

고주파 잡음 저감을 위한 고찰(하)

글/오 경택(한국전력공사 정비기획실 과장)

4. 잡음의 감축법

가. 감축법

오늘날 흔히 사용되는 방법은 다음과 같다.

- 차폐 ○ 여파 ○ 분리 및 포설 경로 조정
- 접지 ○ 격리 ○ 전선의 설계
- 평형 ○ 회로의 임피던스 준위 조정

(1) 차 폐

(가) 용량성 결합

우선 수신회로의 접지 저항이 무한대인 경우를

고려해 보자.

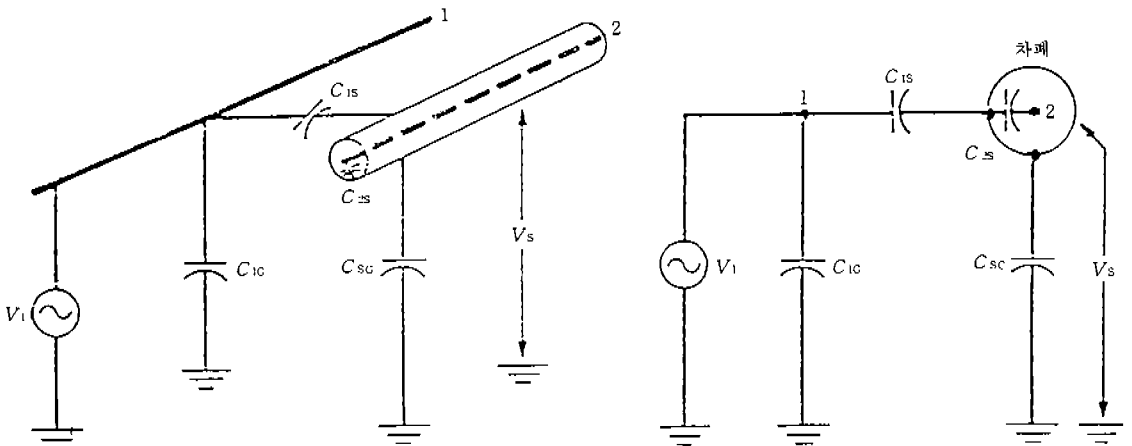
이 때 도체 2가 차폐된다면 그림 12와 같이 나타낼 수 있다. 이것은 그림 12(나)와 같이 등가회로로 표현할 수 있고, 여기서 차폐에 형성된 전압 V_s 는

$$V_s = \frac{C_{1s}}{C_{1s} + C_{2s}} \cdot V_1 \dots\dots\dots (10)$$

이 된다.

여기서 C_{2s} 를 통해 전류가 흐르지 않으므로, 도체 2에 형성된 전압 V_N 은 $V_N = V_s$ 가 된다.

이 때 차폐가 접지된다면 $V_s = 0$ 이 되므로 도체 2의 잡음 전압 V_N 도 0으로 감소하게 된다. 이것이



(가) 개요도

(나) 등가회로

<그림 12> 차폐된 경우의 용량성 결합 개요도

차폐의 기본 개념이다.

그러나 실제 시공시에는 심선이 전장에 대해 차폐선 내에 있도록 하는 것은 불가능하다. 이를 도시화하면 그림 13과 같다. 이러한 실제 상황에서는 C_{12} 와 C_{26} 가 존재하게 된다. 그러므로 차폐선을 접지시킨다고 해도 도체 2에 잡음 전압이 형성될 수 밖에 없으며, 그 크기는 다음과 같이 산정된다.

$$V_N = \frac{C_{12}}{C_{12} + C_{26} + C_{25}} \cdot V_1 \quad (11)$$

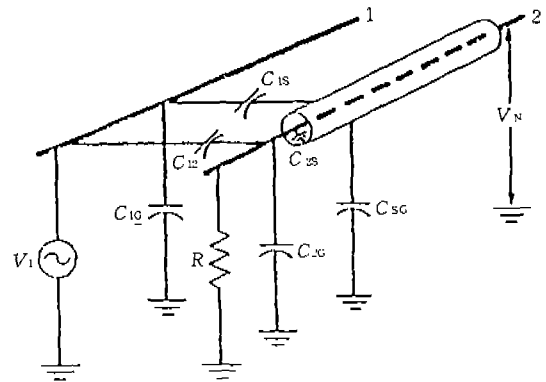
식 11에서 C_{12} 가 도체 2의 차폐선 외부 노출 길이에 비례하므로 V_N 도 이 길이에 비례하게 된다.

도체 2의 접지간 저항이 유한한 경우에 차폐선이 접지되어 있다면 잡음원측의 용량은 잡음 결합에 아무런 영향을 미치지 않으므로 무시할 수 있다. 그러므로 그림 6과 같은 방법으로 단순화시킬 수 있으며, C_{16} 를 C_{26} 와 C_{25} 의 합으로 대체시키면 된다. 여기서 일반적 상황인

$$R \ll \frac{1}{j\omega(C_{12} + C_{26} + C_{25})} \quad \text{라면}$$

도체 2에 형성된 전압은 $V_N = j\omega R C_{12} V_1$ 이 된다.

이 식은 결국 식 2와 동일하며, C_{12} 가 차폐되지 않은 부분에 대한 용량으로 차폐에 의해 상당히 감축된 값이 된다. 차폐가 망구조로 된 경우라면 이 C_{12} 에 차폐선의 구멍을 통해 두 도체간에 결합된 성분이 포함될 것이다. 따라서 정전 차폐 효과



<그림 13> 차폐선의 정전결합

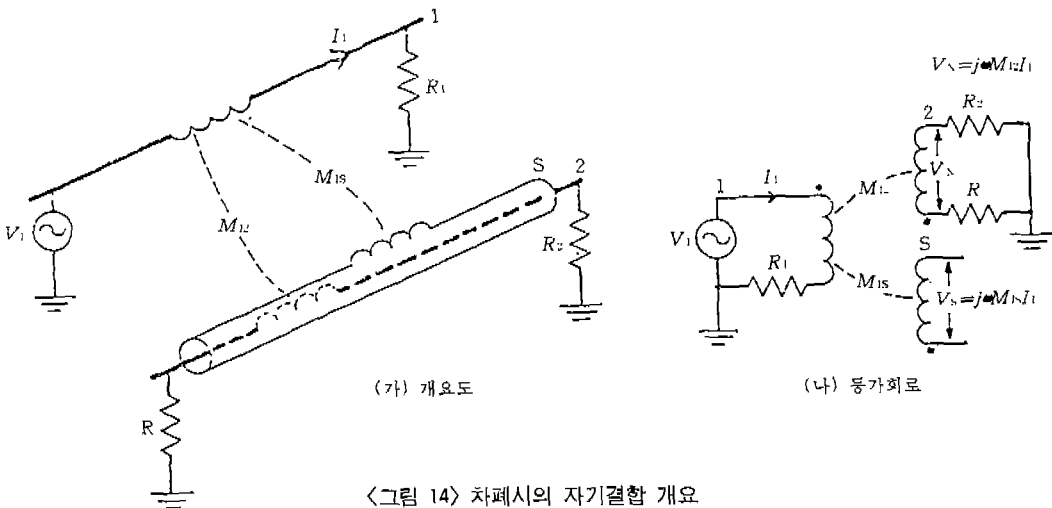
를 높이려면

- 차폐선 외부로 노출되는 심선의 길이를 최소화해야 하며
- 차폐선의 접지를 바르게 해야 한다. 접지선의 길이를 파장의 1/12 이내로 하고 일점 접지를 하도록 한다.

(나) 유도성 결합

만약 도체 2가 비접지, 비자성 차폐되었다면 이 회로는 그림 14와 같이 나타낼 수 있다.

여기서 M_{12} 는 도체 1과 차폐선 간의 상호 인덕턴스이다. 도체 1과 2간의 매개체가 자기적 특성에



<그림 14> 차폐선의 자기결합 개요

효과가 없으므로 도체 2에 유도되는 전압에 아무런 효과도 나타나지 않는다. 그러나 차폐선은 도체 1에 흐르는 전류로 인한 전압을 띄업한다.

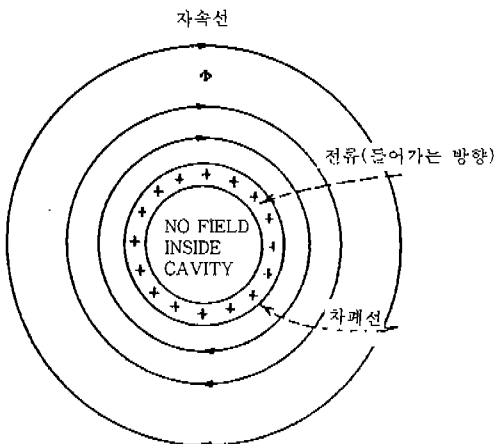
$$V_s = j\omega M_{1s} I_1 \dots\dots\dots (12)$$

이 상황에서 차폐선의 한 쪽 단말만 접지시키면 아무런 변화도 발생하지 않는다. 즉 비자성 차폐를 시공하고 일점 접지를 실시해서는 자계 유도에 대해 아무런 효과도 얻을 수 없다. 그러나 이러한 차폐선을 양단 접지하면 M_{1s} 에 의해 차폐선에 유도되는 전압이 차폐선 전류가 흐르도록 만든다. 이 차폐선의 전류가 도체 2에 제2의 잡음 전압을 유기시키게 되므로 이를 고려해야만 한다. 이 전압을 계산하기 전에 차폐선과 내부 심선 사이에 존재하는 결합을 결정해야 한다. 이러한 이유로 유도성 결합을 논하기 전에 차폐선과 내부 심선 사이의 자계 결합을 산출할 필요가 있다.

이 개념이 자기 유도에 대한 차폐의 기본 개념이다.

*** 차폐선과 심선 간의 자계 결합 ***

그림 15는 차폐선의 전류에 의해 형성된 자속을 보여 준다. 차폐선 내의 홀(Hole)이 차폐선 외부에 집중되어 있다면 내부 공동에는 자속이 존재하지 않으며, 차폐선의 외부로만 자속이 존재하게 된다. 이 때 내부의 동심 축에 심선이 존재한다면 차폐선에 흐르는 전류 I_s 에 의해 발생하는 모든 자속



<그림 15>

ϕ 는 이 심선을 둘러싸게 되고, 이 차폐선의 인덕턴스는

$$L_s = \frac{\phi}{I_s} \dots\dots\dots (13)$$

가 된다.

이 심선과 차폐선 사이의 상호 인덕턴스는 식 14와 같다.

$$M = \frac{\phi}{I_s} \dots\dots\dots (14)$$

차폐 전류에 의한 모든 자속이 심선을 에워싸고 있으므로 식 13과 14는 같게 된다. 그러므로 차폐선과 심선간의 상호 인덕턴스는 차폐선의 자기 인덕턴스와 같다.

$$M = L_s \dots\dots\dots (15)$$

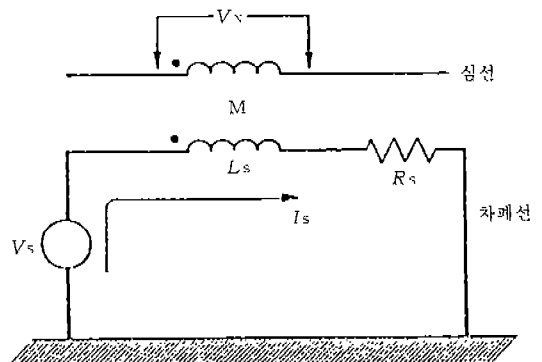
이 식은 대단히 중요한 결과로 활용도가 높다. 이 식에서는 차폐 전류로 인한 차폐선 내부 공동의 자속이 없다는 것이 중요하다. 이 조건이 되기 위해서는 차폐선이 원통형으로 차폐선의 원주에서 전류 밀도가 균일해야 하며, 심선의 위치와는 무관하다. 다시 말해서 동심의 관계일 필요는 없다.

이제 차폐선의 전류 I_s 에 의해 심선에 유도된 전압 V_N 을 계산할 수 있다.

차폐선의 전류는 다른 회로에서 차폐선으로 유도되는 전압 V_s 에 의해 생성된다고 가정하자. 그러면 그림 16과 같이 나타낼 수 있다. 여기서 L_s 와 R_s 는 차폐선의 인덕턴스와 저항이다.

이 때 전압 V_N 은

$$V_N = j\omega M I_s \dots\dots\dots (16)$$



<그림 16>

가 된다. 또한 전류 I_s 는

$$I_s = \frac{V_s}{L_s} \cdot \frac{1}{(j\omega + \frac{R_s}{L_s})} \dots\dots\dots (17)$$

과 같다.

식 16, 17를 연립하면

$$V_N = \frac{j\omega M V_s}{L_s} \cdot \frac{1}{(j\omega + \frac{R_s}{L_s})} \dots\dots\dots (18)$$

과 같이 된다.

$L_s = M$ 이므로

$$V_N = \frac{j\omega}{(j\omega + \frac{R_s}{L_s})} \cdot V_s \dots\dots\dots (19)$$

가 된다.

이의 주파수에 대한 특성은 그림 17과 같다.

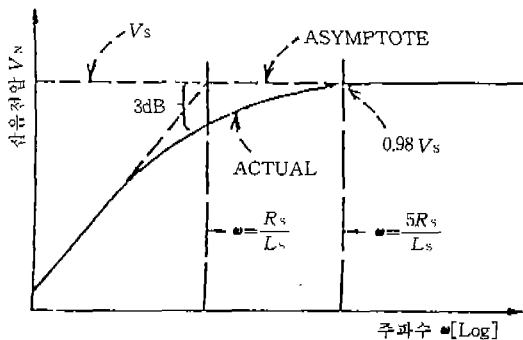
이 그림에서 Break Frequency는 차폐 차단 주파수 (ω_c)로 정의되며, 아래와 같이 표현할 수 있다.

$$\omega_c = \frac{L_s}{R_s}, \text{ 즉 } f_c = \frac{R_s}{2\pi L_s} \dots\dots\dots (20)$$

이러한 특성은 Aluminium Foil 차폐선에서 다른 종류보다 훨씬 고주파의 차단 주파수를 갖는다. 그 이유는 얇은 Aluminium Foil 차폐선의 저항이 커지기 때문이다.

도체 2에 비자성 차폐선이 설치되어 있고, 이 차폐선이 양단 접지되었을 때의 자기적 결합 개요는 그림 18과 같다.

이 그림에서 차폐 도선은 간단히 그리기 위해 도체 2와 분리시켰다.



<그림 17>

차폐선이 양단 접지되었기 때문에 차폐 전류가 흐르고 도체 2에 전압이 유도된다. 그러므로 도체 2에 유도되는 전압은 두 요소가 존재한다. 하나는 도체 1에서 직접 유도되는 것이며, 다른 하나는 유도된 차폐 전류에 의한 전압이다. 이 두 전압의 극성이 서로 반대 방향임을 주지해야 한다.

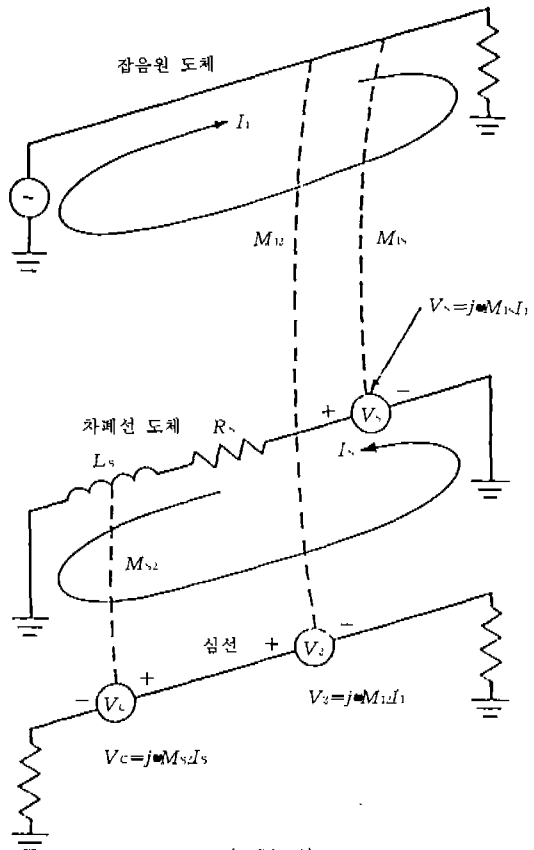
따라서 도체 2에 유도된 총 잡음 전압은

$$V_N = V_2 - V_C \dots\dots\dots (21)$$

가 된다.

식 15에서 도체에서 차폐로의 상호 인덕턴스는 도체 1에서 도체 2로의 상호 인덕턴스 M_{12} 와 동일 (차폐선과 도체 2는 도체 1에 대해 동일한 위치에 존재)하므로 식 21은

$$V_N = j\omega M_{12} I_1 \cdot \frac{R_s/L_s}{j\omega + R_s/L_s} \dots\dots\dots (22)$$



<그림 18>

가 된다. 이 식에서 주파수가 낮으면 분수부의 값이 거의 1이 되고, 잡음 전압은 차폐되지 않은 선과 동일하다. 또한 주파수가 높아지면

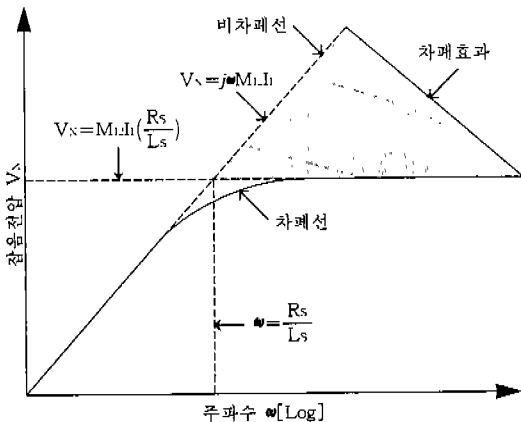
$$V_N = M_{12} I_1 \cdot \frac{R_s}{L_s} \dots\dots\dots (23)$$

가 된다.

식 22는 그림 19와 같은 특성을 나타내며, 주파수가 차단 주파수 이상이 되면 잡음 전압이 증가하지 않고 거의 일정하게 유지됨을 알 수 있다. 그러므로 차폐 효과는 비차폐 케이블과 차폐 케이블 곡선간의 차와 같게 된다.

수신회로에서 자계에 의한 영향을 방지하는 최상의 방법은 수신회로의 면적을 줄이는 것이다. 고려해야 할 면적은 수신회로의 전류에 의해 둘러싸인 전체 면적이다. 따라서 잡음원으로 회귀하는 전류에 의해 형성되는 경로가 주안점이 된다.

설계자의 의도와 다른 경로로 전류가 회귀함으로써 루프면적이 변경되는 경우가 자주 발생한다. 도체 주위에 설치된 비자성 차폐는 전류가 보다 작은 면적으로 둘러싸인 경로를 통해 회귀하도록 한다. 이렇게 함으로써 차폐에 의해 자계에 대해 어느 정도 보호하게 된다. 이것이 자계 차폐를 위한 차폐선을 양단 접지하는 이유이며, 주파수가 차단 주파수의 5배 이상이 되면 전류는 차폐선을 통해 흐르고, 차단주파수 이하에서는 대부분의 전류가 접지면을 통해 회귀하므로 차폐 효과가 없다. 따라서 이러한 경우에는 양단 접지를 시행하



〈그림 19〉

지 않는다. 또한 이와 같은 방법에 의한 보호는 회로의 면적을 축소시킴으로써 얻는 효과로 차폐선의 자계에 대한 특성에 의한 감축이 아니다.

*** ω_c 이하에서 양단 접지를 금지하는 2가지 이유 ***

- 차폐선도 일종의 도선이므로 이 선에 흐르는 잡음 전류는 차폐선 내에 IR의 전압 강하를 발생시키며, 이것이 회로에 잡음 전압으로 나타난다.
- 차폐선 양단에 접지 전위 차가 존재하는 경우, 이것이 회로에 잡음 전압으로 나타나게 된다.

한 회로가 양단 접지되더라도 자계에 대한 제한된 양의 보호만이 가능한 것은 GND 루프에 유도된 큰 잡음 전류 때문이다. 이 전류가 신호 전류에 흐르기 때문에 차폐층의 전류와 저항의 곱에 해당하는 잡음 전압이 차폐층에 형성된다.

차폐층은 일점 접지를 하는 경우라도 차폐 잡음 전류는 용량성 결합에 의해 여전히 흐를 수 있다. 따라서 저주파에서의 잡음에 대한 최대 보호 대책은 차폐선이 신호선이 되지 않도록 하고, 회로의 한 쪽 단말은 접지로부터 인슐레이션(Insulation) 시켜야 한다는 것이다. 고주파에서는 동축 케이블을 사용하는데, 그 이유는 차폐의 내표에 신호 전류가 흐르고, 잡음 전류는 외표를 흐르게 되며, 공통 임피던스가 존재하지 않아 전술한 잡음 결합이 발생하지 않기 때문이다.

(다) 피크테일 효과

전술한 바와 같이 자계 차폐는 차폐선의 차폐 전류의 균일 분포 정도에 따라 달라진다. 전선 단부에서의 자계 차폐의 효율성은 차폐선의 단말 처리 상태에 따라 영향을 받는다.

피크테일 형태로 처리하게 되면 차폐 전류가 차폐선 단부의 한 쪽으로 집중하게 된다. 따라서 최대 보호 효과를 얻기 위해서는 차폐선을 단부까지 360° 전 방향에 대해 균일하게 분포되도록 처리해야만 한다. BNC, UHF나 N형 접속 소자같은 동축 소자를 활용함으로써 이러한 목적에 쉽게 부합

되도록 할 수 있다. 또한 이러한 소자들은 내부의 심선에 대해서도 완전 밀폐시킴으로써 정전 차폐의 효과도 높이게 된다.

전장에 비해 극히 일부가 피크테일형으로 접속되더라도 전선으로의 총 잡음 결합에는 심각한 효과를 발생시킬 수도 있다.

실례로 약 3.6m 정도의 차폐선에 대해 8cm 정도를 피크테일형으로 단말처리하고 양단을 접지한 경우에 대한 결합 정도는 그림 20과 같다(차폐도체의 단말 Imp.는 50Ω이었음).

이 그림은 전선의 차폐부분에 대한 자기 결합, 비차폐부분(피크테일)에 대한 자기 결합 및 비차폐부분에 대한 정전 결합의 개별적 영향을 보여주고 있다. 차폐부분에 대한 정전결합은 차폐선이 접지되었고 단말 Imp.가 작으므로 무시할 수 있다.

그림에서 보는 바와 같이 100kHz 이상이 되면 유도 결합분보다 피크테일에 의한 결합분이 커진다.

이에 대해 단말 Imp.를 1kΩ으로 증가시켰을 때의 결합 효과는 그림 21과 같다.

이 그림에서 보는 바와 같이 10kHz 이상이 되면 피크테일에 대한 정전 결합이 두드러진 요소가 된다. 이와 같은 조건하에서 1MHz에서의 결합은

완전 차폐된 경우 즉, 피크테일이 없이 시공된 경우에 비해 40dB이나 크다.

위의 조사 결과에서 알 수 있듯이 차폐선의 효과를 최대로 얻기 위해서는 단말 처리를 완벽히 해야 하며, 그 기본 개념은 다음과 같다.

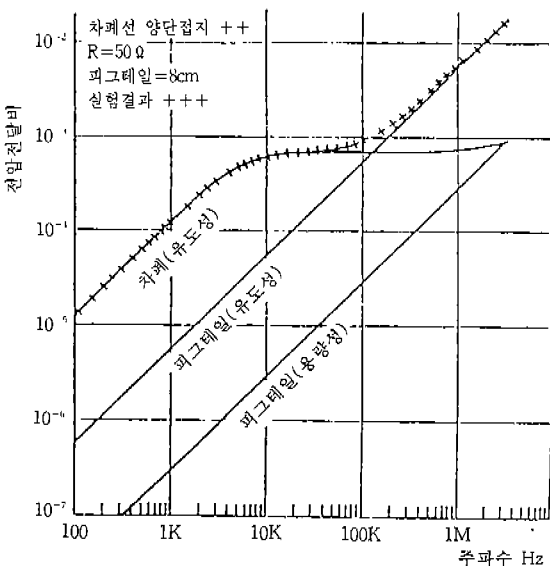
- 낮은 Imp. GND 접속
- 단말부 차폐선의 360° 접속

5. 디지털 회로의 잡음

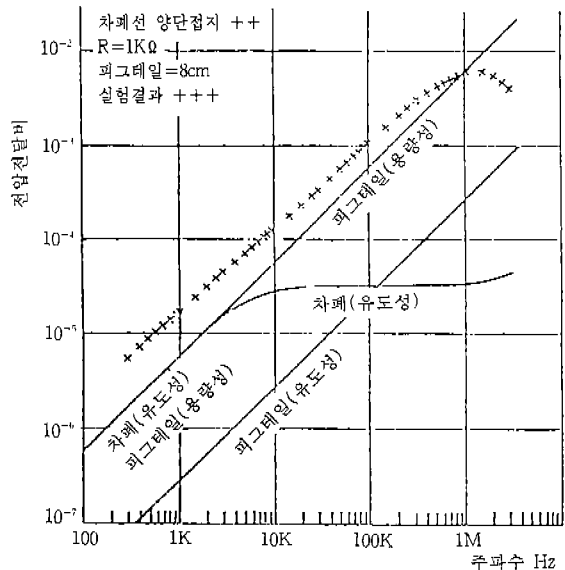
가. 디지털 회로 접지 잡음

접지 잡음은 전원 잡음보다 더 많은 문제가 있다. 접지 잡음은 과도 전류전류와 신호 회귀전류에 의해 생성된다. 전원 과도전류는 Decoupling Capacitor를 적절히 사용하여 억제할 수 있지만, 접지에서의 신호 전류는 Decoupling이나 Bypass되지 않는다.

과도 접지전류는 계통내의 잡음 전압과 전도, 복사성의 방사 모두에 대한 1차적 근원이 된다. 과도 접지전류로부터의 잡음을 최소화하기 위해서는 접지 임피던스를 최소로 해야 한다. 일반적으로 PCB상의 도체(PCB의 반대 면에 회귀 도체가 있



〈그림 20〉



〈그림 21〉

는 0.02inch폭)는 inch당 12mΩ의 저항과 2pF의 용량, 15nH의 인덕턴스를 갖는다. 펄스의 상승/강하 시간과 관련한 주파수에 대한 15nH의 임피던스는 디지털 논리회로에서의 주파수(10~150MHz)에서 15nH의 임피던스는 12mΩ 저항 이상의 크기가 된다. 그러므로 디지털 PCB에서의 배열에서 가장 중요한 것은 인덕턴스가 된다. 접지회로 임피던스가 최소로 되면 인덕턴스도 그 크기가 감축된다.

나. 인덕턴스의 최소화

인덕턴스를 억제하기 위해서는 인덕턴스와 회로의 물리적 특성의 상관 관계를 아는 것이 바람직하다.

인덕턴스는 도체의 길이에 직접 비례한다. 이 점을 이용하여 클럭선이나 Bus Driver와 같은 큰 과도전류가 실리는 특정선의 길이를 최소로 해야 한다. 그러나 이 방법은 계통이 클 경우 일부의 선들이 길어질 수 밖에 없기 때문에 포괄적인 대책이 될 수 없다. 이것이 LSI의 한가지 장점이다. 즉 다양한 회로를 하나의 IC에 삽입시킴으로써 상호 연결되는 길이와 인덕턴스를 최소로 한다. 또한 인덕턴스는 도체 지름이나 폭의 대수(log)함수이다. 전류 회귀 경로 위쪽에 설치된 하나의 Round도체에 대한 인덕턴스는 식 24와 같다.

$$L = 0.005 \ln(4h/d) [\mu\text{H}/\text{in}] \dots\dots\dots (24)$$

단, d : 지름

h : 전류 회귀 경로로부터 상부로의 이격 거리

PCB상에서와 같은 평판 도체의 경우 인덕턴스는 식 25와 같다.

$$L = 0.005 \ln(2\pi h/w) [\mu\text{H}/\text{in}] \dots\dots\dots (25)$$

단, w 는 도체의 폭

여기서 식 24와 25가 같도록 하면 직경 d 인 Round 도체와 동일한 인덕턴스를 갖도록 하기 위한 평판 도체의 폭 w 를 결정할 수 있다. 즉,

$$w = 1.57d \dots\dots\dots (26)$$

식 26은 평판 도체가 동일한 표면적의 Round 도체와 인덕턴스가 같음을 보여 준다.

식 24와 25에서 도체의 인덕턴스가 대수 함수이므로 도체의 크기를 증가시킴으로써 인덕턴스를

현저히 감소시키기는 어렵다. 예를 들어 직경이나 폭을 100% 증가시켰을 때 인덕턴스는 단지 20% 정도 감소하게 되며, 500%를 증가시켜도 50% 정도가 감소할 뿐이다. 가능하면 비록 그 효과가 작더라도 이러한 이점을 취하는 것이 좋다. 그러나 인덕턴스를 많이 감축시킬 필요가 있을 경우에는 다른 방안을 모색해야 한다.

인덕턴스를 감축시키는 또 다른 방법은 전류가 흐르는 경로를 이중화하는 것이다. 이 두 경로는 물리적으로는 무관하지만 전기적으로 병렬로 되어야 한다. 만일 두 경로의 인덕턴스가 동일하면 등가 인덕턴스는 1/2로 되고, 경로가 4개면 1/4로 된다. 이와 같이 인덕턴스는 경로의 수에 반비례하므로 인덕턴스를 줄이기 위해서는 병렬로 된 경로의 수를 증가시키는 것이 효과적이다.

다. 상호 인덕턴스 이격 효과

두 도체가 평행하게 진행되면 전체 인덕턴스를 산정함에 있어 상호 인덕턴스 효과를 고려해야만 한다. 동일한 방향으로 전류가 흐르는 병렬인 두 도체사이의 전체 인덕턴스는

$$L_t = \frac{L_1 L_2 - M^2}{L_1 + L_2 - 2M} \dots\dots\dots (27)$$

단, M 은 상호 인덕턴스임.

여기서 두 도체가 이상적인 경우 각각의 인덕턴스가 동일하므로 식 27은 식 28과 같이 표현할 수 있다.

$$L_t = \frac{L_1 + M}{2} \dots\dots\dots (28)$$

식 28에서 병렬인 두 도체사이의 인덕턴스를 줄이는 데는 상호 인덕턴스에 의해 제한됨을 알 수 있다. 특히 두 도체가 인접해 있을 경우 상호 인덕턴스는 거의 자기 인덕턴스와 같게 된다($L_1 = M$).

만일 두 도체가 충분히 멀어지면 이 상호 인덕턴스는 무시할 수 있게 되어, 전체 인덕턴스는 원래 도체의 자기 인덕턴스와 같은 반이 된다. 그러므로 상호 인덕턴스에 대한 이격 거리가 결정되어야 한다.

GND에서 h 만큼 위쪽에 위치하고 병렬인 두 도

체간 거리가 D 인 경우의 상호 인덕턴스 M 은 식 29와 같다.

$$M = 0.0025ln \left[1 + \frac{(2h)^2}{D^2} \right] [\mu H/in] \dots\dots\dots (29)$$

병렬인 두 도체간의 인덕턴스에 대한 이격 효과는 식 24, 28, 29에 의해 결정될 수 있다. 그 예를 그림 22에 보여준다. 이격 거리가 도체 직경의 2배 일 때 인덕턴스는 약 25% 정도 감축되며, 0.1inch 이상 떨어지면 50%로 근접하면서 감축된다. 0.5inch 이상 떨어지면 인덕턴스의 현저한 증감이 발생하지 않는다. 그러므로 두 도체가 1/5inch 이상 이격 되면 상호 인덕턴스는 무시할 수 있게 된다.

라. 루프 면적

인덕턴스를 줄이는 다른 중요한 방법은 전류 흐름에 의해 폐쇄되는 루프의 면적을 최소화시키는 것이다. 두 전류가 반대 방향으로 흐르는 두 도체에서의 전체 인덕턴스 L_t 는 식 30과 같다.

$$L_t = L_1 + L_2 - 2M \dots\dots\dots (30)$$

여기서 $L_1 = L_2$ 이면

$$L_t = 2(L_1 - M) \dots\dots\dots (31)$$

이 되므로 이러한 경우에는 상호 인덕턴스를 최대한으로 하면 전체 인덕턴스 L_t 가 최소로 된다. 그러므로 이러한 경우 두 도체를 가능한 한 근접시켜 배치한다.

만일 두 도체간의 자계 결합 계수를 k 라 했을 때 상호 인덕턴스가 자기 인덕턴스와 같으려면 M

$= k\sqrt{L_1 \cdot L_2}$ 가 되고, 폐 루프의 전체 인덕턴스는 0이 된다. 고주파에서는 동축 케이블이 이러한 이상적인 조건에 가깝다. 전송 및 회귀 전류 경로를 밀착시켜 위치시키는 것이 인덕턴스 감축의 효과적인 방법이다. 이러한 방법은 밀착시켜 트위스트(Twist)한 선이나 동축 케이블로 구현할 수 있다. 이러한 구조에서는 lnH/inch 이하의 인덕턴스가 가능하다.

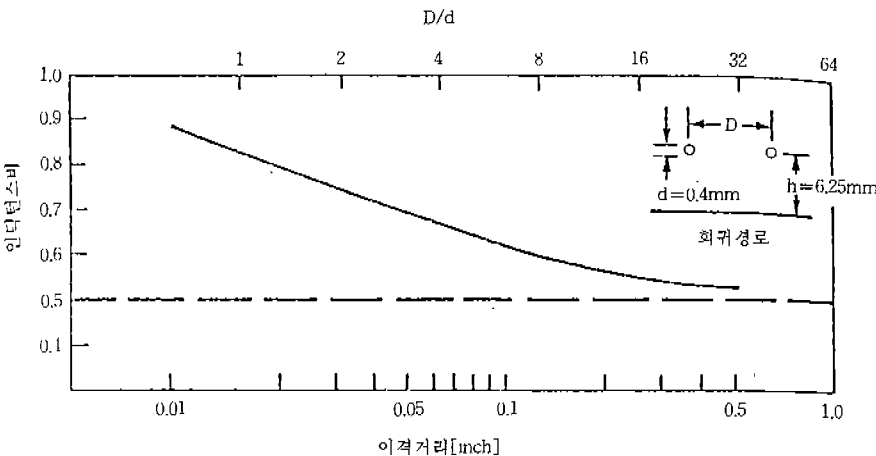
마. 잡음 전압의 허용 목표

디지털 회로에서 잡음 문제가 이상 동작을 일으키기 때문에 시작품의 정상 동작만으로 신뢰성을 보장할 수는 없다. 정상 작동을 위해서는 다음의 측정이 수반되어야 한다.

- (1) 접지 잡음 전압
- (2) 전원 잡음 전압

기판에 대한 전원 접지의 질을 결정하는 최선의 방법은 기판상의 여러 접지점간 잡음 전압차의 측두치 및 각 IC에 대해 V_{cc} 와 접지간의 전압을 측정하는 것이다.

많은 디지털 장치들이 접지 잡음 전위차 1V에서 동작하므로(Motorola 자료) 이를 기준으로 비정상 동작과 신뢰성의 확보에 대해 고려함으로써 정상 동작을 보장할 수 있을 것이다. 즉 점두 접지 전위차를 500mV 이하로 제한해야 하는데 이것은 접지 계통을 면이나 그리드(Grid)의 형태를 취함으로써 실현 가능성이 시험결과 밝혀졌다. 그리



〈그림 22〉 인덕턴스에 대한 이격 효과

〈표 1〉 접지 그리드의 효과

측정위치	단일접지	접지 그리드
IC1-IC2	150	100
IC1-IC3	125	150
IC1-IC4	125	150
IC1-IC5	150	150
IC1-IC6	150	150
IC1-IC7	150	150
IC1-IC8	125	225
IC1-IC9	100	175
IC1-IC10	100	150
IC1-IC11	125	200
IC1-IC12	100	150
IC1-IC13	125	250
IC14-IC11	900	200
IC15-IC7	850	125
IC15-IC10	900	125
IC15-IC16	1000	100
IC2-전원	300	100

드가 정상으로 구성되었을 때 고속 Schottky Logic 이 있는 기판에서도 접지 잡음 전압의 첨두치가 150~300mV 정도로 유지되었다. 접지면을 사용하면 200mV 이하로 제한된다.

디지털 논리부는 접지에 대한 잡음보다 직류 전원에 대해 더 많은 영향을 미친다. IC의 전원과 접지사이를 측정한 첨두 잡음 전압에 대해 500mV 가 허용 목표이다. 그러나 24핀 이상의 IC에 대해서는 500mV 이내로 유지하기 위해 전원과 접지사이에 Decoupling Capacitor를 설치하는 것이 곤란할 경우도 있다. 이러한 경우는 제2의 Decoupling 방법을 병행시켜야 한다.

바. 사용치 않는 입력

잡음 발생 및 비정상 동작을 방지하기 위해 사용치 않는 모든 입력은 방치하지 말고 일정 부위에 연결시켜야 한다. 다시 말해서 입력이 플로팅(Floating)되면 잡음이 인가되어 불규칙하게 Gate의 상태를 전환시키는 원인이 된다. 이러한 연결은 입력 임피던스가 높은 CMOS의 경우 특히 중요하지만, 다른 논리 소자에 대해서도 마찬가지다. 또한 CMOS회로에 대해서는 선형 영역으로 바이

어스(Bias)가 가해져 회로에 인가되는 직류 전류가 심각하게 증가한다. 일반적으로 사용하지 않는 입력은 직렬 저항을 거쳐 VCC에 연결하거나 접지에 연결한다.

사. 실제 디지털 회로의 접지계통

실제 고속 디지털 회로 접지계통은 서로 교신하는 IC간의 임피던스(특히 인덕턴스)를 작게 해야 한다. 이를 위해 가장 현실적인 방법은 가능한 한 다수의 병렬 경로를 취하는 것이다. 비록 폭이 좁더라도 경로를 추가하는 것이 없는 것보다 낫다. 접지 판의 사용이 가장 바람직한 방법이기도 하지만, 이러한 접지 판을 사용하려면 판의 면적이 넓어야 하고, 다중 기판이 필요하게 되는 데 따른 비용이 수반되어 바람직하지 않을 수도 있다.

인덕턴스를 감축하는 거의 동일한 효과를 갖는 방식은 그리드형의 접지계통을 적용하는 것이다. 이 방식은 PCB상에 수직, 수평으로 접지 경로가 배치되는 것으로 윗면에 수직, 아랫면에 수평으로 배치하고 이들 간의 연결은 홀을 이용할 수도 있다. 1.5~2.0inch 이상의 공간을 확보할 때 양호한 동작이 이루어지지만, 0.5inch 정도를 허용 규격으로 할 수 있다.

1차적으로 직류전류를 취급하게 되는 넓은 도체의 접지 경로를 설치해야 하지만, 접지 그리드는 좁은 도선으로 폐회로를 구성하도록 하고 추가된 각 도체는 접지로의 병렬 경로가 된다. 접지계통의 구성에서 이 좁은 경로가 지나는 의미는 대단히 중요하다. 표 1은 IC가 16개 장착된 기판에서의 접지 그리드의 효과를 보여주는 좋은 실례이다. 이것은 각 IC의 접지 핀간의 전위 차를 측정 한 것이다. 표 1에서와 같은 효과 때문에 모든 제어 기판에는 반드시 접지 판이나 그리드를 설치한다.

6. 차폐재

가. 차폐선

표 2는 회로 내에서 자체 잡음을 줄여주는 Twist

<표 2> 자계 잡음에 대한 Twist Pair선의 효과

형 태		잡음감쇄	
		비 율	dB
일반전선		—	0
TWIST WIRES	4inch 간격	14 : 1	23
	3inch 간격	71 : 1	37
	2inch 간격	112 : 1	41
	1inch 간격	141 : 1	43
강철관내의 일반 전선		22 : 1	27

Pair선의 사용 효과를 보여준다.

잡음을 제거하기 위해서는 1 foot에 12회(1회/inch)를 꼬아주는 것이 좋다. 그러나 제작자에 따라서는 차폐된 전선을 사용하지 않기 위해 0.5inch 배열로 정밀하게 평형을 이룬 Twist를 취하고 있다. 이론적으로는 전선을 꼬아서 사용함으로써 전계와 자계 잡음 모두를 거의 제거할 수 있다. 그러나 실제로 이러한 이론을 구현시키는 것은 불가능하다. 표 3은 정전계 잡음에 대한 차폐선의 종류에 따른 효과를 나타내며, 이 자료는 시험에 의한 결과이다. 이 표에서 알 수 있듯이 감는 형태나 Tape 형태의 차폐가 보다 충실한 차폐 막을 형성하고, 그에 따른 효과도 좋다. 그러나 이러한 차폐선은 자계 간섭에 대해 비효율적이기 때문에 차폐선의 선을 꼬아주어야 하는데, 제작 비용 및 효율성을 고려하여 차폐내의 Twist는 1.5inch와 2inch만을 적용한다.

절연 외피는 차폐외부를 둘러싸고 있는데, 이것은 한쪽 단말에서만 접지하기 위함이다. 즉, 불필요한 다중 접지의 발생을 방지하기 위한 것이다.

동축 케이블은 자계에 의해 케이블내에 유도된 전압을 필연적으로 제거하고 전계로부터 외부의 도체가 내부 도체를 차폐하도록 케이블을 동심 구조로 하여 특정회로용으로 사용한다. 이 케이블의 유일한 단점은 AC GND 루프를 야기시킬 수 있는 접지와외의 커패시턴스(Capacitance)가 커진다는 점이다. 이 바람직하지 못한 커패시턴스는 제 2 혹은 전체에 대한 차폐를 부가한 Triaxial 케이블을 사용하여 무시할 수 있을 정도로 줄일 수 있다. 이러한 형태의 케이블은 Twist선이나 차폐 Twist Pair 케이블보다 훨씬 비싸다. 따라서 회로의 수가

<표 3> 정전계 잡음에 대한 차폐선의 종류에 따른 효과

차폐 형식	잡음감쇄	
	비 율	dB
구리 BRAID(85% 밀봉)	103 : 1	40.3
나선형으로 감은 구리 TAPE	376 : 1	51.5
DRAIN WIRE가 있는 ALUMINIUM-MYLAR TAPE	6610 : 1	76.4

증가함에 따라 배선이 증가되어 이러한 케이블을 사용하는 데는 대체로 비용상의 제한이 따르게 된다. 매우 낮은 준위 신호에 적용되는 이중 차폐선의 경우, 내부의 차폐선은 Twist Pair로 되어 있다. 내부 차폐선은 대체로 일점 접지를 하며, 이에 반해 외측 차폐선은 라디오 주파수 순환 루프를 제거하기 위해 1/8 이내 간격으로 다중 접지한다.

나. 전선관 차폐

전선관은 신호 및 전원 배선의 이송 통로로 사용되는데, 이 배선들은 Process와 Controller간의 통신 Link가 된다. 이 전선관은 간섭을 일으키는 환경을 수 km씩 지날 경우도 있다. 따라서 이러한 관의 포설방법과 사용 재질에 따라 그 효과가 달라진다. 또한 설계를 적절히 함으로써 소요시간을 줄일 수 있다.

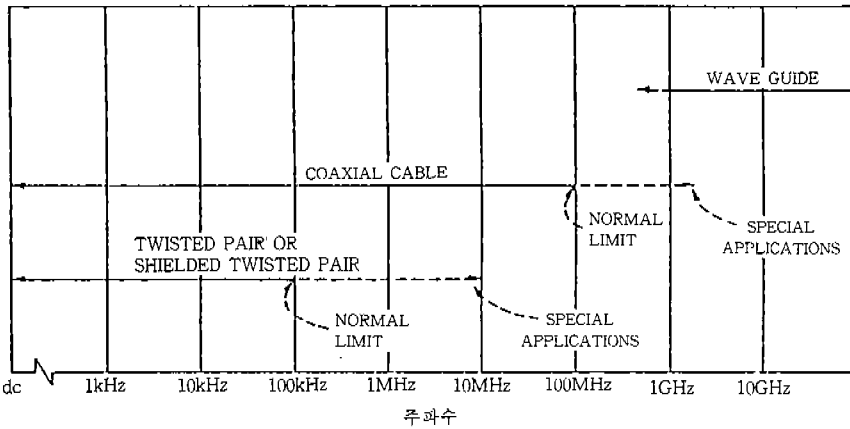
자계 감소 효과에 대한 시험은 60Hz에서 실시하지만, 보다 높은 주파수에서의 시험 결과 알루미늄재가 강철재보다 감축 효과가 큰 것으로 나타났다. 자계의 강도는 잡음원으로부터의 거리의 제곱에 반비례하므로 이격거리를 2배로 하면 간섭현상을 4배로, 3배로 하면 9배로 줄일 수 있는 것과 같다. 또한 이러한 이격거리는 정전계에 대한 결합을 줄이는 데도 효과가 있다.

다. 주파수에 대한 차폐재의 선정

동축 케이블과 차폐된 꼬인 도체를 비교할 때 그들의 차폐특성에 관계없이 주파수의 관점에서 각 케이블의 사용 범위를 기억해 두는 것이 중요하다.

그림 23은 이 관계를 표시했다.

그림 23에서 알 수 있듯이 차폐된 꼬인 도체는 100kHz 이하의 주파수 범위에서 매우 유용하며 경



〈그림 23〉
전선의 종류에 따른 유효 주파수 범위

위에 따라서는 10MHz까지 사용이 가능하나, 1MHz 이상에서는 손실이 상당히 증가한다. 또한 동축 케이블은 낮은 손실과 균일한 특성 임피던스를 갖고 있다. 그러므로 동축 케이블은 DC(0Hz)로부터 VHF까지 유용하며, UHF대까지도 사용이 가능하다. 그러나 수 백 MHz 이상에서는 동축 케이블도 손실이 커지므로 이 이상의 대역에서는 도파관이 더 실용적이다.

(Inductor)를 사용하여 C-L-C Phi-Filter를 사용하면 효과가 더 증가한다. 이 초크를 초크 자체가 잡음의 영향을 받지 않도록 별도의 함으로 차폐함으로써 이 Filter의 효과를 개선시킬 수 있다. 모든 Filter에서 Capacitor와 차폐 접지의 리드는 가능한 한 짧게 해야 한다.

결론

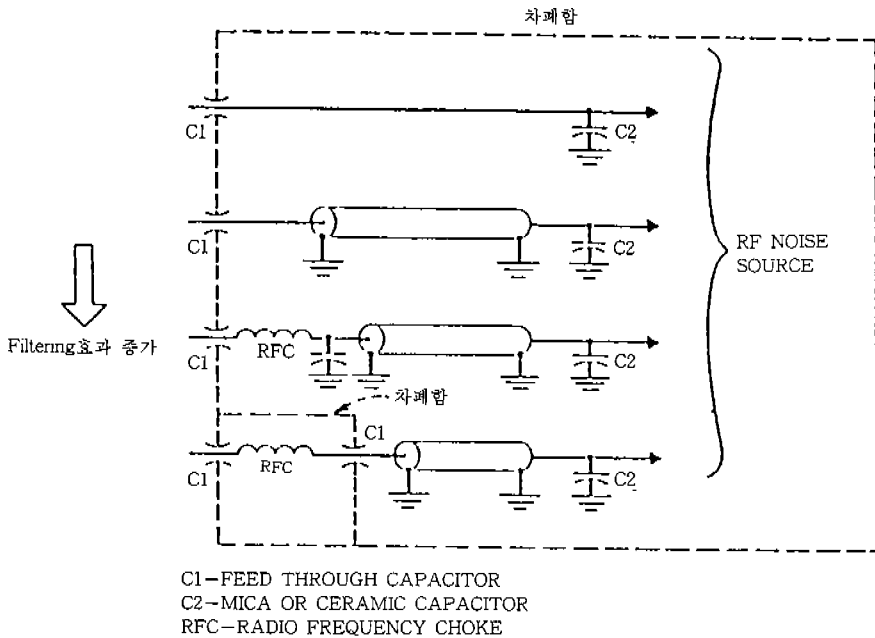
7. 고주파 Filtering

잡음이 심하거나 고주파인 회로를 복사 잡음에 대해 보호하기 위해 차폐용으로 금속제 외함을 사용하는 경우가 있다. 이러한 형태의 차폐를 효과적으로 하기 위해 이 함을 관통해야 하는 모든 도선이 차폐 외부의 전도 잡음의 영향을 받지 않도록 Filtering을 해야 한다. 가정 주파수 범위에서는 전원 등에 사용하는 일반적인 Decoupling Filter의 사용으로 충분하다. 그러나 고주파수에서는 Filter의 효과를 보장하기 위한 각별한 주의가 필요하다. 도체가 차폐함을 관통하는 부위에 Feed-through Capacitor를, 그리고 회로의 끝부분에서 도체와 접지사이에 리드가 짧은 Mica나 Ceramic Capacitor를 연결해야 한다. 고주파 회로의 전원선을 Filtering하는 부가적 방법은 그림 24와 같다.

외함내의 도체도 차폐하면 잡음을 감축하는 효과가 있다. 두개의 Capacitor와 한개의 인덕터

이상에서 살펴본 바와 같이 고주파 잡음에 대한 내력을 증대시키기 위해서는 일반적인 잡음 저감 기술을 적용함에 있어서 특히 주의해야 할 사항들이 있다.

1. 전달 경로에서의 유입을 줄이기 위해 적절한 차폐선 및 전선관을 사용하게 되는데, 차폐선의 선정에 있어서는 내부 심선이 Twist선으로 조밀하게 꼬인 선일수록 잡음 내성이 강하나 실제 경제적 측면과 효율성을 고려할 때 1.5~2.0inch 간격으로 꼬인 선이 적절하다. 또한, 별도의 Drain Wire가 있는 Aluminium-Mylar Tape 차폐선이 차폐 효과가 가장 뛰어나다.
2. 차폐선의 시공에 있어서 주파수가 높아질수록 단말부의 피크테일에 유기되는 잡음 영향이 크므로 단말부를 360° 방향으로 균일하게 차폐가 유지되도록 BNC, UHF나 N형 접속



〈그림 24〉 고주파 Lead-Filtering 방법

소자를 사용함으로써 원하는 바의 효과를 얻도록 하고, 아울러 GND 임피던스를 낮게 해야 한다.

3. 주파수가 높아질수록 배선 자체의 인덕턴스 성분에 의한 임피던스의 영향이 현저히 나타나므로 집지선 등 공통 배선의 길이를 최소화하거나 분리하는 것이 효과적이다.

특히, 디지털 회로에서는 순시 전류 변화율이 높으므로 이러한 인덕턴스 저감 방안으로 선의 굵기를 확대시키기 보다는 가는 선이라

도 병렬로 사용하는 것이 저감 효과면에서 탁월하다.

4. 잡음이 심하거나 고주파 회로를 복사 잡음에 대해 보호코자 할 때는 금속제 외함으로 완전 차폐하고, 이 함을 통과하는 모든 배선에 대해 Feed-Through Capacitor를 사용하며, 모든 배선의 길이를 최소화해야 한다.
5. 사용하지 않는 배선에 대해서도 방치하지 말고 Floating에 의해 잡음으로 인한 이상 동작을 예방하도록 일정 부위에 연결해야 한다.

일본어투 생활용어 순화

순화대상용어	순화한 용어	순화대상용어	순화한 용어	순화대상용어	순화한 용어
가가미(鏡)	거울	가게모지(影文字)	그늘 글자	가고(籠子)	바구니
가네가타(金型)	금형, 쇠틈	가네키리(金切)	쇠톱	가도집(角-)	모퉁잇집
가라(collar)	(옷)깃, 칼라	가라(空)	가짜, 헛-	가라(柄)	무늬
가라스(glass)	유리	가리(假)	① 임시, ② 빌립	가리방	줄판