

## 스위칭주파수 변조제어의 주파수 스펙트럼 특성 고찰

朴錫夏, 金良模

Investigation of Frequency Spectral Characteristics  
in Switching Frequency Modulation Control

Seok-Ha Park, Yang-Mo Kim

## 요약

본 논문에서는 전기·전자 장비의 활용이 확대되면서 더욱 더 관심이 고조되고 있는 전자파장해에 대하여 논하고자 한다. 기존 PWM 직류전원장치에서는 회로 소자 및 배치에 따른 기생소자와 갑작스런 전압/전류의 변화에 의해 전자파장해를 발생시킨다. 본 논문에서는 PWM 직류전원장치에서 발생하는 전자파장해의 특성을 고찰하고, 출력전압 조절에 큰 영향을 주지 않는 범위내에서 PWM 제어가 가능하면서 두 개의 고정된 스위칭주파수로 연속적으로 변조하는 Bi-FM 변조제어방식과 랜덤하게 변화하는 스위칭주파수 변조제어방식을 이용하여 전도잡음을 저감시킬 수 있는 변조방식을 논할 것이다. 또한 이들 변조 방식의 주파수 스펙트럼 특성을 비교·분석하여 설명하고, 제어기를 분석·설계하여 실험을 통하여 스위칭주파수와 그 고조파 주파수들의 측대역으로 전도잡음이 분산되고 전도잡음의 피크치가 감소됨을 확인하고자 한다.

## ABSTRACT

In this paper, EMI(ElectroMagnetic Interference) problems, that the practical use of electric/electronic equipments spreads more and more, will be treated. The conventional PWM DC power supply generates EMI due to abrupt change of voltage/current and influence for parasitic elements of circuit devices and layout. First, this paper will discuss the characteristics of EMI generated in PWM DC power supply. Secondly, making PWM control without influence on the constant output regulation as much as possible, the modulation method to reduce conducted noise by using Bi-FM control which is modulated as two fixed switching frequency continuously, and by using FM-PWM control which is modulated slightly random, will be discussed. And then, in this paper it is compared and analyzed the frequency spectral characteristics of these modulation methods. It will be ascertained that these methods shattered the conducted noise into the smaller pieces around many sidebands frequencies and reduced the energy.

**Key Words** : EMI/EMC, Bi-FM control, FM-PWM control, Conducted emission noise, Radiated emission noise

## 1. 서론

PWM 직류전원장치는 고밀도화를 위하여 고주파로 스위칭 하는데, 반도체 소자의 고주파 스위칭에 따라 스위칭손실, 스위치의 전압/전류 스트레스를 유발시키며, 또한 그에 따른 전자파장해(EMI : Electro-

magnetic Interference) 등의 문제를 발생시킨다. 이와 같은 스위칭손실과 전압/전류의 스트레스 저감을 위해 소프트 스위칭 기법이 사용되고 있으나, 이 방법은 주로 스위칭손실과 전압/전류 스트레스를 감소시키는데 주목적으로 사용하고 있어 효과적인 전자파장해 대책이 될 수 없다<sup>[1]</sup>.

한편, 전기·전자 장비들의 사용이 증가되면서 이들 장비간 각종 전자파장해 문제가 빈번히 발생하고 이에 대한 규제가 엄격해지면서 전원장치에서 발생하는 장해 문제에 대해 효과적으로 대응하기 위한 연구의 필요성이 날로 증가하고 있다. 그러나 지금까지 PWM 직류전원장치에서 발생하는 전자파장해 문제에 대하여 일반적인 전자파장해 대책으로 대응하였다. 이러한 일반적인 전자파장해 대책은 불확실한 잡음경로를 통하여 잡음이 발생하는 것에 대한 대책으로 필터의 크기가 증가되고 고속 스위칭으로 동작하는 PWM 직류전원장치 특성을 고려한 대책이 미흡하였다<sup>[2,3]</sup>.

기존 PWM 직류전원장치에서는 전력용 스위치의 시비율을 변조하여 출력전압을 제어하는데, 기존 전원장치에서 방출되는 전도잡음은 일반적으로 스위칭주파수에 주기성을 띄고 있기 때문에, 스위칭주파수와 그 정수배 고조파 주파수에 전력 스펙트럼이 집중된다. 이 현상이 PWM 직류전원장치의 전자파장해에 대한 대책을 어렵게 만든다. 몇몇의 연구자들은 지난 십 여 년 동안 PWM 기법에 변조기의 주 파라미터에 랜덤화 기법을 사용하는 random PWM(RPWM)에 대한 연구를 수행하여 왔다.

이들 기법에 대한 연구를 크게 분류하면 펄스폭의 랜덤화, 스위칭주파수의 변조, 펄스 위치의 랜덤화, 그리고 이들의 조합에 의한 방법 등이 연구되어 왔다<sup>[4,5]</sup>. 그런데 이들 응용상 주 특징은 비교적 저주파수의 가청 주파수 대역에서의 음향 잡음을 억제하는데 집중되어 연구된 반면에 고주파수로 동작하고 있는 PWM 직류전원장치에 응용되어 왔던 몇몇의 연구들은 전도잡음을 억제하는데 별 큰 결실을 얻지 못하고 있다.

더욱이 세계 각국의 CISPR, FCC, VDE, VCCI, EN 등의 국제 규정에서는 전자파장해에 대한 규제를 강화시키며 수백[kHz] 대역에서 수십[MHz] 대역까지로 제한하고 있는 시점에서 고주파수로 동작하는 PWM 직류전원장치에서 발생하는 전도잡음을 억제하여야 하는 연구가 요구된다. 아울러 고주파수로 동작하는 PWM 직류전원장치에서 발생하는 전자파장해에 대해 국제규정에 적합한 절차를 따르는 연구가 요구되고 있다.

본 연구에서는 PWM 직류전원장치에서 발생하는 전자파장해의 특성을 해석하고, PWM 직류전원장치의 고속 스위칭시 발생하는 전자파장해를 저감시킬 수 있는 연구를 수행한다. 특히, 출력전압 조절에 큰 영향을 주지 않는 범위내에서 PWM 제어가 가능하면서 스위칭주파수를 2진 혹은 랜덤하게 변조함으로써 전도잡음의 주파수 대역을 확대역으로 분산시킬 수 있는

Bi-FM 제어(Binary frequency modulation control)와 FM-PWM 제어(frequency modulation control)의 원리를 분석·설계하며, 실험을 통하여 스위칭주파수 변조에 따른 제어의 결과를 기존 PWM 제어와 비교하여 그 타당성을 확인하고자 한다.

## 2. PWM 직류전원장치의 전도잡음 해석

### 2.1 PWM 직류전원장치의 전도잡음 특성

일반적으로 전기·전자 장비 내부에서 전도잡음 문제가 가장 현저히 나타나는 부분이 전원장치이며, 이 전원장치는 전기·전자 장비를 동작시키기 위하여 필요한 크기의 전원으로 바꾸어 주는 장치이다. 특히 PWM 직류전원장치는 효율이 매우 높고, 제어가 용이하며 스위칭주파수를 높여 회로가 차지하는 부피와 중량을 작게 할 수 있는 등의 장점으로 인하여 각종 전기·전자 장비의 전원장치로 급격히 보급되었다.

그러나 PWM 직류전원장치는 상기 여러 가지 장점이 있는 반면에 전력변환을 위한 다이오드, 트랜지스터, FET 등의 반도체 스위칭 동작시 스위칭주파수 및 그 고조파를 포함한 많은 양의 잡음이 발생하게 되는 문제점도 동시에 안고 있다. 실제 전기·전자 장비에 대한 전자파장해 시험평가시 전도잡음의 시험규격 불만족 원인의 대부분은 이러한 스위칭 방식의 전원장치에서 발생하는 잡음의 영향인 것으로 입증되었다<sup>[6]</sup>.

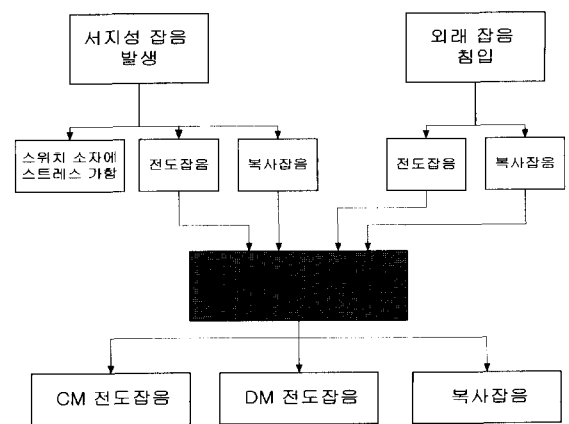


그림 1 PWM 직류전원장치의 잡음 분류  
Fig. 1 Noises classification of PWM DC power supply

그림 1은 PWM 직류전원장치에서 발생하고 있는 잡음을 분류한 것이다. 일반적으로 PWM 직류전원장치의 전자파잡음 발생원은 외래 침투 잡음과 스위칭에

의한 갑작스런 전압/전류의 변화(dv/dt, di/dt)에 의해 가장 크게 좌우된다. 전자파장해가 발생했을 때 신호 라인 혹은 전력 라인을 통하여 전자회로 내로 이동하는 잡음원을 전도방사잡음(Conducted emission noise)이라 하고, 라인을 따라 전달되던 잡음원이 전자유도 및 정전유도에 의해 외부회로나 혹은 타 장비로 방사되는데 이를 복사방사잡음(Radiated emission noise)이라 한다. 일반적으로 복사방사잡음은 직류전원장치를 케이스로 차폐처리 함으로써 그 대책을 세울 수 있기 때문에, 라인을 따라 전달되는 전도방사잡음이 PWM 직류전원장치에 가장 큰 영향을 미치게 되므로 본 연구에서는 전도방사잡음에 대해서만 다루고자 한다.

**2.2 PWM 직류전원장치의 전도 잡음 대책**

그림 2는 PWM 직류전원장치에서 주로 발생하는 서지 및 잡음 발생원과, 현재 이용되고 있는 잡음대책 기술들을 제시하였다. 서지나 잡음 발생에 직접 관여하는 원인은 급격한 전압/전류의 변화와 각 소자나 배선에 기생하고 있는 인덕턴스 성분이고, 그 외로 여러 기생 정전용량이 게재하여 고주파로 진동한다. 또한 반도체의 스위치 소자에 서지 전압/전류로 인한 스트레스가 더욱 가해지고, 전반적인 회로 내의 입·출력으로 전도 잡음이 전달된다. 또한 그림 2와 같이 전자파 잡음 문제를 극복하기 위한 여러 가지 대책들이 연구·개발 및 상용화되고 있다.

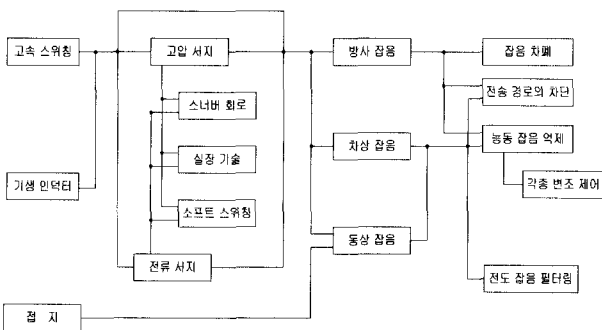


그림 2 서지 및 잡음 발생원과 그 대책기술  
Fig. 2 Generating sources and counterpart techniques of surges and noises

그러나 이들 전자파 잡음 대책들은 철저하고 상세한 계획이나 설계가 없이 반복적인 시행오차를 거듭하는 실험을 통하여 그 대책을 마련하고 있으므로, 그 대책들은 특정 컨버터의 스위칭 방식에 제한적으로 사용되고 있어 전자파장해의 체계적인 대책이 될 수 없다<sup>[2]</sup>.

**3. 전도잡음의 주파수 스펙트럼 특성 비교**

**3.1 기존 PWM 제어**

기존 PWM 직류전원장치에서는 주 스위치의 시비율을 변조하여 출력전압을 제어하는 것으로 방출되는 전도잡음은 일반적으로 스위칭주파수에 주기성을 띄고 있기 때문에, 스위칭주파수와 그 정수배 고조파 주파수에 전력 스펙트럼이 집중된다. 이 현상이 PWM 직류전원장치의 전자파장해 조절을 어렵게 한다. 기존 PWM 제어에서는 컨버터가 정상상태로 동작할 때, 컨버터의 스위칭주파수와 시비율은 항상 일정하다. 따라서 스위치의 on, off의 스위칭시 잡음은 일정 간격을 두고 발생하므로 컨버터의 스위칭 주기에 비례한다.

그림 3은 PWM 제어에 의한 전도잡음의 시간영역 파형과 그 주파수 스펙트럼을 나타내고 있다. 그림 3(a)는 시간영역에서의 전도잡음이고, 이를 주파수영역으로 다시 표현하면 그림 3(b)와 같다. 즉, 기존 PWM 직류전원장치의 전도잡음 스펙트럼은 주 스위치의 스위칭주파수와 그 정수배 고조파에 집중되어 있음을 알 수 있다.

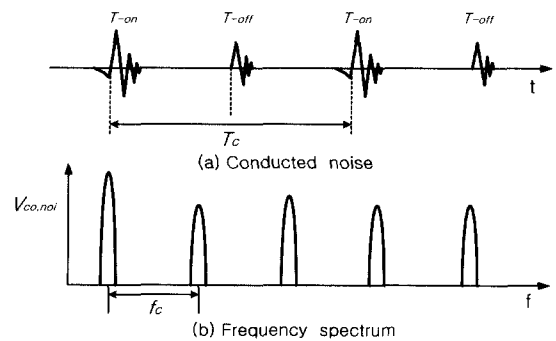


그림 3 PWM 제어의 전도 잡음과 주파수 스펙트럼  
Fig. 3 Conducted noise and frequency spectrum with PWM control

기존 PWM 제어의 출력신호에 대하여 지수함수의 Fourier 급수 전개를 하면 식 (1)과 같다<sup>[7]</sup>.

$$V_{PWM}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{j2\pi n f_0 t} \tag{1}$$

여기서,  $V_{PWM}(t)$ 는 주기가  $T_0 = 1/f_0$  이고,  $n = 0, 1, 2, \dots$  이다.

$C_n$ 의 적분은 식 (2)와 같이 페이지 평균이 된다.

$$C_n = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} e^{j2\pi f_0 t} dt = \frac{1}{j2\pi f_0 T} (e^{j\pi f_0 T} -$$

$$e^{-j\pi f_o T}) = \frac{1}{\pi f_o T} \sin \pi f_o T \quad (2)$$

따라서 기존 PWM 직류전원장치에서 전도잡음은 식 (2)와 같이 단일의 sinc 함수로 표현될 수 있다.

### 3.2 2진 스위칭주파수 제어

전원장치 내에서 반도체 스위치의 도통 및 차단 등에 의해 발생하는 링잉현상은 스위칭손실 뿐만 아니라 EMI 잡음을 발생시킨다. 이에 대한 대책으로 스위칭시의 주파수를 변화시켜 스펙트럼을 넓게 확산시키고 그 레벨을 감소시키고자 하는 연구가 진행되고 있다<sup>[8, 9]</sup>. 본 연구에서는 간단하게 아날로그 회로를 이용하여 스위칭주파수를 두 주파수 성분으로 변조시켜 전도잡음의 방사 스펙트럼 피크치를 양측 대역으로 분산시켜 그 레벨을 감소시킬 수 있는 2진 스위칭주파수 변조 (Bi-Frequency Modulation : 이하 Bi-FM이라 함) 제어를 적용하였다. Bi-FM 제어는 두 개의 고정 스위칭 주파수로 컨버터를 구동시켜 방사 스펙트럼의 레벨을 감소시키며, 동시에 기존 PWM 제어의 장점인 시비율에 따라 출력전압의 제어가 용이하다. 또한 제어가 간단하며 저렴하게 구성할 수 있을 뿐 아니라 해석도 용이하다<sup>[10]</sup>.

그림 4는 Bi-FM 제어의 전도잡음 주파수 스펙트럼을 기존 PWM 제어와 비교한 파형이다. 점선으로 표시되어 있는 파형은 기존 PWM 제어에서 전도잡음 주파수 스펙트럼을 제시한 것이고, 실선으로 표시되어 있는 파형은 Bi-FM 제어의 전도잡음 주파수 스펙트럼이 양측으로 2등분되어 1/2만큼 감소되고 있음을 보이고 있다.  $f_c$ 는 전도잡음의 캐리어 주파수이고,  $f_1$ 과  $f_2$ 는 Bi-FM 제어에 의하여 전도잡음의 캐리어 주파수가 양측으로 분산되는 주파수를 말한다.  $V_{P, PWM}$ 은 기존 PWM 제어에서 캐리어 주파수의 최대 전도잡음 피크치이고,  $V_{P, Bi}$ 는 Bi-FM 제어에서 캐리어 주파수가 양측으로 분산된 최대 전도잡음 피크치이다. Bi-FM 제어에서 전도잡음은 비트율의 식으로 식 (3)과 같이 표현된다.

$$V_{Bi-FM}(t) = A \cos \frac{\pm \pi t}{2T_b} \cos 2\pi f_c t - A \sin \frac{\pm \pi t}{2T_b} \sin 2\pi f_c t \quad (3)$$

그림 4로부터 알 수 있듯이 Bi-FM 제어에 의한 전도 잡음의 주파수 스펙트럼을 보면 주파수  $f_1$ 과  $f_2$ 에 해당하는 두 개의 정현파로 해석된다. 여기에서 첫 번

째 제로 크로싱(zero crossing) 이내의 부분에 대부분의 에너지를 포함하기 때문에 Bi-FM 전도잡음의 주파수 스펙트럼 대역폭 BW는 식 (4)와 같이 계산된다.

$$BW = f_2 + \frac{2\pi}{\tau} - (f_1 - \frac{2\pi}{\tau}) = f_2 - f_1 + \frac{4\pi}{\tau} = 2(\Delta f + \frac{1}{\tau}) \quad (4)$$

여기서,  $\tau$ 는 펄스폭이다.

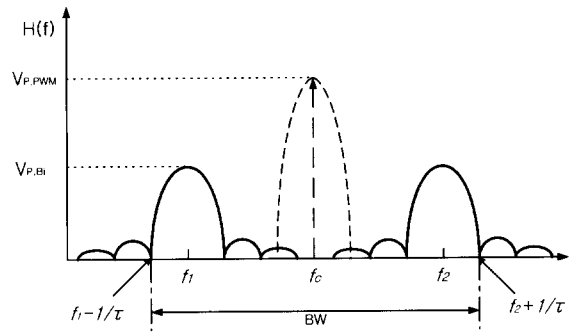


그림 4 Bi-FM 제어의 전도잡음 주파수 스펙트럼  
Fig. 4 Conducted noise frequency spectrum of Bi-FM control

### 3.3 FM-PWM 제어

3.2절에서 제시한 Bi-FM 제어는 스위칭주파수의 양측면의 고정된 두 개의 서로 다른 주파수로 PWM 컨버터의 스위치를 구동시킴으로 전도잡음의 스펙트럼을 양측 대역으로 분산시킨다. 이 원리를 보다 확장하여 두 개의 스위칭주파수가 아닌 기본 스위칭주파수를 중심으로 랜덤하게 스위칭주파수를 변조하게 되면 베셀 함수표(Bessel function table)에서 제시하는 바와 같이 대역 내에서 고르게 전도잡음 스펙트럼을 더욱 뚜렷하게 분산시킬 수 있다. 이러한 원리로부터 스위칭주파수를 랜덤하게 변조함으로 PWM 직류전원장치의 전도잡음 전력스펙트럼을 연속이 되게 하고, 스위칭주파수와 그 정수배 고조파 레벨을 현저하게 감소시킬 수 있는 FM-PWM(Frequency modulation PWM) 제어를 적용하였다. FM-PWM 제어는 다음과 같은 장점을 지닐 수 있다.

- 1) 랜덤잡음 신호에 따라 주 스위치를 구동시키는 출력신호의 주파수는 변하지만 주 스위치의 시비율은 목표하는 값을 항상 유지하므로 출력 조절에는 별 영향이 없다.

- 2) 톱니파의 피크값이 항상 일정하므로 제어가 용이하며, 제어기를 간단하고 저렴하게 구성할 수 있다.
- 3) Bi-FM 제어보다 방사 스펙트럼의 분산이 확실하다.
- 4) 일종의 FM 방식으로 간주할 수 있으므로 해석이 용이하다.

그림 5는 기존 PWM 직류전원장치에 FM-PWM 제어를 적용하였을 때의 전도잡음과 그 주파수 스펙트럼을 보이고 있다. 그림 5(a)에 보이는 바와 같이 FM-PWM 제어를 적용하면 스위치의 도통시와 차단시의 전도잡음 레벨은 기존 PWM 제어와 거의 일정하지만, 스위칭주파수가 랜덤하게 변조하면서 피크치가 양측 대역으로 분산되어 주파수 스펙트럼의 레벨이 감소된다. 아울러 시비율은 항상 일정하게 유지되기 때문에 출력전압 조정은 충실하게 수행될 수 있다. 전도잡음의 주파수 스펙트럼은 랜덤 스위칭에 의해 그림 5(b)와 같이 측대역으로 분산되고 피크 레벨이 감소된다.

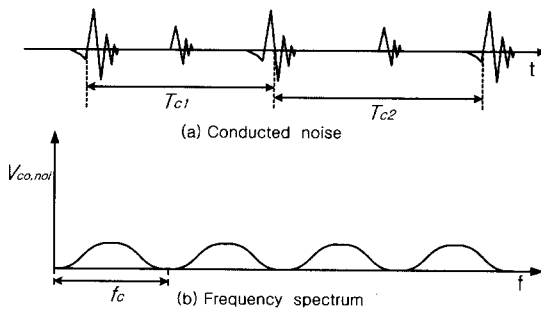


그림 5 FM-PWM 제어의 전도 잡음과 주파수 스펙트럼  
Fig. 5 Conducted noise and frequency spectrum with FM-PWM control

PWM 직류전원장치의 전도잡음을 해석 및 계측하면 미지의 신호를 제외하고는 정현파와 구형파의 특성을 모두 가지고 있다. FM-PWM 제어는 스위칭주파수를 랜덤하게 변조하므로 일종의 주파수 변조방식으로 간주하여 해석할 수 있다. 따라서 PWM 제어에서 시간에 대해 정현적으로 변하는 기본 정현파가  $A_1 \cos \omega_1 t$  일 때, 스위칭주파수를 랜덤하게 변조하면 변조파  $A_{FM-PWM}$  은 식 (5)와 같이 표현된다.

$$A_{FM-PWM} = A_1 \cos \omega_1 \left[ 1 + \left( \frac{\Delta f}{f_c} \cos \omega_m t \right) t \right] \quad (5)$$

또한 시간에 대해 스위칭 온, 오프시 발생하는 구형

파의 한 주기가  $T = \frac{1}{f_c}$  일 때, 스위칭주파수를 랜덤하게 변조하면 주기  $T_{FM-PWM}$  은 식 (6)과 같다.

$$T_{FM-PWM} = \frac{1}{f_1 \left[ 1 + \frac{\Delta f}{f_c} \cos \omega_m t \right]} \quad (6)$$

여기서,  $f_c$ 는 중심 주파수,  $f_m$ 은 변조 주파수, 그리고  $\Delta f$ 는 주파수 변이의 진폭이다. 스위칭주파수를 랜덤하게 변조하면 정현파 성분과 구형파 성분이 각각 그림 8(b)와 8(d)와 같이 측면 대역 고조파를 발생시키고,  $f = f_c$  일 때의 진폭은 변조되기 이전의 신호에 비교해서 현저하게 줄어든다.

#### 4. 회로 구성 및 실험 결과

##### 4.1 회로 구성

스위칭주파수 변조제어의 이론적 타당성을 확인하기 위하여 그림 6과 같이 절연형 컨버터이며 중, 소 전력 변환에 많이 상용화되어 있는 리셋권선 포워드 컨버터를 선정하여 실험을 수행하였다. 특히 주 변압기의 1차측 권선과 리셋권선의 권선비를 2:1로 하여 시비율이 최대 0.67까지 가능하도록 범위를 넓혔다.

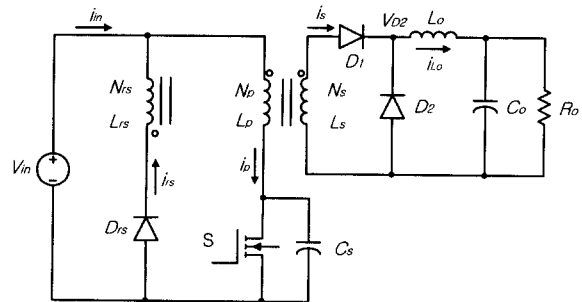


그림 6 리셋권선 포워드 컨버터 회로도  
Fig. 6 Circuit diagram of reset-winding forward converter

컨버터의 주요 정격은 표 1과 같다. 전도잡음을 계측하기 위하여 HP 4395A Network/ Spectrum/ Impedance 분석기가 사용되었으며, 피시험장치의 일정 임피던스를 확보하기 위해서 LISN(Line Impedance Stabilization Network)을 사용하였다. 그림 7은 전도잡음을 계측하기 위한 시험장치의 전체 구성도이다. LISN에 그림 7과 같이 스펙트럼 분석기를 연결하고 전도 잡음을 계측한 후 바로 PC를 통해 시험데이터를 구하였다.

표 1 컨버터의 주요 정격  
Table 1 Principal parameter of converter

주요 정격 및 소자	내 용
입력전압	80 ~ 120 [VDC]
출력전압	20 [VDC]
출력용량	200 [W]
스위칭주파수	100[kHz] 내외
시비율	0.5 ( 0.4 ~ 0.6 )
전력용 변압기 권선비	1차권선 : 2차권선 : 리셋권선 = 8 : 3 : 4
주 스위치	IRFP450
FRD	FRG25BA60
변압기 코어	PC40E160

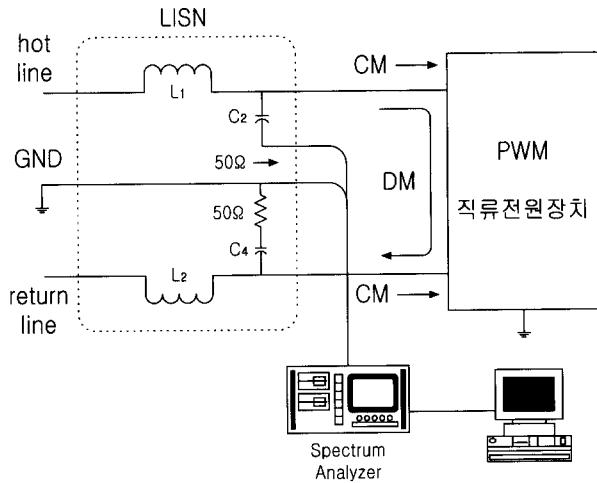


그림 7 전도 잡음 시험장치의 구성도  
Fig. 7 Setup of conducted noise test equipment

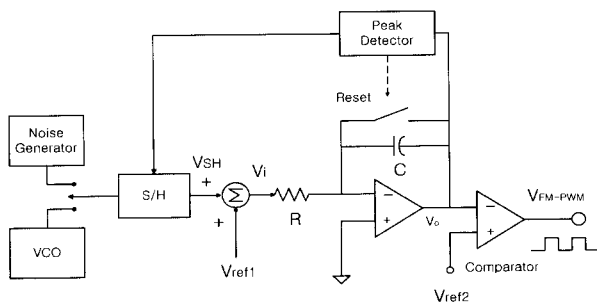
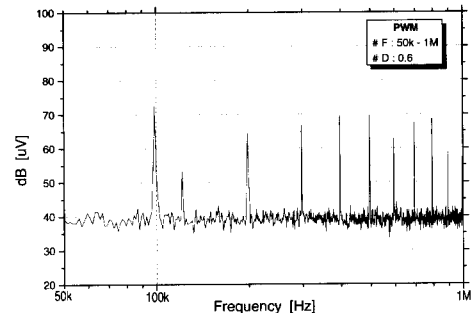


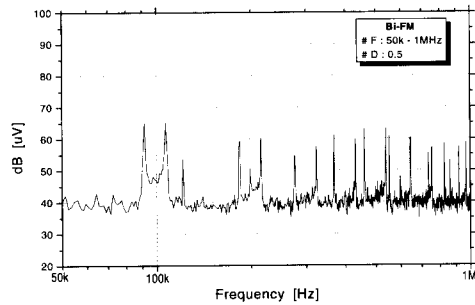
그림 8 스위칭주파수 변조제어기 회로  
Fig. 8 Switching frequency modulation controller circuit diagram

#### 4.2 스위칭주파수 변조제어기 설계

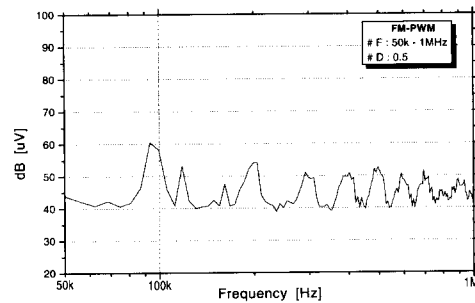
그림 8은 스위칭주파수 변조제어기 회로이다. S/H (sample & holder)에 입력되는 전압이 VCO라고 하면 Bi-FM 변조제어기가 되며, 랜덤잡음 발생기에서 만들어진 잡음전압  $V_{noise}$ 가 되면 FM-PWM 변조제어기가 된다. 신호가 S/H에 들어오면 순간적으로 그 값을 검출하여 주 스위치의 구동전압의 중심 스위칭주파수를 결정하는 제어전압  $V_{ref1}$ 과 더해져서 톱니파 발생기의



(a) PWM control



(b) Bi-FM control



(c) FM-PWM control

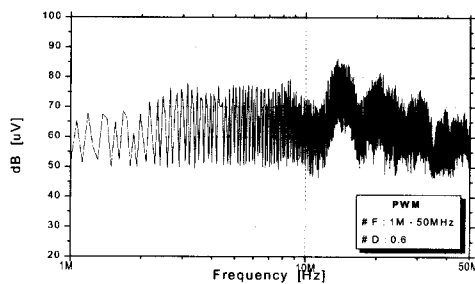
그림 9 전도잡음 주파수 스펙트럼(50k-1MHz)  
Fig. 9 Frequency spectrum of Conducted noise (50k-1MHz)

입력전압  $V_i$ 는 식 (7)과 같이 된다.

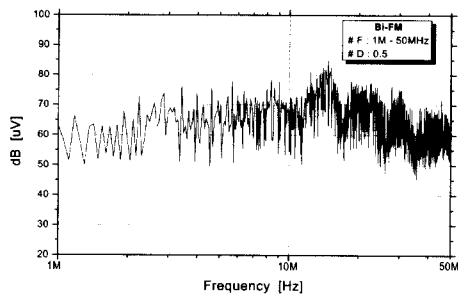
$$V_i = V_{ref} + V_{SH} \quad (7)$$

### 4.3 실험 결과 및 고찰

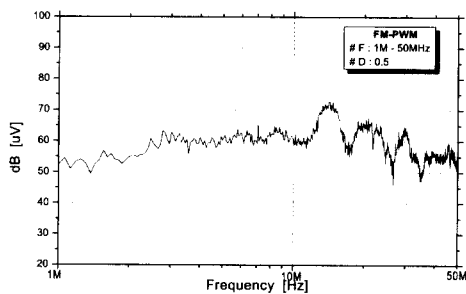
그림 9와 10은 기존 PWM 제어, Bi-FM 제어, 그리고 FM-PWM 제어를 적용하여 포워드 컨버터에서 발생하는 전도잡음이 hot line과 LISN을 경유하여 스펙트럼 분석기에서 계측된 전도 잡음 전압의 주파수 스펙트럼 실험결과 파형이다. 그림 9의 주파수 대역은



(a) PWM control



(b) Bi-FM control



(c) FM-PWM control

그림 10 전도잡음 주파수 스펙트럼(1M-50MHz)  
Fig. 10 Frequency spectrum of Conducted noise  
(1M-50MHz)

50[kHz]로부터 1[MHz]까지이며, 그림 10의 주파수 대역은 1[MHz]로부터 50[MHz]까지이다.

그림 9의 결과로부터 기존 PWM 제어보다 Bi-FM 제어인 경우가 6-10[ $dB\mu V$ ] 정도 잡음전압이 감소되었고, 스위칭주파수와 그 정수배 고조파 성분이 양측 대역으로 분산됨을 확인할 수 있었으며 CISPR 22 규정의 60[ $dB\mu V$ ] 제한치를 약간 벗어나고 있음을 알 수 있다. 또한 Bi-FM 제어보다 FM-PWM 제어인 경우가 10[ $dB\mu V$ ] 정도 잡음전압이 감소되었으며 스위칭주파수와 그 정수배 고조파 성분이 측대역으로 더욱 넓게 분산되었음을 확인하였고 CISPR 22 규정의 60[ $dB\mu V$ ] 제한치를 여유있게 통과하고 있음을 알 수 있었다.

그림 10의 결과로부터 1[MHz]~50[MHz]의 고주파 대역에서는 Bi-FM 제어의 경우가 기존 PWM 제어와 비교할 때, 그 다지 큰 감소를 보이고 있지 못하고 있으며 특히 CISPR 22 규정의 60[ $dB\mu V$ ] 제한치를 약간 초과하고 있음을 보이고 있다. 그러나 FM-PWM 제어의 경우는 Bi-FM 제어보다 10[ $dB\mu V$ ] 정도 잡음전압이 감소되었으며 스위칭주파수와 그 이산 고조파 성분이 측대역으로 더욱 넓게 분산됨을 확인할 수 있었다. 단지 10.5[MHz] 대역에서는 피크치를 감쇠하기 위한 필터설계가 요구되지만, 상대적으로 그 용량이 많이 감소되리라 예측된다.

## 5. 결 론

본 연구에서는 전기·전자 장비의 활용이 확대되면서 더욱 더 관심이 고조되고 있는 전자파장해에 대하여 논하였다. 기존 PWM 전원장치에서는 회로 소자 및 배치에 따른 기생소자와 갑작스런 전압/전류의 변화에 의해 전자파장해를 발생시킨다. 따라서 본 논문에서는 PWM 직류전원장치의 스위칭주파수를 2진 혹은 랜덤하게 변조함으로써 전도잡음의 전력 스펙트럼을 향상시킬 수 있는 방법을 제시할 수 있었으며, 다음과 같은 결과를 얻었다.

- (1) 두 개의 고정된 스위칭주파수를 연속적으로 변조함으로써 전도잡음의 주파수 스펙트럼을 스위칭주파수와 이의 정수배 고조파 성분의 양측 대역으로 분산시키는 Bi-FM 제어의 원리 및 주파수 영역 스펙트럼을 분석하였으며 Bi-FM 제어기를 분석·설계하였다.
- (2) 스위칭주파수를 랜덤하게 변조시킴으로써 전도 잡음

전압의 전력 스펙트럼이 연속이 되며 스위칭주파수와 이의 정수배 고조파 주파수 부분을 현저하게 감소시킬 수 있는 FM-PWM 제어의 원리 및 주파수 영역 스펙트럼을 분석·설계하였다. FM-PWM 제어기를 이용함으로써 스위칭주파수와 이의 정수배 고조파 주파수의 측면대역으로 잡음 스펙트럼이 분산됨을 확인하였다.

위 결과를 토대로 PWM 직류전원장치에서 주로 발생하는 전도잡음의 발생원 및 전달경로를 분석할 수 있었으며, 전도잡음을 감소시키는데 Bi-FM 제어와 FM-PWM 제어방식이 매우 효과적임을 확인할 수 있었다. 아울러 차후 연구과제로는 보다 정확한 잡음 모델링을 통하여 최적의 전자과장해를 제거하는 연구가 요구된다.

### 참 고 문 헌

- [1] G. Hua, Ching-Shan Leu, Yimin Jiang, and F.C. Lee, "Novel Zero-Voltage-Transition PWM Converters", IEEE Trans. on P.E. Vol.9, No. 2, pp.213-219, March 1994.
- [2] Michael Tao Zhang, "Electrical, Thermal, and EMI Designs of High-Density, Low-Profile Power Supplies", Dissertation of Doc. in VPEC, pp. 146-147, 1997.
- [3] Tian Guo, Dan Y. Chen, and Fred C. Lee, "Separation of the Common-Mode and Differential-Mode Conducted EMI Noise", IEEE Trans. on P.E. Vol. 11, No. 3, pp. 480-487, May 1996.
- [4] J. Mahdavi, Sh. Kaboli, and H.A. Toliyat, "Conducted Electromagnetic Emissions in Unity Power Factor AC/DC Converters : Comparison Between PWM and RPWM Techniques", PESC '99, pp. 881-885. 1999.
- [5] F. Mihalic, T. Bezjak, and M. Milanovic, "Improved Harmonic Spectrum and Reduced EMI in Boost Converters by Using the Random Modulation", EPE '97, pp. 2.366-2.371.
- [6] G. Antonini, S. Cristina, and A. Orlandi, "EMC Characterization of SMPS Devices : Circuit and Radiated Emission Model", IEEE Trans. on EMC, Vol. 38, No. 3, pp 300-309, Aug. 1996.
- [7] S.H. Park, "EMI reduction of PWM converter using the switching frequency modulation method", Dissertation of Doc. in CNU Univ., pp. 77-79, 1999.
- [8] F. Lin and D.Y. Chen, "Reduction of Power Supply EMI Emission by Switching Frequency Modulation", IEEE Trans. On P.E., Vol. 9, No.1, pp. 132-137, 1994.
- [9] S.Y.R. Hui, I. Oppermann, F. Pasalic and S. Sathiakumar, "Micro-processor based Random PWM Schemes for DC-AC Power Conversion", PESC '95, pp. 307-312. 1995.
- [10] Y.F. Zhang, L. Yang, and C.Q. Lee, "EMI Reduction of Power Supplies By Bi-Frequency Modulation", '94 APEC, pp. 601-607, 1994.

### 저 자 소 개



#### 박석하(朴錫夏)

1967년 12월 15일생. 1993년 충남대 공대 전기공학과 졸업(학사). 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1999년 8월 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현재 한국원자력연구소 포닥.



#### 김양모(金良模)

1950년 3월 29일 생. 1973년 서울대 공대 공업교육(전자)과 졸업. 1975년 동 대학원 공업교육(전자)과 졸업(석사). 1986년 일본 동경대 공학부 전자공학과 졸업(공학박). 1979년~현재 충남대 전기공학과 교수. 1990년 미국 버지니아테크 방문교수.