

論文99-36S-3-13

# RPWM 제어를 통한 전도성 EMI 잡음의 억제와 고조파 스펙트럼의 향상

## (Reduction Effect of EMI Conducted Noises and Improvement of Harmonic Spectrum through RPWM Control)

朴錫夏\*, 金良模\*

(Seok-Ha Park and Yang-Mo Kim)

### 요 약

SMPS는 스위칭 소자를 이용하여 효과적으로 전력을 변환시킨다. 여기에서 가장 중요한 파라미터가 스위칭 주파수이다. 스위칭 주파수를 증가시키기에 따라 전원장치의 소형경량화가 가능하다. 그러나 기존 PWM 컨버터에서는 치명적인 단점으로 스위칭 주파수를 증가시키기에 따라 스위칭 손실 및 EMI 문제를 야기한다. 특히 SMPS의 동작은 상당히 큰  $di/dt$ 와  $dv/dt$ 에 기인한 EMI 전도성 잡음을 발생시킨다. EMI를 감소시키는 방법들로는 고전적이고 고가인 입력필터 혹은 주 전력단에 능동필터를 첨가하는 방법 등이 있어 왔다. 본 논문에서는 DC/DC 포워드 컨버터에 대해 EMI 잡음 발생원 및 잡음 경로를 분석하였다. SMPS에서 방출되는 전도성 잡음은 스위칭 주파수와 그 고조파 주파수에 집중되어 있다. 따라서 본 연구에서는 일정 출력전압에는 큰 영향 없이 스위칭 주파수를 약간씩 변조하게 되는 RPWM 제어를 통하여 전도성 잡음의 주파수 대역을 측면대역으로 분산시키어 전체 침투치를 저감시키고, 고조파 스펙트럼을 개선할 수 있다.

### Abstract

SMPS provides the means by which electrical power is efficiently converted from one form to another by switching devices where the most important parameter is the switching frequency. Increasing the switching frequency is essential to achieve the high density of SMPS. However, conventional PWM converters have been the fatal disadvantages, such as the switching losses and EMI problems according to the incremental switching frequency. Especially, the operation of SMPS results in EMI conducted noises which is produced due to large  $di/dt$  and/or  $dv/dt$ . The methods to reduce EMI are the use of classic and expensive input filters or the addition of the active filter into the main circuits. In this study, the generating causes, sources and coupling paths of EMI noises are analyzed for DC/DC forward converter. The conducted noises emitted from SMPS have been concentrated in switching frequency and the harmonics frequencies. Therefore, by using RPWM control, which modulates the switching frequency slightly without influence on the constant output regulation, the EMI effect can be reduced and implementation of the proposed control scheme into the DC/DC forward converter can improve the harmonic spectrum as well.

\* 正會員, 忠南大學校 電氣工學科

(Dept. of Electrical Engineering, Chungnam Nat'l Univ.)  
接受日字:1998年12月11日, 수정완료일:1999年3月5日

### I. 서 론

전력전자 분야에서 SMPS는 반도체 소자를 사용하여 스위칭 시비율을 변화시킴으로써 효과적으로 전력

을 조절하거나 변환하는 전원장치이다. 기존 PWM 컨버터에서는 스위칭 주파수를 증가시킴에 따라 전원 장치의 소형경량화에는 매우 유리하나, 스위칭 손실과 EMI(Electromagnetic Interference) 문제 등도 발생하게 된다. EMI 잡음은 반도체 소자를 스위칭할 때, 전류 또는 전압이 급격히 변하게 됨으로써 발생하게 되는데, EMI 잡음의 문제점을 극복하기 위해 다음과 같은 여러 가지 대책들이 사용되고 있다. 즉, 잡음 발생원의 억제, 전송 경로의 차단, 전자파의 차폐, 적절한 접지와 소자 배치, 소프트 스위칭, 스너버 회로의 사용, 그리고 전도 잡음 필터링 등이 있다. 그런데 EMI/EMC(Electro-magnetic Compatibility) 설계는 세밀한 계획이나 설계 없이 반복적인 시행오차를 거듭하는 실험을 통하여 그 대책을 마련해야 하는 특징을 갖고 있으며 이러한 대책들은 간략화된 컨버터의 스위칭 방식에 제한적으로 사용되고 있어 SMPS에서의 EMI 대책이 체계적이지 못하였다<sup>1)~3)</sup>.

일반적으로 전기·전자 장비의 EMI 발생원은 자연 현상이나 열저항 잡음 등과 같은 자연 잡음과 갑작스런 스위칭에 의한 di/dt, dv/dt 등과 같은 인공 잡음이 거론되고 있다. EMI 잡음은 갑작스런 서지가 발생했을 때 신호 라인 혹은 전력 라인을 통하여 전자회로 내로 이동하고 이 때 전도 잡음을 발생시킨다. 라인을 따라 전달되는 잡음원은 전자유도 및 정전유도에 의해 외부회로나 혹은 타 장비로 방사될 수도 있고 그 때 방사 잡음이 발생하게 된다.

본 논문에서는 포워드 컨버터에 대해 EMI 잡음 발생원과 잡음 경로를 분석하고자 한다. SMPS에서 방출되는 전도 잡음은 스위칭 주파수에 주기성을 띄고 있다. 특히 SMPS의 잡음은 스위칭 주파수와 그 고조파 주파수에 집중되는데 이들의 주파수에 잡음 에너지가 집중되기 때문에 EMI 조절을 어렵게 만들고 있다<sup>[4, 5]</sup>.

본 논문에서는 스위칭 주파수를 랜덤하게 변조함으로써 측면대역이 발생되고 일정 주파수에 집중되는 잡음 스펙트럼을 분산시키고자 한다. 또한 그 에너지는 많은 측면 주파수 주위로 흩어져 각각의 에너지는 미약한 성분으로 분산됨으로써 효과적으로 제한될 수 있다. 이 효과가 EMI 규제를 통과할 수 있는 가능성을 제시할 수 있으며, 또한 필터의 크기와 전체 SMPS 크기를 줄일 수 있게 하는데 이러한 효과를 시뮬레이션과 실험을 통하여 확인하고자 한다.

## II. RPWM 포워드 DC/DC 컨버터

### 1. RPWM 원리

PWM DC/DC 컨버터에서는 주 전력회로의 스위치 시비율을 변조함으로써 출력전압을 제어하는데 시비율은 스위칭 주기 내에 펄스 위치 혹은 스위칭 주기의 길이와는 무관하게 설정된다. 만약 펄스 위치 혹은 스위칭 주파수가 랜덤하게 변화한다면, 컨버터 출력전압에 대한 전력스펙트럼은 연속인 반면 이산치 부분은 상당히 줄어들게 된다. 이것이 최근 연구가 진행되고 있는 임의 펄스폭변조(RPWM)의 기본 원리이다<sup>[11]</sup>.

SMPS에서 방출되는 전도성 잡음은 일반적으로 스위칭 주파수에 주기성을 띄고 있으므로 잡음 스펙트럼을 분석해 보면 스위칭 주파수와 그 이산 고조파 주파수에 집중되어 있고 이들 이산 고주파수 성분에 잡음 에너지가 집중되기 때문에 EMI 조절을 어렵게 만드는 것이다. 그러므로 스위칭 주파수를 랜덤하게 변조함으로써 잡음 주파수의 측면 대역에 넓게 생성시키고, 잡음 스펙트럼을 분산시킬 수 있다.

### 2. RPWM의 주파수 스펙트럼

그림 1은 전도성 잡음에 의해 발생할 수 있는 정현파와 구형파에 대하여 일반 PWM 제어와 RPWM 제어를 사용했을 때의 주파수 스펙트럼을 보이고 있다. 본 연구의 RPWM 제어는 스위칭 주파수를 랜덤하게 변화시켜 주는 것이므로 일종의 주파수 변조(FM) 방식으로 시간에 대해 정현적으로 변하는 반송파가  $A_c \cos(W_c t + \theta_c)$  일 때, 스위칭 주파수를 변조하게 되면 변조파  $A_{RPWM}$ 은 다음 식 (1)과 같이 된다.

$$A_{RPWM} = A_c \cos w_c [1 + (\frac{\Delta f}{f_c} \cos w_m t)] \quad (1)$$

또한, 시간에 대해 스위칭 온, 오프할 때마다 발생하게 되는 구형파의 한 주기가  $T = \frac{1}{f_c}$  일 때, 스위칭 주파수를 랜덤하게 변화하면 주기  $T_{RPWM}$ 은 다음 식 (2)와 같이 된다.

$$T_{RPWM} = \frac{1}{f_c [1 + \frac{\Delta f}{f_c} \cos w_m t]} \quad (2)$$

여기에서  $f_c$ 는 캐리어 주파수,  $f_m$ 은 변조 주파수, 그리고  $\Delta f$ 는 주파수 변이의 진폭을 나타낸다. 스위칭 주파수를 랜덤하게 변조하면 그림 1(b)와 1(d)와 같이

측면 대역 고조파가 생성되고  $f = f_c$  일 때의 진폭은 변조되기 이전의 신호에 비교할 때 줄어들게 된다. 주파수 스펙트럼의 확실정도는 변조지수( $\beta \equiv \Delta f/f_m$ )와 관련이 있는데,  $\beta$  값이 커질수록 스펙트럼이 고르게 분산된다.

Carson's 규칙에 따르면 주파수 변조 방식에 두 가지 중요한 특징이 있다.

첫째, 신호의 전체 에너지는 주파수 변조에 의해서 는 영향을 미치지 않는다. 신호의 전체 에너지는 각각의 고조파 진폭의 면적의 합과 같다. 즉 그림 1(b)에 의해 신호의 전체 에너지는 다음 식 (3)과 같다<sup>[4]</sup>.

$$A^2 = A_1^2 + 2(A_2^2 + A_3^2 + \dots) \quad (3)$$

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  $\beta \gg 1$ , 그 때  $B_T = 2\Delta f$ 이다.

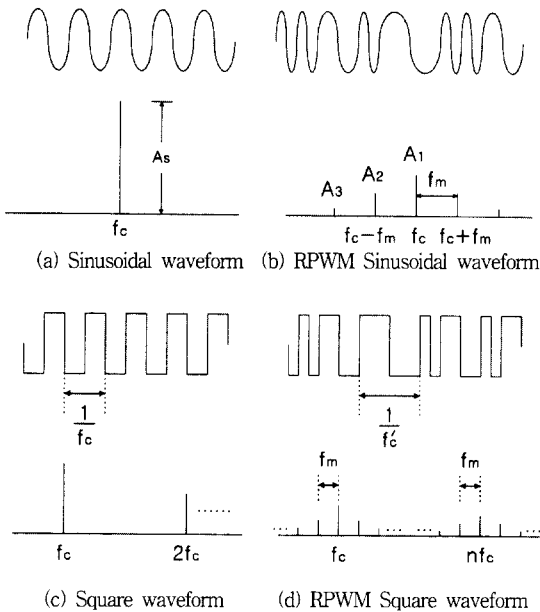


그림 1. 주파수 스펙트럼 파형  
(a) 정현파 (b) RPWM 정현파 (c) 구형파 (d) RPWM 구형파  
Fig. 1. Frequency Spectrum Waveforms.  
(a) Sinusoidal waveform (b) RPWM Sinusoidal waveform (c) Square waveform (d) RPWM Square waveform

### 3. RPWM 제어기의 동작

그림 2는 RPWM 제어기의 블록도를 보이고 있다. 랜덤 잡음 발생기에서 생성되는 잡음 전압이 샘플 앤 홀드에 들어오면, 순간적으로 그 값을 검출하여 첫 번째 주 회로의 기본 스위칭 주파수를 결정하는 기준 전압  $V_{ref1}$ 과 더해져서 톱니파를 발생시켜 이 톱니파형이 주 회로의 출력으로부터 검출되는 출력전압  $V_{ref2}$ 와 비교된다. 그림 3은 RPWM 제어기의 주요 신호 파형을 보이고 있다. 그림 3에서  $V_0$ 의 경사는 스위칭 주파수의 변조를 나타내는데  $V_{0,min}$  경사는 최소 도통 시간인  $T_{on,min}$ 을  $V_{0,max}$  경사는 최대 도통 시간인  $T_{on,max}$ 를 보이고 있으며, 이 범위내에서 일정 출력에 큰 영향 없이 시비율의 변조가 가능하도록 톱니파를 발생시킨다. 그림 3에서 톱니파 전압이 증가하다가 미리 프로그램되어 있는 첨두치에 이르면, 커패시턴스 C는 방전을 시작하고 샘플 앤 홀드 회로가 다시 동작함으로써 다음 주기를 시작하게 된다.

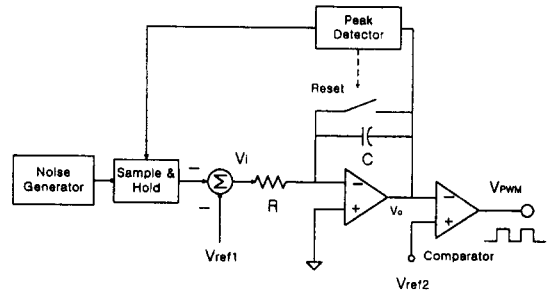


그림 2. RPWM 제어기의 블록도  
Fig. 2. The block diagram of RPWM controller.

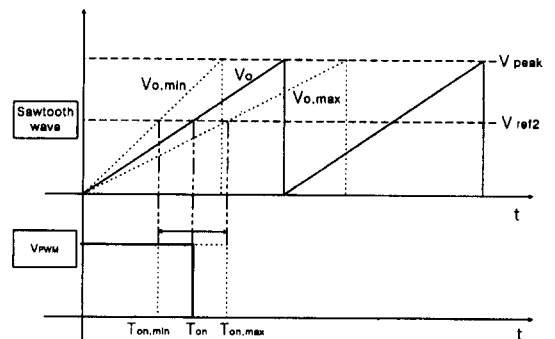


그림 3. RPWM 제어기의 신호 파형  
Fig. 3. Signal waveforms of RPWM controller.

그림 3에서의 출력을 제어하는 전압  $V_0$ 와 비교되는 기존의 PWM 컨버터에서는 시정수 RC에 의해 식

(4)와 같이 표현될 수 있다.  $V_i$ 는 스위칭 주기  $T_S$ 는 지정수 RC 범위 내에서 일정하게 유지될 수 있고 PWM 컨버터에서는 출력전압의 변화에 의한 시비율만이 조절될 수 있다.

$$V_0 = \frac{1}{RC} V_{ref} T_S \quad (4)$$

RPWM 제어기에서는 톱니파 발생기의 입력 전압  $V_i$ 는 제어 전압  $V_{ref}$ 에 랜덤 잡음 발생기에 의한 잡음 전압  $V_{noise}$ 가 더해져서 식 (5)와 같이 정의될 수 있다.

$$V_i = V_{ref} \pm V_{noise} \quad (5)$$

만약, RPWM 제어기에서 잡음 전압  $V_{noise}$ 가 0이라면, 그 때 스위칭 주기는 식 (6)과 같이 된다. 그리고 잡음 전압  $V_{noise}$ 가 각각 +, -일 때는 스위칭 주기는 각각 식 (7), (8)과 같이 표현될 수 있다.

$$T_{S,0} = V_{peak} \frac{RC}{V_{ref}} \quad (6)$$

$$T_{S,+} = V_{peak} \frac{RC}{V_{ref} + V_{noise}} \quad (7)$$

$$T_{S,-} = V_{peak} \frac{RC}{V_{ref} - V_{noise}} \quad (8)$$

궁극적으로 RPWM 제어 파형은  $V_{noise}$ 의 레벨 값에 따라 식 (9)와 같이 주 전력회로의 스위치에 가해지게 되는 것이다.

$$V_0 = \frac{1}{RC} (V_{ref} \pm V_{noise}) T_S \quad (9)$$

#### 4. R-C-D 클램프 포워드 DC/DC 컨버터

전력 회로가 간단하고 1, 2차측의 절연이 가능하기에 저출력 전력변환에 포워드 컨버터가 많이 사용되고 있다. 포워드 컨버터의 근본적인 제약 중 하나가 트랜지스터의 차단기간 동안의 리셋 문제이다. 리셋 기법으로는 그 동안 리셋권선, R-C-D 클램프, 액티브-클램프, 공진 리셋, 다중 공진 리셋 등 여러 가지가 사용되고 있지만, 추가적인 제어회로가 포함되지 않으며 회로가 간단하면서 효율이 높은 R-C-D 클램프 리셋 기법이 유리하여 본 연구에서는 그림 4와 같이  $R_C-C_C-D_C$ 에 의한 클램프 포워드 컨버터를 채용하였다<sup>[6]</sup>.

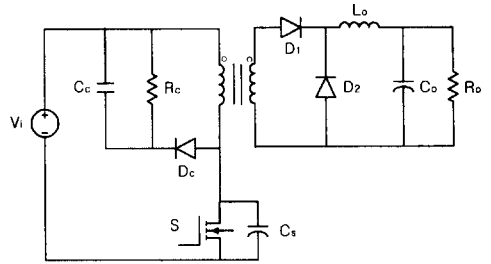


그림 4. R-C-D 클램프 포워드 컨버터 회로도  
Fig. 4. Circuit diagram of the R-C-D clamp forward converter.

### III. 전도성 EMI 잡음 시험

#### 1. 잡음 측정의 특징

그림 5는 전도성 EMI 잡음 시험장치 블록도를 보이고 있다. 일반적으로 전도성 EMI 잡음이 전원 입력단으로부터 침입하게 되면, SMPS에서 발생하는 잡음을 정확하게 측정할 수 없다. 따라서 입력전원단과 측정하고자 하는 시험장치 즉 SMPS 사이에 LISN (Line Impedance Stabilizing Network)을 설치하여 입력 전원단으로부터 유입되는 잡음을 차단시키고, SMPS의 잡음을 LISN을 통해 측정할 수 있도록 하고 있다. 그림 5에서 점선 안에 있는 회로도가 LISN의 내부 회로도이며, 본 시험장치에는 두 개의 LISN이 설치되는데, 이 기능은 다음 세 가지로 정리될 수 있다. 첫째, LISN은 입력측에서 발생할 수 있는 잡음이 SMPS에 영향을 미치거나 계측기에 영향을 미치지 못하게 경로를 차단한다. 둘째, SMPS에서 본 입력임피던스를 항상 일정하게 유지시키므로써 스펙트럼 분석기의 RF 포트를 항상 50Ω 저항으로 종단시킨다. 셋째, 스펙트럼 분석기로 SMPS의 잡음만을 유도시킨다.

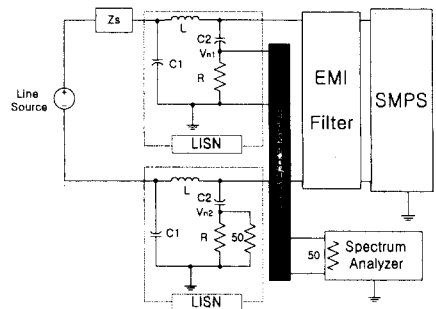


그림 5. 전도성 EMI 잡음 측정을 위한 시스템  
Fig. 5. The system for measuring conducted EMI noise.

그림 5에서 LISN 내의 블리더 저항(bleeder resistor) R을 출력단에 병렬로 접속함으로써 전원의 전압 변동률을 개선하고, 이것에 항상 역방향의 전류를 흐르게 함과 동시에 전원을 끊었을 때는 필터 캐패시터 C2를 방전시키기 위한 통로를 제공한다. LISN 내부의 무효성분 값은 입력라인의 저 주파수 성분에 대해서는 L은 단락이고, C1은 개방이다. 그러나 EMI 잡음 주파수에 대해서는 L은 개방이고, C2는 단락이다. 즉, 라인 주파수 전력은 LISN을 통하여 별 전력손실 없이 전달될 수 있고, 스위칭 회로에서 생성되는 잡음은 각 상에서 50Ω 임피던스를 통하여 계속될 수 있다. LISN에 사용된 구성품 값은 L은 50 μH, C1은 1 μF, C2는 0.1 μF 그리고 R은 1kΩ이다.

2. 포워드 컨버터의 전도성 잡음원과 전달경로

그림 6은 포워드 컨버터에 대한 전도성 잡음원, 전도성 잡음 전달경로를 제시하고 있다. 앞에서 언급하였듯이 LISN의 50Ω 저항단에서 측정되는 전압이 전도성 EMI 잡음이 된다.

50Ω 저항을 흐르는 전류는 CM(Common-Mode)과 DM(Differential-Mode)의 두 가지 모드를 가지고 있다. 그림 6에서 보는 바와 같이 CM 전도성 잡음원은 반도체 소자와 방열판 사이의 기생 커패시턴스 C<sub>q</sub>와 C<sub>d</sub>와 그리고 변압기 권선 커패시턴스 C<sub>t</sub> 등이 있다. 그리고 DM 전도성 잡음원은 각 라인상에 존재하는 기생 인덕턴스 성분들이다.

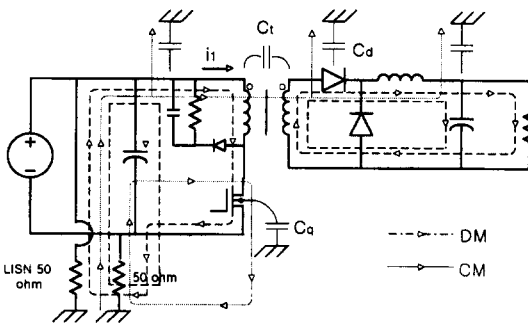


그림 6. 포워드 컨버터에서 전도성 잡음원  
Fig. 6. Conducted noise sources for a forward converter.

일반적으로 CM 전도성 잡음의 원인은 스위칭 순간에 발생하는 링잉 현상이나 급격한 전압의 변화에 의해 발생한다. 위에서 언급한 CM 전도성 잡음원인 기생 커패시터단의 전압은 고전압, 고주파가 일반적이다.

이들 전압 파형에서 발생하는 변위전류가 50Ω을 통하여 흐르고 EMI 잡음으로 계속된다. 만약 반도체 소자에 사용된 방열판이 사시와 물리적으로 가깝다면, C<sub>d</sub>와 C<sub>q</sub>의 값은 증가될 것이다. CM 잡음은 핫선 혹은 리턴선과 접지선이 직접 연결되어 있으므로, CM 잡음은 핫선과 리턴선의 위상은 同相이 되므로 CM 전도성 잡음의 전달경로는 그림 6에서와 같이 접지 → 핫선 → 변압기 1차측 권선 → 변압기 권선 커패시턴스 C<sub>t</sub> → 변압기 2차측 권선 → 정류 다이오드 기생 커패시턴스 C<sub>q</sub> → 접지의 경로를 통해 이동하게 된다.

DM 전도성 잡음의 원인은 맥동 스위치 전류의 급격한 변화에 의해 발생한다. 맥동 스위치 전류의 일부는 bulk 커패시터 C로 흐르고, 나머지는 핫선과 리턴선을 거쳐 LISN의 두 개의 50Ω 저항을 통하여 흐른다. 만약 캐패시터 C의 임피던스가 100Ω과 비교할 때 매우 적다면, DM 잡음 커플링은 작게 되며 고주파 동작에서 DM 커플링을 피하기 위해서 C의 기생 인덕턴스는 작아야 한다. DM 전도성 잡음의 전달경로는 핫선 → 변압기 1차 권선 → 스위치 → 리턴선 → LISN 리턴선 잡음 검출회로 → 접지 → LISN 핫선 잡음 검출회로 → 핫선으로 연결된 폐회로를 구성하면서 이동하게 된다. DM 전도성 잡음은 핫선과 리턴선의 위상은 180도이다.

그림 5에서 V<sub>n1</sub>과 V<sub>n2</sub>는 각각 핫선과 리턴선에서 측정되는 잡음 전압이므로 CM과 DM 전도 잡음은 (10), (11) 식으로 나타낼 수 있다<sup>[21]</sup>.

$$CM \text{ 전도잡음} : V_{CMnoise} = \frac{V_{n1} + V_{n2}}{2} \quad (10)$$

$$DM \text{ 전도잡음} : V_{DMnoise} = \frac{V_{n1} - V_{n2}}{2} \quad (11)$$

IV. 시뮬레이션 및 실험 결과

1. 회로 구성

본 연구에서는 위에서 언급하였던 RPWM 제어의 효과를 확인하기 위하여 R-C-D 클램프 포워드 DC/DC 컨버터를 제작하였다. 그림 7은 컨버터 주회로와 RPWM 제어 회로를 나타내고 있고 그림 7에서 f<sub>s</sub>는 스위칭 주파수, F<sub>v</sub>는 제어루프 이득을 의미한다. 컨버터의 사양은 입력전압 24~28VDC, 출력전압 12VDC, 전력용량 50W이다. 회로의 RCD 클램프 소자의 값은 R은 100kΩ, C는 0.056 μF이다. 사용된

주요 소자로는 주 스위치가 IRFP350, FRD는 FRG25BA60 그리고 변압기 코어는 PC40EI70소자를 사용하였고, 스위칭 주파수는 100kHz이다.

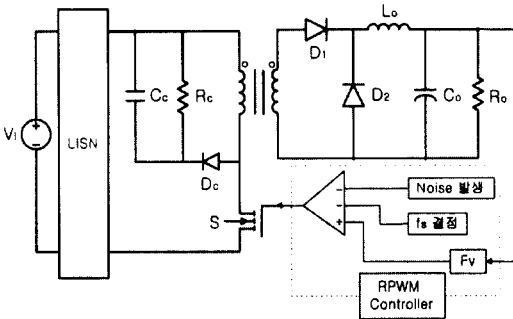
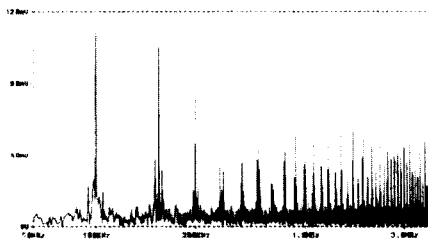


그림 7. 전체 회로도  
Fig. 7. Whole circuit diagram.

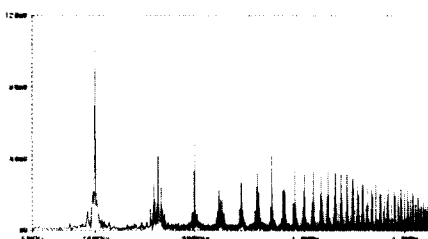
2. 모의실험 결과

기존의 PWM 제어기의 장점을 살리고, 출력전압은 목표하고자 하는 값을 유지하면서 제한된 시비율 값에서 랜덤하게 시비율을 조절하는 RPWM 제어기를 채용하여 R-C-D 클램프 포워드 DC/DC 컨버터에 대해서 전도성 잡음원을 분석하고, 전도성 잡음의 전달 경로를 분석한 후에 전도성 잡음을 모델링하여 이를 모의실험하였다.

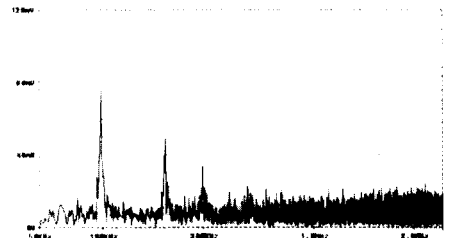
그림 8(a)와 (b)는 기존 PWM 제어이고 그림 (c)와 (d)는 RPWM 제어에 대하여 LISN을 통하여 측정된 전도성 잡음 전압을 주파수 스펙트럼으로 분석한 파형으로 X축은 주파수 축이며 대수를 취하였다.



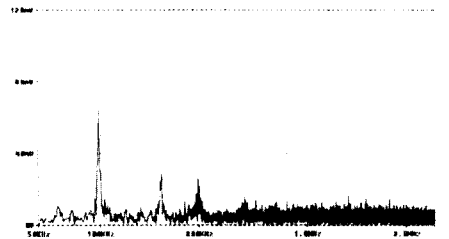
(a)



(b)



(c)



(d)

그림 8. 전도성 잡음 전압의 주파수 스펙트럼(모의실험) (a) 기존 PWM 제어(핫선) (b) 기존 PWM 제어(리턴선) (c) RPWM 제어(핫선) (d) RPWM 제어(리턴선)

Fig. 8. Frequency spectrum of conducted noise voltage(simulation). (a) Conventional PWM control(hot line) (b) Conventional PWM control(return line) (c) RPWM control(hot line) (d) RPWM control (return line)

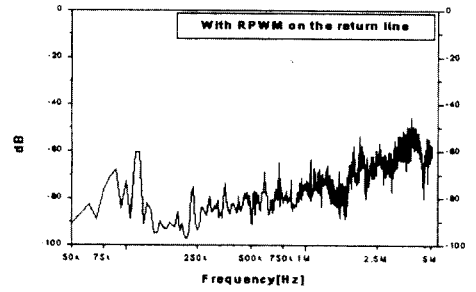
그림 8(a)와 (c) 파형은 핫선의 전도성 잡음 전압을 가리키며, 그림 (b)와 (d) 파형은 리턴선의 전도성 잡음 전압을 가리킨다. 그림 8(a)와 (b)에서 보이고 있는 바와 같이 기존 PWM 컨버터에서는 SMPS의 전도성 잡음이 스위칭 주파수와 그 이상 고주파에 집중되어 있음을 알 수 있었다. 그림 8(c)와 (d)는 목표하고자 하는 시비율에서 10% 내외로 랜덤하게 흔들어 주었을 때의 모의실험 결과로 전도성 잡음 전압의 주파수 스펙트럼이 기존 PWM 제어기를 사용했을 때보다 고주파 성분이 대략 30mV 감소되었음을 알 수 있다.

3. 실험 결과 및 고찰

EMI 전도성 잡음을 계측하기 위해서 HP 4395A Network/Spectrum/Impedance 분석기가 사용되었으며 시뮬레이션과 동일한 상황에서 계측하였다. 그림 9는 전도성 잡음 전압의 주파수 스펙트럼을 계측한 것이다.

그림 9(a)와 (b)는 기존 PWM 제어를 사용했을 때의 핫선과 리턴선의 전도성 잡음 전압의 주파수 스펙

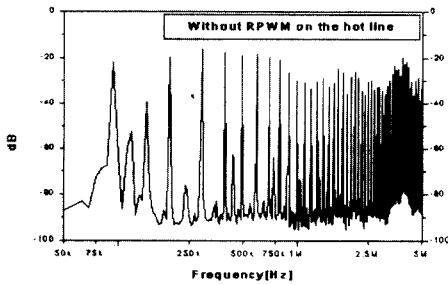
트럼을 보이고 있으며, 모의실험 결과에서와 같이 스위칭 주파수와 그 이산 고조파 성분에 전도성 잡음 전압이 집중되어 있음을 알 수 있다. 그림 9(c)와 (d)는 제안한 RPWM 제어를 사용했을 때의 핫선과 리턴선의 잡음 전압의 주파수 스펙트럼을 보이고 있다. RPWM 제어를 이용했을 때, 전도성 잡음 전압 주파수의 측면대역으로 잡음 스펙트럼과 잡음 에너지가 넓게 흩어지는 것을 볼 수 있다. 아울러 목표하고자 하는 시비율에서 10% 내외로 랜덤하게 스위칭 주파수를 흔들어 주었을 때 전도성 잡음 전압의 주파수 스펙트럼이 기존 PWM 제어기를 사용했을 때 보다 고조파 성분이 대략 20dB 감소되었다. 이 결과에서 모의실험과 감소량이 다른 것은 모의실험시 정확한 잡음 모델링이 더 요구되고, 또한 계측시의 오차와 방사 잡음의 영향이 있었던 것으로 사료된다.



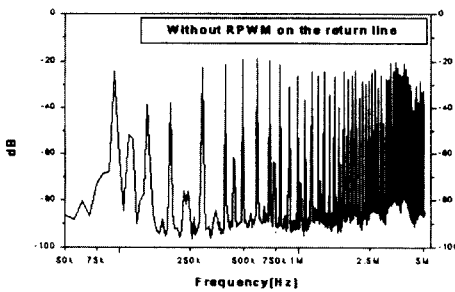
(d)

그림 9. 측정된 잡음 전압의 주파수 스펙트럼 (a) PWM 제어 (핫 라인) (b) PWM 제어(리턴 라인) (c) RPWM 제어 (핫 라인) (d) RPWM 제어 (리턴 라인)

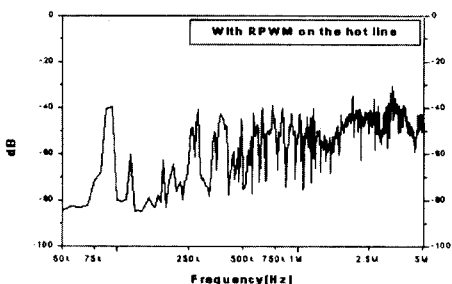
Fig. 9. Frequency spectrum of measured conducted noises voltage. (a) PWM control (hot-line) (b) PWM control (return-line) (c) RPWM control (hot-line) (d) RPWM control (return-line)



(a)



(b)



(c)

그러나 논문 [7, 8]에서 일반 PWM 컨버터의 잡음에 대한 스펙트럼 결과들과 본 연구의 그림 9(a)와 (b) 결과들이 유사함을 확인할 수 있었다.

### V. 결론

본 연구를 통해 DC/DC 컨버터에 대해 EMI 잡음 발생원 및 잡음 경로를 분석하고, EMI 잡음을 억제할 수 있는 방안을 제시하고자 하였다. SMPS에서 방출되는 전도성 잡음은 스위칭 주파수에 주기성을 띄고 있다. 특히 SMPS의 잡음은 스위칭 주파수와 그 이산치 고조파 주파수들에 집중되고 있음을 확인하였다. 이들 주파수들의 잡음 에너지의 집중은 EMI에 대한 규제에 대한 대응을 어렵게 만들고 있다.

예측했던 대로, RPWM 제어를 사용하여 스위칭 주파수와 그 이산 고조파 주파수의 측면대역에 잡음 스펙트럼이 분산됨을 확인하였다. 또한 그 에너지도 많은 측면대역의 주파수 들레로 넓게 분산되고 있음을 확인할 수 있었다. 그러므로 본 연구를 통하여 RPWM 제어가 EMI 규제를 통과하는데 용이하게 할 수 있으며, 필터의 사이즈 혹은 전체 SMPS의 사이즈도 저감될 수 있음을 확인하였다.

### 참고 문헌

[1] Franc Mihalic, Toncek Bezjak and Miro

- Milanovic, "Random Modulated Boost Converter with Improved Harmonic Spectrum", ISIE 97, pp. 268-273.
- [ 2 ] 박석하, 김진성, 김양모, "포워드 컨버터로부터 발생하는 전도잡음의 분석 및 대책에 관한 연구", 대한전자공학회, 회로 및 시스템 연구회 / 전력전자 연구회 합동학술발표 논문집, pp. 19-23, 1997. 11
- [ 3 ] S.H. Park, J.B. Kim, J.S. Kim, and Y.M. Kim, "Noise Modeling and Improved Harmonic Spectrum for DC/DC Converter by RPWM Control", Proceedins on ICPE '98, pp. 620-624, Oct. 26-31, 1998.
- [ 4 ] 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.
- [ 5 ] T.G. Habetler and D.M. Divan, "Acoustic Noise Reduction in Sinusoidal PWM Drives Using a Randomly Modulated Carrier", IEEE Trans. P.E., July 1991.
- [ 6 ] C.S. Leu, G. Hua, C. Zhou and F.C. Lee, "Analysis and Design of R-C-D Clamp Forward Converter", '92 VPEC, pp. 113-120, Sept. 20-22, 1992.
- [ 7 ] T Guo, D.Y. Chen, F.C. Lee, "Diagnosis of Power Supply Conducted EMI Using a Noise Separator", VPEC, pp. 139-147, 1995.
- [ 8 ] 김진성, 권준혁, 김양모, "모드 분리기법을 이용한 스위칭 컨버터의 전도잡음 분석 및 대책에 관한 연구", 대한전자공학회 논문집 제 35권 S편 제 4호, pp. 128-138, 1998. 4

저 자 소 개



朴 錫 夏(正會員)

1967년 12월 15일생. 1993년 충남대 공대 전기공학과 졸업. 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1999년 2월 동 대학원 전기공학과 박사과정 수료. 주관심분야는 Power Electronics



金 良 模(正會員)

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(공학). 1979년 ~ 현재 충남대 전기공학과 교수. 1990년 미국 버지니아테크 방문교수. 주관심분야는 Railway Systems, Power Electronics