

고주파 잡음 저감을 위한 고찰(상)

글/오 경택(한국전력공사 정비기획실 과장)

서론

에디슨에 의해 전기가 발명된 이래 1960년 이전까지는 전기, 전자기기들이 응답 속도가 빠르지 않아 전기적 잡음의 간섭이 문제가 되지 않았다.

1960년 이후 반도체 기술의 급속한 발달과 함께 고속의 응답 특성을 갖는 무결함 기기들이 출현하였다.

이러한 기기들이 일정 크기 이상의 전기 잡음에 대해 응답함으로써 본연의 기능 수행에 지장을 초래하게 되었으며, 최근에는 통신망 구축, 전산화, 자동화 등으로 전자회로 설비가 급속히 확산되고, 회로의 집적도가 높아지면서 전자 설비의 규모가 작아지고 복잡해져 회로는 보다 작은 공간에 밀집되는 등의 제반여건 변화로 간섭의 가능성이 확연히 증대되었다.

이러한 상황으로 인해 이제는 실험실에서 시스템이 정상적으로 동작한다고 해서 설계자의 역할이 끝났다고 할 수 없게 되었으며, 다른 설비와 함께 운용되는 실제 상황에서의 정상 가동까지 보증해야 한다.

즉 외부의 잡음원에 대한 내력을 갖추어야 함을 의미하며, 또한 주변에 대해 잡음원으로 작용하지 않아야 함을 말하는 것이다. 결국 기기의 설계에 있어서 잡음의 발생만큼 잡음에 대한 내성도 중요

하게 되었다. 이러한 상황의 변화가 심각하게 대두되면서 각 국가들이 이러한 장애를 유발시키지 않도록 하기 위한 기준을 설정하고자 많은 노력을 경주하고 있다. 그러나 확고한 관련 기준을 설정하기에는 이에 관련된 요소 및 환경의 복잡성으로 쉽게 정의하기 곤란한 실정이며, 아직 표준화된 포괄적 기준이 확립되지 못하고 있는 것이 현실이다.

이러한 현실로 전기기기 사용자와 시공자가 전기 잡음의 영향을 최소화하는 여러 방면에 기여하게 되었다. 이에 잡음에 대한 본질적 이해를 도모하고, 특히 고주파 잡음의 영향을 감축시킬 수 있는 방안에 대해 살펴보고자 한다.

본론

1. 잡음의 정의

잡음이란 회로의 정상 동작에 요구되는 신호 이외의 전기 신호로, 회로의 비선형 특성에 의한 왜곡현상은 이 범주에서 제외된다. 이러한 왜곡 현상은 원하지 않는 신호일지라도 다른 회로에 결합되지 않으면 잡음이라 할 수 없다.

따라서, 잡음이란 어떤 회로부의 원하는 신호가

다른 회로에 결합됨으로써 비정상 동작을 유발시키는 신호를 의미한다고 하겠다.

또한 간섭이란 이러한 잡음에 의한 원치않는 영향이다. 즉, 잡음 전압이 어떤 회로에 부적합한 동작을 유발시키면 이것이 간섭이다.

잡음이란 제거되는 것이 아니며, 단지 간섭을 야기시키지 못하는 크기로 줄이는 것이다.

EMC란

- 1) 전자기적 환경에서 적절히 기능을 수행하며
- 2) 그러한 환경에 오염원으로 작용하지 않는 것이다.

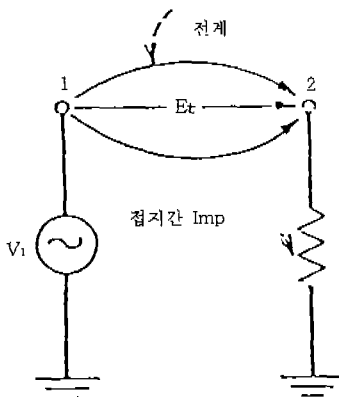
이러한 전자(電磁)적 환경이란 복사와 전도 에너지로 이루어져 있어 EMC는 방사와 감도의 두 측면을 갖는다.

감도란 원치않는 전기 에너지 즉, 잡음에 대한 회로나 기기의 응답 능력이며, 감도 준위란 잡음 환경에서 안정성에 관해 정의된 여유 내에서 신호가 감속되지 않고 만족스럽게 동작할 수 있는 잡음 환경을 말한다.

이러한 감도에 대한 반대 의미의 용어가 내성이다. 감도나 내성 준위를 결정함에 있어 동작을 감속시키는 요소에 대해 정의하기란 대단히 어렵다.

방사(Emission)란 어떤 제품에 대해 간섭을 야기시키는 전위다.

방사를 제어하는 목적은 방출되는 전자 에너지를 제한하는 것이며, 그렇게 함으로써 그러한 환경에서 작동해야 하는 설비에 대한 전자 환경을 제어하는 것이다. 한 기기에서의 방사를 제어함으로써 다른 많은 기기에 대한 간섭문제를 제거하게 된다. 그러므로 전자적으로 양립되는 환경을 야기시키는 방사를 제한하는 것이 바람직하다.



<그림 1> 정전결합

2. 이론적 배경

전기회로의 작동 방법에 관한 질문에 정확히 답하기 위해서는 Maxwell 방정식을 풀어야만 한다. 이러한 문제들은 공간에 대한 세 변수(x, y, z)와 시간(t)의 함수이며, 대체로 대단히 복잡하다. 이러한 복잡함을 피하기 위해 일반적으로 “전기회로 해석”이라는 근사 해석법을 적용한다.

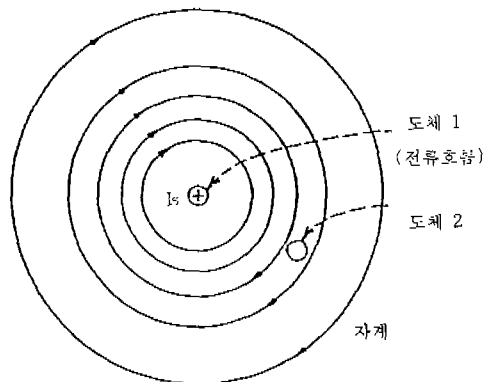
회로 해석은 공간에 대한 변수를 생략하고 단지 시간의 함수로서 근사 해를 구한다. 회로 해석은 아래와 같이 간주한다.

- 모든 전장은 Capacitor의 조합으로 국한시킨다.
- 모든 자장은 Inductor의 조합으로 국한시킨다.
- 회로의 Dimension은 신호의 파장에 비해 충분히 작다.

이것은 비록 실제로 존재하는 외부의 계(Field)도 Network의 해에서는 무시될 수 있음을 의미한다. 그러나 이러한 외부의 계들도 다른 회로에 영향을 미칠 경우에는 고려하기도 한다.

예를 들어 100W 증폭기에서 100mW의 전력이 복사되는 경우, 이 100mW는 전력 증폭기에 대한 해석에서는 완전히 무시될 수 있다. 그러나 이 복사 전력의 극소 부분이 예민한 증폭기의 입력에 인가되어 큰 잡음 신호가 될 수 있다.

가능한 한 잡음 결합 경로를 총체적 등가회로로 Network에 나타내도록 한다. 예를 들어 두 도체간에 존재하는 시변 전계는 그림 1과 같이 두 도체를 연결하는 Capacitor로 나타낼 수 있다. 또한, 두 도체간에 존재하는 시변 자계는 그림 2와 같이 두



<그림 2> 자기결합

도체간의 상호 인덕턴스로 나타낼 수 있다.

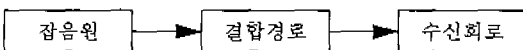
이와 같이 처리하기 위한 전제 조건은 관련된 신호의 파장에 비해 회로의 Dimension이 충분히 작아야만 한다는 점이다. 예를 들어 1MHz 신호의 파장은 약 300m가 되며, 300MHz 신호의 경우 1m가 된다. 따라서 대부분 회로의 Dimension은 이 조건을 충족한다.

이러한 가정이 실제로 부합되지 않는 경우에도 다음과 같은 이유로 대체 요소로의 표현이 유용하다.

- Maxwell방정식의 해는 주변 환경 조건의 복잡성 때문에 실제 잡음 문제에 대해서는 비현실적이다.
- 대체 요소로 표현함으로써 비록 그것이 수치적 해석을 가능하게 하지는 못할지라도 잡음의 시스템 파라미터에 대한 상관 관계는 분명히 알 수 있다. 다시 말해서 Maxwell 방정식의 해는 가능한 경우에서조차 그러한 상관 관계를 분명하게 나타내지는 못한다. 일반적으로 대체 요소들의 수치는 특정한 경우를 제외하고는 정확한 계산이 곤란하다. 그러나 이러한 요소들이 존재하고, 그러한 요소들이 단지 양적 측면으로만 정의되더라도 그 결과는 대단히 유용한 것이다.

3. 잡음의 3요소

잡음이 실제어계통에서 이상을 초래하려면 잡음원, 수신회로, 결합경로, 즉 잡음을 잡음원으로부터 수신회로로 전달하는 일련의 매체가 필요하게 된다. 따라서 잡음에 의한 문제가 발생하면 잡음 발생 억제, 잡음의 침투경로 제거, 설비의 잡음에 대한 감도를 둔화시켜 정상화시킬 수 있지만, 모든 기기에 적용할 수 있는 완벽한 실질적 Guide를 제시하는 것은 불가능하다. 그러나 단지 근본적인 사항에 대해서만 고려되더라도 대부분의 기기는 잡음으로 인한 결함이 발생되지 않도록 제작된다. 그러므로 잡음 문제는 접속 및 상호 연결에서 기인된다고 할 수 있다.



<그림 3> 잡음의 3요소

이러한 잡음 문제를 해결하는 세 가지 방법은

- 1) 잡음원에서의 잡음 발생 억제
- 2) 수신기의 잡음에 대한 감도 둔화
- 3) 결합 경로를 통한 전달량의 최소화

이며, 경우에 따라서는 이러한 방법으로 조합하여 적용해야 한다.

가. 잡음원

가장 간단한 형태는 한 전기 신호가 다른 신호에 대해 잡음원이 되는 경우이다. 신호 중에는 각 별히 주의해야 할 잡음원이 있으나, 이것이 철저히 상호 연계되어 있기 때문에 모든 경우에 대한 포괄적인 방안을 추천하기는 대단히 곤란하다. 일반적으로 전압이나 전류가 높을수록, 변화율이 빠를수록 잡음원으로 작용할 가능성이 증대된다.

나. 결합 경로

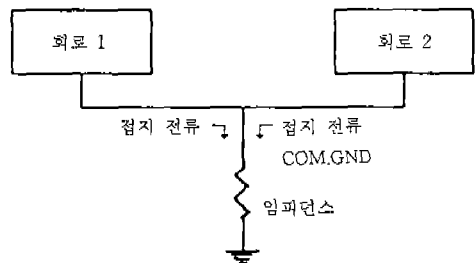
우리가 특정한 기능을 목표로 계통을 구성할 때 각 기기, 설비간의 신호 전달을 위한 연결이 불가피하며, 이러한 현실적 불가피성으로 인해 정도의 차이는 있더라도 잡음의 유도는 필연적인 사항이 된다. 이러한 잡음이나 원치 않는 전기신호를 최소화하고자 하는 방법 중에서 가장 현실적인 방법은 결합을 최소화하는 것이다.

기본적으로 수신기에 전달되는 잡음 결합은 임피던스 결합, 정전 결합, 자기 결합이다.

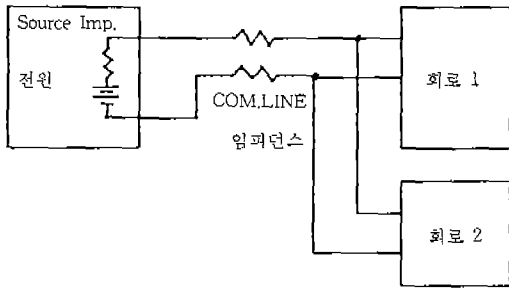
(1) 임피던스 결합

임피던스 커플링은 둘 이상의 신호선이 동일 회귀선을 공유할 때 존재하는 전기적 특성으로 모든 도체는 저항성 및 유도성 임피던스를 함유하고 있기 때문에 신호선 중 한 신호선에 전류 신호가 있을 때, 다른 신호 쪽에도 그에 따른 전압을 형성시켜 잡음의 임피던스 결합이 이루어진다. 그림 4는 이러한 형태의 실례이다.

입력신호들은 항상 이러한 계통의 전원 Common



<그림 4> Common Groud 임피던스



<그림 5>

Bus를 기준으로 한다. 이러한 계통에 선형 증폭기가 포함된 경우 계통의 Common Line에 흐르는 직류 전류는 신호 전압에 합해질 수 있는 IR 전압 강하를 야기시키고, 그로 인해 신호에 오차를 유발시킨다.

또 다른 예로 그림 5와 같은 경우를 들 수 있다.

이것은 분전 회로에서 흔히 발생하는 문제이다.

회로 2에 필요한 공급 전류가 변화하면 전원선과 전원의 내부 임피던스의 Common 임피던스로 인해 회로 1의 단자 전압이 변하게 된다.

회로 내에서 이러한 결합을 피하기 위해서는 다음 방법을 적용할 수 있다.

- 회귀선의 공유가 불가피할 경우에는 이 회귀선으로 저 저항선이나 Bus를 사용한다 (특정 분야에서는 Bus의 저항과 인덕턴스를 모두 최소화시켜야 한다).
- 가능한 한 신호 회귀선은 분리하여 시공한다.
- 분전회로와 같은 경우 회로 2에서 전원 출력 단자에 연결하는 선을 근접시켜 Common

Line 임피던스를 어느 정도 개선할 수 있다. 그러나 아무리 근접시킨다해도 전원의 내부 임피던스로 인한 결합은 배제할 수 없다.

디지털 계통에서는 Switching속도가 Rise와 Fall Time이 nsec(Nanosecond)단위로 대단히 빠르다. 또한 디지털 계통에서 단일 Clock Pulse로 다수의 논리 소자를 동시에 절환시킬 수 있으므로 전원선의 전류 변화율이 μs 당 수 A(Ampere)의 범위가 될 수 있다.

제어반내에 사용된 전선은 foot당 $0.4\mu\text{H}$ 정도의 자기 인덕턴스를 갖는다. 따라서 여러 개의 논리 소자에 전원을 공급하기 위해 긴 전선을 사용할 때 논리 소자의 전원 단자에 수 볼트의 Transient가 발생할 수도 있음을 인지해야 한다. 논리회로는 전원 Common을 기준으로 하기 때문에 이 Transient가 비정상 신호 입력을 유발시킬 수도 있다.

(2) 용량성 결합

간단한 일례로 두 도선사이의 용량성 결합에 대해 고찰해 보면 그 개요는 그림 6과 같다.

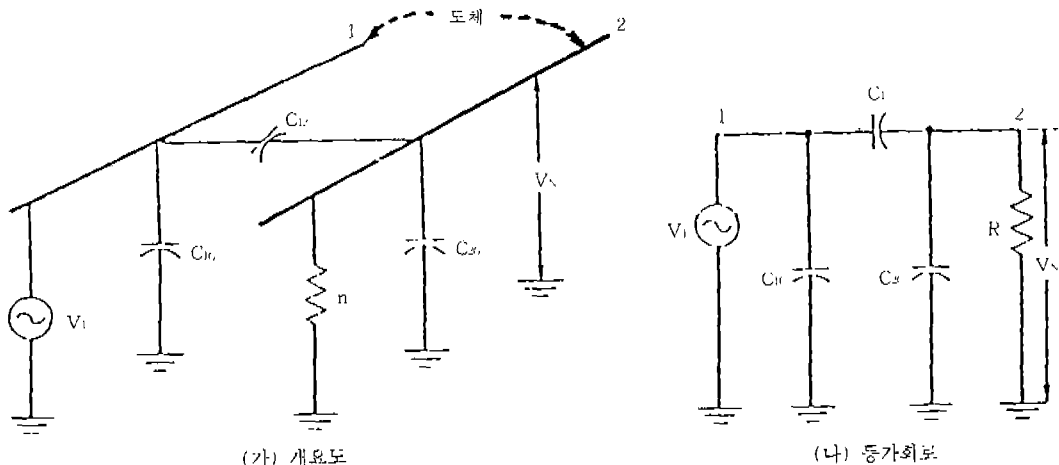
여기서 C_{12} : 두 도체간의 부유 용량

C_{1r} : 도체 1과 접지간 저항

C_{2r} : 도체 2와 접지간 저항

R : 회로 2의 대 접지 저항

저항 R는 도체 2에 연결되는 회로로부터의 저항이며, 부유 요소가 아니다. 용량 C_{2r} 는 도체 2와 접지간 부유 용량과 도체 2에 연결된 회로에 대한 영향으로 구성된다. 그림 6(나)는 이러한 실제 회



(가) 개요도

(나) 동가회로

<그림 6> 정전결합 해석 개요도

로의 등가회로로 간섭원이 되는 도체 1의 전위 V_1 과 간섭을 받는 도체 2가 된다. 이 회로에서 C_{1G} 와 같이 잡음원에 직접 연결된 용량은 잡음 결합에 아무런 영향도 미치지 않으므로 생략할 수 있으며, 도체 2와 접지간에 유기되는 잡음 전압 V_N 은 식 1과 같이 나타낼 수 있다.

$$V_N = \frac{j\omega C_{12}/(C_{12} + C_{2G})}{j\omega + 1/R(C_{12} + C_{2G})} V_1 \dots\dots\dots (1)$$

이 식에서는 Pick-up 전압의 여러 파라미터에 대한 상관 관계를 명확히 알 수 없다.

R 가 C_{12} 와 C_{2G} 합의 부유용량 임피던스보다 충분히 작은 경우에는 식 1을 단순화시킬 수 있다.

즉, $R \ll \frac{1}{j\omega(C_{12} + C_{2G})}$ 이므로

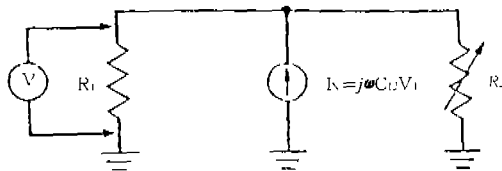
식 2와 같이 단순화시킬 수 있다.

$$V_N = j\omega R C_{12} V_1 \dots\dots\dots (2)$$

따라서 용량성 결합은 수신회로와 접지사이에 연결된 전류원으로써 모델링(Modeling)이 가능하며, 그 크기는 $j\omega C_{12} V_1$ 이 된다. 이를 도시화하면 그림 7과 같다.

이러한 경우가 실제 상황의 대부분이다.

식 2는 두 도체간의 용량성 결합을 알아보는 데



<그림 7> 정전결합 단순 등가회로

대단히 중요한 식이며, 파라미터에 대한 Pick-up 전압의 상관 관계를 명확히 알 수 있다.

즉, 잡음 전압은 잡음원의 주파수 ω , 간섭을 받는 회로의 접지에 대한 저항 R 와 두 도체간의 용량 C_{12} , 그리고 전압 V_1 에 정비례함을 알 수 있다.

여기서 전압과 주파수가 일정하다면, 용량성 결합을 감축시키기 위해서는 단지 두 파라미터만이 남게 된다. 수신 회로가 저 저항 준위에서 동작될 수 있도록 하거나 용량 C_{12} 를 줄이는 것이다.

C_{12} 는 케이블의 포설경로, 차폐, 도체의 격리를 적절히 하여 줄일 수 있다.

도체들이 격리될수록 C_{12} 는 $C_{12} = \pi\epsilon / \cosh^{-1}(D/d)$ [F/m]에 의해 줄게 되므로 도체 2의 유기 전압도 준다.

여기서

$\epsilon = 8.85 \times 10^{-12}$ [F/m], 자유공간에서의 유전율

D = 도체간 이격 거리

d = 도체 지름이며,

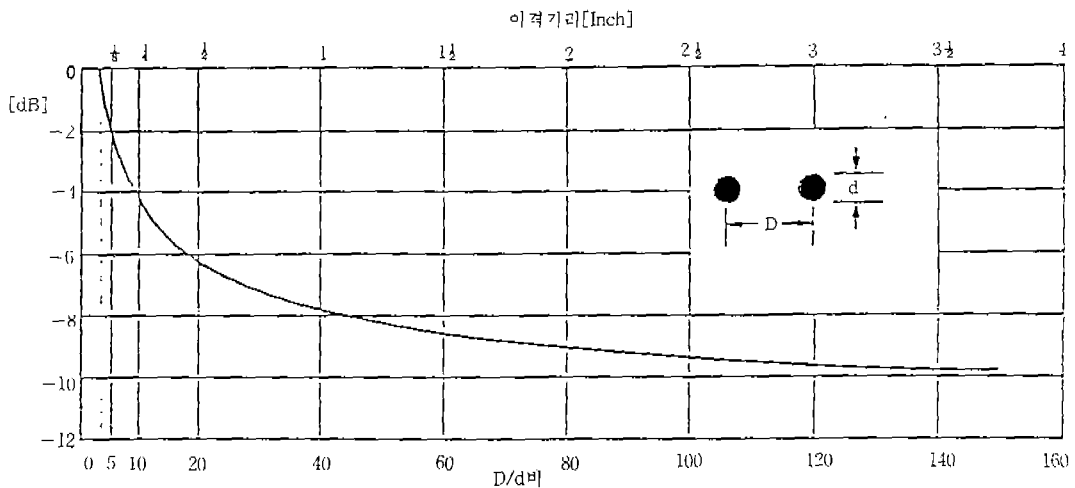
$D/d > 3$ 가 되면 $C_{12} = \pi\epsilon / \ln(2D/d)$ [F/m]로 간단히 되어, 그 특성은 다음 그래프(그림 8)와 같다. 여기서 사용된 전선은 지름이 0.64mm인 선이며, 0dB는 $D/d = 3$ 일 때의 결합이다.

이 도표에서 보는 바와 같이 지름의 40배 이상 이격되면 이격거리에 의한 감축 효과는 미미해진다.

만약 도체 2와 접지간의 저항이 크면

$R \gg \frac{1}{j\omega(C_{12} + C_{2G})}$ 이 되므로

식 1은



<그림 8> 정전결합에 대한 이격 효과

$$V_N = \frac{C_{12}}{(C_{12} + C_{2c})} V_1 \dots\dots\dots (3)$$

즉, 잡음 전압은 주파수와 무관하며, R가 작을 때보다 크기가 커진다.

실제 잡음 전압은 항상 식 2에서 주어진 값보다 항상 작게 된다. 주파수 ω 에 대해 식 1은 그림 9와 같이 나타난다.

여기서 보는 바와 같이 최대 잡음 결합은 식 3에서 주어진 값이며, 실제 잡음 전압은 항상 식 2에 의한 값 이하가 된다.

주파수 $\omega = \frac{1}{R(C_{12} + C_{2c})}$ 에서 식 2는 실제의 1.41배의 잡음이 된다.

대부분의 경우, 주파수는 이 보다 훨씬 낮으므로 식 2를 적용한다.

(3) 유도성 결합

도체에 교류 전류가 흐르는 경우 도체의 주변 공간에 교번 자계가 형성된다. 제2의 도체가 기존의 도체와 평행하게 위치하는 경우 제2의 도체 내에 전압이 유기된다. 전류 I가 폐 루프를 흐를 때 그 전류에 비례한 자계 ϕ 가 생성된다.

이 비례 상수가 인덕턴스 L이다. 따라서

$$\phi = LI \dots\dots\dots (4)$$

이 인덕턴스는 회로의 평면과 이 계가 있는 매개체의 자기적 특성에 의해 결정된다.

한 회로의 전류의 흐름이 제2의 회로에 계를 생성시켰을 때 두 회로간에 상호 인덕턴스 M_{12} 가

$$M_{12} = \frac{\phi_{12}}{I_1} \dots\dots\dots (5)$$

와 같이 존재하게 된다. 여기서 ϕ_{12} 는 회로 1의 전

류 I에 의해 회로 2에 형성된 자속이다.

자속 밀도 B인 자계에 의해 면적이 A인 폐 루프에 유도된 전압 V_N 은 Faraday법칙에서 식 6과 같이 유도할 수 있다.

$$V_N = -\frac{d}{dt} \int_A \vec{B} \cdot d\vec{A} \dots\dots\dots (6)$$

여기서 \vec{A} 와 \vec{B} 는 벡터다. 폐 루프가 고정되어 있고 자속 밀도가 시간에 대해 정현적으로 변화하지만, 루프면적에 대해 일정할 때 식 6은 식 7과 같이 간략하게 할 수 있다.

$$V_N = j\omega B A \cos\theta \dots\dots\dots (7)$$

A는 폐 루프의 면적이며, B는 주파수 ω 의 정현적으로 변화하는 자속의 rms값이고, V_N 은 유도된 전압의 rms값이다.

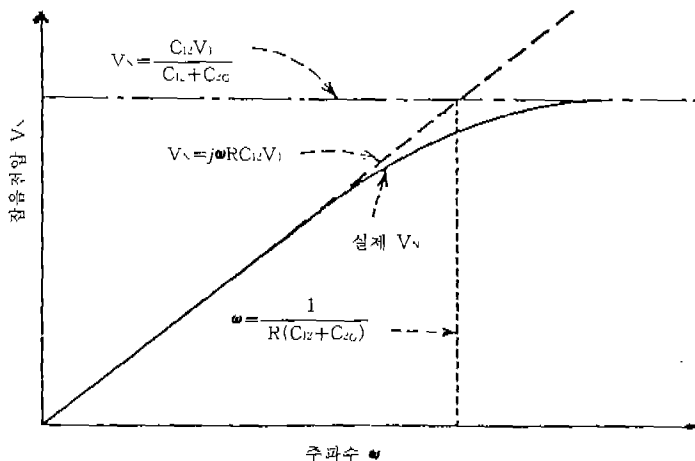
$B A \cos\theta$ 가 수신회로에 결합된 총 자속(ϕ_{12})을 나타내므로 식 5와 7을 연립하여 두 회로간의 상호 인덕턴스 M의 관계식으로 잡음 전압을 구할 수 있다.

$$V_N = j\omega M I_1 = M \frac{di}{dt} \dots\dots\dots (8)$$

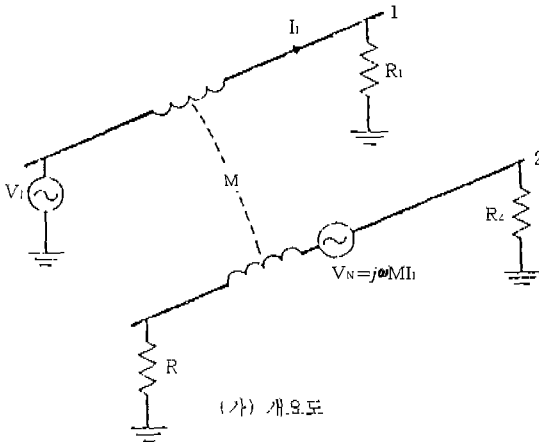
식 7과 8은 두 회로간의 유도성 결합을 나타내는 기본 식이다. 그림 10은 식 8에 의한 두 도체간의 유도성 결합을 도시화한 것이다. 여기서 I_1 은 간섭을 일으키는 회로의 전류이며, M은 두 회로간의 매개체에 대한 자기적 특성 및 기하학적으로 계산된 부분이다.

식 7과 8의 ω 는 결합이 주파수에 정비례함을 나타낸다.

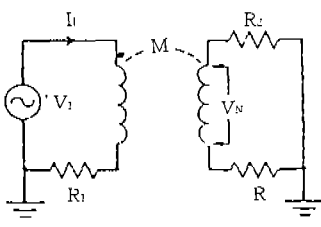
식 8은 유도성 결합을 수신회로에 직렬로 연결된 전압원으로써 모델링이 가능하며, 그 크기는 $j\omega M_{12} I_1$ 이 된다. 이를 도시하면 그림 11과 같다.



<그림 9> 주파수에 대한 정전결합 잡음 전압



(가) 개요도



(나) 등가회로

<그림 10> 유도성 결합의 개요

*** 상호 인덕턴스의 산정 ***

식 8을 활용하려면 두 회로사이의 상호 인덕턴스를 알아야만 한다. 상호 인덕턴스를 산출할 수 없었던 시기에는 전류가 흐르는 두 도체로부터의 거리의 함수로서 자속 밀도의 크기를 결정해야만 했다. Biot-Savart의 법칙을 활용함으로써 전류가 흐르는 무한 도체로부터 r만큼 떨어진 지점의 자속 밀도 B는 도체의 반지름보다 r가 클 때

$$B = \frac{\mu I}{2\pi r} \dots\dots\dots (9)$$

가 된다.

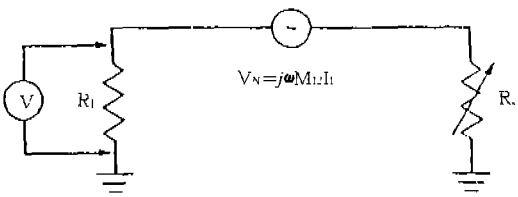
그러므로 자속은 전류 I에 정비례하며, 이격 거리에 반비례한다.

식 9와 5를 활용하면, 각 도체로부터 개별적으로 Pick-up 루프에 결합되는 자속을 계산한 후 전체 자속 결합을 얻기 위한 모든 결과를 중첩시켜 도체간의 상호 인덕턴스를 산정할 수 있다.

다. 수신회로

제어회로내의 수신기에 대해 고려할 때 일반적으로 두 부류의 기기를 생각할 수 있는데, Switching형과 선형 증폭기를 말한다.

Switching형의 기기들은 일반적으로 일정 수준



<그림 11> 자기결합 등가회로

이하의 잡음에 대해 동작하지 않도록 설계한다. 예를 들어 0.5V의 "0" 출력과 6V의 "1" 출력으로 동작하도록 설계된다. 이 논리 소자는 입력신호가 2~4.5V 범위에 있을 때 절환되도록 설계된다. 이때 1.4V의 잡음 펄스가 정상 신호에 중첩되면 논리 소자가 절환되지 못한다.

또한, 논리 소자들은 최소 응답시간을 갖도록 설계된다. 만약 최소 응답 시간이 1μs 이상이면 1μs 이내로 중첩된 6V 잡음 펄스는 논리 소자를 절환시키지 않는다.

반면에 이론적으로 선형 증폭기는 모든 잡음 입력신호에 대해 출력 오차를 발생시킨다. 그러나 이러한 증폭기들은 고주파 잡음을 감축시키기 위해 설계되어 있다.

예를 들어, 증폭기가 100Hz 대역폭의 폐 회로 제어시스템에 사용되면 약 1,000Hz 이상의 주파수를 제거하도록 적절한 저역 필터를 부가한다.

일반적으로 전압이나 전류가 작을수록 잡음에 쉽게 간섭을 받는다.

<다음호에 계속>

