전력기기에서의 고조파 장해와 대책

金 良 模
(正 會 員)
忠南大學校 工科大學 電氣工學敎育科 副敎授

Ⅰ. 머 릿 말

최근 power electronics 기술의 발달에 힘입어 전력용 반도체 소자의 응용기기가 광범위하게 보급됨에 따라 종래에는 거의 문제시되지 않았던 전력계통에서의 고조파로 인한 장해가 무시할 수 없을 정도로 되어 그 대책이 시급하게 되었다. 종래의 고조파 발생원으로서는 변압기, 회전기 등의 자기적 변화에 기인한 것과 아아크방전로 등의 비선형부하에 의한 것이 대부분이었지만 power electronics 기술의 주체인 사이리스터나 전력 트랜지스터 등 전력반도체의 스윗칭 작용으로 인해 전력계통에 유입되는 고조파는 시스템에 심각한 문제를 야기시키고 있다.

이러한 장해로서는 시스템 전압파형의 찌그러짐을 일으킴은 물론 시스템 내의 전력기기나 부하를 과열시키거나 계장설비 및 제어기기의 오동작을 유발시키기도 하며 통신 및 보호회로에의 잡음유도는 안전성을 파괴한다는 점에서 그 문제가 심각하다고 할 수 있다.

전력계통의 고조파는 전력계통 자체에 고조파 발생원이 있다고는 할 수 없고 대부분이 부하로부터 발생한 고조파 전류에 의한 것으로 수용가측의 전력기기가 그 원인이 된다고 볼 수 있다. 이러한 전력기기의 고조파 장해는 일정공간 영역에서 발생되는데 고조파 발생기기 중에는 대도시의 교통수단인 지하철과 같이 쵸퍼제어를 비롯 인버터제어 등의 고조파 발생 전력기기이면서도 이동하는 것이기 때문에 지하철이 운행되고 있는 구간에 고조파를 뿌리고 다니는 꼴이 되어 시스템 및 신호체계에 치명적인 손상을 줄 수 있는 기기도 있어 이러한 면에서 고조파에 대한 대책이 그 중요성을 더해 가고 있다.

본 해설에서는 전력반도체 디바이스를 사용한 전력기기의 고조파 발생과 그로 인한 전력계통에서의 장해에 대해 술하고 고조파 장해를 줄이기 위한 몇몇의 대표적인 고조파 저감대책에 대하여 설명하고자 한다.

Ⅱ. 고조파의 발생과 장해

1. 전력기기의 고조파 발생

전력계통의 고조파는 부하인 전력기기에서 발생되는데 고조파 발생원을 분류하면 다음과 같다.

- 사이리스터 등에 의한 직류전원장치
- 사이리스터 등에 의해 구동되는 교류 및 직류 전동기 구동시스템
- 아아크방전로, 고주파 전기로 등의 비선형부하
- 사이리스터를 이용한 가전기기(TV, 냉장고 등)
- 변압기, 리액터, 회전기 등의 자기포화가 강한 기기

이들 중 대용량기기에 대하여는 상수의 증가, 고조파에 대한 필터를 설치하는 등의 대책이 강구되고 있지만 소용량기기, 특히 가전기기에 대하여는 거의 아무런 대책이 세워져 있지 못하다.

그림 1 은 고조파 발생기기의 예를 전원회로 별로 나타낸 것으로서 이중 단상정류 캐패시터 필터회로는 TV 수상기, 오디오 등에서 가장 널리 사용되는 전원회로로 단상전파 정류 전압을 캐패시터에 의해 필터링하는데 전원의 정현파 전압의 첨두치 부근에서 짧은 시간 동안만 캐패시터에 충전전류가 흐르기 때문에 제3고조파와 제5고조파가 상당히 크게 나타난다. 이 회

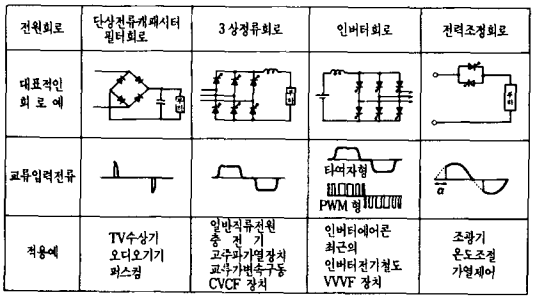

그림 1. 전원회로별 고조파발생기기의 예

로는 저압으로 사용되기는 하나 비제어 정류소자가 사용되는 관계로 기기마다의 고조파 전류위상이 같고 또한 동시에 사용될 가능성이 많기 때문에 전력 계통에 지대한 영향을 미칠 수 있는데 예를 들어 전력 계통에 나타나는 고조파중 제5고조파 성분이 TV 시청률에 따라 증가함을 실제로 측정한 예도 있어 그 장해가 지대함을 알 수 있다.

3상 정류회로는 전력 산업분야에서 널리 사용되는 회로로 변환된 직류를 그대로 부하에서 사용하는 경우와 변환된 직류로부터 인버터에 의해 다시 다른 주파수의 교류로 변환하여 사용하는 경우가 있는데 이의 대표적인 응용으로는 교류 가변속 구동장치와 CVCF (continuous voltage continuous frequency) 장치를 들 수 있고 이들 3상 교류회로의 전류파형은 방형파를 이루는데 이 방형파에는 (6n+1) 고조파 성분이 $c_n/(6n+1)$ 만큼 포함되어 있다. 여기에서 n=1, 2,… 의 정수, c_n은 사용된 사이리스터의 전류(commutation) 시간 및 고조파 차수에 의해 결정되는 것으로 1보다 적은 정수이다.

다음으로 인버터 회로는 역변환장치로서 교류 가변속 구동장치에 사용되고 있고 컴퓨터기술과 power electronics 기술의 발달에 따라 급속히 보급되어 가고 있는 것으로 전력계통에 커다란 고조파 장해를 일으킨다고 볼 수 있다. 이 인버터 회로에는 타여자방식과 PWM 방식이 있는데 PWM 방식에서는 펄스주파수를 높게 설정함에 따라 낮은 차수의 고조파 발생을 억제할 수 있는데 특히 VVVF(variable voltage variable frequency) 인버터의 경우 주파수의 연속적인 가변으로 인해 고조파 성분이 광범위하게 변한다는 것이 특징으로 통신시스템에는 지대한 영향을 미치게 된다.

전력조정회로는 조광기, 열기기의 온도조정 등에 이용되는 회로로 정현파전압의 일정각에서의 on, off 동작에 의해 부하측에 가해지는 전력을 조정하는 것으로 3상 교류에 대한 전력조정 회로로도 많이 쓰이게 되는데 이러한 것의 응용으로는 전기로 등의 가열제어를 들 수 있다. 이들 기기 또한 고조파 장해를 일으키는 좋은 예라 할 수 있다.

2. 대표적인 고조파 장해

고조파의 영향을 받는 기기의 고조파에 대한 장해특성은 아직 충분히 밝혀져 있다고는 볼 수 없는 실정이지만 보호계전기류에서는 많은 장해 사례가 보고되어 있고 이러한 것의 대표적인 예로는 調相用 전력캐패시터에 대한 장해를 들 수 있다. 이것은 고조파 전류가 이웃하고 있는 조상용 캐패시터에 유입되어 과열시키거나 소음을 내거나 또는 계통의 인덕턴스와의 공진현상을 일으켜 심한 경우에는 파괴되고 만다.

부하로부터 교류입력측에 유입되는 고조파의 영향을 요약하면 다음과 같다.

- 역률개선용 캐패시터의 과열 및 직렬 리액터의 소손
- 보호계전기(역상검출계전기, 누전차단기 등)의 오동작
- 사이리스터 위상 제어장치의 제어 불안정
- 유도전동기에 사용되는 병렬 캐패시터의 입력과대
- 캐패시터형 계기용 변성기의 변성오차 및 계량장치의 오차
- 라디오, TV 및 데이터 전송회선에의 유도장해

3. 전력계통에의 영향

전력기기에서 발생된 고조파 전류는 전력계통의 발전기, 調相機器 및 다른 부하기기 등으로 흘러 들어가 이 전류에 의한 전압강하로 전압파형이 찌그러진다. 그러나 전력계통의 고조파 전파특성은 상위계통으로 갈수록 높은 차수의 고조파 전압, 전류는 소멸되어 거의 제5 고조파 성분만 남게 되는데 이것은 계통이 저역필터의 작용을 하고 있기 때문으로 국부적으로는 고차의 고조파로 공진되는 부분도 있지만 계통전체로 볼 때 낮은 차수인 제5 고조파만이 통하기 쉬운 회로구성을 하고 있다.

Ⅲ. 고조파 장해를 줄이는 방법

고조파전압, 전류의 저감은 발생원 측에서 대처하는 방법과 전력계통측에서 대처하는 방법이 있다.

1. 발생원 측에서의 대처방법

전력계통은 낮은 차수의 고조파에 공진하기 쉬우므로 상위계통으로의 영향을 줄이기 위하여는 고조파 발생원인 전력기기에서 낮은 차수의 고조파인 제5, 제7 고조파가 발생되지 않도록 회로를 구성할 필요가 있다.

비교적 간단하고 널리 적용되고 있는 대책방법은 고조파 발생기기에 병렬로 교류필터를 설치하는 방법이고 타기기(부하를 포함)에의 영향을 방지하기 위하여는 필터의 설치는 불가결한 것이다. 그림2는 교류필터의 예로 낮은 차수인 제5, 제7차 고조파에 대하여는 각각의 공진필터를 설치하고 고차의 고조파에 대하여는 일괄적으로 한 개의 필터에 의해 저지하는 것이 보편적이다. 그러나 이러한 교류필터의 문제점으로는 고조파 전류의 억제특성이 전력계통 측의 임피이던스에도 의존한다는 것과 계통에 존재하는 고조파를 흡수함

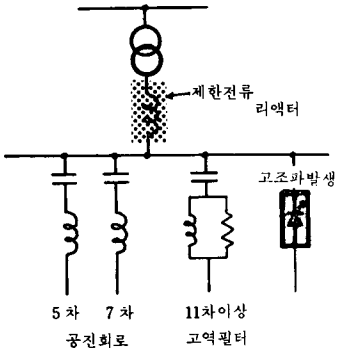

그림 2. 교류필터의 전형적인 예

으로 인해 과부하가 될 수 있으며 또한 필터정수나 주파수 변화에 따라 공진이 벗어날 수도 있다. 이를 방지하기 위하여 계통에 흘러 들어가는 전류를 억제하기 위하여 전류제한 리액터를 삽입하는 것이 제안되기도 하고 더우기 최근 GTO, power transistor, SI 사이리스터 등의 자기소호형 디바이스의 대용량화, 고속화에 따라 active filter나 파형개선의 연구 등도 진행되고 있다.

상기의 교류필터의 단점을 보완하기 위하여는 active filter를 사용한 것으로서 그림3은 전압형 PWM 변환기를 4단 다중화하여 전력용 반도체소자의 평균 스윗칭 주파수를 1.5~2KHz 정도로 억제하면서 제5, 제7차의 고조파 전류를 보상하는 회로이다.[8]

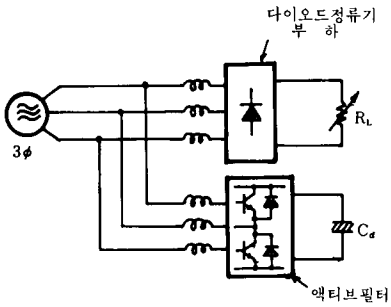

그림 3. 액티브필터를 사용한 고조파 보상예

또한 편차전류벡터의 허용범위를 고려하여 평균 스윗칭 주파수 최소가 되는 모드를 예측, 선택함으로써 이론적으로 고조파를 억제함과 동시에 고속응답이 가능토록 한 제어방식[2]도 있는 반면 어떤 특수한 유해 주파수를 소거하기 위한 연구로서는 마이크로프로세서를 사용한 디지탈 제어에 의한 파형제어로 그림4와 같이 ROM에 기억시킨 PWM 파형 데이터를 테이블화하여 이상적인 PWM 파형을 합성함으로써 전원주파수와 같은 낮은 차수의 고조파성분을 억제하는 것이 있고[4] 그림5와 같이 상간리액터에 2차권선을 설치하여 12상 정류기를 36상 상당의 찌그러짐으로 격감시키고자 하는 3상 순변환기의 고조파 억제법으로서 35차 이상의 고차의 고조파만으로 되므로 전력계통에의 영향을 소실시키고자 하는 연구도 진행되고 있다.[5,10]

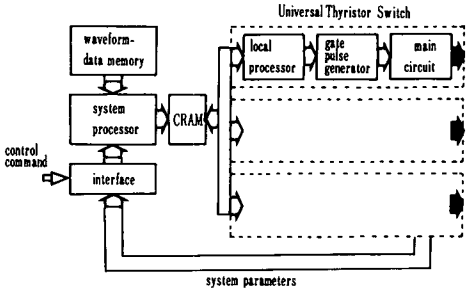

그림 4. UTS에 의한 다용도 전력변환기

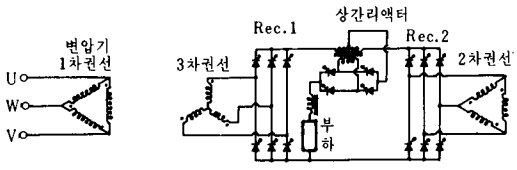

그림 5. 상간리액터에 의한 3상순변환기

2. 전력계통에서의 대책

전력계통에서도 고조파 발생원측의 고조파에 대한 대책과 마찬가지로 고조파 전압이 높은 부분이나 공진에 가까운 부분에 정지형 필터를 설치하는 방법과 active filter를 고조파 발생원이 있는 변전소에 설치하여 상위계통으로 고조파 전류가 확산해 가는 것을 방지하는 방법 등이 널리 이용되고 있다.

특히 전력계통의 조류는 부하전력의 증감에 따라 변동하기 때문에 무효전력 조정이나 계통변경 등을 통해 적절한 계통운용을 하고 있는데 여기에서의 고조파 전압을 저감시키는 방법으로는 변압기의 운전대수를 감소시킴으로서 고조파를 저감시킬 수 있는 방법이 있는데 이는 특히 저부하시의 고조파 저감대책으로 이용되고 있다. 또한 송전계통이 점차 지중선로화하여 감에

따라 對大地 정전용량이 증가하여 감으로 이러한 경우 지증송전선의 회선수를 증감시킴으로써 고조파 전압을 감소시킬 수 있다.

Ⅳ. 맺 음 말

전력시스템에서의 고조파 문제를 언급했는데 전력반도체 디바이스 기술의 진보와 고성능화에 의해 고조파 발생이 극심화되었고 고조파 발생원 측과 전력계통 모두 고조파 대책에 부심하지 않으면 안된다.

구미에서는 전압의 등급에 따른 고조파 전압의 제한치가 설정되어 고조파 발생기기에 대하여 제한치를 넘지 않도록 하는 규제가 의무화되어 있는 나라도 있고 가까운 일본에서도 이미 전력계통의 고조파 관리지침으로 찌그러짐이 5% 이하일 것을 정해 놓고 있다. 국내에서는 아직 이러한 규제가 제정된 바도 없고 일부 산업체 측에서 수출품목에 대해 관심을 기울이고 있는 정도이다. 고조파에 대한 대책을 세우기 위하여는 고조파의 전력계통에서의 전파특성과 고조파의 실측을 통한 해석이 이루어져야 한다. 이를 토대로 보다 적극적인 대책이 강구되어야만 고조파로 인한 재해가 방지되리라고 볼 때 이에 대한 각 분야의 관심이 더욱 높아져야 한다고 본다.

參 考 文 獻

[1] H.S. Patel & R.G. Hoft, "Generalized technique of harmonic elimination and voltage part 1", *IEEE Trans. of Ind. Appl.* vol. IA-3, p. 310, 1973.

[2] J. Holtz & S. Stadtfeld, "A predictive controller for the stator current vector of AC machines fed from switched voltage source", Proc. of JIEE IPEC-TOKYO, p. 1665, 1983.

[3] S.B. Dewan & J.B. Forsythe, "Harmonic analysis of a synchronized pulse width modulaed three-phase inverter", *IEEE Tran. of Ind. Appl.*, vol. IA-10, p. 117 1974.

[4] S. Sone & Y. Hopi, "Microprocessor-based universal thyristor switch and its application to a PWM inverter for traction", *IEEE, Tran. of Ind. Elect. & Control Instrumentation*, vol. IECI-28, 1981. 5

[5] S. Miyairi, S. Iida, M. Takimoto & S. Masukawa, "A new method of reducing harmonics in input AC line currents of thyristor rectifier circuit", JIEE, IPEC-TOKYO, 1983.

[6] 井上, "電力系統の高調波と低減對策", 電氣學會雜誌, 103巻 6號, p. 538, 1983. 6.

[7] 宮崎, "高調波對策", 電氣學會 雜誌, 104巻 11號, p. 985, 1984. 11.

[8] 赤木, 阿藤, 難波江, 阿部, 黒田, 長谷川, "多重電壓形 PWM 變換器を用ひた高調波抑制用アクテイブフイルタ", 學氣學會誌, B105. no. 7, 1985. 7.

[9] 作井, 柳瀨, 藤田, "直流電流リプルと重なり角をきつ三相サイリスタブリッジ整流回路の交流側調波電流", 電氣學會誌, B105. no. 9, 1985. 9.

[10] 宮入, 飯田, 仲田, "相間リアクトルのタップ切換え方式による整流回路の高調波低減法", 電氣學會誌, B105. no. 3, p. 225, 1985. 3. *

♣ 用 語 解 說 ♣

Ceramic capacitor

자기(산화티탄 자기, 티탄산바륨 자기, 스테아타이트 자기 등)를 유전체로 하여 그것에 직접 은전극 등을 소결(燒結)시켜 만든 콘덴서. 고주파와 고전압 회로에 사용한다. 특성에 따라 종류Ⅰ(온도 보상용), 종류Ⅰ(온도 보상용), 종류Ⅱ(고유전율), 종류Ⅲ(반도체)로 분류하고 있다.

Cermet

자기질(ceramics)과 금속(metal)으로 만든 재료를 의미하는 합성어로서 저항 재료로서는 절연 기판상에 금속 분말과 자기질(또는 유리질) 분말을 혼합 소결하여 만든 후막과 진공증착 등으로 만든 박막이 있다.

Dead earth

완전하게 접지시킨 것을 말한다. 저항이나 용량을 통하여 접지시킨 경우와 구별할 때 사용된다.

■ 特 輯 · 技 術 解 說

電磁環境 (Electromagnetic Compatibility)에 關한 分析技術

尹 賢 普
(正 會 員)
東國大學校 電子工學科 教授

Ⅰ. 서 론

EMC (electro-magnetic compatibility or compossibility)는 EMI (electro-magnetic interference)의 障害程度를 다루는 문제로 원하지 않는 電磁波動(電波雜音)이 電氣通信裝置 및 system, computer system 등의 각종 전기·전자 system과 人體 等에 영향을 주게 되는 電磁環境 問題를 다루는 分野이다.

EMC/EMI 문제는 첫째로 원하지 않는 전자파동(E-M wave)에 대한 전기·전자 장치 및 system이 가지는 脆弱點(EMV : electro-magnetic vulnerability)과 이들 雜音에 의하여 裝置 및 system이 받게 되는 感應程度(EMS : electro-magnetic susceptibility)를 취급하게 되는 E-M 波 汚染空間內에서 장치의 정상적인 동작내지는 障害가 나타나는 정도를 다루는 것과 둘째로는 이들 장치 및 system이 環境을 E-M波로 汚染시키는 EMI(electro-magnetic interference), EME (electro-magnetic environment) 및 EMP(electro-magnetic pulse) 등의 汚染源으로써의 문제와 셋째는 汚染의 傳達經路가 그들 장치 및 system內에 형성되는가 아니면 다른 장치 및 system들 相互間에 이루워지는가에 따라 intrasystem 또는 intersystem interference로 區分하여 다루게 된다.

따라서 EMC/EMI는 source, transfer, receptor 등의 EMI links와 이것을 근거로 한 雜音의 모형설정 및 예측을 함으로써 systemic analysis가 가능하게 되며 障害에 대한 device 차원의 防止對策 내지는 법적 조치 및 국정의 제정과 아울러 표준의 설정 등으로 EMC 관리(EMC control)가 가능하며 또한 分析과 管理와는 별도로 空間의 汚染程度를 실제로 測定하는 問題가 주요한 의미를 갖게 되며 管理 및 測定結果를 systemic analysis에 feed-back시켜 system specific 定立이 가능하게 되는 것이다.

본고에서는 EMI源, EMC 예측문제, EML 예측 및 관리문제와 통계학적 모형에 의한 解析等의 EMC 分析 問題들을 서술코저 한다.

Ⅱ. EMC/EMI 源泉 [1]-[8],[9-1]

雜音源(electricalnoise source)은 원하지 않는 전자파동이 發生되는 장소, 發生原理, 發生裝置 및 system, 이들 잡음이 장치 및 system에 전달되는 傳送經路 그리고 잡음원이 가지는 周波數 帶域幅과 영향을 받게 되는 장치의 周波數 帶域幅을 比較하여 분류될 수 있다.

잡음원에 대한 정확한 분류는 잡음의 분석과 잡음에 의해 나타나는 障害効果를 쉽게 이해할 수 있고 결과적으로 잡음이 발생되는 emitter측으로부터의 복사전력(emitted power)을 최소한으로 줄이므로서 결과적으로는 receptor 측에서 그 잡음에 대한 EMC control이 용이하게 된다는 관점에 그 의미를 찾을 수 있기도 하다.

잡음원을 발생장소에 따라 區分하면 內部雜音으로는 device 내의 shot noise, 1/f noise thermal noise 등과 같은 自然的인 雜音과 hum 등의 人工的인 것과 外部雜音으로는 大氣雜音, 地球外雜音 등의 자연적인 것과 전기기기, 고주파 이용설비, 전력설비, 무선통신설비 및 핵폭발 등의 인공적인 것으로 나눌 수 있다.

여기서 외부잡음은 시간, 장소 및 계절 등에 달라질 수 있기 때문에 장치 및 system 설계단계에서 예측이 어려운 문제이기도 하다.

잡음이 발생되는 원리에 따라서는 과도현상에 따른 放電, 지속방전, 정전방전 및 직격뢰 등의 放電에 의한 雜音과 금속접촉부의 접촉저항의 변동에 의한 것, 접촉면의 단속에 의한 것, 分極電荷의 fluctuation에 의한 것 및 금속산화물의 정류작용에 의한 것 등의 접

촉잡음과 마이크로폰 잡음, 또 전자적 스윗칭(electronic switching), 고속디지탈회로, 전원스윗치를 on 상태로 할 때의 돌입전류 및 유도뢰 등의 과도현상 장해와 상용전원, 무선주파수 장해, 펄스신호 장해 및 불요방사장해 등의 불필요한 신호에 의한 장해와 프라즈마 잡음 등으로 구별될 수 있다.

잡음이 발생되는 기기와 system에 따른 분류로는 잡음이 발생되는 장소에 따라 분류한 외부잡음에 속하는 人工的인 잡음의 source와 같다.

傳送經路에 따라서는 복사에 의한 장해, 유도장해 및 열적결합에 의한 것 등의 空間傳送에 의한 것과 상용전원, 신호의 입력선 및 제어선로 등의 전송선로에의한 導線을 따른 傳送과 접지도선, 유도장해 및 접지잡음 등에 의한 대지, 접지회로에 의한 것 등의 3가지 경로로 분류된다.

잡음원의 주파수 대역폭 특성에 따라서는 잡음대역폭이 장해를 받게 되는 장치 및 system(receptor)의 front end 주파수 대역폭 보다 작은 경우를 A-級雜音, receptor 전단부의 주파수대역폭이 잡음 주파수 대역폭보다 클 경우에 B-級 雜音 또 잡음원의 주파수 대역폭이 A-級과 B-級이 합쳐진 형태의 잡음으로 C-級 雜音을 정의하기도 한다.

Ⅲ. EMC/EMI 예측[4],[13],[9-5]

잠재적인 障害電磁波의 발생장치 및 system(interfering transmitter)과 이 장해를 받게 되는 장치 및 system(receiver) 사이의 EMC 문제에 관한 존재의 有無를 결정하기 위하여서는 잠재적인 interfering transmitter의 설계출력과 spurious 출력에 대한 receiver의 susceptibility가 고려되어야 한다.

EMC/EMI 예측에서 고려되어야 할 요소로는 첫째 장비의 설계 및 동작특성과 둘째로는 non-design과 non-operation 특성 등이다.

많은 잠재적인 interfering transmitter에서 특별한 하나의 출력과 표본 receiver 사이에 interference 상황의 존재를 고려하므로써 각각의 transmitter 출력의 크기를 나타낼 수 있다.

특별한 transmitter 출력에 대한 수신기에서의 유용전력 P_A(dBm)는

$$P_A(f, t, d, p) = P_T(f, t) + C_{TR}(f, t, d, p)$$

이다.

여기서 $P_T(f, t_1$: 복사전력(dBm))

$C_{TR}(f, t, d, p)$: 송수신기 사이의 전송결합 (dBm)

f : 주파수

t : 시간

d : 장치간의 격리거리

p : 복사/수신 장치간의 방향

이다.

수신기 입력단자에서 유용전력과 문제의 주파수에서 수신기가 장해를 받는 입력전력 $P_R(f, t)$를 비교하므로써 특별한 송신기 출력에 대한 interference 상황이 판단될 수 있다.

EMC에서 요구되는 것은 수신기에 장해를 일으키는 요구전력 P_R 보다 수신기의 유용전력 P_A가 작아야 한다는 것이다.

즉, 잠재적인 interfering source로부터 susceptible device에 유입되는 수신 유용전력이 수신장치 및 system의 susceptibility threshold 보다 작을 경우 EMC는 보장된다는 것이다.

따라서 EMC에 대한 조건은

$$P_A(f, t, d, p) < P_R(f, t)$$

일때 공존(양립)이 존재하게 된다는 것이다.

그러나 수신기 입력단자의 유용전력이 수신기에 장해를 일으키는데 필요한 전력과 같거나 수신기 입력단자의 유용전력이 크면 EMI 문제가 존재하게 된다.

$$P_A(f, t, d, p) \geq P_R(f, t)$$

EMI의 예측은 送信裝置내지는 잡음원의 복사이득, 이것에 의해 감응이 되는 receptor의 수신이득과 전송손실 등에 의해 결정된다.

即 source와 receptor 사이의 障害를 포함하는 system 내부 또는 system 상호간의 결합은

$$C_{TR}(f, t, d, p) = G_{TR}(f, t, d, p) - L(f, t, d, p) + G_{RT}(f, t, d, p)$$

이다.

여기서 $G_{TR}(f, t, d, p)$: 잡음원의 복사이득(dBm)

$L(f, t, d, p)$: 전송손실함수(dBm)

$G_{RT}(f, t, d, p)$: 수신 이득(dBm)

이다.

전송결합의 정도는 주파수, 시간, source와 receptor 간의 거리, 복사/수신장치간의 방향에 의한 함수이며 이들 4 종류의 parameter는 EMI 예측문제에서 가장 중요한 기본이 되는 변수이기도 하다.

잠재적인 장해현상 문제는 수신유용전력과 susceptibility threshold 간의 차이를 비교하여 제시될 수 있다.

이것을 interference margin(IM)이라고 하며 다음과 같이 정의한다.

$IM(f, t, d, p) = P_A(f, t, d, p) - P_R(f, t)$

이 식에서 IM값이 positive이면 잠재적인 interference 문제가 있는 것이며 이 값이 negative이면 interference가 일어나지 않는다는 EMC에 대한 예측방정식이기도 하다.

장해효과 마아진(IM) 역시 주파수, 시간, 거리, 복사/수신장치간의 방향 등 4종류의 기본 독립 변수에 의해 평가되며 이 식의 적용에서는 장치의 종류, 장치의 사용 년한, 유지 보수조건 그리고 계절 등의 수 많은 요소들을 감안해야 하는 것이다.

대부분의 경우 이들 parameter의 영향을 확률로써 기술된다.

장해현상이 일어날 확률이 10% 미만일 경우를 probable compatibility situation이라고 하고 확률이 98% 이상이 되는 경우를 probable interference situation 또 확률이 50% 내외일 경우를 marginal interference situation이라고 區分하기도 한다.

Ⅳ. EMC/EMI 예측과 관리[5,6,9-3,9-5]

잡음전압 또는 전류의 진폭을 시간영역에서 시간의 함수로 나타내면 다음과 같이 표시된다.

$U_n = f(t)$

윗 식은 전압-시간의 2차원 공간으로 표시한 것이 잡음의 파형이 된다. 파형에 따라 주기성 잡음, 연속적 불규칙 잡음, 간헐적 또는 펄스잡음 등으로 나누어진다.

F(t)가 주기적이면 fourier 급수로 전개되고 어떤 기본함수와 그 고조파 주파수의 정현파의 합으로 표현된다.

즉, T를 주기라 하면 다음 식과 같이 기본 주파수 $2\pi/T$와 그 고조파의 합으로 표시된다.

$$f(t) = \sum_{n=-L}^{\infty} A_n \exp(j2n\ \pi t/T)$$

$$\text{단 } A_n = \frac{1}{T}\int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t)\exp(-j2\pi n\ dt/T)$$

또한 주파수 영역에서 f(t)를 주기함수라고 하는 제한없이 일반적인 시간함수라고 할때 그 fourier 변환 F(w) 및 그 역변환 f(t)는 다음 식으로 정의된다.

$$F(w) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)\cdot\exp(-j\ wt)\,dt$$

$$f(t) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} F(w)\cdot\exp(jwt)\,dw$$

여기서 F(w)를 f(t)의 frequency spectral 이라고 한다.

스펙트럼이 넓은 주파수 대역에 걸쳐 있는 일정한 크기의 불규칙잡음을 white noise라 한다.

한편 delta 함수 $\delta(t)$로 표시되는 impulse spectrum도 넓은 주파수를 포함하나 그 파형은 아주 다르다.

두 잡음 사이의 차이는 위상 때문이며 impulse에서는 특정한 시점에 대해서 전체주파수 성분의 위상이 일치하고 있는데 반하여 white noise는 0와 2π 사이에 분포하기 때문이다.

불규칙성 잡음을 다루는 경우에는 진폭의 순시치나 파형보다는 진폭이 특정한 값을 가지는 확률과 그 분포가 중요한 의미를 갖는다.

잡음의 측정에는 시간의 평균을 또한 잡음의 계산에는 집합평균이 사용된다. 불규칙한 잡음중에 포함되어 있는 신호로부터 기본 주기를 꺼내거나 주기를 알고 있는 신호를 잡음신호로부터 알아내는 데에는 상관함수 관계를 사용하기도 한다.

System engineer와 system designer 그리고 사용자가 유용하게 이용할 수 있는 EMC control 기술은 frequency management, time management, location management, direction management 등으로 구분된다.

첫번째의 frequency management에서는 송신기의 경우에 대하여서는 modulation bandwidth, pulse rise and fall time, harmonic filter, frequency allocation and assigmment 등의 것이 고려되어야 하고 수신기의 경우에 대해서는 pulse selector, filter, correlator 등의 control이 필요하다.

둘째의 time management의 경우는 "stop-talk" management, time-sharing criteria, on-the-air assignment, radar pulse synchronization, time/range gate등의 것이 있다.

셋째, location management의 경우는 seperation distance, position과 attitude, natural terrain shielding, line of site masking 등의 control이 있다.

끝으로 directional management의 경우는 azimuth use criteria and assignment, sector blanking, elevation use, antenna space filter, polarization 등이 고려되어야 하는 것이다.

Ⅴ. EMC/EMI의 통계학적 모형과 해석[9]-[14],[16]

원하는 신호 s(t)와 장해신호 i(t)를 random process로부터 sample 함수로 취급한다. 이들의 평균전력을 random variable S와 I로 표시하는데 이 S와 I는 각각 확률밀도함수 $f_S(s)$와 $f_I(i)$로 특성지워진다. 또 장치는 susceptibility level L을 갖는 불규칙적으로 분포

되어 있는 집합의 sample로 취급된다.

장해신호 i(t)의 평균전력이 감응레벨 L보다 작으면 EMC 현상이 존재하는 것이며, 반대의 경우에 EMI 현상이 나타난다.

일반적으로 susceptibility level은 원하는 신호의 평균전력의 함수이다.

$F_{L/S}(l/s)$로 표시되는 conditional cumulative distribution function(CDF)에 의해 주어진 S=s와 L이 제어된다.

일반적으로 L의 조건부 CDF를 이론적으로 결정하는 것은 매우 어려운 일이다. 그러나 측정을 통해서 실험적으로 얻는 것이 가능하다.

원하는 신호와 장해신호의 평균전력을 알고 있다고 가정하고 S=s, I=i일 경우 susceptibility level이 장해신호의 평균전력 보다 작을 때 EMI 현상이 나타난다. 그러므로

$$F_{L/S}(i/s)=P[L\leq i/s]$$

는 주어진 원하는 신호와 장해신호의 평균전력에 대한 EMI의 조건부 확률이다.

또 susceptibility level이 장해신호의 평균전력 보다 클 경우 EMC 현상이 존재하게 된다.

$$P[L>i/s]=1-F_{L/S}(i/s)$$

주어진 신호와 interference EMC 확률함수는

$$C_{I/S}(i/s)=1-F_{L/S}(i/s)$$

와 같이 정의된다.

원하는 신호와 장해신호의 평균전력을 알고 있는데 주어진 신호와 장해신호의 EMI와 EMC 확률함수를 적용할 수 있다.

불규칙한 전자환경 내에서 장비가 동작될 때는 random variable S와 I를 알 수 없다. 알려지지 않은 불규칙한 양에 대해서 집합평균을 취함으로써 유용한 결과를 얻을 수 있다. 예를 들어 S=s이고 I는 알 수 없는 경우를 고려하면 가능한 값 I에 대한 주어진 신호와 interference EMC 확률 $C_{I/S}(i/s)$ 평균을 취하면 그 결과는 다음과 같다.

$$C_s(s)=\int_{-\infty}^{\infty} C_{I/S}(i/s)\,F_I(i)\,di$$

감응레벨 L의 조건부 확률밀도 함수는 ℓ에 관하여 조건부 확률 $F_{L/S}(\ell/s)$를 미분하여 얻을 수 있는 $f_{L/S}(\ell/s)$로 표시된다.

$$C_{I/S}(i/s)=P[L>i/s]=\int_{-\infty}^{\infty} f_{L/S}(\ell/s)\,d\ell$$

이기 때문에 $C_s(s)$는 다음과 같이 표시될 수 있다.

$$C_s(s)=\int_{-\infty}^{\infty}\int_{i}^{\infty} f_{L/S}(\ell/s)F_I(i)\,d\ell di$$

$C_s(s)$를 주어진 신호에 대한 EMC 확률함수라 한다. S=s로 주어졌을 때 $C_s(s)$는 알려지지 않은 장해신호의 평균전력의 모든 가능한 값이 평균으로 구해진다.

S를 알 수 없고 I=i인 경우 S의 모든 가능한 값에 대한 주어진 신호와 interference 확률함수 $C_{I/S}(i/s)$의 평균 $C_I(i)$는

$$C_I(i)=\int_{-\infty}^{\infty} C_{I/S}(i/s)\,f_S(s)\,ds$$

이고, 이 식에 $C_{I/S}(i/s)$의 식을 대입하면

$$C_I(i)=\int_{-\infty}^{\infty}\int_{i}^{\infty} f_{L/S}(\ell/s)\,f_S(s)\,d\ell ds$$

$$=\int_{-\infty}^{\infty}\int_{i}^{\infty} f_{L,S}(\ell,\ s)\,d\ell ds$$

가 된다.

$F_{L,\ S}(\ell,\ s)$는 random variable L과 S의 joint probability density function이다.

I=i로 주어졌을 때 주어진 장해 EMC 확률함수 $C_I(i)$는 알려지지 않은 원하는 신호의 평균전력의 가능한 모든 값의 평균에 의해 구해진다.

S와 I를 모두 알 수 없는 경우에는 S와 I의 가능한 모든 값에 대해서 주어진 신호와 interference 확률함수 $C_{I/S}(i/s)$의 평균을 취하면

$$C=\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} C_{I/S}(i/s)\,f_{S,I}(s,\ i)\,dsdi$$

가 되고 $f_{S,I}(s,\ i)$는 random variable S와 I의 joint probability dersity function이다.

전형적으로 S와 I는 통계적으로 독립이다. 따라서 S와 I의 joint probability density는

$$f_{S,I}(s,\ i)=f_S(s)\,f_I(i)$$

이다.

$C_{I/S}(i/s)$와 $f_{S,I}(s,\ i)$를 S와 I를 모두 알 수 없는 경우의 C식에 대입하면

$$C=\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\int_{i}^{\infty} f_{L/S}(\ell/s)\,f_S(s)\,f_I(i)\,d\ell dsdi$$

$$=\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\int_{i}^{\infty} f_{L,S}(\ell,\ s)\,F_I(i)\,d\ell dsdi$$

가 되며 C를 EMC 확률이라고 한다. 즉 알려지지 않

은 원하는 신호와 장해신호의 평균전력의 가능한 모든 값에 대한 평균을 취함으로써 EMC 확률이 구해지는 것이다.

Ⅵ. 전기적 인공잡음의 일반모형[11,15,9-2]

인공잡음 또는 random fluctuation에 의한 잡음의 발생원의 종류에는 앞에서 서술한 바와 같이 여러가지가 있다. 그러나 이러한 여러 종류의 잡음발생 기구는 물리적 관점에서 볼때 서로 완전히 다르지 않으며 어떠한 공통되는 특징을 가지고 있다.

이 공통이 되는 특징의 기본 개념은 전위가 서로 다른 두전위 면에서 전자군의 흐름(movement, jump, accelerlation 등)에 따라 random할 impulse군(random time, random amplitude, random number distribution 등의 impulse군)을 발생시키므로써 이 impulse군의 E-M energy가 도체를 통하여 전도 되거나 또는 공간으로 복사되어 잡음이 되는 것이다.

이러한 기본개념을 바탕으로 했을 때 거의 모든 인공잡음의 일반적인 model을 만드는 것이 가능하게 되며 또한 미지의 잡음원에 관한 예측도 가능하게 된다.

임의의 거리 d만큼 떨어진 두 전위면 사이에서 전자군이 이동하는데 걸리는 시간을 transit time τ라 하면 진공중에서 τ는

$$\tau = \sqrt{\frac{m}{2eA}}\, d$$

이며, 여기서

m : 전자의 질량

e : 전자의 전하량

A : 두 전위면 사이의 전위차

d : 두 전위면 사이의 거리

또 이 식은 진공이 아닌 곳에서도 사용되고 있다.

Transit time τ로 두 전위면 사이를 전자가 random한 impulse 군으로 이동할 때 E-M 에너지 복사가 일어나고 있는 경우에 interruption signal이 가해진다면 E-M 에너지는 interruption signal의 주기 T를 주기로 평균진폭 A로 random 하게 변화하는 impulse 군을 pulse duration T_p 동안만 발생시키게 될 것이다.

이것이 가장 일반화된 잡음신호의 model이며 각종 인공잡음의 model을 만드는 데는 각각에 따라 이 model 신호를 적절히 조절하므로써 가능하게 된다. 이 경우 조절요소로는 다음과 같은 것이 있다.

첫째, impulse군 발생시간 T_p의 조정 ($T_p \pm dT_p$)

둘째, transit time(rise time) τ의 조정 ($\tau \pm d\tau$)

세째, interruption signal 주기 T의 조정 (T±dT)

네째, 평균진폭 A의 조정

여기서 잡음을 modeling한다는 관점에서 조정이라고 언급하였으나 잡음신호 자체가 random하기 때문에 필연적인 변화분 dT_p, $d\tau$, dT, dA라고 보는 것이 타당할 것이다.

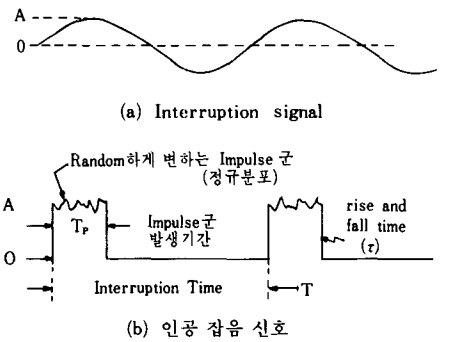

그림 1. Interruption signal과 인공 잡음 신호.

일반 상용 잡음 측정용 수신기, 더욱 광범위하게 말하자면 잡음에 의해 장해를 받는 모든 장치나 system을 잡음 장해 receptor로 정의하면 이 receptor는 장치나 system에 따라, 그리고 주 장해원이 되는 잡음의 성질에 따라 장해 효과 및 해석 방법이 틀려질 것이다. 이러한 차이를 극복하고 가장 일반화된 해석을 하기 위해서는 주 장해 원인이 되는 잡음 신호 특성에 따른 일반적인 model의 분류와 receptor의 기본 model을 만들 필요가 있다.

먼저 잡음 신호 model을 만들기 위해서는 앞에서 설명하였듯이 dT_p, $d\tau$, dT, dA 값의 조절에 의해 가능하며, 가장 일반화된 식은 다음과 같다.

$$\nu = \sum_{n=1}^{\infty} \nu(N)$$

여기서 N는 interval 순서에 따른 정수이며, $\nu(N)$는 각 interval별 출력 잡음 신호이다.

실제 문제에서 이 model을 사용하기 위해서는 한정된 수의 time interval이 결정되어야 하며, 이것은 대역폭 B, 펄스폭 T_p, interruption signal의 주기 T의 상관 관계에 따라 변하게 된다. B, T_p, T의 관계에 따라 (1) B가 $1/T_p$ 보다 큰 경우, (2) B가 $1/T_p$ 보다는 크고 1/T 보다는 작은 경우, (3) B가 1/T 보다 작은 경우의 3가지 경우를 생각할 수 있으며 각각의 경우에 대한 출력 잡음 전압 신호의 peak, rms, average 값은 각각 다른 특성을 가지게 된다.

다음에 만들어져야 할 model은 receptor의 기본 model이다. 모든 receptor는 단일 동조 RLC 회로와는 달리 많은 RLC 회로(다단 RLC 회로)로 구성되어 있기 때문에 각각의 receptor에서의 대역별 잡음 특성과 해석 방법 또한 차이가 있게 된다. 이러한 차이를 극복하고 가장 일반화된 해석을 하기 위해서는 단일 동조 RLC 회로를 기본 model로 사용한다.

즉, 3dB 대역폭 B를 가진 단일 동조 RLC 회로의 입출력에서 잡음신호의 peak, rms, average 값을 대역폭 B의 함수로 결정한 후 임의의 다른 대역폭에서의 출력 peak, rms, average 값을 계산할 수 있으므로, 앞에서 분류한 잡음 신호의 특성에 따라 3dB 대역폭 출력 peak, rms, average 값을 구해낸다.

다음에, 실제 receptor에서의 3dB 대역폭 잡음 출력전압 측정치를 구해 앞의 단일 동조 RLC 회로의 출력 계산치와 비교한 후, 다른 대역폭에서의 receptor의 잡음 출력전압값을 계산해 낼 수 있게 된다.

결론적으로 임의의 장치나 system에서 다만 3dB 에 해당되는 대역폭 내의 잡음을 측정하여 얻은 결과를 이용하여 그 장치나 system의 다른 대역폭에서의 잡음(출력 잡음 전압 신호의 peak, rms, average 값)에 의한 영향을 계산할 수 있고 이에 따라 EMC/EMI 효과를 예측할 수 있게 된다는 것이다.

參 考 文 獻

[1] Aldert Van Der Ziel, "Noise-sources, Characterization Measurement," Prentice-Hall, Inc.

[2] Wilhelm Rotkiewicz, "Electromagnetic Compatibility in Radio Engineering," Elsevier Scientific Publishing Company.

[3] Heinz M. Schlicke, "Electromagnetic Compossibility," Marcel Dekker, Inc.

[4] Yamasaki Hirou 外 3 人, "電子回路のノイズ技術", オーム社.

[5] Itou Kenich, "アースと雜音", 日刊工業新聞社.

[6] Yasou Seki, "環境電磁工學".

[7] Araki Tshuneo, "電磁妨害と防止対策", 東京電機大學出版局.

[8] Michel Mardiguian, "How to Control Electrical Noise," Don White Consultants, Inc.

[9] Donald R.J. White, "EMC Handbook", Don White Consultants, Inc.

[9-1] Vol. I: Electrical Noise and EMI Specification.

[9-2] Vol. 2: EMI Test Methods and Procedures.

[9-3] Vol. 3: EMI Control Methods and Techniques

[9-4] Vol. 4: EMI Test Instrumentation and Systems.

[9-5] Vol. 5: EMI Prediction and Analysis Techniques.

[9-6] Vol. 6: EMI Specifications, Standards and Regulations.

[10] Abner Ephreth, Donald Weiner, Gerard Capraro, Carmen Paludi, "A probabilistic approach to EMC modeling and analysis", IEEE EMC Symposium, pp. 81-84, 1982.

[11] Harry Martin, "A Generalized Model of Man Made Electrical Noise", IEEE EMC Symposium, pp. 347-357, 1978.

[12] David Middleton, "Statistical models of electromagnetic interference", *IEEE*, vol. EMC-19, no. 3, pp. 106-127, Aug. 1977.

[13] Charles W. Stuckey, James C. Toler, "Statistical determination of electromagnetic compatibility", *IEEE*, vol. EMC-9, no. 2, pp. 27-34, Sep. 1967.

[14] Akira Ishimaru, "A Statistical Model of Electromagnetic Interference", IEEE EMC Symposium, pp. 380-384, 1980.

[15] K. Furutsu, T. Ishida, "On the theory of amplitude distribution of impulsive random noise", *Journal of Applied Physics* vol. 32, no. 7, pp. 1206-1221, July 1961.

[16] David Middleton, "Procedures for determining the parameters of the first-order canonical models of class A and class B electromagnetic", *IEEE*, vol. EMC-21, no. 3, pp. 190-208, Aug. 1979. *