

[별표 13]

KN16-1-2

전자파장해 및 내성 측정 기구
와 방법에 대한 규정

1-2 전자파장해 및 내성측정기구
- 전도성장해 측정용 보조장비 -

목 차

| | |
|---|----|
| 1. 범위 및 목적 | 1 |
| 2. 표준 참고 문헌 | 1 |
| 3. 용어 정의 | 2 |
| 4. 의사 전원 회로망 | 3 |
| 5. 전류 및 전압 프로브 | 11 |
| 6. 전도 전류의 내성 측정용 결합 장치 | 14 |
| 7. 신호 라인 측정용 결합 장치 | 15 |
| 8. 의사 손과 직렬 RC 요소 | 20 |
| 부록 | |
| A(기준) 의사 전원 회로망 (4 절) | 25 |
| B(정보) 전류 프로브의 구조, 주파수 범위, 및 교정 (5 절) | 36 |
| C(정보) 주파수 범위 0.15 MHz ~30 MHz의 전류 주입용 결합 장치의 구조 (6 절) | 49 |
| D(정보) 전도 전류 측정용 결합 장치의 동작 원리 및 예 (6 절) | 55 |
| E(기준) 비대칭 의사 회로망(AAN)의 매개변수의 측정 및 예 | 59 |
| F(기준) 동축 및 기타 차폐 케이블용 AN의 매개변수의 측정 및 예 | 66 |

1. 범위 및 목적

KN16의 이 부분은 9 kHz ~ 1 GHz의 주파수 범위에서 무선 장애 전압 및 전류 측정용 기기의 특성 및 성능을 규정하는 기본 규격이다.

보조기구에 대한 규격은, 의사 전원 회로망, 전류와 전압 프로브 및 케이블의 전류 주입용 결합 장치가 포함된다.

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

측정 방식은 KN16-2에서 다루고, 무선 장애에 관한 더 상세한 정보는 KN16-3에 제시한다.

2. 표준 참고문헌

다음의 참고문헌은 이 규격의 적용에 반드시 필요하다. 출판년도가 표기된 참고문헌에 대해서는, 인용된 판만을 적용한다. 출판년도가 표기되지 않은 참고문헌에 대해서는, 해당 참고문헌의 최신판(개정(amendment)도 포함)을 적용한다.

CISPR14-1:2000, 전자기 적합성- 가전제품, 전기 공구 및 이와 유사한 기구에 대한 요구사항 1 : 방출

CISPR16-1-1:2003, 전자파 장애 및 내성 측정기구와 방법에 대한 규정 1-1: 전자파 장애 및 내성 측정기구- 측정기구

CISPR16-2-1:2003, 무선 장애 및 내성 측정기구와 방식에 대한 규정 2-1: 내성 및 장애 측정 방법- 전도성 장애 측정

CISPR16-3:2003, 전자파 장애 및 내성 측정기구와 방법에 대한 규정 3 : CISPR 기술 보고서

CISPR16-4-1:2003, 전자파 장애 및 내성 측정기구와 방법에 대한 규정 4-1 : 불확도, 통계 및 제한치 모델링- 표준화된 EMC시험에 있어서의 불확도

CISPR16-4-2:2003, 전자파 장애 및 내성 측정기구와 방법에 대한 규정 4-2 : 불확도, 통계 및 제한치 모델링- 측정기기 사용에 있어서의 불확도

IEC60050(161): 1990, 국제 전기기술 용어집 (IEV) 제 161 장: 전자기 적합성

개정 1 : 1997 및 개정 2 : 1998

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

3. 용어 정의

KN16의 이 부분의 목적을 위하여 다음과 같은 정의를 적용한다. 또한 IEC 60050(161)도 참조한다.

3.1 대칭 전압 (symmetric voltage)

단상 전원과 같은 2 선 회로에서, 대칭전압은 두 선 사이에 나타나는 무선 장애 전압 이다. 때때로 이것을 차동 모드 전압(differential mode voltage)이라고 한다. 만일 V_a 가 전원의 한 단자와 접지사이의 벡터 전압이고, V_b 는 다른 또 하나의 전원 단자와 접지 사이의 벡터 전압이라면, 대칭 전압은 벡터의 차 ($V_a - V_b$) 이다.

3.2 비대칭 전압 (asymmetric voltage)

비대칭 전압은 전원 단자와 접지의 전기적 중간지점 사이에 나타나는 가칭 주파수 장애 전압이다. 때때로 이것을 공통 모드 전압이라고 하고, V_a 와 V_b 의 벡터 합의 절반, 즉, $(V_a + V_b)/2$ 이다.

3.3 부대칭 전압 (unsymmetric voltage)

벡터 전압의 진폭은 3.1 및 3.2에서 규정된다. 이것은 의사 전원 V-회로망 (artificial mains V-network)의 사용에 의해 측정되는 전압이다.

3.4 비대칭 의사 회로망 (AAN)

대칭 신호(차동 모드)를 제거함과 동시에, 비차폐 대칭 신호(unshielded symmetric signal) (예로서, 통신) 전선 상의 비대칭(공통 모드) 전압에 사용되는 회로망.

주) "Y-회로망"이라는 용어는 비대칭 의사 회로망에 대한 동의어이다.

3.5 임피던스 안정 회로망 (ISN)

일반적으로 피시험기기에 안정된 임피던스를 제공하는 비대칭 의사 회로망에

대한 동의어로서 사용되는 회로망.

3.6 결합 / 감결합 회로망(coupling/decoupling network : ISN)

다른 회로에서 측정되고 있거나 주입되고 있는 것으로부터 신호를 막아줌과 동시에 한 회로의 신호를 측정 또는 제거하기 위한 의사 회로망.

3.7 종변환 손실 (longitudinal conversion loss : LCL)

1 또는 2구 회로망에서 리드(lead) 연결에서 종(비대칭) 신호의 존재로 인한 회로망의 단자에서 발생하는 원하지 않는 가로(대칭) 신호(transverse signal) 정도의 측정 (ITU-T 권장사항 O.9¹⁾의 정의)

4. 의사 전원 회로망 (Artificial mains networks)

의사 전원 회로망은 원하지 않는 라디오주파수 신호를 격리하고 측정 수신기에 장애 전압을 결합시키기 위해서 피시험기기의 단자에 규정된 라디오 주파수의 임피던스를 제공하기 위해 필요하다. 두 가지 기본형의 의사 전원 회로망이 있는데, 그것은 부대칭 전압을 결합하는 V-회로망, 그리고 대칭 및 비대칭 전압을 결합하는 델타-회로망이다.

각각의 전원 도체(mains conductor)에는 3개의 단자가 있다. 즉, 전원 연결용 전원 단자(mains terminal), 피시험기기 연결용 기기 단자(equipment terminal), 그리고 측정 기기로 연결하기 위한 장애 출력 단자(disturbance output terminal)이다.

주) 의사 전원 회로망 회로의 예는 부록 A에서 제시된다.

4.1 회로망 임피던스

대응되는 장애 출력 단자가 50 Ω으로 종단되는 경우, 의사 전원 회로망의 임피던스는 기기 단자에서 측정되는 기준 접지에 대한 임피던스의 크기이다.

의사 전원 회로망 기기 단자에서의 임피던스는 피시험기기에 존재하는 종단 임피던스(termination impedance)를 정의한다. 이러한 이유로 장애 출력 단자가 측정 수신기에 연결되지 않았을 때, 이 출력 단자는 50 Ω으로 종단되어야 한다.

회로망의 전원 도체의 각 임피던스는, 해당하는 주 단자와 기준 접지 사이에 연

결되는 단락 회로(short-circuit) 또는 4.7에서 기술된 RF 필터를 포함하는 외부 임피던스의 어떤 값에 대해서, 해당사항에 따라 4.2, 4.3, 4.4, 4.5 또는 4.6을 준수해야 한다. 이 요구사항은 연속 전류의 최대 규정치에 이르는 등의 정상 조건에 따라 회로망이 도달할 수 있는 모든 온도에서도 충족되어야 한다. 또한 이 요구사항은 규정된 최대치에 이르는 피크 전류에 대해서도 충족되어야 한다.

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

이 회로망은 해당 주파수 범위에서, 그림 1a에서 보여주는 주파수 특성에 대한 임피던스를 만족해야 한다. 허용오차는 ±20 % 이다.

주) 이 회로망은 이 부속절과 4.3의 결합 임피던스 요구사항을 충족시킬 수 있어야 한다.

4.3 50 Ω/ 50 μH 의사전원 V-회로망 (주파수 범위 0.15 MHz - 30 MHz)

이 회로망은 해당 주파수 범위에서, 그림 1b에서 보여주는 주파수 특성에 대한 임피던스를 만족해야 한다. 허용오차는 ±20 % 이다.

주) 4.2의 50 Ω/ 50 μH + 5 Ω 의사전원 V-회로망은 이 부속절의 임피던스 요구사항을 충족시킬 수도 있다.

4.4 50 Ω/ 50 μH + 1 Ω 의사전원 V-회로망 (주파수 범위 150 kHz - 100 MHz)

이 회로망은 그림 2에서 보여주는 주파수 특성에 대한 임피던스를 가져야 한다. 허용오차는 ± 20 % 이다.

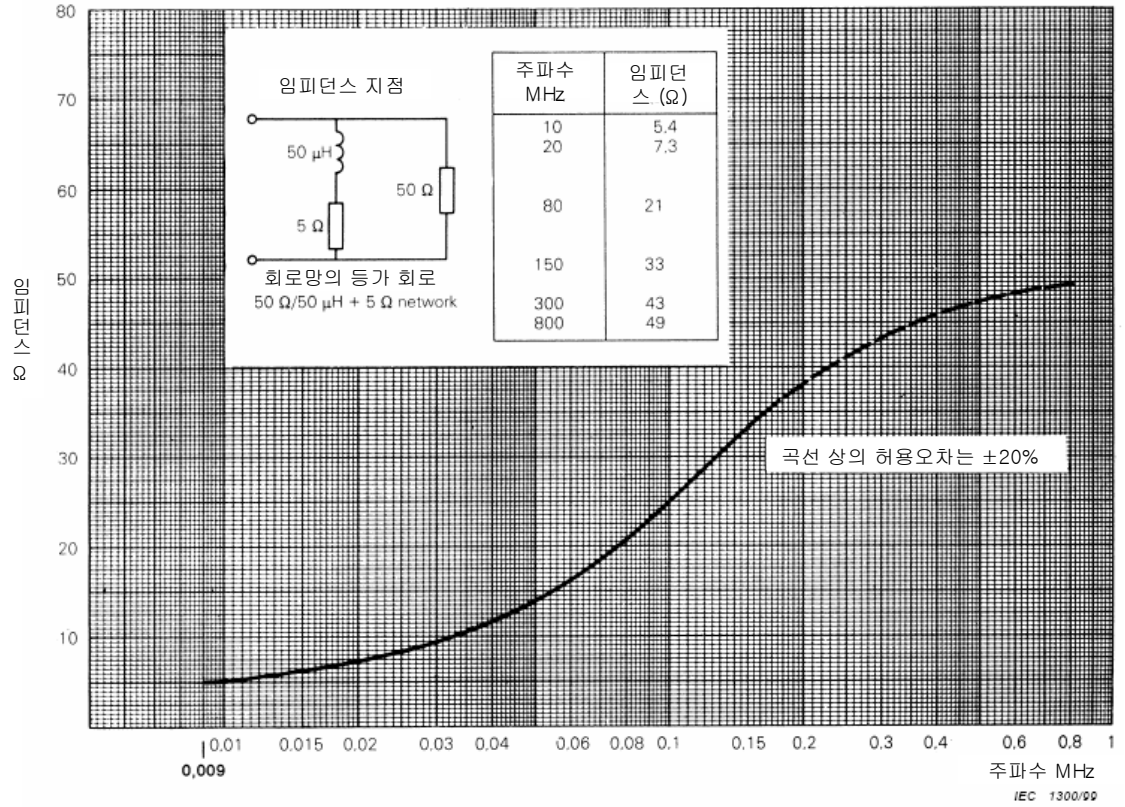


그림 1a A 대역에 대한 의사 전원 회로망의 임피던스 (4.2 참조)

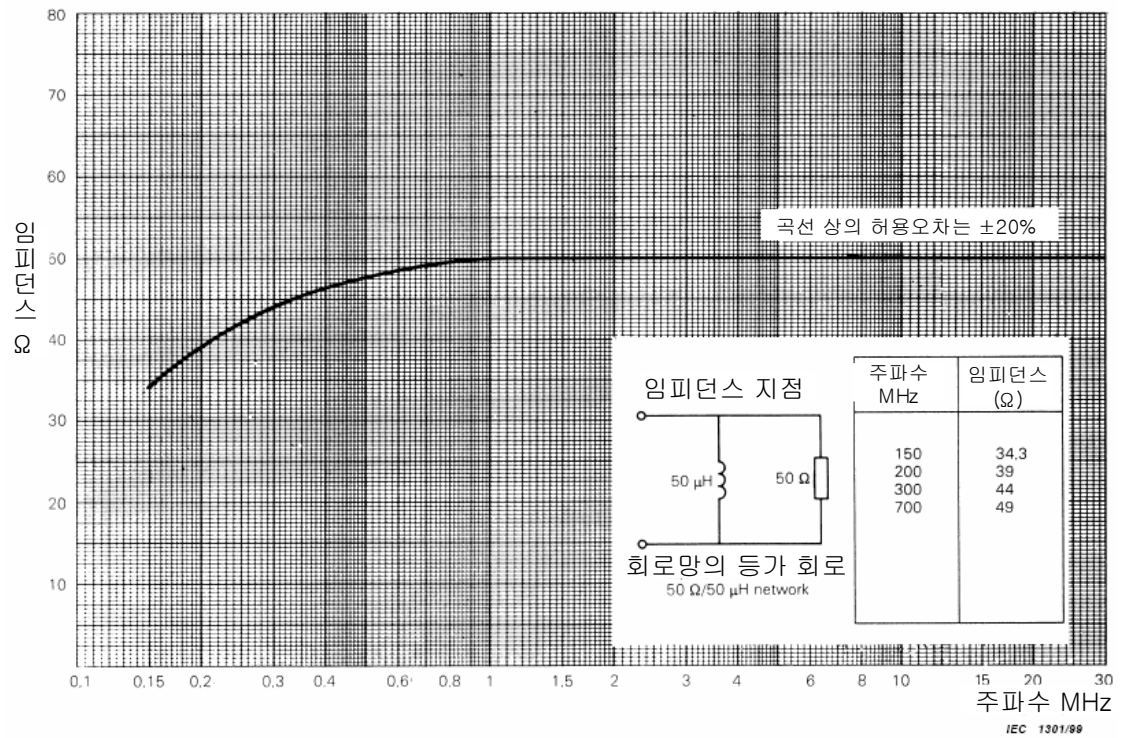


그림 1b B 대역, 0,15 MHz, 30 MHz 또는 C 대역, 30 MHz, 100 MHz에 대한
의사 전원 회로망의 임피던스 (4.4 참조)

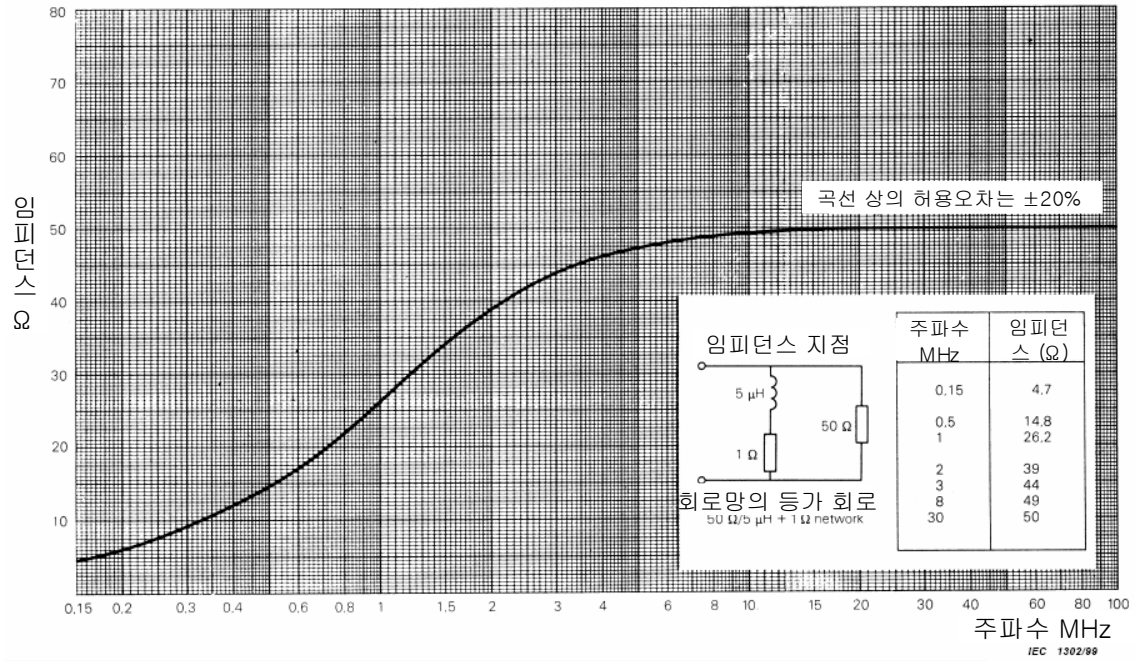


그림 2 B 대역 에 대한 의사 전원 회로망의 임피던스 (4.4 참조)

4.5 150 Ω 의사전원 V-회로망 (주파수 범위 150 kHz - 30 MHz)

이 회로망은 20°를 초과하지 않는 위상각을 갖는 $150 \pm 20 \Omega$ 의 임피던스이어야 한다.

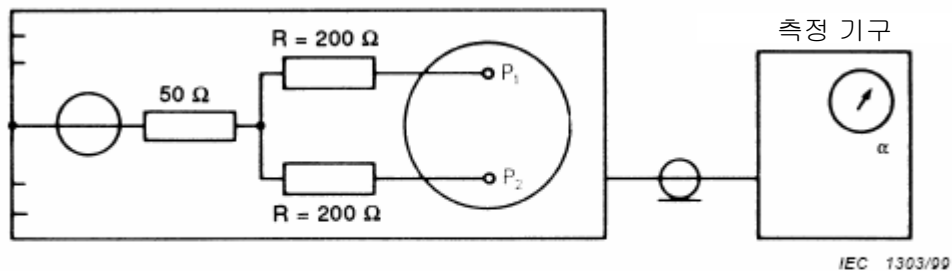
4.6 150 Ω 의사전원 Δ -회로망 (주파수 범위 150 kHz - 30 MHz)

이 회로망은 기기 단자들 사이, 그리고 연결된 두 기기단자와 기준 접지 사이에서 20°를 초과하지 않는 위상각을 갖는, $150 \pm 20 \Omega$ 의 임피던스이어야 한다.

대칭 전압의 측정에는, 차폐 및 평형 트랜스포머가 필요하다. 회로망 임피던스의 다소간의 변형을 피하기 위해 관계되는 모든 주파수에서 트랜스포머의 입력 임피던스는 1000 Ω 보다도 작아서는 안 된다. 측정 수신기에 의해 측정되는 전압은 회로망의 성분값과 트랜스포머의 비에 의존한다. 회로망은 교정되어야 한다.

4.6.1 150 Ω 의사전원 Δ -회로망의 평형

트랜스포머를 거쳐 연결된 측정 수신기 및 회로망을 포함하는 시스템에 평형이 존재하여서 대칭 전압의 측정이 비대칭 전압의 존재에 의해 실질적으로 영향을 받지 않아야 한다. 이 평형은 그림 3에서 나타내는 회로를 이용하여 측정하여야 한다.



R 은 1 % 이내로 상호간에 같은 200 Ω 의 저항기이다.
P1 P2 는 기기의 연결용 회로망의 단자이다

그림 3 대칭 전압의 측정을 위한 배치의 평형 검사 방법

전압 U_a 는 기준 접지와 각각 $200 \Omega \pm 1\%$ 인 두 개의 저항기의 공통 지점사이에서, 50 Ω 의 임피던스를 가지는 발생기로부터 주입된다. 이들 저항기의 다른 한

쪽 끝은 의사 전원 회로망의 기기 단자에 연결된다.

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

4.7 아이솔레이션 (Isolation)

어떠한 시험 주파수에서도 전원에 존재하는 불필요한 신호가 측정에 영향을 끼치지 않아야 한다는 것을 보증하기 위해서 라디오 주파수 저역 통과 필터(RF low-pass filter)가 추가 되어 의사 전원 회로망과 전원 사이에 삽입될 수 있다. 이 필터를 삽입하더라도 4.2, 4.3, 4.4, 4.5 및 4.5에 주어지는 임피던스 요구사항을 충족시켜야 한다. 이 필터의 구성요소는 측정 시스템의 기준 접지와 직접 연결되는 금속 차폐물 안에 넣어져야 한다.

4.8 전류 전달 캐패시티(current carrying capacity) 및 연속 전압 강하

최대 연속 전류 및 최대 피크 전류가 규정되어야 한다. 최대값까지 연속전류를 통과하는 경우 피시험기기에 인가되는 전압은 의사 전원회로망의 전원 단자에서 전원 전압의 95%보다 작아야 한다.

4.9 변형된 기준 접지 연결

어떤 형식의 기기의 측정은 관련 제품의 국제 규격의 요구사항을 따르는 4.2 및 4.3에서 의사 전원 회로망의 기준 접지 도체에 어떤 임피던스를 삽입할 것을 요구 할 수도 있다. 이것은 그림 4 및 5에서 각각 기준 접지에 X로 표시한 곳에 삽입된다. 삽입된 임피던스는 주파수 범위에 해당되는 1.6 mH의 인덕터 이거나 4.2 또는 4.3의 임피던스 요구사항에 따르는 임피던스이다.

주) 안전성 때문에, 4.2에서 언급한 5Ω 저항기는 빼야 한다.

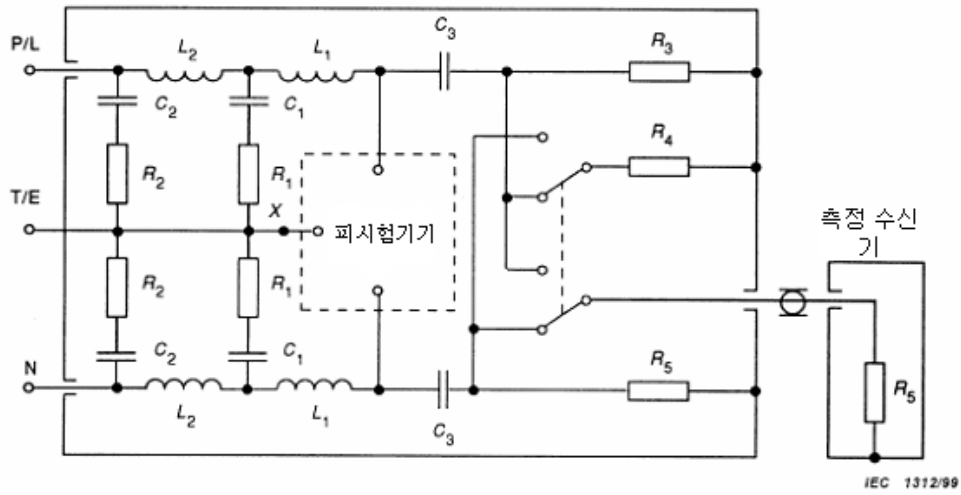


그림 4 $50\ \Omega / 50\ \mu\text{H} + 5\ \Omega$ 의사 전원 V-회로망의 예
(4.2 및 A.2 절 참조)

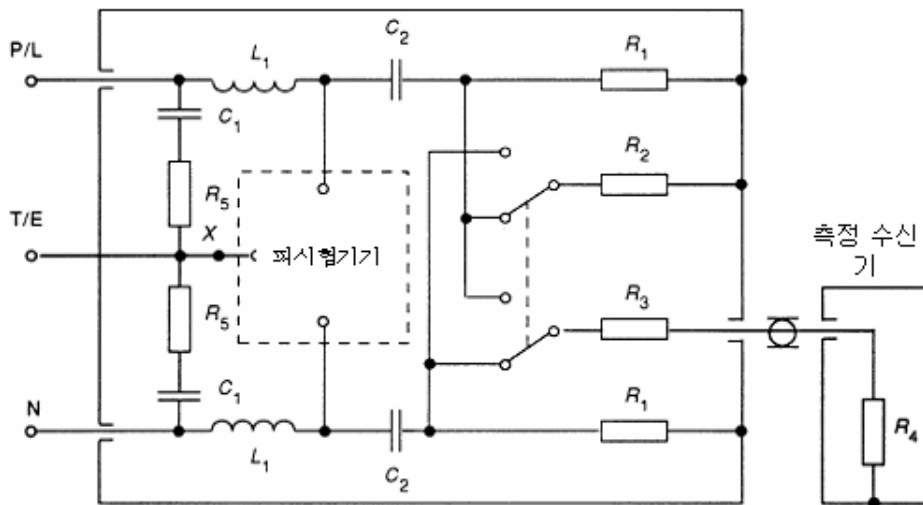


그림 5 - 의사 전원 V- 회로망 , $50\ \Omega / 50\ \mu\text{H}$, $50\ \Omega / 50\ \mu\text{H} + 1\ \Omega$ 또는 $150\ \Omega$
의 예 (4.3, 4.4, 4.5 및 A.3, A.4 및 A.5를 각각 참조)

4.10 의사 전원 V-회로망의 전압 분배 인자 교정

V-회로망의 피시험기기 포트와 RF 출력 포트 사이의 전압 분배 인자는 측정되어야 하고 장애 전압의 측정 중에 고려되어야 한다. 전압 분배 인자의 측정 절차는 A.8 절에 있다.

5. 전류 및 전압 프로브

5.1 전류 프로브

케이블의 비대칭 장애 전류는 특별히 개발된 클램프 전류 트랜스포머에 의해 소스 도선과 직접적으로 전도성 접촉을 하지 않고, 그 회로의 수정 없이 측정될 수 있다. 복합 와이어 시스템, 전자회로 등은 정상 동작 또는 측정 배치의 교란 없이 측정될 수 있으므로 이 방법의 유용성은 자명하다. 전류 프로브는 측정될 도체 둘레로 편리하게 죄일 수 있도록 구성되어 있다. 도체는 1회전 1차 권선을 나타낸다. 2차 권선은 프로브 내에 있다.

전류 프로브는 주된 측정 범위가 30 Hz에서 100 MHz 범위 일지라도, 30 Hz에서 1 000 MHz 주파수 범위도 측정하도록 구성할 수 있다. 일반적 전력 시스템에서 10 MHz 이상의 정상전류는 전류 프로브의 위치가 최대 전류의 검출에 최적화될 것을 요구 한다.

전류 프로브는 통과대역에서 평탄 주파수(flat frequency) 응답이 나타나도록 설계된다. 평탄 통과대역의 아래 주파수에서는 전달 임피던스의 감소로 인하여 감응도가 줄어든 것 외에는 여전히 정확한 측정이 이루어질 수 있다. 평탄한 통과대역의 상위 주파수에서는 전류 프로브 내의 공진으로 인하여 정확하지가 않다. 부가 차폐 구조물을 가진 전류 프로브는 비대칭(공통 모드)이나 대칭(차동 모드) 전류의 측정에 사용될 수 있다. 부록 B의 B.5 절은 몇 가지 구조의 세부 사항을 제공한다.

5.1.1 구조

전류 프로브는 피측정 리드와 함께 꿰어짐 없이 전류를 측정 할 수 있도록 구성되어야 한다.

부록 B는 전류 프로브의 몇 가지 대표적인 구조를 포함하고 있다.

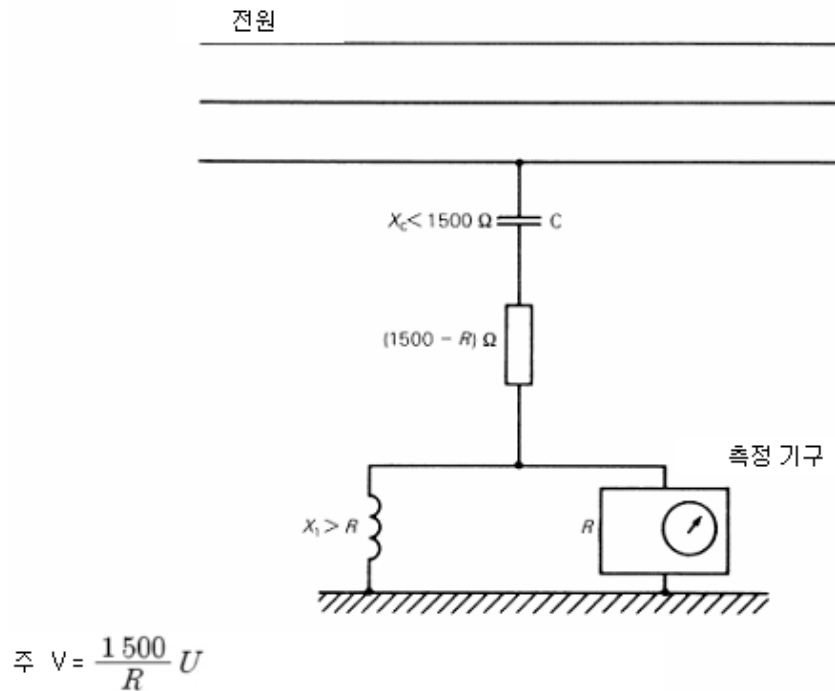
5.1.2 특성

| | |
|-----------------------------|---|
| 삽입 임피던스 | 1 Ω 임피던스 최대 |
| 전달 임피던스 | 평탄한 선형 범위 : 0.1에서 5 Ω 평탄한 선형 범위 아래 : 0.001에서 0.1 Ω (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 1 000 MHz 이다. |
| 펄스 응답 | 고려 중. |
| 자기 포화 (magnetic saturation) | 1 dB 이하 측정 오차에 대하여 1차 리드에서 최대 직류 또는 교류 전원 전류가 규정 되어야 한다 |
| 전달 임피던스 허용오차 | 고려 중 |
| 외부 자기장의 영향 | 전류 전달 도체가 프로브의 인접한 위치로 열려있는 전류 프로브로부터 제거된 경우 표시 값에서 40 dB 감소 |
| 전계의 영향 | <10 V/m의 전계에 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 전압 프로브

그림 6은 전원 도체와 기준 접지 사이의 전압을 측정하는 회로를 보여준다. 이 프로브는 블록 콘덴서 C와 저항기로 구성되어 있는데, 라인과 접지 사이의 총 저항이 1500 Ω 이다. 또한 이 프로브는 다른 라인에 대한 측정에 사용될 수 있으며, 어떤 응용 측정에 대해서 프로브의 임피던스를 고 임피던스 회로의 과도한 부하를 피하기 위해 증가시킬 필요가 있다. 안전성 때문에 즉, 인덕터의 유도 반응 X_c 가 R보다 훨씬 더 크게 되기 때문에, 인덕터는 측정 기구의 입력부

를 가로질러 연결되도록 하여야 할 것이다.



여기서
 V 는 방해 전압이다.
 U 는 측정 기구의 입력에 있어서의 전압이다.

그림 6 전원에서 RF 전압 측정을 위한 회로

전압 프로브의 삽입 손실은 주파수 범위 9 kHz - 30 MHz에 걸쳐 50 Ω 시스템에서 교정되어야 한다. 보호용으로 사용될 수 있는 어떤 기기의 측정의 정확도에 관한 영향은 1 dB 이하이거나 교정에서 허용되어야 한다. 측정이 의미가 있기 위하여 장애의 레벨이 주변 잡음의 존재에서도 정확하게 측정된다는 것을 보장하도록 해야 한다.

프로브에 연결된 리드, 피시험 전원 도체 및 기준 접지에 연결된 리드에 의해 형성된 루프는 어떤 강한 자기장의 영향을 감소시키도록 최소화 하여야 한다.

6. 전도 전류의 내성 측정용 결합 장치

이 결합 장치는 피시험 리드에 장해 전류를 주입하기 위해 그리고 이들 전류의 영향으로부터 피시험기기에 연결되는 다른 리드 및 어떤 기기를 절연하기 위해 설계 되었다. 150 Ω 소스 임피던스에서는 실제 설치에서 작용하는 RF 장해 전계 세기 및 적어도 30 MHz 이하의 주파수에 대해서 같은 정도의 손상을 일으키는 전류 주입의 방식에 적용될 수 있는 기전력(e.m.f.) 사이에는 유용한 상호관계가 있다. 기기의 내성은 이 기전력 값으로 표현된다. 부록 C와 D는 장치의 동작 원리 및 형식의 예와 이 장치의 구조를 제시한다.

6.1 특성

결합 장치의 성능 검사는 주파수 범위 0.15 MHz에서 30 MHz 의 임피던스에 대해 그리고 주파수 범위 30 MHz에서 150 MHz의 삽입 손실에 대하여 행해진다.

6.1.1 임피던스(impedance)

주파수 범위 0.15 MHz부터 30 MHz에서 피시험기기에 대한 장해 신호 주입 지점과 장치의 접지 사이에서 측정되는 총 비대칭 임피던스(150 Ω 저항 장해 소스 임피던스와 동시에 RF 초크 코일(choke coil))는 $150 \Omega \pm 20 \Omega$ 의 모듈러스와 $\pm 20^\circ$ 보다 작은 위상각을 가져야 한다 (이 임피던스는 CISPR 150 Ω 의사전원 V-회로망과 같다. 4.4 참조).

예를 들어, 결합 장치 A형과 S형에 대한 주입 지점은 출력 연결기의 차폐 단자이고 M형과 L 형에 대한 주입 지점은 접속 출력 단자이다.

6.1.2 삽입 손실(insertion loss)

주파수 범위 30 MHz부터 150 MHz에서 직렬로 된 두 개의 동일한 결합 장치의 삽입 손실은 그림 7에서 보여주는 바와 같이 9.6 dB에서 12.6 dB 범위 이내여야 한다.

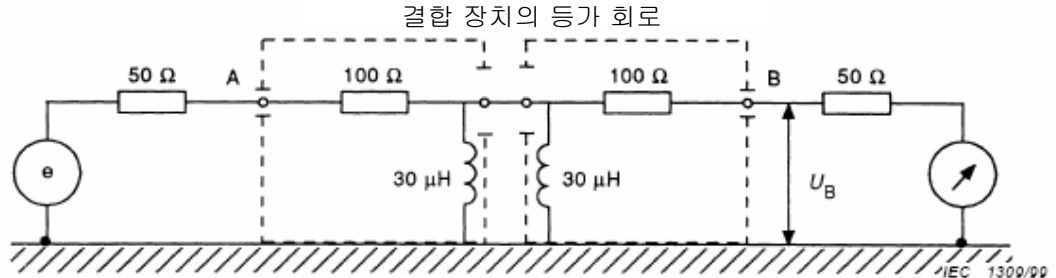


그림 7 - 주파수범위 30 MHz부터 150 MHz에서 결합 장치의
삽입 손실을 검사하기 위한 측정

이 그림에 따라 측정된 두 개의 동일한 결합 장치의 삽입 손실 U_G/U_B 는 주파수 범위 30 MHz부터 150 MHz에서 9.6 dB에서 12.6 dB 범위 이내여야 한다. U_G 는 발생기와 수신기가 직접 연결되는 경우 수신기가 읽은 값이다.

주) 두 장치는 매우 짧은 선(≤ 1 cm)으로 함께 연결되어야 한다.

7. 신호 라인 측정용 결합 장치

신호 라인의 간섭 잠재성(및 내성)은 전도 장애 전압 또는 전류의 측정(또는 주입)에 의해 평가될 수 있다. 이러한 목적 때문에 결합 장치는 라인 상에 의도적 신호를 배제하면서 장애 성분을 측정하기 위해 필요하게 된다. 포함되는 장치는 전자기 방출 및 내성을 측정하는 장치들이다(공통 및 차동 모드, 전류 및 전압). 이들 종류의 측정을 위한 대표적인 장치는 전류 프로브 및 비대칭 의사 회로망이다(비대칭의사회로망 또는 Y-회로망).

주1) 신호 라인의 전도성 내성 시험용 비대칭 의사 회로망에 대한 요구사항은 IEC 61000-1-62)에서 찾아볼 수 있다(비대칭 의사 회로망은 "결합 및 감결합 기기"의 특별한 다른 이름이다[결합/감결합 회로망이라고도 함(CDNs)]. 방출 측정에 대한 요구사항을 충족시키는 비대칭 의사 회로망은 내성 시험에 대한 요구사항도 또한 충족시킬 수 있다.

주2) 신호 라인은 통신 라인과 이들 라인에 연결되는 기기의 단자를 포함한다.

주3) "비대칭 전압" 및 "공통 모드 전압"과 마찬가지로 "대칭 전압" 및 "차동 모드 전압"은 3 절에서 규정된 용어와 동의어이다.

주4) "비대칭 의사 회로망(비대칭 의사 회로망)"이라는 용어는 "Y-회로망"이라고 하는데, V-회로망과 Δ -회로망과 대비를 이룬다. T-회로망은 Y-회로망의 특별 용어이다.

전류 프로브가 사용되고 한계 값이 볼트로 규정되는 경우 전압 값은 전류에 대한 한계 값을 얻기 위해, 상세한 측정 절차에 의해 규정된 바와 같은 신호 라인의 임피던스 또는 종단 임피던스의 임피던스에 의해 나뉘어져야 한다. 이 임피던스는 세부 측정 절차에 의해 요구되는 것으로서 공통 모드일 수 있다.

부속절 7.1은 비대칭(공통 모드) 의사 회로망에 대한 규격을 설명한다. 공통 모드 제거에 대한 차동 모드(V_{dm} / V_{cm})는 비대칭 의사 회로망의 유용성에 결정적이다. 이 매개변수는 종변환 손실(LCL)과 관계된다. 비대칭 의사 회로망 및 요구되는 시험·교정 절차는 부록 E에 제시 된다.

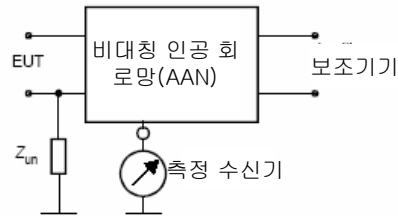
7.1 비대칭 의사 회로망(또는 Y-회로망)에 대한 요구사항

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

주) CISPR 22에서, 이 형식의 회로망은 임피던스 안정화 회로망 (ISN)이라고 한다.

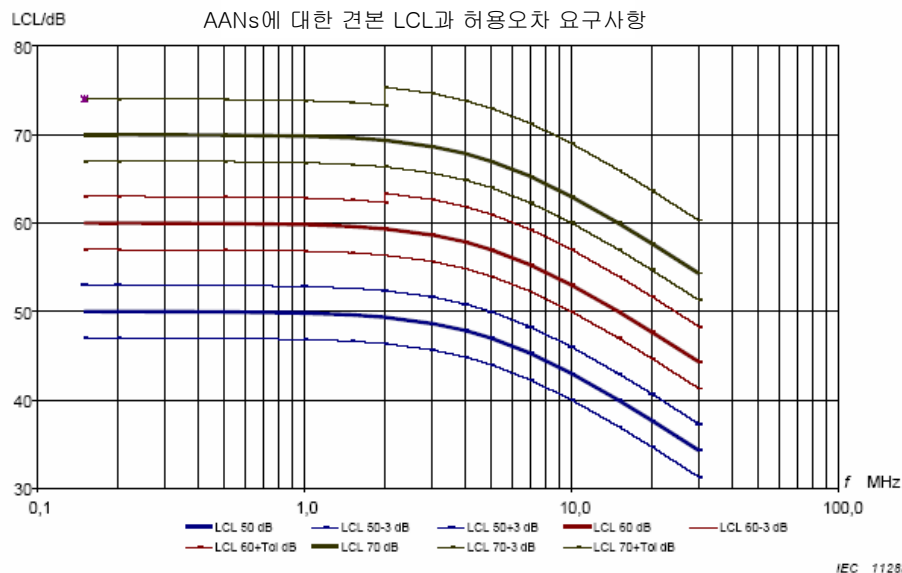
그림 8a는 비대칭 의사 회로망의 일반적인 회로를 보여준다.

비대칭 (공통 모드) 장애의 측정에 대한 비대칭 의사 회로망의 특성은 비대칭 장애 전압의 주파수 범위는 물론이고 고의적인 신호의 전송에 사용되는 주파수 범위를 다루어야 한다. 이들 특성은 표 1에 제시된다.



IEC 1127/03

그림 8a – 비대칭 인공 회로망(AAN 또는 Y-회로망)의 주 회로(principle circuit) 및 높은 기본 대칭 회로망과 (선택적) 불평형 회로망 Zun으로 구성하는 이 회로의 포트



IEC 1128/03

주 1 정의의 식은 예를 들어, 다음식이 될 수 있다:

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

여기서

LCL_f 는 저주파수에 있어서의 LCL이다. 예로서, 50 dB,

f 는 주파수이다.

f_{corner} 는 코너 주파수 이다. 예로서, 5 MHz, 그리고

Tol 은 LCL 허용오차이다. 예로서,

주2) "50 dB", "60 dB" 및 "70 dB"에 대한 이상적인 값은 굵은선으로 나타내고, 허용오차는 가는선으로 나타낸다.

그림 8b 비대칭의사회로망의 종변환손실(LCL)에 대한 요구사항

그림 8 비대칭 의사 회로망의 주 회로와 LCL 요구사항

표 1 비대칭 장애 전압의 측정에 대한 비대칭 의사 회로망의 특성

| | | |
|--|--|---|
| a. | 비대칭 장애 전압에 대한 기본 회로망의 종단 임피던스 ^a • 크기 • 위상 | 150 Ω ± 20 Ω 0° ± 20° |
| b. | 회로망의 피시험기기 포트에 있어서의 종변환 손실 (LCL) ^b | (9 kHz ~ 150 kHz : 규정된 것) 0.15 MHz ~ 30 MHz: 관련 제품 규격에 의해 규정된, 예로, 그림 8b에서 보여줌 ^c |
| c. | AE 포트와 피시험기기 포트 사이의 비대칭 신호에 대한 감결합 감쇠 | (9 kHz ~ 150 kHz : 규정된 것) 0.15 MHz 1.5 MHz: 주파수를 >35 dB에서 55 dB까지 log 단위로 선형으로 증가 >1.5 MHz : >55 dB |
| d. | 피시험기기와 AE 포트 사이의 대칭회로의 삽입손실 | < 3 dB ^d |
| e. | 측정 수신기의 판독에 부가되는, 피시험기기와 측정 수신기 포트 사이의 대칭 회로의 전압 분배 인자 | 대체로 9.5 dBe |
| f. | 회로망의 대칭 부하 대칭 부하 임피던스 | t.b.d.f |
| g. | 고의적 신호에 대한 전송 대역폭(각 또는 디지털) | t.b.d.g |
| h. | 주파수 범위 ^h (1) 방출 (2) 내성 | (0.009) 0.15 MHz 30 MHz 예를 들어, IEC 61000-4-6 참조 |
| <p>a 일반적으로 비대칭 의사 회로망의 비대칭 임피던스는 그림 8a에 따른 불평형 회로망의 추가에 의하여 영향을 받아야 한다. 이 규격은 기본 회로망에 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 의사 회로망 제조업자에게 남겨져야 하므로, 임피던스와 위상에 대한 허용오차를 규정할 때 참작해야 한다.</p> <p>b 기기의 적합성을 결정하는 것에 대한 다른 개념이 사용 중이다: 신호 라인의 이용 가능 LCL 값보다 더 높은 비대칭 의사 회로망의 LCL 값을 사용하거나, 또는 이용 가능 통신 라인류를 시뮬레이트하기 위해 LCL을 사용한다.</p> <p>c 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 요구사항은 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. 제품 규격에 제시된 허용오차는 받아 들여질수 있는 허용오차가 LCL 및 주파수와 함께 증가되어야 하는 것을 참작해야 한다. 그림 8b는 합리적인 허용오차의 예를 나타낸다.</p> <p>d 실제 요구사항은 전송 시스템의 규격에 따라야 한다. 어떤 전송 시스템은 6 dB 이하의 삽입 손실을 허용한다. 비대칭 의사 회로망으로 인한 삽입 손실은 소스와 전체 대칭 회로의 부하 임피던스에 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 의사 회로망의 위상 특성을 규정하는 경우에 유용하다.</p> <p>e 비대칭 의사 회로망은 그림 E.6에 따른 시험 설정에서 전압 분배 인자를 측정함으로써 교정되어야 한다.</p> <p>f t.b.d. = 규정된 것, 즉, 시스템의 규격에 따라서, 예로서, 100 Ω 또는 600 Ω</p> <p>g t.b.d. = 규정된 것, 즉, 대칭 삽입 손실에 대한 시스템 규격에 따라서, 예로, 2 MHz 이하 또는 100 MHz 이하</p> <p>h 하나 이상의 회로망은 전체 주파수 범위를 다루기 위해 사용될 수 있다.</p> | | |

7.2 동축 및 기타 차폐 케이블에 대한 의사 회로망 요구사항

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

주1) CISPR에서, 이 형식의 회로망을 동축 또는 차폐 케이블 임피던스 안정화 회로망(ISN)이라고 한다.

표 2 - 동축 및 기타 차폐 케이블에 대한 의사 회로망의 특성

| | | |
|--|--|--|
| a. | 비대칭 장애 전압에 대한 기본 회로망의 종단임피던스: ^a • 크기 • 위상 | 150 Ω ± 20 Ω 0° ± 20° |
| b. | AE 포트와 피시험기기 포트 사이 비대칭 신호에 대한 감결합 감쇠 ^b | (9 kHz ~ 150 kHz : 규정된 것) 0.15 MHz ~ 1.5 MHz: > 40 dB |
| c. | 특성화 임피던스를 포함하는, 피시험기기와 AE 포트 사이의 의도적(통신 또는 r.f.) 신호에 대한 삽입 손실 및 전송 대역폭 | 시스템 요구사항에 의해 규정 ^c |
| d. | 측정 수신기가 읽은 값에 부가되는, 피시험기기와 측정 수신기 포트 사이의 비대칭 회로의 전압분배인자 | 대체로 9.5 dB ^d |
| e. | 주파수 범위 (1) 방출 (2) 내성 | (0.009) 0.15 MHz 에서 30 MHz 예, IEC 61000-4-6 참조 |
| <p>a AN의 비대칭 임피던스는 접지와 연결된 벌크헤드 연결기의 콘덴서 및 초크와 병렬로 연결된 150 Ω 저항에 의해 결정될 것이다.</p> <p>b AE 포트에서 동축 케이블 차폐가 AN 금속 케이스에 직접 연결되므로, 감결합 감쇠는 AN 자체의 문제가 되지 않아야 한다. 방출(또는 내성) 시험은 최소한의 감결합 감쇠가 보장 될 수 있도록 설정되어야 한다.</p> <p>c 피시험기기와 AE 포트 사이의 의도적인(통신 또는 r.f.) 신호는 물론, 차폐와 내부 도선 사이의 특성화 임피던스에 대한 삽입 손실 및 전송 대역폭은 이 규격의 목적이 아니다.</p> <p>d AN은 그림 F.2에 따른 시험 설정에서, 전압분배인자를 측정함으로써 교정되어야 한다.</p> | | |

8. 의사 손(artificial hand)과 직렬 RC 요소

8.1 서론

어떤 제품의 규격에서 의사 손은 피시험기기의 금속 부분과 연결되는 접지를 가지지 않고 정상 사용에서 손으로 붙잡는 피시험기기에 대하여 요구된다. 또한 전도성으로 코팅한 플라스틱 외피도 의사 손의 사용을 필요로 할 수 있다. 의사 손은 측정시 조작자의 손의 영향을 시뮬레이트하기 위해서 주파수 범위 150 Hz 부터 30 MHz(가장 중요한 주파수는 5 MHz ~ 30 MHz 임)의 전도 방출 시험에 사용된다. 의사 손으로 평가되는 기기의 형식은 손으로 붙잡는 믹서기, 전화 핸드세트, 조이스틱, 키보드 등과 같은 전기 공구 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 놓여져 있게 된다.

금속 호일은 저항 $R = 510 \, \Omega \pm 10\%$ 과 직렬로 연결된 캐패시터 $C = 220 \, \text{pF} \pm 20\%$ 로 구성된 RC 요소를 거쳐 장해 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 m 폭이다. 키보드의 경우에, 최대 치수 $100 \, \text{mm} \times 300 \, \text{mm}$ 의 금속 호일 또는 좀 더 특별하게 금속판이 키의 위에 배치될 수 있다. 그 예를 그림 9와 10에서 보여준다.

RC 요소와 금속 호일 사이의 리드의 길이는 1 m가 되어야 한다. 시험 설정이 더 긴 리드의 길이를 요구할 때, 이 리드의 총 인덕턴스는 측정 주파수가 30 MHz 근처인 경우, $1.4 \, \mu\text{H}$ 보다 작아야 한다.

자유 공간에서 단선으로서 내부 연결선 전체를 고찰하는 경우에 이 라인의 인덕턴스 L 은 전도 방출 시험의 주파수 범위의 상한선이 30 MHz인 경우 $1.4 \, \mu\text{H}$ 보다 작아야 한다. 주어진 단선 길이에 대한 이 요구사항은 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 요구사항을 따르는 경우, RC 회로망의 임피던스는 30 MHz에서 충분히 우위를 차지한다.

8.3 의사 손의 사용

RC 성분과 기준 접지 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 금속 호일이 존재할 때 장애 소스의 (일반적으로 알려지지 않은) 내부 공통 모드 임피던스 및 와이어와 그의 환경의 연결된 전송 라인의 특성 임피던스에 크게 좌우된다. 이 방출 측정의 주파수 범위가 30 MHz로 제한된다면 RC 성분의 위치는 결정적이지 않으며, RC 성분의 실제 위치(또한 재현성 견지에서)는 의사 전원 회로망 또는 전원선 임피던스 시뮬레이션 회로망 내부에 있다.

전원으로서의 전도 방출을 측정하는 경우 기준점은 의사 전원 회로망 내의 기준 접지이다. 이 방출이 신호 또는 제어 라인에서 측정되는 경우 기준점은 전원 임피던스 시뮬레이션 회로망(LISN)의 기준 접지이다. 의사 손을 적용하는데 뒤따르는 일반 원리는 RC 성분의 단자 M이 어떤 노출된 비 회전 금속 가공품 및 설비와 함께 공급되는, 고정된 것과 분리되는 것 둘 모두의 손잡이 둘레를 감싼 금속 호일에 연결되어야 한다. 페인트 또는 래커가 칠해져 있는 금속 가공품은 노출된 금속가공으로 간주되고 RC 성분에 직접 연결되어야 한다.

다음 항목은 의사 손의 상세한 응용을 규정한다:

- a) 가정용 설비의 외피가 완전히 금속이고 접지된 경우 의사손은 필요하지 않다.
- b) 설비의 케이스가 절연 물질로 되어 있는 경우 금속 호일은 손잡이 B(그림 9c)의 둘레를 감싸야 하고, 두 번째 손잡이 D가 존재하는 경우도 역시 감

싸야 한다. 또한 금속 호일 60 mm 폭은 모터 고정자(stator)의 철심이 위치하게 되는 지점에서 몸체 C(그림 9c 참조)의 둘레를 감싸야 한다. 모든 이들 금속 호일 조각 및 금속 링 또는 부싱(bushing) A는 서로 함께 및 RC 성분의 단자에 연결되어야 한다.

- c) 설비의 케이스가 부분적으로 금속이고 부분적으로 절연 물질이며 절연 손잡이를 가지는 경우 금속 호일은 손잡이 B와 D(그림 9c)를 감싸주어야 한다. 만일 이 케이스가 모터의 위치에서 비금속이라면 60 mm 폭의 금속 호일은 모터 고정자의 철심이 위치하게 되는 지점에서 몸체 C의 둘레, 또는 대안으로 기어박스의 둘레를 감싸주어야 한다. 이 몸체의 금속 부분인 A 지점은 손잡이 B와 D의 둘레에 있는 금속 호일 그리고 몸체 C에 있는 금속 호일은 서로 함께 RC 성분의 단자 M에 연결되어야 한다.
- d) II 급 설비(접지선이 없는)가 절연 물질 A와 B 의 두개의 손잡이와 재료로 절연된 두 개의 손잡이 및 금속의 케이스 C를 가진 경우, 예를 들어, 전기 톱 같은 경우, 금속 호일은 손잡이 A와 B를 감싸주어야 한다. A와 B에서 금속 호일 및 금속 몸체 C는 서로 함께 연결되어야 하고 RC 성분의 단자 M과도 연결되어야 한다.
- e) 그림 10은 전화 핸드세트와 키보드에 대한 예를 보여준다. 핸드세트의 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, 금속 측면은 키보드에 놓여져야 한다. 그러나 300 mm × 100 mm 치수를 초과할 필요는 없다.

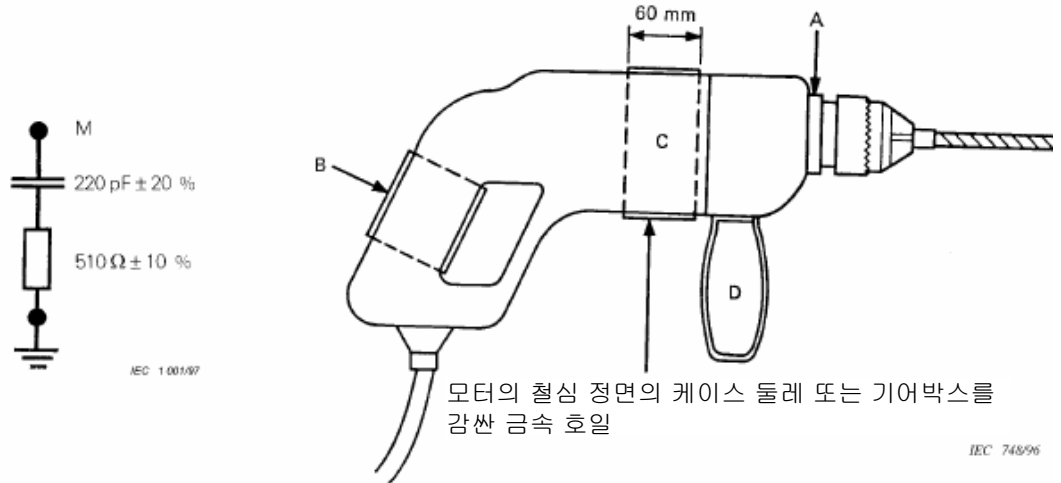


그림 9a - RC 요소

그림 9b - 휴대용 전기 드릴

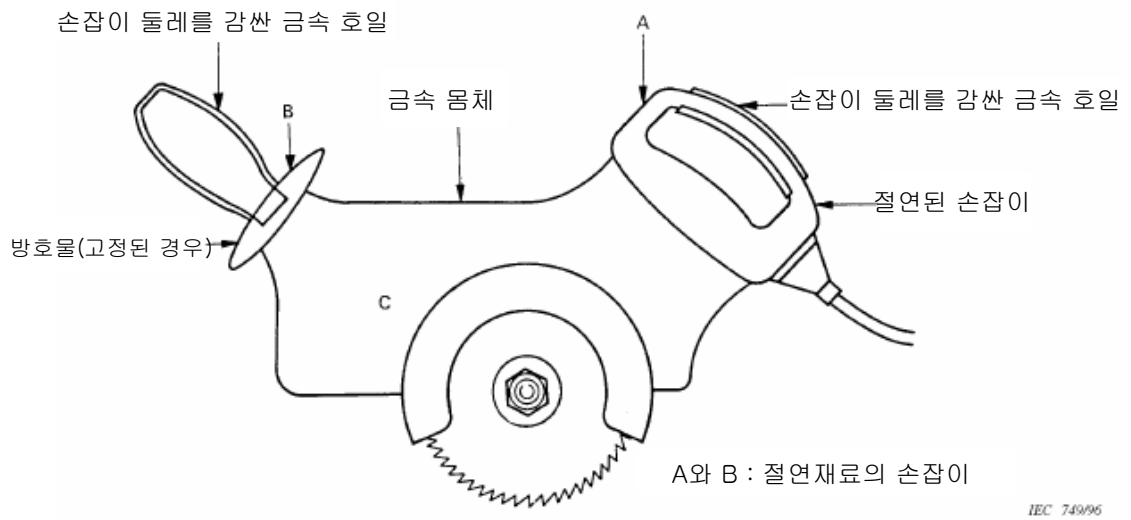


그림 9c - 휴대용 전기 톱

그림 9 의사 손의 적용

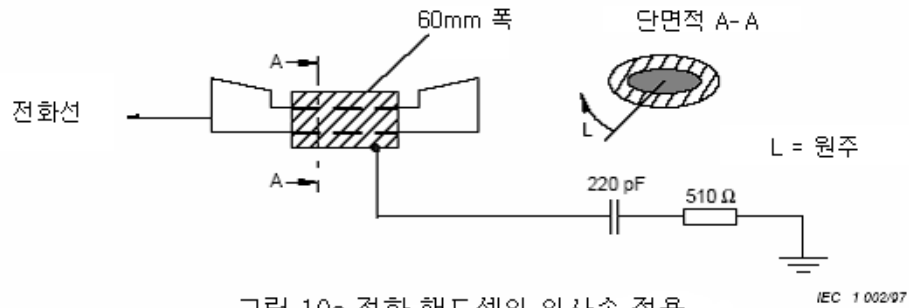


그림 10a 전화 핸드셋의 의사손 적용

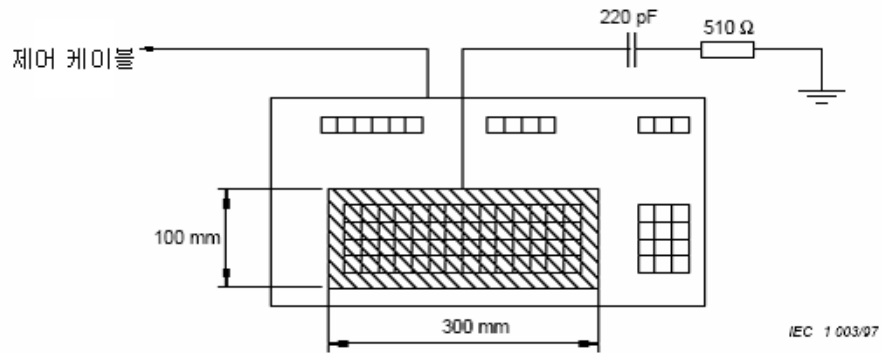


그림 10b 대표적 키보드에 대한 의사 손의 적용

의사 손은 다음 치수를 가진, 금속 호일과 일체화한다:

| | |
|------------------------|--|
| a) 60mm 폭 및 L보다 더 큰 길이 | 조작 중에, 또는 4 절의 최대치에서, 손으로 붙잡는 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 - ITE에 대한 의사 손의 적용 예

부록 A
(기준)
의사 전원 회로망
(4 절)

이 부록은 주파수 범위 9 kHz에서 100 MHz에 걸쳐 500 A 이하의 전류용량을 가진 무선 주파수 전압의 측정에 사용되는 의사 전원 회로망에 관한 정보 및 데이터를 포함한다. 전원의 각 도체와 기준 접지 사이의 전압 측정을 위한 V-회로망 그리고 전원(대칭)의 도체들 사이와 전원 도체의 중성점과 기준 접지(비대칭) 사이의 전압 측정용 델타-회로망도 포함되어 있다.

A.1 개요

의사 전원 회로망 회로는 무엇보다도 동작 주파수 범위에 걸친 규정된 임피던스를 제공해야 한다. 이 회로는 전원의 스퓨리어스 신호(일반적으로 스퓨리어스 신호는 측정수신기의 측정 레벨 아래로 최소한 10 dB가 되어야 한다)와 충분히 고립되어 있어야 한다. 또한 전원 전압이 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 의사 전원 회로망의 예

그림 4는 표 A.1에 수록된 회로소자 값을 가진 적절한 회로를 보여준다. L_1 , C_1 , R_1 , R_4 및 R_5 는 임피던스를 정의하며, L_2 , C_2 및 R_2 는 스퓨리어스 전원신호에 대한 절연 및 전원 임피던스 변동이고, C_3 은 전원 전압으로부터 측정수신기를 감결합 값이다.

표 A.1 - 50 Ω / 50 ΩH + 5 Ω 회로망의 회로소자 값

| 회로소자 | 값 |
|-------|------------------------|
| R_1 | 5 Ω |
| R_2 | 10 Ω |
| R_3 | 1000 Ω |
| R_4 | 50 Ω |
| R_5 | 50 Ω (측정 수신기의 입력 임피던스) |
| C_1 | 8 μF |
| C_2 | 4 μF |
| C_3 | 0.25 μF |
| L_1 | 50 μH |
| L_2 | 250 μH |

9 kHz ~ 150 kHz 주파수 범위의 가장 낮은 주파수에서, C_3 의 0.25 μF 정전용량은 무시할 정도의 임피던스를 가지지는 않는다. 다른 방식으로 규정되지 않는 한, 이 임피던스에 대한 교정은 필수적이다.

C_1 과 C_2 는 높은 정전 용량을 가지므로 안전성 문제로 회로망 케이스는 기준 접지나 전원에 견고하게 접촉되어야 하고 절연 트랜스포머가 사용되어야 한다.

인덕턴스 L_2 는 9 kHz ~ 150 kHz의 주파수 범위에 걸쳐 10 이상의 Q-인자를 가져야 한다. 실제로, 동작 및 중성 선로(공통-심 초크)에서 반대방향의 직렬로 결합된 인덕터를 사용하는 것이 유리하다.

A.7 절에서 인덕터 L_1 에 대한 적합한 구성을 기술한다. 25 A 보다 더 큰 전류를 필요로 하는 기기에 대하여 L_2 의 구성에 어려움에 직면할 수 있다. 그 효과는 150 kHz 이하의 주파수에서 이 회로망의 임피던스가 4.2에서 규정된 허용오차를 벗어날 수 있고, 전원 잡음의 차단이 불충분할 수 있다.

또한 이 회로는 4.3에서 규정된 50 Ω / 50 μH 의사 전원 V-회로망의 요구사항을 충족시킬 수 있다.

A.3 50 Ω / 50 μH 의사 전원 V-회로망의 예

그림 5는 표 A.2에 실린 것과 같은 회로소자 값을 가진 회로를 보여준다. L_1 , C_1 , R_2 , R_3 및 R_4 는 임피던스이다. 위의 예와는 다르게, 회로가 임피던스 규격을 충족시킬 수 있으므로 절연 부분은 없다. 그러나, 높은 주변 전원 잡음의 경우에, 스푸리어스 신호 레벨을 감소시키기 위해서 필터가 필요하게 된다. 이 회로망은 100 A 이하의 전류를 사용하도록 구성될 수 있다.

표 A.2 - 50 Ω / 50 μH 회로망의 회로소자 값

| 회로소자 | 값 |
|-------|------------------------|
| R_1 | 1000 Ω |
| R_2 | 50 Ω |
| R_3 | 0 Ω |
| R_4 | 50 Ω (측정 수신기의 입력 임피던스) |
| R_5 | 0 Ω |
| C_1 | 1 μF |
| C_2 | 0.1 μF |
| L_1 | 50 μH |

C_1 은 높은 정전 용량을 가지므로, 안전성 때문에, 회로망 케이스는 기준 접지나 전원에 견고하게 접촉되어야 하고, 절연 트랜스포머가 사용되어야 한다.

A.7 절은 인덕터 L_1 에 적합한 구성을 기술한다.

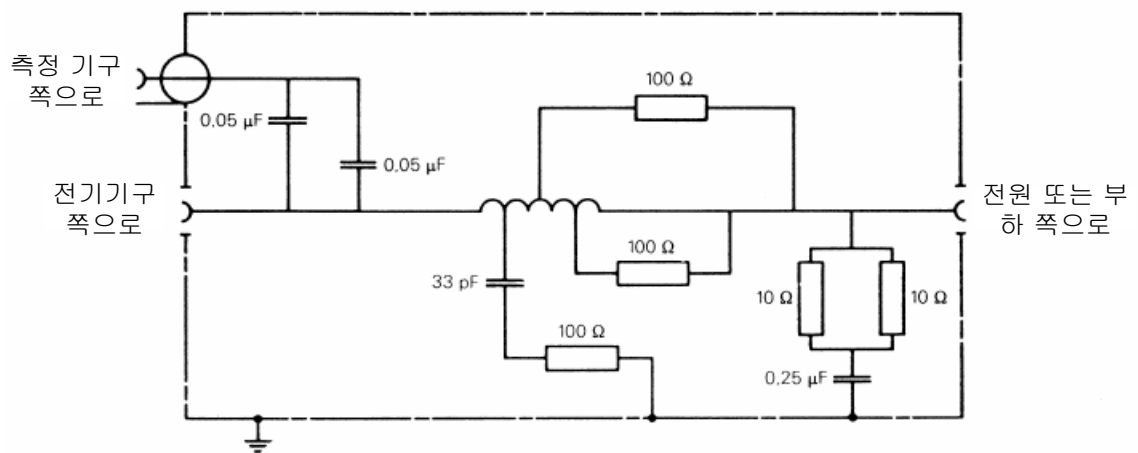
A.4 50 Ω / 50 μH + 1 Ω 의사 전원 V-회로망의 예

표 A.3에 제시된 회로소자 값을 가진, 그림 5의 회로는 주파수 범위 150 kHz에서 30 MHz에 그리고 400 A 이하의 전류에 적합하다.

표 A.3 - 50 Ω / 50 μH + 1 Ω 회로망의 회로소자 값

| 회로소자 | 값 |
|----------------|------------------------|
| R ₁ | 1000 Ω |
| R ₂ | 50 Ω |
| R ₃ | 0 Ω |
| R ₄ | 50 Ω (측정 수신기의 입력 임피던스) |
| R ₅ | 1 Ω |
| C ₁ | 2 μF (최소) |
| C ₂ | 0,1 μF |
| L ₁ | 5 μF |

회로소자 값을 표시한 교류 회로가 그림 A.1에 나타난다. 이 회로는 주파수 범위 150 kHz에서 100 MHz에 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 의사 전원 회로망의 예

A.5 150 Ω 의사 전원 V-회로망의 예

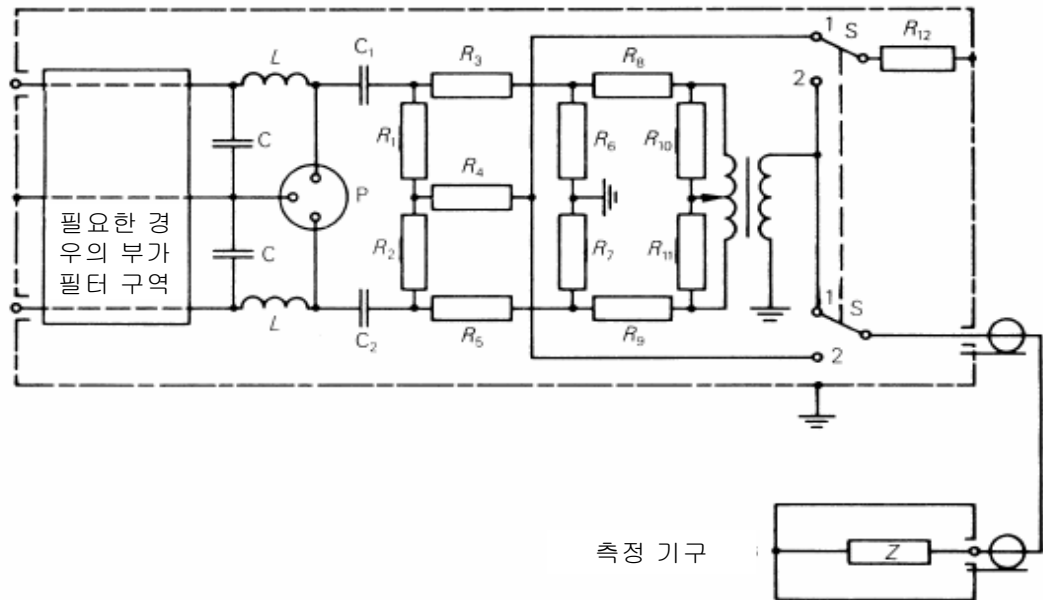
그림 5는 적합한 회로를 보여 준다. 회로소자 값은 표 A.4에 제시된다.

표 A.4 - 150 Ω 회로망의 회로소자 값

| 회로소자 | 값 |
|-------|------------------------|
| R_1 | 1000 Ω |
| R_2 | 150 Ω |
| R_3 | 100 Ω |
| R_4 | 50 Ω (측정 수신기의 입력 임피던스) |
| R_5 | 0 Ω |
| C_1 | 1 μF |
| C_2 | 0.1 μF |
| L_1 | 규정된 임피던스를 달성하기에 적합한 값 |

A.6 150 Ω 의사 전원 델타-회로망의 예

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



p 는 시험 하의 기구용 접속이다.
 1 은 대칭 컴포넌트용
 2 는 비대칭 컴포넌트용

그림 A.2 불평형 입력을 가진 측정 기구에 대한 의사 전원 회로망(델타)의 예

표 A.5 - 150 Ω 델타-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 |

주 1 불평형 트랜스포머에 대한 평형 트랜스포머의 권수의 비율은 중앙 탭이 있는 1 : 25 인 것으로 추정된다.

주 2 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

회로망 임피던스 : 대칭 150 (150) Ω
 비대칭 150 (148) Ω

A.7 50 μH 인덕터를 가진 의사 전원 회로망 설계의 예

A.7.1 인덕터 (Inductor)

그림 3에 나타낸 인덕터의 솔레노이드 권선(solenoidal winding)은 절연 물질의 코일 성형기에 8 mm 피치로 6 mm 직경의 구리선의 단일 층의 35 권(turns)으로 구성된 것이다. 이 인덕턴스는 금속 케이스 밖에서 50 μH 보다 크고, 금속 케이스 내부에서 50 μH 이다.

저항 R (430 Ω Ω 10 %)은 4와 8, 12와 16, 20과 24, 26과 32 권선에서 탭(taps)에 연결된다. 인덕턴스는 50 μH Ω 10 %이다.

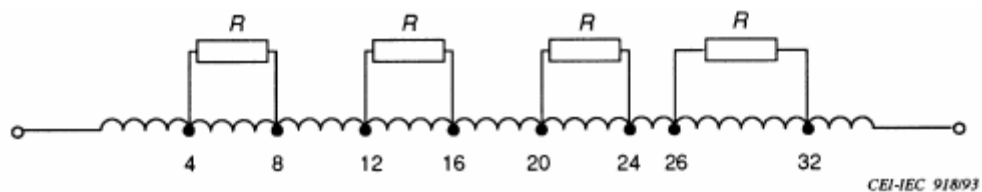


그림 A.3 50 μH 인덕터의 개략도

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

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

A.7.2 인덕터의 케이스

이 회로망의 인덕터와 다른 회로소자는 금속 프레임에 조립되고, 그 다음에 이 프레임은 금속 뚜껑으로 닫히게 된다. 바닥과 측면 뚜껑은 열 소실을 향상시키기 위하여 구멍이 뚫려 있다. 이 케이스의 치수는 360 x 300 x 180 mm이다. 그림 4는 개관도를 보여준다.

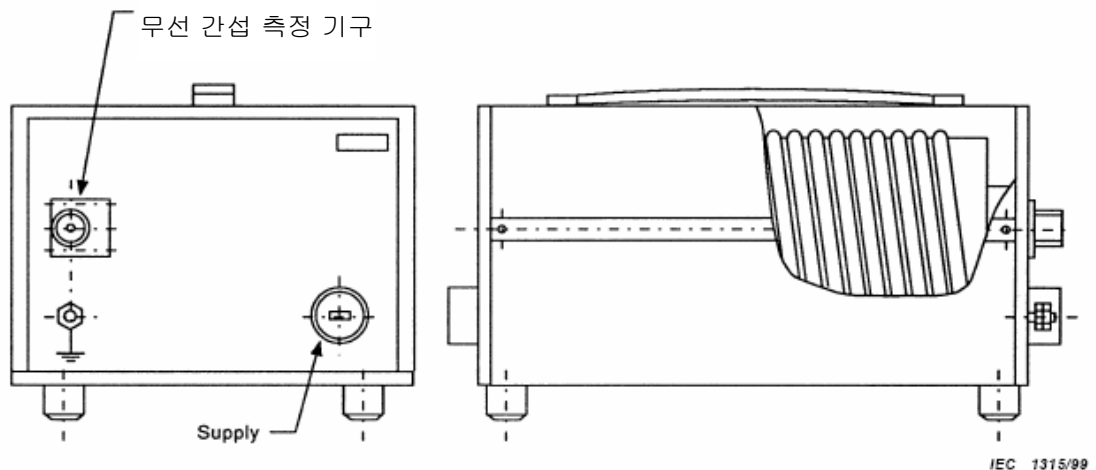


그림 A.4 의사 전원 회로망의 개관도

A.7.3 인덕터의 아이솔레이션

그림 A.5는 인덕터가 그림 4의 회로에 아이솔레이션 부분 L_2 , C_2 , 및 R_2 를 제외하고 사용될 경우 전원 상의 신호에 대한 감쇠를 나타낸다. 이 감쇠는 전원 단

자와 무선 장애 측정 기구의 단자 사이의 감쇠로서 측정된다. 곡선 1의 경우에, 전원 단자에서 신호 발생기의 내부 임피던스는 그림 A.5에 제시된 바와 같은 의사 전원 회로망의 입력 임피던스 크기의 공칭 값에 따라서 달라진다.

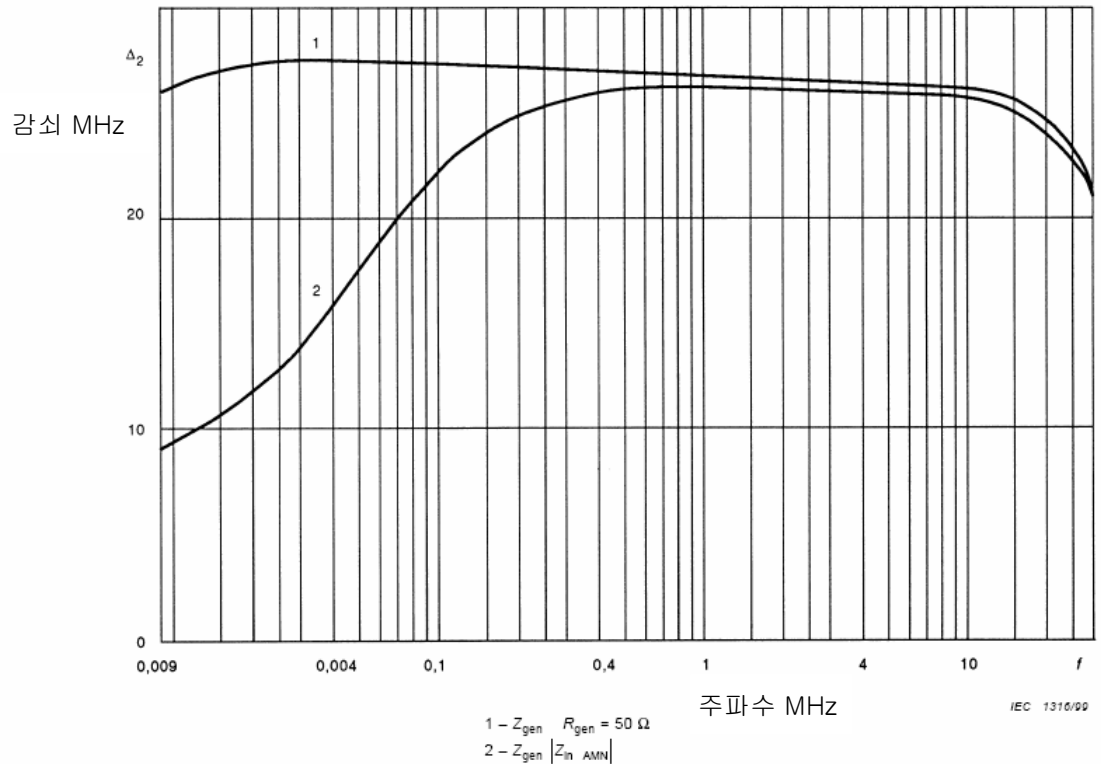


그림 A.5 - 의사 전원 회로망 필터의 감쇠

A.8 의사 전원 V-회로망의 전압 분배 인자의 측정

전압 분배 인자는 V-회로망의 각각의 시험 배치에 대해 그림 A.6a 및 A.6b에 의해 제시된 바와 같은 시험 배치를 이용하여 측정될 수 있다. 이 분배 인자는

회로망 분석기를 사용하거나 신호 발생기 및 측정 수신기 또는 고 임피던스(낮은 정전용량) 프로브를 가진 RF-전압계를 사용하여 각 내부 접속(예를 들어, 수동 또는 원격 스위치 개폐 배치)을 가진 각각의 라인에서 측정되어야 한다. RF 포트에 접속되지 않는 모든 피시험기기 포트의 라인선 50 Ω으로 종단되어야 한다.

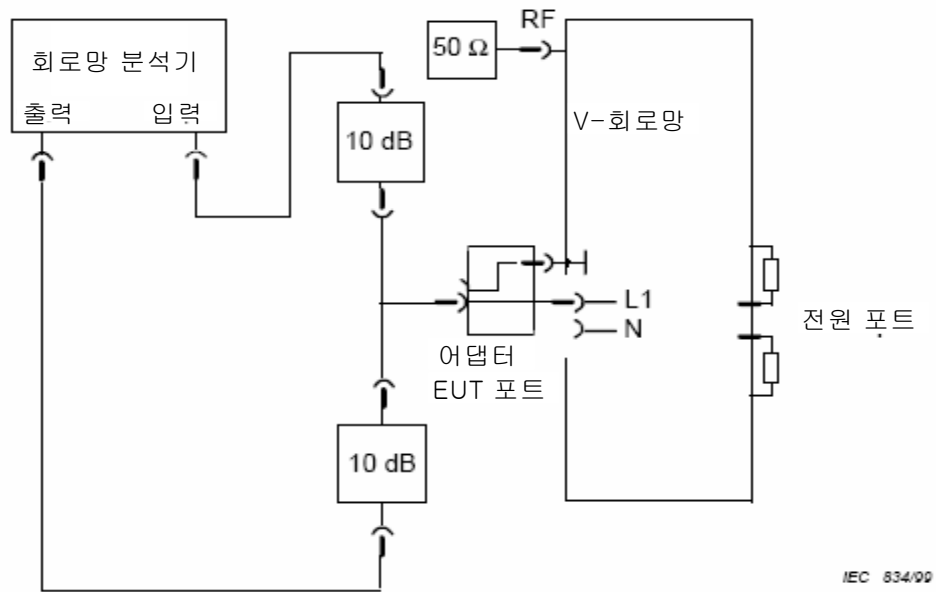


그림 A.6a 회로망 분석기의 정규화에 대한 시험 배치

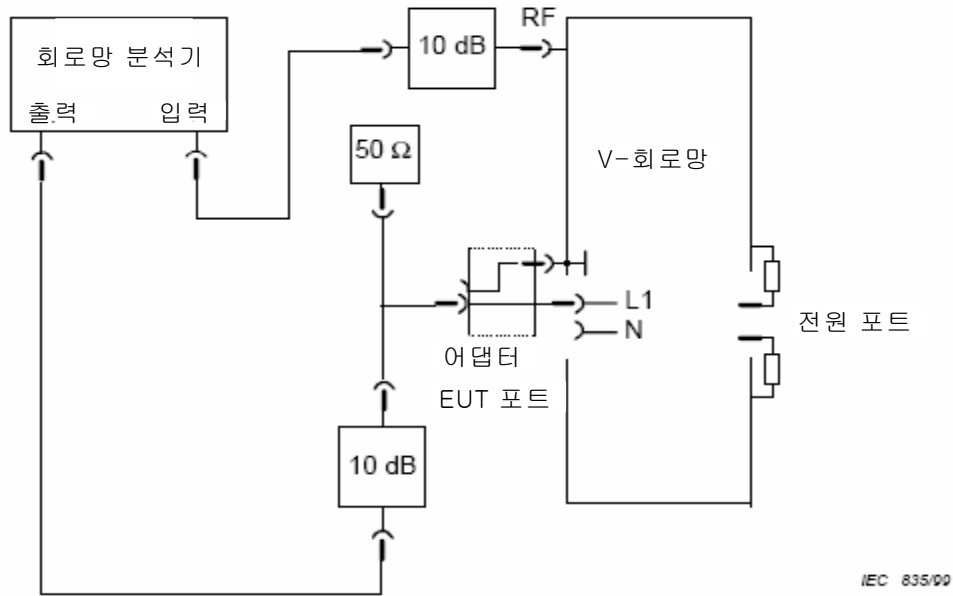


그림 A.6b - 회로망 분석기를 사용하는 전압 분배 인자 측정에 대한 시험 배치
 피시험기기 포트는 주파수에 의존하는 임피던스를 나타내므로 피시험기기 포트
 에서 측정되는 전압 레벨을 사용하여 회로망 분석기를 정규화 시킬 필요가 있다.

신호 발생기와 고 임피던스 프로브를 가진 RF-전압계가 사용되는 경우 피시험
 기기 포트는 50 Ω 패드를 거쳐 공급되고 RF 포트는 피시험기와 RF 포트에
 서 두 번의 연속 측정으로 전압 분배인자를 측정하는 동안에 50 Ω 부하로 종
 단된다.

피시험기기 포트에서 사용되는 어댑터의 구성은 교정을 위해 중요하다. 낮은 임
 피던스로 접속되어야 하고, T-접속기는 피시험기기 포트와 접지 단자에 가능한
 한 접근하여 배치되어야 한다.

10 dB 패드는 측정을 정확하게 하기 위해서 정확한 50 Ω 소스와 부하 임피던
 스를 제공하기 위해 사용된다.

전원 포트의 각 라인은 새시에 관련된 50 Ω으로 종단되어야 한다.

150 Ω V-회로망에 대한 피시험기기 포트와 측정수신기 포트 즉, 150 Ω / 50
 Ω, 사이의 전압 분배는 참작되어야 한다.

부록 B
(정보)
전류 프로브의 구조, 주파수 범위, 및 교정
(5 절)

B.1 전류 프로브에 대한 물리적 및 전기적 고찰

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

보통 전류 프로브는 도넛 모양(toroidal shape)의 중앙부 개구 내에 놓여져서 측정될 도체를 가진 도넛형이다. 기존의 요구사항과 제조업자의 규격은 중앙 개구부의 직경이 2 mm에서 30 cm의 범위로 달라질 수 있다. 2차 권선은 프로브의 외기가 편리하도록 똑같은 방법으로 도넛체에 배치된다. 도넛의 심과 권선은 정전기 진동을 막기 위해 차폐물로 싸여 있다. 이 차폐물은 트랜스포머에 단락되는 권선이 있는 것을 막기 위해 간극을 둔다.

대표적인 장애 측정용 전류 프로브는 7내지 8회의 2차 권선을 사용한다. 권선의 수는 최대화시킨 평탄 주파수 범위 및 1 Ω 이하의 삽입 임피던스를 보증하기 위하여 최적화된 권선의 비율이다. 100 Hz 이하의 주파수에 대해서 적층 실리콘 강심(steel core)이 사용된다. 페라이트 심은 100 kHz에서 400 MHz 사이에 사용되며 공기 심은 불평형 50 Ω 출력 트랜스포머에 대한 평형 코일로 200 MHz에서 1 000 MHz 사이에 사용된다. 그림 B.1은 대표적인 전류 프로브의 구조를 나타낸다.

전류 프로브는 일반적으로 장애 측정용 진동 기기에 사용된다. 그러므로, 전류 프로브는 장애 전류를 계기에 의해 검출할 수 있도록 전압으로 전환되도록 설계된다. 전류 프로브의 감응도는 전달 임피던스의 향으로 편리하게 표현될 수 있다. 전달 임피던스는 1차 전류에 대한 2차 전압(일반적으로 50 Ω 저항 부하를 거치는)의 비율로서 정의되며 때때로 전달 어드미턴스(admittance)가 대신 사용된다.

전류 프로브와 장애 수신기의 전체 선택도는 수신기 감응도의 함수이기도 하다.

도체내에서 최소한도로 검출할 수 있는 장애 전류는 전류 프로브의 전달 임피던스 (Ω)에 대한 수신기 감응도 (V)의 비율이다. 예를 들면, 1 마이크로볼트 ($1 \mu\text{V}$) 수신기와 10Ω 의 전달 임피던스를 가진 전류 프로브가 사용되는 경우에는, 최소한도로 측정될 수 있는 전류는 $10 \mu\text{A}$ 이다. 최대한의 감응도를 얻기 위하여 전달 임피던스는 가능한 한 높아야 한다.

전달 임피던스 Z_T 는 간혹 1Ω 이상에서 데시벨(dB)의 향으로 표시된다. 이것은 $1 \mu\text{V}$ 또는 $1 \mu\text{A}$ 이상에서 좀 더 일반적인 장애 데시벨 단위에 관련하여 편리한 단위이다 (1Ω 이상에서 데시벨 향에서 Z_T 는 $20 \log Z_T$ 로서 취하게 된다)

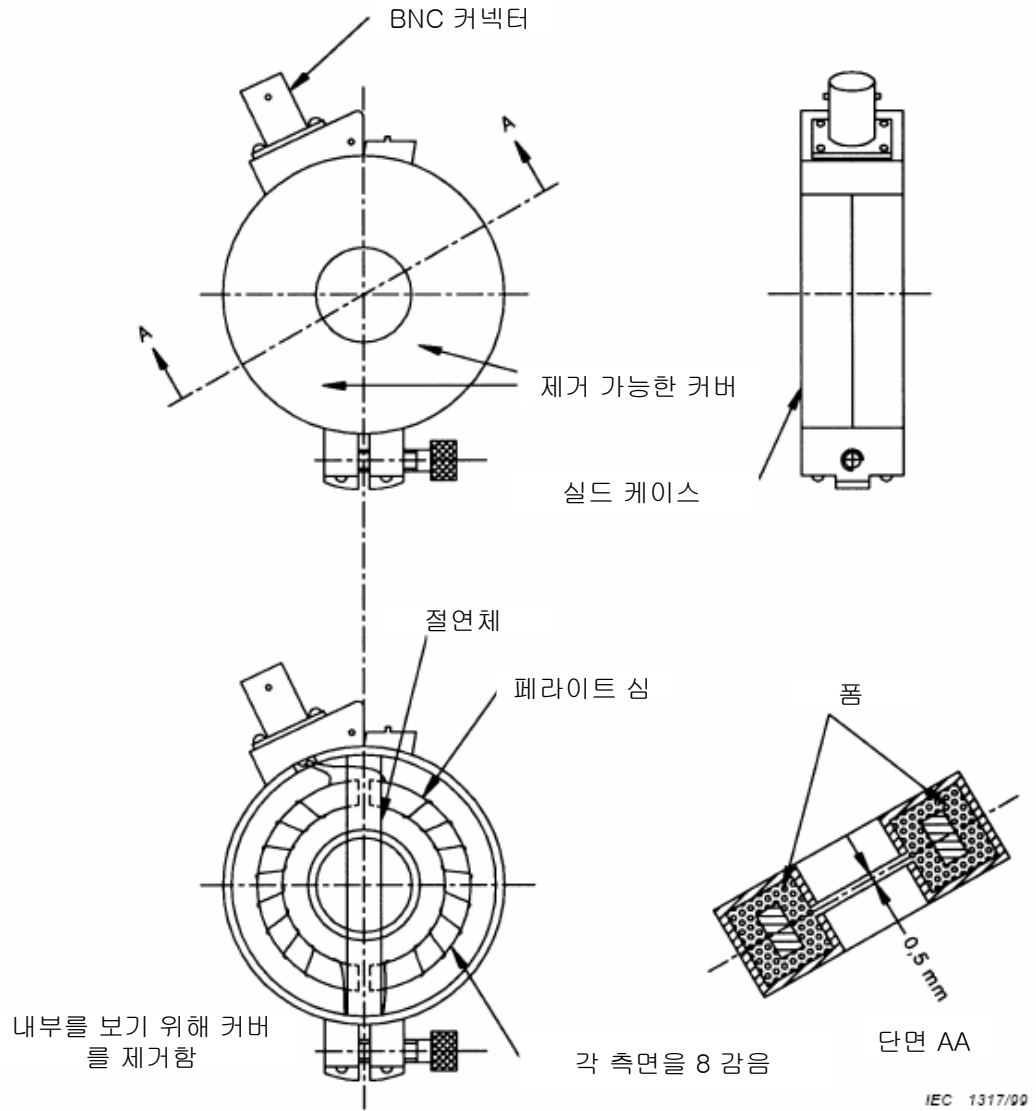


그림 B.1 - 대표적인 전류 프로브의 구조

B.2 전류 프로브의 등가 전기 회로

전류 프로브는 일반 트랜스포머 이론으로부터 정확한 등가 회로에 의해 나타낼 수 있다. 이 회로는 여러 교과서*에서 보여주므로, 여기서는 그것을 반복하지 않는다. 정확한 회로 및 유도 공식을 고려하여 단순화 후에, 다음과 같은 전달 임피던스에 대한 다음 식을 얻는다:

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

$$\text{중간 주파수 경우: } Z_T = M R_L / L \quad (\omega^2 LC = 1) \text{ 인 경우,}$$

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

여기서

Z_T 는 전달 임피던스이다

M 은 1차와 2차 권선 사이의 상호 임피던스이다

L 은 2차 권선의 인덕턴스이다.

R_L 은 2차 권선(보통 50 Ω)의 부하 임피던스이다

C 는 2차 권선의 장해되는 정전용량이다

ω 는 라디안/초로 표시되는 각 주파수이다.

다음과 같은 결론은 이들 식으로부터 얻어낸 것이다:

- 1) 일정한 부하 임피던스에 대해서 중간 주파수에서의 최대 전달 임피던스는 2차 인덕턴스에 대한 상호 인덕턴스의 비율에 직접 비례한다(상수인 R_L).
- 2) 고주파수 반 전력 지점은 2차 장해 정전용량의 리액턴스가 부하 저항과 같을 때 발생한다.

B.3 전류 프로브 측정의 해로운 효과

전류 프로브는 근본적으로 도넛형 트랜스포머이므로 1차에 2차 임피던스 비를 반영한다. 8회 2차 권선 및 50 Ω 부하에 대해서 삽입 임피던스는 전형적으로

대략 1 Ω 이다. 측정되는 회로의 소스와 부하 임피던스의 조합이 1 Ω 보다 더 큰 동안, 전류 프로브의 적용시 1차 전류의 흐름을 크게 변경시키지 않아야 한다. 그러나 회로 소스와 부하 임피던스의 합이 삽입 임피던스보다 작은 경우 전류 프로브의 적용은 1차 전류를 상당한 정도로 변경시킬 수 있다.

한번 의도된 전류 프로브의 적용은 교류 300 A 또는 직류 100 A까지 실행할 수 있는 1차 전력선에 관한 장애 측정이다. 또한 전류 프로브는 강한 외부 자계를 발생하는 기기의 부근에서 사용될 수 있다. 전류 프로브의 전달 임피던스는 이들 전력 전류 또는 전속 밀도에 의해 변경되어서는 안 된다. 그러므로 자기 회로(magnetic circuit)는 이 전류가 포화 되지 않도록 설계되어야 한다. 교류 전력 전류는 20 Hz에서 15kHz의 주파수 범위에 있을 수 있으므로 이들 전력 주파수에서 전류 프로브 출력은 관련된 수신기의 입력 회로를 손상 시킬 수 있다. 그러한 것을 해결하는 방법은 전력 프로브와 수신기 사이에 전력 주파수 제거 필터를 삽입하는 것이다. 그림 B.2는 9 kHz 주파수를 차단시키는 고역 필터를 보여준다.

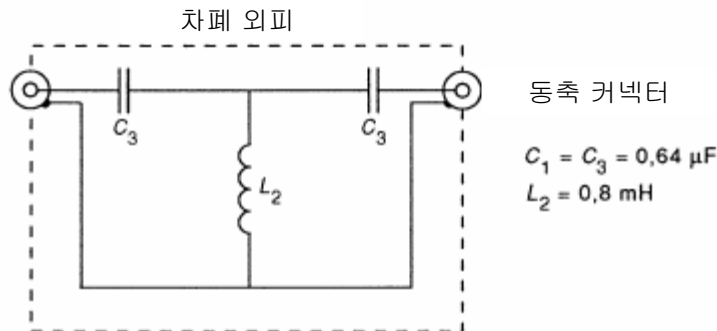


그림 B.2 - 9 kHz의 주파수를 차단시키는 고역 필터

B.4 전류 프로브의 전형적인 주파수 응답 특성

그림 B.3 은 평탄한 통과대역을 가진 전류 프로브의 대표적 주파수 응답 특성을 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) 차폐 구조가 부가된 전류 프로브는 비대칭(공통 코드) 또는 대칭(차동 모드) 장애 전류의 측정에 사용될 수 있다. 이 방법은 100 kHz에서 20 MHz에 이용할 수 있다. 이 방법의 근본적인 특징은 고역 필터와 결합된 변형된 RF 전류 프로브에 있다. 고역 필터의 목적은 전류 프로브의 출력에서 전력 주파수 전류의 제거하는 것이다. 시험 배치는 CISPR 16-2-1에서 기술된다.

B.5.1 이론적 모델

의사 전원 회로망을 사용하는 전류 측정에 대한 설치는 그림 B.4a에서 보여준다. 장애 전류의 성분은 다음과 같다:

I_1 라이브 전원 도선에 흐르는 전류

I_2 중성 전원 도선에 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.

$$I_1 = I_C + I_D$$

$$I_2 = I_D - I_C$$

$$2I_C = I_1 + I_2$$

$$I_D = I_1 - I_2$$

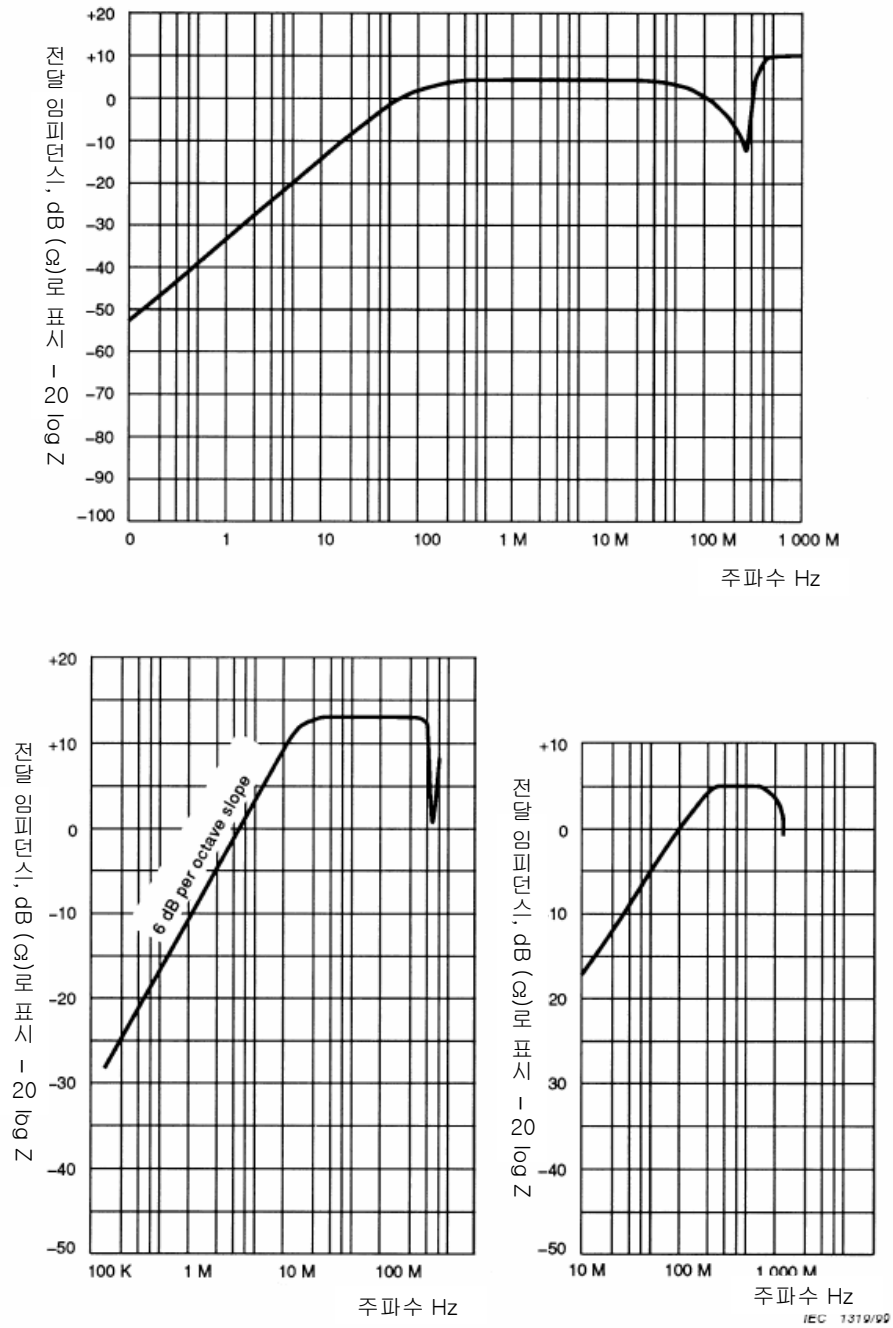


그림 B.3 - 대표적 전류 프로브의 전달 임피던스 (B.4 절)

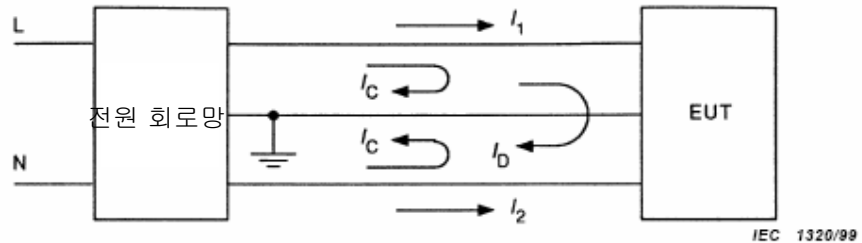


그림 B.4a - 간접 전류가 있는 CISPR 시험 회로

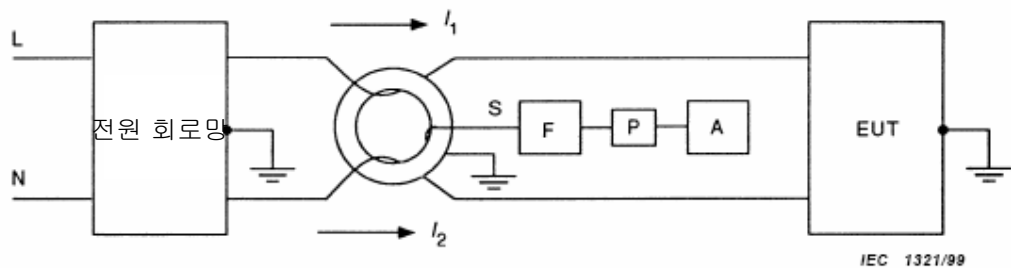


그림 B.4b - 공통(비대칭) 및 차동(대칭) 모드 잡음을 구분화하는 시험 회로

I_1 과 I_2 가 부가되도록 도체 주위에 죄어진 전류 프로브는 비대칭 전류만으로 인한 출력을 내놓는다, 반면에, 전류의 차이는 대칭 전류에만 관계되는 출력을 산출해야 한다. 비대칭 전류에만 측정된 값의 6 dB 보정은 비대칭 전류에 대한 방정식에서 2의 인자로 인하여 필요 하게 된다 (그림 B.4b 참조).

B.5.2 차폐 구조물의 구성

요구되는 부가 차폐는 그림 B.5에 나타낸다. 나타낸 치수는 51 mm 직경의 중앙 심을 가진 전류 프로브에 대한 것이다. 다른 크기의 전류 프로브에 대해서 그 크기는 그에 적절하게 눈금이 정하여 진다.

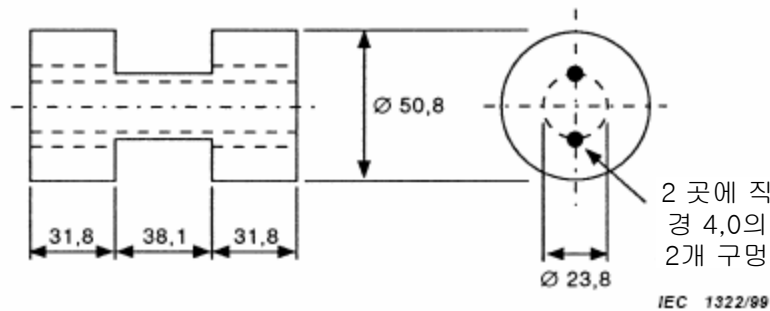


그림 B.5 - 전류 트랜스포머와 함께 사용되는 차폐 구성
(이 재료는 전도성이 높아야 한다. 예로서, 구리 또는 황동)

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

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

B.5.3 고역 필터

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

B.6 전류 프로브의 교정

전류 프로브의 교정은 동축 어댑터의 두 개의 절반부로 만든 지그(jig)에 의해 행할 수 있다. 적절히 전류 프로브를 조립하는 경우, 전류 프로브를 에워싸는 외부 도체와 내부 도체는 프로브의 구멍을 통과하는 동축 라인을 형성한다(그림 B.8).

등가 교정 회로는 그림 B.6에 보여준다. 동축 라인이 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 동축 라인을 얻기 위하여 지그의 설계를 고려해야만 한다. 전류 프로브의 전압 출력이 V_2 인 경우, 전달 어드미턴스는 다음 식을 사용하여 계산할 수 있다:

$$k = V_1 - V_2 - 34$$

여기서

k 는 전달 어드미턴스이고, dB(S) 표시한다

V_1 은 동축선의 RF 전압이고, dB(Ω V)로 표시한다

V_2 는 프로브의 RF 출력 전압이고, dB(Ω V)로 표시한다

인자 34는 50 Ω 부하 임피던스와 관계된다.

전달 어드미턴스 k 는 다음 식에 의해 측정되는 전류 I_p 의 값을 계산 하기 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 교정 결과를 보여주며, 그림 B.8a는 리턴 손실(return loss)를 나타내고, 그림 B.8b는 동축 어댑터 지그의 그림을 보여 준다.

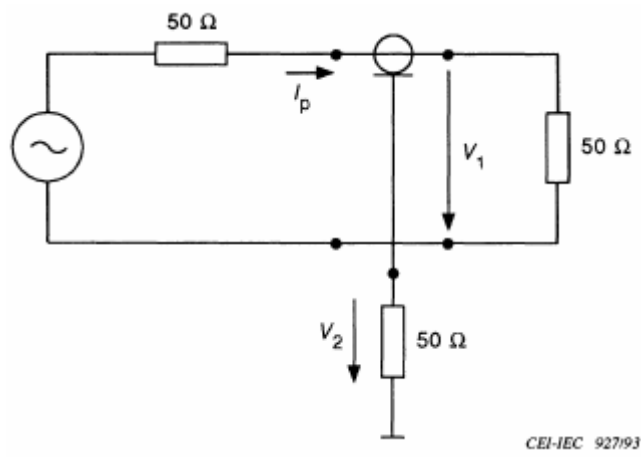


그림 B.6 - 동축 어댑터와 전류 프로브가 있는 회로의 개략도
전류 프로브 인자 k 측정

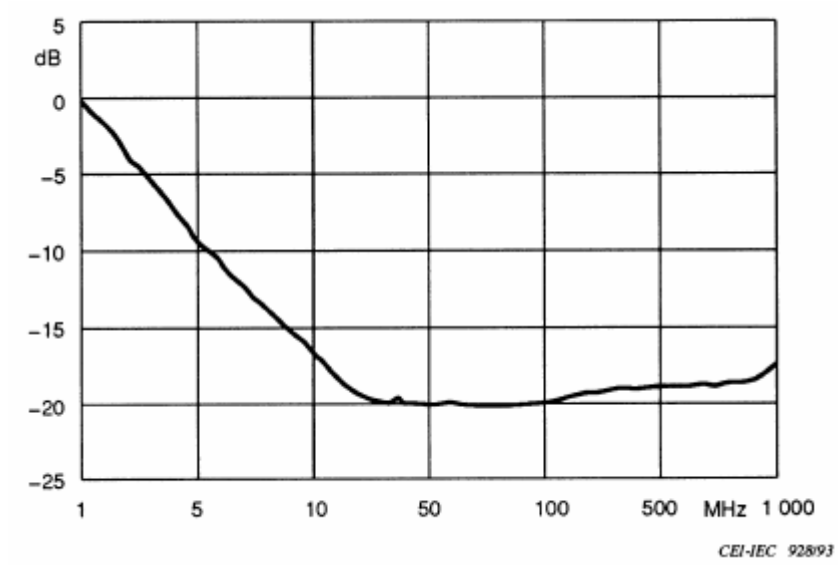


그림 B.7 - 주파수 함수로서의 전류 프로브 인자

반사 손실 dB

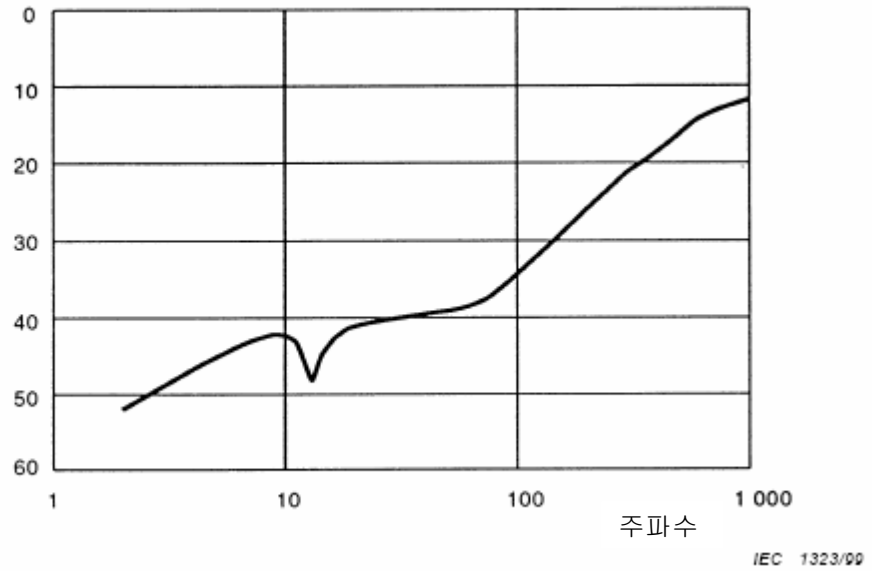


그림 B.8a - 반사 손실(return loss)

동축 어댑터(아래 참조)의 반사 손실은 50 Ω 및 전류 프로브 내부로 종단된다.
물론 전류 프로브도 50 Ω으로 종단된다.

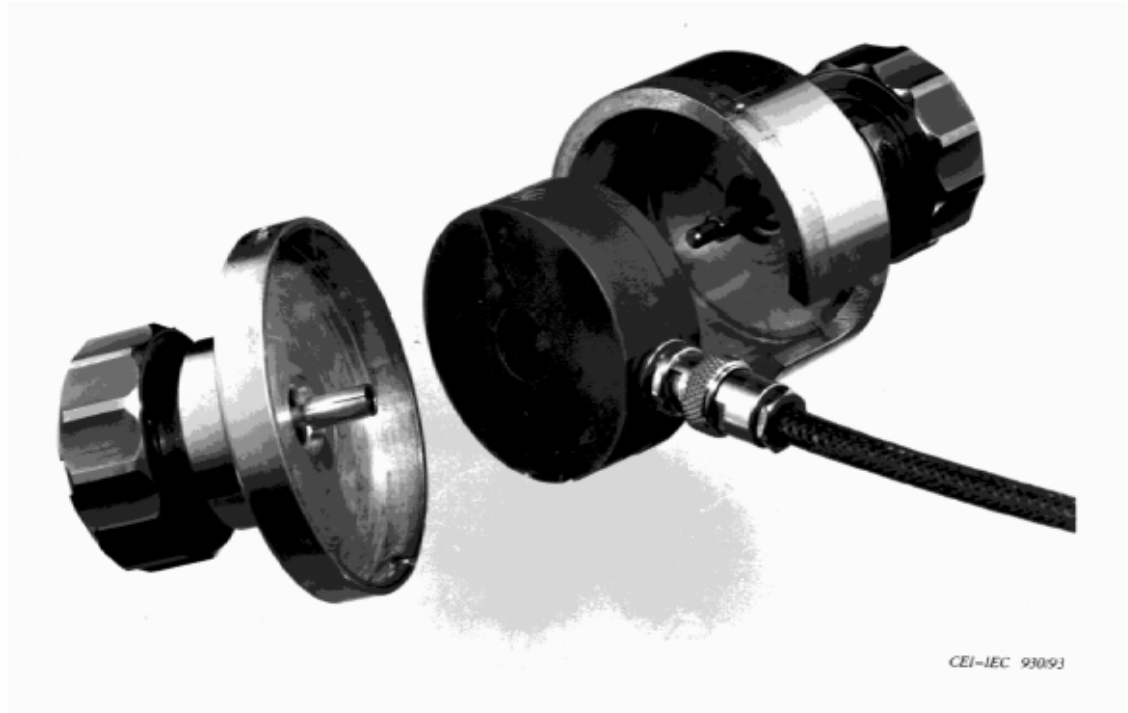


그림 B.8b - 동축 어댑터의 두개의 절반부 사이에 있는 전류 프로브

부록 C

(정보)

주파수 범위 0.15 MHz ~ 30 MHz에 대한 전류 주입용 결합 장치의 구조 (6 절)

C.1 동축 안테나 입력용 결합 장치 A형

회로도 및 구성은 인덕턴스 값이 280 μH 인 것을 제외하고 그림 C.1에 보여준 A형 장치와 유사하다.

280 μH 인덕터의 구조:

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

권선(winding) : 완전히 차폐된 소형 동축 케이블의 28 권, 예로서, UT-34, 외경 1.5 mm의 외부 절연 플라스틱 관을 가진, 전선의 직경 0.9 mm.

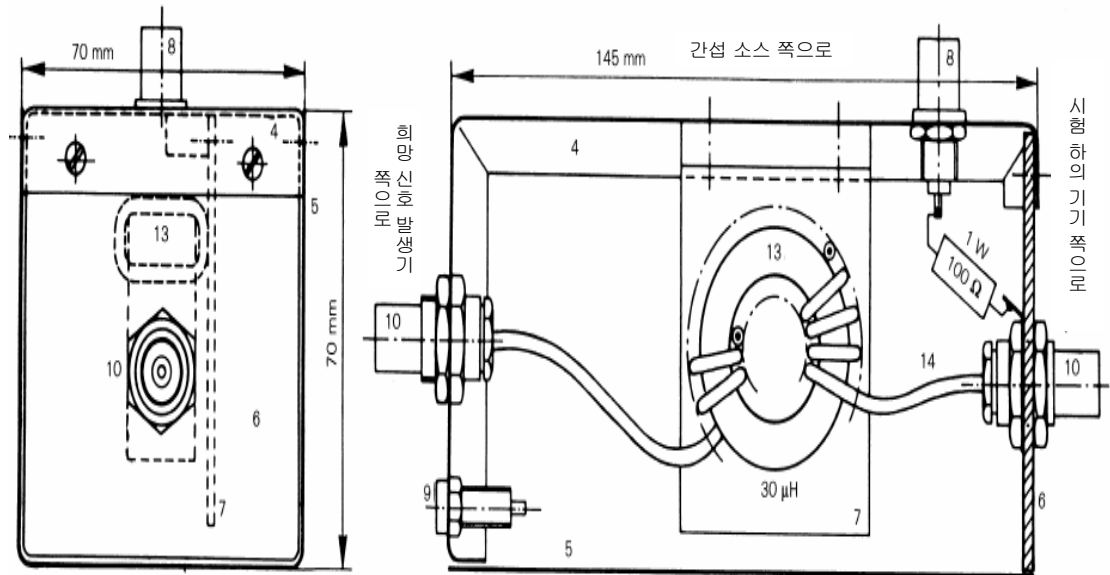
C.2 전원 리드용 M형 결합 장치

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 회로도 및 구조는 그림 C.2에 보여주는 M형 장치와 유사하다.

560 μH 인덕터의 구성:

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

권선(winding) : 외경이 1.5 mm인 절연 구리선으로 40 회 권선.



기호 풀이

4-5 는 크기 145 mm x 70 mm x 70 mm의 금속 케이스.
(접지면 P1에 배치된 5개의 부품)

6 은 정면 판.

7 은 초크용 지지판(절연 재료)

8 은 동축 커넥터, BNC, 50 Ω

9 는 그룹 잭.

10 은 동축 커넥터, BNC

13 은 페라이트 4C6 형, 동축 케이블의 14 회 권선인, Ø 36 mm, 15 mm.

14 는 동축 케이블, 외경 2,4 mm.

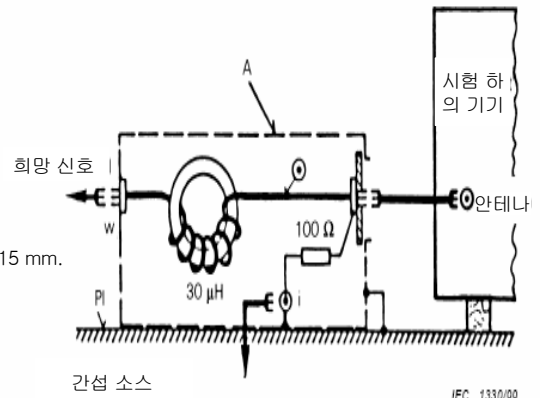
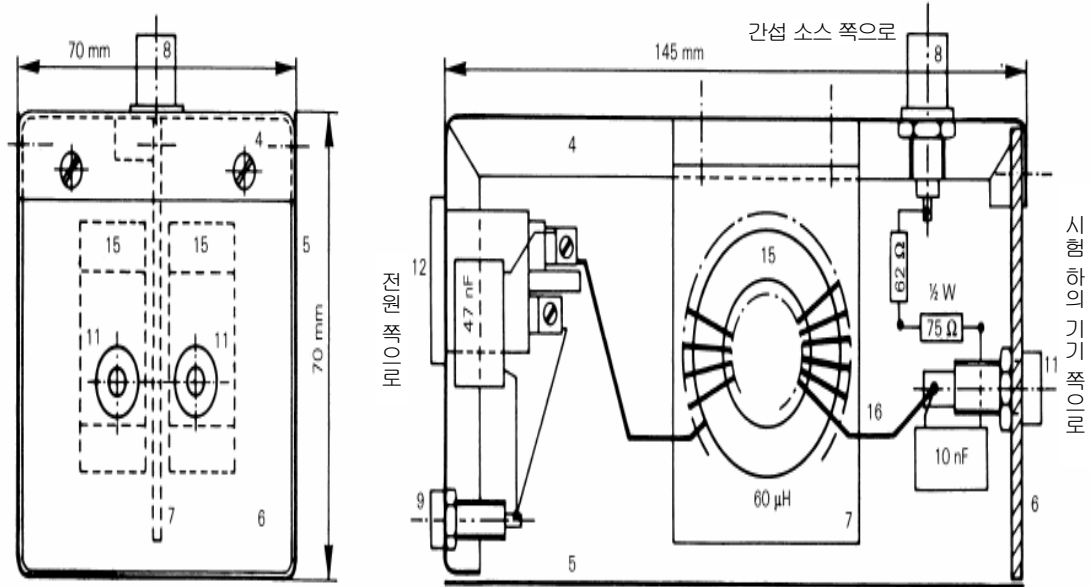
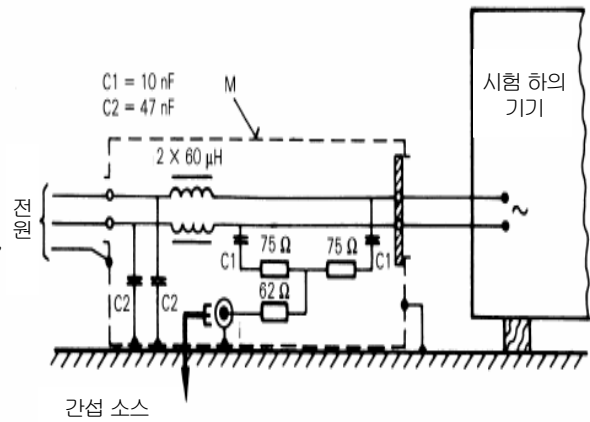


그림 C.1 - 동축 입력용 결합 장치 A의 예
개략도와 세부 구성 (C.1 절 및 D.2 절 참조)



- 기호 풀이
 부품 4-9 : A형 장치 참조
 11 은 시험 하의 기기용 전원 소켓
 (두 개의 절연 바나나 잭)
 12 는 전원 플러그 (2P + 접지)
 15 는 두 개의 페라이트 링 4C6형, 각각 20회 권선을 가진,
 직경 36 mm x 23 mm x 15 mm
 16 은 절연된 0,8 mm의 구리선, 외경 0,8 mm



IEC 1331/99

그림 C.2 - 전원 리드용 결합 장치 M형의 예. 개략도와 세부 구성
 (C.2절 및 D.2 절 참조)

C.3 확성기 리드용 L형 결합 장치

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

각 560 μH 초크의 구성:

심(core) : 한 개의 페라이트 링, 재료 4C6 또는 등가인 것, 치수는 외경이 36 mm, 기 내경이 23 mm, 두께는 30 mm.

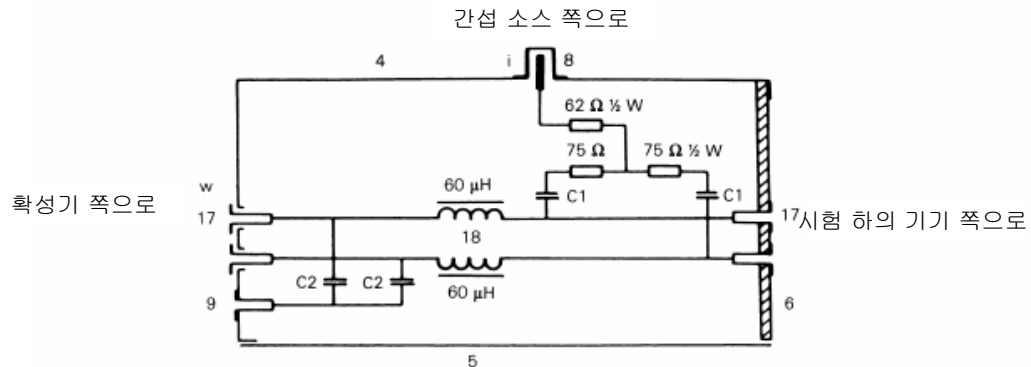
권선(winding) : 직경이 0.4 mm인 니스 절연 구리선으로 56 회 권선.

주) 자 페라이트 4C6의 특성

상대 초기투자율 $\mu_i = 120$

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

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



기호 풀이

부품 4-5-6-8-9: A형 참조

17 은 절연 바나나 잭,

18 은 각각 60 μH 인, 두 개의 인덕터스.

각 인덕터스에 대해서 :

심 : 한 개의 페라이트 링, 4C6형,
 $\varnothing 36 \text{ mm} \times \varnothing 23 \text{ mm} \times 15 \text{ mm}$

권선 : 절연 구리선으로 20 권

외경 $\varnothing 1.2 \text{ mm}$

인덕터스의 설치 : M형 장치 참조

$C_1 = 10 \mu\text{F}$

$C_2 = 47 \mu\text{F}$

그림 C.3 - 확성기 리드용 결합 장치 L형의 개략도 및 단순 구성도
 (D.2 참조)

C.4 가청 주파수 신호형 Sw형 결합 장치

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

주) C.1에 기술된 A형 결합 장치는 피시험기기의 두 개의 스테레오 신호 케이블이 함께 연결되는 경우 이 목적으로 사용될 수 있다.

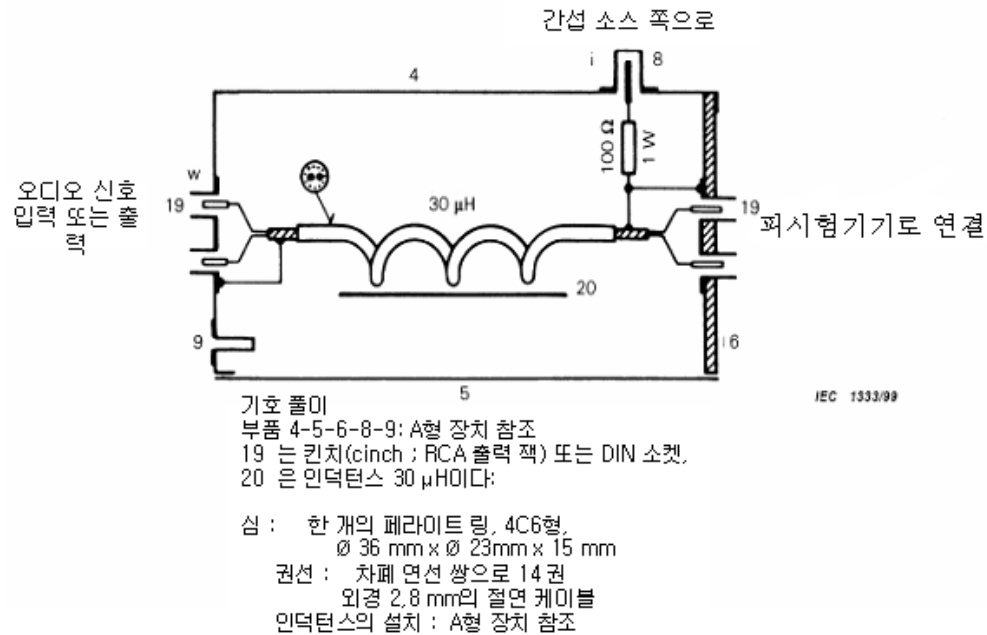
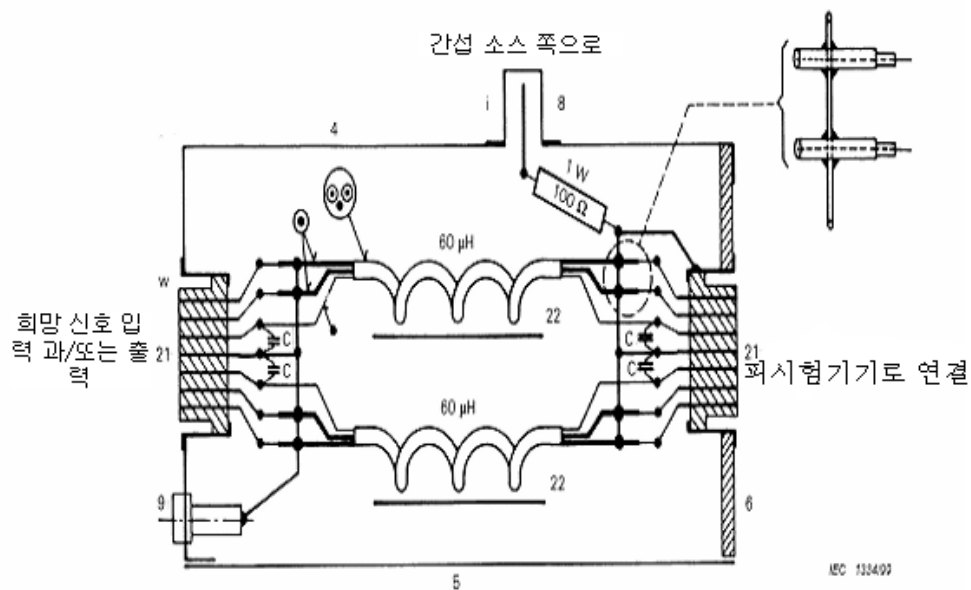


그림 C.4 - 오디오 신호용 결합 장치 Sw형의 예.
개략도와 단순 구성도
(D.2 참조)

C.5 오디오, 비디오, 및 제어 신호용 Sw형 결합 장치

회로도 및 구조는 그림 C.5에 보여준 Sw형 장치와 유사하지만 C.2절에서 기술된 두 개의 $560\ \mu\text{H}$ 인덕터는 제외되어야 한다. 3개의 도선으로 된 케이블은 외경이 1.5 mm보다 더 커서는 안 된다. 이것은 두 개의 마이크로 동축 케이블 UT-20(직경 0.6 mm)과 직경 0.3 mm의 니스 절연 구리선을 사용하여 구현될 수 있다.



기호 풀이

부품 4-5-6-8-9: A형 장치 참조

21 은 다중핀 커넥터 (예로서, 7 핀 DIN-소켓)

22 는 각각 $30\ \mu\text{H}$ 인 두 개의 인덕터, 각 인덕터에 대해서 :

심 : 한 개의 페라이트 링, 4C6형,

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

권선 : 3-리드 케이블로 20 권

케이블 : 두 개의 마이크로 동축 케이블, UT-34,

외경 0.9 mm + 1 개 구리선

$\varnothing 0.4\ \text{mm}$ 의 니스 절연

외부 절연 : 외부 관의 $\varnothing 2.4\ \text{mm}$

인덕터의 설치 : M형 장치 참조

$C = 1\ \mu\text{F}$ (또는 그 이상, 신호 소스에 의해 받아들일 수 있는 경우)

그림 C.5 - 오디오, 비디오 및 제어 신호용 결합장치 Sw형의 개략도와 단순 구성도(D.2 참조)

부록 D

(정보)

전도성 전류 내성 측정용 결합 장치의 작동 원리 및 예

(6 절)

D.1 작동 원리

작동 원리는 그림 D.1에서 나타나 있다. 인덕턴스 L 은 주입되는 장해 전류에 대한 고 임피던스를 나타낸다. 필터 L/C_2 는 시험 기구(의도된 신호 발생기 또는 보조 기기)를 고립 시킨다. C_1 과 C_2 는 교류/직류 상태가 허용하는 경우, 단락 회로로 교체될 수 있다. 50 Ω 내부 저항으로부터 유도되는 장해 신호는 리드 쪽으로 또는 동축 케이블의 차폐물 쪽으로 100 Ω 저항 R_1 과 저지 캐패시터 (blocking capacitor) C_1 (요구되는 경우)을 거쳐 주입된다.

D.2 장치의 형식 및 구조

결합 장치는 다음과 같은 형식이 사용 된다:

A형 : RF 동축 장치는 RF 주파수 범위에서 의도된 신호를 반송하는 동축 리드에 사용된다. 세부 구성은 그림 C.1에서 보여준다. 100 Ω 저항(50 Ω 간섭 신호원으로부터 150 Ω 소스 임피던스를 만드는 것)은 장치 내의 동축 출력 커넥터의 차폐물에 접합 된다.

M형 : 이 결합기는 전원 리드와 함께 사용하기 위한 것이다. 세부 구성은 그림 C.2에 나타낸다. 장해 전류의 삽입은 100 Ω 의 등가 저항을 통하여 양 전선에 비대칭으로 행하게 된다. 이 장치는 의사 전원 델타 회로망과 같고, 시험 단자 하에 있는 장비로부터 보여 지듯이 150 Ω 의 대칭과 비대칭 등가 저항 임피던스로 나타난다.

L형 : 이 장치는 확성기 리드와 함께 사용하기 위한 것이다. 세부 구성은 그림 C.3에서 보여준다. 장해 소스의 임피던스는 M형 장치에 대한 것처럼 배치된다.

Sr 및 Sw형 : 이 결합기들은 오디오, 비디오 및 기타 보조 리드와 함께 사용하기 위한 것이다. 이들은 다양한 핀의 수에 적용되어야 하고 다음과 같은 커넥터 배치를 가지는 다중 핀 장치이다:

Sw형 : 이들 장치는 오디오, 비디오, 제어 또는 기타 다른 신호에 대한 통과 경로를 제공하는데, 케이스 필터링은 장해 신호가 피시험기기 쪽으로 향한다는 것을 보증하기 위하여 요구된다. 그림 4에 나타난 세부 구성은 도넛에 감겨진 차폐 쌍으로 오디오 신호에 제공되는 간단한 필터링을 표시한다. 구조적 이유 때문에 다중 리드 케이블의 경우에는 그림 C.5에 나타난 도넛에 감기 전에 케이블 리드를 분리하는 것이 필요하다. 양쪽의 경우에, 장해 전류는 스크린과 출력 커넥터의 접지 핀에 100 Ω 저항기를 거쳐 주입되고 다른 (비차폐의) 리드 쪽으로 콘텐츠를 통해 주입된다.

Sr형 : 이들 장치는 통과 신호 경로가 제공될 것이 요구되지 않는 경우에 설계된다. 케이블의 모든 리드는 정합 부하 저항으로 종단된다. 세부 구성은 그림 D.2에 나타낸다. 장해 전류는 차폐(접지) 및 커넥터의 접지핀에 있는 100 Ω 저항을 거쳐 주입 되는데, 모든 지점의 부하 저항기(R_1 R_n)가 역시 연결되어야 한다. 그림 C.4에서 지적된 형식이나 또는 정확한 부하저항으로 종단된 그림 C.5의 결합 장치는 이러한 목적으로 사용될 수 있음에 유의해야 한다.

장해 발생기의 소스 임피던스가 50 Ω 이 아닌 경우 직렬 저항값이 150 Ω 으로 요구되는 임피던스가 형성되도록 적절하게 조절된다.

그림 C.1부터 D.2에서 보여주는 RF 초크 코일은 인덕턴스 30 μH 또는 병렬로 2 x 60 μH 를 가지며, 주파수 범위 1.5 MHz부터 150 MHz 범위가 만족되어야 한다. 주파수 범위 0.15 MHz 30 MHz에 대해서 인덕턴스는 각각 280 μH 또는 병렬로 2 x 560 μH 이다. 부록 C는 이들의 구조를 기술한다.

장치의 출력 단자에 기생 정전용량이 가능한 한 낮도록 하기 위하여 예방 조치는 배치에서부터 취해져야 한다. 장치의 금속 케이스는 큰 부분 동편조(copper braid) 및 페인트 하지 않은 케이스의 접지면에 조심스럽게 연결해야 한다는 것을 유념해야 한다.

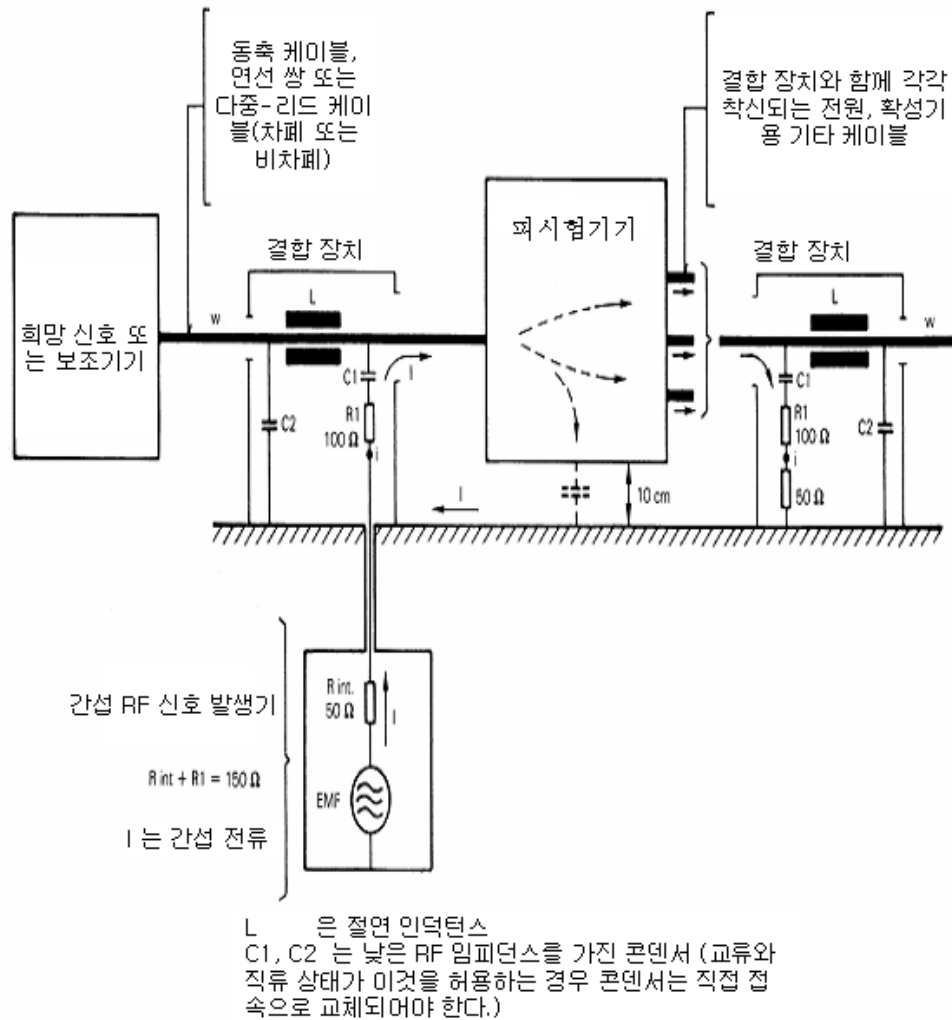
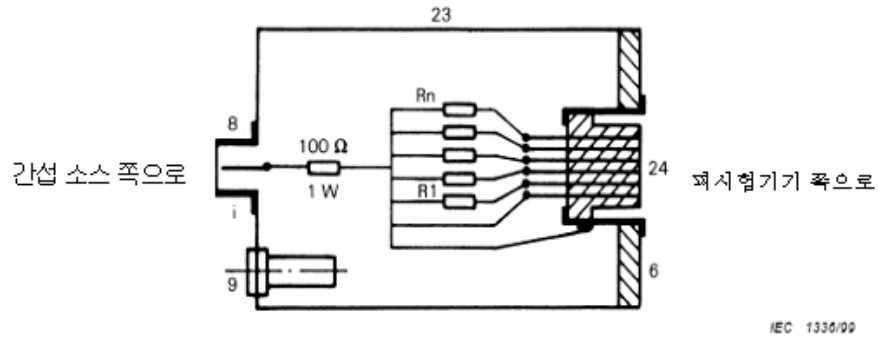


그림 D.1 전류 주입 방식의 일반 원리 (D.1절 참조)



6-8-9: A형 참조

23 은 100 mm x 55 mm x 55 mm 크기의 금속 케이스

24 는 다중핀 도체 또는 DIN 소켓

R1 - Rn 은 정할 부하 저항이다.

실례 : 오디오 기기용 결합 장치 :

축음기(phonograph) 자기(magnetic) :

2 x 2,2 kΩ

수정(crystal):

2 x 470 kΩ

마이크 : 2 x 600 Ω

튜너(tuner) : 2 x 47 kΩ

테이프 레코더 : 4 x 47 kΩ

오디오 이/아웃 : 4 x 47 kΩ

그림 D.2 - 부하 저항을 가진 Sr형 결합 장치

개략도 및 단순 구성도 (D.2절 참조)

부록 E

(기준)

비대칭 의사 회로망의 매개변수 측정 및 예

E.1 비대칭 의사 회로망의 예에 관한 설명: T 회로망

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

피시험기기가 정확하게 동작하는 것이 요구되는 대칭 신호는 단자 a_2 와 b_2 에 접속된다. 이중 초크 L_1 은 장애의 대칭 성분의 분리 측정을 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 장애 전압용 회로망의 종단 임피던스는 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 입력 임피던스이다. 이 경우에 계측기가 읽은 값은 피시험기기의 단자에서 실제 비대칭 값보다 대체로 9.5 dB 더 낮다. 캐패시터 C_T 는 저항의 손실 없이 그리고 포화로 인하여 L_1 의 특성에 영향을 미치지 않고 회로망에 직류 공급 전압을 허용하는 저지 직류 전류(blocking D.C. current)이다.

정상적으로 비대칭 의사 회로망은 피시험기기와 관련된 기기 사이에 삽입된다.

E.2 비대칭 의사 회로망의 매개변수의 측정

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

a) 종단 임피던스

서로 연결된 단자 a_1 과 b_2 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)

Y-회로망의 이러한 전류 제거 능력은 그림 E.3c에 따라서 측정되어야 한다. 회로망 분석기는 LCL 프로브에 그의 출력 신호를 적용하는데 이 LCL 프로브는 비대칭 의사 회로망에서 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) 감결합 감쇠

감결합 감쇠는 그림 E.4에 따라서 측정되어야 한다.

d) 대칭 회로의 삽입 손실

대칭 회로의 삽입 손실은 그림 E.5에 따라서 측정되어야 한다.

두 개의 LCL 프로브는 Y-회로망의 삽입 손실 시험에 발런(balun)으로서 사용될 수 있다. 두 개의 동일한 발런은 이들 자체의 삽입 손실을 측정하기 위해 직렬로 접속될 수 있다. 발런은 2개 발런의 결합 삽입 손실이 0.15 MHz에서 30 MHz의 주파수 범위에서 1 dB보다 저 적게 되도록 설계될 수 있다.

e) 비대칭 회로의 전압 분배 인자 (Y-회로망의 교정)

비대칭 회로의 전압 분배 인자는 그림 E.6에 따라서 측정되어야 한다.

f) 대칭 부하 임피던스 및 전송 대역폭

이 매개변수는 시스템에 의해 규정된다. Y-회로망은 전송 대역폭에 관한 어떤 임피던스에 대하여 최적화될 수 있다. 그림 E.5의 시험 배치를 사용하여 어떤 대칭부하 임피던스에 대한 전송 대역폭을 측정할 수 있다.

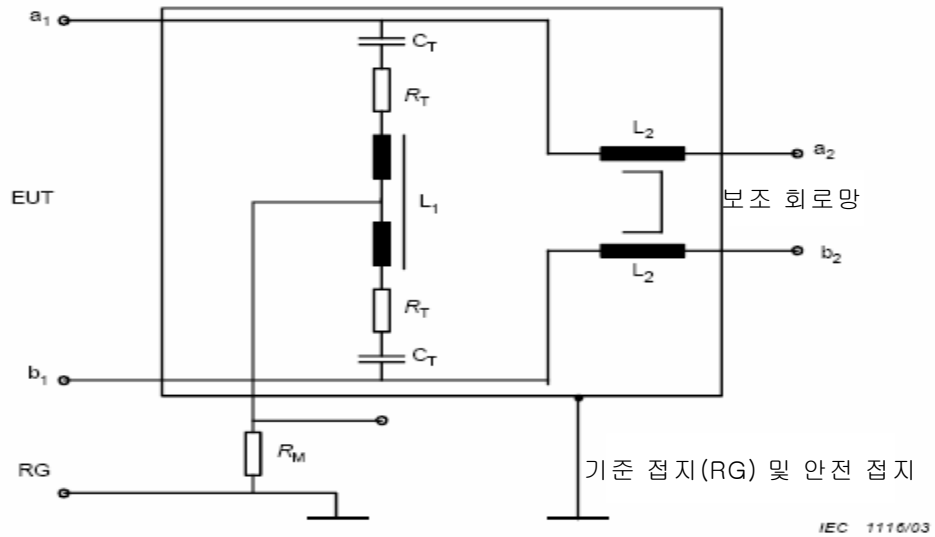
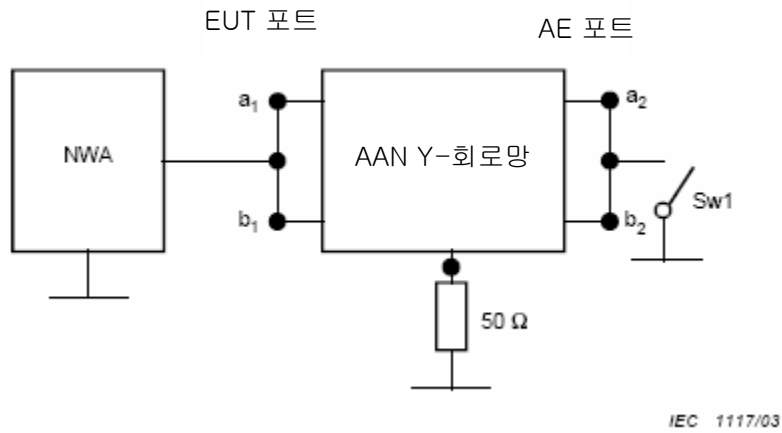
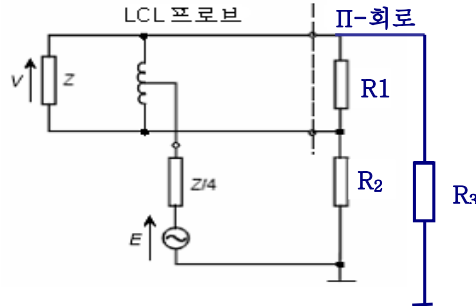


그림 E.1 - 한 쌍 전선용 T-회로망 회로의 예



주) 비대칭 의사 회로망이 더 높은 호선(order wire)(즉, 1 쌍의 전선보다 더 많이)인 경우에는, 피시험기기 포트의 모든 전선, AE 포트의 각각 모든 전선은 함께 접속된다.

그림 E.2 - 종단 임피던스 측정용 배치

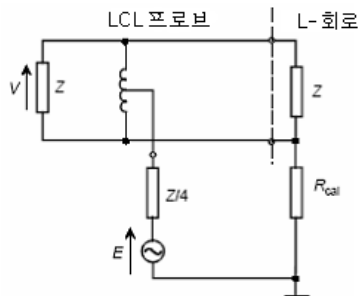


주) 비대칭 의사 회로망의 공칭 대칭 임피던스 $Z (= R_1 \bullet (R_2 + R_3) / (R_1 + R_2 + R_3))$ 와 $150 \Omega (= R_2 \bullet R_3 / (R_2 + R_3))$, 양쪽 모두를 포함하는, R_1 , R_2 와 R_3 로 구성된 최소한의 LCL II-회로로 종단되는 경우, 프로브는 20 dB의 잔여 LCL 또는 측정되는 가장 높은 LCL보다 더 높은 LCL로 이상적으로 보여줘야 한다. $Z = 100 \Omega$ 에 대해서, $R_1 = 120 \Omega$ 및 $R_2 = R_3 = 300 \Omega$ 이다. LCL 프로브는 $Z/4$ 의 비대칭 소스 임피던스와 함께 작동되어야 한다. $Z = 100 \Omega$ 에 대하여 $Z/4$ 는 25Ω 과 같다. 최적의 재현성을 위한, 프로브의 LCL은 LCL 프로브의 평형 종단에 관계되는 Ω -회로의 양 방향성에 최대화되어야 한다.

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

LCL 프로브는 LCL이 정규 회로망 분석기를 사용하여 측정될 수 있도록 구성되어야 한다. 건본 LCL 프로브는 [1]³⁾에 기술된다.

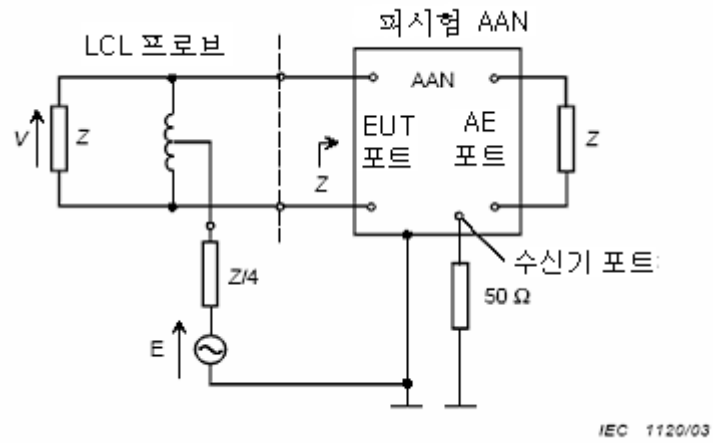
그림 E.3a - LCL 프로브 검증용 배치



주) $LCLL = 20 \lg \{ [(R_{sym}/Z) + 4R_{cal} + Z] / 2(R_{sym}/Z) \}$ dB 그림 E.3c에 대한 LCL 측정 불확도는 L-회로의 정확성과 프로브의 잔여 LCL의 양에 의한 영향을 받게 된다. L-회로에 관계되는 LCL프로브의 배향의 변경은 교정에서 약간의 불확도를 보여줘야 한다.

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 프로브 교정용 시험 배치 (L-회로)



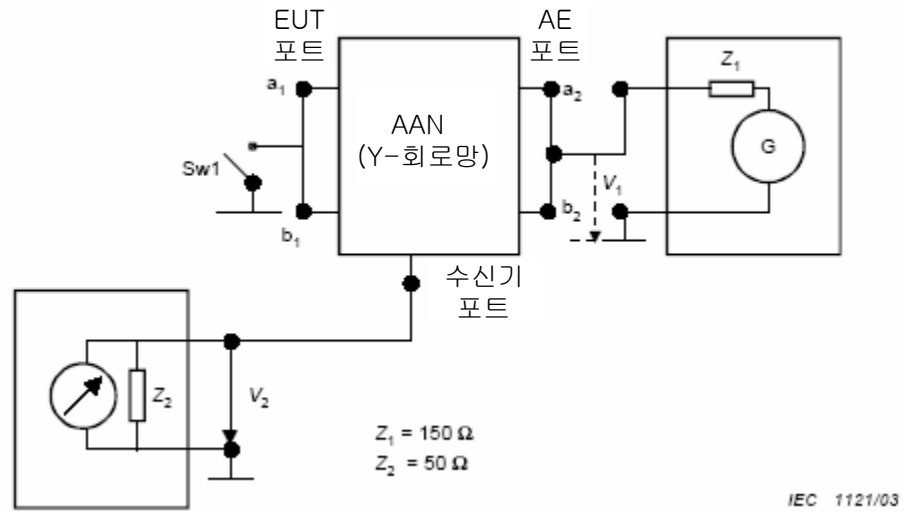
주 1 LCL의 정의에 대해서는 그림 E.3a를 참조한다.

주 2 측정되는 LCL과 프로브의 잔여 LCL 사이의 근사에 의존하여, 피시험기기 포트 종단과 두 결과의 평균 값에 관계되는, LCL 프로브의 양 배향을 가진 측정은 시험의 정확성을 개선 할 수 있다.

주 3 비대칭 의사 회로망이 더 높은 호선(즉, 1쌍의 와이어 보다 더 많은)인 경우에는, 다른 쌍이 측정되는 쌍에 관한 어떤 영향의 경우에 공통 모드 임피던스 Z 로 종단 되는 동안에, 각 쌍의 LCL이 시험된다.

그림 E.3c - 비대칭 의사 회로망의 LCL 측정에 대한 배치

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

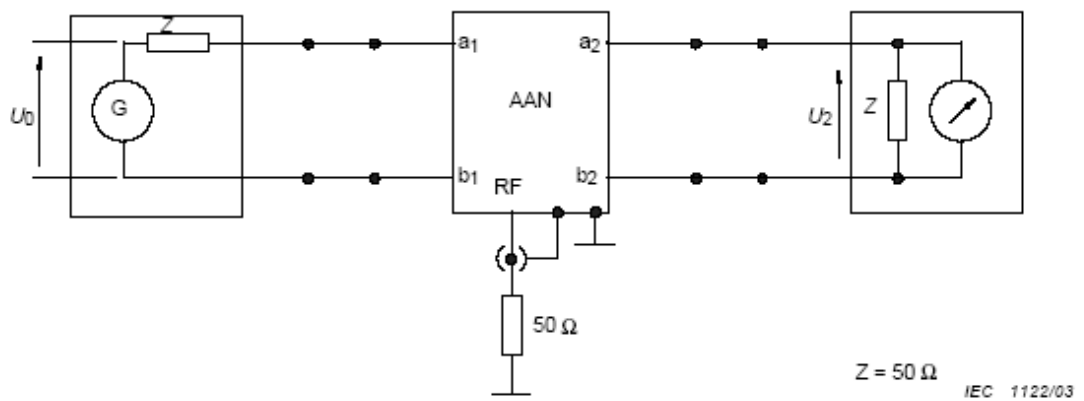


그림

E.4 AE 포트와 피시험기기 포트 사이의 비대칭 신호에 대한 비대칭 의사 회로망

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

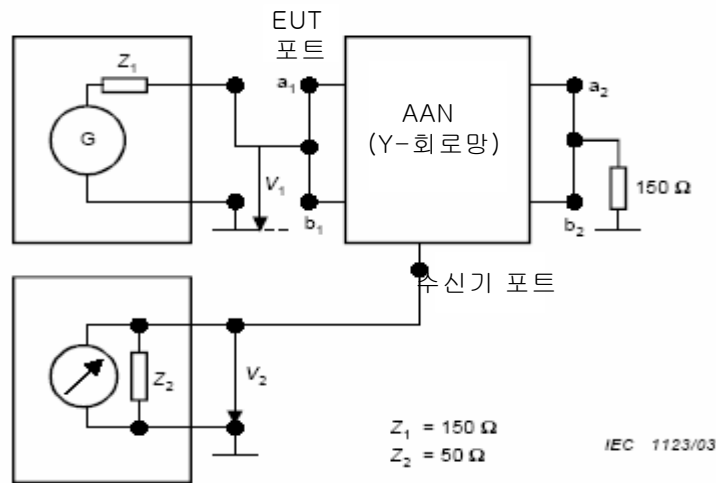
의 감결합 감쇠에 대한 시험 배치



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_{vdiv} 는 그림 E.6에 따라서 측정되는 전압 분배 인자이다.

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

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



주 비대칭 의사 회로망이 더 높은 순서(즉, 1 쌍의 와이어보다 더 많은)인 경우에는, 피시험기기 포트의 모든 와이어와 AE 포트의 모든 와이어 각각이 함께 접속된다.

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

(dB 로)의 비대칭 의사 회로망 전압 분배 인자에 대한 교정 시험 배치

E.3 참조 문서

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

부록 F

(기준)

동축 및 기타 차폐 케이블용 AN의 매개변수의 측정 및 예

F.1 동축 및 기타 차폐 케이블용 AN에 관한 서술

그림 F.1은 페라이트 도넛에 감은 소형 동축 케이블(소형 반 경질 고체 구리 차폐 또는 소형 이중 편조 차폐 동축 케이블에 의해 발생하는 내부 공통 모드 초크를 사용하는 동축 케이블 AN의 예를 제시한다.

높은 차폐 감쇠가 요구되지 않는 경우에 내부 공통 모드 초크는 공통 자기 심(예로서, 페라이트 도넛)에 절연된 중앙 도체 선 및 절연된 차폐 도체선의 바이파일러(bifilar) 권선을 사용하여 만들어 질 수도 있다.

다중 도체 차폐 케이블에 대한, 내부 공통 모드 초크는 절연 신호 전선과 절연 차폐 도체선이나 공통 모드 자기 심에 다중 도체 케이블의 권선에 의해서나 어느 한쪽을 사용하여 만들어질 수 있다.

F.2 동축 및 기타 차폐 케이블용 AN의 매개변수의 측정

a) 종단 임피던스

벌크헤드(bulkhead) 커넥터(부착된 피시험기기 케이블이 없는) 상의 동축 차폐와 기준 접지 커넥터 사이의 임피던스는 50 Ω 으로 종단되는 수신기 포트에 측정되어야 한다.

b) 전압 분배 인자

AN의 전압 분배 인자는 그림 F.2에 따라서 측정되어야 한다.

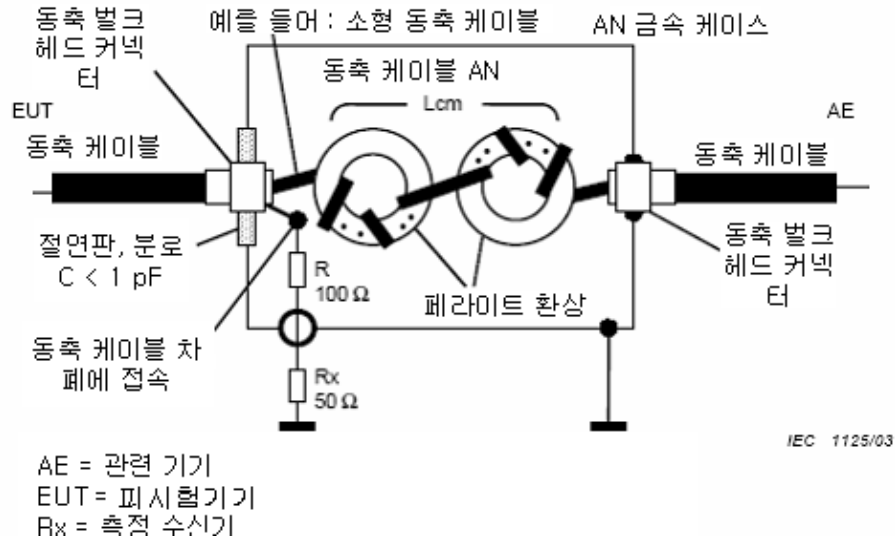


그림 F.1 - 동축 케이블 AN의 예

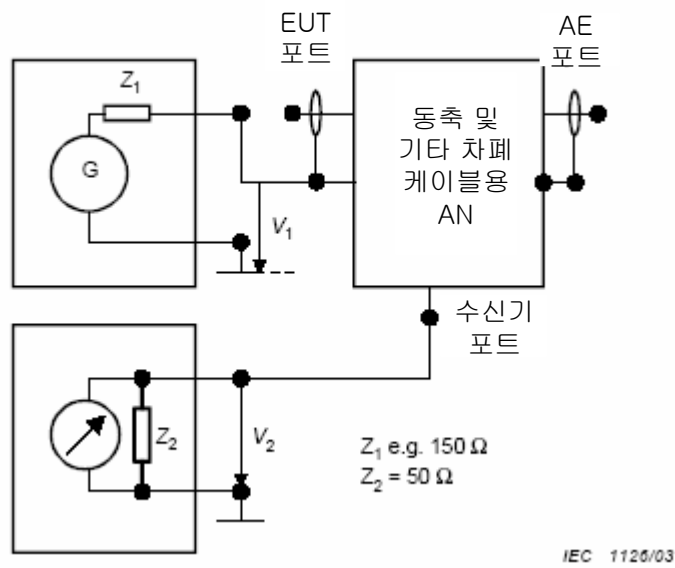


그림 F.2 - 동축 및 차폐 케이블 AN 전압 분배 인자

$$a_{\text{div}} = 20 \lg |V_1/V_2| \text{ (dB로)에 대한 시험 배치}$$