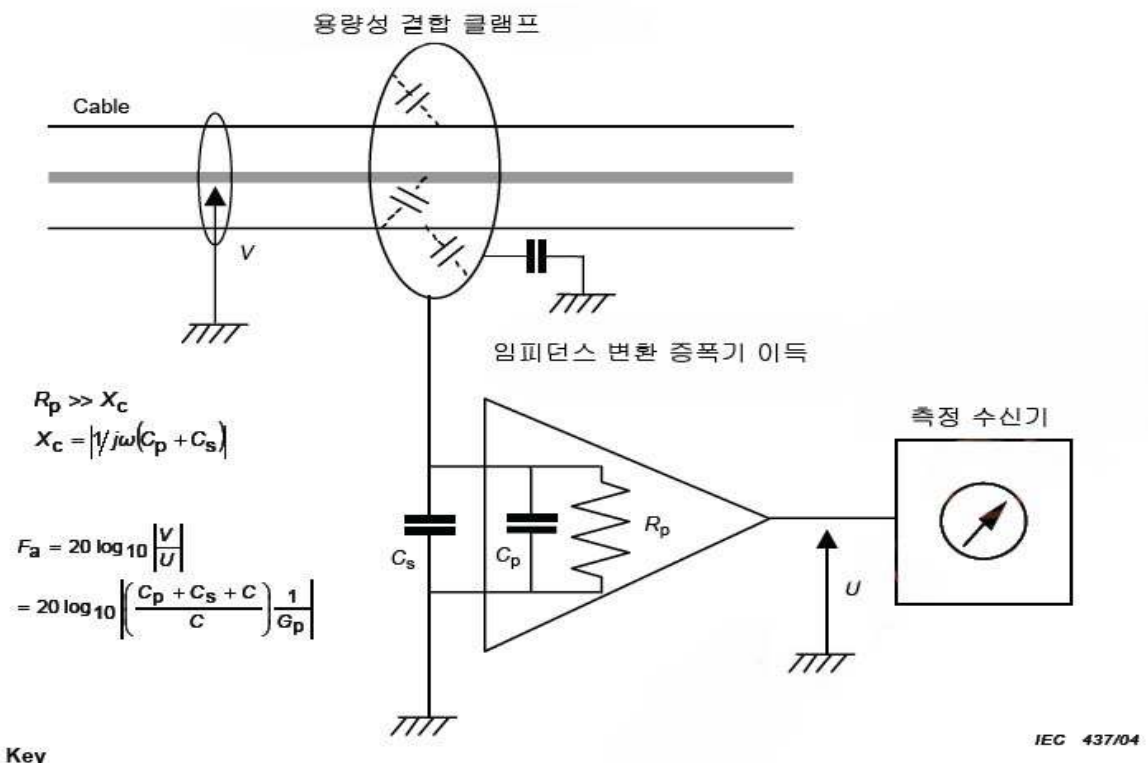
용량성 전압 프로브는 관심 주파수범위에서 거의 일정한 주파수 응답을 보이는 150 kHz에서 30 MHz사이의 주파수 범위에서 전도성 방해의 측정에 사용된다. 전압분배 인자는 케이블의 형태에 따른 측정수신기의 케이블 상에서 방해 전압과 입력전압의 비로 정의된다. 이 변수는 각각의 케이블 형태에 따른 상세한 주파수 범위에서 부록 G에 설명된 방법을 사용하여 보정되어야 한다.

전기 용량성의 전압 프로브는 케이블(5.2.2.2의 “전자기장의 영향”을 참조) 주변의 공통모드 신호로부터 충분한 차단을 위해서 부가적인 차폐가 필요하다. 부록 G는 차단을 위한 측정의 구조와 방법의 예를 포함하고 있다.

이러한 용량성 전압 프로브는 원거리통신 포트에서의 장애를 측정하는데 사용될 수 있다. 최소 측정 가능한 레벨은 보통 44 dB(uV)까지 이다.

5.2.2.1 구조

용량성 전압 프로브는 측정 시에 케이블의 분리 없이 전압의 측정이 가능하도록 구성되어야 한다. 그림 11은 케이블과 기준 접지 사이의 전압측정에 사용되는 회로를 보이고 있다. 프로브는 임피던스 변환 증폭기에 연결되어 있는 용량성 커플링 클램프로 구성되어 있다. 이 증폭기의 입력 저항 R_p 은 일정한 주파수 응답을 얻는 리액턴스 X_c 와 비교될 만큼 충분히 커야 한다.



G_p 임피던스 변환증폭기 이득

C 케이블과 클램프간의 캐패시턴스

C_s 프로브와 접지면사이의 캐피시턴스

C_p 임피던스 변환 증폭기 캐패시턴스

R_p 임피던스 변환 증폭기 저항

V 방해전압

U 측정수신기 입력전압

그림 11 - 케이블과 기준접지 사이에 전압을 측정하기 위한 회로도

부속서 G는 용량성 전압 프로브의 검증과 일반적인 구조에 대한 지침을 제공한다.

5.2.2.2 요구사항

- 부가 분로 캐패시턴스 : 시험 중에 있는 용량성 전압 프로브의 접지단자와 시험 케이블 사이에 10 pF 보다 작은 캐패시턴스
- 주파수 응답: dB(그림 11 참조)에서 전압 분배 인자 $F_d = 20 \log_{10} \left| \frac{V}{U} \right|$ 규정된 주파수 범위에 걸쳐 교정된다.
- 펄스 응답: K 00016-1-1의 부록 B와 C에 있는 방법에 따라 B 대역에서 일정하게 유지된 펄스를 말한다.
- 전계의 영향: 케이블이 용량성 전압 프로브로부터 제거되었을 때 전압표시는 20 dB 이상 줄어야 한다.
(프로브와 인접한 다른 케이블에서의 정전기 결합이 측정 방법은 부록 G에 기술되어 있다.
원인인 영향)
- 용량성 전압 프로브 간극 : 최소 30 mm
(슬롯이 개방되었을 때 두개의 동축 전극간의 간극(그림 G.1참조))

6. 전도 전류 내성 측정에 대한 결합 장치

결합 장치는 측정하려는 도선에 방해 전류를 주입하고 또 이러한 전류의 영향으로부터 시험품에 연결된 다른 도선들과 설비를 차단시키기 위해 설계된다. 150 Ω 의 소스 임피던스와 더불어 30 MHz까지의 주파수에 대해 실제 장치에서 동작하는 RF 방해전계강도와 그 강도와 동일한 크기의 감쇠를 만들기 위해 필요한 방해전류 주입 방법에 적용하는 e.m.f.사이에는 유용한 상호 관계가 있다. 설비의 내성은 이런 e.m.f.값으로 표현된다. 부록 C와 D는 동작 원리, 장비의 형태 및 구조에 관한 예를 제시한다.

6.1 특성

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

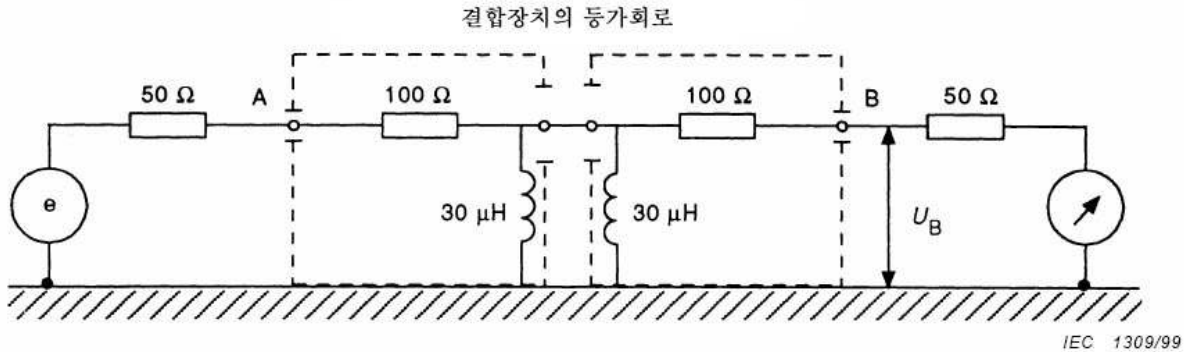
6.1.1 임피던스

0.15 MHz ~ 30 MHz까지의 주파수 범위에서, 시험품에 방해 신호를 주입하는 지점과 장비의 접지 지점 사이에서 측정된 전체 비대칭 임피던스(150 Ω 의 저항성 방해원 임피던스와 병렬인 RF 초크 코일)는 150 $\Omega \pm 20 \Omega$ 의 값을 가지며 위상각이 $\pm 20^\circ$ 보다 적게 나타난다(이러한 임피던스는 K규격 150 Ω V형 의사전원회로망과 같다. 4.4 참조).

예를 들면, A와 S 형태의 결합 장치에 대한 주입지점은 출력 연결기의 차폐기이며 M과 L형태의 결합 장치에 대한 주입지점은 연결 출력 단자이다.

6.1.2 삽입 손실

30 MHz ~ 150 MHz까지의 주파수 범위에서 직렬로 연결된 2개의 결합 장치의 삽입 손실은 그림 7의 측정값에서 보여주는 것처럼 9.6 dB ~ 12.6 dB까지의 범위 안에 있어야 한다.



이 그림에 따라 측정된 2개 동일한 결합체의 삽입손실 U_G/U_B 는 30 MHz ~ 150 MHz 주파수 범위에서 9.6dB ~ 12.6dB 이내에 있어야 한다. U_G 는 발생기와 수신기가 서로 직접 연결되었을 때 수신기의 지시값이다.

주) 2개의 장치는 서로 매우 짧은 선($\leq 1\text{cm}$)으로 연결되어야 한다.

그림 7 - 주파수 범위 30 MHz ~ 150 MHz에서의 결합 장치의 삽입 손실을 검사하기 위한 측정 배치(5.8.1.2 참조)

7. 신호라인을 측정하기 위한 결합장치

신호라인의 방해 잠재성(그리고 내성)은 전도 방해전압 또는 전류의 측정(또는 주입)에 의해 평가 될 수 있다. 이러한 목적을 위해, 결합장치는 신호라인 상에서 희망 신호를 막고 방해성분을 측정하기 위해 필요하다. 이 장치는 전기자기 방출과 내성(공통 및 차동 모드, 전류와 전압)의 측정을 포함한다. 이런 종류의 측정에 대한 전형적인 장치는 전류 프로브와 의사전원회로망(ANNs 또는 Y형 회로망)이다.

주 1 신호라인의 전도성 내성 시험용 AANs에 대한 요구사항은 K 0000-4-6²⁾에서 찾을 수 있다 (AANs는 “결합 및 감결합 기기”의 특별한 판이다[결합/감결합 회로망이라고도 함(CDNs)]. 방해 측정에 대한 요구사항을 만족하는 AAN은 내성 시험에 대한 요구사항도 역시 만족하는 것으로 본다.

주 2 신호라인은 전기통신라인과 이들 라인에 연결되도록 계획된 장비의 단자들을 포함한다.

주 3 3 절에서 규정된 바와 같이, “대칭 전압”이 “차동 모드 전압”과 동일한 것처럼 “비대칭 전압”과 “공통 모드 전압”은 동의어이다.

주 4 “비대칭 의사회로망(AAN)”이라는 용어는, V형 회로망이 Δ 형 회로망과 대조를 이루는 “Y형 회로망”에 대한 동의어로서 사용된다. T형 회로망은 Y형 회로망의 스펙셜 버전이다.

²⁾ K 61000-4-6, 전자기 적합성 (EMC) - 제4-6절: 시험 및 측정 기술 - 무선 주파수 전계로 유도되는, 전도 방해에 대한 내성

전류 프로브가 사용되고, 한계값이 전압으로 규정되는 경우, 전압값은 전류에 대한 한계값을 얻기 위해, 상세한 측정 절차에 의해 규정된 바와 같은 신호라인 임피던스 또는 종단 임피던스의 임피던스에 의해 나뉘어져야 한다. 이 임피던스는 세부 측정 절차에 의해 요구되는 것으로서 공통 모드일 수 있다.

7.1절은 비대칭(공통 모드) 의사회로망(AANs)에 대한 규격서를 설명한다. 공통 모드에 대한 차동 모드의 제거는(V_{dm} / V_{cm}) AAN의 유용성에 결정적으로 중요하다. 이 매개변수는 종 변환손실(LCL)에 관계된다. 비대칭 의사회로망과 요구되는 시험 및 교정 절차는 부록 E에 제시되었다.

7.1 비대칭 의사회로망에 대한 요구조건(AANs 또는 Y형 회로망)

비대칭 의사회로망(AANs)은 대칭(차동 모드) 신호를 제거하는 동시에 비차폐 대칭신호(예, 전기 통신)의 전압, 비대칭신호(공통 모드)측정(또는 주입)에 사용한다.

주) K 00022에서, 이런 유형의 회로망은 임피던스 안정화 회로망 (ISN)이라고 한다.

그림 8a는 비대칭의사회로망의 일반 회로도를 보여준다.

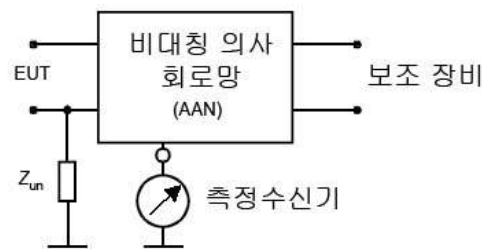
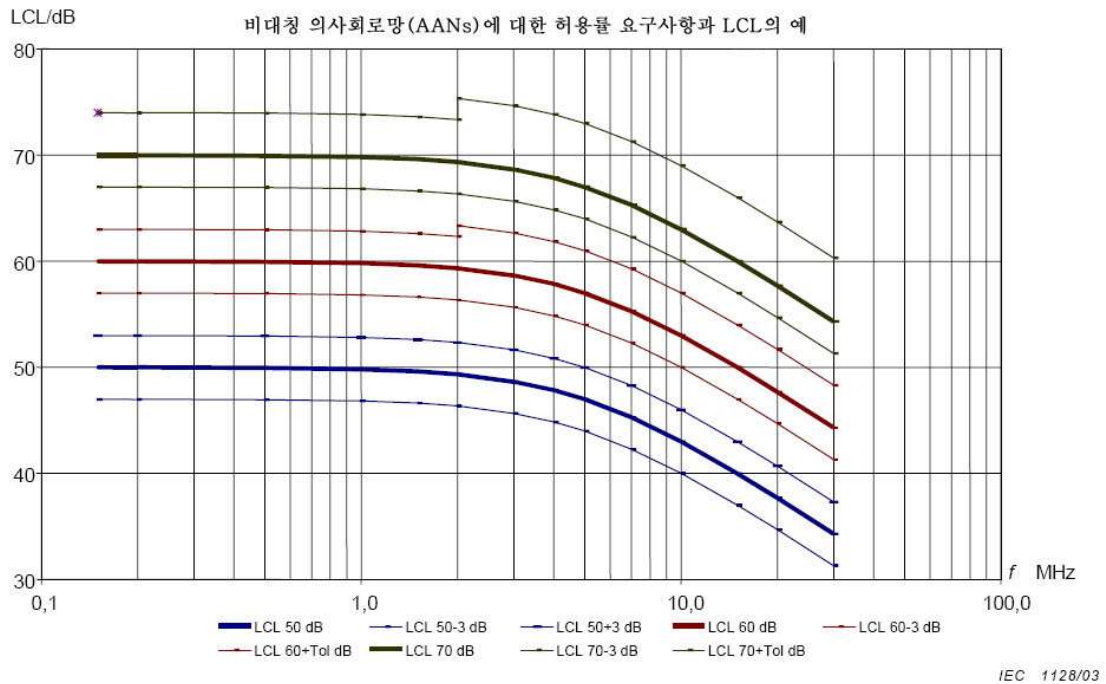


그림 8a - 비대칭 의사회로망(AAN 또는 Y형 회로망)의 주요 회로와 대칭 회로망과 불균형 회로망 Z_{un} (부가사항)으로 구성된 포트



주 1 : 방정식은 다음과 같다.

$$LCL = LCL_{If} - 101g[1 + (\frac{f}{f_{corner}})^2]^{\pm Tol} \text{ (dB)}$$

여기서

LCL_{If} : 저주파수에서의 LCL. 즉, 50 dB

f : 주파수.

f_{corner} : 코너주파수(coner frequency) ; 5 MHz

Tol : LCL 허용치 ; 3 dB

주2) 50 dB, 60 dB, 70 dB 의 이상적인 값들은 굵은선이고, 허용치는 가는선이다.

그림 8b - 비대칭 의사회로망(Y형 회로망)의 중 변환손실(LCL) 에 대한 요구사항의 예

그림 8 - 비대칭 의사회로망(AAN)의 중 변환손실(LCL)요구사항의 예시와 근본회로

비대칭방해(공통모드)를 측정하기 위한 비대칭의사회로망(AAN)의 특성은 신호를 송신하기 위해 사용되는 모든 주파수 범위뿐만 아니라 비대칭방해전압의 주파수 범위를 포함해야한다. 이러한 특성은 표 1 에 제시하였다.

표 1 - 비대칭 방해의 전압측정을 위한 비대칭 의사회로망의 특성

a	비대칭 방해전압에 대한 기본 회로망의 중단 임피던스^{a)} ● 크기 ● 위상	$150\ \Omega \pm 20\ \Omega$ $0^\circ \pm 20^\circ$
b	회로망의 시험품 단자에서의 중 변환손실 (LCL)^{b)}	(9 kHz ~ 150 kHz : 정의 되어야 함) 0.15 MHz ~ 30 MHz는 관련 제품규격에 의하여 정의 되었다. 예로 그림 8b ^{c)} 제시됨
c	보조기기 단자와 시험품 단자간의 비대칭 신호에 대한 감결합 감쇄	(9 kHz ~ 150 kHz : 정의 되어야 함) 0.15 MHz ~ 1.5 MHz : 35 dB 이상 55 dB까지 선형적으로 증가하고 주파수는 상용대수적으로 증가 > 1.5 MHz : > 55 dB
d	시험품과 보조기기 단자사이의 대칭회로의 삽입 손실	< 3 dB ^{d)}
e	시험품과 측정수신기 포트사이에서, 측정수신기 판독시 더해지는 비대칭회로의 전압분배 인자	일반적으로 9.5 dB ^{e)}
f	회로망의 대칭 부하 임피던스	정의되어야 함 ^{f)}
g	회로망 신호(아날로그 또는 디지털)에 대한 전송 대역폭	정의되어야 함 ^{g)}
h	주파수 범위^{h)} (1) 장애 (2) 내성	(0.009) 0.15 MHz ~ 30 MHz K 61000-4-6 참조

a) 비대칭 의사회로망(AAN)의 비대칭 임피던스는 일반적으로 그림 8a에 의한 불평형 회로망 추가로 인해 영향을 받는다. 본 규격은 기본 회로망의 임피던스 허용치를 제시한다. 만일 불평형 회로망의 임피던스와 위상의 영향이 무시할 수 있다면, 주어진 허용치는 불평형 회로망도 포함한다. 만일 불평형 회로망이 임피던스를 $10\ \Omega$ 이상 변화시키고 또는 위상을 10° 이상 변화 시킨다면, 제품규격은 임피던스와 위상의 허용치를 고려해야 한다. 왜냐하면, 특정 허용치는 비대칭 의사회로망(AAN) 제조자에게 제시되어야 하기 때문이다.

b) 장비의 적합성을 결정하는데 다른 개념들이 사용된다 : 신호선의 이용 가능한 중 변환손실(LCL) 값보다 큰 비대칭 의사회로망(AAN)의 중 변환손실(LCL)을 사용하거나 사용가능한 전기통신선 종류를 모의하는 중 변환손실(LCL)을 사용.

c) 그림 8b 에 있는 LCL 값은 K 00022:1997 개정판의 초안에서 수정된 허용치를 고려하였다, 따라서 이 규격에서 주어지는 LCL 요구사항은 단지 예시일 뿐이다. 일반적으로 3가지의 인자가 LCL 허용치로 간주되어야만 한다 : 기본 AAN의 잔류 LCL, 공칭으로 부터의 비대칭 망 Z_{in} 의 편차, LCL 측정의 불확도. 이 제품 규격내에 주어진 허용치는 주파수와 요구된 LCL의 증가에 수용할 수 있는 허용치를 고려해야 한다. 그림 8b는 합리적인 허용치의 예를 보여준다.

d) 실제 요구사항은 전송시스템의 설계에 달려있다. 어떤 전송시스템은 6 dB까지 삽입손실을 허용한다. AAN에 의한 삽입손실은 전체 대칭회로의 소스와 부하에 따른다. 적은/큰 임피던스에 따라 삽입손실은 적거나/크게 되고 예를 들면 $100\ \Omega$ 에 대해, 제조자가 그 값을 제공한다. 만일 제조자가 대칭회로내의 비대칭 의사회로망(AAN)의 위상특성을 제공한다면 더욱 유용하다.

e) AAN은 그림 E-6에 따른 시험배치내의 전압분배 인자 측정에 의해서 교정된다.

f) 시스템 사양에 의존된다. 예를 들면 $100\ \Omega$ 혹은 $600\ \Omega$

g) 대칭 삽입손실에 관한 시스템의 사양에 의존된다. 예를 들면 2 MHz 까지 혹은 100 MHz 까지.

h) 하나 이상의 회로망이 완전한 주파수 범위를 포함하기 위해 사용될 수 있다.

7.2 동축 케이블 및 기타 차폐 케이블에 관한 의사회로망 요구 조건

동축 케이블과 기타 차폐 케이블에 관한 의사 회로망은 통신이 이루어지거나 또는 RF 신호가 통과하는 동안 케이블(예를 들면 통신 또는 RF) 차폐 상에서의 부대칭(공통모드) 전압을 측정(또는 주입)하는데 사용된다. 요구되는 특성은 표 2와 같다.

주 1- K 00022에서 이런 유형의 회로망은 동축 또는 차폐 케이블 임피던스 안정화 회로망으로 불리운다. (ISN)

표 2 - 동축케이블과 그밖의 차폐된 케이블에 관한 의사회로망의 특성

a.	부대칭 방해전압에 관한 기본적인 회로망의 중단 임피던스 : ^a - 크기 - 위상	$150\ \Omega \pm 20\ \Omega$ $0^\circ \pm 20^\circ$
b.	보조기기 단자와 시험품단자 사이에서 부대칭 신호를 위한 감결합 감쇄 ^b	(9 kHz ~ 150 kHz : 정의되어야함) 0.15 MHz ~ 30 MHz : > 40 dB
c.	특성임피던스 를 포함하는 시험품과 보조기기단자 사이의 의도적인 신호(통신 또는 RF)에 대한 삽입 손실과 전송 대역폭	시스템 요구사항에 의해 정의된다. ^d
d.	측정수신기 지시치에 더해지는 시험품과 측정수신기 단자 간의 비대칭회로의 전압분배 인자	일반적으로 9.5 dB ^d
e.	주파수 범의 (1) 장애 (2) 내성	(0.009) 0.15 MHz ~ 30 MHz K 61000-4-6 참조
a) 의사회로망의 비대칭 임피던스는 초크와 병렬 연결된 $150\ \Omega$ 저항과 차단벽 커패터와 접지간의 캐패시턴스에 의해 결정이 될 것이다. b) 의사회로망 단자에서의 차폐된 동축케이블이 직접 의사회로망(AN) 금속 케이스에 연결되기 때문에 감결합 감쇄는 의사회로망 그 자체가 문제가 되지 않는다. 장애(내성) 시험 배치는 최소 감결합 감쇄를 보증하기 위한 것이다. c) 차폐와 내부 전도체사이의 특성임피던스 뿐만 아니라 시험품과 보조기기단자 사이의 의도적인 신호(통신과 RF)로 인한 삽입손실과 전송대역폭은 본 규격의 의도가 아니다. 그것은 시스템의 요구에 따라서 정의되어야 한다. d) 의사회로망(AN)은 그림 F.2에 따른 시험배치의 전압분배인자의 측정으로 인해 교정되어진다.		

8. 의사손 및 직렬 RC 소자

8.1 개요

어떤 제품 규격에서 의사손은 시험품의 금속부분이 접지와 연결되지 않고 보통 휴대용으로 사용되는 시험품을 위해 요구된다. 또한 전도성 도료를 입힌 플라스틱 케이스도 의사손의 사용을 요구할 수 있다. 의사손은 150 kHz에서 30 MHz (가장 중요한 주파수는 5 MHz ~ 30 MHz이다)의 주파수 범위에서 측정중인 사람의 손에 대한 영향을 모의실험하기 위하여 전도 방해시험에 사용된다. 의사손을 사용하여 평가되는 장비 형태는 전동공구, 휴대용 믹서, 전화기의 송수화기, 조이스틱, 키보드와 같은 가정용 기기 등이다.

8.2 의사손과 RC 소자의 구성

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

이 금속박은 저항 $R = 510 \, \Omega \pm 10\%$ 와 직렬로 연결된 캐패시터 $C = 220 \, \text{pF} \pm 20 \, \%$ 로 구성된 RC성분에 의하여 명시된 방법으로 방해시험장비의 기준점에 연결한다.(그림 9a).

기기의 손잡이나 기기의 몸체 주위에 사용자 손에 의한 영향을 모의시험하기 위해 사용되는 길고 가는 금속박의 폭은 전형적으로 60 mm 이다. 키보드의 경우에 있어서 금속박이나 또는 더 실용적으로 100 mm × 300 mm의 최대 크기를 가지는 금속판을 키의 상단에 놓을 수 있다. 예는 그림 9와 그림 10와 같다.

RC성분과 금속박 사이의 리드선의 길이는 1 m 로 한다. 만약 시험배치가 더 긴 리드선을 필요로 한다면 측정주파수가 30 MHz 근처일 때 리드선의 전체 인덕턴스는 1.4 μH 보다 작아야 한다.

서로 연결된 전선들의 전체를 자유공간 내에서 하나의 전선으로 생각할 때, 전도장해시험에서 주파수 범위 상한선이 30 MHz라면 전선의 인덕턴스 L은 1.4 μH 보다 작아야 한다. 주어진 하나의 전선 길이에 대해서 전선의 최소 직경 d(m)는 다음의 식으로 계산한다.

$$L = \frac{\mu l}{2\pi} \left[\ln\left(\frac{4l}{d}\right) - 1 \right] \quad (\text{H})$$

여기서

$$\mu = 4\pi \times 10^{-7} \, \text{H/m}$$

l 은 전선의 길이 (m)

d 는 전선의 직경 (m)

주) 1.4 μH 의 인덕턴스 요구를 따를 때 30 MHz에서 RC망의 임피던스가 충분히 발휘된다.

8.3 의사손 사용

RC소자와 기준접지면 사이의 전선 최대길이는 일반적으로 1 m을 초과 하지 않는다면 만족한 것으로 본다. 예를 들면 RC소자는 기준점 또는 금속박에 가능한 한 가깝게 놓일 수 있다. 정확한 선택은 연결된 전선과 그 환경에 의해 형성된 전송선로의 특성 임피던스와 금속박의(일반적으로 알려지지 않은) 방해원의 내부 공통모드 임피던스에 따라 결정 된다. 장애 측정의 주파수 범위가 30 MHz로 제한되어 있다면 RC소자의 위치는 중요하지 않으며, RC소자의(재현성의 관점으로부터) 실제적인 위치는 의사전원회로망 내부이거나 또는 라인 임피던스 모의회로망 내부에 있다.

전원에 대한 전도방해를 측정할 때 기준점은 의사전원회로망(AMN)의 접지면이다. 신호라인이나 제어라인의 방해를 측정할 때 기준점은 의사전원회로망(LISN)의 접지면이다. 기기로부터 공급된 고정되고 분리할 수 있는 모든 손잡이 주위에 둘러진 금속박과 회전하지 않는 노출된 금속품에

RC소자의 단자 M이 연결되어야 한다는 것이 의사손의 적용에 있어서 일반적으로 따라야 할 원칙이다. 페인트나 래커(도료의 일종)로 입혀진 금속품은 노출된 금속가공으로 간주되어 RC소자에 직접 연결할 수 있다.

아래 항목은 의사손의 자세한 적용을 나타냈다.

- a) 가정용 기기의 몸체가 완전히 금속으로 되어있고 접지되어 있을 때 의사손은 필요치 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 몸체C (그림 9c) 주위나 또는 높은 방해 레벨을 보이는 변속장치 주위를 60 mm 폭의 금속박으로 둘러싸야 한다. 이러한 모든 종류의 금속박과 금속환 또는 부싱A(있을 경우)는 다같이 RC 소자의 단자M에 연결되어야 한다.
- c) 기기의 케이스가 부분적으로 금속이고 절연손잡이를 가지는 부분적 절연체일 때 손잡이 B와 D 주위를 금속박으로 둘러싸야 한다(그림 9c). 만약 케이스가 전동기 위치에서 금속이 아닐 때, 전동 고정자의 철심이 위치해 있는 점에서의 몸체 C 주위, 또는 다른 대안으로 높은 방해 레벨을 가지고 있는 절연 부하체 변속장치 주위를 60 mm폭의 금속박으로 둘러싸야 한다. 금속 부분인 점A와 손잡이 B, D 주위의 금속박과 몸체C의 금속박은 몸체를 다같이 RC소자의 단자 M에 연결되어야 한다.
- d) II급 (접지선이 없는) 기기가 전기톱과 같이 절연체 A, B의 두 손잡이와 금속 C의 케이스를 가지고 있을 때 금속박으로 손잡이 A, B를 둘러싸야 할 것이다(그림 9c). A, B에서의 금속 박과 금속 몸체 C는 다같이 RC성분의 단자 M에 연결되어야 한다.
- e) 그림 10은 전화 핸드세트와 키보드의 예를 보여준다. 핸드세트의 경우에 약간의 금속박을 겹치게 하여 손잡이 주위를 60 mm 폭의 금속박으로 둘러싸야 한다. 키보드의 경우에 금속박 또는 PCB는 가능한 완전히 키를 덮어야 한다. PCB를 사용할 때 금속면이 키보드위에 놓여야 한다. 그러나 300 mm × 100 mm 크기를 초과할 필요는 없다.

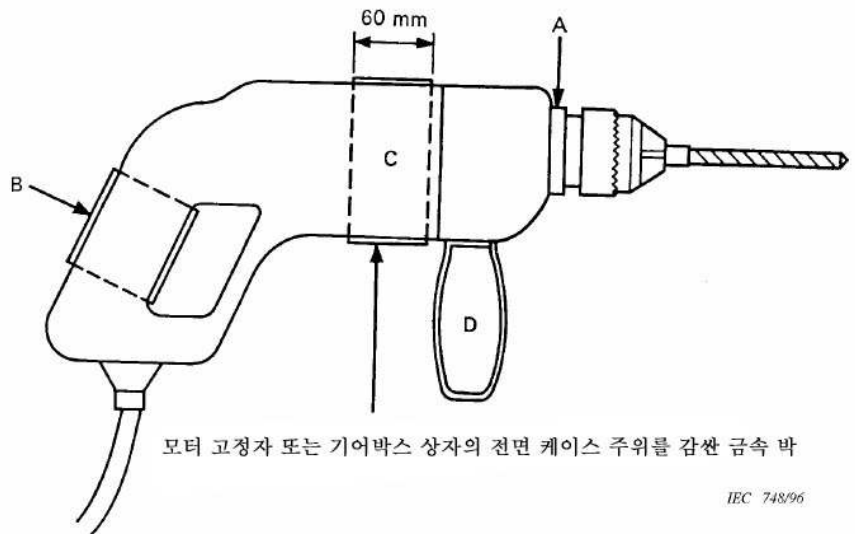
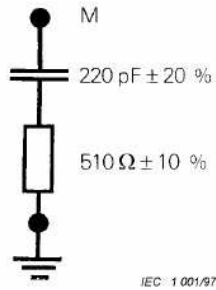


그림 9a - RC소자

그림 9b - 휴대용 전기드릴

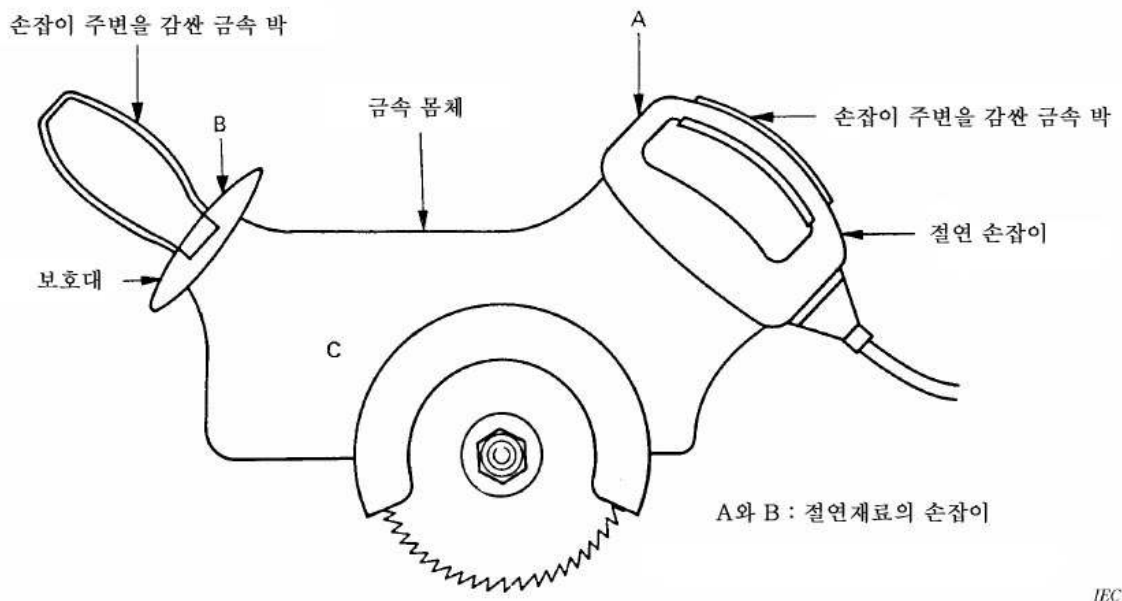


그림 9c - 휴대용 전기톱

그림 9 - 의사손의 적용

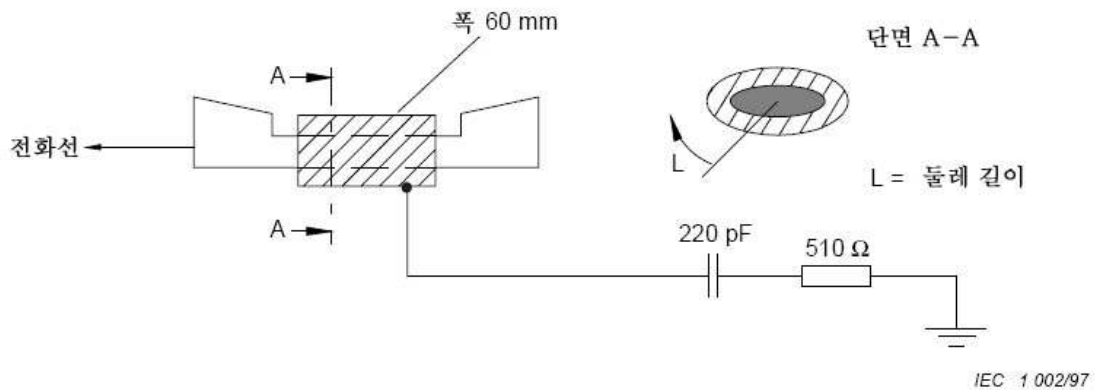


그림 10a - 전화기 수화기에 의사손의 적용

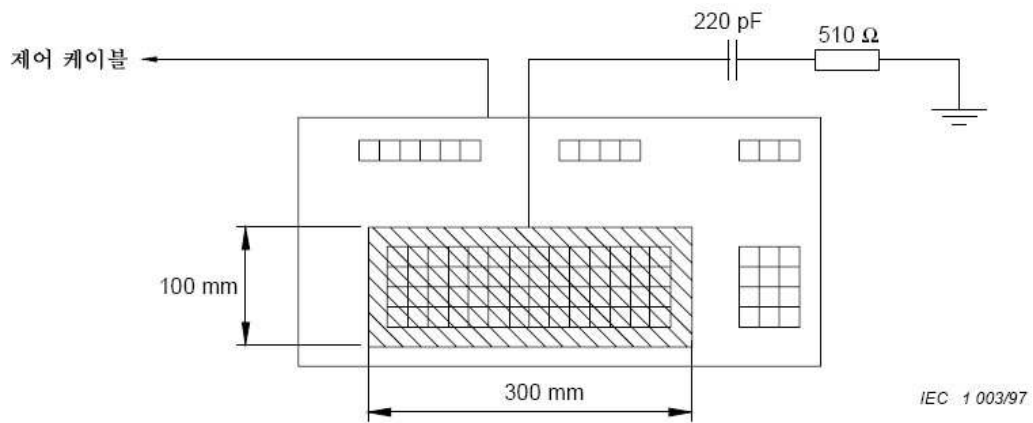


그림 10b - 대표적인 키보드에 대한 의사손의 적용

의사손의 크기는 아래 표와 같으며 금속박을 포함한다.

a) 60 mm의 폭과 L 보다 큰 길이	작업하는 동안 손으로 잡는 장비의 부분 또는 최대 4 부분
b) 300 mm × 100 mm	키보드가 최대 금속박크기보다 더 큰 경우, 금속 박은 전체 키의 수를 덮기 위해서 또는 키보드를 부분적으로 덮기 위해 그에 따라 금속박의 크기가 만들어진다.

그림 10 - 정보사무기기류에 대한 의사손의 적용예

부록 A (규격)

의사전원회로망(4절)

본 부록은 주파수 9 kHz ~ 100 MHz인 범위와 전류가 500 A 미만인 무선주파수(RF) 전압 측정시 사용되는 의사전원회로망에 대한 정보와 데이터를 알려준다.

공급 전원과 기준 접지 도체간의 전압 측정을 위한 V형 회로망이 포함되어 있고, 공급 전원(대칭) 도체간의 전압측정과 공급 전원의 도체 중간지점과 기준 접지(비대칭)간의 전압 측정을 위한 델타 형 회로망도 포함되어 있다.

A.1 일반사항

의사전원회로망은 우선 작동 주파수 범위에서 규정된 임피던스를 공급해야 한다. 이 회로는 전원 공급원에서 스푸리어스 신호에 대해 충분한 분리 되어져야 한다.(스푸리어스 신호는 일반적으로 수신기에서의 측정 레벨이 적어도 10 dB이하이어야 한다) 또한 전원 전압이 측정수신기에 공급되지 않도록 해야 한다. 이 회로는 전원(단상 2-선식, 3상 4-선식)의 각 전도체를 위한 설비를 가져야하며, 측정중인 전원 전도체(예, Live)와 다른쪽의 전원 전도체(예, Neutral)에 올바른 종단을 제공하기 위해 스위치가 측정 수신기에 연결되어야 한다.

다음에 주어진 회로는 이런 설비를 포함하고 있다. 이 회로들은 단상 2-선식 전원의 경우에 주어진다. 3상 4-선식으로의 확장은 간단하다.

A.2 50 Ω/50 μH+ 5 Ω V형 의사전원회로망의 예

그림 4는 표 A.1, L1, C1, R1, R4, R5에 주어진 값들로 구성된 회로를 보여 준다. L2, C2, R2는 스푸리어스 전원 신호를 분리시켜 주고 주전원 임피던스를 변화시킨다. C3는 전원 전압으로부터 측정기를 분리시킨다. 그것은 100 A까지 전류 사용이 가능하도록 만들어졌다.

표 A.1 - 50 Ω/50 μH+ 5 Ω 회로망의 회로부품의 값

부 품	값
R1	5 Ω
R2	10 Ω
R3	1 000 Ω
R4	50 Ω
R5	50 Ω(측정수신기의 입력 임피던스)
C1	8 μF
C2	4 μF
C3	0.25 μF
L1	50 μH
L2	250 μH

9 kHz ~ 150 kHz인 최소 주파수 범위에서 캐패시턴스 C3 (0.25 μF)는 무시할 수 없는 임피던스를 가진다. 달리 규정되어 있지 않으면 이 임피던스를 조정하는 것이 필요하다.

C1과 C2가 큰 캐패시턴스 값을 가지므로 안전을 위해, 회로망의 케이스를 기준 접지에 단단히 고정시키거나 전원분리형 트랜스포머가 사용되어야 한다.

L2는 9 kHz ~ 150 kHz인 주파수 범위에서 10보다 작지 않은 Q인자 값을 가져야 한다. 실제로, 각 상의 선과 중성선(공통-코어 초크)에 반대방향의 직렬로 연결된 인덕터를 사용하는 것이 더 좋다.

A.7절은 인덕터 L1의 적합한 설계를 보여준다. 25 A 이상의 전류를 요구하는 설비에 대해서는 L2의 설계가 어려워진다. 이런 경우에는 노이즈 격리 부분인 L2, C2, R2를 생략할 수 있다. 그 효과로 인해 150 kHz 이하의 주파수 범위에서 회로망의 임피던스가 4.2에서 규정된 허용 오차를 벗어날 수도 있고, 전원 노이즈의 차단이 충분하지 않을 수도 있다.

이 회로는 4.3 절에서 주어진 50 Ω /50 μH V형 의사전원회로망의 조건을 만족시킨다.

A.3 50 Ω /50 μH V형 의사전원회로망의 예

그림 5는 표 A.2에 주어진 부품 값들로 구성된 회로를 보여준다. A2, L1, C1, R2, R3, R4는 임피던스를 규정한다. 이전 예와는 달리 회로가 임피던스 규격값을 만족시키기 때문에 노이즈 격리 부분의 부품은 필요 없다. 그러나 높은 전원 노이즈가 발생할 경우 필터는 스푸리어스 신호 레벨을 감소시켜야 한다. 이 회로망은 100 A 까지의 전류를 사용할 수 있도록 설계되어 있다.

표 A.2 - 50 Ω /50 μH 회로망의 회로부품의 값

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

C1이 높은 캐패시턴스 값을 가지기 때문에 안전을 위해서 회로망의 케이스를 접지에 단단히 고정시키거나 전원분리 트랜스포머를 사용해야 한다.

A.7절은 인덕터 L1에 대해 적당한 설계를 제시한다.

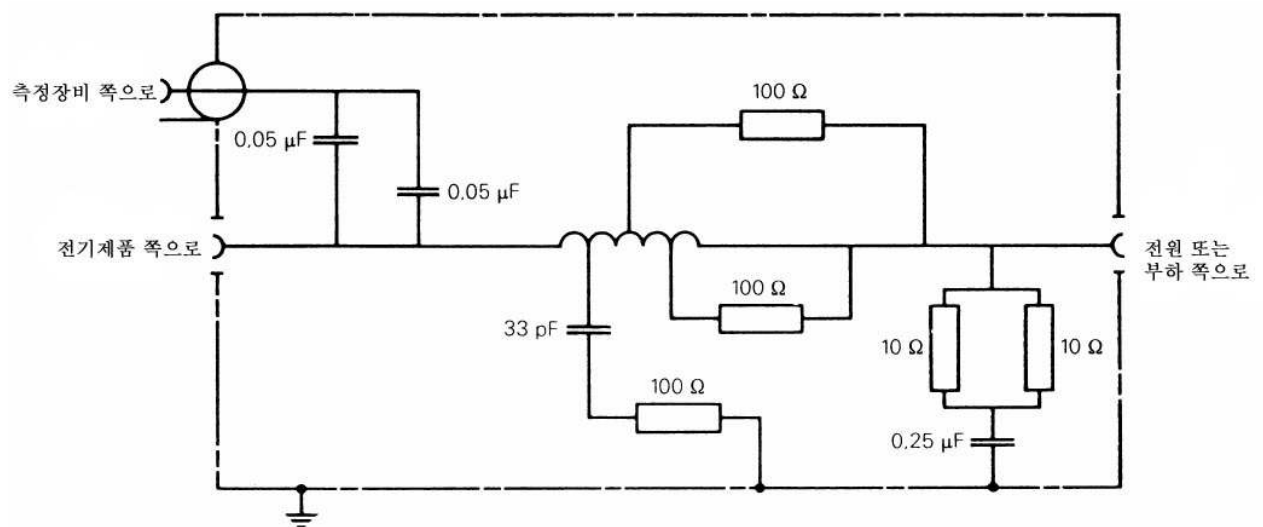
A.4 $50\ \Omega/5\ \mu H + 1\ \Omega$ V형 의사전원회로망의 예

표 A.3에 주어진 부품 값들로 구성된 그림 5의 회로는 150 kHz ~ 30 MHz의 주파수 범위에서 전류는 400 A까지에서 사용 가능하다.

표 A.3- $50\ \Omega/5\ \mu H + 1\ \Omega$ 의 V형 회로망의 회로부품의 값

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	0.1 μF
L1	5 μH

부품 값들로 구성된 회로가 그림 A.1에 주어져 있다. 그것은 150 kHz ~ 100 MHz의 주파수 범위에서 전류는 500 A까지 사용가능하다.



코일 : 5 μH , 50 mm 직경의 포머에 ϕ 6 mm 로 18번 감음. 중간 접점은 3, 5, 9, 13.5번째 감은 지점

그림 A.1 - 저 임피던스 전력원에 사용되는 기기에 대한
 $50\ \Omega/5\ \mu H + 1\ \Omega$ 의사전원회로망의 예

A.5 150Ω V형 의사전원회로망의 예

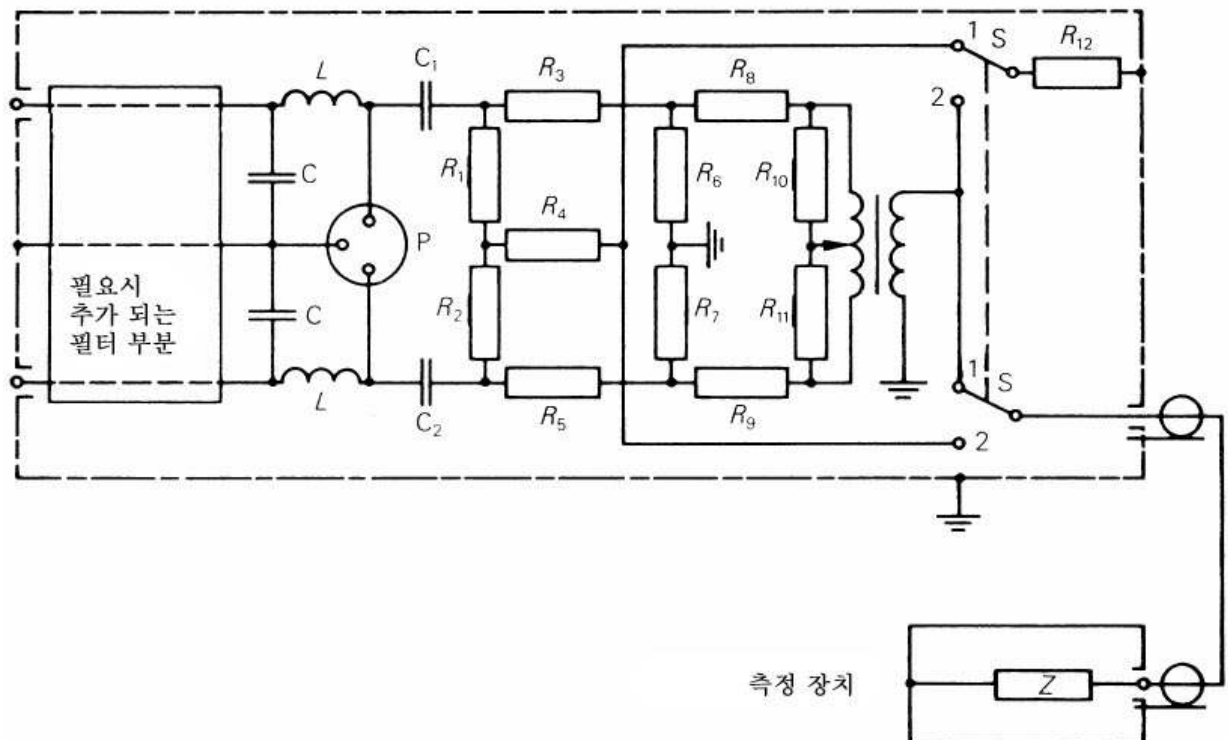
그림 5는 적합한 회로를 보여 준다. 부품 값은 표 A.4 에 주어져 있다.

표 A.4- 150 Ω V형 회로망의 회로부품의 값

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	0.1 μF
L1	임의의 값

A.6 150 Ω 델타형 의사전원회로망의 예

그림 A.2는 적합한 회로를 보여준다. 부품 값들은 표 A.5에 주어져 있다.



P는 시험품의 연결점, 1 은 대칭성분, 2는 비대칭성분

그림 A.2 - 불평형 입력을 갖는 측정 장비에 대한 의사전원 회로망(델타)의 예

표 A.5 150 Ω 델타형 회로망의 회로부품 값

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
주) 1.불평형 변압기 대 평형 변압기의 값은 수의 비는 중심 탭에서 1:2.5로 가정함. 2.괄호 안의 저항 값은 가장 많이 추천되는 값이다(± 5 % 오차).	

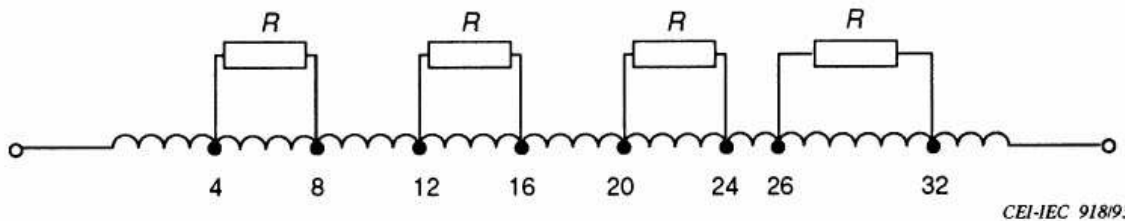
계산값들은 다음과 같이 회로망의 성능을 제공한다. 괄호안의 값은 괄호안의 저항값을 이용해 구해진다.

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

A.7 50 μH 인 인덕터를 가지는 의사전원회로망의 설계 예

A.7.1 인덕터

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



저항 R (430 ± 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

그 인덕터의 직경은 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 구분함으로서 개선된다. 각각 4번씩 감겨있는 권선을 교대로 430 Ω 저항으로 분로시킨다. 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 소자들은 금속덮개로 덮힌 금속 몸체 위에 설치되어 있다. 밑면과 측면의 덮개는 열분산을 좋게 하기 위하여 구멍이 뚫려있다. 케이스의 치수는 360 mm x 300 mm x 180 mm이고 그림 A.4에 일반적 모양이 주어지 있다.

주) 회로망의 부하종단은 가능한 케이스 끝부분의 가장자리에 위치하여 두 개 또는 그 이상의 회로망이 이 단자로부터 소켓까지 시험중인 장비의 결합에 사용되는 짧은 리드선과 조립되도록 권장된다.

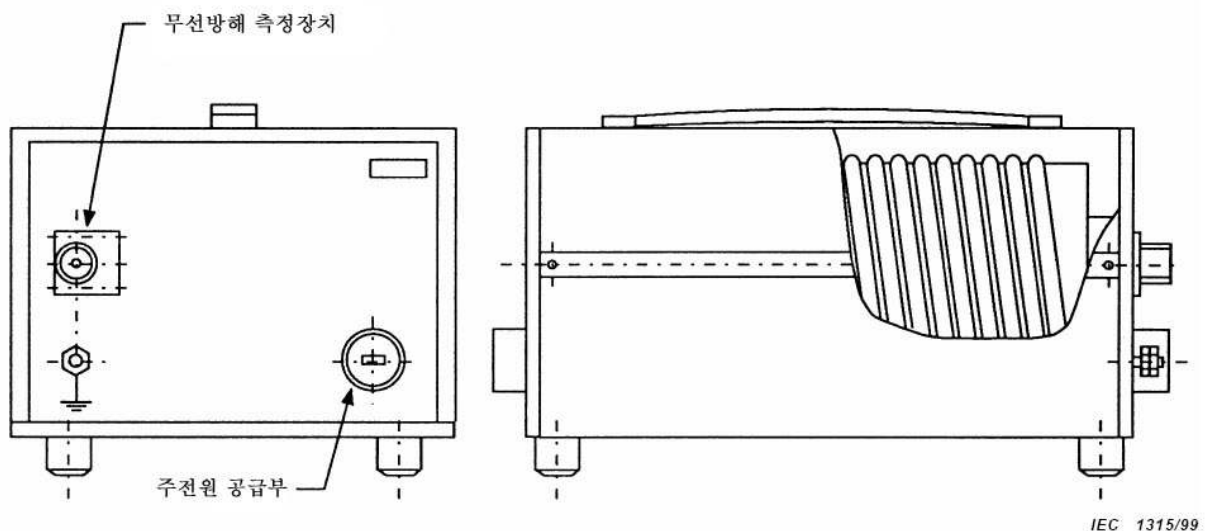
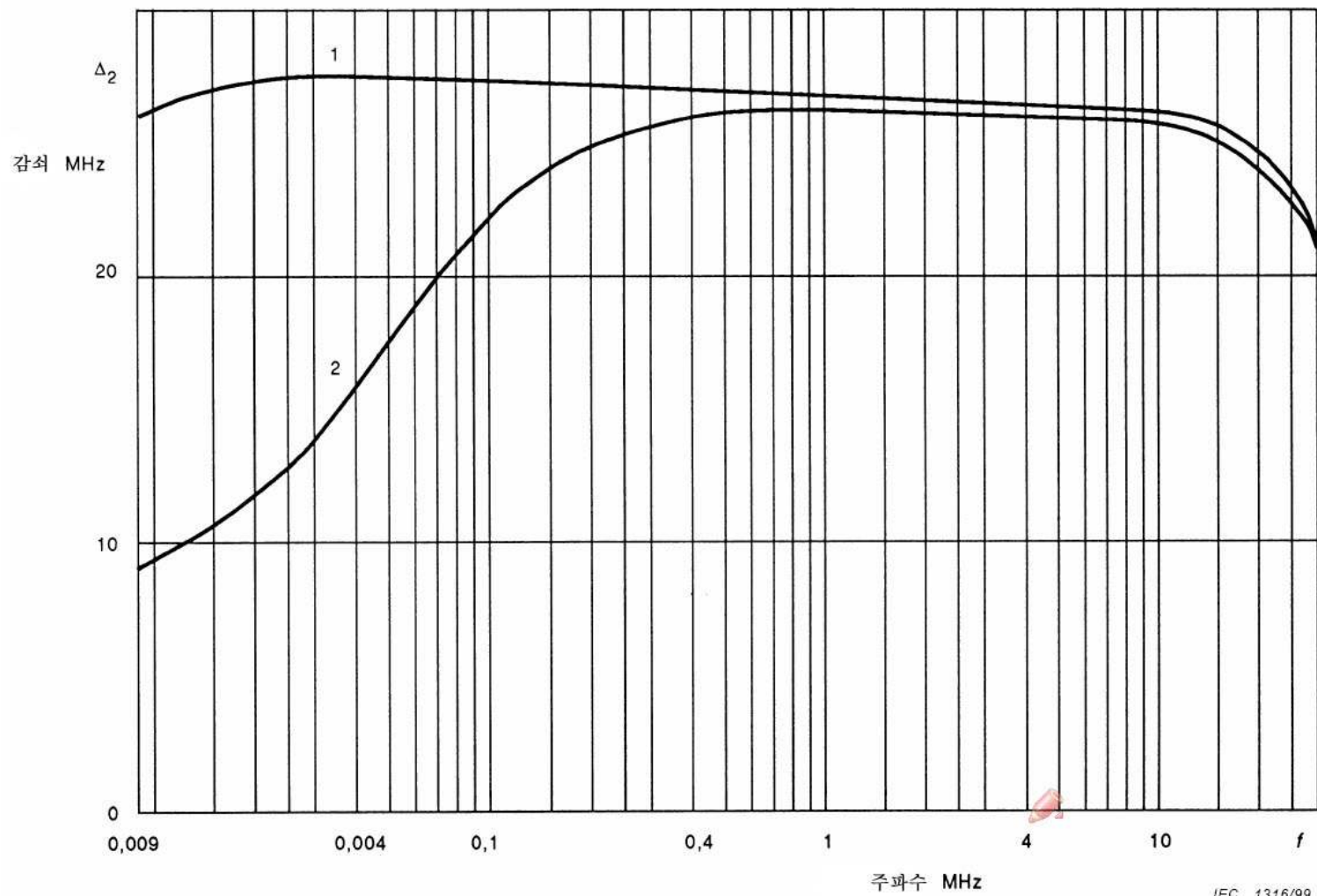


그림 A.4 - 의사전원 회로망의 개략도

A.7.3 인덕터 격리

그림 A.5는 분리 부분소자 L2, C2, R2 없이 인덕터가 그림 4와 같이 사용되었을 때 전원 공급망에 있는 신호에 대한 감쇠를 보여준다. 감쇠는 전원 공급단자와 무선 방해 측정기기의 단자사이의 감쇠로 결정된다. 곡선 1의 경우 전원단자에서 신호발생기의 내부 임피던스는 50 Ω 이다. 곡선 2에서 신호발생기의 내부 임피던스는 그림 A.5에서 주어진 것처럼 의사전원회로망의 입력 임피던스의 정격값에 따라 변화한다.



1 - $Z_{\text{gen}} \quad R_{\text{gen}} = 50 \, \Omega$
 2 - $Z_{\text{gen}} \quad |Z_{\text{in AMN}}|$

IEC 1316/99

그림 A.5 - 전원안정화회로망 필터의 감쇄도

A.8 V형 의사전원회로망의 전압분배 인자 측정

전압분배 인자는 V형 회로망의 A.6a와 A.6b에 주어진 시험배치에 따라 결정할 수 있다. 이것은 높은 임피던스(낮은 캐패시턴스)를 가진 프로브 네트워크 분석기 또는 신호발생기와 측정 수신기 또는 RF 전압계를 사용하여 각 내부접속(즉, 수동 또는 자동 개폐 구조)된 각 선로 상에서 측정되어야 한다. RF 단자에 연결되지 않는 EUT 단자의 모든 선로는 $50\ \Omega$ 로 종단되어야 한다.

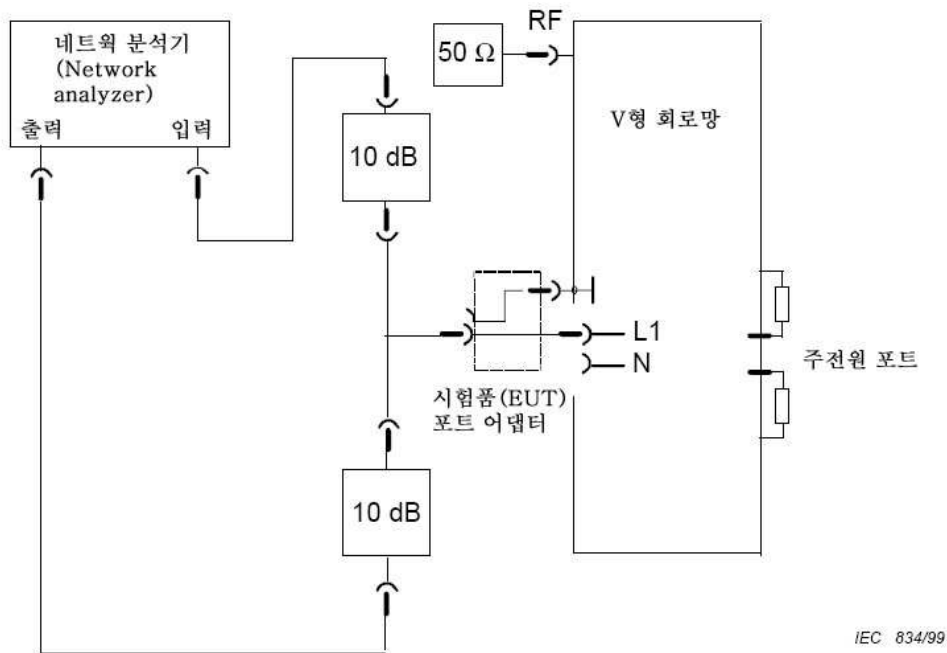


그림 A.6a - 네트워크 분석기의 표준화를 위한 시험 배치

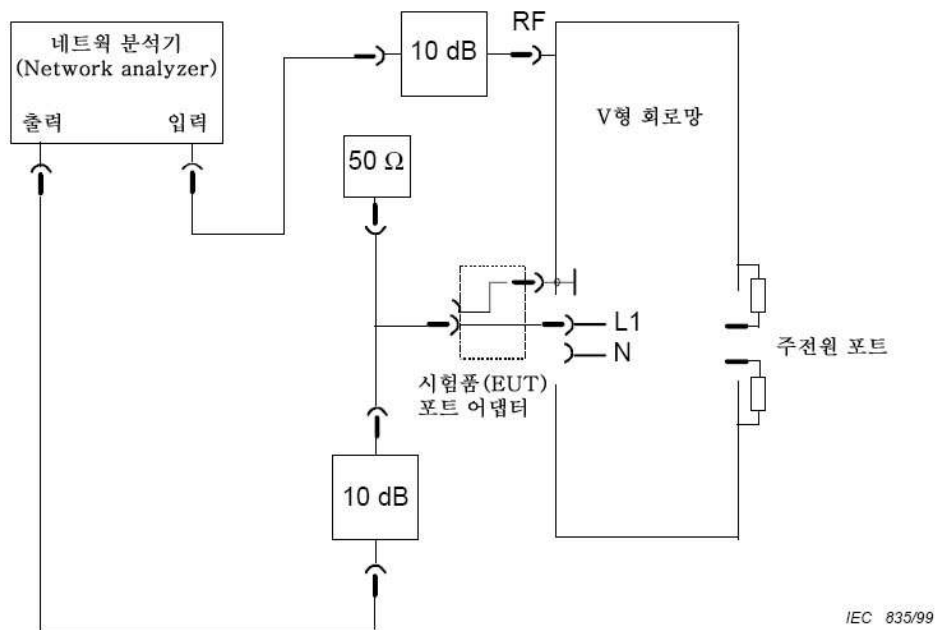


그림 A.6b - 네트워크 분석기를 이용한 전압분배인자의 측정을 위한 시험배치

시험품 단자는 주파수에 관련된 입력 임피던스의 특성이 있으므로, 네트워크 분석기는 시험품 단자에서 측정된 전압레벨을 이용하여 정규화되어야 한다.

신호발생기와 높은 임피던스 프로브를 가진 RF 전압계를 사용할 경우, 시험품과 RF 단자들에서 두 번의 연속 측정을 통해 전압분배 인자를 결정하는 동안 EUT 단자는 $50\ \Omega$ 패드(pad)를 거쳐 연결되어야 하고 RF 단자는 $50\ \Omega$ 부하로 종단되어야 한다.

EUT 단자에서 사용된 어댑터의 구조는 교정을 위해 중요하다. 접속은 낮은 임피던스이어야 하고 T-연결자는 EUT 단자와 접지단자에 가능한 밀접하게 위치해야 한다. 정확한 $50\ \Omega$ 소스와 정확한 측정을 위한 낮은 임피던스를 제공하기 위해 10 dB 패드가 사용된다.

전원단자의 각 라인은 샤시에 관련된 $50\ \Omega$ 으로 종단되어야 한다.

$150\ \Omega$ V형 회로망에 대해 시험품 단자와 측정 수신기단자 사이의 전압분배, 즉 $150\ \Omega/50\ \Omega$ 이 고려되어야 한다.

부록 B (정보)

전류 프로브의 구조, 주파수 범위 및 교정(5절)

B.1 전류 프로브에 대한 물리적, 전기적 고려사항

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

전류 프로브는 보통 도너스 모양의 중앙 통로안에 위치하여 측정될 도체가 있는 도너스 모양으로 되어 있다. 현행 요구 조건과 제조업자의 규정은 중앙 통로가 직경 2 mm부터 30 cm까지 변할 수 있음을 보여준다. 2차 권선은 프로브의 클램프-온(clamp-on)기능을 용이하게 하기 위한 방식으로 도너스 모양에 위치되어 있다. 도너스 모양의 코어와 권선은 정전기 발생을 방지하기 위하여 차폐로 둘러싸여 있다. 차폐는 트랜스포머로서 단락된 권선이 되지 않도록 틈새를 갖는다.

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

전류 프로브는 일반적으로 방해 측정을 위한 검출장치로 사용된다. 그러므로 방해 전류가 계측기에 의해 검출될 수 있는 전압으로 나타나도록 설계한다. 전류 프로브의 감도는 전달 임피던스의 향으로 편리하게 표현된다. 전달 임피던스는 1차 전류에 대한 2차 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 방해전류는 전류 프로브 전달 임피던스(Ω)에 대한 수신기 감도(V)의 비이다. 이를 테면 1 μ V 수신기와 10 Ω 의 전달 임피던스를 갖는 전류 프로브가 사용될 때, 측정 가능한 최소 방해 전류는 0.1 μ A이다. 하지만 10 μ V 수신기와 1 Ω 의 전달 임피던스를 갖는 전류 프로브가 사용되었다면 측정 가능한 최소 방해전류는 10 μ A이다. 최대 감도를 얻기 위하여 전달 임피던스는 가능한 커야 한다.

전달 임피던스 Z_T 는 종종 1 Ω 을 0 dB로 하여 표현된다. 이것은 1 μ V 또는 1 μ A를 0 dB로 표시한 일반적 방해파의 단위로서 편리한 단위이다.(Z_T 는 $20\log Z_T$ 로서 얻을 수 있다.)

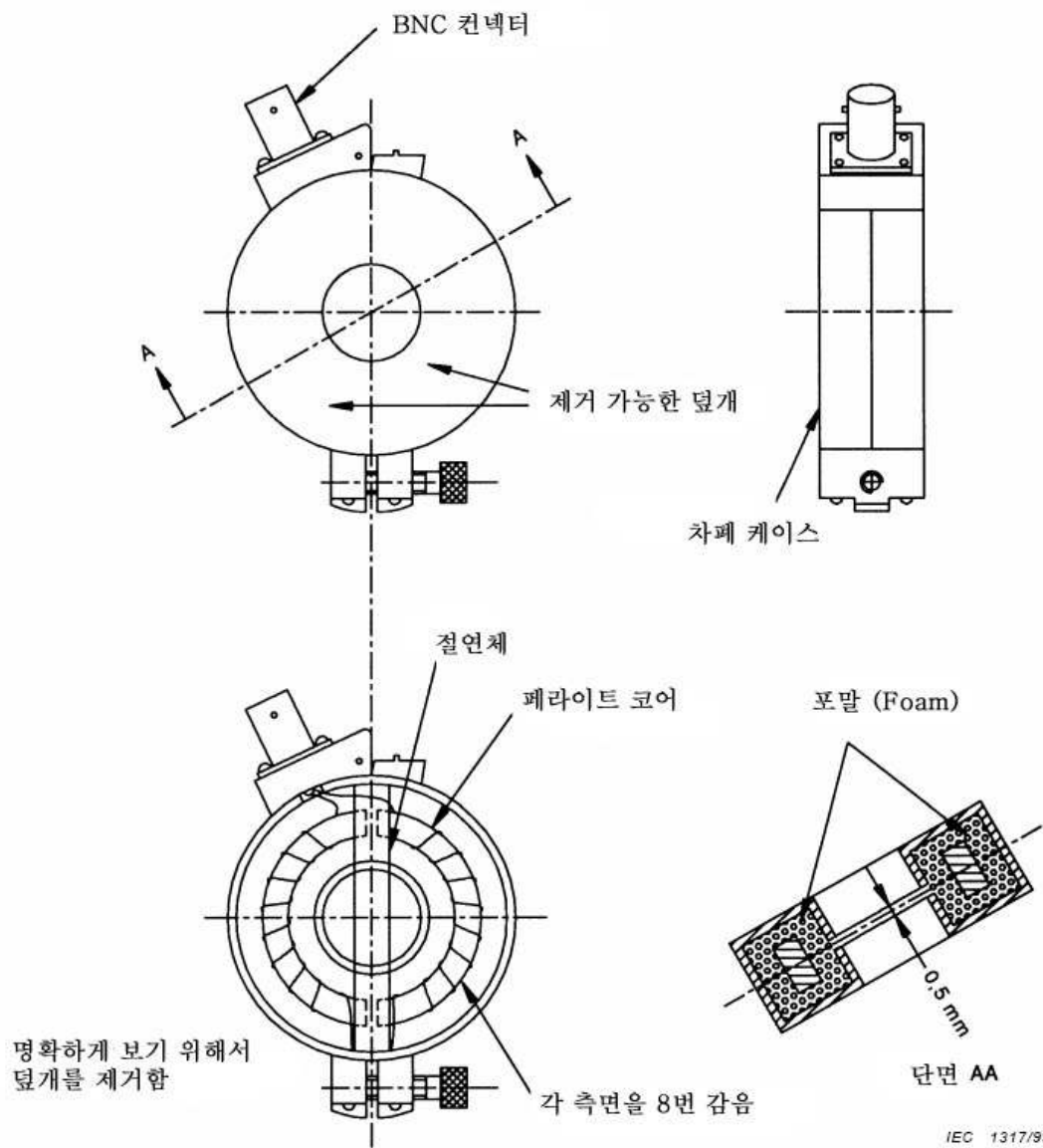


그림 B.1 - 대표적인 전류 프로브의 구조

B.2 전류 프로브의 등가 전기회로

전류 프로브는 일반적 트랜스포머 이론으로부터 정확한 등가회로로 표시할 수 있다. 많은 표준 교과서에 나와 있으므로 여기서 그 회로를 다룰 필요는 없다. 정확한 회로를 가능한 간단히 하고 식을 유도하면 전달 임피던스는 다음과 같다.

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

$$\text{중간 주파수인 경우:} \quad Z_T = MR_L/L, \quad (\omega^2 LC = 1)$$

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

여기서

Z_T 는 전달 임피던스

M 은 1차, 2차 권선사이의 상호 인덕턴스

L 은 2차 권선의 인덕턴스

R_L 은 2차 부하 임피던스(통상 50Ω)

C 는 2차 분포 캐패시턴스

w 는 각 주파수

이 식으로부터 다음 결과를 얻는다:

- 1) 중간 주파수에서 일정한 부하 임피던스에 대한 최대 전달 임피던스는 2차 인덕턴스에 대한 상호 인덕턴스의 비에 비례한다. (R_L 은 일정)
- 2) 고주파 절반 전력 지점(half power point)은 2차 분포 캐패시턴스의 리액턴스가 부하 저항과 같을 때 발생한다.

B.3 전류 프로브 측정의 악영향

전류 프로브는 본래 도너스 모양 트랜스포머이므로 2차 임피던스가 1차 임피던스로 환산된다. 8번 감긴 2차 권선과 50Ω 부하에 대하여 삽입 임피던스는 대략 1Ω 이다. 소스 임피던스와 측정하고자 하는 부하 임피던스가 합성되어 1Ω 이상이면 전류 프로브는 1차 전류흐름을 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 전력선로에 흐르는 방해전류를 측정하는 것이다. 전류 프로브는 또한 강한 외부 자계를 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 범위에서 전류 프로브 출력은 관련 수신기의 입력회로를 손상시킬 수도 있다. 이는 전류 프로브와 수신기 사이에 전원-주파수 제거 필터를 삽입하여 해결할 수 있다. 그림 B.2는 9 kHz의 차단 주파수를 갖는 고역 통과 필터를 나타낸다.

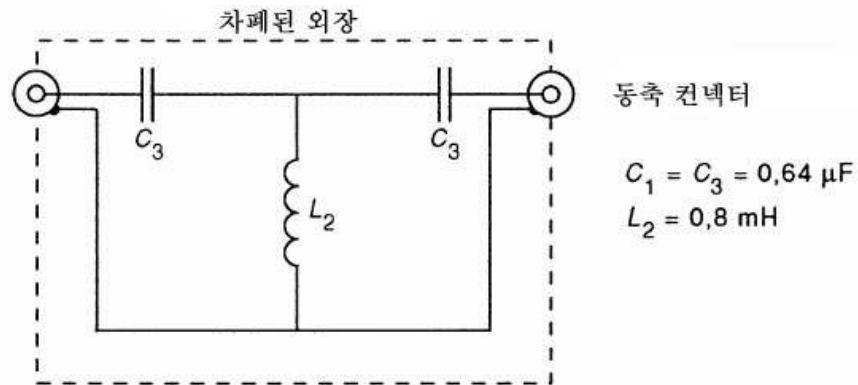


그림 B.2 - 9 kHz의 차단 주파수를 가지는 고역 통과 필터

B.4 전류 프로브의 주파수 응답특성

그림 B.3은 a) 100 kHz ~ 100 MHz까지 b) 30 MHz ~ 300 MHz까지 c) 200 MHz ~ 1 000 MHz까지의 통과대역을 갖는 전류 프로브의 대표적 주파수 응답 특성을 나타낸다.

B.5 차폐구조를 갖는 전류 프로브

전도성(예를 들면 구리, 동 등) 차폐구조를 갖는 전류 프로브는 비대칭(공통 모드) 또는 대칭(차동 모드) 방해전류를 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. 고역통과 필터를 쓰는 이유는 전류 프로브의 출력에서 전원 주파수 전류를 제거하기 위함이다. 이 시험의 배치는 K 00016-2-1에 제시한다.

B.5.1 이론적 모델

의사전원회로망을 사용하는 전류 시험장치가 그림 B.4에 나타나 있다. 방해 전류의 성분은 다음과 같다.

- I_1 활성 도체에서의 전류
- I_2 중성선 도체에서의 전류
- I_C 비대칭 전류
- I_D 대칭 전류

주) I_1 과 I_2 사이의 위상차는 없다고 가정한다. 이는 1 m 미만의 리드선이나 30 MHz 이하의 주파수 범위에서의 경우이다.

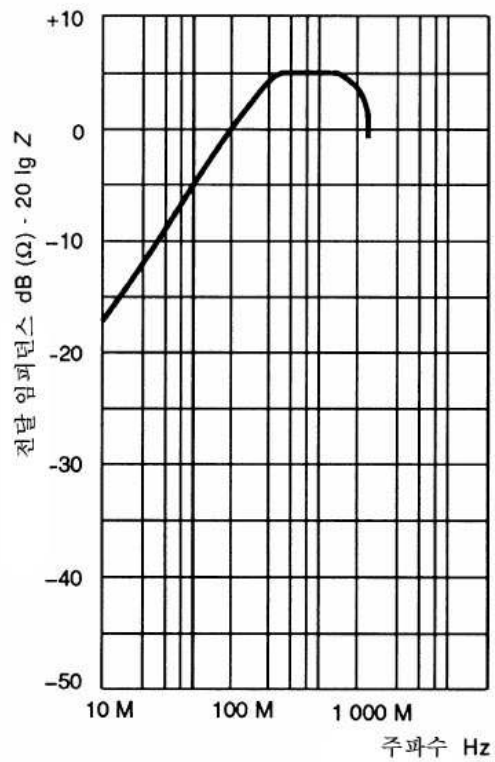
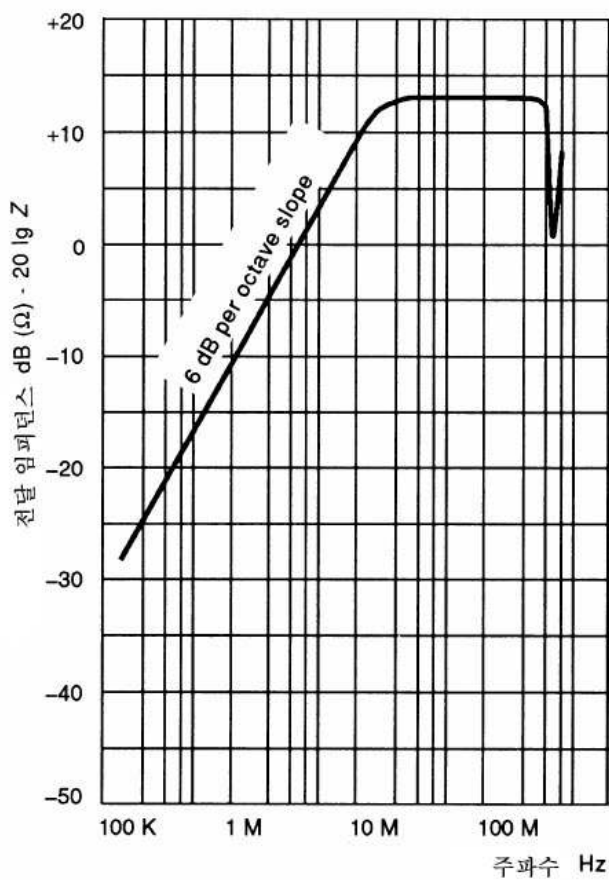
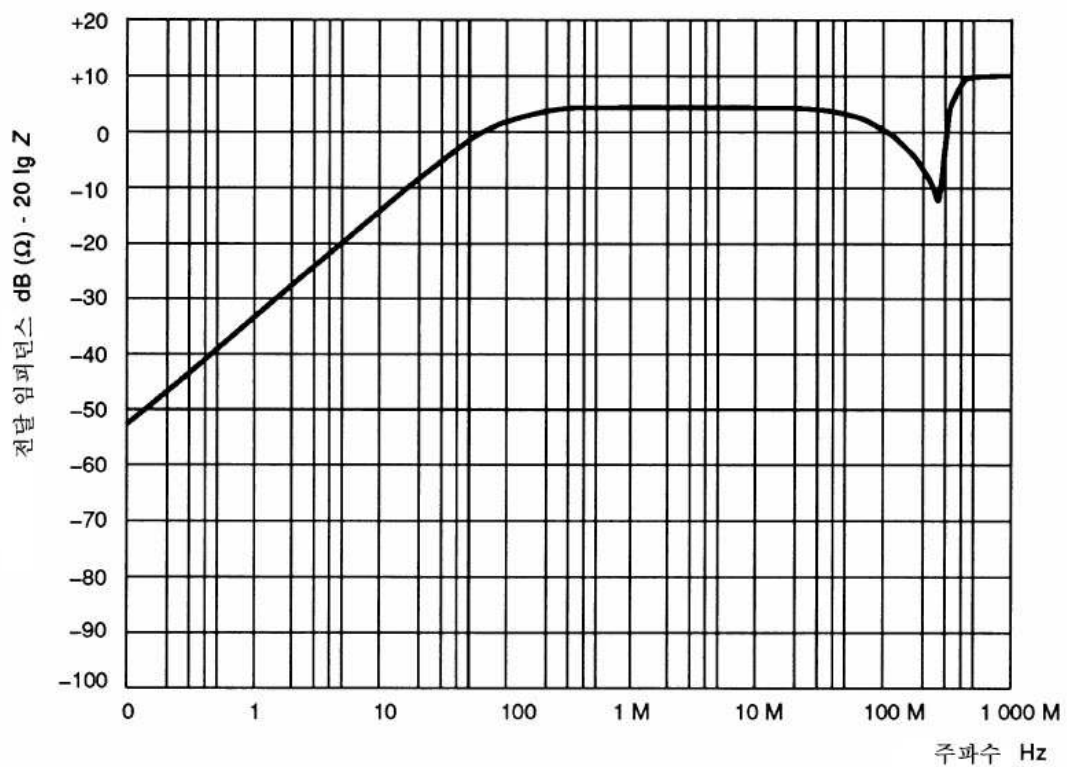
그림 B.4a 와 B.4b로부터 전류는 다음 관계를 갖는다.

$$I_1 = I_C + I_D$$

$$I_2 = I_C - I_D$$

$$2I_C = I_1 + I_2$$

$$I_D = I_1 - I_2$$



IEC 1319/99

그림 B.3 - 일반적인 전류 프로브의 전달 임피던스 (부록 B.4 절 참조)

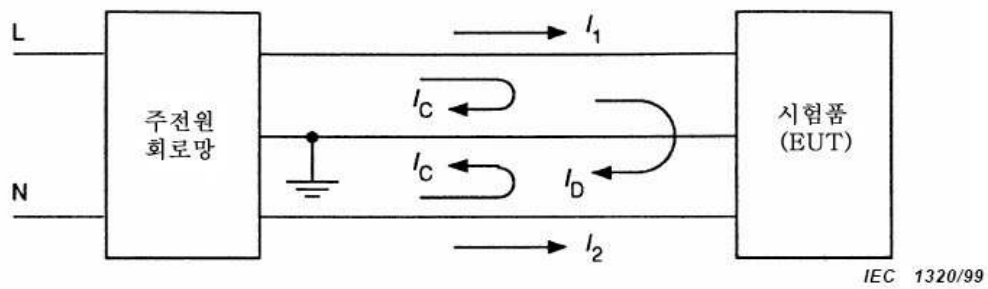


그림 B.4a 방해전류에 대한 K 규격 시험 회로

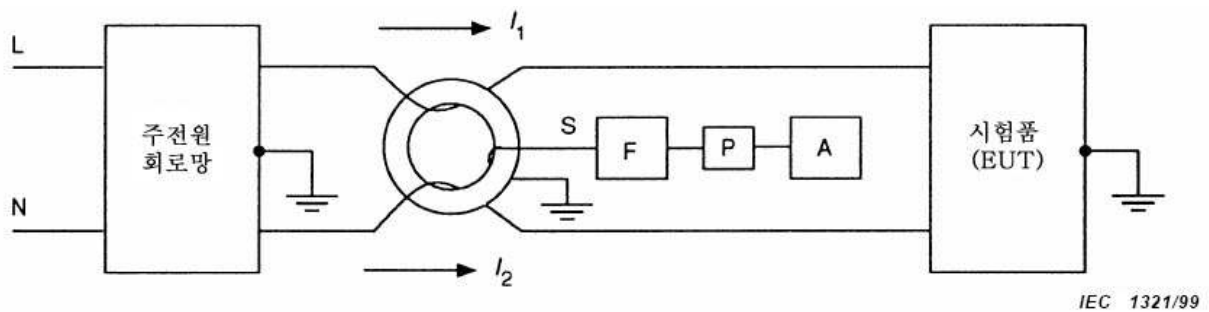


그림 B.4b - 공통(비대칭)모드와 차동(대칭)모드 노이즈를 분리하는 시험 회로

전류 프로브는 I_1 , I_2 의 합이 비대칭 전류 출력이 되도록 도체에 접속한다. 반면에 전류의 차는 대칭 전류에만 관련된 출력을 발생한다. 비대칭 전류의 식에 있는 인자 2로 인하여 비대칭 전류에서는 측정치의 6 dB를 보정해야 한다.(그림 B.4b 참조)

B.5.2 차폐구조 구성

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

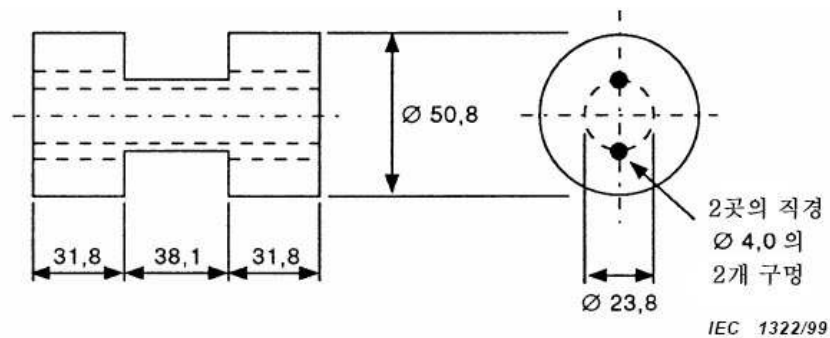


그림 B.5 - 전류 변환기를 이용한 차폐 구조
(재질은 높은 전도성이어야 한다. 즉, 구리 또는 동)

이 구조는 출력이 한 쪽 끝에서 접지되어 있을 때, 전류 프로브에서 차폐되지 않은 도체와 외부 결합으로 인한 추가 차폐의 위치를 결정한다. 도선은 0.75 mm의 넓이로 절연하고 가닥으로 꼬아 놓아 구멍을 가로지르게 하여 주전원 공급망 으로부터 차폐된 리드선의 입력단자에 맞춘다. 차폐의 중심선은 슬롯에 견고하게 고정시키고 집합체를 닫았을 때 전류 프로브와 맞추기 위해 절연 테이프로 만든다.

차폐시 리드선의 면은 도선 길이의 반이 되는 지점에 수직으로 놓는다. 그림 B.5에서 제시된 차폐구조물은 덮개를 씌울 때에 단락되지 않도록 하기 위해 전류 프로브 케이스로부터 절연시킨다는 것이 중요하다.

B.5.3 고역 통과 필터

필요한 경우, 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.8을 참조)

등가 교정 회로는 그림 B.6에 나타나 있다. 동축 케이블을 제대로 정합한다면 내부 도체를 통과하는 전류 I_p 는 선로의 전압 V_1 을 측정하여 계산한다. 지그의 설계 시에 이상적인 동축 케이블을 구성하기 위해서는 본체 즉 프로브의 차폐가 금속임을 고려해야 한다. 전류 프로브의 전압 출력이 V_2 라면 전달 어드미턴스는 다음 식에 의해 구한다.

$$k = \frac{V_1 - V_2}{34}$$

여기서

k 는 dB(s)로 나타나는 전달 어드미턴스;

V_1 은 dB(μ V)로 나타나는 RF전압;

V_2 는 dB(μ V)로 나타나는 프로브의 출력 전압;

인자 34는 50 Ω 의 부하 임피던스이다.

전달 어드미턴스 k 는 전류 I_p 를 계산하기 위해서 사용한다.

$$I_p = \frac{V_2}{k}$$

여기서

I_p 은 dB(μ A)

V_p 는 dB(μ V)

k 는 dB(s)

그림 B.7은 교정 결과의 일반 예이다. 그림 B.8a는 귀환 손실을 나타내고 그림 B.8b는 동축 어댑터 지그를 나타낸다.

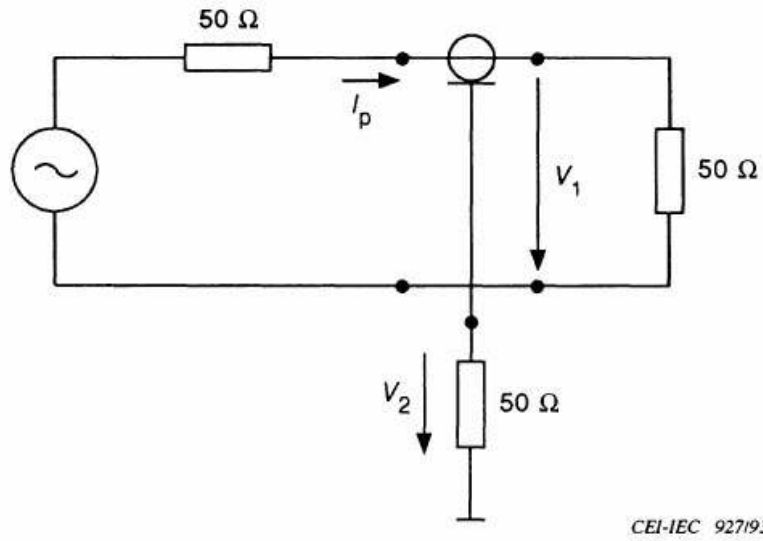


그림 B.6 - 동축 어댑터와 전류 프로브를 가지는 회로의 개략도
전류 프로브 인자 k 측정

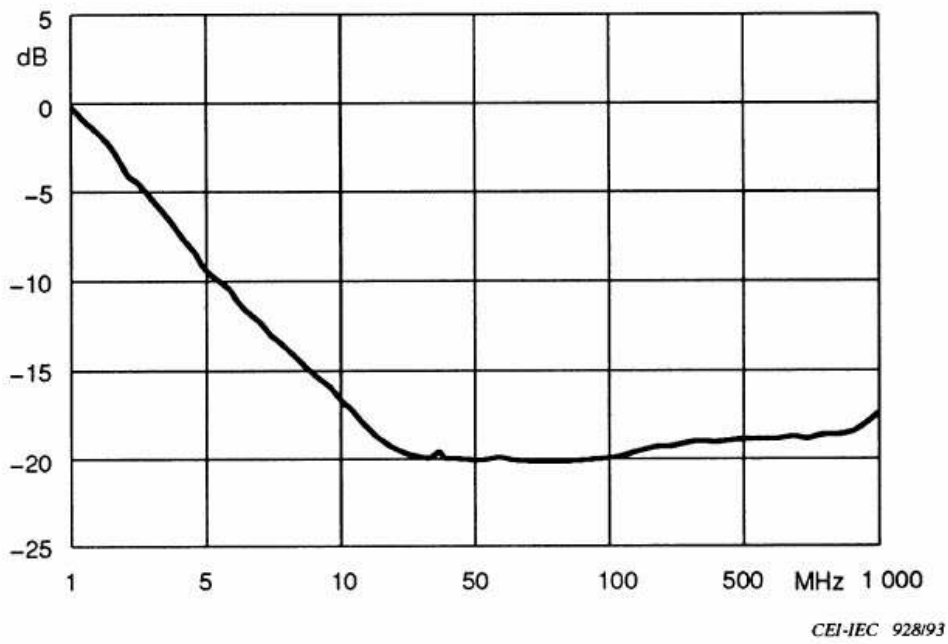
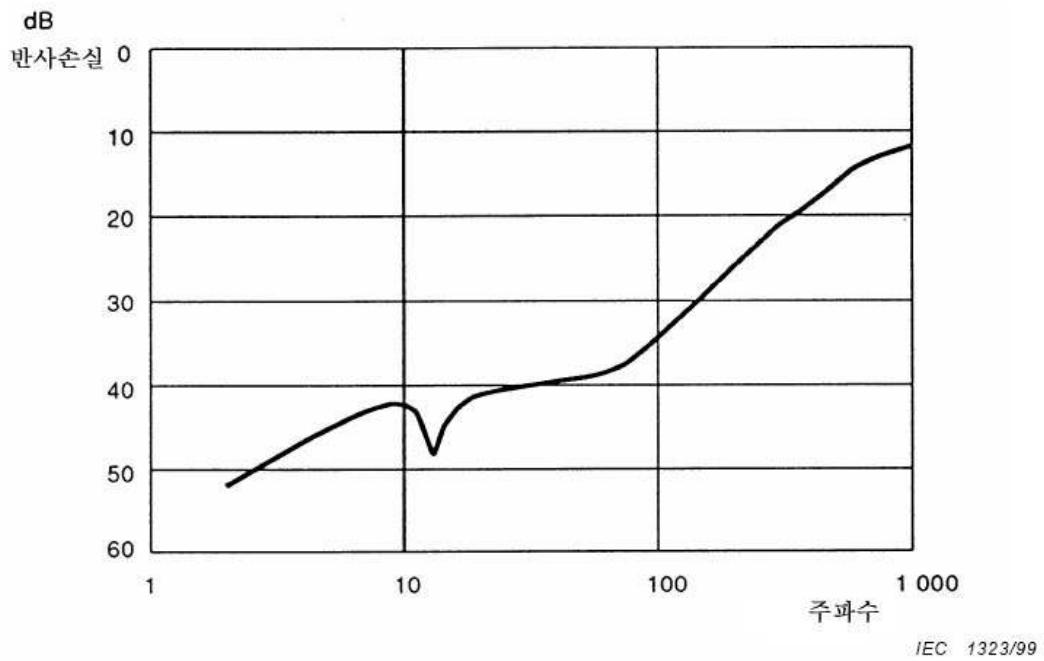


그림 B.7 - 주파수 함수인 전류 프로브 인자 k



50 Ω 로 종단되고 내부에 전류 프로브가 있는 동축 어댑터(하단 참조)의 반사손실
그림 B.8a - 반사 손실

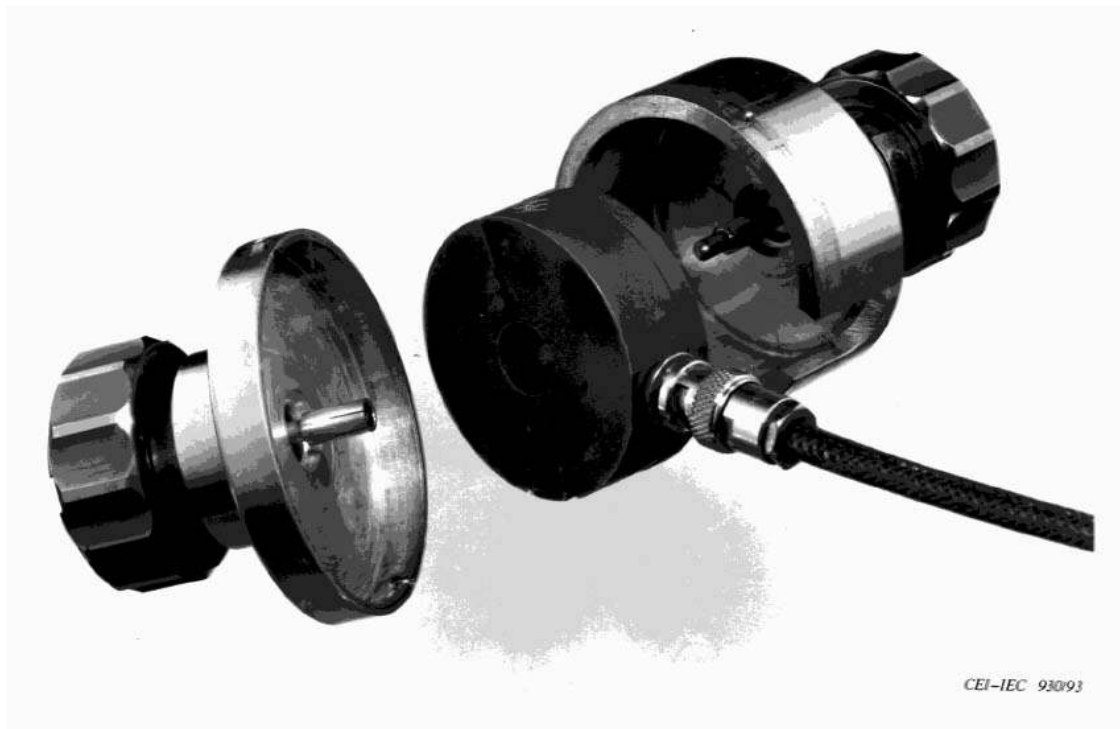


그림 B.8b - 동축 어댑터 2개의 반쪽 사이의 전류 프로브

부록 C

(정보)

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

C.1 동축 안테나 입력을 위한 A형 결합 장치

회로도 및 구성은 인덕턴스 값이 280 μH 일 때 제외하고는 그림 C.1에서 보이는 A형과 유사하다.

280 μH 인덕터의 구성:

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

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

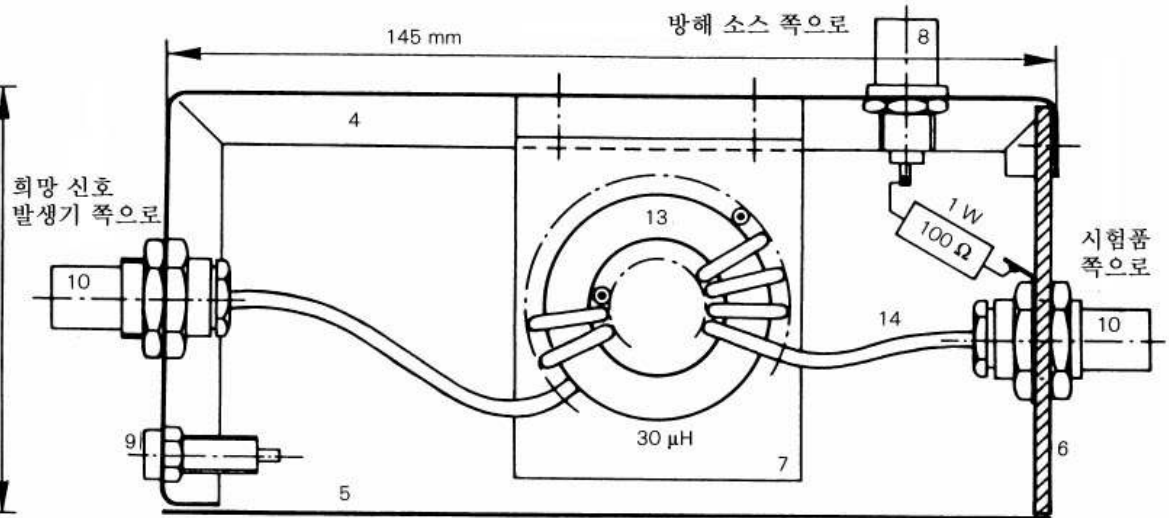
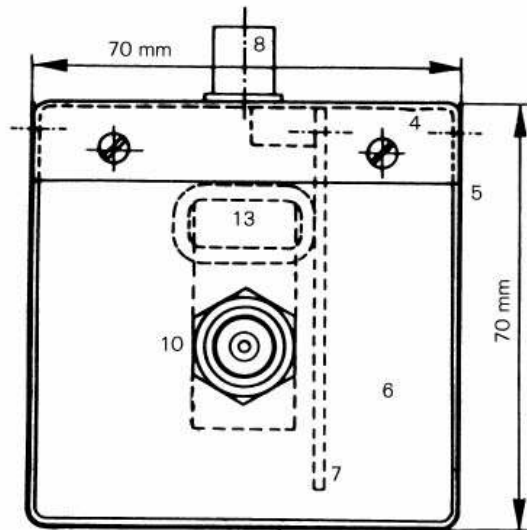
C.2 전원선을 위한 M형 결합 장치

회로도와 구성은 두 인덕턴스 값이 각각 560 μH 이고 $C_1 = 0.1 \mu\text{F}$ 이고 $C_2 = 0.47 \mu\text{F}$ 인 경우를 제외하면 그림 C.2에서 보이는 M형과 유사하다.

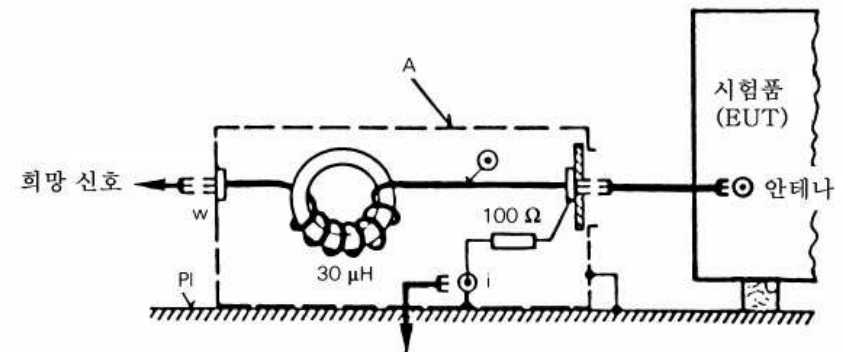
560 μH 인덕터의 구성:

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

권선: 외부 직경 1.5 mm인 절연 구리 도선을 40번 감음

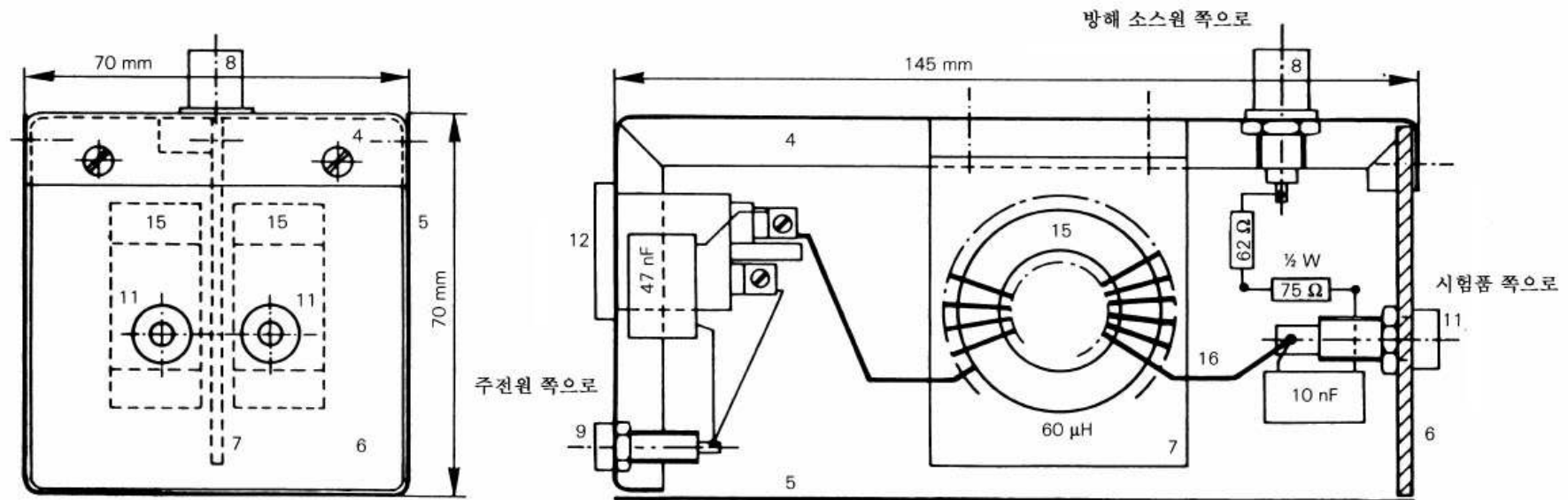


- 4-5 금속 케이스 크기 145 mm × 70 mm × 70 mm
(접지면 P1 위에 5를 놓는다.)
- 6 전면판 (절연물질)
- 7 초크 지지대 (절연물질)
- 8 동축 컨넥터 BNC, 50 Ω
- 9 접지 잭
- 10 동축 컨넥터 BNC
- 13 14번 감은 동축 케이블 Ø 36 mm, 15 mm
페라이트 링 타입 4C6
- 14 동축 케이블 외경 Ø 2,4 m



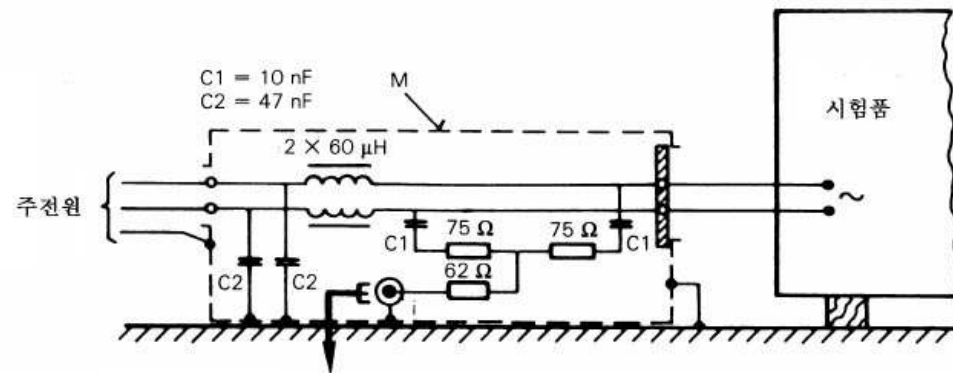
IEC 1330/99

그림 C.1 - 동축 입력에 대한 결합 장치 형태 A의 예
회로도 및 세부 구성 (C1, D2절 참조)



4 ~ 9 : A형 장치 참조

- 11 시험품을 위한 주전원 소켓 (두개의 절연된 바나나 잭)
- 12 주전원 플러그 (2P + 접지)
- 15 각각 20번 감긴 $\varnothing 36 \text{ mm} \times 23 \text{ mm} \times 15 \text{ mm}$,
4C6형인 두개의 페라이트 링
- 16 외부 직경이 $\varnothing 0.8 \text{ mm}$ 인 절연된 0.8 mm 구리선



IEC 1331/99

그림 C.2 - 전원 리드선에 대한 결합 장치 형태 M의 예
회로도와 세부 구성 (C.2, D.2절 참조)

C.3 L형 결합 장치; 외부스피커 리드선용

회로도 및 구성은 그림 C.3에서 보이는 L형과 유사하며, 두 개의 분리된 인덕턴스 값으로 $560\ \mu\text{H}$, $C_1 = 0.1\ \mu\text{F}$, $C_2 = 0.47\ \mu\text{F}$ 이다.

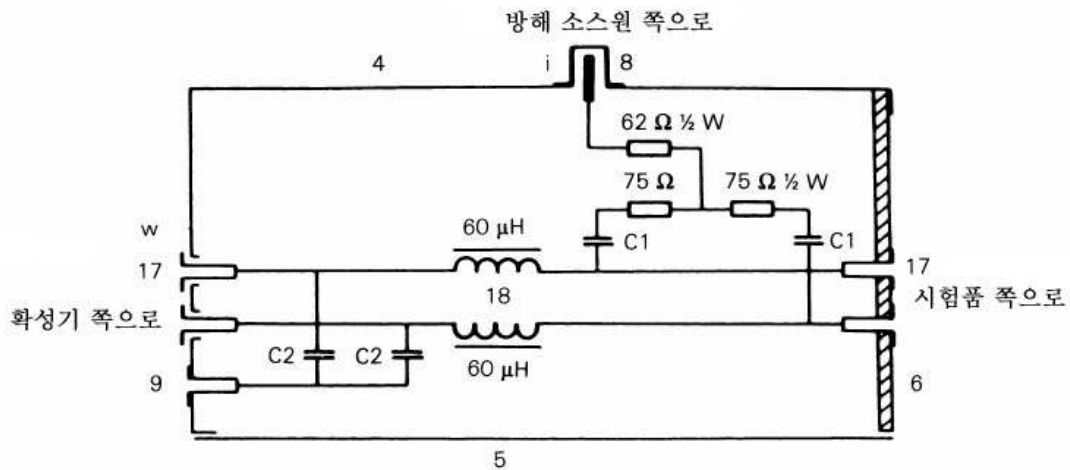
560 μH 초크의 구성:

코어: 하나의 페라이트 링, 재료 4C6 또는 동등한 재료, 외부 직경 36 mm, 내부 직경 23 mm, 15 mm 두께의 링을 함께 넣는다.

권선: 직경 0.4 mm인 절연 구리 도선을 56번 감음

주) 자성 페라이트 유형 4C6의 특성:

상대 초기 유전율	$\mu_i = 120$
손실 인자	2 MHz에서 $\text{tg}\delta/\mu_i < 40$, 10 MHz에서 $\text{tg}\delta/\mu_i < 100$
저항	$\rho = 10\ \text{k}\Omega\text{m}$



4-5-6-8-9 부분: A형 장치(unit) 참조.

17 절연된 바나나(banana) 잭

18 각각 60 μH 인 2개의 인덕턴스

각 인덕턴스에 대하여:

코어: 하나의 페라이트 링, 4C6 형,

$\varnothing 36\ \text{mm} \times \varnothing 23\ \text{mm} \times 15\ \text{mm}$

권선: 절연된 구리선, 권선수 20 : 외부 직경 2.8 mm

인덕턴스의 탑재: M형 장치를 참조.

$C_1 = 10\ \text{nF}$

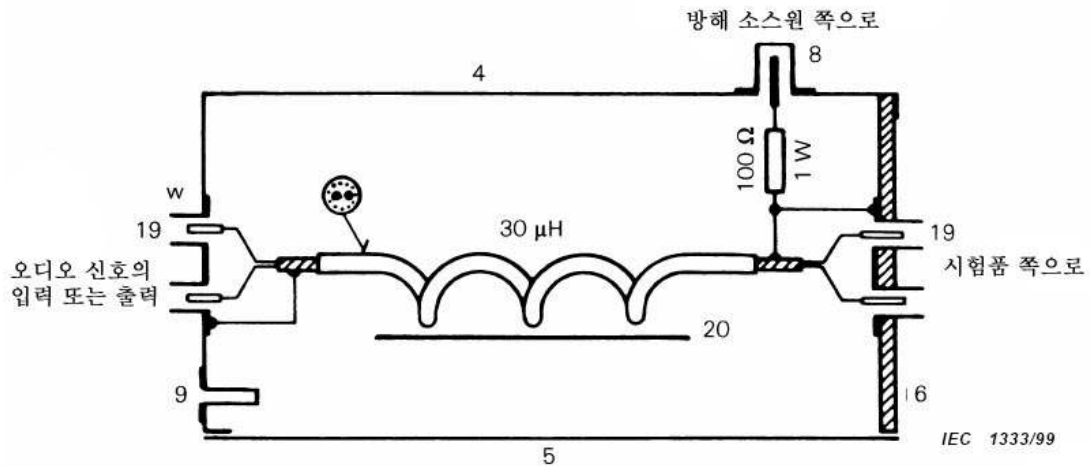
$C_2 = 47\ \text{nF}$

그림 C.3 - L형 결합 장치의 예, 외부 스피커 리드선용
회로도 및 단순 구성도 (D.2 참조)

C.4 Sw형 결합 장치; 음성 주파수 신호용

회로도 및 구성은 C.1에서의 인덕턴스 값이 $280\ \mu\text{H}$ 인 경우를 제외하고는 그림 C.4에서 보이는 Sw형과 유사하다. 차폐 케이블은 음성 주파수용일 수 있으나 직경은 $2.1\ \text{mm}$ 보다 더 크지 않아야 한다.

주) 만약 시험하는 장비의 두 스테레오 신호 케이블이 함께 연결 되면 C.1에 서술된 A형 결합 장치는 이러한 목적을 위해 사용될 수 있다.



4-5-6-8-9 부분: A형 장치를 참조.

19 Cinch(RCA 출력 잭) 또는 DIN 소켓

20 $30\ \mu\text{H}$ 인덕턴스:

코어: 하나의 페라이트 링, 4C6 형태,

$\varnothing 36\ \text{mm} \times \varnothing 23\ \text{mm} \times 15\ \text{mm}$

권선: 차폐되어 꼬인 쌍으로 된 권선수 14:

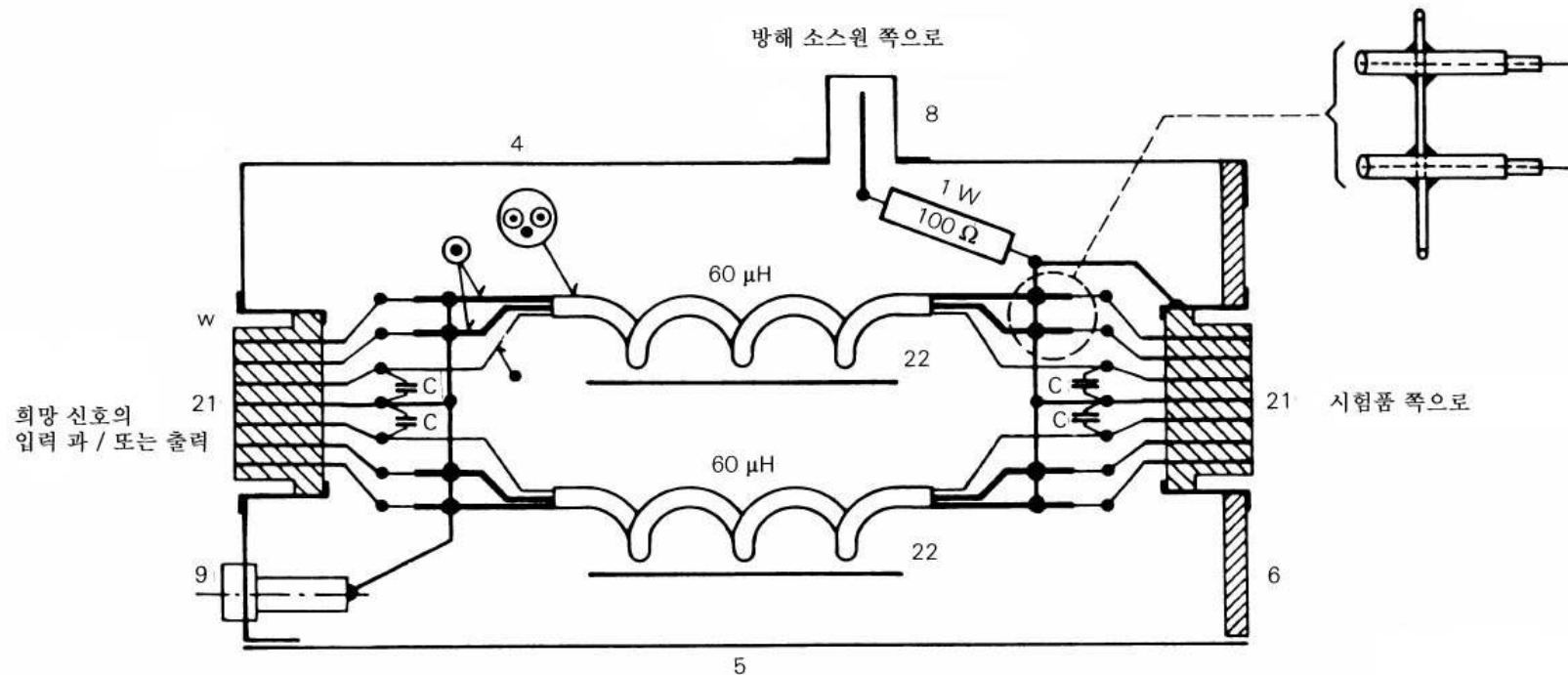
케이블 절연의 외부 직경 $2.8\ \text{mm}$

인덕턴스의 탑재: A형 장치를 참조.

그림 C.4 - Sw형 결합 장치의 예, 음성 신호용
회로도 및 단순구성도 (D.2 참조)

C.5 Sw형 결합장치; 음성, 영상, 제어신호용

회로도 및 구성은 C.2에서의 두 인덕턴스 값이 $560\ \mu\text{H}$ 인 경우를 제외하고는 그림 C.5에서 보이는 Sw형과 유사하다. 3개의 도선을 가진 케이블은 $1.5\ \text{mm}$ 보다 크지 않은 외부 직경을 갖는다. 이는 두 개의 UT-20형($0.6\ \text{mm}$ 직경) 마이크로 동축케이블과 절연체가 도포된 직경 $0.3\ \text{mm}$ 의 구리선을 사용한다.



4-5-6-8-9 부분: A형 장치를 참조.

21 다중 핀 커넥터 (예를 들어 7핀 DIN-소켓)

22 각각이 60 μH인 2개의 인덕턴스. 각 인덕턴스는

코어: 하나의 페라이트 링, 4C6 형태, Ø36 mm × Ø23 mm × 15 mm

권선: 3개의 리드선을 가진 케이블의 권선수 20;

케이블: 2 개의 마이크로-동축 케이블, UT-34,

외부 Ø0.9 mm + 하나의 구리 배선, Ø0.4 mm, 와니스 절연;

외부 절연: 튜브 외부 Ø2.4 mm

인덕턴스의 탑재: M형 장치를 참조

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

그림 C.5 - Sw형의 결합 장치의 예; 음성, 영상, 제어신호용

회로도 와 단순구성도 (D.2 참조)

부록 D (정보)

전도 전류 내성 측정을 위한 결합 장치의 예와 동작원리(6절)

D.1 동작 원리

동작 원리는 그림 D.1에 있다. 인덕턴스 L 은 주입된 방해전류에 대해 높은 임피던스를 나타낸다. 필터 L/C_2 는 시험 기기를 분리시킨다(원하는 신호 발생기 또는 보조 장비); C_1 과 C_2 는 교류/직류 조건이 허락한다면 단락 회로로 대체될 수 있다. $50\ \Omega$ 내부 저항을 가진 발생기로부터 전달된 방해신호는 $100\ \Omega$ 저항 R_1 과 리드선 또는 동축 케이블의 차폐 위에 차단 캐패시터 C_1 (필요하다면)을 경유하여 주입된다.

D.2 장치 유형과 그 구성

다음의 결합 유형이 사용된다:

- A형 : RF 동축 장치는 RF 주파수 범위에서 원하는 신호를 운반하는 동축 리드선을 위해 사용된다. 그 구성은 그림 C.1에 상세하게 나와 있다. $100\ \Omega$ 저항 ($50\ \Omega$ 간접 신호원으로 부터의 $150\ \Omega$ 전원 임피던스를 구성하는)은 장비에서 동축 출력 커넥터의 차폐부분에 연결된다.
- M형 : 이들은 전원선에서 사용된다. 그 구성은 그림 C.2에 나와 있다. 방해전류의 삽입은 비대칭적으로 양 리드선에 등가 저항 $100\ \Omega$ 을 통하여 이루어진다. 이 장치는 텔타형 의사전원회로망과 유사하고 시험 장비의 단자에서 보았을 때 $150\ \Omega$ 의 대칭 및 비대칭 등가 저항 임피던스를 나타낸다.
- L형 : 이는 확성기 리드선에 사용된다. 그 구성은 그림 C.3에 자세하게 제시하였다. 방해전류의 임피던스는 M형 장치와 같이 배치된다.
- Sr과 Sw형 : 이는 오디오, 비디오, 기타 보조선에 사용된다. 이들은 다중 핀 장치로서 다음과 같이 다양한 핀 갯수와 다양한 커넥터 배치에 적합해야 한다.
- Sw형 : 이들은 오디오, 비디오, 제어 또는 기타 신호에 대해 통과하는 경로를 제공하며 이 경우 방해신호가 확실하게 시험품에 향하도록 하기위해서 필터링이 요구된다. 상세한 구성은 그림 C.4에서 보여지며 이는 도너스 모양에 감겨진 차폐된 두선의 오디오 신호에 제공된 간단한 필터링을 나타낸다. 다중 리드선 케이블의 경우 구성상의 이유로 그림 C.5의 도너스 모양에 감기 전에 케이블의 리드선을 분리할 필요가 있다. 두 경우에 대해 방해 전류는 차폐막과 출력 커넥터의 접지핀의 $100\ \Omega$ 저항을 통해 주입되고, 다른(차폐되지 않은) 리드선과 차폐된 리드선의 차폐막과 연결은 캐패시터를 통해 주입된다.

Sr형 : 이는 신호경로에 대한 요구사항이 없는 경우에 대해 필요하다. 케이블의 모든 선로는 정합된 부하 저항으로 종단된다. 상세한 구성은 그림 D.2에 나와 있다. 방해전류는 스크린(접지)위의 커넥터의 접지 핀과 부하 저항(R_1 에서 R_n 까지)이 $100\ \Omega$ 저항을 경유하여 연결된다. 정확한 부하 저항으로 종단된 그림 C.4와 C.5에서 제시된 형태의 결합장치는 이러한 목적을 위해 사용될 수 있음을 유의해야 한다.

방해 발생기의 소스 임피던스가 $50\ \Omega$ 이 아니면 직렬 저항의 값은 요구된 $150\ \Omega$ 임피던스를 구성하도록 조정된다.

그림 C.1 ~ D.2까지의 RF 초크 코일은 $30\ \mu\text{H}$ 또는 병렬로 $2 \times 60\ \mu\text{H}$ 의 인덕턴스 값을 갖고 $1.5\ \text{MHz} \sim 150\ \text{MHz}$ 의 주파수 범위에서 충분하다. $0.15\ \text{MHz} \sim 30\ \text{MHz}$ 의 주파수 범위를 위해서는 인덕턴스 값이 $280\ \mu\text{H}$ 또는 병렬로 $2 \times 560\ \mu\text{H}$ 로 된다. 부록 C 는 그의 구성을 보여준다.

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

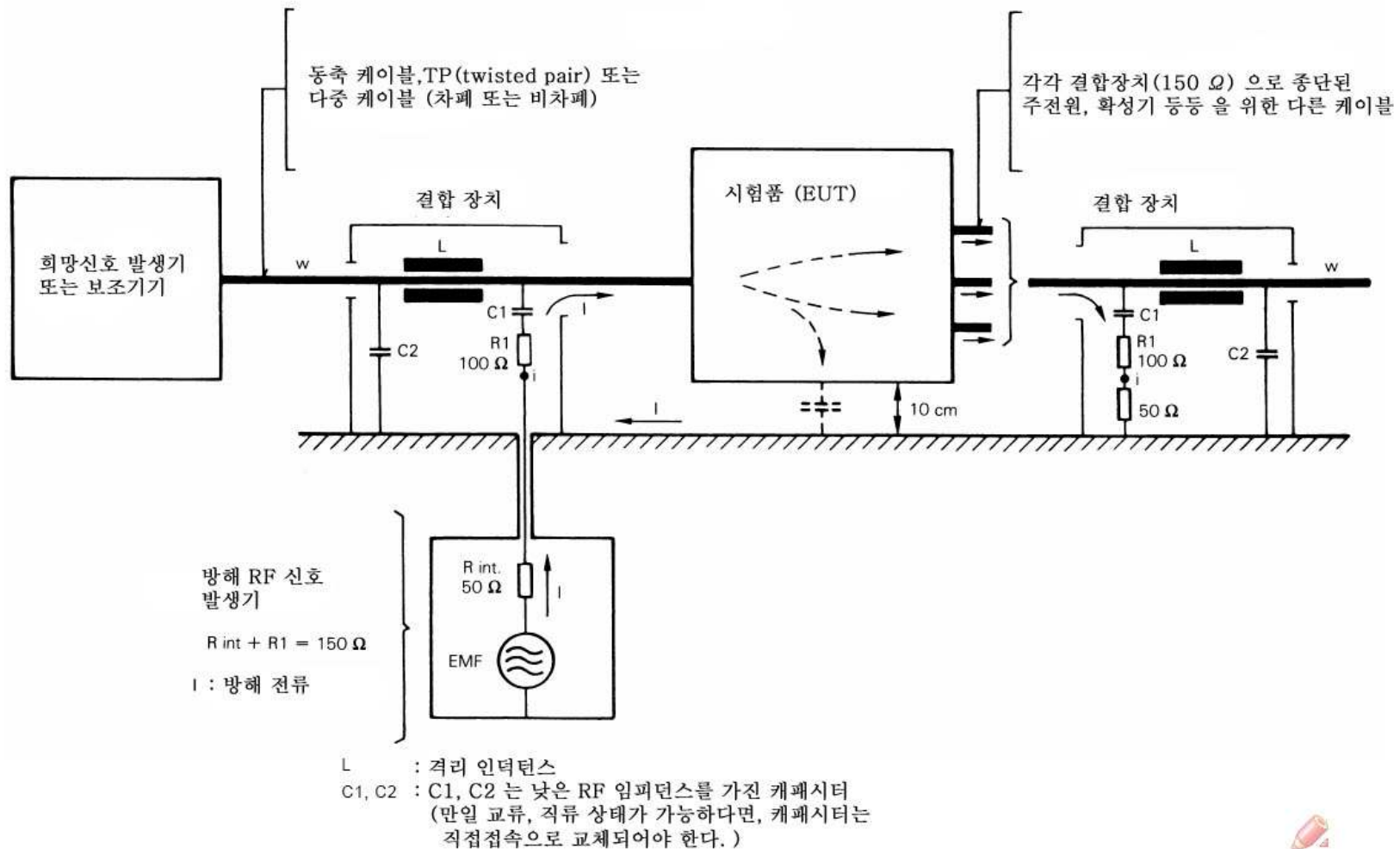
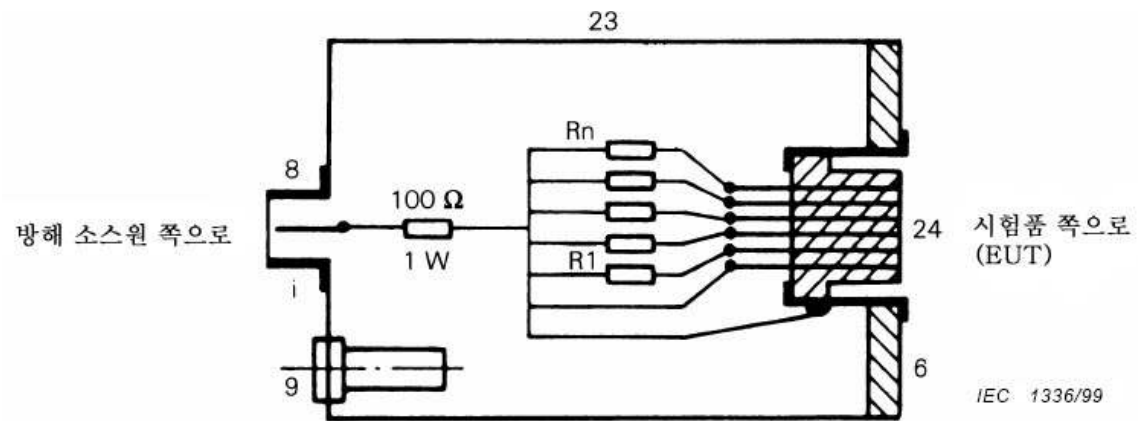


그림 D.1 - 전류 주입 방법의 일반 원리 (D.1 참조)



6-8-9 : A형 장치를 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

축음기 (Phonograph) : 자석식: 2 × 2.2 kΩ

수정발진식: 2 × 470 kΩ

마이크로폰: 2 × 600 Ω

튜너: 2 × 47 kΩ

테이프 레코더: 4 × 47 kΩ

오디오 입/출력: 4 × 47 kΩ

그림 D.2 - 부하 저항을 가진 Sr형 결합 장치

회로도 및 단순구성도 (D.2 참조)

부록 E (규격)

비대칭 의사회로망(AAN)의 매개변수의 예 및 측정 방법

E.1 AAN의 실험 : T형 회로망

그림 E.1 은 AAN의 실험으로 시험품의 신호 포트 내 도체쌍에 연결되어 있는 단자 a_1 , b_1 와 기준 접지 혹은 가능한 경우 안전접지 또는 시험품의 다른 접지 커넥터에 연결된 RG가 장착된 T 회로망을 보여준다.

시험품이 올바르게 동작하기 위해 필요한 대칭 신호가 단자 a_2 와 b_2 에 연결되어 있다. 이중 초크 L_1 은 장애를 일으키는 비대칭 소자의 각각 측정이 가능하다. 두 권선은 높은 임피던스 때문에 대칭 전류가 흐르지 못하도록 설계되었다. 반면 비대칭 전류(R_M 에 흐르는)의 경우에는 임피던스가 매우 작다.

150 Ω 의 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_M 은 대개 측정 수신기의 입력 임피던스이다. 이 경우 측정계에 표시되는 값은 일반적으로 시험품 종단에서의 실제적인 비대칭 값보다 9.5 dB 낮다. 커패시터 C_T 는 회로망 포화에 의한 저항 손상이나 L_1 특성 변경 없이 회로망 선로상의 직류 공급전원을 허용하면서 직류 전류를 차단한다.

일반적으로 비대칭 의사회로망(AAN)은 시험품과 관련된 장비 사이에 놓인다.

E.2 비대칭 의사회로망(AAN)의 매개변수 측정

7.1의 요구사항에 부합되는지를 결정하기 위해, 규정된 매개변수의 측정절차로 아래의 방법이 사용된다.

a) 종단 임피던스

서로 연결되어 있는 종단 a_1 과 b_1 사이에 있는 이 임피던스와 종단 RG는 접지종단 RG에 대해 개방 회로와 단락 회로를 번갈아 구성해주면서 종단 a_2 , b_2 와 함께 검사해야 한다(그림 E.2 참조).

b) 종 변환손실

Y 회로망의 이 손실은 그림 E.3c에 따라 측정된다. LCL 프로브에 출력신호가 들어가는 네트워크 분석기는 비대칭회로망에 요구되는 LCL보다 최소한 10 dB 높은 잔여 종 변환손실을 가지고 있어야 한다. LCL 프로브의 검증을 위해서는 그림 E.3a를 참조하고, 교정을 위해서는 그림 E.3b를 참조하라.

c) 감결합 감쇄

감결합 감쇄는 그림 E.4에 따라 측정한다.

d) 대칭 회로의 삽입 손실

대칭 회로의 삽입 손실은 그림 E.5에 따라 측정한다.

두 개의 LCL 프로브는 Y형 회로망의 삽입 손실 시험을 위한 발룬으로 사용 가능하다. 두 개의 동일한 발룬은 자체 삽입 손실을 결정하기 위해 직렬로 연결한다. 발룬은 0.15 MHz에서 30 MHz의 주파수 범위에서 1 dB 이하로 삽입 손실을 갖도록 설계한다.

e) 비대칭 회로의 전압 분배 인자(Y형 회로망의 교정)

비대칭 회로의 전압 분배 인자는 그림 E.6에 따라 측정한다.

f) 대칭 부하 임피던스와 전송 대역폭

이 인자는 시스템에 의해 정의한다. Y형 회로망은 전송 대역폭에 대해 일정한 임피던스로 최적화한다. 전송 대역폭은 그림 E.5의 시험 배치에 따라 일정한 대칭 부하 임피던스로 측정한다.

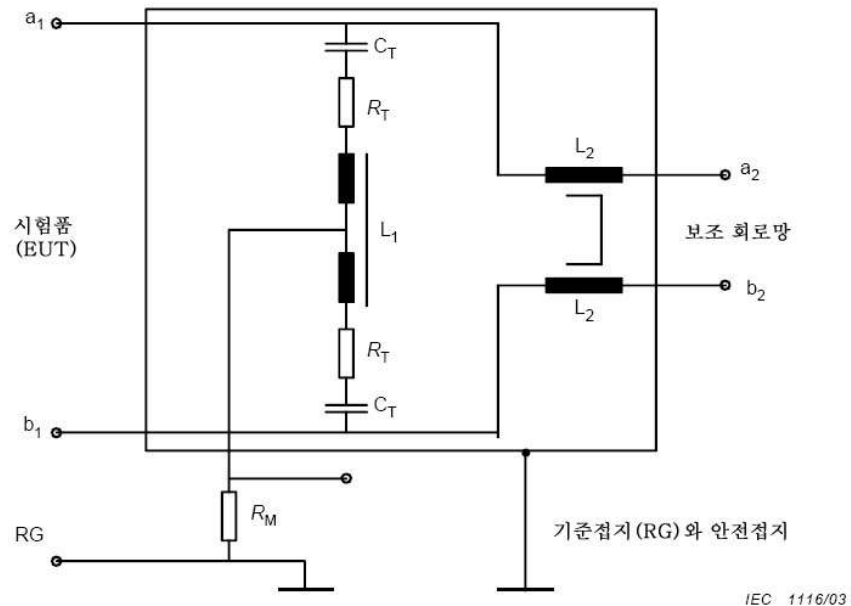
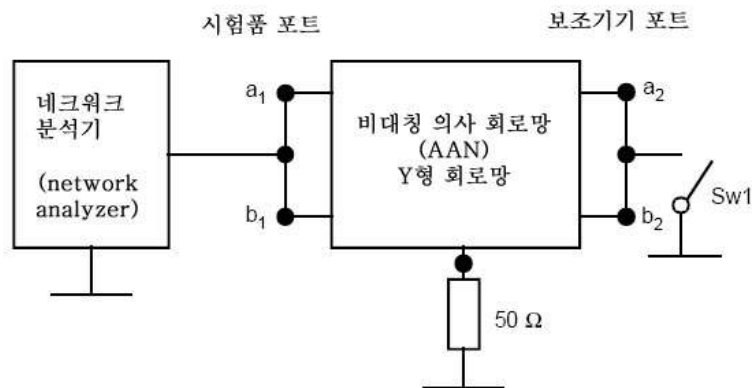


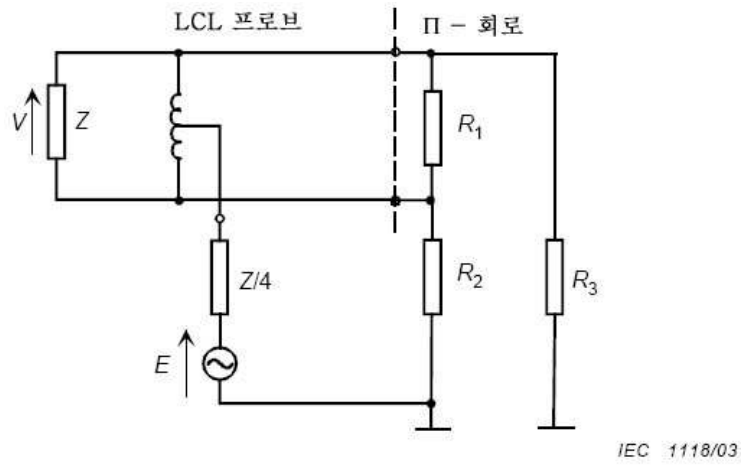
그림 E.1 - T형-회로망의 예



IEC 1117/03

주) 비대칭 의사 회로망이 고차(즉, 한 쌍이상의 케이블)로 구성될 경우, 시험품 포트의 모든 전선들은 보조기기 포트에 각각 연결되어있다.

그림 E.2 - 종단 임피던스 측정에 대한 장비 배치



주) 비대칭 의사 회로망의 명시된 대칭 임피던스 $Z (= \frac{R_1 \square (R_2 + R_3)}{R_1 + R_2 + R_3})$ 과 150 Ω 비대칭 임피던스를 포함한 $R_1 \square R_2$ 과 $R_3 (R_2 = R_3)$ 으로 구성된 LCL π - 회로로 끝났을 때, 프로브는 20 dB 잔여 LCL을 이상적으로 보여야하며 또는 측정된 가장 큰 LCL 보다 더 큼을 보여야한다. 예를 들어 $Z = 100 \Omega$: $R_1 = 120 \Omega$ 그리고 $R_2 = R_3 = 300 \Omega$.

LCL 프로브는 $Z/4$ 비대칭 전원 임피던스와 함께 구동되어야만 한다. 예를 들어 $Z = 100 \Omega$, $Z/4 = 25 \Omega$

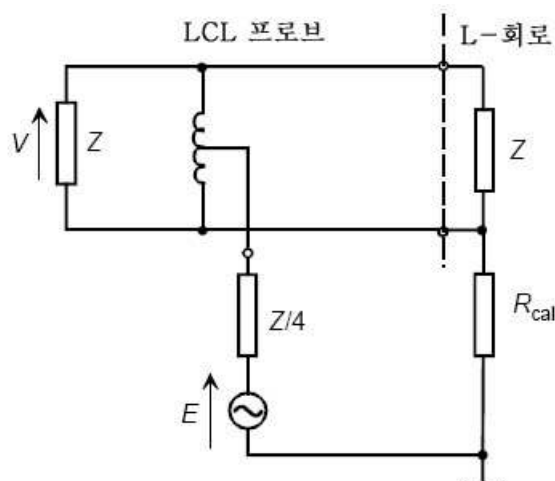
최적의 재현성을 위해서, LCL 프로브는 LCL 프로브의 안정된 터미널에 관련된 π -회로의 적응을 위해 최대화 되어야 한다.

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

LCL 프로브는 LCL이 원래의 네트워크 분석기를 사용해 측정할 수 있기 위해 구성 되어야만 한다. 견본 LCL 프로브는 [1]³⁾ 에 기술되어 있다.

[1]³⁾ MACFARLANE, IP. 네트워크의 전기 불평형 측정을 위한 프로브와 장비. IEEE Trans. EMC, Feb. 1999, Vol.41, No.1, p.3-14

그림 E.3a - LCL 프로브 검증을 위한 배치



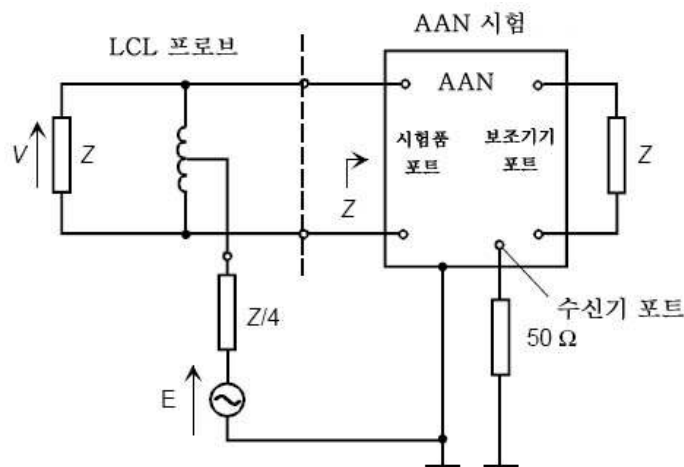
$$\text{주) } LCL_L = 20 \lg \left| \frac{(R_{sym} // Z) + 4R_{cal} + Z}{2(R_{sym} // Z)} \right| \text{ dB}$$

그림 E.3c 에 대한 LCL 측정 불확도는 L-회로의 정확성과 프로브의 잔여 LCL의 값에 의해 영향을 받게 된다. L-회로에 관련된 LCL 프로브의 상황의 변화는 교정에서 약간의 불확도를 보여줄 것이다.

L-회로의 예로 들면 : 임피던스 $Z = 100 \Omega$ 와 $R_{sym} = 100 \Omega$

$R_{cal} = 750 \Omega$ 는 29.97 dB의 LCL을 갖게 할 것이다. 예를 들어 약 30 dB

그림 E.3b - LCL프로브 교정을 위한 시험회로 (L-회로)



주1 : LCL 정의에 대해서는 그림 E.3a을 참조.

주2 : 프로브의 잔여 LCL과 측정되는 LCL 사이에 근접성에 의존하며, 두 결과의 평균값의 결정과 시험품 포트 터미널에 관련되는, LCL 프로브 양쪽 상황의 측정은 시험의 정확성을 개선시킬 수 있다.

주3 : 비대칭 의사 회로망이 고차(선이 한 쌍 이상 일 경우)인 경우에는, 다른 쌍이 측정되는 쌍에 어떠한 영향이 있을 경우 공통모드 임피던스 Z로 중단되어는 동안, 그때 각각의 쌍의 LCL을 시험한다.

그림 E.3c - 비대칭 의사 회로망의 종 변환손실 측정에 대한 시험배치

그림 E.3 프로브의 교정과 검증을 포함하여 LCL 프로브를 사용하는 LCL 측정

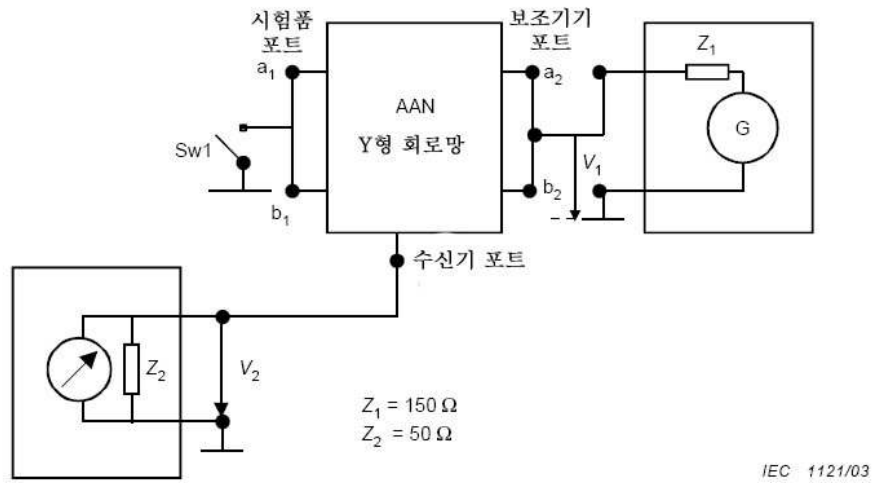
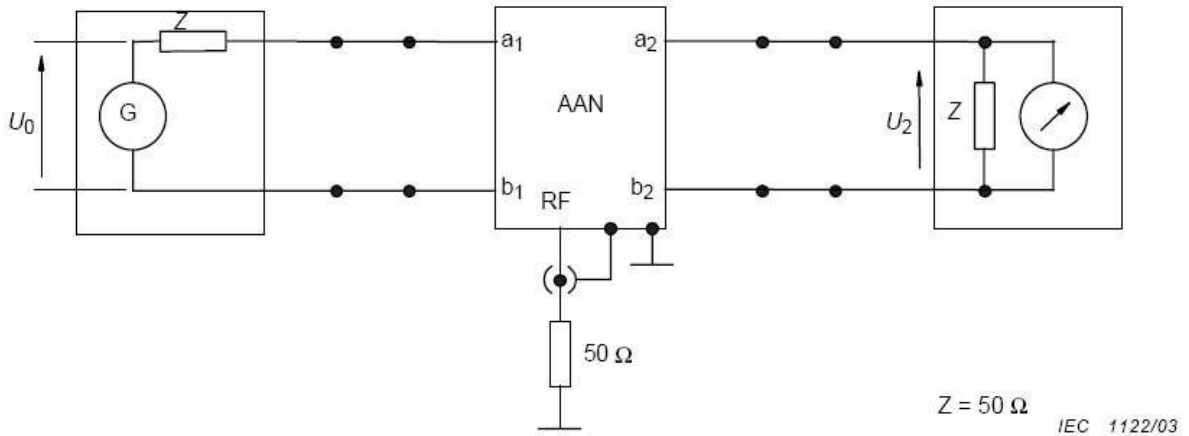


그림 E.4 - 보조기기 포트와 시험품 포트 사이의 비대칭 신호에 대한
AAN 감결합 감쇄(격리)를 위한 시험 배치

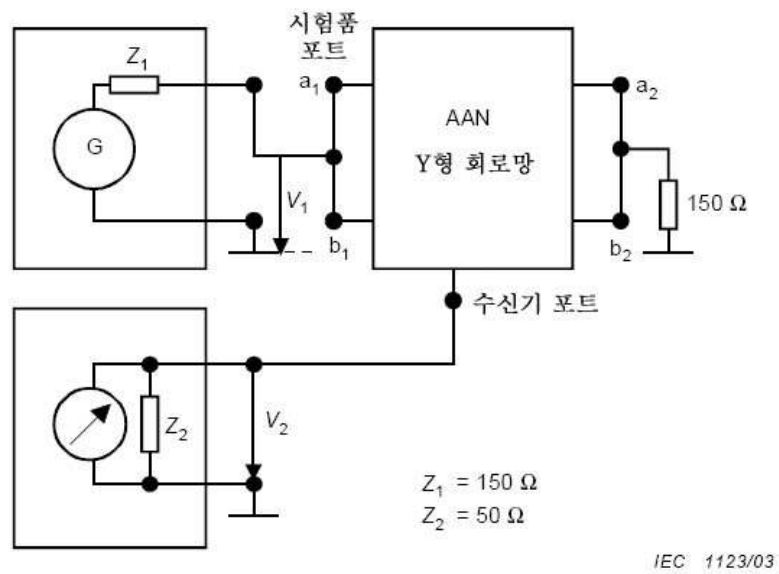
$$a_{decoup} = 20 \lg \left| \frac{V_1}{V_2} \right| - a_{vdiv} \quad \text{dB}$$



감결합 감쇄에 대한 규격서는 Sw1(개방과 단락)의 양쪽 위치에서 만족해야한다. 만약 비대칭 의사 회로망이 고차(한 쌍이상의 라인이 있을 경우)라면, 그때 시험품 각각 포트의 모든 선들과 보조기기 포트의 모든 라인들에 함께 연결된다. a_{vdiv} 는 그림 E.6에 따라 측정된 전압분배인자이다.

주) 비대칭 의사 회로망이 다중(즉, 한 쌍 이상의 케이블)이라면, 개별적으로 각 쌍별로 시험되어야 한다.

그림 E.5 - 비대칭 의사 회로망의 삽입손실(대칭일 경우)에 대한 시험 배치



주) 비대칭 의사 회로망이 다중(즉, 한 쌍 이상의 케이블)이라면, 그때 시험품 각각 포트의 모든 선들과 보조기기 포트의 모든 선들에 함께 연결된다.

그림 E.6 - 비대칭 의사 회로망의 전압분배인자에 대한 교정 시험 배치

부록 F (규격)

동축 케이블 및 기타 차폐케이블용 AN 매개변수의 예 및 측정방법

F.1 동축 케이블 및 기타 차폐 케이블용 AN에 대한 설명

그림 F.1은 페라이트 도너스 모양에 감긴 소형 동축 케이블(소형 반-강체의 고체 구리 차폐물 또는 소형 이중 편조된 차폐 동축 케이블)에 의해 형성되는 내부 공통 모드 초크가 장착된 동축 케이블 AN의 예를 보여준다.

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(예 : 페라이트 토로이드(도너스 모양)).

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

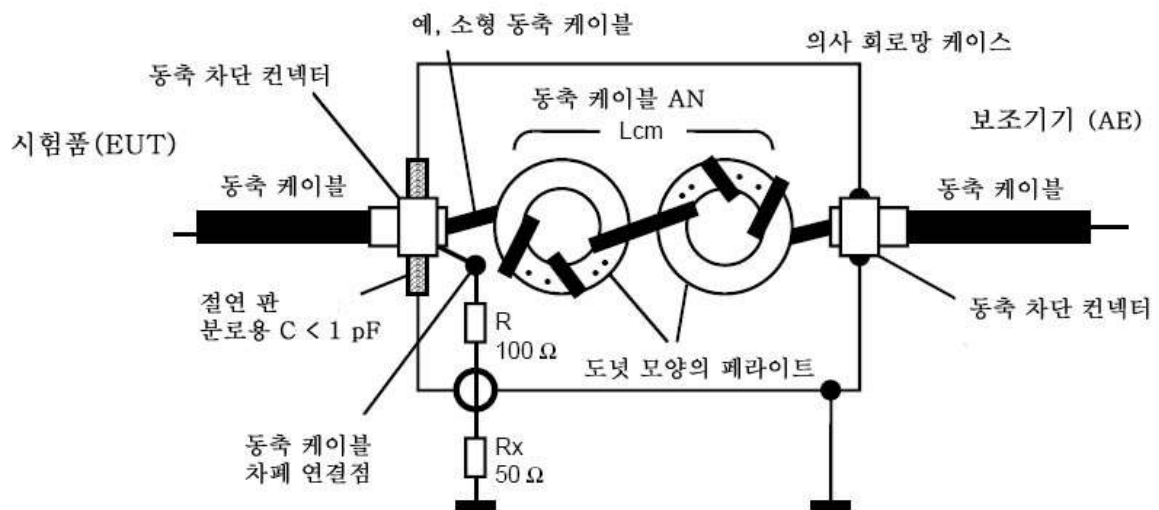
F.2 동축 케이블 및 기타 차폐 케이블용 AN 매개변수의 측정

a) 종단 임피던스

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

b) 전압 분배 인자

AN의 전압 분배 인자는 그림 F. 2에 따라 측정한다.

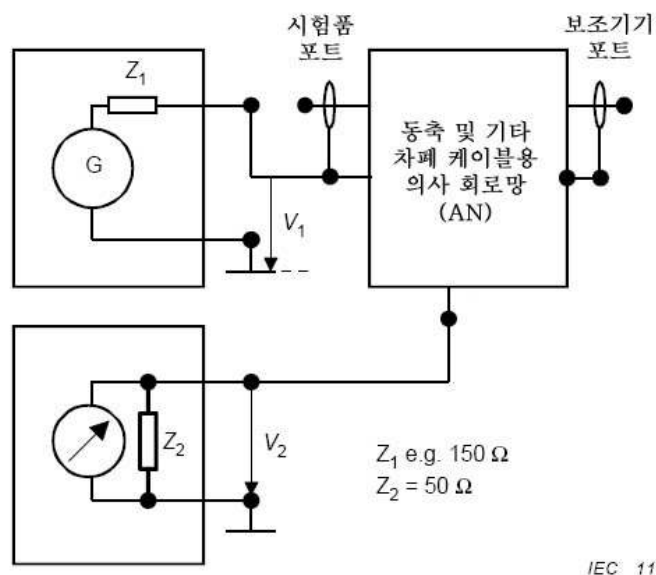


IEC 1125/03

AE : 보조 기기
EUT : 시험품
Rx : 측정 수신기

공통 모드 초크 $L_{cm} > 1.4 \text{ mH}$, 총 기생 분로용 $C < 1 \text{ pF}$

그림 F.1 - 동축 케이블용 의사회로망(AN) 예



IEC 1126/03

그림 F.2 - 동축케이블과 차폐케이블의 AN 전압분배인자 $a_{vdiv} = 20 \lg \left| \frac{V_1}{V_2} \right|$ in dB을 위한 시험 배치

부록 G (정보)

용량성 전압 프로브의 구조와 평가(5.2.2절)

G.0 서론

이 부록은 용량성 전압 프로브(CVP)의 교정방법의 예를 제공한다. 다른 교정방법들은 불확실성이 본 부록에 제시된 방법과 동일하다면 사용할 수 있다.

G.1 용량성 전압 프로브의 물리적, 전기적 고려

그림 G.1은 용량성 전압 프로브의 구성을 보여준다. 그것은 두 개의 동축 전극과 접지 단자, 케이블 설비 그리고 임피던스 변환 증폭기로 구성되어 있다. 외부 전극은 나란히 배열되어 있는 케이블들로부터 발생하는 정전기 커플링에 의해 야기되는 측정오차를 줄이기 위한 정전기 차폐물로 사용한다.

프로브의 등가회로는 그림 G.2에 제시하였다. 케이블과 접지사이에 전압차가 존재한다면 정전기 유도의 결과로 유도 전압이 내부 전극과 외부 전극사이에 발생하게 된다. 이 전압은 높은 임피던스 입력 증폭기에 의해 탐지되고 임피던스 변환 증폭기에 의해 낮은 임피던스로 변환된다. 출력은 측정 수신기에 의해 측정된다.

G.2 전압 분배 인자의 주파수 응답 결정

그림 G.3은 용량성 전압 프로브의 주파수 응답을 결정하기 위해 쓰이는 시험 배치를 보여주고 있다. 이 프로브는 아래 절차에 따라 검증한다.

a) 시험품에 사용되는 것과 같은 유형의 케이블을 준비한다.

주) 만약 케이블의 몇가지 유형이 프로브에 사용이 되었다면, 대표할 수 있는 유형의 케이블은 결정된 결과물의 분포를 나타내고 교정 작업에 사용되어 진다. 전압 분배 인자(F_d)는 식 (G.3)을 이용하여 계산될 수 있으나 각각 케이블의 F_d 를 측정하는 것을 권고한다.

b) 그림 G.3에 보이는 것처럼 교정기기를 기준 접지판 위에 놓는다.

c) 교정기기의 내부 포트에 케이블의 양쪽 끝에 연결한다. (포트-1, 포트-2) (그림 G.3 참조)

d) 교정 유닛에 프로브를 놓고 중심을 통과하도록 케이블의 위치를 조정한다.

주) 교정기기 판의 끝부분에 전압 프로브의 끝부분에 너무 가깝다면 부유 커패시턴스가 증가하게 되는데 이는 고주파 범위의 교정 작업에 악영향을 끼칠 수 있다. 반대로 전압 프로브의 끝부분이 교정기기 판의 끝부분에 멀리 떨어져 있다면 고주파수에서 교정기기 내부에 정재파가 만들어질 수도 있다. 이 정재파는 교정 작업에 악영향을 끼칠 수 있다.

e) 교정기기의 내부 접지 포트에 프로브 접지 포트를 연결한다. 기준 접지 판에 교정기기의 외부 접지 포트를 연결한다. 접지선은 낮은 인덕턴스를 가져야 하고 가능한 짧아야 하며 전압 프로브 간극으로부터 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 포트와 연결하고 프로브의 외부 포트를 50 Ω으로 종단시킨다. 명시된 주파수 범위에서 레벨 V 를 측정한다.

h) 레벨 계기를 프로브의 외부 포트에 연결하고 포트 2를 50 Ω이 되도록 종단한다. 명시된 주파수 범위에서 레벨 U 를 측정한다.

i) 측정된 값으로부터 전압 분배 인자 $F_a = 20 \log_{10} |V/U|$ 을 dB 단위로 계산한다.

G.3 외부 전계의 영향을 결정하기 위한 측정방법

G.3.1 외부 전계의 영향

외부 전계의 영향은 프로브에 근접한 다른 케이블의 정전기 커플링에 의해 나타난다. 그림 G.4는 정전기 커플링 모델과 그 등가회로를 보여준다. 케이블 #2의 공통 모드 전압 V_x 와 케이블 #1의 전압 V 는 그림 G.4(a)에 보이는 것처럼 커패시턴스 C_x 와 C 를 통하여 높은 임피던스 전압 프로브의 입력 단자에 나타난다. 정전기 차폐는 C_x 에 의해 발생하는 커플링을 감소시키기 위해 이용한다. 그러나 외부 전극과 다른 케이블(C_x) 사이에 발생하는 정전기 커플링에 의한 외부 전계의 영향은 그림 G.4(b)에 보이는 것처럼 정전기 차폐의 불완전함으로 인해 여전히 존재한다. 하위 절 G.3.2는 외부 전극과 다른 케이블 사이에 발생하는 정전기 커플링의 영향을 평가하는 측정 절차를 보여준다. 그리고 $|Z_s| \ll |1/(j\omega C_c)|$ 을 만족하지 못한다면 V_x 에 의해 V 가 영향을 받는다는 것에도 주목해야 한다.

G.3.2 외부 전계의 영향을 결정하는 측정 방법

제한된 정전기 차폐로 인한 정전기 커플링에 의해 야기된 외부 전계의 영향은 그림 G.5에 보이는 시험 배치를 이용해 측정한다. 측정 절차는 다음과 같다.

- a) G.2의 방법을 이용해 전압 분배 인자 $F_a = 20 \log_{10} |V/U|$ 을 측정한다.
- b) 거리 "s"가 1 cm와 같도록 용량성 전압 프로브를 케이블 옆에 놓는다. (그림 G.5 참조)
- c) 프로브의 접지 포트를 교정 장치(calibration unit)의 내부 접지 포트에 연결한다. 교정장치(calibration unit)의 외부 접지 포트를 기준 접지 판에 연결한다.
- d) 입력 임피던스가 50 Ω인 신호 발생기를 10 dB 감쇠기를 통하여 포트-1의 외부 포트와 연결한다.
- e) 입력 임피던스가 50 Ω인 측정 수신기를 포트-2의 외부 포트와 연결하고 프로브의 외부 포트가 50 Ω으로 종단을 이루게 한다. 규정된 주파수 범위에서 레벨 $\parallel V_s$ 를 측정한다.
- f) 프로브의 외부 포트에 측정 수신기를 연결하고 포트-2의 외부 포트가 50 Ω이 되도록 종단을 구성한다. 규정된 주파수 범위에서 레벨 U_s 를 측정한다.
- g) 측정값으로부터 영향감소는 $F_s = F_a / (V_s / U_s)$ 로 정의한다.

G.4 펄스 응답

용량성 전압 프로브는 방해 수신기를 포함하는 측정 시스템의 일부로 제작한다. 이것은 4항에 설명된 측정 수신기의 성능에 영향을 주지는 않는다. 용량성 전압 프로브가 능동 회로를 포함하고 있기 때문에 펄스에 대한 프로브의 응답을 측정한다. 프로브 응답은 부록 B와 B대역에 대해 K 00016-1-1의 부록 C에 나타난 대로 펄스 발생기를 이용하여 측정한다.

주) 펄스 발생기를 이용하여 펄스 응답을 측정하기는 어렵다. 프로브의 펄스 용량은 침투값이 펄스의 침투값과 같은 CW 신호를 이용하여 직선성을 측정하므로 시험할 수 있다. 이는 프로브가 검출기나 대역 통과 필터를 포함하고 있지 않기 때문에 가능하다. 신호 발생기와 테스트 구조물 사이의 동축 케이블을 이용하여 반사 신호의 진폭을 최소화하기 위해 감쇠기가 필요할 수도 있다. 주파수 반응을 안정시키는 것이 필요하지 않다면 감쇠기도 필요하지 않다.

펄스 발생기의 임펄스 응답은 K 00016-1-1의 표 B.1에 보이는 것처럼 0.15 MHz ~ 30 MHz까지 0.316 (mVs)이다. 펄스 발생기 신호의 스펙트럼은 실제적으로 30 MHz까지 일정하다. 펄스 폭, τ 는 대략 다음과 같이 주어진다.

$$\tau = 1/(\pi f_m) \quad (G.1)$$

f_m 이 30 MHz라면 τ 값은 0.0106 μ s 이다.

펄스 진폭 A는 다음과 같이 주어진다.

$$A = 0.316/\tau = 29.8 \text{ V} \quad (\text{G.2})$$

이것은 용량성 전압 프로브가 30 V를 일정하게 유지한다는 것을 의미한다.

직선성은 신호 발생기의 진폭이 30 V까지 변화할 때 전압 분배 인자 F_a 를 측정하여 테스트할 수 있다.

G.5 전압 분배 인자 의존도

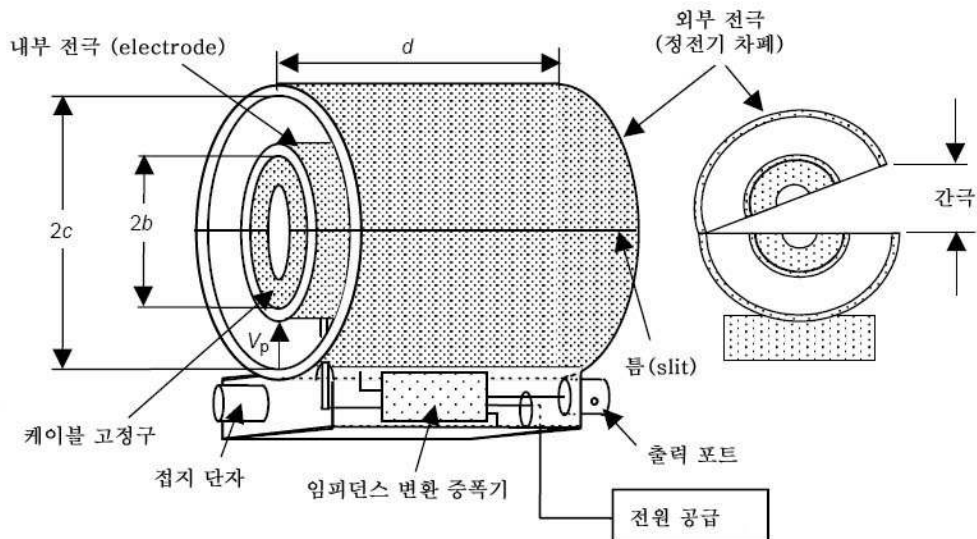
용량성 전압 프로브의 전압 분배 인자는 시험중에 있는 용량성 전압 프로브(CVP)의 내부 전극 내 케이블의 위치와 반경에 의존한다. 전압 분배 인자가 방해 측정을 위해 필요하다라도 케이블의 유형별 인자를 계산하는 일은 어려운 작업이다. 전압 분배 인자에 대해 케이블 구성의 영향을 평가해야 한다. 전압 분배 인자 의존도는 측정과 이론적 분석을 통해 조사된다. 그림 G.6은 케이블 위치가 전극 내에서 변화할 때의 전압 분배 인자의 편차를 나타낸다. 그림 G.6에서 “a”는 케이블의 반경이고 “b”는 내부 전극의 내부 반경이며 “c”는 외부 전극(정전기 차폐)의 내부 반경이다. 그리고 “g”는 내부 전극의 중심과 케이블 중심과의 거리이다. 실험 시에 케이블은 구리막대로 대체된다. 수평 축은 이격율, $g/(b-a)$ 로 나타낸다. 연속된 라인은 내부 전극과 케이블 사이의 용량 변화에 의해 얻어진 계산 결과를 나타내고 점들은 측정된 값들을 나타낸다. 결과적으로 측정 데이터는 계산된 결과와 잘 일치한다. 그러나 용량성 전압 프로브의 감도는 0.8의 이격율을 가지는 내부 전극에서 케이블의 위치 변화에 의해 결정되지 않는다. 그러므로 측정 오류를 최소화하기 위해서 테스트 중에 있는 케이블을 프로브의 중심에 통과시켜 조정하여야 한다.

그림 G.7은 케이블 반경 의존도를 나타낸다. 수직 축은 전압 분배 인자 F_a 의 편차를 나타낸다. 연속된 라인은 다음의 식을 이용하여 계산된 결과를 나타낸다.

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

ϵ 는 유전율이고 a_{ref} 는 기준으로 쓰인 케이블의 반경이며 다른 상수들은 그림 G.1에 정의되어 있다. 임피던스 변환 증폭기의 인자인 C_p 는 측정에 의해 얻어진다.

그래프에 나타난 값들은 몇몇 케이블의 측정 결과이다. 각 케이블의 등가 반경은 케이블에 포함된 전선의 표면적과 구리 막대의 표면적을 고려하여 계산한다. 케이블의 전선 개수는 1 ~ 12 개 까지 변화한다. 계산 결과는 구리막대를 이용한 측정결과와 계산된 결과가 잘 일치하는 것을 보여준다. 그러므로 실제 케이블을 가지고 측정한 결과와 계산된 결과 사이의 편차는 2 dB 이내이다. 이 결과는 전압 분배 인자가 각각의 케이블의 표면적을 이용한 식 (G.3)에 의해 대략적으로 계산이 가능하다.



IEC 438/04

그림 G.1 - 용량성 전압 프로브 구성

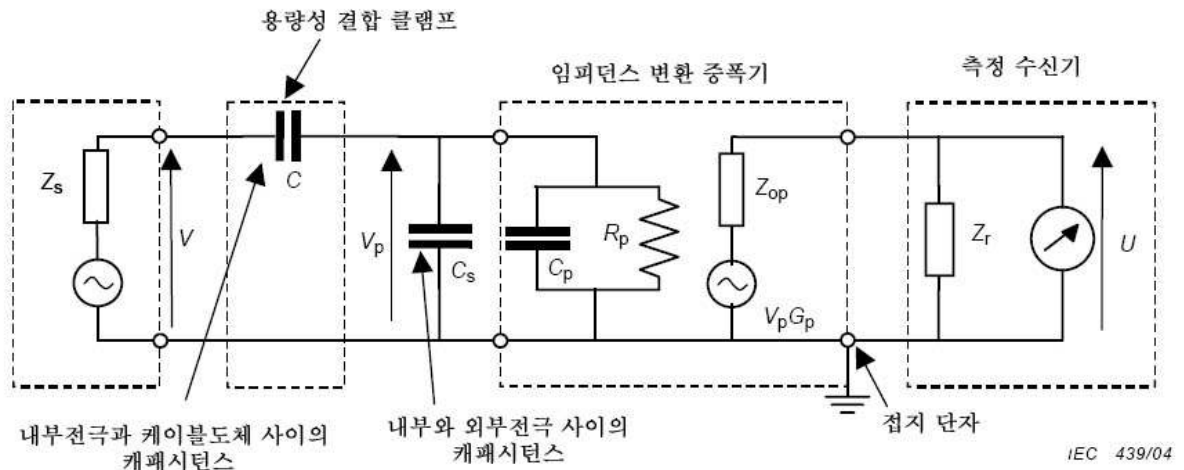


그림 G.1의 회로 구성에 대한 일반적인 값

b 25 mm

C_p 5 pF

c 55 mm

R_b 1 M Ω

d 100 mm

$|Z_s| \ll |1/(j\omega C)|$

C 8 pF

$R_b \gg |1/(j\omega(C_s + C_p))|$

(케이블지름 : 26 mm)

C_s 7 pF

$Z_{op} = Z_r = 50 \Omega$

위의 일반적인 값은 시험요구사항이나 문서에 서술되어 있지 않으므로 5.1.2의 “특성”에 근거한 다른 값들을 사용할 수 있다.

그림 G.2 - 용량성 전압 프로브의 등가회로

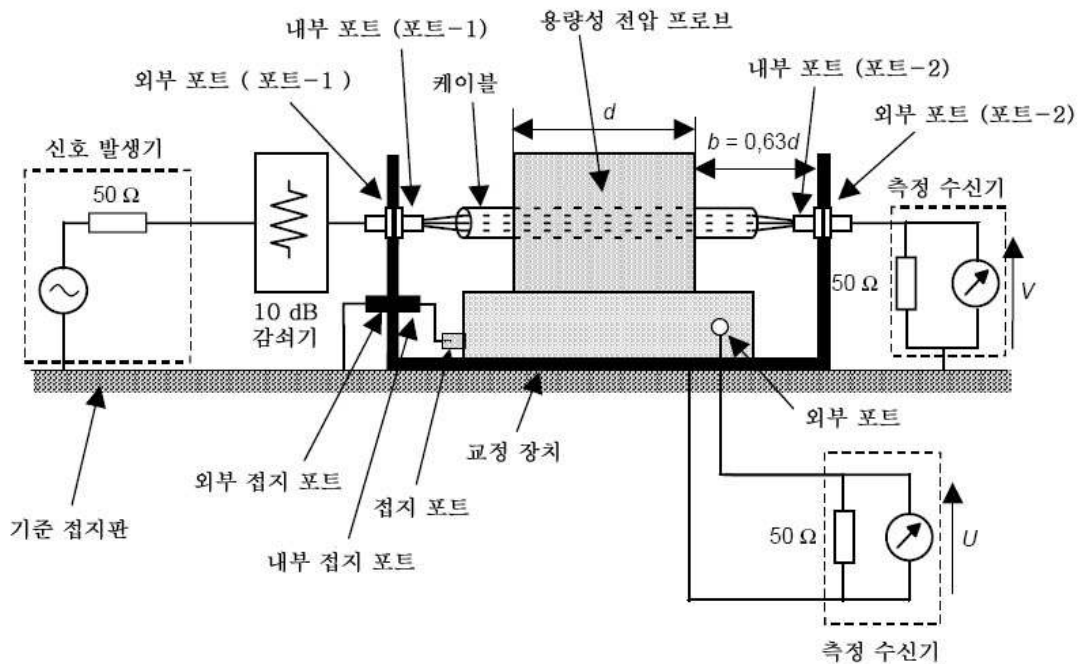
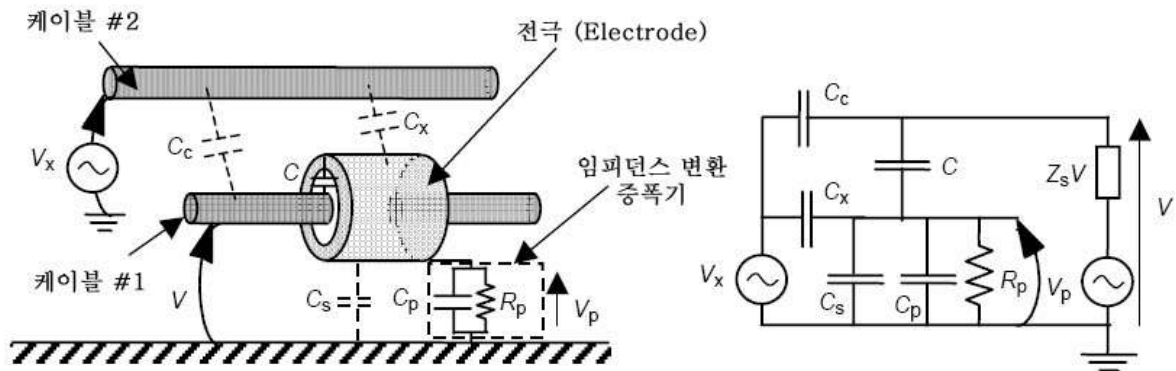
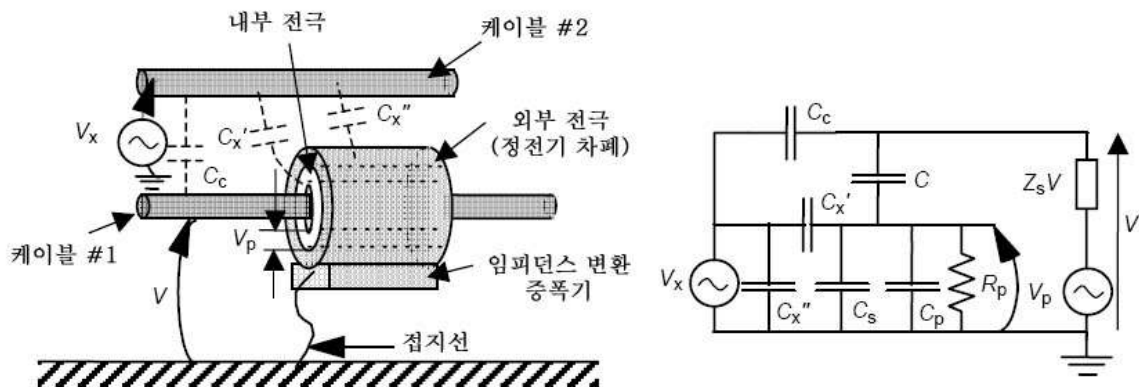


그림 G.3 - 주파수 응답 교정을 위한 시험 배치



(a) 정전기 차폐 없는 용량성 전압 프로브



(b) 정전기 차폐 있는 용량성 전압 프로브

그림 G.4 - 정전기 결합 모델과 등가회로

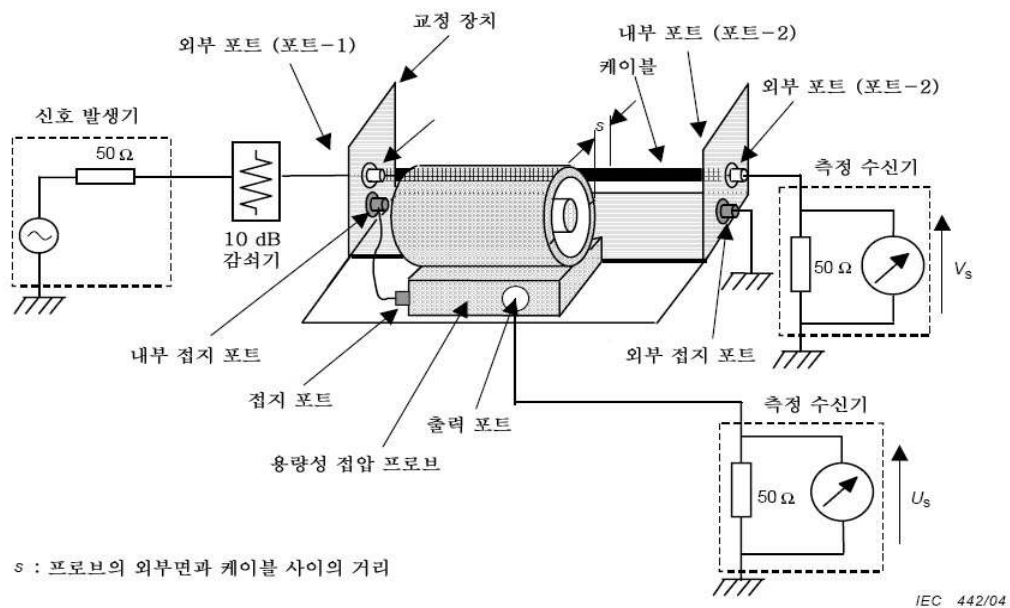


그림 G.5 - 정전기 결합에 의해 발생하는 외부 전기장에 대한 영향 감소를 차폐 효과로 측정하기 위한 시험 배치

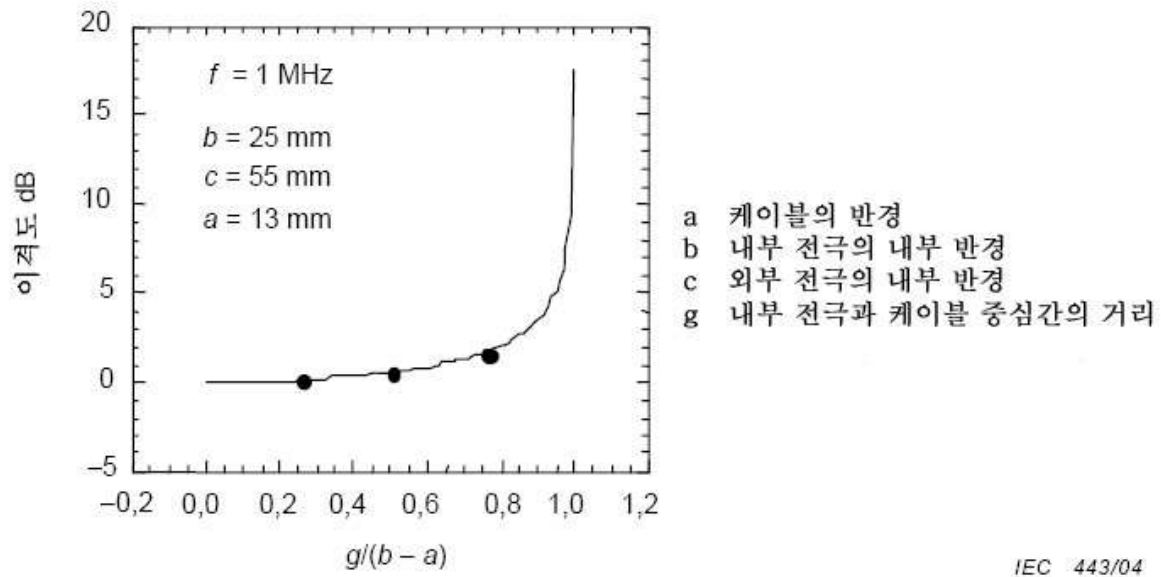
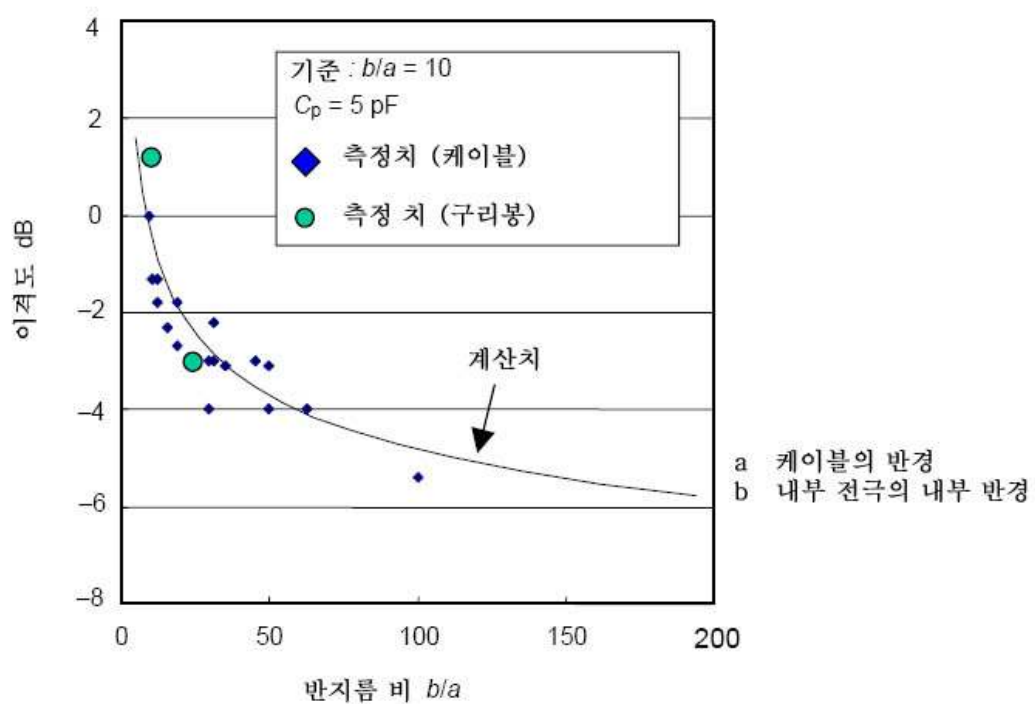


그림 G.6 - 케이블 위치 변화에 따른 변환인자 편차



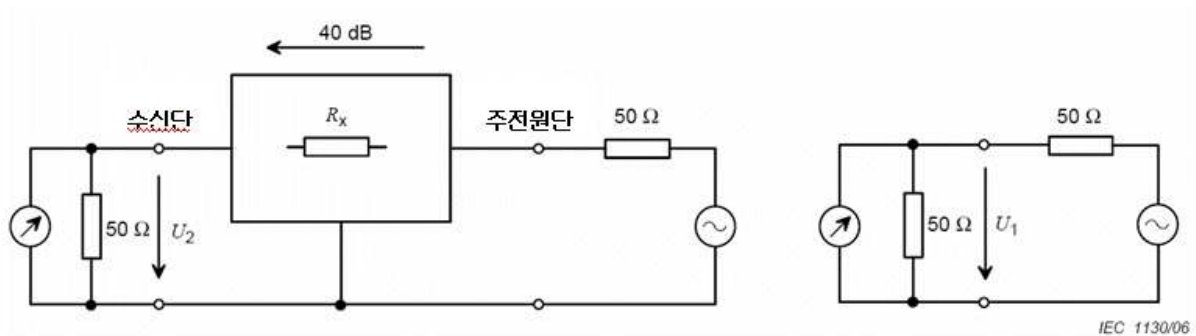
주) 수직축은 $b/a=10$ 일 때 계산된 값으로부터 전압 분배 인자(F_d)의 이격도를 보여준다.

그림 G.7 - 케이블 반경 의존성 결과 조사

부록 H (정보)

V형 의사전원회로망에 대해 주전원과 시험품/수신기 단자간의 최소 감결합 인자를 도입한 논리적 근거

V형 의사전원회로망의 임피던스에서 미지의 실제 주전원임피던스의 영향을 줄이기 위한 목적으로, 주어진 값으로 시험품 단자를 종단하고 주전원단과 측정기 수신단 간의 최소 감결합 인자(격리)가 규정되어질 수 있다. V형 의사전원회로망의 다양한 형태간의 차이가 고려되어야 한다.



U_1 은 50Ω 으로 전원을 종단시켜 분리적으로 측정된다.

U_2 는 시험품 단자나 수신단에서 정의될 수 있다. 4.7.2 항에서는 수신기단에서 정의되는 것으로 결정되었다.

그림 H.1 - 격리도 측정 결선도

R_x 가 4950Ω 일 경우 격리도($20 \log(U_1/U_2)$) 40 dB의 값을 얻을 수 있다. 전원단 임피던스가 단락이나 개방된 상태라면, 시험품 단자에서의 임피던스 변화는 1 %가 될 것이다. 결론적으로, 의사전원회로망의 임피던스에 대해 주전원회로망의 임피던스의 영향을 1 % 이하로 유지하기 위해서는 40 dB의 격리도가 필요하다(보다 자세한 측정 절차는 4.7에 언급하였다). K 00016-4-2에서의 불확도 계산은 임피던스 허용율 20 %를 기준으로 하며, 주전원단으로부터의 영향은 없는 것으로 간주한다. 영향이 전혀 없다고 간주하는 것은 불가능하다. 그러나 40 dB의 격리도는 주전원의 영향에 대해 1 %의 허용율은 존재한다. 즉, 예를 들면, 의사전원회로망의 임피던스 허용률의 불확도 부여를 2.6 dB라고 한다면, 불분명한 주전원단의 종단에 대한 불확도 부여는 대개 0.13 dB 정도가 된다(2.6 dB의 값에 포함- 추가는 아님).

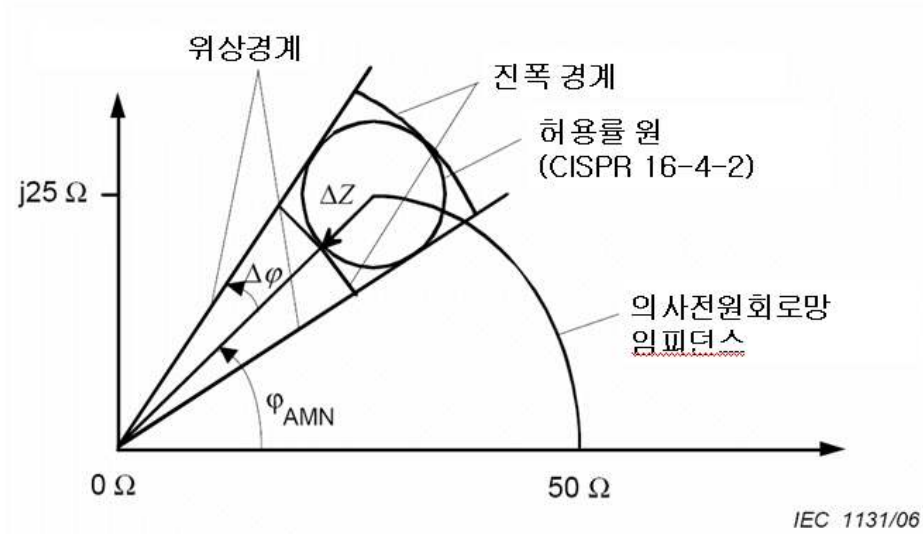
추가적으로, 40 dB의 격리도는 전압분배 인자에 있어서 주전원단에서의 종단의 영향을 제한하는데 도움이 된다. 또한 주전원단으로부터의 방해요소를 제한 레벨 아래로 유지시키는데도 도움이 된다. 추가적인 필터를 통해서 이 이상의 억압을 얻는 것도 가능하다.

제조업체로부터의 반응은 주전원단 단자와 접지 사이에 캐패시터와 같은 것을 추가함으로써 구현한 경우가 아니라면 40 dB의 값은 쉽게 구현될 수 있다는 것이다.

부록 I
(정보)

V형 AMN 입력 임피던스에 대한 위상 허용을 도입한 논리적 근거

K 00016-4-2에 대해, U_{CISPR} 의 크기는 “불확도 원” ΔZ_{in} (그림 Y-1 참조)의 가정을 근거하여 계산된다. 여기서 ΔZ_{in} 은 임피던스 허용률 원으로서 재정의 될 수도 있다.



그러나, 현존 네트워크 분석기는 임피던스에 대한 허용률 원에 대해 상술할 수 없다. 이 목적으로 사용하기 위해서는 추가적인 소프트웨어가 필요하다. 따라서 진폭 허용률에 대한 현존 사양의 사용과 위상 허용률의 사양 추가가 권장된다. 삼각함수를 사용하여 $\Delta|Z|/|Z| = 0.2$ 로부터 $\Delta\phi = 11.54$ 도가 된다.

V형 의사전원회로망을 사용하는 전도방사 측정의 불확도와 재현성에 대하여 K 00016-4-1이 이론적인 기초로 채택될 수 있다. 의사전원회로망의 상술된 위상으로부터 변이의 영향을 설명을 위해서 K 00016-4-1의 식 (6-5)가 사용될 수 있다.

$$\frac{\Delta U_m}{U_{mt}} = \frac{Z_{d0} + Z_{13}}{Z_d + Z_{in}} \left(\frac{\Delta a_0}{a_0} + \frac{\Delta U_d}{U_{d0}} \right) + \frac{Z_{d0}}{Z_d + Z_{in}} \left(\frac{\Delta Z_{in}}{Z_{13}} - \frac{\Delta Z_d}{Z_{d0}} \right)$$

여기서,

U_{mt} : 이상적인 상황에서 CISPR 수신기에서의 실제 전압 지시치

Z_{13} : V형 의사전원회로망의 이상적인 임피던스

Z_{in} : $Z_{13} + \Delta Z_{in}$

Z_{d0} , U_{d0} : 방해원(즉, 시험품) 파라미터의 실제 값

a_0 : V형 의사전원회로망의 전압 분배 인자의 실제 값

ΔU_m , Δa_0 , ΔU_d , ΔZ_{in} , ΔZ_d 는 실제값과 이상적인 값과의 차이이다.

여기서 불확도에 대한 위상 허용률의 영향에 대해서만 관심이 있기 때문에 부여된 $\Delta\alpha$, ΔU_d , ΔZ_d 는 0으로 하고, CISPR 16-4-1의 식 (6-7)을 사용하여 다음을 얻을 수 있다.

$$\frac{\Delta U_m}{U_{mt}} = \frac{Z_{d0}}{Z_d + Z_{in}} \left(\frac{\Delta Z_{in}}{Z_{13}} \right) = C_2 \cdot \frac{\Delta Z_{in}}{Z_{13}}$$

인자 C_2 의 절대값은 $|Z_{13}/Z_{d0}|$ 의 비에 대한 몇 개의 값에 대하여, K 00016-4-1의 그림 15에 나타난 바와 같이 Z_{in} 과 $Z_{d0} = Z_{EUT}$ 의 임피던스의 위상각 차이($\phi = \phi_{Z_{in}} - \phi_{d0} = \phi_{AMN} - \phi_{EUT}$)의 함수로서 나타낸다.

C_2 의 절대값은 다음 몇 가지 값의 스프레드시트를 사용하여 계산되어져 왔다. 이는

$\phi_{EUT}(0^\circ, -45^\circ, -90^\circ)$, $\phi_{AMN}(0^\circ, 30^\circ, 46^\circ)$, $|Z_{13}/Z_{d0}|(0.1; 0.2; 0.4; 0.8; 1.0; 1.4)$, $\phi_{AMN}(-23^\circ; -11.5^\circ; 11.5^\circ; 23^\circ)$ 이다. 이의 조사를 위한 목적으로, 인자 $\Delta Z_{in}/Z_{23}$ 의 절대값은 0.2로 결정되어 왔다.(즉, 임피던스 진폭 허용률의 최대값). 즉,

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

위상의 변위 때문에 발생하는 전압 레벨의 변화 비교를 위해서 로그 형태로 다음과 같이 계산된다.

$$Level \ Deviation = 20 \log \left(1 - \frac{\Delta U_m}{U_{mt}} \right)$$

레벨 변위는 $\Delta\phi_{AMN}$ 이 -23° 과 -11.5° 인 경우와 11.5° 와 23° 인 경우, 즉, (레벨변위 $_{23}$ - 레벨변위 $_{11.5}$)의 결과를 비교하였다.

그래서 다음과 같이 결과를 얻는다.

$$\begin{aligned} \phi_{EUT} = 0^\circ, \quad \phi_{AMN} = 0^\circ & : \text{레벨변위}_{23} - \text{레벨변위}_{11.5} = 0.018 \text{ dB (최대)} \\ \phi_{EUT} = -45^\circ, \quad \phi_{AMN} = 46^\circ & : \text{레벨변위}_{23} - \text{레벨변위}_{11.5} = 0.27 \text{ dB (최대)} \\ \phi_{EUT} = -45^\circ, \quad \phi_{AMN} = 30^\circ & : \text{레벨변위}_{23} - \text{레벨변위}_{11.5} = 0.86 \text{ dB (최대)} \\ \phi_{EUT} = -90^\circ, \quad \phi_{AMN} = 46^\circ & : \text{레벨변위}_{23} - \text{레벨변위}_{11.5} = 3.07 \text{ dB (최대)} \end{aligned}$$

주석 : $\Delta\phi_{AMN}$ 이 11.5° 와 23° 인 경우에 대해 레벨 변위를 비교함으로써, 측정 재현성은 V형 의사전원회로망 임피던스뿐만 아니라, 주파수($\Delta\phi_{AMN}$ 을 결정짓는), 위상각 ϕ_{EUT} 등에 의해서 영향을 받는 것을 알 수 있다.

결론 : 상기 조사를 통해 V형 의사전원회로망 입력 임피던스의 진폭에 대한 허용치를 규정한다는 것이 불충분하다는 것을 보였다. $|\Delta\phi_{AMN \text{ MAX}}| = 11.5$ 를 사용하여 V형 의사전원회로망의 위상 허용치를 제한하는 것은 의사전원회로망을 제조할 때 문제를 발생시키지 않고 동일한 시험품에 대한 측정 재현성을 향상시킨다.