

스위칭 주파수 변조를 통한 잡음 감소에 관한 연구

박석하*, 김종범, 마근수, 이준구, 김진성, 김양모
충남대학교 전기공학과

The study on noise reduction using the modulation of switching frequency

Seok-Ha Park*, Jong-Bum Kim, Keon-Soo Ma, Jun-Koo Lee, Jin-Sung Kim, and Yang-Mo Kim
Dept. of Electrical Engineering, Chungnam National Univ.

Abstract - This paper analyzes the sources of EMI noise, and presents the noise reduction method using the modulation of switching frequency. Modulating the switching frequency makes the noise of side bands by shattering emission spectrum, and then can reduce the size of EMI filter at input line of power supply.

1. 서 론

스위칭 모드 전원장치는 반도체 소자의 스위칭을 이용하여 전력의 흐름을 제어함으로써 고효율 및 소형경량화에 큰 장점을 지니고 있는 안정화 전원이다. 그러나 스위칭 주파수를 높임으로써 소형경량화에는 유리하나 고주파화 할수록 스위칭 손실이 증대되고 아울러 이 때 발생하는 서지 혹은 잡음에 의한 전자파 장애가 발생할 수 있어 이를 감소시키고자 하는 노력이 요구되고 있다. 전자파 장애는 일반적으로 스위칭에 의해 전류 및 전압이 급격하게 변화함에 따라 발생한다. 전자파 장애와 잡음을 감소하기 위해서 잡음 발생원의 억제, 전달경로 차단, 전자파 차폐, 적절한 접지, 소자 배치, 소프트 스위칭, 스너버 회로 그리고 전도잡음의 필터링 등 여러 가지 방안이 있다.[1] 하지만, 지금까지 전자파장애 대책으로는 일반적으로 체계적이지 못하였고 시행착오적인 연속 실험과 설계자의 경험에 따라 대응하여 왔다.

본 연구에서는 전자파장애 잡음의 발생원을 분석하고 잡음을 측정하는 방법을 고찰하여 실제 발생할 수 있는 전자파장애 잡음에 대한 대책을 세우고자 한다. 파워드 컨버터에서 발생할 수 있는 전자파장애의 잡음원을 분석하고 잡음원의 전달경로를 예측하여 동상 전도잡음(Common-Mode conducted noise)과 차상 전도잡음(Differential-Mode conducted noise)에 대한 별개의 대책이 요구된다. 또한 SMPS에서 방사되는 전도잡음은 스위칭 주파수와 밀접한 관계를 갖는 주기적인 특성을 가지고 있다. 특히 스위칭 주파수의 기본파와 고정수배 고조파에 집중적으로 잡음이 존재한다.[2] 따라서 특정 주파수에 방사 잡음의 에너지가 집중되어 잡음을 제거하는 필터의 용량이 증가되는 문제가 발생된다. 이에 본 연구에서는 스위칭 주파수를 변조함으로써 측면 대역의 잡음이 생성되어 방사 스펙트럼을 넓게 퍼지게 함으로써 잡음의 크기를 감소시킬 수 있는 기초연구를 하여 차후 스위칭 전원장치의 필터 크기를 소형경량화하여 스위칭 모드 전원장치의 전체 크기를 줄이고자 한다.

일반적으로 전자기기의 전자파장애 잡음의 발생원인 은 베팅 등의 자연현상에 의한 잡음, 저항의 열잡음 등의 자연 잡음(Natural noise)과, 일반적인 스위칭에 의해 전류 및 전압이 급격하게 변화함에 따라 발생하는 인공 잡음(Artificial noise)으로 대별될 수 있다. 그리고 전자기기는 그 자체가 잡음을 발생함과 동시에 주변의 기기로부터 잡음의 침입을 받는 양면성을 가지고 있다. 스위치의 스위칭시에 과도한 전압 및 전류가 생기는 데 이것을 서지(surge)라 한다. 이 서지는 스위칭 소자의 스트레스로 작용하고 스위칭 소자를 파괴하거나 성능을 열화시키는 원인이 된다. 그런데 이 서지는 전자회로 내의 신호 라인이나 전원 라인을 통하여 전달되는데 이것을 전도 잡음이라 한다. 또한 라인을 따라 이동하다가 에너지의 일부는 전자유도 및 정전유도에 의해 주변기기에 장애를 줄 수 있는데 이것을 방사 잡음이라고 한다. 한편 외부 잡음의 침입을 받는 경우도 라인을 통하여 침입하는 전도 잡음과 유도에 의한 방사 잡음으로 구분될 수 있다. 본 연구에서는 전도잡음에 대해서 논하겠다.

2.2 LISN을 이용한 전도잡음 측정

전도성 잡음을 측정하기 위해서는 전원선에서 전력을 공급받으면서 측정하기 때문에 전원선 측에서 잡음이 침투한다면 SMPS에서 발생하는 잡음을 정확하게 측정하기 어렵게 된다. SMPS를 전원측 잡음의 영향을 막기 위해 SMPS와 전원선 사이에 LISN(Line Impedance Stabilization Network)을 설치한다. 그림 1은 전도 EMI 시험장치의 구성도이다. LISN은 SMPS에서 본 임피던스를 일정하게 유지하는 역할과 동시에 전원선측에서 침투하는 잡음이 SMPS에 침입하지 않고 SMPS의 잡음만 스펙트럼 분석기에 유도되도록 하는 역할을 한다. LISN 내부의 무효성분들의 값은 입력라인의 저주파수에 대해서 L은 단락이고, C₁과 C₂는 개방이다. 그러나 EMI 잡음 주파수에 대해서는 L은 개방이고, C₂는 단락이다. 즉, 라인 주파수 전력은 LISN을 통해 손실없이 전달되고, 스위칭 회로에서 생성될 수 있는 잡음은 각 상에서 50Ω 임피던스를 통해 계측된다.

LISN을 통하여 핫(hot) 라인에서 측정된 잡음 V_{n1}과 리턴(Return) 라인에서 측정된 잡음 V_{n2} 사이에는 다음과 같은 관계를 가지고 있다.

$$\text{동상모드 전도잡음} : V_{CMnoise} = \frac{V_{n1} + V_{n2}}{2} \quad (1)$$

$$\text{정상모드 전도잡음} : V_{DMnoise} = \frac{V_{n1} - V_{n2}}{2} \quad (2)$$

여기에서, V_{n1} : Hot line noise, V_{n2} : Return line noise
즉, 식 (1), (2)를 통하여 동상모드 전도잡음과 차

2. 전자파장애 잡음 발생원 및 측정방법
2.1 전자파장애 잡음발생원

동모드 전도잡음을 각각 계속할 수 있다.

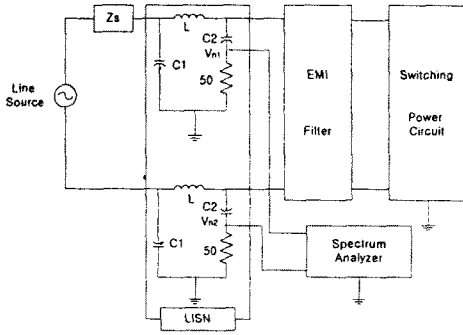


그림 1. 전도 EMI 시험장치

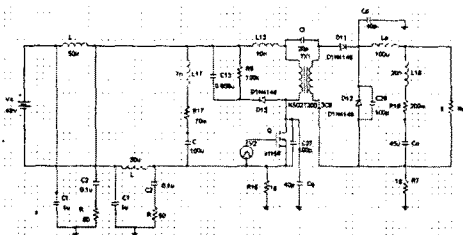


그림 2. 전도잡음원을 고려한 파워드 컨버터

3. 파워드 컨버터의 전도잡음

그림 2는 전도잡음원을 고려한 파워드 컨버터이다. 이 회로에서 동상 및 차동 전도잡음원을 나타내는 기생 L, C 그리고 R을 포함하고 있다.

차상 전도잡음은 맥동 스위치 전류의 급격한 변화와 인덕턴스에 의해 야기된다. 맥동 전류의 일부는 bulk 캐패시터 C로 흐르고, 나머지는 핫선과 리턴선을 거쳐 두 개의 LISN의 50Ω 저항을 통하여 직렬로 흐른다. 만약 캐패시터 C의 임피던스가 100Ω (= 50Ω + 50Ω)과 비교하여 매우 작다면 차상 전도잡음의 커플링도 작게 되고, C의 기생 인덕턴스는 고주파수 동작에서 차상 커플링을 피하기 위해서는 매우 작도록 하여야 한다. 차상 전도잡음원의 경로는 핫선 - 변압기 1차권선 - 스위치 - 리턴선 - LISN 리턴선 잡음검출회로 - 접지판 - LISN 핫선 잡음검출회로 - 핫선을 통한 폐회로를 형성하면서 순환된다. 차상 전도잡음은 핫선과 리턴선으로서 180°의 위상차를 갖고 있다.

동상 전도잡음은 급격한 전압변동과 스위칭간에 발생하는 링잉(ringing) 현상에 의하여 발생되며, 스위치 혹은 다이오드의 방열판과 접지 사이의 기생 캐패시터(Cd, Cq), 고주파변압기의 기생 권선 캐패시터(Cr)가 잡음원이 된다. 이들 기생 캐패시터 양단의 전압은 고전압 고주파수 파형이다. 이 전압 파형에 의하여 생성되는 변위전류가 50Ω 저항을 통하여 흐르고, EMI 전도잡음원이 되어 분석기를 통해 계속된다. 만약 반도체 소자의 방열을 위해 사용된 방열판이 물리적으로 접지와 매우 가깝다면 Cd와 Cq는 매우 증가될 수 있고, 변압기의 권선 배치가 바뀐다면 Cr에도 영향을 미치게 될 것이다. 따라서 회로의 배치와 구성성분의 패키징도 EMI 문제에 많은 영향을 미치는 것을 알 수 있다. 동상 전도잡음은 핫선/리턴선과 접지와 직접 경로를 갖게 되므로 핫선과 리턴선이 동상으로 위상차가 0°이다. 이러한 기생

캐패시터는 약 10 ~ 100 [pF]의 크기를 가지고 있으며 스위칭 주파수가 증가함에 따라 그 영향이 증가한다.

4. 주파수 변조에 의한 전도잡음 감소

SMPS에서 전도잡음은 스위칭 주파수와 밀접한 관계를 갖고 있다. 특히 스위칭 주파수의 기본파와 그 정수배 고조파에 집중적으로 존재한다. 이러한 이산적인 주파수에서 방사 에너지의 집중이 EMI를 증가시킨다.

4.1 주파수 변조(Frequency Modulation)

그림 3은 FM 효과에 의한 주파수 스펙트럼을 보이고 있다. 시스템의 신호 $A_s(=A \cdot \sin 2\pi f_c t)$ 에 대해서 주파수를 변조하면 A_{FM} 은 다음 식 (3)과 같이 된다.

$$A_{FM} = A \sin 2\pi f_c [1 + (\Delta f \sin 2\pi f_m t) / f] \quad (3)$$

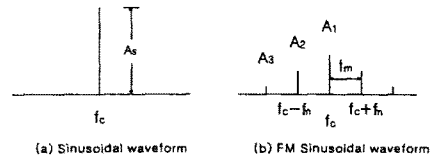


그림 3. FM 효과에 의한 주파수 스펙트럼

여기에서 f_c 는 캐리어 주파수이고, f_m 은 변조 주파수이고 Δf 는 주파수 변이의 진폭을 나타내고 있다. 스위칭 주파수를 변조하면 그림 3(b)와 같이 측면 대역 고조파가 생성되고 $f = f_c$ 일 때의 진폭은 변조되기 이전의 신호에 비교할 때 줄어진다. 주파수 스펙트럼의 확산 정도는 변조지수 ($\beta \equiv \Delta f / f_m$)와 관련되는데, β 값이 커질수록 스펙트럼이 고르게 분산된다.

4.2 Carson's 규칙

Carson's 규칙에 따르면 주파수 변조 방식에 두 가지 중요한 특징이 있다. 첫째, 신호의 전체 에너지는 주파수 변조에 의해서는 영향을 미치지 않는다. 신호의 전체 에너지는 각각의 고조파 진폭의 면적의 합과 같다. 즉, 그림 3(b)에 의해 신호의 전체 에너지는 다음 식 (4)와 같다.[3,4]

$$A^2 = a_1^2 + 2(a_2^2 + a_3^2 + \dots) \quad (4)$$

둘째, 주파수 변조된 신호의 전체 에너지 중에 98%가 대역폭 B_T ($B_T = 2(\beta + 1)f_m$) 내에 포함되어 있다. 실제 이것은 $(f_c - B_T/2)$ 로부터 $(f_c + B_T/2)$ 까지의 측면대역의 고조파 주파수 범위를 의미한다. $\beta = \Delta f / f_m$, $B_T = 2\Delta f(\beta + 1) / \beta = 2(\Delta f + f_m)$ 만약 $\beta \gg 1$, 그때 $B_T = 2\Delta f$ 이다.

4.3 FM 제어기의 구성

그림 4는 주파수 변조 제어기 블록도이다. 삼각파 발생기의 입력전압 V_i 는 참고전압 V_{REF1} 과 잡음전압 V_{NOISE} 로 정의된다.

$$V_i = V_{REF1} \pm V_{NOISE} \quad (5)$$

출력전압은

$$V_o = \frac{1}{RC} (V_{REF1} \pm V_{NOISE}) t \quad (6)$$

즉, 출력전압의 주기를 변조시키기 위해서 잡음발생기를 이용함으로 다음 식과 같은 주기가 된다.

$$\Delta T_s = f(V_{NOISE}) \quad (7)$$

