

[별표 1-2]

KN 16-1-2

전자파장해 및 내성 측정기구와 방법에 대한 규정

1-2 : 전자파장해 및 내성 측정기구 - 전도성장해 측정용 보조장비 -

목 차

1. 적용 범위	3
2. 참조 규격	3
3. 용어정의	3
4. 의사 전원회로망 (Artificial mains networks)	5
5. 전류 및 전압 프로브	13
6. 전도 전류의 내성 측정용 결합 장치	18
7. 신호라인 측정용 결합장치	19
8. 의사손(artificial hand)과 직렬 RC 요소	23
부록 A(규격) 의사전원 회로망	28
부록 B(정보) 전류 프로브의 구조, 주파수범위, 및 교정	37
부록 C(정보) 주파수범위 0.15 MHz ~ 30 MHz에 대한 전류 주입용 결합장치의 구조	46
부록 D(정보) 전도성 전류 내성 측정용 결합 장치의 작동 원리 및 예	51
부록 E(규격) 비대칭 의사회로망의 매개변수 측정 및 예	54
부록 F(규격) 동축 및 기타 차폐 케이블용 AN의 매개변수의 측정 및 예	59
부록 G(정보) 용량성 전압 프로브의 구조와 평가(5.2.2절)	61
부록 H(정보) V형 의사전원회로망에 대해 주전원과 피시험기기/수신기 단자간의 최소 감결합 인자를 도입한 논리적 근거	69
부록 I(정보) V형 의사전원회로망 입력 임피던스에 대한 위상 허용오차를 도입한 논리적 근거	70

1. 적용 범위

본 문서는 9 kHz ~ 1 GHz의 주파수범위에서 무선방해전압 및 전류측정용 기기의 특성 및 성능을 규정하는 기본규격이다.

보조기구에 대한 규격은, 의사 전원회로망, 전류와 전압프로브 및 케이블의 전류 주입용 결합장치가 포함된다.

이 규격은 측정기기의 범위를 표시하는 KN의 무선방해 전압 및 전류의 모든 주파수에서, 그리고 모든 레벨에 대해서 준수되어야 한다.

측정방식은 KN 16-2에서 다루고, 무선방해에 관한 더 상세한 정보는 CISPR 16-3에 제시한다.

2. 참조 규격

다음의 참조규격은 이 규격의 적용에 반드시 필요하다. 출판연도가 표기된 참고규격은 인용된 판만을 적용한다. 출판연도가 표기되지 않은 참고규격은 개정 본을 포함하여 가장 최신판을 적용한다.

KN 14-1 : 가정용 전기기기 및 전동기기류 전자파 장애방지 시험방법

KN 16-1-1 : 전자파방해 및 내성측정기구와 방법에 대한 규정 1-1: 전자파 방해 및 내성 측정기구- 측정기구

KN 16-2-1 : 무선방해 및 내성측정기구와 방식에 대한 규정 2-1: 내성 및 방해 측정 방법- 전도성 방해측정

CISPR 16-3 : 전자파방해 및 내성측정기구와 방법에 대한 규정 3 : CISPR 기술보고서

CISPR 16-4-1 : 전자파 방해 및 내성측정기구와 방법에 대한 규정 4-1 : 불확도, 통계 및 허용기준 모델링- 표준화된 전자파 적합성 시험에 있어서의 불확도

CISPR 16-4-2 : 전자파 방해 및 내성측정기구와 방법에 대한 규정 4-2 : 불확도, 통계 및 허용기준 모델링- 측정기기 사용에 있어서의 불확도

IEC 60050(161) : 1990, 국제 전기기술 용어집 (IEV) 제 161 장: 전자파 적합성

개정 1 : 1997 및 개정 2 : 1998

측정학 기본 및 일반 용어 어휘집, 국제 표준화기구(ISO), 제네바, 제 2판, 1993

3. 용어정의

이 시험방법의 용어정의는 다음과 같다. 이 시험방법에서 규정하는 것 외의 용어는 전파법, 전파법 시행령, 전자파 장애방지 기준 및 전자파 보호 기준, 전자파적합성 관련 국제표준 및 국가표준에서 정하는 바에 따른다.

3.1 대칭 전압 (symmetric voltage)

단상전원과 같은 2 선 회로에서, 대칭전압은 두 선 사이에 나타나는 무선 주파수 방해 전압이다. 때때로 이것을 차동 모드 전압이라고 한다. 만일 V_a 가 전원의 한 포트와 접지사이의 벡터 전압이고, V_b 는 다른 또 하나의 전원 포트와 접지 사이의 벡터전압이라면, 대칭 전압은 벡터의 차 ($V_a - V_b$) 이다.

3.2 비대칭 전압 (asymmetric voltage)

비대칭 전압은 전원 포트와 접지의 전기적 중간지점 사이에 나타나는 무선주파수방해전압이다. 때때로 이것을 공통모드전압이라고 하고, V_a 와 V_b 의 벡터 합의 절반, 즉, $(V_a + V_b)/2$ 이다.

3.3 부대칭 전압 (unsymmetric voltage)

3.1과 3.2에 정의된 벡터전압(V_a 또는 V_b)의 진폭은 3.1및 3.2에서 규정된다. 이것은 의사전원 V형 의사전원회로망의 사용에 의해 측정되는 전압이다.

3.4 의사전원회로망(AMN)

무선주파수에 있어서 피시험기기에 규정된 임피던스를 제공하고, 측정수신기에 방해 전압을 결합하며 공급전원으로부터 시험회로를 감결합한다. 의사전원회로망은 두가지 기본형태가 있다. 부대칭 전압을 결합하는 V형 회로망(V형 의사전원회로망)과 대칭 및 비대칭 전압을 분리하여 결합하는 델타형 회로망이 있다. 라인 임피던스 안정화 회로망과 V형 회로망의 용어는 서로 바꾸어 사용할 수 있다.

3.5 비대칭 의사회로망 (AAN)

대칭(차동 모드) 신호를 제거함과 동시에, 비차폐 대칭신호(예로서, 통신) 전선 상의 비대칭(공통 모드) 전압에 사용되는 회로망

주) "Y형 회로망"이라는 용어는 비대칭 의사회로망에 대한 동의어이다.

3.6 임피던스 안정회로망 (ISN)

일반적으로 피시험기기에 안정된 임피던스를 제공하는 비대칭 의사회로망에 대한 동의어로 사용되는 회로망

3.7 결합/감결합회로망(coupling/decoupling network : CDN)

다른 회로에서 측정되고 있거나 주입되고 있는 신호를 막아줌과 동시에 한 회로의 신호를 측정 또는 주입하기 위한 의사회로망

3.8 종변환손실 (longitudinal conversion loss : LCL)

1 또는 2 포트 회로망에서, 연결된 리드에서 종(비대칭) 신호의 존재로 인한 회로망의 포트에서 발생하는 원하지 않는 횡(대칭) 신호 정도의 측정 (ITU-T 권장사항 O.9)

4. 의사 전원회로망 (Artificial mains networks)

의사전원회로망은 원하지 않는 무선주파수신호를 격리하고, 측정수신기에 방해 전압을 결합시키기 위해서, 피시험기기의 포트에 규정된 무선주파수의 임피던스를 제공하기 위해 필요하다.

두 가지 기본형의 의사전원회로망이 있는데, 비대칭 전압을 결합하는 V형 회로망, 그리고 대칭 및 비대칭 전압을 결합하는 △형 회로망이다.

각각의 전원도체에는 3개의 포트가 있다. 즉, 전원 연결용 전원포트, 피시험기기 연결용 기포트, 그리고 측정장비로 연결하기 위한 방해출력포트이다.

주1) 의사전원회로망 회로의 예는 부록 A에 제시된다.

주2) 본 절은 유사한 측정방법을 포함한 의사전원회로망의 절연 요구규격과 임피던스를 명시한다. 의사전원회로망에 관련된 불확도들의 몇 가지 배경과 이론적 근거는 CISPR 16-4-1의 6.2.3과 CISPR 16-4-2에 기록되어 있다.

4.1 의사전원회로망 임피던스

의사전원회로망의 임피던스 규격은 수신기 포트가 50 Ω으로 중단되었을 때 기준접지에 대한 피시험기기 포트에서 측정된 임피던스의 위상과 크기를 말한다.

의사전원회로망 피시험기기 포트에서의 임피던스는 피시험기기에 존재하는 중단임피던스를 정의한다. 이러한 이유로 방해출력포트가 측정수신기에 연결되지 않았을 때, 이 출력 포트는 50 Ω으로 중단되어야 한다. 측정 수신기단자가 50 Ω으로 정확하게 중단된 것을 확인하기 위해서 10 dB 감쇠기가 회로망 외부 또는 내부에 사용되며, VSWR은 1 ~ 1.2 사이여야 한다. 감쇠는 전압 분배 인자의 측정에 포함되어야 한다(4.10 절 참조).

피시험기기 포트의 각 전도체(접지 제외)와 기준접지 사이의 임피던스는 해당하는 주 포트와 기준접지 사이에 연결되는 단락회로를 포함하는 외부 임피던스의 어떤 값에 대해서, 해당사항에 따라 4.2, 4.3, 4.4, 4.5 또는 4.6을 준수해야 한다. 이 요구규격은 연속 전류의 최대 규정치에 이르는 등의 정상조건에 따라 회로망이 도달할 수 있는 모든 온도에서도 만족해야 한다. 또한 이 요구규격은 규정된 최대값에 이르는 첨두 전류에 대해서도 만족해야 한다.

위상 요구규격에 만족할 수 없다면, 측정된 위상각도는 CISPR 16-4-2 규격에 따라 불확도 예상값이 고려되어야 한다. 부록 I는 위상 허용차가 초과되었을 경우 위상의 불확도 기여를 계산하기 위한 안내지침을 제공한다.

주) 피시험기기 커넥터가 30 MHz까지 무선 주파수에 대하여 최적화되지 않았기 때문에, 회로망임피던스 측정은 가능한 짧게 연결하기 위해 별도의 측정 어댑터로 수행해야 한다. 회로망 분석기의 개방/단락/매칭(open/short/matched) 교정은 어댑터의 특성을 기술하기 위해 이용되며, 어댑터의 전도체 길이와 삽입손실을 고려한다.

4.2 50 Ω/50 μH + 5 Ω 의사전원 V형 회로망 (주파수 범위 9 kHz ~ 150 kHz)

의사전원회로망은 해당 주파수범위에서, 표 3과 그림 1a에서 보여주는 주파수에 대한 임피던스(크기와 위상) 특성을 만족해야 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 4.2와 4.3의 결합 임피던스 요구규격을 만족한다면, 150 kHz ~ 30 MHz 주파수범위에서 사용될 수 있다.

4.3 50 Ω/50 μH 의사전원 V형 회로망 (주파수 범위 0.15 MHz ~ 30 MHz)

의사전원회로망은 해당 주파수범위에서, 표 4와 그림 1b에서 보여주는 주파수에 대한 임피

턴스(크기와 위상) 특성을 만족해야 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 Ω / 5 μH + 1 Ω 의사전원 V형 회로망 (주파수 범위 150 kHz ~ 100 MHz)

의사전원회로망은 표 5와 그림 2에서 보여주는 주파수에 대한 임피던스(크기와 위상) 특성을 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

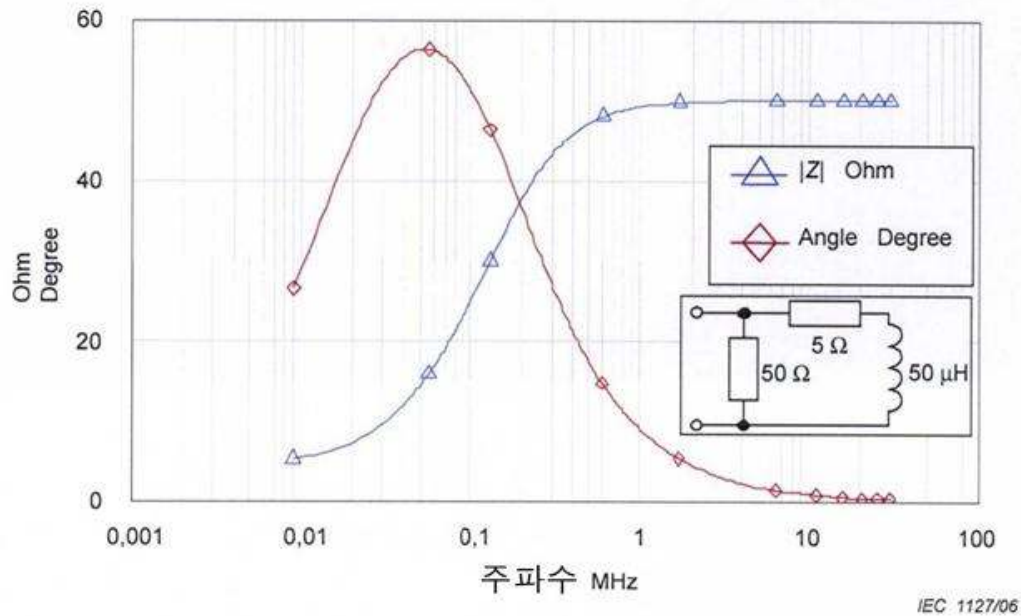


그림 1a. A 대역에 대한 V형 회로망의 임피던스(크기와 위상)
(4.2 참조, 9 kHz ~ 150 kHz 주파수 범위)

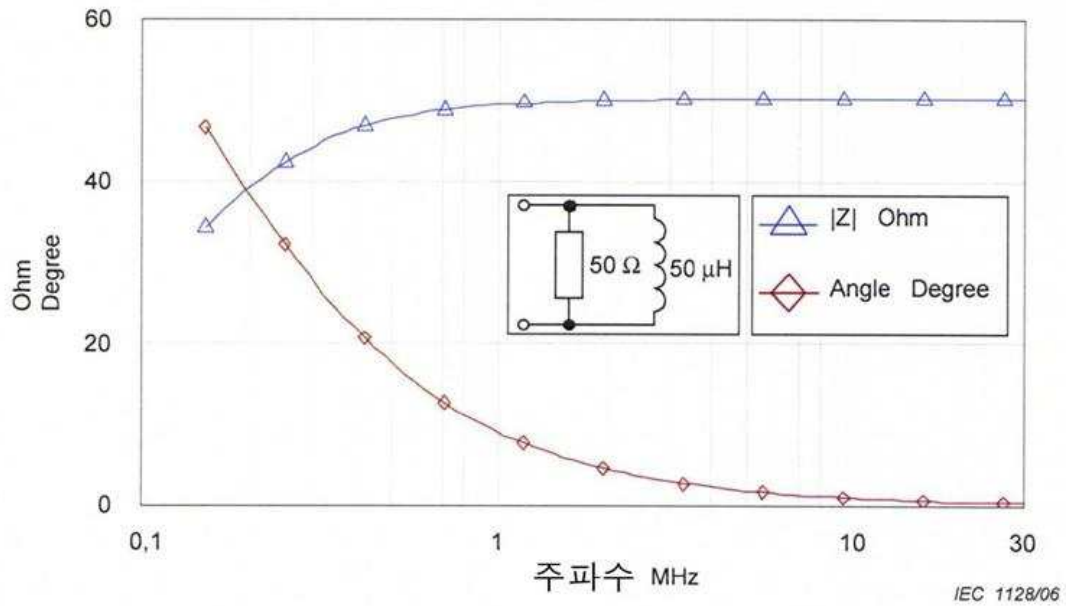


그림 1b. B 대역을 위한 V형 회로망의 임피던스(크기와 위상) (4.3 참조)

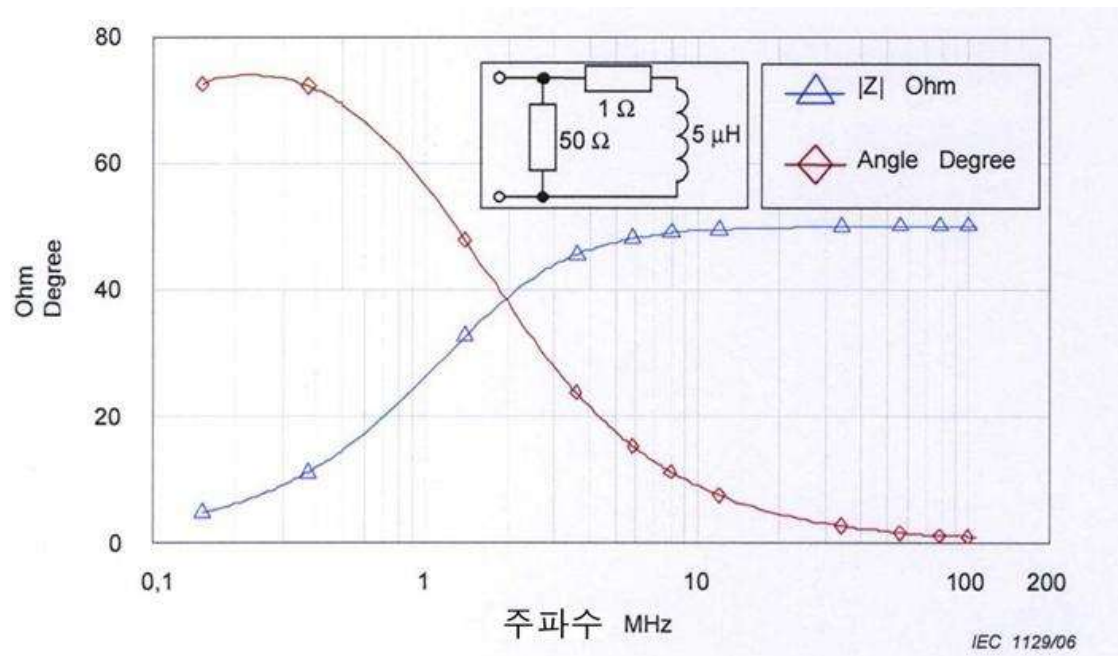


그림 2. B, C 대역을 위한 V형 회로망의 임피던스(크기와 위상)
(4.4 참조, 0.15 MHz ~ 108 MHz 주파수 범위)

4.5 150 Ω 의사전원 V형 회로망 (주파수 범위 150 kHz ~ 30 MHz)

이 회로망은 위상각 20°를 초과하지 않고 150 Ω ± 20 Ω의 임피던스이어야 한다.

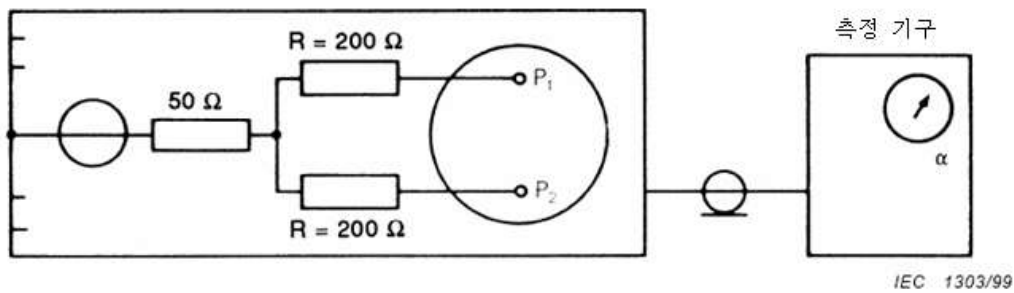
4.6 150 Ω 의사전원 △형 회로망 (주파수 범위 150 kHz ~ 30 MHz)

이 회로망은 기기포트들 사이, 그리고 연결된 두 기기포트와 기준접지 사이에서 위상각 20°를 초과하지 않고, 150 ± 20 Ω의 임피던스이어야 한다.

대칭전압의 측정에는, 차폐 및 평형트랜스포머가 필요하다. 회로망임피던스의 상당한 변형을 피하기 위해 관계되는 모든 주파수에서 트랜스포머의 입력 임피던스는 1 000 Ω 보다도 작아서는 안 된다. 측정수신기에 의해 측정되는 전압은 회로망의 성분값과 트랜스포머의 비에 의존한다. 회로망은 교정 되어야 한다.

4.6.1 150 Ω 의사전원 △형 회로망의 평형

트랜스포머를 거쳐 연결된 측정수신기 및 회로망을 포함하는 시스템에 평형이 존재하여서 대칭전압의 측정이 비대칭전압의 존재에 의해 실질적으로 영향을 받지 않아야 한다. 이 평형은 그림 3에서 나타내는 회로를 이용하여 측정하여야 한다.



R은 1 % 이내로 상호간에 같은 200 Ω의 저항기이다.

P1 P2는 기기의 연결용 회로망단자이다.

그림 3. 대칭 전압의 측정을 위한 배열의 평형검사방법

전압 U_a 는 기준 접지와 각각 $200\ \Omega \pm 1\%$ 인 두 개의 저항기의 공통지점사이에서, 50 Ω의 임피던스를 가지는 발생기로부터 주입된다. 이들 저항기의 다른 한 쪽 끝은 의사전원회로망의 기기포트에 연결된다.

전압 U_s 는 대 전압측정의 위치에서 측정된다. U_a / U_s 의 비는 20:1 (26 dB) 보다 커야 한다.

4.7 신호 분리(Isolation)

4.7.1 요구규격

어떤 시험주파수에서도 전원 쪽에 존재하는 불필요한 신호들과 공급전원의 불분명한 임피던스가 측정에 영향을 미치지 않도록 하기 위하여, 피시험기기 포트에 관련된 단자를 중단하고, 각각의 주전원 단자와 수신기 입력 포트 사이의 신호분리(감결합 인자)는 최소값을 만족하여야 한다. 요구규격은 부가적인 외부 케이블과 필터가 제외된 V형 의사전원회로망 그 자체에만 적용한다.

표 6. V형 회로망을 위한 최소 신호분리값

절	V형 회로망의 유형	주파수 범위 (MHz)	최소 신호분리값 (dB)
4.2	50 Ω/50 μH + 5 Ω	0.009 ~ 0.05	0 ~ 40 ^{주1)}
		0.05 ~ 30	40
4.3	50 Ω/50 μH	0.15 ~ 30	40
4.4	50 Ω/5 μH + 1 Ω	0.15 ~ 3	0 ~ 40 ^{주1)}
		3 ~ 108	40

주1) 최소 신호분리는 주파수의 대수적 증가에 따라 선형적으로 증가한다.

주) 의사전원회로망에 추가적인 외부 필터링은 전원포트의 방해 억제를 위해 요구될 수 있다(실제적인 요구규격에 대해서는 KN 16-2-1 참조).

4.7.2 측정 절차

시험 배치는 그림 H.1에 제시되어 있다. 측정을 위하여, 첫 번째로 신호 U_1 은 50 Ω인 소스 임피던스를 가지고 50 Ω의 부하 임피던스에서 측정된다. 그다음 이 신호원은 기준 접지와 관련 전원단자 사이에 연결되어야 하며, 관련 피시험기기 단자들은 50 Ω으로 종단해야 하고, 출력전압 U_2 는 50 Ω 임피던스로 종단되어진 수신기 포트에서 측정되어야 한다. 4.1절에 설명된 10 dB 감쇠기의 감쇠값은 신호분리 요구규격에 추가되어야 한다. 모든 전원과 피시험기기 단자들은 신호분리 요구규격을 만족하여야 한다. 만일 다른 전원단자들의 종단이 측정결과에 영향을 미친다면, 그때 요구규격은 다른 주전원 단자들이 개방과 단락되었을 때 만족되어야 한다.

다음 식은 만족되어야 한다.

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

여기서,

U_1 : 전원 포트의 기준 전압. dB(μV)

U_2 : 수신기 포트의 출력 전압. dB(μV)

F_D : 최소 신호분리(감결합 인자) 요구규격. (dB)

A : 내장된 감쇠기의 감쇠값. (dB)

주) 피시험기기 커넥터가 30 MHz까지 무선 주파수에 대하여 최적화되지 않았기 때문에, 회로망 신호 분리 측정은 가능한 짧게 연결하기 위해 별도의 측정 어댑터로 수행해야 한다. U_1 의 측정은 신호원에 연결된 어댑터와 함께 측정되어야 한다.

4.8 전류전달 커패시티(current carrying capacity) 및 연속전압 강하

최대 연속전류 및 최대 침투전류가 규정되어야 한다. 최대값까지 연속전류를 통과하는 경우 피시험기기에 인가되는 전압은 의사전원회로망의 전원포트에서 전원전압의 95 %보다 작아야 한다.

4.9 변형된 기준접지 연결

어떤 형식의 기기측정은 관련 제품의 국제 규격의 요구규격을 따르는 4.2 및 4.3에서 의사 전원회로망의 기준접지도체에 어떤 임피던스를 삽입할 것을 요구 할 수도 있다. 이것은 그림 4 및 5에서 각각 기준 접지에 X로 표시한 곳에 삽입된다. 삽입된 임피던스는 주파수범위에 해당되는 1.6 mH의 인덕터 또는 4.2 또는 4.3의 요구규격에 따르는 임피던스이다.

주) 안전성 때문에, 4.2에서 언급한 5Ω 저항기는 빼야 한다.

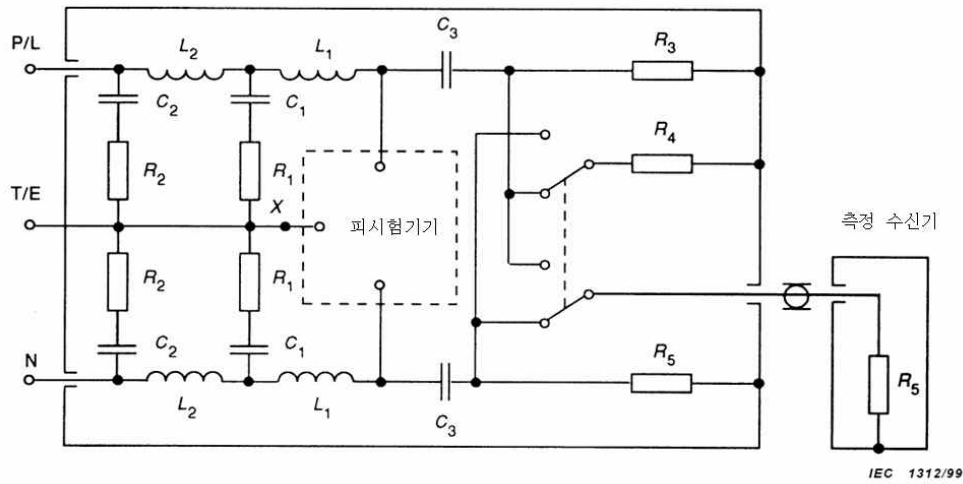


그림 4. 50 Ω/50 μH + 5 Ω 의사전원 V형 회로망의 예 (4.2 및 A.2 절 참조)

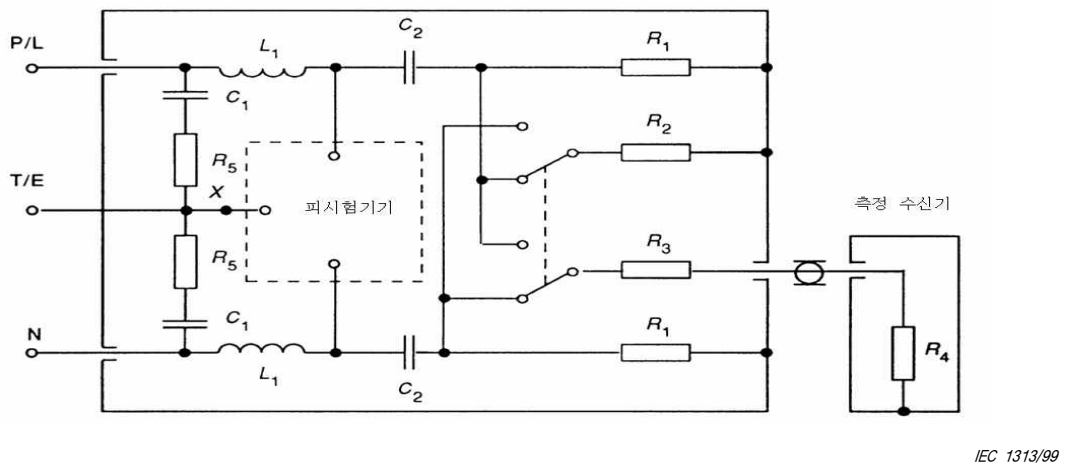


그림 5. 의사전원 V형 회로망, 50 Ω/50 μH, 50 Ω/5 μH + 1 Ω 또는 150 Ω의 예
(4.3, 4.4, 4.5 및 A.3, A.4 및 A.5를 각각 참조)

4.10 의사전원 V형 회로망의 전압분배인자 교정

V형 회로망의 피시험기기 포트와 무선주파수 출력포트 사이의 전압분배인자는 측정되어야 하고 방해 전압의 측정 중에 고려되어야 한다. 전압분배인자의 측정절차는 A.8에 있다.

5. 전류 및 전압 프로브

5.1 전류프로브

케이블의 비대칭 방해전류는 특별히 개발된 클램프 전류트랜스포머에 의해 소스 도선과 직접적으로 전도성 접촉을 하지 않고, 그 회로의 수정 없이 측정될 수 있다. 복합와이어시스

템, 전자회로 등은 정상 동작 또는 측정배치의 교란됨 없이 측정될 수 있으므로 유용하다. 전류프로브는 측정될 도체 둘레로 편리하게 조일 수 있도록 구성되어 있다. 도체는 1권 (Turn) 1차 권선을 나타낸다. 2차 권선은 프로브 내에 있다.

전류프로브는 주된 측정범위가 30 Hz에서 100 MHz 일지라도, 주파수범위 30 Hz에서 1 000 MHz 도 측정하도록 구성할 수 있다. 일반적 전력시스템에서 100 MHz 이상의 정상전류는 전류프로브의 위치가 최대 전류의 검출에 최적화 될 것을 요구한다.

전류프로브는 통과대역에서 평탄 주파수응답이 나타나도록 설계된다. 평탄 통과대역의 아래 주파수에서는 전달 임피던스의 감소로 인하여 감응도가 줄어든 것 외에는 여전히 정확한 측정이 이루어질 수 있다. 평탄 통과대역의 상위 주파수에서는 전류프로브 내의 공진으로 인하여 정확하지가 않다.

추가 차폐 구조물을 가진 전류프로브는 비대칭(공통 모드)이나 대칭(차동 모드) 전류의 측정에 사용될 수 있다. 부록 B의 B.5 절은 몇 가지 구조의 세부사항을 제공한다.

5.1.1 구조

전류프로브는 피측정리드가 끊어짐 없이 전류를 측정 할 수 있도록 구성되어야 한다.

부록 B는 전류프로브의 몇 가지 전형적인 구조를 포함하고 있다.

5.1.2 특성

삽입 임피던스	1 Ω 임피던스 최대
전달 임피던스	평탄한 선형 범위 : 0.1에서 5 Ω 평탄한 선형 범위 아래 : 0.001에서 0.1Ω(전류 프로브는 50 Ω 으로 중단된다.)
부가된 분로 용량	전류 프로브의 외피와 측정 도체 사이에 25 pF 미만
주파수 응답	전달 임피던스는 규정된 주파수 범위에서 교정된다. 개별 프로브 범위는 전형적으로 100 kHz에서 100 MHz, 100 MHz에서 300 MHz, 및 200 MHz에서 1000 MHz이다.
펄스 응답	국제기준이 제정된 후 검토를 거쳐 반영한다.
자기 포화 (magnetic saturation)	1 dB 이하 측정 오차에 대하여 1차 리드에서 최대 직류 또는 교류 전원 전류가 규정되어야 한다
전달 임피던스 허용오차	국제기준이 제정된 후 검토를 거쳐 반영한다.
외부 자기장의 영향	전류 전달 도체가 프로브의 인접한 위치로 열려있는 전류 프로브로부터 제거된 경우 표시 값에서 40 dB 감소
전기장의 영향	<10 V/m의 전기장에 영향받지 않음
방향성의 영향	개구 내의 어떤 곳에 놓여진 어떤 크기의 도체에 사용되는 경우, 30 MHz 이하에서 1 dB 이하 그리고 30 MHz에서 1 000 MHz에서 2.5 dB 이하
전류 프로브 개방	최소한 15 mm

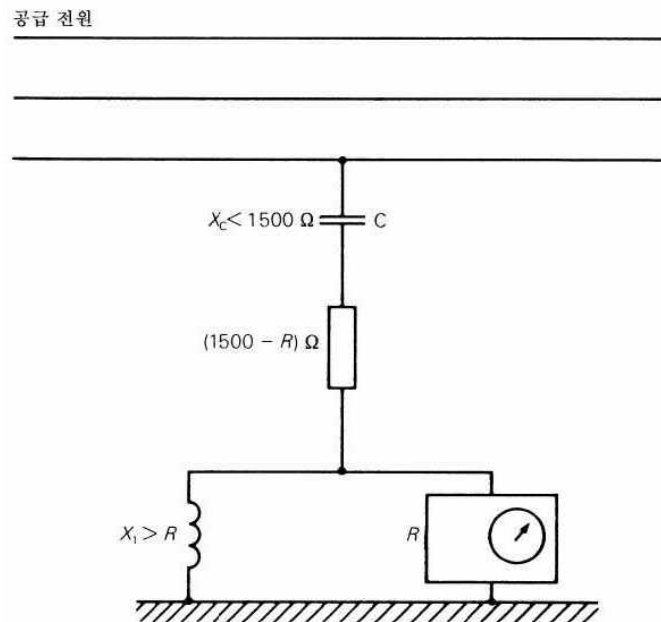
5.2 전압프로브

5.2.1 고임피던스 전압 프로브

그림 6은 전원 도체와 기준 접지 사이의 전압을 측정하는 회로를 보여준다. 이 프로브는 블록컨덴서 C와 저항기로 구성되어 있는데, 라인과 접지 사이의 총 저항이 1500 Ω 이다. 또한 이 프로브는 다른 라인에 대한 측정에 사용될 수 있으며, 어떤 응용측정에 대해서는 프로브의 임피던스를 고임피던스 회로의 과도한 부하를 피하기 위해 증가시킬 필요가 있다. 안전성 때문에, 인덕터의 유도 반응 X_L 가 R보다 훨씬 더 크게 되기 때문에, 인덕터는 측정기구의 입력부를 가로질러 연결되도록 하여야 할 것이다.

전압프로브의 삽입손실은 주파수 범위 9 kHz ~ 30 MHz에 걸쳐 50 Ω 시스템에서 교정되어야 한다. 보호용으로 사용될 수 있는 어떤 기기의 측정정확도에 관한 영향은 1 dB 이하거나 교정에서 허용되어야 한다. 측정이 의미가 있기 위하여 방해의 레벨이 주변방해 전자파의 존재에서도 정확하게 측정된다는 것을 보장하도록 해야 한다.

프로브에 연결된 리드, 피시험 전원도체 및 기준접지에 연결된 리드에 의해 형성된 루프는 어떤 강한 자기장의 영향을 감소시키도록 최소화 하여야 한다.



$$\text{주) } V = \frac{1}{R} \frac{1500}{U}$$

여기서 V 는 방해전압이다

U 는 측정기구 입력에서의 전압이다

그림 6. 공급전원에서 무선주파수 전압측정을 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, 피시험기기의 구성 또는 정상 작동의 중지 없이 측정이 가능하다. 용량성 전압 프로브는 측정 전도체 주위에 손쉽게 체결하기 위해 제작되었다.

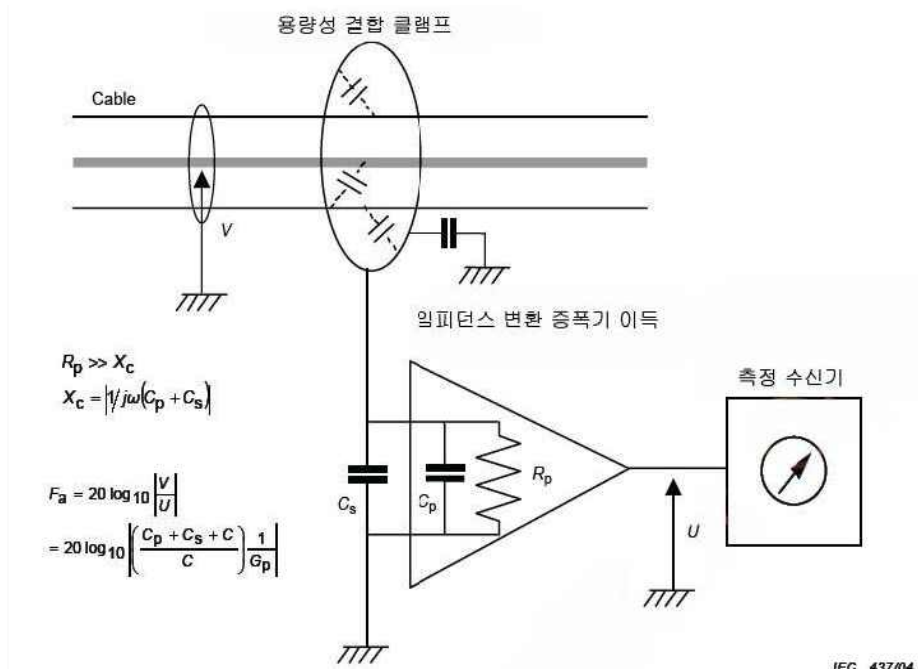
용량성 전압 프로브는 관심 주파수범위에서 거의 일정한 주파수 응답을 보이는 150 kHz에서 30 MHz사이의 주파수 범위에서 전도성 방해의 측정에 사용된다. 전압분배 인자는 케이블의 형태에 따른 측정수신기의 케이블 상에서 방해 전압과 입력전압의 비로 정의된다. 이 변수는 각각의 케이블 형태에 따른 상세한 주파수 범위에서 부록 G에 설명된 방법을 사용하여 보정되어야 한다.

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

이 용량성 전압 프로브는 전기통신 포트에서의 방해를 측정하는데 사용될 수 있다. 최소 측정 가능한 레벨은 보통 44 dB(μ V)까지 이다.

5.2.2.1 구조

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



용어

- G_p 임피던스 변환 증폭기 이득
 C 케이블과 클램프간의 커패시턴스
 C_s 프로브와 접지면사이의 커패시턴스
 C_p 임피던스 변환 증폭기 커패시턴스
 R_p 임피던스 변환 증폭기 저항
 V 방해전압
 U 측정수신기 입력전압

그림 11. 케이블과 기준접지 사이에 전압을 측정하기 위한 회로도

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

5.2.2.2 요구규격

부가 분로 커패시턴스 :	시험 중에 있는 용량성 전압 프로브의 접지단자와 시험 케이블 사이에 10 pF 보다 작은 커패시턴스
주파수 응답:	dB(그림 11 참조)에서 전압 분배 인자 $F_a = 20 \log_{10} V/U $ 는 규정된 주파수 범위에 걸쳐 교정된다.
펄스 응답:	KN 16-1-1의 부록 B와 C에 있는 방법에 따라 B 대역에서 일정하게 유지된 펄스를 말한다.
전기장의 영향: (프로브와 인접한 다른 케이블에서의 정전기 결합이 원인인 영향)	케이블이 용량성 전압 프로브로부터 제거되었을 때 전압표시는 20 dB 이상 줄어야 한다. 측정 방법은 부록 G에 기술되어 있다.
용량성 전압 프로브 간극 : (슬롯이 개방되었을 때 두개의 동축 전극간의 간극(그림 G.1 참조))	최소 30 mm

6. 전도 전류의 내성 측정용 결합 장치

이 결합장치는 피시험 리드에 방해 전류를 주입하고 전류의 영향으로부터 피시험기기에 연결되는 다른 리드 및 어떤 기기를 분리하기 위해 설계 되었다. 150 Ω 소스 임피던스에서는 실제 설치에서 작용하는 전자파 방해 전기장의 세기 및 적어도 30 MHz 이하의 주파수에 대해서 같은 정도의 손상을 일으키는 전류주입의 방식에 적용될 수 있는 기전력(e.m.f.) 사이에는 유용한 상호관계가 있다. 기기의 내성은 이 기전력 값으로 표현된다. 부록 C와 D는 장치의 동작원리 및 형식의 예와 이 장치의 구조를 제시한다.

6.1 특성

결합장치의 성능검사는 주파수범위 0.15 MHz에서 30 MHz에서 임피던스, 주파수범위 30 MHz에서 150 MHz에서 삽입손실에 대하여 행해진다.

6.1.1 임피던스

주파수범위 0.15 MHz부터 30 MHz에서 피시험기기에 대한 장애 신호주입지점과 장치의 접지 사이에서 측정되는 총 비대칭임피던스(150 Ω 저항방해원 임피던스와 동시에 무선주파수 초크 코일(choke coil))은 150 $\Omega \pm 20 \Omega$ 의 모듈러스와 $\pm 20^\circ$ 보다 작은 위상각을 가져야 한다(이 임피던스는 150 Ω 의사전원 V형 회로망과 같다. 4.4 참조).

예를 들어, 결합장치 A형과 S형에 대한 주입 지점은 출력커넥터의 차폐기이고 M형과 L형에 대한 주입지점은 접속출력단자이다.

6.1.2 삽입손실

주파수범위 30 MHz부터 150 MHz에서 직렬로 된 두 개의 동일한 결합장치의 삽입손실은 그림 7과 같이 9.6 dB에서 12.6 dB 이내 이어야 한다.

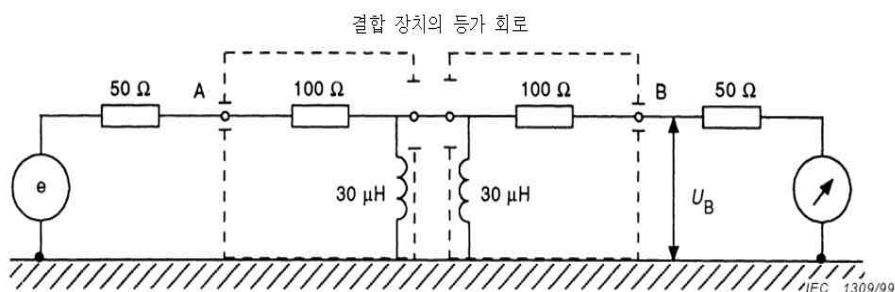


그림 7. 주파수범위 30 MHz부터 150 MHz에서 결합 장치의 삽입손실을 확인하기 위한 측정셋업

이 그림에 따라 측정된 두 개의 동일한 결합장치의 삽입손실 U_G/U_B 는 주파수 범위 30 MHz부터 150 MHz에서 9.6 dB에서 12.6 dB 이내 이어야 한다. U_G 는 발생기와 수신기가 직접 연결되는 경우 수신기가 읽은 값이다.

주) 두 장치는 짧은 선(≤ 1 cm)으로 함께 연결되어야 한다.

7. 신호라인 측정용 결합장치

신호라인의 간섭 잠재성(및 내성)은 전도 방해전압 또는 전류의 측정(또는 주입)에 의해 평가될 수 있다. 이러한 목적 때문에 결합장치는 라인 상에 의도적 신호를 배제하면서 방해성분을 측정하기 위해 필요하게 된다. 포함되는 장치는 전자파방사 및 내성을 측정하는 장치들이다(공통 및 차동모드, 전류 및 전압). 이들 종류의 측정을 위한 대표적인 장치는 전류 프로브 및 비대칭 의사회로망이다(비대칭의사회로망 또는 Y형 회로망).

- 주1) 신호라인의 전도성 내성시험용 비대칭의사회로망에 대한 요구규격은 KN 61000-4-6에서 찾아볼 수 있다 (비대칭의사회로망은 "결합 및 감결합 기기"의 특별한 다른 이름이다[결합/감결합 회로망이라고도 함(CDNs)]. 방출 측정에 대한 요구규격을 충족시키는 비대칭의사회로망은 내성시험에 대한 요구규격도 충족시킬 수 있다.
- 주2) 신호라인은 전기통신라인과 이들 라인에 연결되는 기기의 단자를 포함한다.
- 주3) "비대칭전압" 및 "공통모드전압"과 같이 "대칭전압" 및 "차동모드전압"은 3 절에서 규정된 용어와 동의어이다.
- 주4) "비대칭의사회로망"이라는 용어는 "Y형 회로망"이라고 하는데, V형 회로망과 Δ 형 회로망과 대비를 이룬다. T형 회로망은 Y형 회로망의 특별 용어이다.

전류프로브가 사용되고 허용기준 값이 볼트로 규정되는 경우 전압값은 전류에 대한 허용기준 값을 얻기 위해, 상세한 측정절차에 의해 규정된 바와 같은 신호라인의 또는 종단임피던스의 임피던스에 의해 나누어져야 한다. 이 임피던스는 세부 측정절차에 의해 요구되는 것으로서 공통모드일 수 있다.

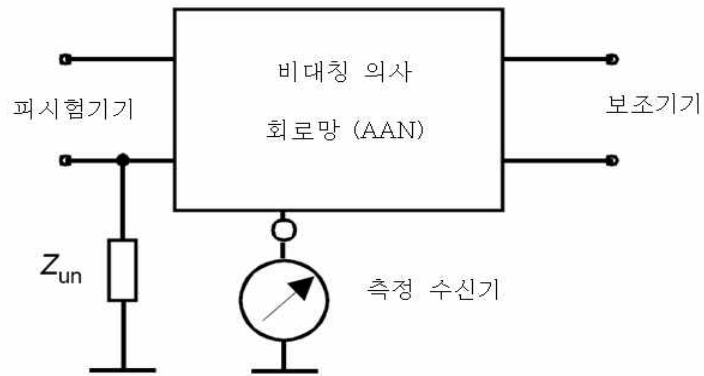
부속절 7.1은 비대칭(공통 모드) 의사회로망에 대한 규격을 설명한다. 공통모드 제거에 대한 차동모드(V_{dm} / V_{cm})는 비대칭 의사회로망의 유용성에 결정적이다. 이 매개변수는 종변환손실(LCL)과 관계된다. 비대칭 의사회로망 및 요구되는 시험 및 교정절차는 부록 E에 제시 된다.

7.1 비대칭 의사회로망(또는 Y형 회로망)에 대한 요구규격

비대칭 의사회로망은 대칭(차동 모드) 신호를 거부함과 동시에 비차폐 대칭 신호(예로서, 전기통신) 라인에 관한 대칭(공통 모드) 전압을 측정하기 위해 사용된다.

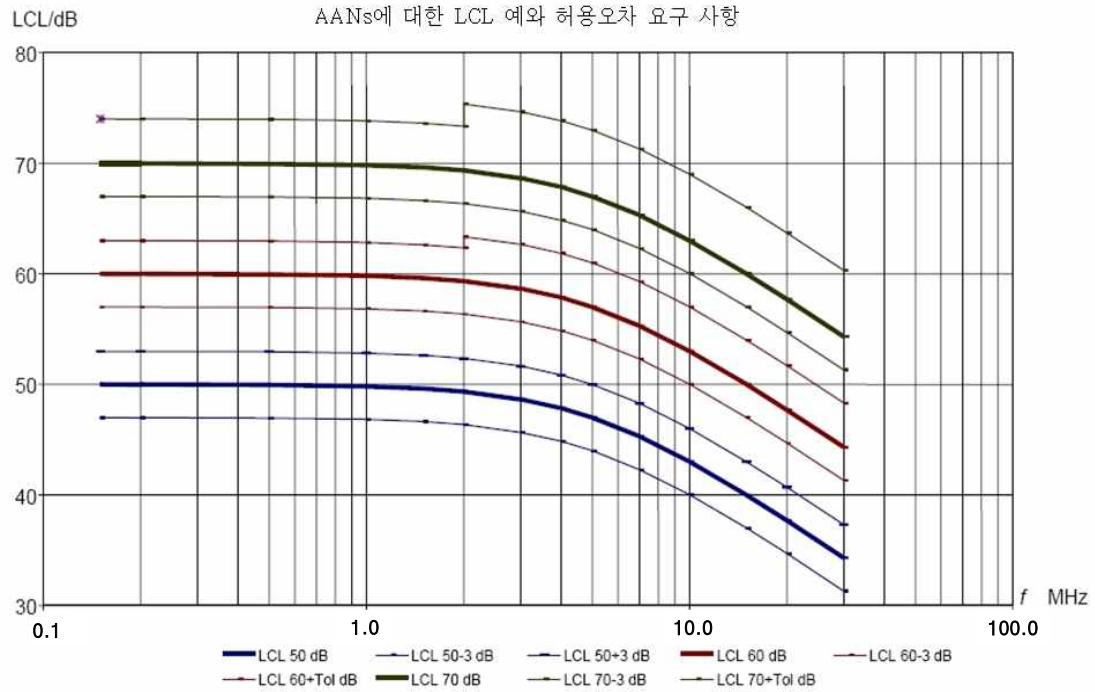
주) KN 22에서, 이 형식의 회로망은 임피던스안정화회로망(ISN)이라고 한다.

그림 8a는 비대칭 의사 회로망의 일반적인 회로를 보여준다.



IEC 1127/03

그림 8a. 비대칭의사회로망(AAN 또는 Y형 회로망)의 주 회로 및 높은 기본 대칭 회로망과(선택적) 불평형회로망 Z_{un} 으로 구성하는 이 회로의 포트



주1) 정의된 식은 예를 들어, 다음식이 될 수 있다.

$$LCL = LCL_{if} - 10\lg[1+(f/f_{corner})^2] \pm Tol(dB)$$

여기서 LCL_{if} 는 저주파수에 있어서의 LCL이다. 예로서 50 dB

f 는 주파수이다

f_{corner} 는 코너 주파수이다. 예로서 5 MHz, 그리고

Tol 는 LCL 허용오차이다. 예로서 3 dB

주2) "50 dB", "60 dB" 및 "70 dB"에 대한 이상적인 값은 굵은 선으로 나타내고, 허용오차는 가는 선으로 나타낸다.

그림 8b. 비대칭의사회로망(Y형 회로망)의 종변환 손실(LCL)에 대한 요구규격 예

그림 8. 비대칭의사회로망의 주 회로와 LCL 요구규격 예

비대칭 (공통 모드) 방해측정에 대한 비대칭의사회로망의 특성은 비대칭 방해전압 주파수 범위는 물론이고 의도적인 신호전송에 사용되는 주파수범위를 다루어야 한다. 이들 특성은 표 1에 제시된다.

표 1. 비대칭 방해전압의 측정에 대한 비대칭 의사회로망의 특성

a.	비대칭 방해전압에 대한 기본 회로망의 종단임피던스 ^{주1)} • 크기 • 위상	150 Ω ± 20 Ω 0° ± 20°
b.	회로망의 피시험기기 포트에서의 종변환 손실(LCL) ^{주2)}	(9 kHz ~ 150 kHz : 규정된 것) 0.15 MHz ~ 30 MHz: 관련 제품규격에 의해 규정된, 예로, 그림 8b에서 보여줌 ^{주3)}
c.	관련기기 포트와 피시험기기 포트 사이의 비대칭 신호 에 대한 감결합 감쇠	(9 kHz ~ 150 kHz : 규정된 것) 0.15 MHz ~ 1.5 MHz: 주파수를 >35 dB 에서 55 dB까지 log 단위로 선형으로 증 가 >1.5 MHz : >55 dB
d.	피시험기기와 <u>관련기기</u> 포트 사이의 대칭회로의 삽입손실	< 3 dB ^{주4)}
e.	측정 수신기의 판독에 부가되는, 피시험기기와 측정 수 신기포트 사이의 <u>비대칭</u> 회로의 전압분배인자	대체로 9.5 dB ^{주5)}
f.	회로망의 대칭 부하임피던스	t.b.d. ^{주6)}
g.	의도적인 신호에 대한 전송대역폭 (아날로그 또는 디지털)	t.b.d. ^{주7)}
h.	주파수범위 ^{주8)} (1) <u>방출</u> (2) <u>내성</u>	(0.009) 0.15 MHz ~ 30 MHz 예를 들어, KN 61000-4-6 참조
<p>주1) 일반적으로 비대칭 의사회로망의 비대칭 임피던스는 그림 8a에 따른 불평형 회로망의 추가에 의하여 영향을 받아야 한다. 이 규격은 기본회로망에 대한 임피던스 허용오차를 규정한다. 임피던스와 위상에 관한 불평형 회로망의 영향이 무시할 정도인 경우, 제시된 허용오차는 불평형 회로망을 포함하여 적용할 수 있다. 만일 이 불평형 회로망이 10 Ω 이상의 임피던스와 10° 이상의 위상을 변경하는 경우가 아니라면, 제품 규격은 어떤 허용오차가 비대칭 의사회로망 제조업자에게 남겨져야 하므로, 임피던스와 위상에 대한 허용오차를 규정할 때 고려해야 한다.</p> <p>주2) 기기의 적합성을 결정하는 것에 대한 다른 개념이 사용 중이다: 신호라인의 이용 가능 LCL 값보다 더 높은 비대칭 의사회로망의 LCL 값을 사용하거나, 또는 이용 가능 <u>전기</u>통신라인류를 시뮬레이션하기 위해 LCL을 사용한다.</p> <p>주3) 그림 8b에서 LCL 값은 수정된 허용오차로, CISPR 22:1997에 대한 개정 초안에서 취하였다. 다른 값은 장래 제품의 규격으로 규정될 수 있다. 그러므로, 이 국제규격에 제시된 LCL <u>요구규격</u>은 단지 예시 일 뿐이다. 일반적으로, 세계의 인자가 LCL의 허용오차에 고려되어야 한다. 즉, 기본 비대칭 의사 회로망의 잔여 LCL, 비대칭 회로망 Z_{un}의 공칭값으로부터 편차, 그리고 LCL 측정 불확도이다. 제품규격에 제시된 허용오차는 받아 들여질 수 있는 허용오차가 LCL 및 주파수와 함께 증가되어야 하는 것을 참작해야 한다. 그림 8b는 합리적인 허용오차의 예를 나타낸다.</p> <p>주4) 실제 <u>요구규격</u>은 전송시스템의 규격에 따라야 한다. 어떤 전송시스템은 6 dB 이하의 삽입손실을 허용한다. 비대칭 의사 회로망으로 인한 삽입손실은 소스와 전체 대칭회로의 부하임피던스에 의해 좌우된다. 더 낮거나 더 높은 임피던스에 대한 삽입 손실은 더 낮거나 더 높아야 하고, 예로, 100 Ω에 대해서, 와 같이 제조업자에게 제시되어야 한다. 이것은 제조업자가 이것의 대칭 회로에서 비대칭 의사회로망의 위상특성을 규정하는 경우에 유용하다.</p> <p>주5) 비대칭 의사회로망은 그림 E.6에 따른 시험설정에서 전압분배인자를 측정함으로써 교정되어야 한다.</p> <p>주6) t.b.d. = 규정된 것, 즉, 시스템의 규격에 따라서, 예로서, 100 Ω 또는 600 Ω</p> <p>주7) t.b.d. = 규정된 것, 즉, 대칭 삽입손실에 대한 시스템규격에 따라서, 예로, 2 MHz 이하 또는 100 MHz 이하</p> <p>주8) 하나 이상의 회로망은 전체 주파수범위를 다루기 위해 사용될 수 있다.</p>		

7.2 동축 및 기타 차폐 케이블에 대한 의사회로망 요구규격

동축 및 기타 차폐케이블에 대한 의사 회로망은 통신 또는 무선주파수신호가 통과하는 동안에 케이블의 차폐(예를 들어, 전기통신 또는 무선 주파수)에 관한 비대칭(공통 모드) 전압을 측정하기 위해(또는 주입하기 위해) 사용된다. 요구되는 특성은 표 2에 제시된다.

주1) KN 22 규격에서, 이 형식의 회로망을 동축 또는 차폐케이블임피던스 안정화 회로망이라고 한다.

표 2. 동축 및 기타 차폐케이블에 대한 의사회로망의 특성

a.	비대칭 방해전압에 대한 기본회로망의 종단임피던스: ^{주1)} • 크기 • 위상	$150 \Omega \pm 20 \Omega$ $0^\circ \pm 20^\circ$
b.	관련기기 포트와 피시험기기 포트 사이 비대칭 신호에 대한 감결합 감쇠 ^{주2)}	(9 kHz ~ 150 kHz : 규정된 것) 0.15 MHz ~ 1.5 MHz: > 40 dB
c.	특성화 임피던스를 포함하는, 피시험기기와 관련기기 포트 사이의 의도적(통신 또는 r.f.) 신호에 대한 삽입 손실 및 전송 대역폭	시스템 <u>요구규격</u> 에 의해 규정 ^{주3)}
d.	측정 수신기가 읽은 값에 추가되는, 피시험기기와 측정 수신기 포트 사이의 비대칭 회로의 전압분배인자	대체로 9.5 dB ^{주4)}
e.	주파수 범위 (1) 방출 (2) 내성	(0.009) 0.15 MHz ~ 30 MHz 예, KN 61000-4-6 참조

주1) AN의 비대칭 임피던스는 접지와 연결된 벌크헤드 연결기의 콘텐서 및 초크와 병렬로 연결된 150 Ω 저항에 의해 결정될 것이다.

주2) AE 포트에서 동축케이블 차폐가 AN 금속 케이스에 직접 연결되므로, 감결합감쇠는 AN 자체의 문제가 되지 않아야 한다. 방출(또는 내성) 시험은 최소한의 감결합 감쇠가 보장 될 수 있도록 설정되어야 한다.

주3) 피시험기기와 관련기기 포트 사이의 의도적인(통신 또는 r.f.) 신호는 물론, 차폐와 내부 도선 사이의 특성화 임피던스에 대한 삽입손실 및 전송대역폭은 이 규격의 목적이 아니다.

주4) AN은 그림 F.2에 따른 시험 셋업에서, 전압분배인자를 측정함으로써 교정되어야 한다.

8. 의사손(artificial hand)과 직렬 RC 요소

8.1 서론

어떤 제품의 규격에서 의사 손은 피시험기기의 금속부분과 연결되는 접지를 가지지 않고 정상사용에서 손으로 붙잡는 피시험기기에 대하여 요구된다. 또한 전도성으로 코팅한 플라스틱 외피도 의사손의 사용을 필요로 할 수 있다. 의사손은 측정시 조작자의 손의 영향을 시뮬레이트하기 위해서 주파수범위 150 Hz 부터 30 MHz(가장 중요한 주파수는 5 MHz ~ 30 MHz 임)의 전도방출시험에 사용된다. 의사손으로 평가되는 기기의 형식은 소형 믹서기, 전화 송수화기, 조이스틱, 키보드 등과 같은 전기공구 및 가전제품이다.

8.2 의사 손과 RC 요소의 구성

의사손은 규정된 치수의 금속 호일(의 긴 조각)로 구성되어 있는데, 규정된 방법으로 사용자 손에 의해 정상적으로 만져지는 기기의 부분에 동그렇게 감아지거나 놓여 져 있게 된다.

금속호일은 저항 $R = 510 \, \Omega \pm 10\%$ 와 직렬로 연결된 커패시터 $C = 220 \, \text{pF} \pm 20\%$ 로 구성된 RC 요소를 거쳐 방해 측정 시스템의 기준점에 규정된 방법으로 연결된다.(그림 9a 참조)

기기의 손잡이 또는 기기의 몸체 둘레에 사용자 손의 영향을 모사하기 위해 사용되는 금속 호일의 긴 조각은 대개 60 mm 폭이다. 키보드의 경우에, 최대 치수 100 mm × 300 mm의 금속호일 또는 좀 더 특별하게 금속판이 키들의 위에 배치될 수 있다. 그 예를 그림 9와 10에서 보여준다.

RC 요소와 금속호일 사이의 리드의 길이는 1 m가 되어야 한다. 시험셋업이 더 긴 리드의 길이를 요구할 때, 이 리드의 총 인덕턴스는 측정주파수가 30 MHz 근처인 경우 1.4 μH 보다 작아야 한다.

자유공간에서 단일선으로서 내부연결선 전체를 고려하는 경우에, 이 라인의 인덕턴스 L 은 전도성 장애시험주파수범위의 상한선이 30 MHz인 경우 1.4 μH 보다 작아야 한다. 주어진 단선길이에 대한 이 요구규격은 다음 식으로부터 사용되는 이 라인의 최소 직경 d (단위는 m)를 계산하게 한다.

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

여기서

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

l 은 와이어의 길이이고 단위는 m이다.

d 는 와이어의 직경이고 단위는 m이다.

주) 1.4 μH 의 인덕턴스 요구규격을 따르는 경우, RC 회로망의 임피던스는 30 MHz에서 충분히 우위를 차지한다.

8.3 의사손의 사용

RC 성분과 기준점지 사이에 있는 와이어의 최대 길이는 일반적으로 와이어의 길이가 1 m를 초과하지 않는 경우에 충족된다. 예를 들면 RC 성분은 금속 호일에 가능한 한 가까이 있거나 기준점과 가까이 있도록 배치된다. 올바른 선택은 금속호일이 존재할 때 방해원의 (일반적으로 알려지지 않은) 내부 공통모드 임피던스 및 와이어와 그의 환경의 연결된 전송라인의 특성임피던스에 크게 좌우된다. 이 방출측정의 주파수범위가 30 MHz로 제한된다면 RC 성분의 위치는 결정적이지 않으며, RC 성분의 실제 위치(또한 재현성 관점에서)는 의사전원회로망 또는 전원선임피던스 시뮬레이션 회로망 내부에 있다.

전원으로의 전도성 방출을 측정하는 경우 기준점은 의사전원회로망(AMN) 내의 기준접지이다. 이 방출이 신호 또는 제어라인에서 측정되는 경우 기준점은 전원 임피던스 시뮬레이션 회로망(LISN)의 기준접지이다. 의사손을 적용하는데 뒤따르는 일반 원리는 RC 성분의 포트 M이 어떤 노출된 비 회전금속가공품 및 설비와 함께 공급되는, 고정된 것과 분리되는 것 둘 모두의 손잡이 둘레를 감싼 금속호일에 연결되어야 한다. 페인트 또는 래커가 칠해져 있는 금속가공품은 노출된 금속가공으로 간주되고 RC 성분에 직접 연결되어야 한다.

다음 항목은 의사손의 상세한 응용을 규정한다.

- a) 가정용 설비의 외피가 완전히 금속이고 접지된 경우 의사손은 필요하지 않다.
- b) 설비의 케이스가 절연 물질로 되어 있는 경우 금속호일은 손잡이 B(그림 9c)의 둘레를 감싸야 하고, 두 번째 손잡이 D가 존재하는 경우도 역시 감싸야 한다. 또한 금속호일 60 mm 폭은 모터 고정자(stator)의 철심이 위치하게 되는 지점에서 몸체 C(그림 9c 참조)의 둘레를 감싸야 한다. 모든 이들 금속호일 조각 및 금속링 또는 부싱(bushing) A는 제공된다면 함께 RC 성분의 단자 M에 연결되어야 한다.
- c) 설비의 케이스가 부분적으로 금속이고 부분적으로 절연물질이며 절연손잡이를 가지는 경우 금속호일은 손잡이 B와 D(그림 9c)를 감싸주어야 한다. 만일 이 케이스가 모터의 위치에서 비금속이라면 60 mm 폭의 금속 호일은 모터고정자의 철심이 위치하게 되는 지점에서 몸체 C의 둘레, 또는 대안으로 기어박스의 둘레를 감싸주어야 한다. 이 몸체의 금속 부분인 A 지점은 손잡이 B와 D의 둘레에 있는 금속호일 그리고 몸체 C에 있는 금속호일은 함께 RC 성분의 단자 M에 연결되어야 한다.
- d) II 급 설비(접지선이 없는)가 절연물질 A와 B 의 두개의 손잡이와 재료로 절연된 두 개의 손잡이 및 금속의 케이스 C를 가진 경우, 예를 들어, 전기톱(그림 9c) 같은 경우, 금속호일은 손잡이 A와 B를 감싸주어야 한다. A 와 B에서 금속호일 및 금속 몸체 C는 함께 연결되어야 하고 RC 성분의 단자 M과도 연결되어야 한다.
- e) 그림 10은 전화송수화기와 키보드에 대한 예를 보여준다. 송수화기의 경우, 60 mm 폭 호일은 호일로 약간 겹쳐진 손잡이 둘레를 감싸주게 된다. 키보드의 경우에, 호일 또는 PCB는 가능한 한 완전히 키를 덮어주어야 한다. PCB를 사용하여, 금속측면은 키보드에 놓여 져야 한다. 그러나 300 mm × 100 mm 치수를 초과할 필요는 없다.

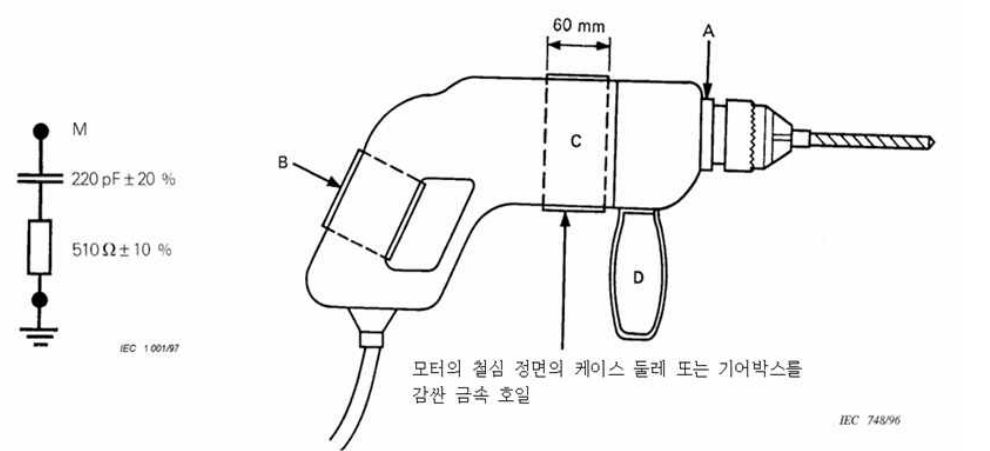


그림 9a. RC 성분

그림 9b. 휴대용 전기드릴

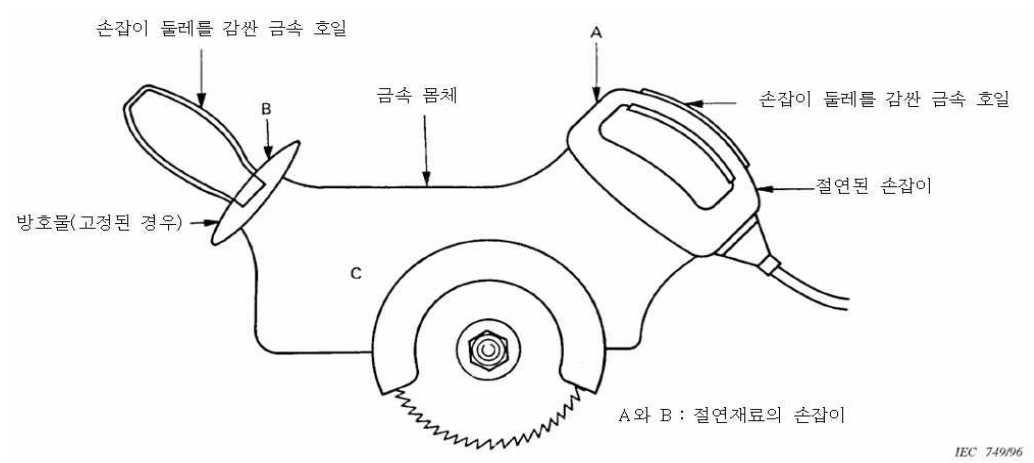


그림 9c. 휴대용 전기톱

그림 9. 의사 손의 적용

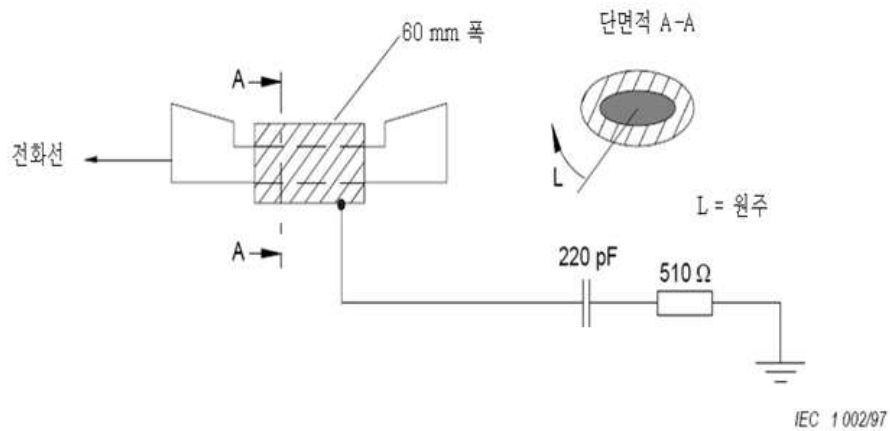


그림 10a. 전화 송수화기에 대한 의사손 적용

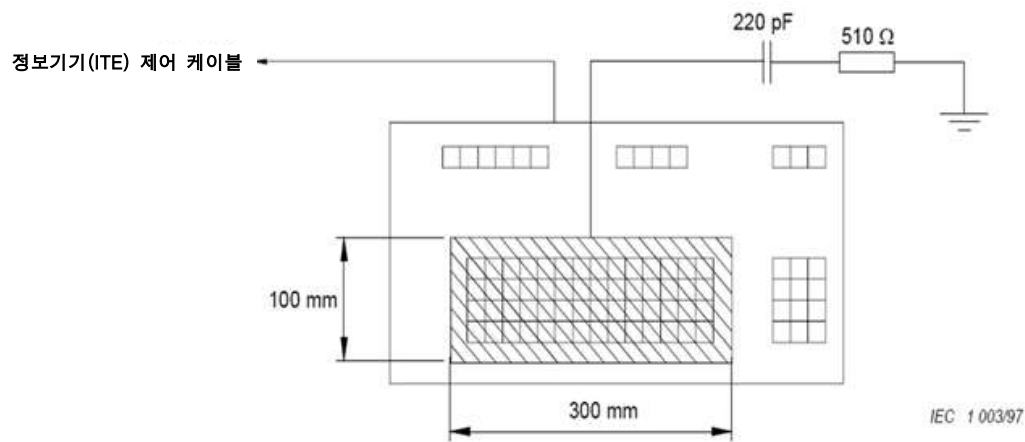


그림 10b. 대표적 키보드에 대한 의사손의 적용

의사 손은 다음 치수를 가진, 금속호일과 일체화 한다.

a) 60 mm 폭 및 L보다 더 큰 길이	조작 중, 또는 4 의 최대치에서, 소형 기기의 부품에 대해서
b) 300 mm x 100 mm	키보드가 최대 호일크기보다 더 큰 경우, 금속 호일은 전체 키의 수를 덮기 위하여 또는 키보드를 부분적으로 덮기 위하여, 어떤 치수로 만들어진 키보드에 대해서

그림 10. 정보기기에 대한 의사손의 적용 예

부록 A
(규격)
의사전원 회로망
(4 절)

이 부록은 주파수범위 9 kHz ~ 100 MHz에 걸쳐 500 A 이하의 전류용량을 가진 무선주파수전압의 측정에 사용되는 의사전원회로망에 관한 정보 및 데이터를 포함한다. 전원의 각 도체와 기준접지 사이의 전압측정을 위한 V형 회로망 그리고 전원(대칭)의 도체들 사이와 전원도체의 중성점과 기준접지(비대칭) 사이의 전압측정용 △형 회로망도 포함되어 있다.

A.1 개요

의사전원회로망회로는 무엇보다도 동작주파수범위에 걸친 규정된 임피던스를 제공해야 한다. 이 회로는 전원의 스푸리어스 신호(일반적으로 스푸리어스 신호는 측정수신기의 측정 레벨 아래로 최소한 10 dB가 되어야 한다)와 충분히 고립되어 있어야 한다. 또한 전원전압이 측정 수신기로 인가되는 것을 막아야 한다. 이 회로는 전원(단상에 2선 및 3상에 4선)의 각 도체에 대한 설비 및 측정 수신기를 피측정 전원 도체로 연결하고 다른 전원 도체에 올바른 종단을 제공하기 위한 스위치를 가져야 한다. 다음에 주어진 회로는 이러한 설비를 가지고 있다. 이 회로들은 2선 단상 전원의 경우에 주어진다. 4선 3상으로의 확장은 간단히 이루어진다.

A.2 50 Ω / 50 μH + 5 Ω 의사전원회로망의 예

그림 4는 표 A.1에 수록된 회로소자 값을 가진 적절한 회로를 보여준다. L1, C1, R1, R4 및 R5는 임피던스를 정의하며, L2, C2 및 R2는 스푸리어스 전원신호에 대한 절연 및 전원 임피던스 변동이고, C3는 전원 전압으로부터 측정수신기를 감결합 값이다. 이는 100 A의 전류까지 사용할 수 있도록 구성된 것이다.

표 A.1. 50 Ω / 50 ΩH + 5 Ω 회로망의 회로소자 값

회로소자	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 μH
L2	250 μH

9 kHz ~ 150 kHz 주파수범위의 가장 낮은 주파수에서, C3의 0.25 μ F 정전용량은 무시할 정도의 임피던스를 가지지 않는다. 다른 방식으로 규정되지 않는 한, 이 임피던스에 대한 교정은 필수적이다.

C1과 C2는 높은 정전용량을 가지므로 안전성 문제로 회로망케이스는 기준접지나 전원에 견고하게 접착되거나 또는 신호분리 트랜스포머가 사용되어야 한다.

인덕턴스 L2는 9 kHz ~ 150 kHz의 주파수 범위에 걸쳐 10 이상의 Q-인자를 가져야 한다. 실제로, 동작 및 중성 선로(공통-심 초크)에서 반대 방향의 직렬로 결합된 인덕터를 사용하는 것이 유리하다.

A.7절에서 인덕터 L1에 대한 적합한 구성을 기술한다. 25 A 보다 더 큰 전류를 필요로 하는 기기에 대하여 L2의 구성에서 어려움에 직면할 수 있다. 이 경우 신호분기부분 L2, C2 및 R2를 생략할 수 있다. 그 효과는 150 kHz 이하의 주파수에서 이 회로망의 임피던스가 4.2에서 규정된 허용오차를 벗어날 수 있고, 전원 방해 전자파의 차단이 불충분할 수 있다.

또한 이 회로는 4.3에서 규정된 50 Ω /50 μ H 의사전원 V형 회로망의 요구규격을 충족시킬 수 있다.

A.3 50 Ω / 50 μ H 의사전원 V형 회로망의 예

그림 5는 표 A.2에 실린 것과 같은 회로소자 값을 가진 회로를 보여준다. L1, C1, R2, R3 및 R4는 임피던스이다. 위의 예와는 다르게, 회로가 임피던스규격을 충족시킬 수 있으므로 절연 부분은 없다. 그러나 높은 주변전원 방해 전자파의 경우에, 스푸리어스 신호레벨을 감소시키기 위해서 필터가 필요하게 된다. 이 회로망은 100 A 이하의 전류를 사용하도록 구성될 수 있다.

표 A.2. 50 Ω /50 μ H 회로망의 회로소자 값

회로소자	값
R1	1 000 Ω
R2	50 Ω
R3	0 Ω
R4	50 Ω (측정수신기의 입력임피던스)
R5	0 Ω
C1	1 μ F
C2	0.1 μ F
L1	50 μ H

C1은 높은 정전용량을 가지므로, 안전성 때문에, 회로망케이스는 기준접지나 전원에 견고하게 접착되어야 하고, 신호분리트랜스포머가 사용되어야 한다.

A.7절은 인덕터 L1에 적합한 구성을 기술한다.

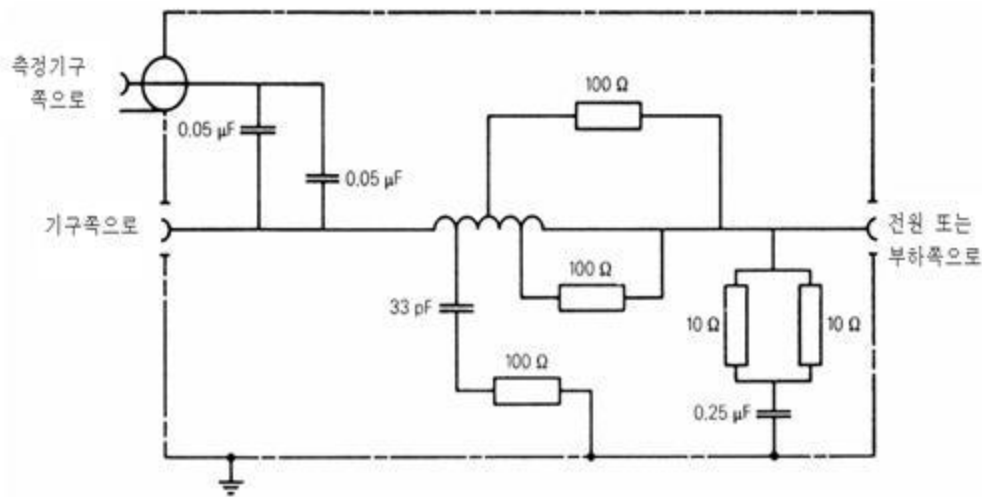
A.4 50 Ω / 5 μH + 1 Ω 의사전원 V형 회로망의 예

표 A.3에 제시된 회로소자 값을 가진, 그림 5의 회로는 주파수범위 150 kHz ~ 30 MHz 그리고 400 A 이하의 전류에 적합하다.

표 A.3. 50 Ω/5 μH + 1 Ω 회로망의 회로소자 값

회로소자	값
R1	1 000 Ω
R2	50 Ω
R3	0 Ω
R4	50 Ω (측정수신기의 입력임피던스)
R5	1 Ω
C1	2 μF (최소)
C2	0,1 μF
L1	5 μH

회로소자 값을 표시한 교류회로가 그림 A.1에 나타낸다. 이 회로는 주파수범위 150 kHz ~ 100 MHz 그리고 500 A 이하의 전류에 적합하다.



코일의 세부사항:

50 mm 직경의 성형기에 감은 5 μH, 18 권(turns) Ø 6 mm. 3, 5, 9 및 13.5 권에서 태핑 지점.

그림 A.1. 낮은 임피던스 전력원으로 사용되는 장치용 교류 50 Ω / 5 μH + 1 Ω 의사전원회로망의 예

A.5 150 Ω 의사전원 V형 회로망의 예

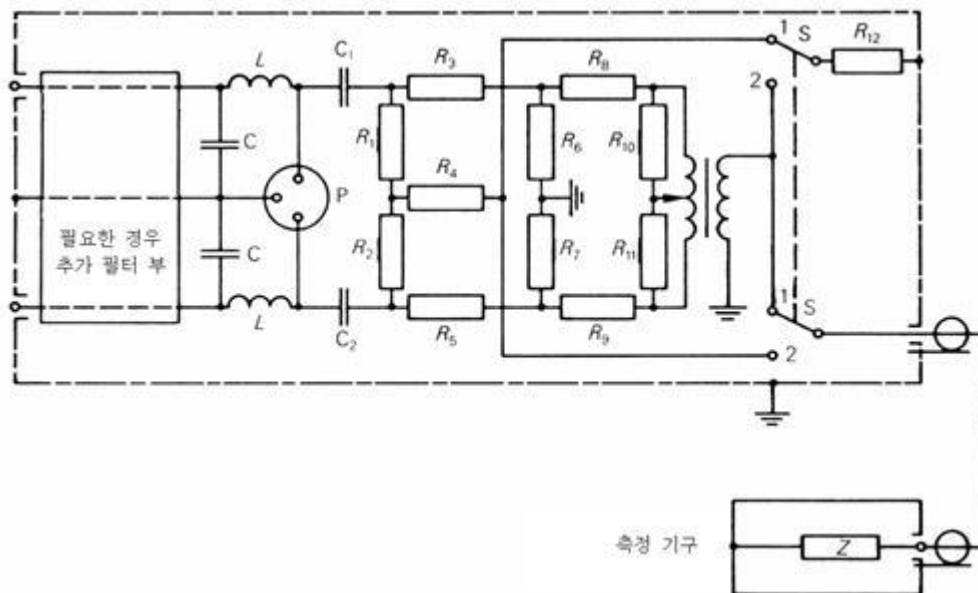
그림 5는 적합한 회로를 보여 준다. 회로소자 값은 표 A.4에 제시된다.

표 A.4. 150 Ω V형 회로망의 회로소자 값

회로소자	값
R1	1 000 Ω
R2	150 Ω
R3	100 Ω
R4	50 Ω (측정수신기의 입력임피던스)
R5	0 Ω
C1	1 μF
C2	0.1 μF
L1	규정된 임피던스를 달성하기에 적합한 값

A.6 150 Ω 의사전원 Δ형 회로망의 예

그림 A.2는 적합한 회로를 나타낸다. 회로소자 값은 표 A.5에 제시된다.



P 는 피시험기구용 접속이다

1 은 대칭 소자용

2 는 비대칭 소자용

그림 A.2. 불평형 입력을 가진 측정기구에 대한 의사 전원회로망(Δ)의 예

표 A.5. 150 Ω △형 회로망의 회로소자 값

회로소자	값
R_1, R_2	118.7 (120) Ω
R_3, R_5	152.9 (150) Ω
R_4	390.7 (390) Ω
R_6, R_7	275.7 (270) Ω
R_8, R_9	22.8 (22) Ω
R_{10}, R_{11}	107.8 (110) Ω
R_{12}	50 Ω
C_1, C_2	0.1 μF
L, C	규정된 임피던스를 달성하기에 적합한 값
비고1) 불평형 트랜스포머에 대한 평형 트랜스포머의 권수의 비율은 중앙 탭이 있는 1:2.5 인 것으로 추정된다.	
비고2) 괄호() 안의 저항 값은 가장 근접한 우선 값이다(±5 % 허용오차).	

회로망 성능은 계산을 통하여 다음과 같이 주어진다. 괄호() 안의 값은 괄호() 안의 저항 값을 근거로 한다.

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

A.7 50 μH 인덕터를 가진 의사전원회로망 설계의 예

A.7.1 인덕터

그림 3에 나타낸 인덕터의 솔레노이드 권선은 절연물질의 코일성형기에 8 mm 피치로 6 mm 직경의 구리선의 단일 층의 35 권(turns)으로 구성된 것이다. 이 인덕턴스는 금속케이스 밖에서 50 μH보다 크고, 금속케이스 내부에서 50 μH 이다.

저항 R ($430 \Omega \pm 10 \%$)은 4와 8, 12와 16, 20과 24, 26과 32 권선에서 탭(taps)에 연결된다. 인덕턴스는 $50 \mu H \pm 10 \%$ 이다.

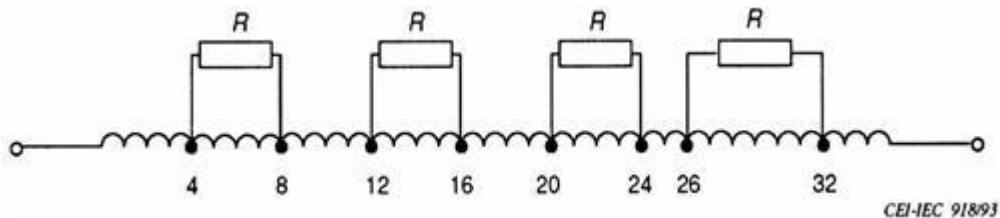


그림 A.3. 50 μH 인덕터의 개략도

인덕터의 직경은 130 mm 이다. 권선의 전기 역학적 안정성을 개선하기 위하여, 3 mm 깊이의 나선 홈이 코일성형기에 만들어져 있어서, 와이어는 이 홈에 놓이게 된다.

인덕터의 높은 주파수특성은 권선을 구분함으로써 개선된다. 각 4 권마다 교대 부분이 430 Ω 저항기로 분리가 된다. 이들은 인덕터의 내부 응답을 억압하기 위해 동작한다. 그렇지 않으면, 입력임피던스를 특정 주파수에서 규정된 값을 벗어나게 한다.

A.7.2 인덕터의 케이스

이 회로망의 인덕터와 다른 회로소자는 금속프레임에 조립되고, 그 다음에 이 프레임은 금속뚜껑으로 닫히게 된다. 바닥과 측면뚜껑은 열발산을 향상시키기 위하여 구멍이 뚫려 있다. 이 케이스의 치수는 360 mm x 300 mm x 180 mm이다. 그림 4는 개관도를 보여준다.

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

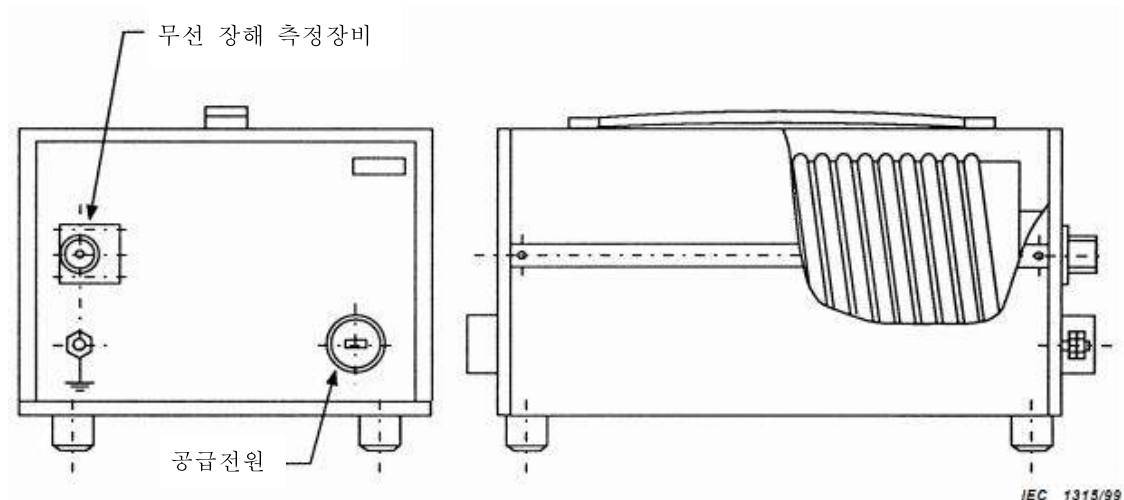


그림 A.4. 의사 전원 회로망의 개관도

A.7.3 인덕터의 신호분리

그림 A.5는 인덕터가 그림 4의 회로에 신호분리 부분 L2, C2, 및 R2를 제외하고 사용될 경우 전원 상의 신호에 대한 감쇠를 나타낸다. 이 감쇠는 전원 포트와 무선방해측정 기구 포트 사이의 감쇠로서 측정된다. 곡선 1의 경우에, 전원 단자에서 신호발생기의 내부 임피던스는 저항 50 Ω이다, 곡선 2에서 신호발생기의 내부 임피던스는 그림 A.5에 제시된 바와 같은 의사 전원 회로망의 입력임피던스 크기의 공칭 값에 따라서 달라진다.

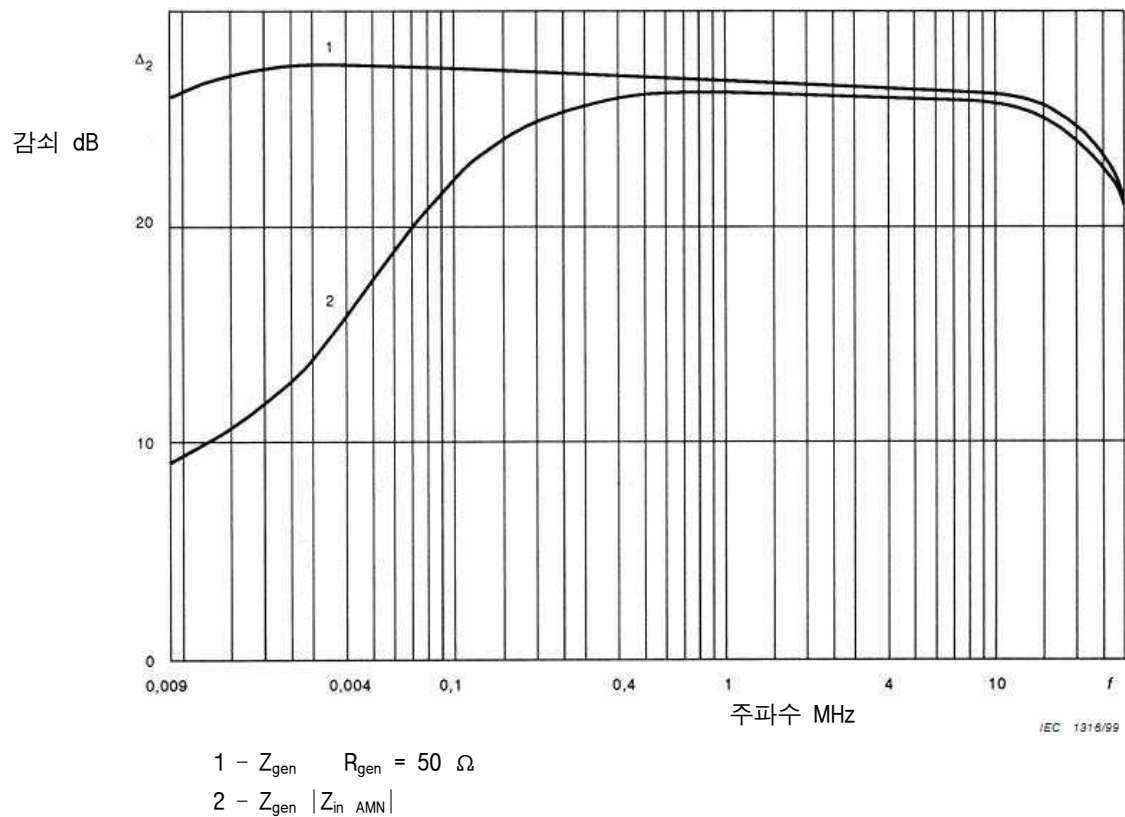


그림 A.5. 의사 전원 회로망 필터의 감쇠

A.8 의사전원 V형 회로망의 전압분배인자의 측정

전압분배인자는 V형 회로망의 각각의 시험구성에 대해 그림 A.6a 및 A.6b에 의해 제시된 바와 같은 시험셋업을 이용하여 측정될 수 있다. 이 분배인자는 회로망 분석기를 사용하거나 신호발생기 및 측정수신기 또는 고 임피던스(낮은 정전용량) 프로브를 가진 무선주파수-전압계를 사용하여 각 내부접속(예를 들어, 수동 또는 원격스위치 개폐배치)을 가진 각각의 라인에서 측정되어야 한다. 무선주파수 포트에 접속되지 않는 모든 피시험기기 포트의 라인은 50 Ω 으로 종단되어야 한다.

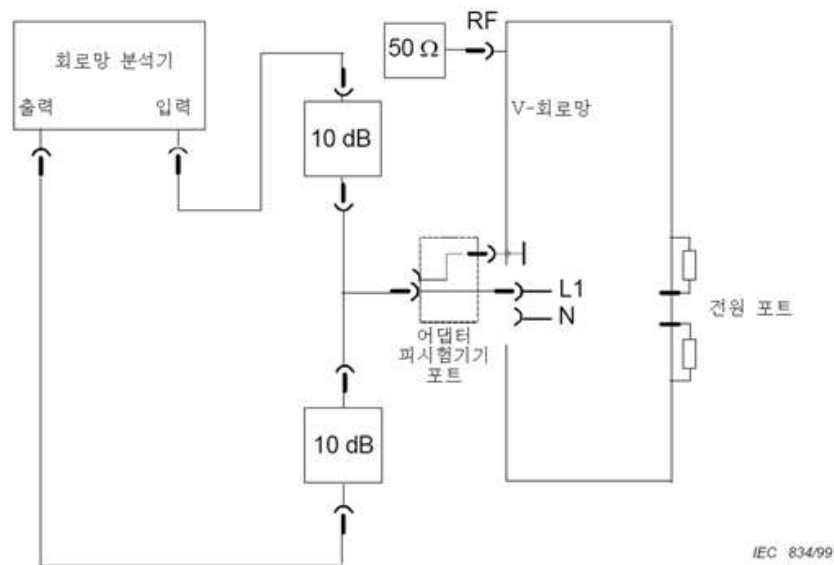


그림 A.6a. 회로망 분석기의 정규화에 대한 시험셋업

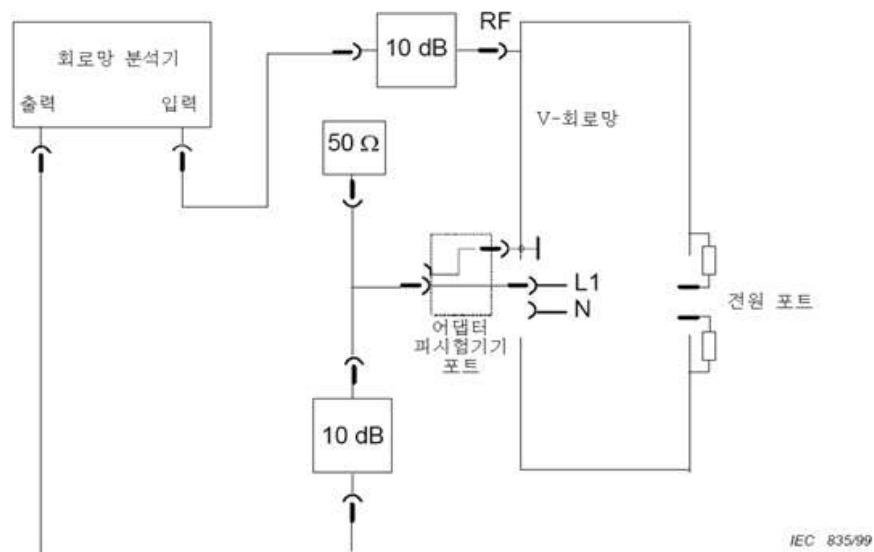


그림 A.6b. 회로망분석기를 사용하는 전압분배 인자 측정에 대한 시험셋업

피시헴기기 포트는 주파수에 의존하는 임피던스를 나타내므로 피시헴기기 포트에서 측정되는 전압레벨을 사용하여 회로망분석기를 정규화 시킬 필요가 있다.

신호발생기와 고 임피던스 프로브를 가진 무선주파수-전압계가 사용되는 경우 피시헴기기 포트는 50 Ω 패드를 거쳐 공급되고 무선주파수 포트는 피시헴기기와 무선주파수 포트에서 두 번의 연속측정으로 전압분배인자를 측정하는 동안에 50 Ω 부하로 중단된다.

피시헴기기 포트에서 사용되는 어댑터의 구성은 교정을 위해 중요하다. 낮은 임피던스로 접속되어야 하고, T-접속기는 피시헴기기 포트와 접지 단자에 가능한 한 가깝게 배치되어야 한다.

10 dB 패드는 측정을 정확하게하기 위해서 정확한 50 Ω 소스와 부하임피던스를 제공하기 위해 사용된다.

전원 포트의 각 라인은 새시에 관련된 50 Ω으로 종단되어야 한다.

150 Ω V형 회로망에 대한 피시험기기 포트와 측정수신기 포트 즉, 150 Ω/50 Ω, 사이의 전압분배는 고려되어야 한다.

부록 B

(정보)

전류 프로브의 구조, 주파수범위, 및 교정

(5 절)

B.1 전류 프로브에 대한 물리적 및 전기적 고려

전류 프로브의 물리적 크기는 측정되는 케이블의 최대 크기, 케이블에 흐르는 최대 전력 전류 및 측정되는 신호주파수의 범위에 대한 함수이다.

보통 전류 프로브는 도넛 모양(toroidal shape)의 중앙부 개구 내에 놓여진 측정될 도체를 가진 도넛형이다. 기존의 요구규격과 제조업자의 규격은 중앙 개구부의 직경이 2 mm ~ 30 cm의 범위로 달라질 수 있다. 2차 권선은 프로브를 조이기가 편리하도록 똑같은 방법으로 도넛체에 배치된다. 도넛의 심과 권선은 정전기 픽업(pick-up)을 막기 위해 차폐물로 싸여 있다. 이 차폐물은 트랜스포머에 단락되는 권선이 있는 것을 막기 위해 간격을 둔다.

전형적인 방해 측정용 전류 프로브는 7회 ~ 8회의 2차 권선을 사용한다. 권선 수는 최대 화시킨 평탄 주파수 범위 및 1 Ω 이하의 삽입 임피던스를 보증하기 위하여 최적화된 권선의 비율이다. 100 kHz 이하의 주파수에 대해서 적층실리콘 철심(steel core)이 사용된다. 페라이트심은 100 kHz에서 400 MHz 사이에 사용되며 공심(air core)은 불평형 50 Ω 출력 트랜스포머에 대한 평형 코일로 200 MHz에서 1 000 MHz 사이에 사용된다. 그림 B.1은 전형적인 전류프로브의 구조를 나타낸다.

전류 프로브는 일반적으로 방해측정용 픽업기기에 사용된다. 그러므로 전류 프로브는 계기에 의하여 방해전류를 검출하여 전압으로 전환되도록 설계된다. 전류 프로브의 감응도는 전달임피던스의 향으로 편리하게 표현될 수 있다. 전달임피던스는 1차 전류에 대한 2차 전압(일반적으로 50 Ω 저항 부하를 거치는)의 비율로서 정의된다. 때때로 전달어드미턴스가 대신 사용된다.

전류 프로브와 방해수신기의 전체선택도는 수신기감응도의 함수이기도 하다. 도체 내에서 최소로 검출할 수 있는 방해전류는 전류 프로브의 전달임피던스 (Ω)에 대한 수신기감응도 (V)의 비율이다. 예를 들면, 1 마이크로볼트(1 μ V) 수신기와 10 Ω 의 전달임피던스를 가진 전류 프로브가 사용되는 경우에는, 최소로 측정 가능한 방해 전류는 0.1 μ A 이다. 그러나, 1 Ω 의 전달임피던스를 가진 전류프로브와 10 μ V 수신기를 사용하는 경우 최소로 측정될 수 있는 전류는 10 μ A이다. 최대 감응도를 얻기 위하여 전달임피던스는 가능하면 높아야 한다.

전달임피던스 Z_T 는 간혹 1 Ω 이상에서 데시벨(dB)의 향으로 표시된다. 이것은 1 μ V 또는 1 μ A 이상에서 좀 더 일반적인 방해 데시벨단위에 관련하여 편리한 단위이다(1 Ω 이상에서 데시벨 향에서 Z_T 는 $20 \log Z_T$ 로서 구하게 된다).

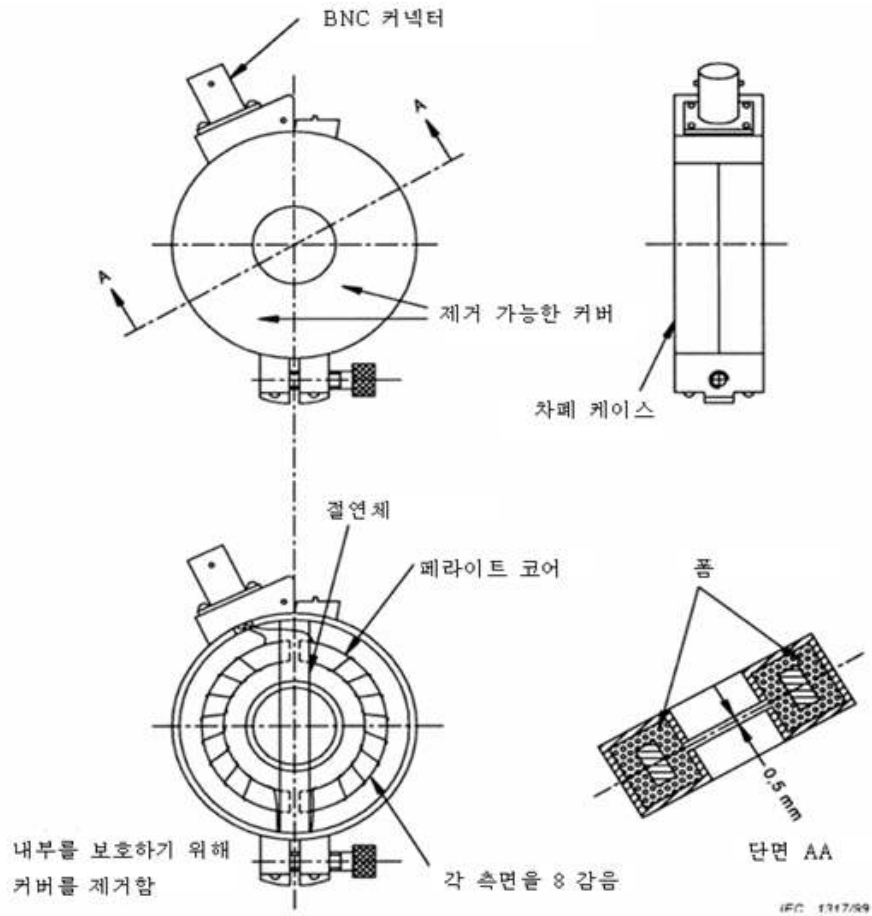


그림 B.1. 전형적인 전류 프로브의 구조

B.2 전류 프로브의 등가전기회로

전류 프로브는 일반 트랜스포머 이론으로부터 정확한 등가회로로 나타낼 수 있다. 이 회로는 여러 교과서에서 보여주므로, 여기서는 그것을 반복하지 않는다. 정확한 회로 및 유도공식을 고려하여 단순화 후에, 다음과 같은 전달임피던스에 대한 식을 얻는다.

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

중간주파수 경우 : $Z_T = MR_L / L$, $(\omega^2 LC = 1)$ 인 경우

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

여기서

Z_T 는 전달임피던스이다

M 은 1차와 2차 권선 사이의 상호인덕턴스이다

L 은 2차 권선의 인덕턴스이다.

R_L 은 2차 권선(보통 50 Ω)의 부하임피던스이다

C 는 2차 권선의 분포 정전용량이다

ω 는 라디안/초로 표시되는 각 주파수이다.

다음과 같은 결론은 이들 식으로부터 얻어낸 것이다.

- 1) 일정한 부하임피던스에 대해서 중간주파수에서의 최대 전달임피던스는 2차 인덕턴스에 대한 상호인덕턴스의 비율에 직접 비례한다(상수인 R_L).
- 2) 고주파수 반 전력 지점은 2차 분포 정전용량의 리액턴스가 부하저항과 같을 때 발생한다.

B.3 전류 프로브 측정의 해로운 효과

전류 프로브는 근본적으로 도넛형 트랜스포머로 1차에 2차 임피던스비를 반영한다. 8회 2차 권선 및 50 Ω 부하에 대해서 삽입 임피던스는 전형적으로 대략 1 Ω 이다. 측정되는 회로의 소스와 부하임피던스의 조합이 1 Ω 보다 더 큰 동안 전류 프로브의 적용 시 1차 전류의 흐름을 크게 변경시키지 않아야 한다. 그러나 회로 소스와 부하 임피던스의 합이 삽입임피던스보다 작은 경우 전류 프로브의 적용은 1차 전류를 상당한 정도로 변경시킬 수 있다.

한번 의도된 전류 프로브의 적용은 직류 300 A 또는 교류 100 A까지 실행할 수 있는 1차 전력선에 관한 방해전류측정이다. 또한 전류 프로브는 강한 외부 자기를 발생하는 기기의 부근에서 사용될 수 있다. 전류 프로브의 전달임피던스는 이들 전력전류 또는 전속밀도에 의해 변경되어서는 안 된다. 그러므로 자기장 회로는 이 전류가 포화 되지 않도록 설계되어야 한다. 교류전력전류는 20 Hz ~ 15 kHz의 주파수범위에 있을 수 있으므로 이들 전력 주파수에서 전류 프로브 출력은 관련된 수신기의 입력회로를 손상 시킬 수 있다. 그러한 것을 해결하는 방법은 전력 프로브와 수신기 사이에 전력 주파수제거필터를 삽입하는 것이다. 그림 B.2는 9 kHz 차단주파수를 가지는 고역통과필터를 보여준다.

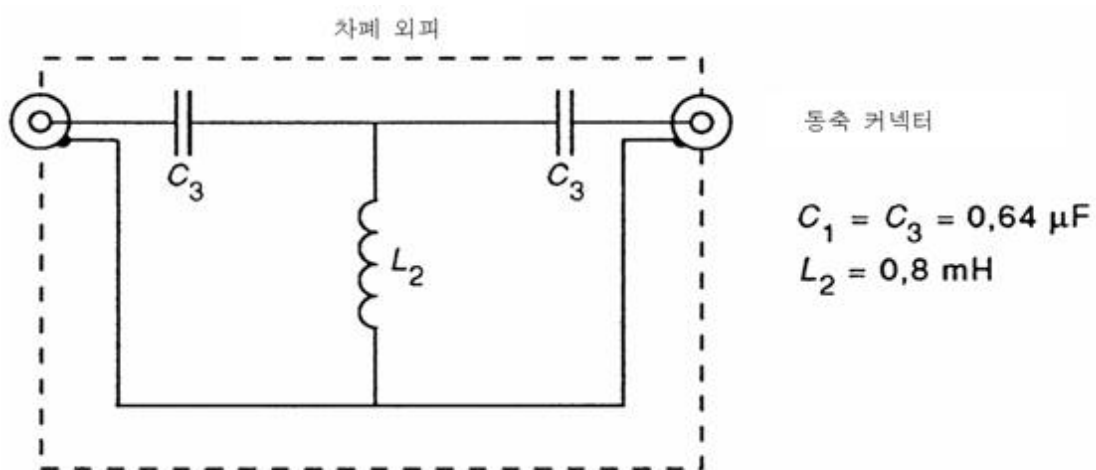


그림 B.2. 9 kHz의 차단 주파수를 가지는 고역 통과 필터

B.4 전류 프로브의 전형적인 주파수 응답 특성

그림 B.3은 평탄한 통과대역을 가진 전류 프로브의 대표적 주파수응답특성을 보여준다. 즉, 이 대역은 a) 100 kHz에서 100 MHz, b) 30 MHz에서 300 MHz, c) 200 MHz에서 1 000 MHz이다.

B.5 전류 프로브와 함께 사용할 차폐 구조

전도성(예, 구리, 황동 등) 차폐구조가 추가된 전류 프로브는 비대칭(공통 코드) 또는 대칭(차동 모드) 방해전류의 측정에 사용될 수 있다. 이 방법은 100 kHz ~ 20 MHz에 사용할 수 있다. 이 방법의 근본적인 특징은 고역통과필터와 결합된 변형된 무선주파수 전류 프로브에 있다. 고역통과필터의 목적은 전류 프로브의 출력에서 전력주파수전류를 제거하는 것이다. 시험배열은 KN 16-2-1에 기술되어 있다.

B.5.1 이론적 모델

의사 전원회로망을 사용하는 전류측정에 대한 설치는 그림 B.4a에서 보여준다. 방해 전류의 성분은 다음과 같다.

I_1 라이브 전원도선에 흐르는 전류

I_2 중성 전원도선에 흐르는 전류

I_C 비대칭 전류

I_D 대칭 전류

주) I_1 과 I_2 사이의 위상각은 제로(0)로 추정된다. 이것은 1 m 이하의 리드와 30 MHz 이하의 주파수에 대한 경우이다.

전류들간에 다음 관계를 가진다는 것은 그림 B.4a와 B.4b에서 보여준다.

$$I_1 = I_C + I_D$$

$$I_2 = I_C - I_D$$

$$2I_C = I_1 + I_2$$

$$I_D = I_1 - I_2$$

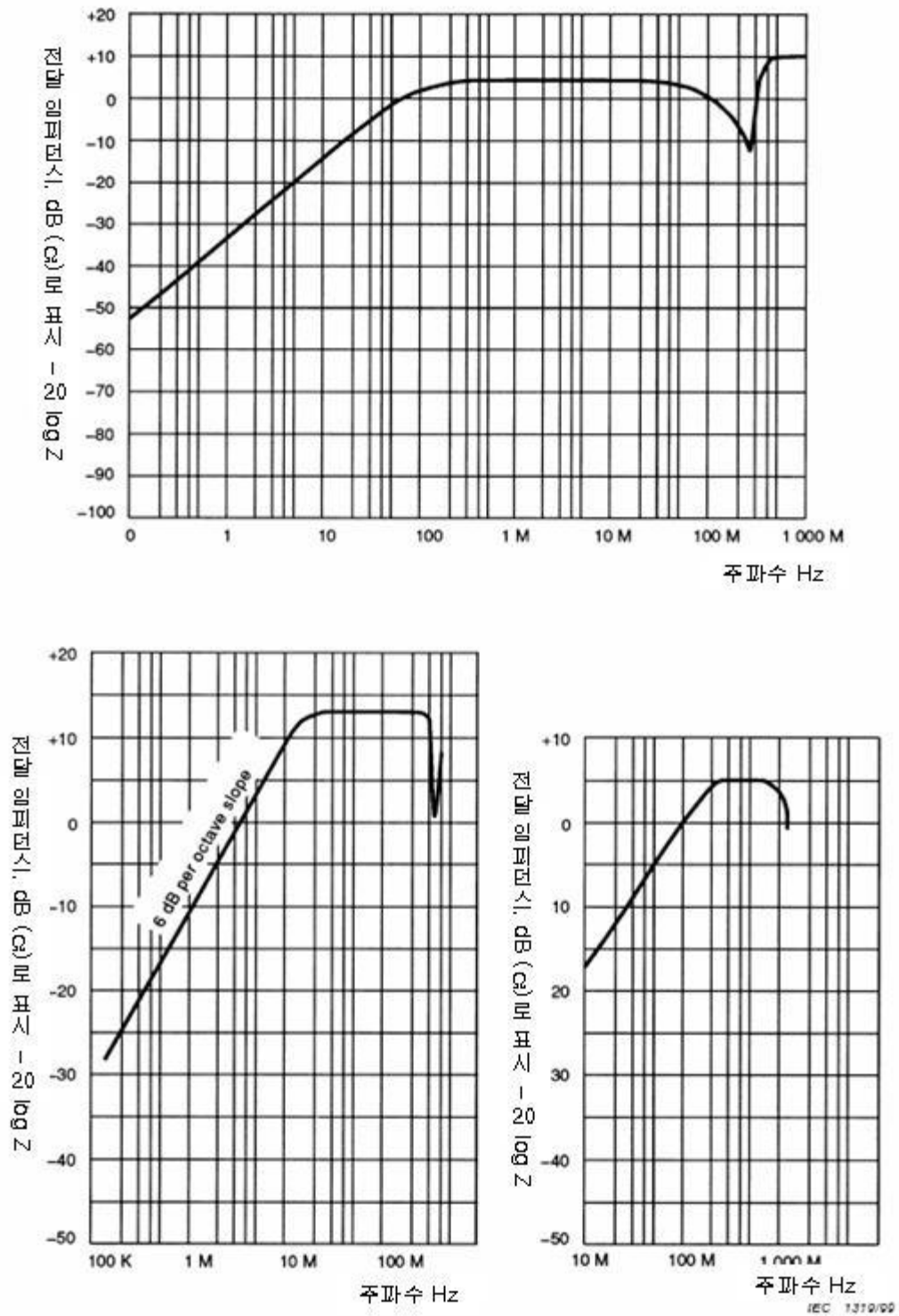


그림 B.3. 대표적 전류프로브의 전달임피던스 (B.4 절)

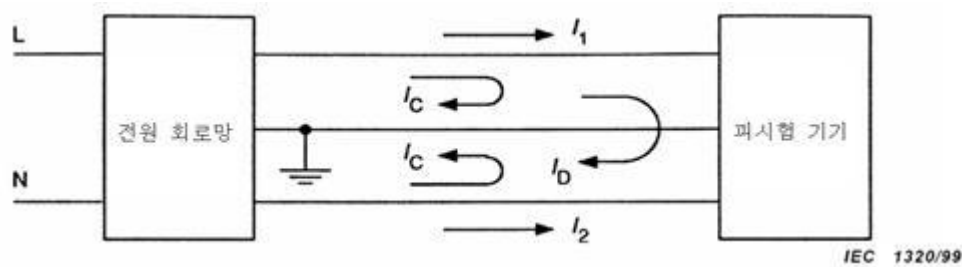


그림 B.4a. 간섭전류를 가진 KN 시험회로

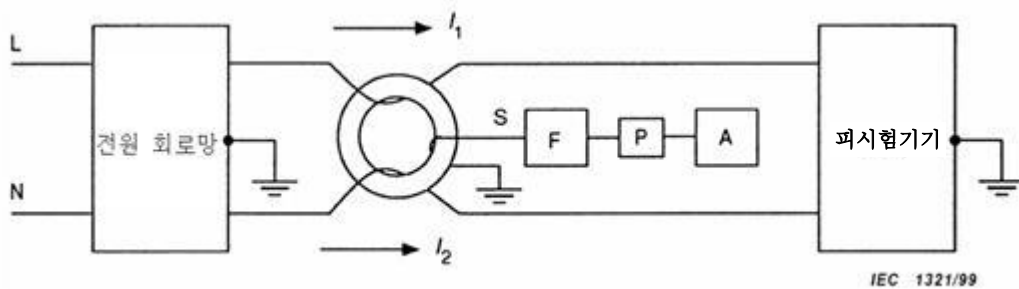


그림 B.4b . 공통(비대칭) 및 차동(대칭) 모드 방해 전자파를 구분하는 시험회로

I_1 과 I_2 가 부가되도록 도체주위에 죄어진 전류 프로브는 단지 비대칭 전류로 인하여 출력된다, 반면에, 전류의 차이는 대칭전류에만 관계되는 출력을 산출해야 한다. 비대칭 전류에만 측정된 값의 6 dB 보정은 비대칭 전류에 대한 방정식에서 2의 인자로 인하여 요구된다(그림 B.4b 참조).

B.5.2 차폐구조물의 구조

요구되는 추가적인 차폐는 그림 B.5에 나타난다. 나타난 치수는 51 mm 직경의 중앙 심을 가진 전류 프로브에 대한 것이다. 다른 크기의 전류 프로브에 대해서 그 크기는 그에 적절하게 눈금이 정해진다.

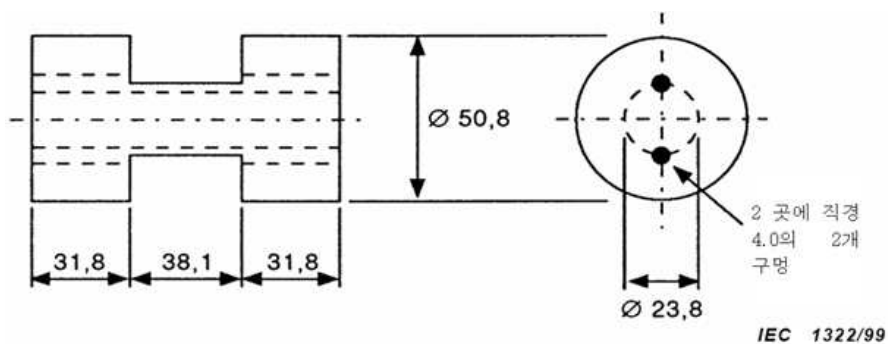


그림 B.5. 전류트랜스포머와 함께 사용되는 차폐구성
(이 재료는 전도성이 높아야 한다. 예로서, 구리 또는 황동)

이 구조물은 전류 프로브에 비차폐 도체를 놓기 위해 그리고 출력이 한쪽 끝에서 접지될 때 외부 연결로부터 추가적인 차폐를 제공하기 위해 사용한다. 절연(0.75 mm^2)되고 꼬아진 와이어는 구멍을 통과하여 전원회로망으로부터 차폐된 리드를 받아들이는 포트를 가지고 각 끝에 고정된다. 차폐물 중심의 직경부위는 와이어가 그 홈에 견고하게 붙들리도록 그리고 조립품의 이 부분이 닫히는 경우에 전류 프로브에 편안하게 고정되도록 절연 테이프로 둘러싸는 것이다.

이 차폐물은 리드의 면이 프로브의 심 절반부의 간극면에 수직이 되도록 전류 프로브에 위치를 정하게 된다. 그림 B.5에 보여 준 바와 같은 차폐구조물은 외피의 간극이 단락되지 않도록 전류 프로브 외피로부터 절연되었다는 것을 보증하는 것이 중요하다.

B.5.3 고역통과필터

필요한 경우에 고역통과필터는 전류 프로브와 측정 수신기의 출력 사이에 삽입된다. 이 필터는 측정수신기의 일부일 수 있다 (그림 B.2 및 B.4b)

B.6 전류 프로브의 교정

전류 프로브의 교정은 동축 어댑터 두 개의 절반부로 만든 지그(jig)로 수행할 수 있다. 전류 프로브를 조립하는 경우, 전류 프로브를 둘러싸는 외부도체와 내부도체는 프로브의 구멍을 통과하는 동축라인을 형성한다.(그림 B.8)

등가교정회로는 그림 B.6에 보여준다. 동축라인이 잘 정합되어 있을 때, 내부 도체를 통하는 전류 I_P 는 선의 전압 V_1 의 측정으로부터 계산 될 수 있다. 금속인 경우 몸체 또는 프로브의 차폐물은 좋은 동축라인을 얻기 위하여 지그의 설계를 고려해야만 한다. 전류 프로브의 전압출력이 V_2 인 경우, 전달어드미턴스는 다음 식을 사용하여 계산할 수 있다.

$$k = V_1 - V_2 - 34$$

여기서

k 는 전달어드미턴스이고, dB(S) 표시한다.

V_1 은 동축선의 무선주파수 전압이고, dB(μ V)로 표시한다.

V_2 는 프로브의 무선주파수 출력전압이고, dB(μ V)로 표시한다.

인자 34는 50 Ω 부하 임피던스와 관계된다.

전달어드미턴스 k 는 다음 식에 의해 측정되는 전류 I_P 의 값을 계산하기 위해 사용된다.

$$I_P = V_2 + k$$

여기서

I_P 는 dB(μ A)이고,

V_2 는 dB(μ V)로 표시하고

k 는 dB(s)로 표시한다

그림 B.7은 대표적인 교정결과를 보여주며, 그림 B.8a는 반사손실을 나타내고, 그림 B.8b는 동축 어댑터 지그의 그림을 보여 준다.

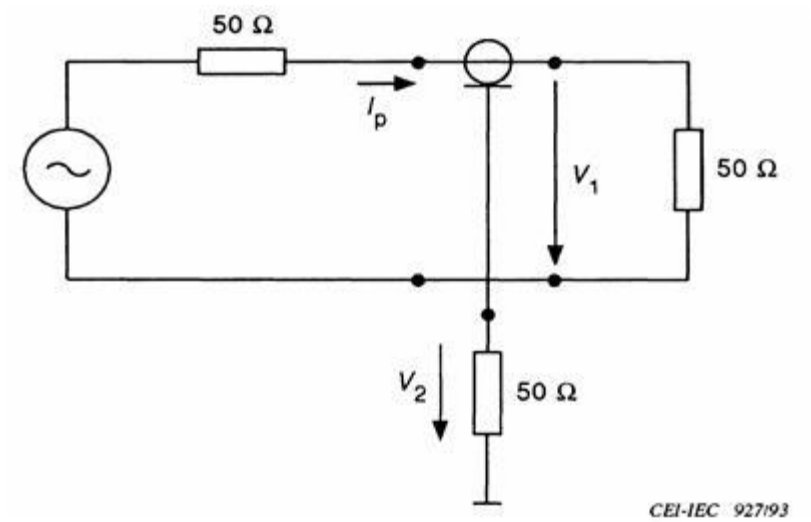


그림 B.6. 동축 어댑터와 전류 프로브가 있는 회로의 개략도
전류 프로브 인자 k 측정

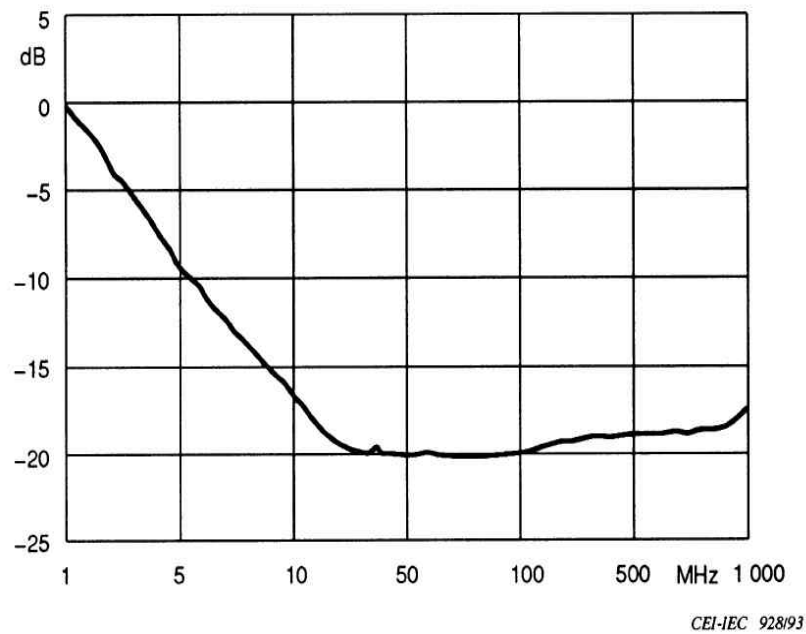


그림 B.7. 주파수함수로서의 전류 프로브 인자 k

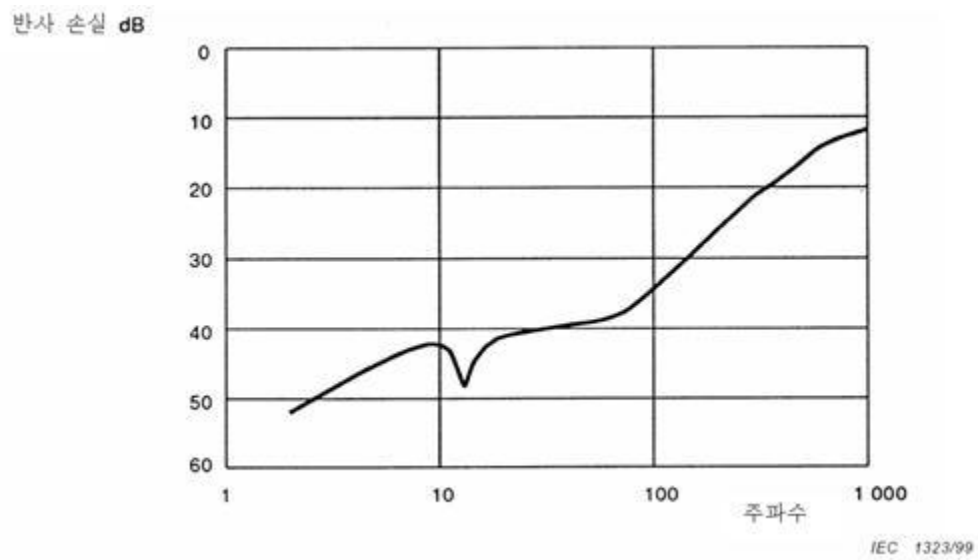


그림 B.8a. 반사 손실

동축어댑터(아래 참조)의 반사손실은 50 Ω 및 전류 프로브 내부로 중단된다. 물론 전류프로브도 50 Ω으로 중단된다.

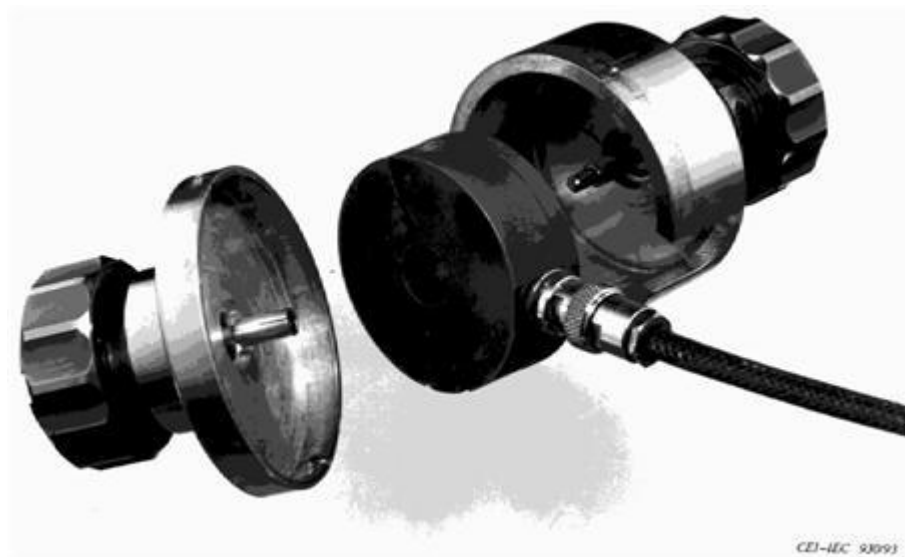


그림 B.8b. 동축어댑터의 두개의 절반부 사이에 있는 전류 프로브

부록 C

(정보)

주파수범위 0.15 MHz ~ 30 MHz에 대한 전류 주입용 결합장치의 구조 (6 절)

C.1 동축안테나 입력용 A형 결합장치

회로도나 구조는 인덕턴스 값이 280 μH 인 것을 제외하고 그림 C.1에 보여준 A형 장치와 유사하다.

280 μH 인덕터의 구조

심(core) : 두 개의 페라이트링, 재료 4C6 또는 등가인 것과 함께 배치, 치수는 외경 36 mm, 내경 23 mm, 두께 30 mm.

권선 : 완전히 차폐된 소형 동축케이블의 28 권, 예로서, UT-34, 외경 1.5 mm의 외부 절연 플라스틱관을 가진, 전선의 직경 0.9 mm.

C.2 전원 리드용 M형 결합 장치

두 개의 인덕터가 각각 560 μH 이고, $C_1 = 0.1 \mu\text{F}$ 이고, $C_2 = 0.47 \mu\text{F}$ 인 것을 제외하고 회로도와 구조는 그림 C.2에 보여주는 M형 장치와 유사하다.

560 μH 인덕터의 구성

심(core) : 두개의 페라이트링, 재료 4C6 또는 등가인 것과 함께 배치, 치수는 외경이 36 mm, 내경이 23 mm, 두께는 30 mm.

권선 : 외경이 1.5 mm인 절연구리선으로 40 회 권선.

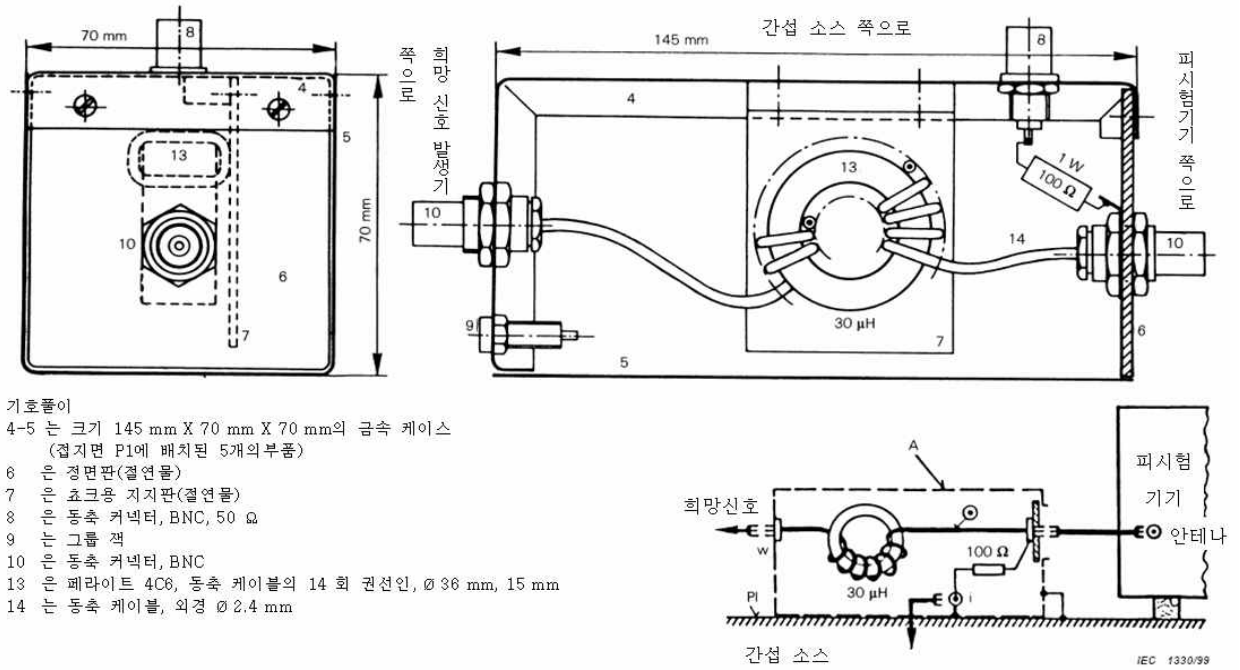


그림 C.1. 동축 입력용 A형 결합장치의 예
개략도와 세부구성 (C.1 및 D.2 참조)

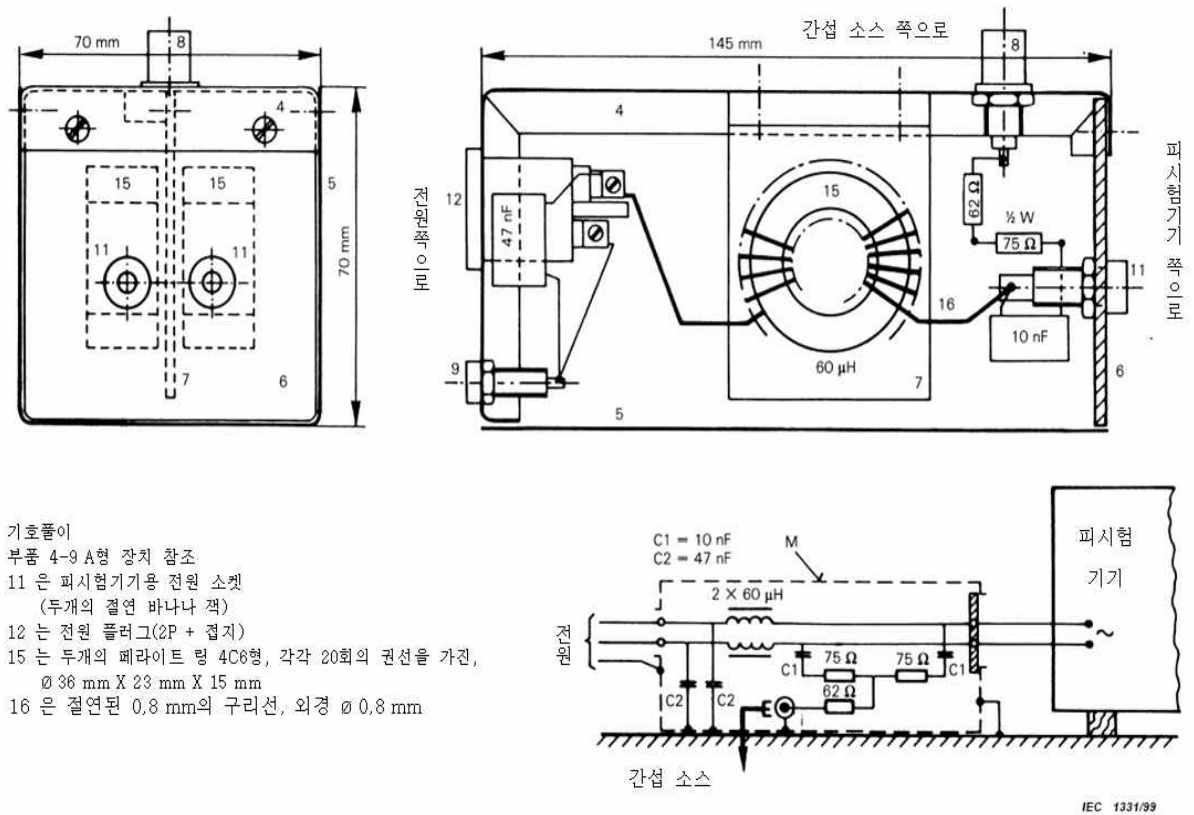


그림 C.2. 전원리드용 결합장치 M형의 예.
개략도와 세부구성(C.2절 및 D.2 절 참조)

C.3 확성기리드용 L형 결합장치

회로도 및 구조는 560 μH 인 각각의 두 개의 분리된 인덕터와 $C_1 = 47 \text{ nF}$ 이고, $C_2 = 0.22 \text{ }\mu\text{F}$ 인, 그림 C.3에 보여주는 L형 장치와 유사하다.

각 560 μH 초크의 구성

심(core) : 한 개의 페라이트링, 재료 4C6 또는 등가인 것, 치수는 외경이 36 mm, 내경이 23 mm, 두께는 15 mm.

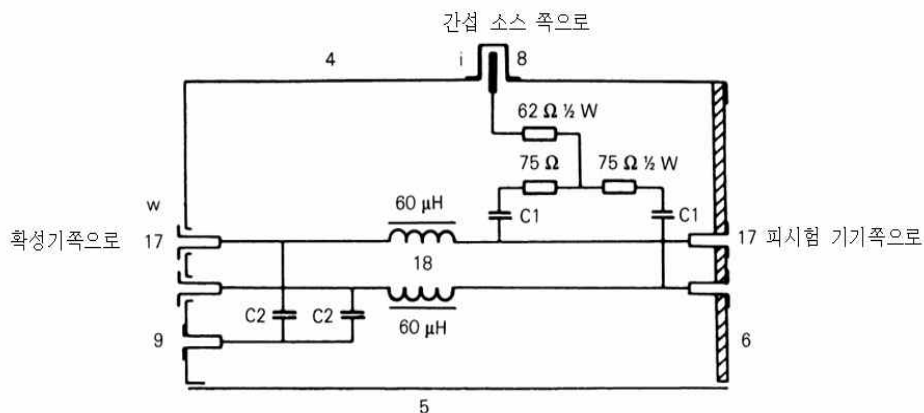
권선 : 직경이 0.4 mm인 니스절연구리선으로 56 회 권선.

주) 자기페라이트 4C6의 특성

상대 초기투자율 $\mu_i = 120$

손실인자 2 MHz에서 $\tan\delta/\mu_i < 40$, 10 MHz에서 $\tan\delta/\mu_i < 100$

저항률 $\rho = 10 \text{ k}\Omega\text{m}$



기호풀이

부품 4-5-6-8-9: A형 장치 참조

17 은 절연 바나나 잭,

18 은 각각 60 μH 인, 두개의 인덕턴스.

각 인덕턴스에 대해서:

코어 : 한 개의 페라이트링, 4C6형,

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

권선 : 절연구리선으로 20 권, 외경 $\varnothing 1.2 \text{ mm}$

인덕턴스의 설치 : M형 장치구조

$C_1 = 10 \text{ nF}$

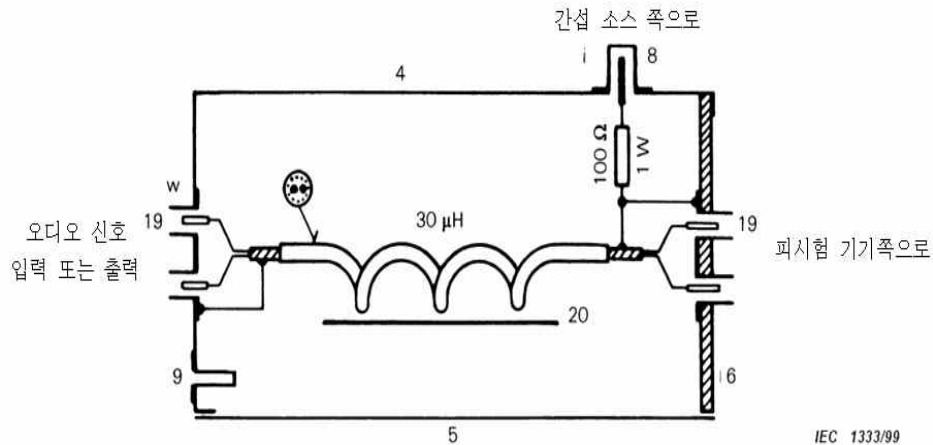
$C_2 = 47 \text{ nF}$

그림 C.3. 확성기 리드용 결합장치 L형의 예
개략도 및 단순 구성도(D.2 참조)

C.4 오디오주파수 신호형 Sw형 결합장치

회로도 및 구성은 C.1절에 기술된 280 μH 인덕터를 제외하고, 그림 C.4에 보여준 Sw형 장치와 유사하다. 차폐된 케이블은 가청 주파수형일 수 있고, 2.1 mm보다 커서는 안 된다.

주) C.1에 기술된 A형 결합장치는 피시험기기의 두 개의 스테레오 신호케이블이 함께 연결되는 경우가 목적으로 사용될 수 있다.



기호표이

부품 4-5-6-8-9: A형 장치 참조

19 는 킨치(Cinch) 또는 DIN 소켓

20 은 인덕턴스 30 μH :

코어 : 한 개의 페라이트링, 4C6형,

\varnothing 36 mm X \varnothing 23 mm X 15 mm

권선 : 차폐연선 쌍으로 14 권

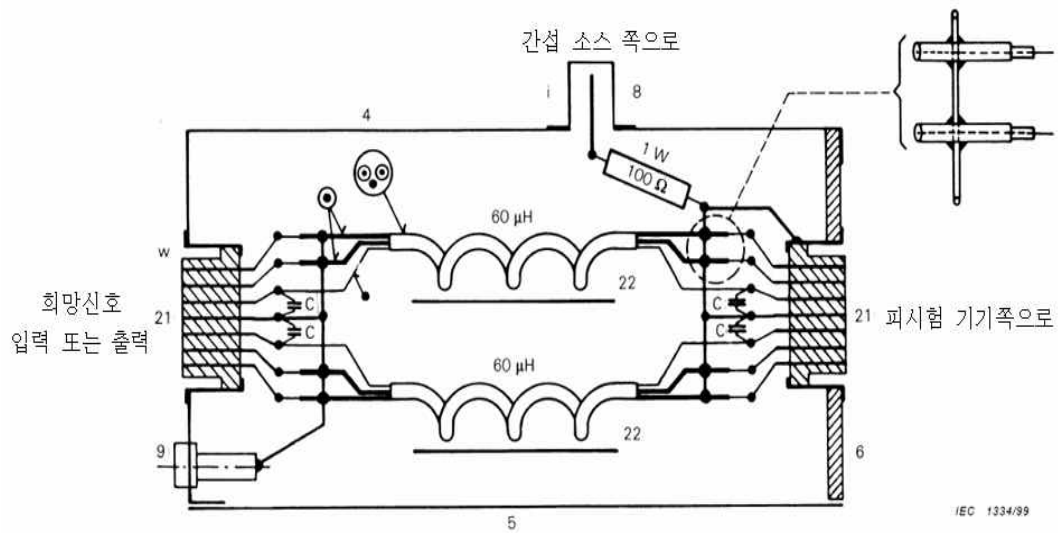
외경 2.8 mm의 절연 케이블

인덕턴스의 설치 : A형 장치구조

그림 C.4. 오디오신호용 결합장치 Sw형의 예.
개략도와 단순구성도(D.2 참조)

C.5 오디오, 비디오, 및 제어신호용 Sw형 결합장치

회로도 및 구조는 그림 C.5에 보여준 Sw형 장치와 유사하지만 C.2절에서 기술된 두 개의 560 μH 인덕터는 제외 되어야 한다. 3개의 도선으로 된 케이블은 외경이 1.5 mm보다 더 커서는 안 된다. 이것은 두 개의 마이크로 동축케이블 UT-20(직경 0.6 mm)과 직경 0.3 mm의 니스절연구리선을 사용하여 구현될 수 있다.



기호풀이

부품 4-5-6-8-9: A형 장치참조

21 은 다중 핀커넥터(예로서, 7 핀 DIC 소켓)
22 는 각각 60 μ H인 두 개의 인덕턴스. 각 인덕턴스에 대하여 :
코어 : 한 개의 페라이트링, 4C6형,
 \varnothing 36 mm X \varnothing 23 mm X 15 mm
권선 : 3-리드 케이블로 20 권
케이블 : 두 개의 마이크로 동축케이블 , UT-34,
외경 0.9 mm + 1개 구리선
 \varnothing 0.4 mm의 니스 절연
외부절연 : 외부관의 \varnothing 2.4 mm
인덕턴스의 설치 : M형 장치 참조
C = 1 nF (또는 그 이상, 신호 소스에 의해 받아들일 수 있는 경우)

그림 C.5. 오디오비디오 및 제어신호용 결합장치
Sw형의 개략도와 단순구성도(D.2 참조)

부록 D

(정보)

전도성 전류 내성 측정용 결합 장치의 작동 원리 및 예

(6 절)

D.1 작동 원리

작동원리는 그림 D.1에서 나타나 있다. 인덕턴스 L 은 주입되는 방해전류에 대한 고 임피던스를 나타낸다. 필터 L/C_2 는 시험기구(의도된 신호발생기 또는 보조 기기)를 절연시킨다. C_1 과 C_2 는 교류/직류 상태가 허용하는 경우, 단락회로로 교체될 수 있다. 50 Ω 내부저항으로부터 유도되는 방해 신호는 리드 쪽으로 또는 동축케이블의 차폐물 쪽으로 100 Ω 저항 R_1 과 저지커패시터 (blocking capacitor) C_1 (요구되는 경우)을 거쳐 주입된다.

D.2 장치의 형식 및 구조

결합장치는 다음과 같은 형식이 사용 된다.

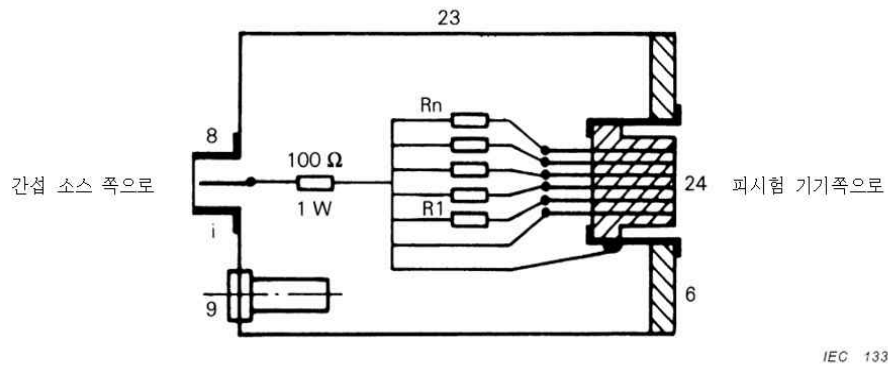
A형 : 무선주파수 동축장치는 무선주파수 주파수범위에서 의도된 신호를 반송하는 동축리드에 사용된다. 세부구성은 그림 C.1에서 보여준다. 100 Ω 저항(50 Ω 간섭 신호원으로부터 150 Ω 소스 임피던스를 만드는 것)은 장치 내의 동축 출력커넥터의 차폐물에 접합 된다.

M형: 이 결합기는 전원리드와 함께 사용하기 위한 것이다. 세부구성은 그림 C.2에 나타낸다. 방해전류의 삽입은 100 Ω 의 등가 저항을 통하여 양 전선에 비대칭으로 행해야 한다. 이 장치는 의사전원 Δ 형 회로망과 같고, 시험포트 하에 있는 장비로부터 보여 지듯이 150 Ω 의 대칭과 비대칭 등가저항임피던스로 나타난다.

L형 : 이 장치는 확성기 리드와 함께 사용하기 위한 것이다. 세부구성은 그림 C.3에서 보여준다. 방해원의 임피던스는 M형 장치에 대한 것처럼 배치된다.

Sr 및 Sw형 : 이 결합기들은 오디오, 비디오 및 기타 보조리드와 함께 사용하기 위한 것이다. 이들은 다양한 핀의 수에 적용되어야 하고 다음과 같은 커넥터 구성을 가지는 다중 핀장치이다.

Sw형 : 이들 장치는 오디오, 비디오, 제어 또는 다른 신호에 대한 통과 경로를 제공하는데, 케이스 필터링은 방해신호가 피시험기기 쪽으로 향한다는 것을 보증하기 위하여 요구된다. 그림 C.4에 나타낸 세부구성은 도넛에 감겨진 차폐쌍으로 오디오 신호에 제공되는 간단한 필터링을 표시한다. 구조적 이유 때문에 다중 리드케이블의 경우에는 그림 C.5에 나타낸 도넛에 감기 전에 케이블 리드를 분리하는 것이 필요하다. 양쪽의 경우에, 방해전류는 스크린과



6-8-9: A형 참조

23 은 100 mm X 55 mm X 55 mm의 금속 케이스

24 는 다중 핀도체 또는 DIN 소켓

R1 ~ Rn은 정합부하저항이다.

예: 오디오기기용 결합장치 S_r

축음기 자기 : 2 X 2.2 kΩ

축음기 수정(Crystal) : 2 X 470 kΩ

마이크 : 2 X 600 Ω

튜너 : 2 X 47 kΩ

테이프 레코더 : 4 X 47 kΩ

오디오 인/아웃 : 4 X 47 kΩ

그림 D.2. 부하 저항을 가진 S_r 형 결합 장치
개략도 및 단순 구성도 (D.2절 참조)

부록 E

(규격)

비대칭 의사회로망의 매개변수 측정 및 예

E.1 비대칭 의사회로망의 예에 관한 설명: T형 회로망

그림 E.1은 피시험기기의 신호포트에 있는 도체쌍과 연결하기 위한 단자 a_1 과 b_1 및 기준 접지 그리고 가능한 경우 안전접지 또는 피시험기기의 기타 접지로의 연결용 RG를 가진 비대칭 의사회로망 즉 T회로망의 예를 제시한다.

피시험기기가 정확하게 동작하는 것이 요구되는 대칭신호는 단자 a_2 와 b_2 에 접속된다. 이중 초크 L_1 은 방해의 대칭 성분의 분리측정을 허용한다. 두 개의 권선은 대칭 전류가 고 임피던스에 의하여 억압 받는 한편 대칭 전류(RM으로 통과)용 임피던스는 무시할 정도가 되도록 설계된다.

150 Ω 의 비대칭 방해전압용 회로망의 종단임피던스는 저항 R_M (50 Ω)과는 직렬로 비대칭 전류에 대해서는 병렬로 두 개의 저항 R_T (200 Ω)에 의해 결정된다. 저항 R_M 은 일반적으로 측정 수신기의 입력임피던스이다. 이 경우에 계측기가 읽은 값은 피시험기기의 단자에서 실제 비대칭 값보다 대체로 9.5 dB 더 낮다. 커패시터 C_T 는 저항의 손실 없이 그리고 포화로 인하여 L_1 의 특성에 영향을 미치지 않고 회로망에 직류공급전압을 허용하는 저지 직류전류(blocking D.C. current)이다.

정상적으로 비대칭 의사회로망은 피시험기와 관련된 기기 사이에 삽입된다.

E.2 비대칭 의사회로망의 매개변수의 측정

7.1의 요구규격에 적합함을 결정하기 위해서 아래에 기술된 규정 매개변수의 측정 절차가 사용된다.

a) 종단 임피던스

서로 연결된 단자 a_1 과 b_1 사이의 임피던스 및 단자 RG는 접지 단자 RG에 교대로 개방 및 단락 회로가 되는 단자 a_2 와 b_2 와 함께 점검되어야 한다(그림 E.2 참조).

b) 종변환 손실(LCL)

Y형 회로망의 이러한 제거 능력은 그림 E.3c에 따라서 측정되어야 한다. 회로망 분석기는 LCL 프로브에 그의 출력신호를 적용하는데 이 LCL 프로브는 비대칭 의사회로망에서 요구되는 LCL 보다 적어도 10 dB 더 높은 종변환 손실(LCL)을 가져야 한다. LCL 프로브 검증에 대해서는 그림 E.3a를 참조하고, 교정에 대해서는 그림 E.3b를 참조한다.

c) 감결합감쇠

감결합감쇠는 그림 E.4에 따라서 측정되어야 한다.

d) 대칭회로의 삽입손실

대칭 회로의 삽입손실은 그림 E.5에 따라서 측정되어야 한다.

두 개의 LCL 프로브는 Y형 회로망의 삽입손실시험에 발룬으로 사용될 수 있다. 두 개의 동일한 발룬은 이들 자체의 삽입손실을 측정하기 위해 직렬로 접속될 수 있다. 발룬은 2개 발룬의 결합삽입손실이 0.15 MHz ~ 30 MHz의 주파수 범위에서 1 dB보다 더 적게 되도록 설계될 수 있다.

e) 비대칭회로의 전압분배 인자 (Y형 회로망의 교정)

비대칭회로의 전압분배인자는 그림 E.6에 따라서 측정되어야 한다.

f) 대칭부하임피던스 및 전송대역폭

이 매개변수는 시스템에 의해 규정된다. Y형 회로망은 전송대역폭에 관한 어떤 임피던스에 대하여 최적화될 수 있다. 그림 E.5의 시험배치를 사용하여 어떤 대칭부하임피던스에 대한 전송대역폭을 측정할 수 있다.

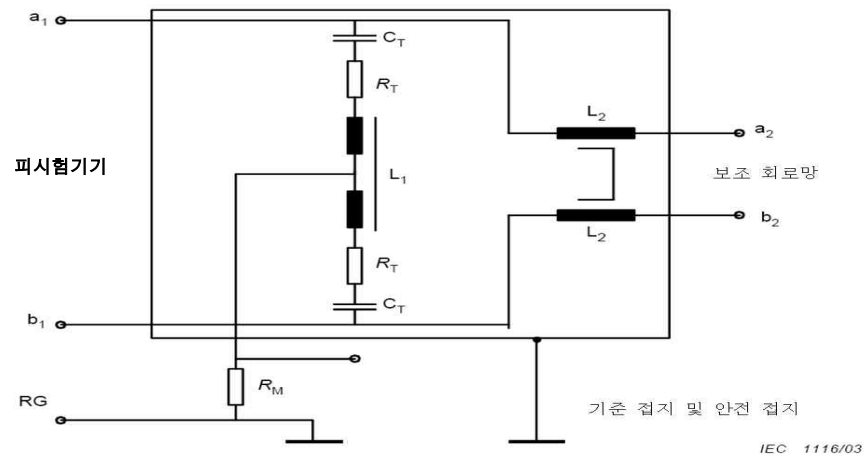
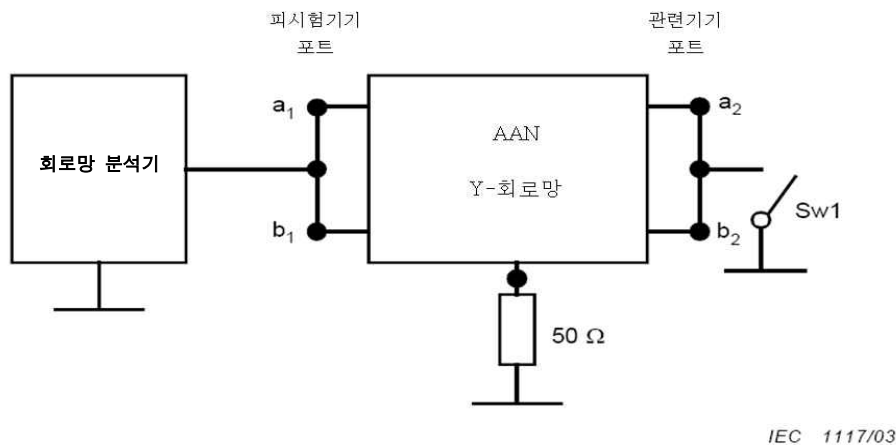
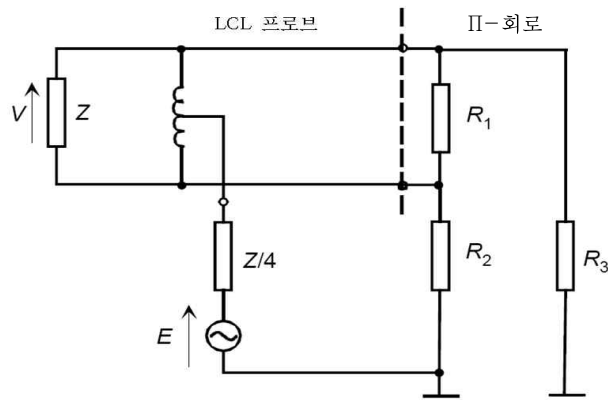


그림 E.1. 한 쌍 전선용 T형 회로망회로의 예



주) 비대칭 의사회로망이 더 높은 호선(order wire)(즉, 한 쌍의 전선보다 더 많이)인 경우에는, 피시험 기기 포트의 모든 전선, 관련기기 포트의 각각 모든 전선은 함께 접속된다.

그림 E.2. 종단 임피던스 측정용 배치



IEC 1118/03

주) 비대칭의 회로망의 공칭대칭임피던스 $Z (= R_1 \cdot (R_2 + R_3) / (R_1 + R_2 + R_3))$ 와 비대칭임피던스 $150 \Omega (= R_2 \cdot R_3 / (R_2 + R_3))$, 양쪽 모두를 포함하는, R_1 , R_2 와 R_3 ($R_2 = R_3$)로 구성된 최소한의 LCL Π -회로로 종단되는 경우, 프로브는 20 dB의 잔여 LCL 또는 측정되는 가장 높은 LCL보다 더 높은 LCL로 이상적으로 보여줘야 한다. $Z = 100 \Omega$ 에 대해서, $R_1 = 120 \Omega$ 및 $R_2 = R_3 = 300 \Omega$ 이다.

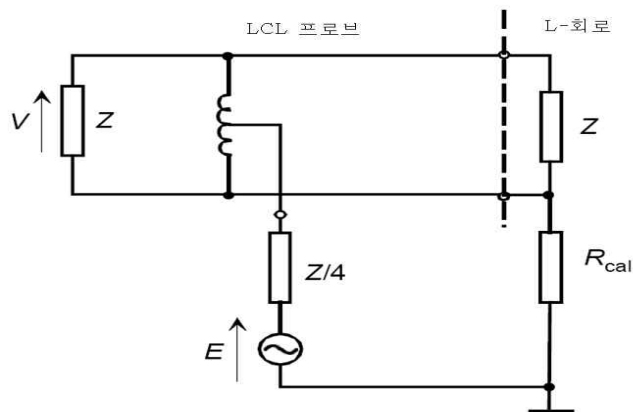
LCL 프로브는 $Z/4$ 의 비대칭 소스임피던스와 함께 작동되어야 한다. $Z = 100 \Omega$ 에 대하여 $Z/4$ 는 25Ω 과 같다.

최적의 재현성을 위한, 프로브의 LCL은 LCL 프로브의 평형 단자에 관계되는 π -회로의 양 방향성에 최대화되어야 한다.

정의: 중변환손실 (LCL) = $20 \lg |E/V|$, dB로 표시(IUT-T 권장사항. G-117에 따른)

LCL 프로브는 LCL이 정규 회로망분석기를 사용하여 측정될 수 있도록 구성되어야 한다. 건본 LCL 프로브는 [1]에 기술된다.

그림 E.3a. LCL 프로브 검증용 배열

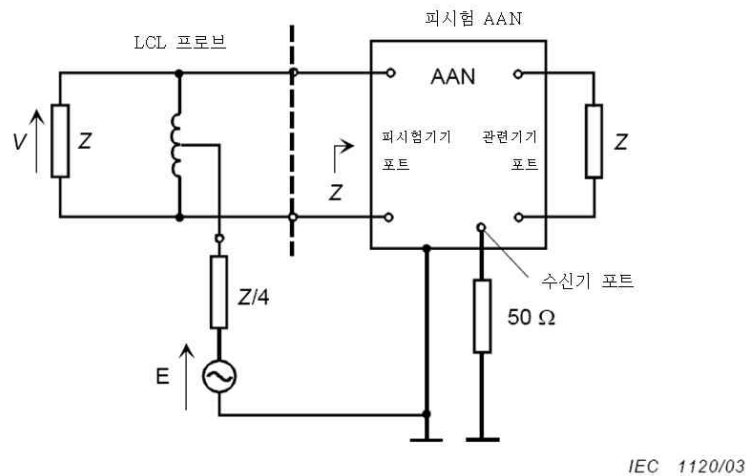


IEC 1119/03

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

그림 E.3c에 대한 LCL 측정 불확도는 L-회로의 정확성과 프로브의 잔여 LCL의 양에 의한 영향을 받게 된다. L-회로에 관계되는 LCL프로브 위치의 변경은 교정에서 약간의 불확도를 보일 줄 것이다. L-회로의 예: 임피던스 $Z = 100 \Omega$ 과 $R_{sym} = 100 \Omega$ 에 대한 값은, $R_{cal} = 750 \Omega$ 이 29.97 dB 즉, 약 30 dB의 LCL을 제시해야 한다.

그림 E.3b. LCL 프로브교정용 시험배열 (L-회로)



- 주1) LCL의 정의에 대해서는 그림 E.3a를 참조한다.
- 주2) 측정되는 LCL과 프로브의 잔여 LCL 사이의 근사에 의존하여, 피시험기기 포트종단과 두 결과의 평균값에 관계되는, LCL 프로브의 양 배향을 가진 측정은 시험의 정확성을 개선 할 수 있다.
- 주3) 비대칭 의사사회로망이 더 높은 호선(즉, 1쌍의 와이어 보다 더 많은)인 경우에는, 다른 쌍이 측정 되는 쌍에 관한 어떤 영향의 경우에 공통 모드 임피던스 Z로 종단 되는 동안에, 각 쌍의 LCL이 시험된다.

그림 E.3c. 비대칭 의사사회로망의 LCL 측정에 대한 배열

그림 E.3. 프로브의 검증과 교정을 포함하여 LCL 프로브를 사용하는 LCL 측정

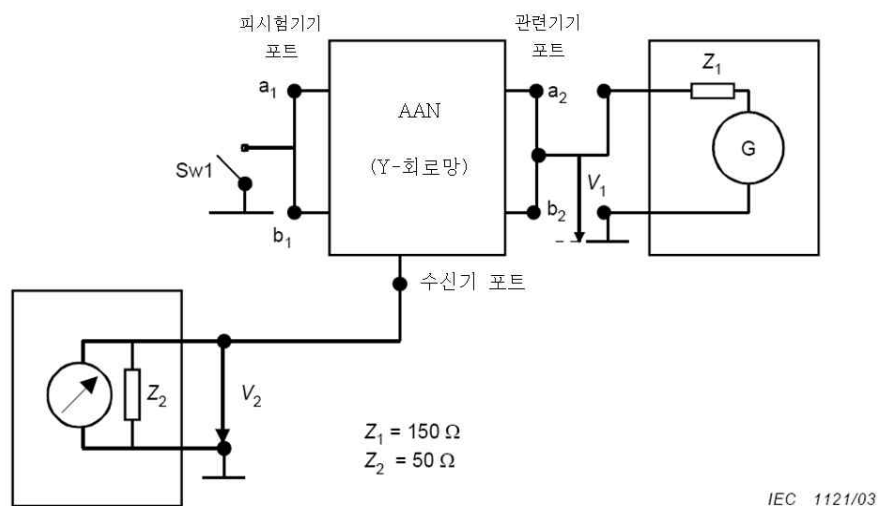
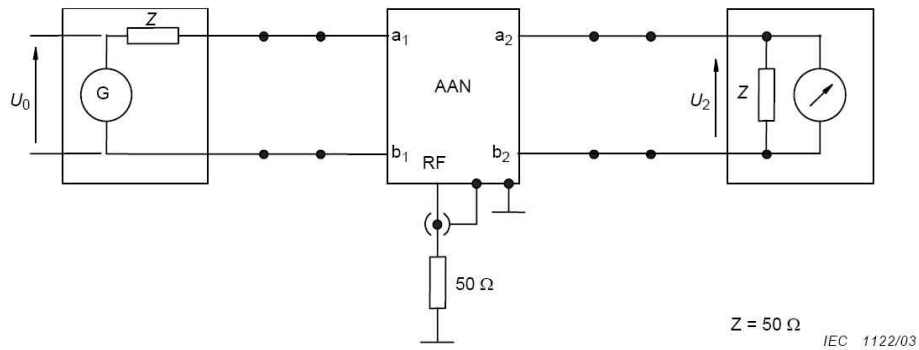


그림 E.4. AE 포트와 피시험기기 포트 사이의 비대칭 신호에 대한 비대칭 의사 회로망의
감결합 감쇠에 대한 시험 셋업

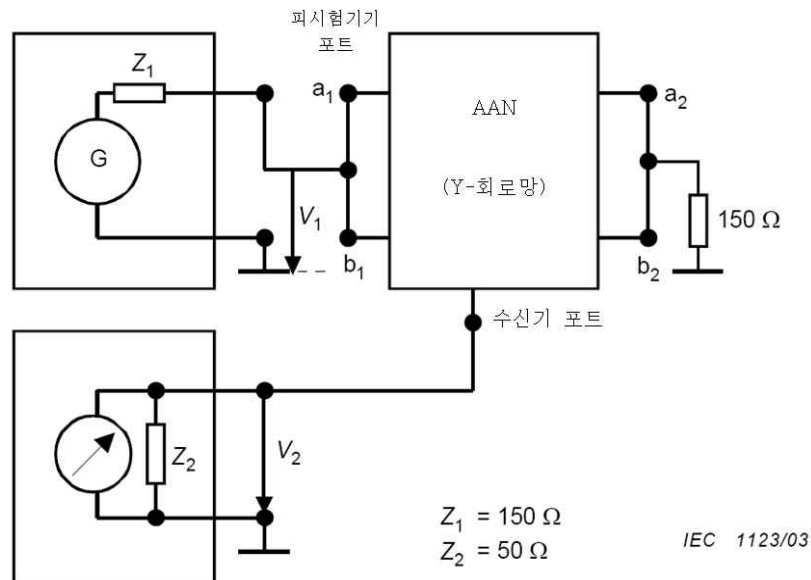
$$a_{decoup} = 20 \lg \left| \frac{V_1}{V_2} \right| - a_{vdiv} \text{ (dB)}$$



감결합 감쇠의 규격은 Sw1(단락 및 개방)의 양 위치에서 충족되어야 한다. 비대칭 의사 회로망이 더 높은 순서(즉, 1 쌍의 전선보다 더 많은)인 경우에는, 피시험기기 포트의 모든 전선과 AE 포트의 모든 와이어 각각이 함께 접속된다. a_{div} 는 그림 E.6에 따라서 측정되는 전압 분배 인자이다.

주) 비대칭 의사 회로망이 더 높은 순서(즉, 1 쌍보다 더 많은)인 경우에는, 각각 시험되어야 한다.

그림 E.5. 비대칭 의사 회로망의 삽입 손실(대칭)에 대한 시험 셋업



주) 비대칭의사회로망이 더 높은 순서(즉, 1 쌍의 와이어보다 더 많은)인 경우에는, 피시험기기 포트의 모든 와이어와 AE 포트의 모든 와이어가 함께 연결된다.

그림 E.6. 비대칭 회로 : $a_{div} = 20 \lg \left| \frac{V_1}{V_2} \right|$ (dB)

비대칭의사회로망 전압 분배 인자에 대한 교정 시험 셋업

E.3 참조 문서

- [1] MACFARLANE, IP. A Probe for Measurement of Electrical Unbalance of Networks and Devices. IEEE Trans. EMC, 1999. 2. Vol. 41, No. 1, p.3-14.

부록 F

(규격)

동축 및 기타 차폐 케이블용 AN의 매개변수의 측정 및 예

F.1 동축 및 기타 차폐 케이블용 AN에 관한 서술

그림 F.1은 페라이트도넛에 감은 소형동축케이블(소형 반경질 고체 구리차폐 또는 소형 이중 편조차폐 동축 케이블)에 의해 발생하는 내부 공통모드 초크를 사용하는 동축케이블 AN의 예를 제시한다.

높은 차폐감쇠가 요구되지 않는 경우에 내부 공통모드초크는 공통 자기심(예로서, 페라이트 도넛)에 절연된 중앙도체선 및 절연된 차폐 도체선의 바이파일러(bifilar) 권선을 사용하여 질 수도 있다.

다중 도체 차폐케이블에 대한, 내부 공통모드초크는 절연신호 전선과 절연차폐 도체선을 사용하거나 공통모드 자기심에 다중도체 차폐케이블을 감음으로서 만들어질 수 있다.

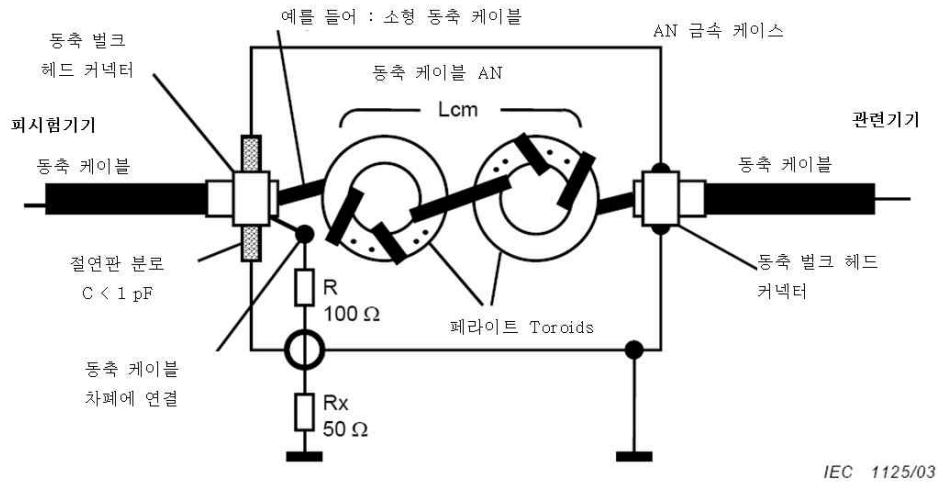
F.2 동축 및 기타 차폐 케이블용 AN의 매개변수의 측정

a) 종단임피던스

벌크헤드(bulkhead) 커넥터(부착된 피시험기기 케이블이 없는) 상의 동축차폐와 기준 접지커넥터 사이의 임피던스는 50 Ω 으로 종단되는 수신기포트로 측정되어야 한다.

b) 전압분배인자

AN의 전압분배인자는 그림 F.2에 따라서 측정되어야 한다.



Rx : 측정 수신기

공통모드 초크 $L_{cm} > 1.4 \text{ mH}$, 총 기생분포 $C < 1 \text{ pF}$

그림 F.1. 동축케이블 AN의 예

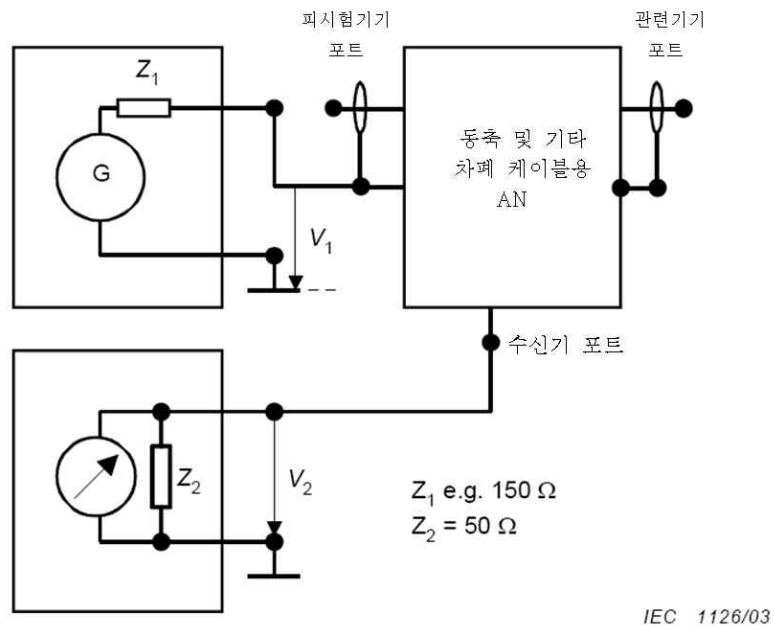


그림 F.2. 동축 및 차폐케이블 AN 전압분배인자 $a_{vdiv} = 20 \lg \left| \frac{V_1}{V_2} \right|$ (dB)에 대한 시험셋업

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 그 방법의 불확도가 본 부록에 제시된 방법과 동일하다면 사용할 수 있다.

G.1 용량성 전압 프로브의 물리적, 전기적 고려

그림 G.1은 용량성 전압 프로브의 구성을 나타낸다. 프로브는 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.2와 같다. 케이블과 접지사이에 전압차가 존재한다면 정전기유도의 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 나타낸다. 이 프로브는 아래 절차에 따라 검증한다.

a) 피시험기기에 사용되는 것과 같은 유형의 케이블을 준비한다.

주) 만약 케이블의 몇가지 유형이 프로브에 사용이 되었다면, 대표할 수 있는 유형의 케이블이 교정에 사용되어 지고, 결과의 범위가 결정되어야 한다. 전압 분배 인자(F_a)는 식 G.3을 이용하여 계산될 수 있으나 각 케이블의 F_a 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 끝부분이 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 외부접지 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 계기(level meter)를 포트 2의 외부 포트와 연결하고 프로브의 외부포트를 50 Ω으로 종단시킨다. 명시된 주파수 범위에서 레벨 V를 측정한다.
- h) 레벨 계기를 프로브의 외부 포트에 연결하고 포트 2를 50 Ω이 되도록 종단한다. 명시된 주파수 범위에서 레벨 U를 측정한다.
- i) 측정된 값으로부터 전압 분배 인자 $F_a = 20 \log_{10} |V/U|$ 을 dB 단위로 계산한다.

G.3 외부 전기장의 영향을 결정하기 위한 측정방법

G.3.1 외부 전기장의 영향

외부 전기장의 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 V는 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 전기장의 영향은 그림 G.4(b)에 보이는 것처럼 정전기 차폐의 불완전함으로 인해 여전히 존재한다. 하위절 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 V가 영향을 받는다는 것에도 주목해야 한다.

G.3.2 외부 전기장의 영향을 결정하는 측정 방법

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

- a) G.2절의 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 장치의 내부 접지 포트에 연결한다. 교정장치의 외부 접지 포트를 기준 접지 판에 연결한다.
- d) 출력 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 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 4절에 설명된 측정 수신기의 성능에 영향을 주지는 않는다. 용량성 전압 프로브가 능동 회로를 포함하고 있기 때문에 펄스에 대한 프로브의 응답을 측정한다. 프로브 응답은 부록 B와 B 대역에 대해 KN 16-1-1의 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 선형성을 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 KN 16-1-1의 표 B.1에 보이는 것처럼 0.15 MHz ~ 30 MHz 까지 0.316 (mVs)이다. 펄스 발생기 신호의 스펙트럼은 실제로 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.

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

이것은 용량성 전압 프로브가 30 V까지 선형성을 유지한다는 것을 의미한다.

선형성은 신호발생기의 진폭이 30 V까지 변화할 때 전압 분배 인자 F_a 를 측정하여 시험할 수 있다.

G.5 전압 분배 인자 의존도

용량성 전압 프로브의 전압 분배 인자는 시험중에 있는 용량성 전압 프로브의 내부 전극 내 케이블의 위치와 반경에 의존한다. 전압 분배 인자가 방해 측정을 위해 필요하다더라도 케이블의 유형별 인자를 계산하는 일은 어려운 작업이다. 전압 분배 인자에 대해 케이블 구성의 영향을 평가해야 한다.

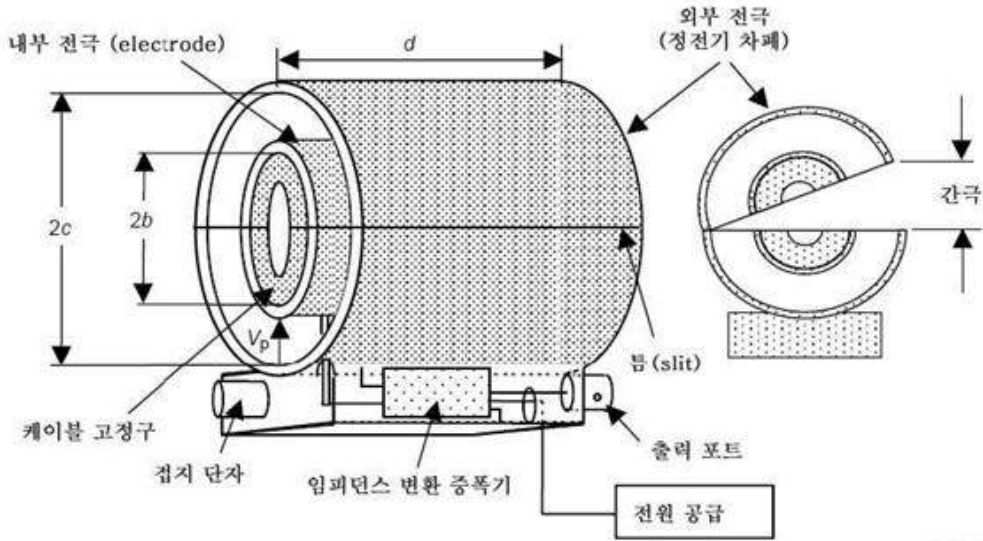
전압 분배 인자 의존도는 측정과 이론적 분석을 통해 조사된다. 그림 G.6은 케이블 위치가 전극 내에서 변화할 때의 전압 분배 인자의 편차를 나타낸다. 그림 G.6에서 “a”는 케이블의 반경이고 “b”는 내부 전극의 내부 반경이며 “c”는 외부 전극(정전기 차폐)의 내부 반경이다. 그리고 “g”는 내부 전극의 중심과 케이블 중심과의 거리이다. 실험 시에 케이블은 구리막대로 대체된다. 수평 축은 이격율, $g/(b-a)$ 로 나타낸다. 연속된 라인은 내부 전극과 케이블 사이의 용량 변화에 의해 얻어진 계산 결과를 나타내고 점들은 측정된 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.

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

여기서, ϵ 은 유전율이고 a_{ref} 는 기준으로 쓰인 케이블의 반경이며 다른 상수들은 그림 G.1에 정의되어 있다. 임피던스 변환 증폭기의 이득인 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 개까지 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

주) 1) 케이블 고정구는 프로브 내부에서 시험중인 케이블 중앙에 사용된다. 이는 피시험케이블과 전압프로브 내부 전극 사이의 정전용량을 증가시키는 유전체로써의 역할을 할 수 있다.

2) 전압프로브 회로의 결함에서 나오는 전원공급의 수집을 위해 외부 전기장 분리가 필요하다.

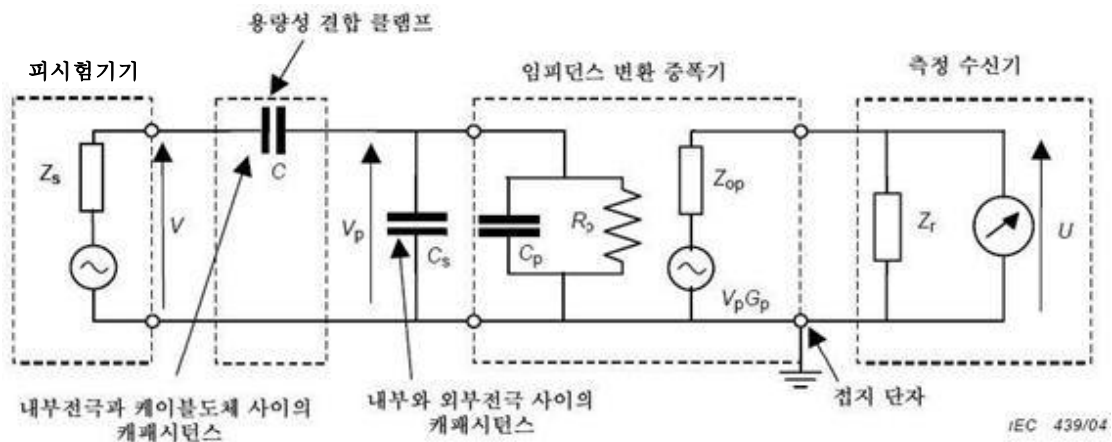
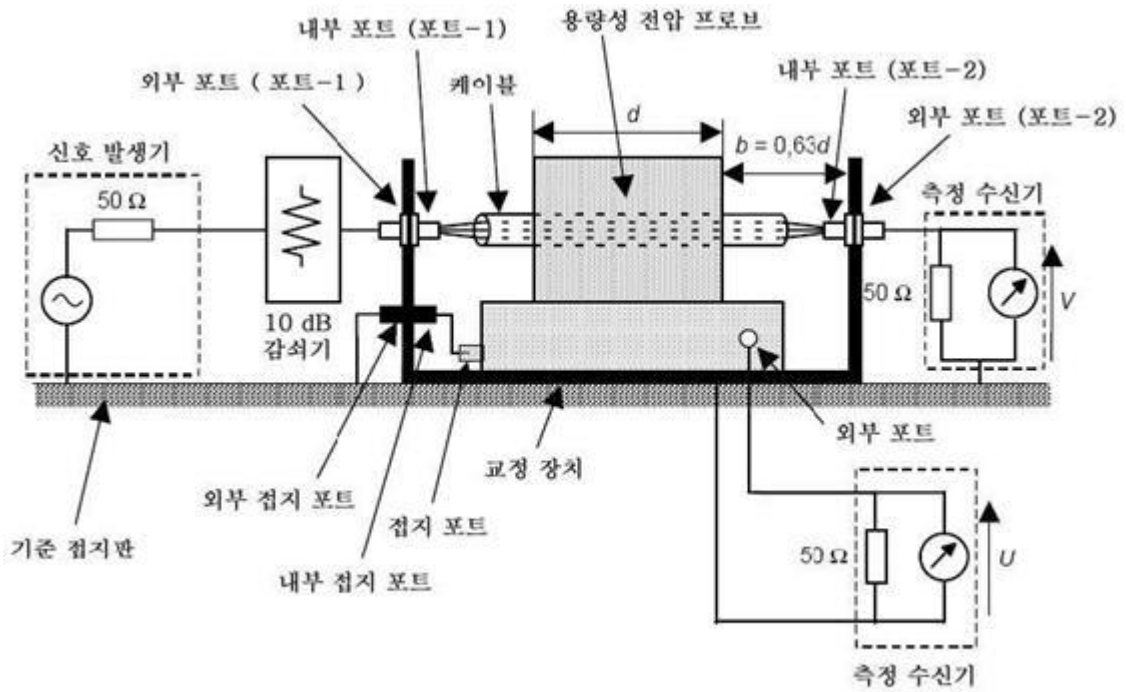


그림 G.1의 회로 구성에 대한 일반적인 값

b 25 mm	C_p 5 pF
c 55 mm	R_b 1 MΩ
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	$Z_{op} = Z_r = 50 \Omega$

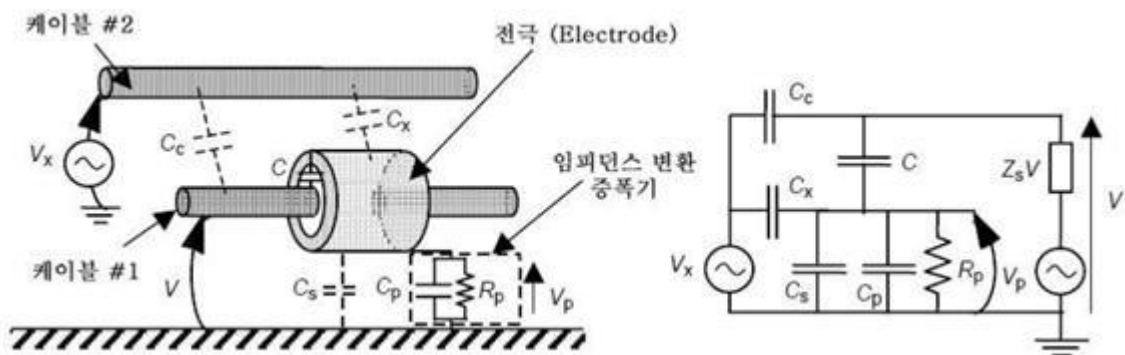
위의 일반적인 값은 시험요구규격이나 문서에 서술되어 있지 않으므로 5.1.2의 “특성”에 근거한 다른 값들을 사용할 수 있다.

그림 G.2. 용량성 전압 프로브의 등가회로

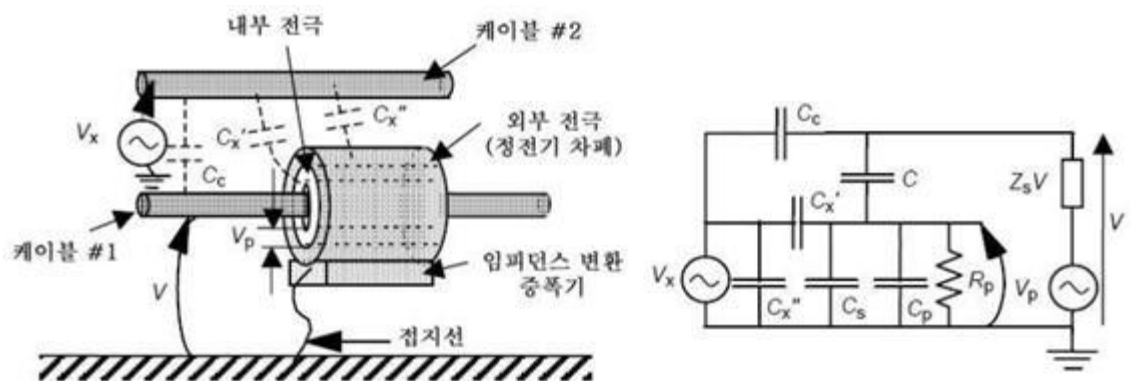


IEC 440/04

그림 G.3. 주파수 응답 교정을 위한 시험 배치



(a) 정전기 차폐없는 용량성 전압 프로브



(b) 정전기 차폐있는 용량성 전압 프로브

그림 G.4. 정전기 결합 모델과 등가회로

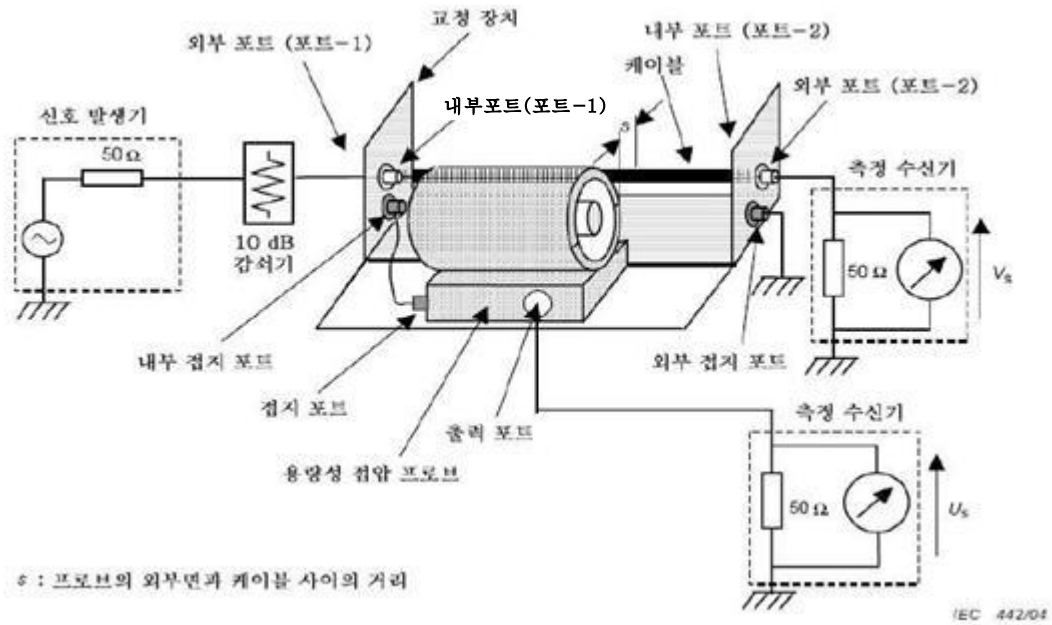


그림 G.5. 정전기 결합에 의해 발생하는 외부 전기장에 대한 영향 감소를 차폐 효과로 측정하기 위한 시험 배치

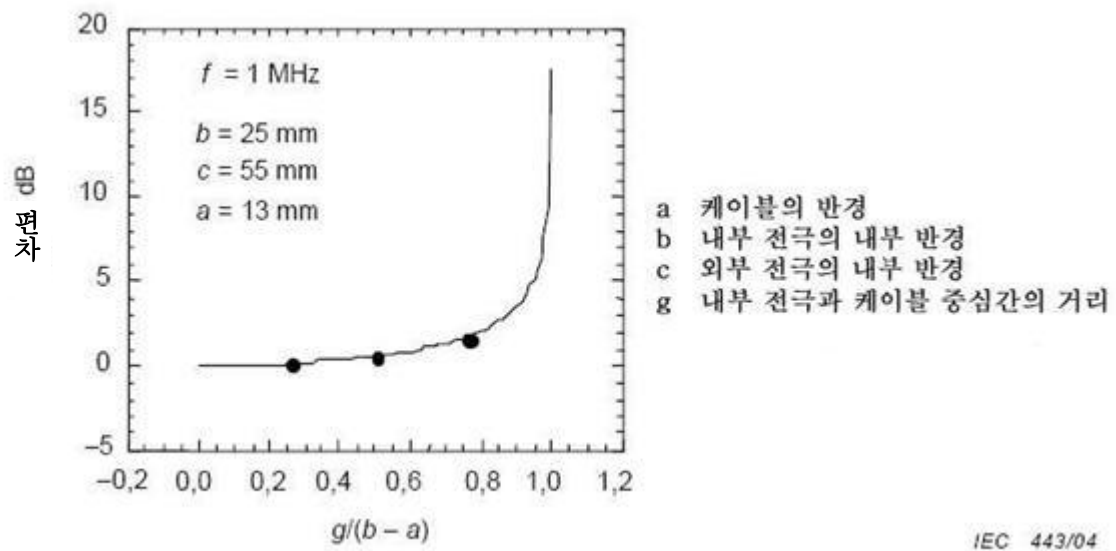
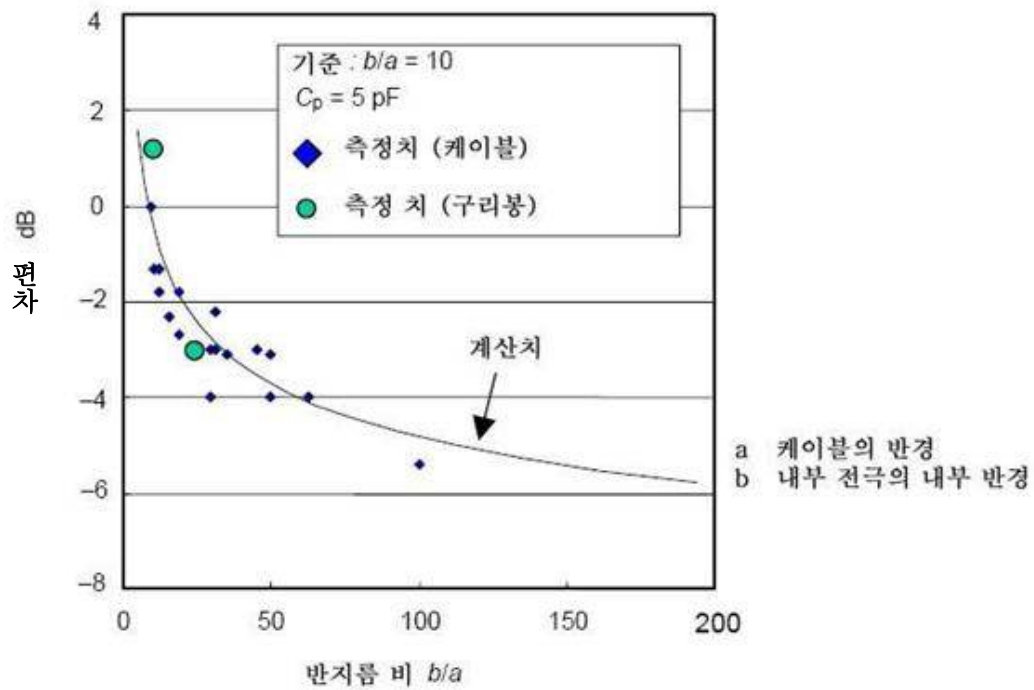


그림 G.6. 케이블 위치 변화에 따른 변환인자 편차



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

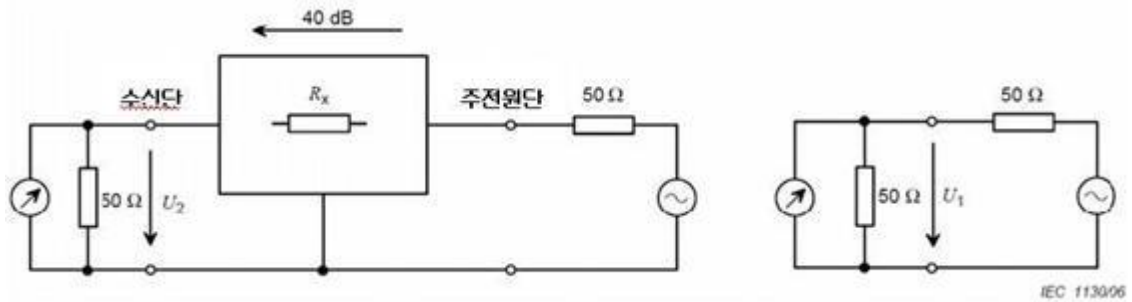
그림 G.7. 케이블 반경 의존성 결과 조사

부록 H

(정보)

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

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



U_1 은 50Ω으로 전원을 종단시켜 분리적으로 측정된다.

U_2 는 피시험기기 단이나 수신단에서 정의될 수 있다. 4.7.2 항에서는 수신기단에서 정의되는 것으로 결정되었다.

그림 H.1. 신호분리도 측정 결선도

R_x 가 4 950 Ω일 경우 신호분리도($20\log(U_1/U_2)$) 40 dB의 값을 얻을 수 있다. 전원포트 임피던스가 단락이나 개방된 상태라면, 피시험기기 포트에서의 임피던스 변화는 1 %가 될 것이다. 결론적으로, 의사전원회로망의 임피던스에 대해 주전원회로망의 임피던스의 영향을 1 % 이하로 유지하기 위해서는 40 dB의 신호분리도가 필요하다(보다 자세한 측정 절차는 4.7에 언급하였다). CISPR 16-4-2에서의 불확도 계산은 임피던스 허용오차 20 %를 기준으로 하며, 주전원단으로부터의 영향은 없는 것으로 간주한다. 영향이 전혀 없다고 간주하는 것은 불가능하다. 그러나 40 dB의 신호분리도는 주전원의 영향에 대해 1 %의 허용오차는 존재한다. 즉, 예를 들면, 의사전원회로망의 임피던스 허용오차의 불확도 부여를 2.6 dB라고 한다면, 불분명한 주전원단의 종단에 대한 불확도 기여는 대개 0.13 dB정도가 된다(2.6 dB의 값에 포함되나 추가는 아님).

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

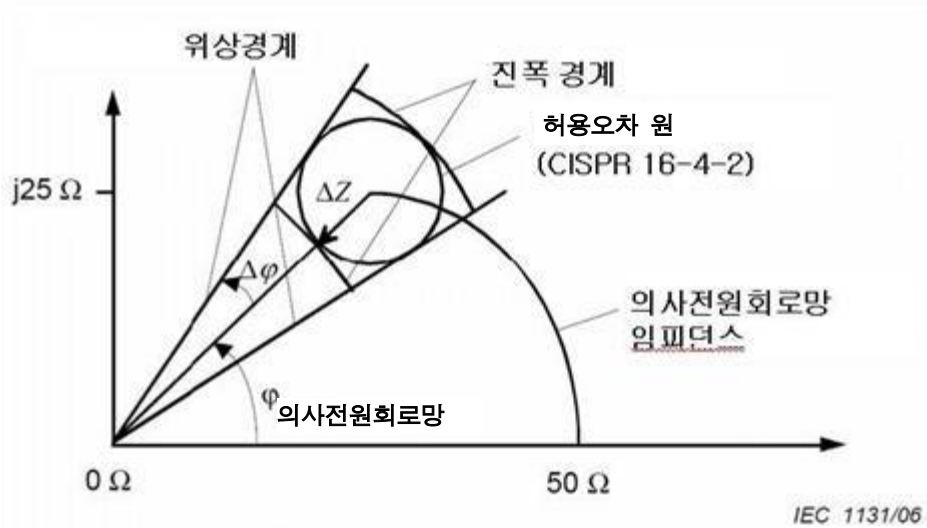
제조업체로부터의 반응은 주전원단 단자와 접지 사이에 커패시터와 같은 것을 추가함으로써 구현한 경우가 아니라면 40 dB의 값은 쉽게 구현될 수 있다는 것이다.

부록 I

(정보)

V형 의사전원회로망 입력 임피던스에 대한 위상 허용오차를 도입한 논리적 근거

CISPR 16-4-2에 대해, U_{CISPR} 의 크기는 “불확도 원 ΔZ_{in} (그림 Y-1 참조)의 가정을 근거하여 계산된다. 여기서 ΔZ_{in} 은 임피던스 허용오차 원으로서 재정의 될 수도 있다.



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

V형 의사전원회로망을 사용하는 전도방사 측정의 불확도와 재현성에 대하여 CISPR 16-4-1이 이론적인 기초로 채택될 수 있다. 의사전원회로망의 상술된 위상으로부터 변이의 영향을 설명을 위해서 CISPR 16-4-1의 식 (6-5)가 사용될 수 있다.

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

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, 피시험기기) 파라미터의 실제 값

α_0 : V형 의사전원회로망의 전압 분배 인자의 실제 값

$\Delta U_m, \Delta \alpha, \Delta U_d, \Delta Z_{in}, \Delta Z_d$ 는 실제값 또는 이상적인 값과의 편차이다.

여기서 불확도에 대한 위상 허용오차의 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.

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

계수 C_2 의 절대값은 $|Z_{13}/Z_{d0}|$ 의 비에 대한 몇 개의 값에 대하여, CISPR 16-4-1의 그림 15에 나타난 바와 같이 Z_{in} 과 $Z_{d0} = Z_{EUT}$ 의 임피던스의 위상각 차이($\varphi = \varphi_{Z_{in}} - \varphi_{d0} = \varphi_{AMN} - \varphi_{EUT}$)의 함수로서 나타낸다.

C_2 의 절대값은 다음 몇 가지 값의 스프레드시트를 사용하여 계산되어져 왔다. 이는 φ_{EUT} ($0^\circ, -45^\circ, -90^\circ$), φ_{AMN} ($0^\circ, 30^\circ, 46^\circ$), $|Z_{13}/Z_{d0}|$ (0.1, 0.2, 0.4, 0.8, 1.0, 1.4), φ_{AMN} ($-23^\circ, -11.5^\circ, 11.5^\circ, 23^\circ$)이다. 이의 조사를 위한 목적으로, 인자 $\Delta Z_{in}/Z_{13}$ 의 절대값은 0.2로 결정되어 왔다.(즉, 임피던스 진폭 허용오차의 최대값). 즉,

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

위상편차 때문에 발생하는 전압 레벨편차 비교를 위해서 로그 형태로 다음과 같이 계산된다.

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

레벨편차는 $\Delta \varphi_{AMN}$ 이 -23° 와 -11.5° 인 경우와 11.5° 와 23° 인 경우, 즉, (레벨편차 $_{23^\circ}$ - 레벨편차 $_{11.5^\circ}$)의 결과를 비교하였다.

그래서 다음과 같이 결과를 얻는다.

$\varphi_{EUT} = 0^\circ, \varphi_{AMN} = 0^\circ$: 레벨편차 $_{23^\circ}$ - 레벨편차 $_{11.5^\circ} = 0.018$ dB (최대)

$\varphi_{EUT} = -45^\circ, \varphi_{AMN} = 46^\circ$: 레벨편차 $_{23^\circ}$ - 레벨편차 $_{11.5^\circ} = 0.27$ dB (최대)

$\varphi_{EUT} = -45^\circ, \varphi_{AMN} = 30^\circ$: 레벨편차 $_{23^\circ}$ - 레벨편차 $_{11.5^\circ} = 0.86$ dB (최대)

$\varphi_{EUT} = -90^\circ, \varphi_{AMN} = 46^\circ$: 레벨편차 $_{23^\circ}$ - 레벨편차 $_{11.5^\circ} = 3.07$ dB (최대)

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

CISPR 16-4-1의 그림 15를 보면 쉽게 이해할 수 있다.

결론 : 상기 조사를 통해 V형 의사전원회로망 입력 임피던스의 진폭에 대한 허용오차를 규정한다는 것이 충분하지 않다는 것을 보였다. $|\Delta \varphi_{AMN \text{ MAX}}| = 11.5^\circ$ 를 사용하여 V형 의사전원회로망의 위상 허용값을 제한하는 것은 의사전원회로망을 제조할 때 문제를 발생시키지 않고 동일한 피시험기기에 대한 측정 재현성을 향상시킨다.