

2진 스위칭 주파수 변조에 의한 PWM 컨버터의 EMI 저감

진인수*, 박석하, 양경록, 김양모
충남대학교 전기공학과

EMI reduction of PWM converter By Binary Switching Frequency Modulation

In-su Jin, Seok-ha Park, Kyeong-rok Yang, Yang-mo Kim
Dept. Electrical Engineering, Chungnam National University

Abstract - To satisfy the demand for small size, light weight, high density power supply, the switching frequency of DC/DC converters has been increased. The PWM control of the conventional SMPS have a switching frequency that a level of the conducted noise spectra contribute to switching frequency band. So the electronic equipment is not only affected from that but is restricted to internal regulation like CISPR, FCC, and VDE. In this paper, we analyzed Bi-FM. Bi-FM is two fixed switching frequency with a modulation frequency. So emission spectrum of Bi-FM control signal is spreaded and spectral power level is reduced.

In this paper, we analyze the spectral analysis of Bi-FM control signal and the spectral comparison between the PWM control and Bi-FM control. And we confirm that reduced the spectrum power level through simulation using Pspice and experiment.

1. 서 론

최근 스위칭 전원장치 (SMPS : Switched Mode Power Supply)의 소형경량화, 고효율화에 따른 고속 스위칭 주파수가 요구되고 있다. 그러나 스위칭 주파수의 증가는 스위칭 손실 뿐만 아니라 심각한 EMI (Electro magnetic Interference) 문제를 야기한다. EMI의 다른 전자 장비에 대한 간섭을 최소화하기 위해서 CISPR, FCC 와 같은 규정들이 만들어져 전원장치의 EMI의 레벨을 제한하고 있다[1]. 그에 따라 이에 대한 연구가 지속적으로 진행되고 있으며 특히 본 논문에서는 스위칭 주파수의 변조에 의한 EMI 저감에 대해 분석해보고 시뮬레이션과 실험을 통해 확인하고자한다.

기존 SMPS의 PWM 제어는 하나의 스위칭 주파수를 가짐에 따라 발생하는 전도성 잡음의 주파수 스펙트럼은 스위칭 주파수대역에 집중 분포되어 스펙트럼의 크기가 비교적 크다. 그러나 본 논문에서 제시한 2진 스위칭 주파수 변조(Bi-FM : Binary Switching Frequency Modulation)제어는 두 개의 고정된 스위칭 주파수를 가지고 동작하기 때문에 방사 스펙트럼의 레벨이 분산 분포되고, 스위칭 주파수의 시비율을 조정하여 컨버터의 출력전압을 제어할 수 있다.

본 논문에서는 이 Bi-FM의 제어의 원리에 대해 알아보고, Bi-FM 제어기에 대해 분석 및 설계하고, 파워드 컨버터(Forward converter)의 시뮬레이션 및 실험을 통해 이를 확인하고자 한다.

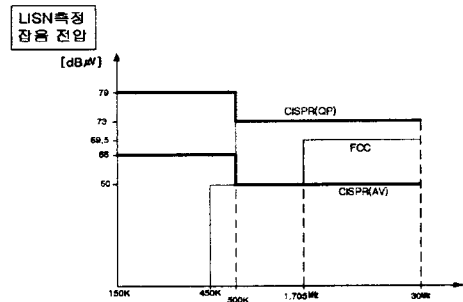


그림 1. class A의 EMI 규정

2. Bi-FM

2.1 동작원리

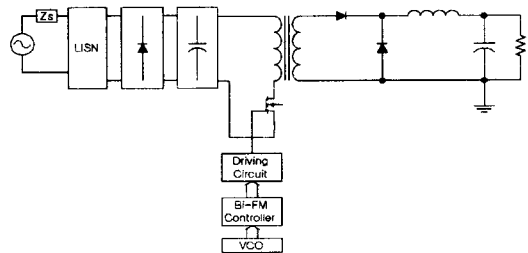


그림 2. Bi-FM 제어에 의한 파워드 컨버터

기존 PWM 제어는 하나의 스위칭 주파수로 동작되며 스위치의 턴·오프 시의 전류와 전압의 증폭에 의한 스위칭 손실이 발생한다. 이 스위칭 손실은 서지나 노이즈를 발생시키는 요인이 되며, 심각한 EMI 문제를 야기시킨다. 또한 발생하는 전도성 잡음은 스위칭 주파수 대역과 그 이산 고조파 대역에 집중된다. 반면 본 논문의 Bi-FM 제어는 두 개의 스위칭 주파수를 가짐에 따라 스펙트럼의 크기가 두 군데의 양측대역으로 분산 분포되어 전도성 잡음의 피크치 스펙트럼의 레벨을 줄이게 된다. 그림 2는 Bi-FM 제어를 적용한 파워드 컨버터이다. LISN은 선 임피던스를 안정하게 하는 네트워크로써 실험을 반복함에 따른 측정 결과가 선 임피던스에 영향을 주는 것을 막아 주는 역할을 한다. 또한 LISN의 50Ω 저항에 Network Analyzer를 연결하여 주파수 스펙트럼을 측정한다. VCO에서는 구형파를 만들고 여

기서 만들어진 구형파는 다시 Bi-FM 제어기를 통해 두 개의 스위칭 주파수가 만들어진다. 즉 VCO에서 만들어진 주파수 f_c 가 Bi-FM 제어기를 통하면 f_{s1} 와 f_{s2} 인 고정된 두 스위칭 주파수가 만들어지게 된다. f_{s1} 와 f_{s2} 는 포워드 컨버터의 스위칭 주파수로 적용되어 Bi-FM 제어 동작을 하게 된다. 2.2절에서는 하나의 스위칭 주파수에서 두 개의 스위칭 주파수가 만들어지는 Bi-FM 제어기에 대해 설명하고 2.3절에서는 Bi-FM 제어를 주파수 스펙트럼으로 분석하였다. 2.4절에서는 시뮬레이션과 실험을 통하여 EMI의 저감을 확인하고자 한다.

2.2 Bi-FM의 제어기

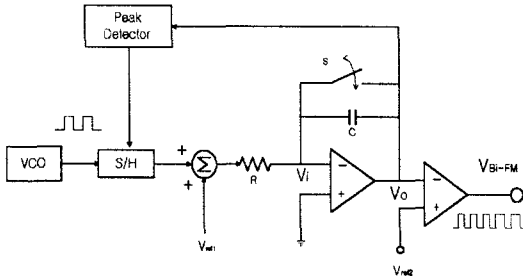


그림 3. Bi-FM 제어기 회로

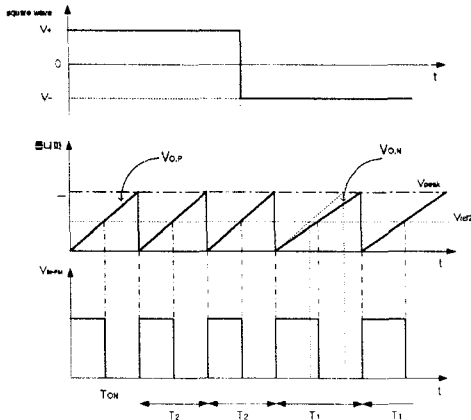


그림 4. Bi-FM 제어기의 신호 파형

그림 3이 본 논문의 Bi-FM 제어기의 회로이다. VCO에서 만들어진 구형파와 V_{ref1} 이 합해진 V_i 값이 OP 앰프를 통해 V_o 가 만들어지고 이 때의 출력 전압은 샘플 앤 홀드에 들어오는 전압에 따라 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$V_+ \text{ 일 때 } V_o = \frac{1}{RC}(V_{ref1} + V_+)t$$

$$V_- \text{ 일 때 } V_o = \frac{1}{RC}(V_{ref1} + V_-)t$$

이것은 다시 V_{ref2} 값을 갖는 비교기를 통해 최종적으로 Bi-FM의 신호 파형이 만들어지게 된다. 이 때의 주기는 그림 4에서 다음과 같은 식을 유도할 수 있다.

$$f_{s1} = \frac{(V_{ref1} + V_-)}{V_{peak} \cdot RC}$$

$$f_{s2} = \frac{(V_{ref1} + V_+)}{V_{peak} \cdot RC}$$

이 두 주파수는 포워드 컨버터의 스위칭 주파수로 적용되어 컨버터를 구동시키게 된다.

2.3 주파수 스펙트럼 분석

Bi-FM은 Carson's rule를 통해 해석하며 Carson's rule은 두 가지 중요한 특성을 가진다.

(a) 신호의 총 에너지는 주파수 변조에 의한 영향을 받지 않는다. 신호의 총 에너지는 각 고조파 크기의 합과 같다.

(b) 변조된 신호의 총 에너지의 98%는 대역폭 B_T 안에 포함된다.

여기서, $B_T = 2(\beta + 1)f_m$, $\beta = \frac{\Delta f}{f_m}$ 이다.

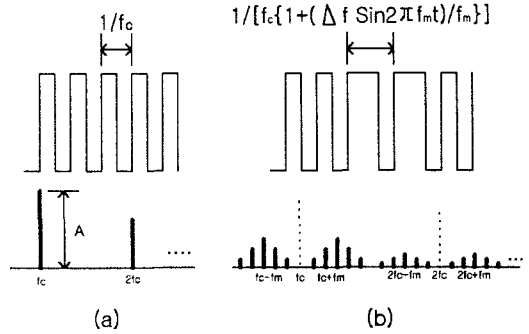


그림 6. 구형파에 따른 주파수 스펙트럼

(a) 구형파 신호 파형
(b) Bi-FM 신호 파형

Bi-FM 제어는 위의 그림처럼 해석이 용이하다. 그림 5은 구형파에 대한 주파수 스펙트럼을 보인 것이다. β 가 1보다 커지게 되면 스펙트럼의 퍼크치 레벨이 두 주파수 양측대역으로 분산 분포되어 감소된다[2].

그림 6의 (a)그림은 주파수가 f_c 인 구형파의 파형이고 (b)그림은 Bi-FM 신호 파형이다. 즉 진폭이 A이고 중심주파수가 f_c 인 기본파 $A \cos \omega_c t$ 에 대하여 Bi-FM 제어 신호는 다음과 같은 식을 얻을 수 있다.

$$S_{Bi-FM} = A \cos [2\pi(f_c \pm \Delta f)t]$$

다시 위 식은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$S_{Bi-FM} = A \cos(\pm 2\Delta ft) \cdot \cos(2\pi f_c t) - A \sin(\pm 2\Delta ft) \cdot \sin(2\pi f_c t)$$

2.4 실험

2.4.1 시뮬레이션

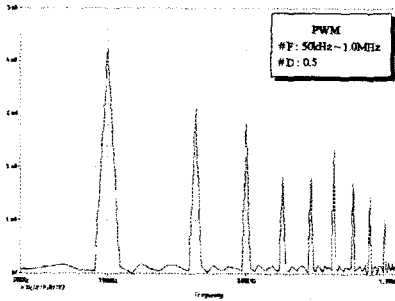


그림 6. 기존의 PWM 제어의 시뮬레이션 파형

그림 6은 기존 PWM 제어의 시뮬레이션 파형으로써 피크치 전압이 4.3mV, 3mV 정도임을 알 수 있다. 그림 7은 Bi-FM 제어를 적용했을 때의 시뮬레이션 파형으로써 그림에서도 알 수 있듯이 피크치 전압의 크기가 약 1.8mV, 1.5mV 정도임을 알 수 있으며 일반 PWM 제어보다 피크치 스펙트럼의 레벨이 감소되었음을 알 수 있다.

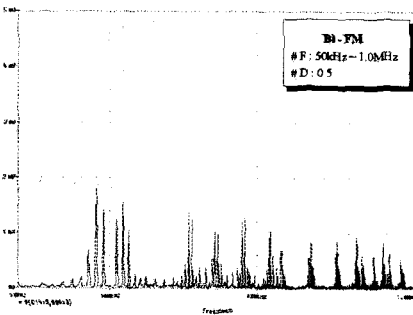


그림 7. Bi-FM 제어의 시뮬레이션 파형

또한 스펙트럼의 분포가 두 주파수로 분산됨을 볼 수 있다. 즉 기존 PWM 제어에서 한 주파수에 대해 스펙트럼에 집중된 것이 Bi-FM 제어에서는 두 스위칭 주파수 대역으로 스펙트럼의 레벨이 분산 분포되어 피크치 스펙트럼의 레벨이 감소된다.

2.4.2 실험 결과

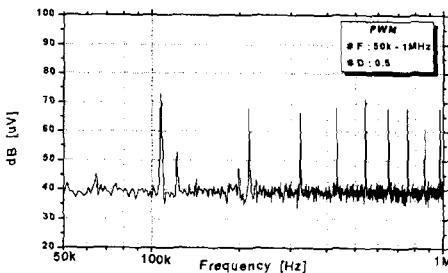


그림 8. 포워드 컨버터의 PWM 제어 실험 파형

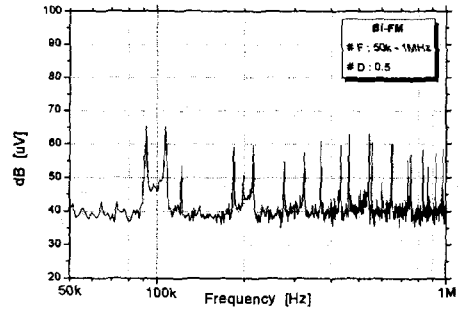


그림 9. 포워드 컨버터의 Bi-FM 제어 실험 파형

위의 그림들은 Network Analyzer 장비를 이용하여 측정한 실험결과로, 그림 8은 포워드 컨버터에 PWM 제어를 적용했을 때의 실험 파형이고, 그림 9은 Bi-FM 제어를 적용했을 때의 실험 파형이다. 그림에서도 알 수 있듯이 PWM 제어를 적용하였을 때는 피크치 스펙트럼의 레벨이 70 μ dBV 정도였으나 Bi-FM 제어를 적용하였을 때는 60 μ dBV 안팎의 값을 가짐을 알 수 있다. 결과적으로 PWM 제어에 비해 Bi-FM 제어를 적용하였을 때가 약 10 μ dBV 값의 전도성 스펙트럼 레벨이 감소함을 확인할 수 있었다. 그러나 CISPR 규정의 60 μ dBV를 약간 넘었다.

3. 결 론

기존 SMPS에서의 PWM 제어는 하나의 스위칭 주파수로 컨버터가 구동되어 전도성 스펙트럼 레벨이 한 주파수대역에 집중 분포된다. 그에 따라 많은 전기·전자 장비에 안 좋은 영향을 줄뿐만 아니라 국제 규정의 제약을 많이 받게 된다. 이것에 대한 대책으로 두 개의 스위칭 주파수를 갖는 Bi-FM 제어에 대해 분석해보았다. Bi-FM 제어는 두 개의 고정된 주파수를 가짐에 따라 기존 PWM 제어에서 한 주파수에 대해 집중된 스펙트럼의 레벨이 두 주파수 대역으로 분산 분포되어 피크치 스펙트럼 레벨을 감소시킨다. 또한 Bi-FM 제어기의 구성이 쉽고 해석이 용이한 장점을 가지고 있다. 본 논문에서는 포워드 컨버터를 제작하여 PWM 제어와 Bi-FM 제어를 적용하여 비교 분석해보았고 실험을 통해 피크치 스펙트럼의 크기가 양측대역으로 분산 분포되어 감소됨을 확인할 수 있었다.

(참 고 문 헌)

- [1] Y.F. Zhang, L. Yang, and C.Q. Lee, "EMI REDUCTION OF POWER SUPPLIES BY BI-FREQUENCY MODULATION", APEC'94, pp. 601-607, 1994
- [2] F. Lin and D.Y. Chen, "Reduction of Power Supply EMI Emission by Switching Frequency Modulation", VPEC, pp.148-155, 1994.