

Sigma-Delta 변조기법을 이용한 Boost Converter의 전도 노이즈 저감

이성희, 최태영, 구자성, 원충연, 김규식*, 최세완**
 성균관대학교, 서울시립대학교*, 서울산업대학교**

Reduction of Conducted EMI Noise in Boost Converter using Sigma-Delta Modulation Technique

Sung-Hee Lee, Tae-Young Choi, Ja-sung Gu, Chung-Yuen Won
 Gyu-Sik Kim*, Se-Wan Choi**

Sungkyunkwan University, University of Seoul*, Seoul National University of Technology**

ABSTRACT

Conducted electromagnetic interference (EMI) from switch mode power supplies (SMPS) has become a major problem due to the proliferation of these devices employing dc-dc converters using standard pulse width modulation (PWM).

In this paper, we proposed the sigma-delta modulation ($\Sigma\Delta M$) as an alternative switching technique to reduce the conducted EMI in SMPS.

A comparative investigation on conducted EMI generated by PWM and $\Sigma\Delta M$ techniques are experimentally performed on a 300W Boost converter.

1. 서 론

에너지 고밀도화를 위하여 고주파 PWM 직류전원장치에서 반도체 소자의 스위칭손실과 전압, 전류 스트레스가 증가되며 또한 이에 따른 전자파장애를 일으킨다. 이러한 문제점을 해결하기 위하여 다양한 소프트 스위칭기법들이 사용되고 있다. 그러나 이러한 기법들은 주로 스위칭 손실 및 전압, 전류 스트레스를 감소하거나 전자파장애를 줄이는데 한계가 있다. 한편, 직류전원 장치의 사용의 증가가 전자파장애의 커다란 원인이 되면서 이에 따라 EMI 저감을 위한 문제 해결 방안들이 최근에 발표되고 있다.^[1] 대표적인 방법은 RPWM(Random PWM), Bi-FM(Bi-Frequency Modulation) 방식이 있는데 이 방법들의 문제점은 주파수 변조지수에 따라 시스템의 성능이 결정되므로 제어가 어렵고 구현이 복잡하다는 단점이 있다.

제시한 sigma-delta 변조 방식($\Sigma\Delta M$)은 일종의

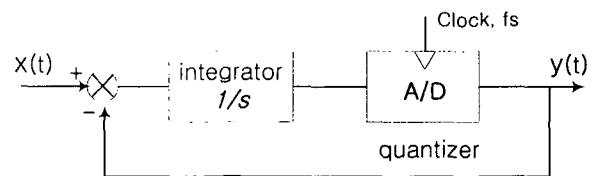
스위칭변조 방식이다. 그러나, 다른 변조방식에 비해 제어가 용이하고 구현이 간단하며 5~10dB μ W 정도의 전도노이즈를 저감할 수 있다.

본 논문에서는 $\Sigma\Delta$ 변조방식에 대해 설명하고 300[W]급 Boost converter에 적용하여 시뮬레이션과 실험결과로 $\Sigma\Delta$ 변조기의 타당성을 입증하고자 한다.

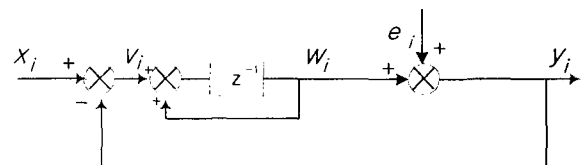
2. 제안된 Sigma-Delta 변조기법

2.1 1차 $\Sigma\Delta$ 변조기

일반적으로 $\Sigma\Delta$ 변조기는 과표본화(over sampling) 방식의 A/D 변환기에서 사용되고 있다. 이 방식을 사용하면, 나이퀴스트 변화율(Nyquist rate)을 사용하는 데이터 변환기에서와는 달리, 필요한 아날로그 블록들의 정확도가 높지 않아도 된다는 장점이 있고 양자화 잡음이 백색 잡음이 아닌 고주파 영역으로 밀리는 노이즈 형태를 띤다.



(a) 연속 시간 모델



(b) 이산 신호 모델

그림 1. 1차 $\Sigma\Delta$ 변조기법

그림 1의 (a)는 $\Sigma\Delta$ 변조기의 연속시간모델을 나타내고 있다. 적분기는 op-amp, A/D변환을 이루는 양자화기(quantizer)는 비교기와 플립플롭으로 간단하게 구현 할 수 있다. (b)는 1차 $\Sigma\Delta$ 변조기의 이산신호모델을 나타내고 있다. 여기서 (b)의 블록 다이어그램을 이산 신호영역에서 Z-변환을 이용해 보면 다음과 같다.

$$\begin{cases} \text{변조기 입력} & : x_i \\ \text{변조기 출력} & : y_i \\ \text{적분기 입력} & : v_i \\ \text{양자화기 입력} & : w_i \\ \text{양자화 잡음} & : e_i \end{cases} \quad \begin{aligned} v_i &= x_i - y_i & (1) \\ w_{i+1} &= v_i + w_i & (2) \\ y_i &= w_i + e_i & (3) \end{aligned}$$

위의 식들을 이용하여 다음의 입출력 관계식을 구할 수 있다.

$$y_i = x_{i-1} + (e_i - e_{i-1}) \quad (4)$$

즉, 양자화 잡음은 한번 미분한 형태로 나타나고 이것은 고주파 성분을 의미한다. 미분화 된 양자화 잡음을 n_i 라 하면, z-변환을 이용하여 다음의 관계식을 얻을 수 있다.

$$n_i = e_i - e_{i-1} \text{ 라 하면 식 (5)로 나타낼 수 있다.}$$

$$N(z) = (1 - z^{-1})E(z) \quad (5)$$

식 (5)에서 $z = e^{j\omega T}$ 를 대입하여 스펙트럼 밀도를 구해보면 다음과 같다.

$$N(f) = 2 e_{rms} \sqrt{2T} \sin\left(\frac{\omega T}{2}\right) \quad (6)$$

여기서 $\omega = 2\pi f$ 이다.

그림 2는 백색 잡음 특성을 갖는 양자화 잡음과 식 (6)에서 도출된 $\Sigma\Delta$ 변조기의 양자화 잡음의 스펙트럼 밀도를 비교해서 나타낸 것이다. $\Sigma\Delta$ 변조기의 양자화 잡음은 신호대역을 포함한 저주파 성분이 감소한 대신 고주파 성분이 증가하게 된다.

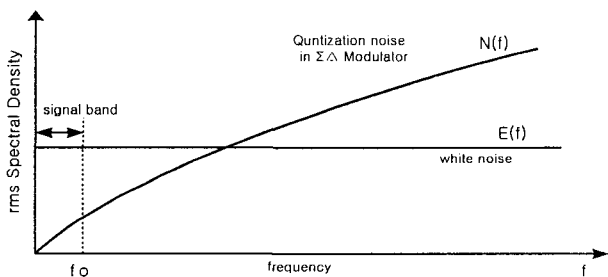


그림 2. 백색잡음과 $\Sigma\Delta$ 변조기 양자화 잡음의 비교

결과적으로 $\Sigma\Delta$ 변조기의 특징은 다음과 같이 네 가지로 나타낼 수 있다.

첫째, 양자화된 출력의 평균오차 값은 케환루프를 통해 입력과 동일한 값을 가지게 된다.

둘째, $\Sigma\Delta$ 변조기 A/D변환기의 양자화된 디지털 값이 스위칭입력으로 적용될 수 있다.

셋째, 변조기 출력의 스펙트럼은 고주파 영역으로 밀리는 특성이 있으므로 RPWM, Bi-FM방식처럼 전도노이즈 저감에 효과적이다.

넷째, 샘플링 주파수에 따라 $\Sigma\Delta$ 변조기의 스위칭 주파수가 정해지기 때문에 FM을 사용하는 공진형 컨버터에 확장해서 적용할 수 있다.

$\Sigma\Delta$ 변조기의 이러한 특징을 이용하여 그림 3과 같은 제어블럭도를 구현할 수 있다.

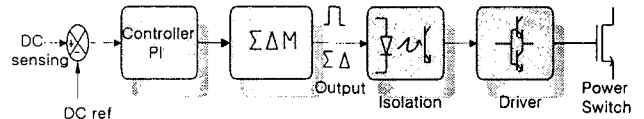


그림 3. $\Sigma\Delta$ 변조기를 적용한 SMPS 제어블럭도

그림 3의 제어블럭도는 SMPS의 센싱된 출력이 기준값과 비교 후 제어기를 거쳐 $\Sigma\Delta$ 변조기에서 양자화된 게이트의 입력으로 이루어지는 과정을 나타낸다.

2.2 2차 $\Sigma\Delta$ 변조기

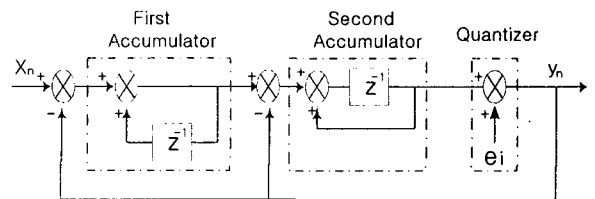


그림 4. 이산 신호 모델 2차 $\Sigma\Delta$ 변조기

1차 $\Sigma\Delta$ 변조기의 경우 식 (4)에서 x_{i-1} 값에 따라 양자화 잡음이 결정된다. 이것은 변조기 입력에 따라서 미분화된 양자화잡음이 작거나 없는 경우가 발생할 수 있음을 의미한다. 이러한 문제점을 해결하기 위해 noise shaping 효과가 큰 2차 $\Sigma\Delta$ 변조기법을 제안한다.

그림 4는 2차 $\Sigma\Delta$ 변조기의 블록다이어그램을 나타내고 있다. 2차 $\Sigma\Delta$ 변조기의 출력은 1차와 동일한 과정을 거쳐 다음과 같이 식 (7)로 표현될 수 있다.

$$y_i = x_{i-1} + (e_i - 2e_{i-1} + e_{i-2}) \quad (7)$$

식 (7)에서 출력잡음은 양자화 잡음을 두 번 미분한 형태로 나타난다. 따라서 1차 $\Sigma\Delta$ 변조기만을 사용했을 때보다 고주파수 대역으로 밀리게 된다.

그러나, $\Sigma\Delta$ 변조기의 차수를 높일수록 noise shaping 효과는 높아지지만 피드백 루프의 개수가 증가하기 때문에 시스템의 안정도를 맞추기 어렵다는 단점이 있다. 식 (7)에서 양자화 잡음에 대해 z-변환을 이용하여 스펙트럼밀도를 구해보면 식 (8)과 같은 결과 식을 얻을 수 있다.

$$N(f) = 4 e_{rms} \sqrt{2T} \sin^2\left(-\frac{\omega T}{2}\right) \quad (8)$$

식 (8)에서 2차 $\Sigma\Delta$ 변조기가 1차 $\Sigma\Delta$ 변조기보다 고주파 영역으로 spectral density가 이루어짐을 알 수 있다. 즉, 1차 $\Sigma\Delta$ 변조기보다 2차 $\Sigma\Delta$ 변조기가 SMPS의 스위칭에 있어서 변조가 심하게 나타난다.^{[2][3][4][5]}

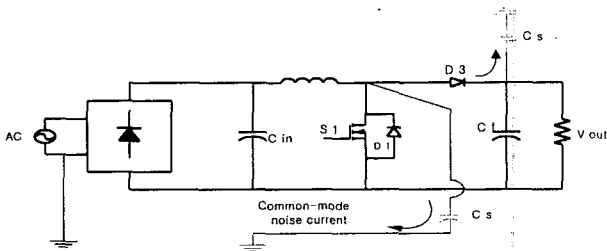


그림 5. Boost Converter의 CM노이즈 경로

그림 5는 Boost 컨버터의 CM노이즈 경로를 나타낸다. 컨버터의 전도노이즈는 스위칭에 의한 급격한 전압/전류의 변화에 의해 발생한다.

더욱이 스위치의 온-오프 주기가 일정한 경우 전도노이즈 스펙트럼은 스위칭 주파수의 배수로 집중하게 되고, 발생한 노이즈는 다른 기기나 인체에 영향을 주게 된다.

이러한 문제를 줄이기 위해서는 노이즈 발생원에 대한 근본대책이 필요한데, 스위칭변조를 통한 노이즈저감이 효과적이라고 할 수 있다.^{[1][2]}

3. 시뮬레이션 및 실험결과

$\Sigma\Delta$ 변조기의 성능과 전도노이즈 저감을 확인하기 위해 시뮬레이션 및 실험을 수행하였다.

AC-DC컨버터는 AC 110[V], DC 260[V], 출력 300[W]급 스위칭 주파수 100[kHz]의 PWM Boost 컨버터를 설계하였다. 그리고, 1차, 2차 $\Sigma\Delta$ 변조기를 구성하여, PWM방식과 비교하였다.

샘플링주파수는 250[kHz], duty ratio는 1차 $\Sigma\Delta$ 변조기의 변조가 잘 이루어지는 0.4 정도이다.

그림 7은 시뮬레이션을 통해 측정된 각각의 전도노이즈 스펙트럼 파형이다.

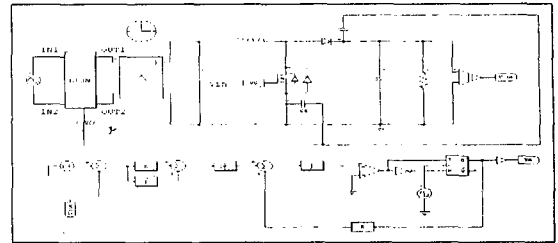
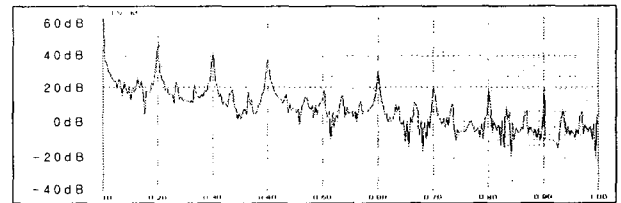
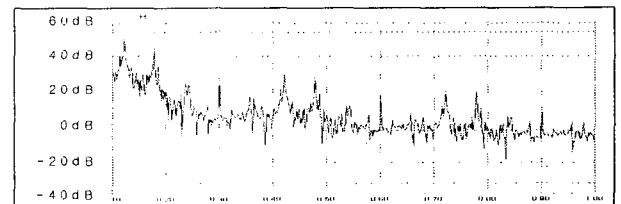


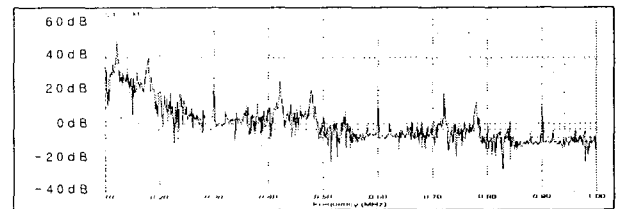
그림 6. 1차 $\Sigma\Delta$ 변조방식을 이용한 Boost 컨버터 시뮬레이션 회로도



(a) PWM(duty 0.4)



(b) 1차 $\Sigma\Delta$ 변조기

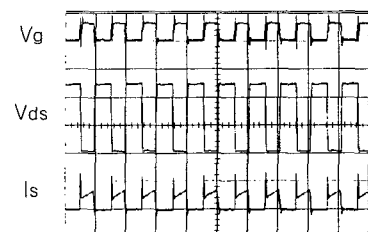


(c) 2차 $\Sigma\Delta$ 변조기

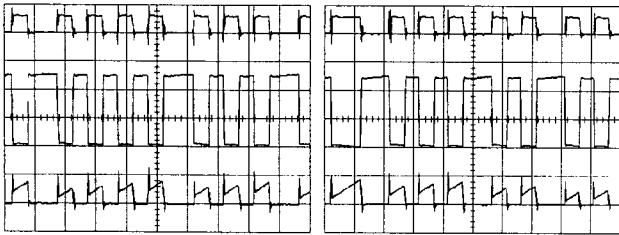
그림 7. 시뮬레이션 스펙트럼 파형

기존의 PWM방식일 경우 스위칭주파수에 정수 배로 집중되던 노이즈 스펙트럼이 1차 $\Sigma\Delta$ 변조방식 일 때는 노이즈레벨이 고르게 분산됨을 알 수 있고, 2차 $\Sigma\Delta$ 변조방식일 경우 분산 효과가 더욱 강하게 나타남을 알 수 있다.

실험은 시뮬레이션과 동일한 설계 하에서 수행하였으며, 그림 8은 각부 파형을 나타내고 있다.



(a) 일반적인 PWM (스위칭주파수:100[kHz])



(b) 1차 $\Sigma\Delta$ 변조기 (c) 2차 $\Sigma\Delta$ 변조기

그림 8. Boost 컨버터 각부 파형
(V_{ds} : 100V/div I_s : 2A/div)

1차 $\Sigma\Delta$ 변조기의 게이트신호가 일정한 펄스가 아닌 양자화 잡음에 의해 변조됨을 알 수가 있다.

2차 $\Sigma\Delta$ 변조가 1차보다 더욱 강하게 나타난다. 각각의 평균 duty ratio는 평균 0.4정도이다.

그림 9, 10 및 11은 각각의 방식에 따른 스펙트럼 파형이고, $\Sigma\Delta$ 변조기 차수가 높아질수록 전도노이즈의 레벨이 낮아짐을 확인하였다.

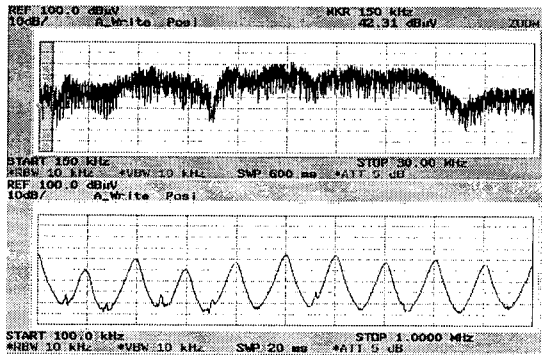


그림 9. PWM방식의 경우 CM전도노이즈 스펙트럼
(상 : 150[kHz]~30[MHz]주파수영역
하 : 100[kHz]~1[MHz]주파수영역)

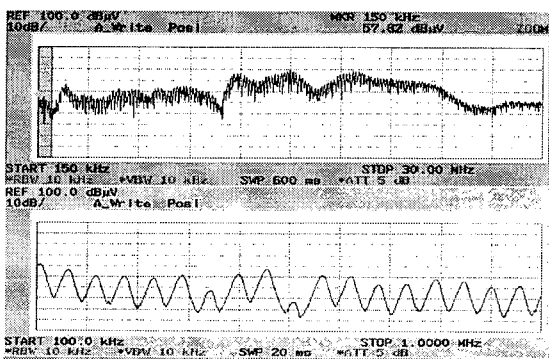


그림 10. 1차 $\Sigma\Delta$ 변조방식의 경우 CM전도노이즈 스펙트럼
(상 : 150[kHz]~30[MHz]주파수영역
하 : 100[kHz]~1[MHz]주파수영역)

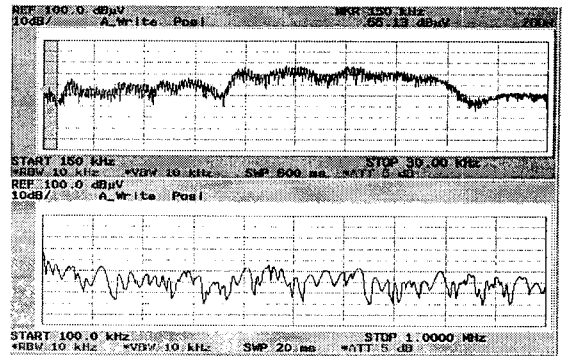


그림 11. 2차 $\Sigma\Delta$ 변조방식의 경우 CM전도노이즈 스펙트럼
(상 : 150[kHz]~30[MHz]주파수영역
하 : 100[kHz]~1[MHz]주파수영역)

4. 결 론

본 논문에서는 전도노이즈 저감을 위한 $\Sigma\Delta$ 변조 방식을 제안하였고 다음과 같은 결론을 얻었다.

$\Sigma\Delta$ 변조방식은 기존의 스위칭 변조방식보다 간단하고, 쉽게 구현할 수 있고 차수를 증가시킬수록 시스템안정도는 떨어지지만 전도노이즈 저감측면에서는 우수한 성능이 있다는 장점이 있다.

그러나, 양자화 잡음으로 생기는 듀티의 변화는 비록 듀티비 평균값이 일정하더라도 턴-온, 턴-오프구간의 변화로 인해 출력특성이 저하되는 단점이 있다.

본 연구는 한국과학재단 목적기초연구
(R01-2001-0306)지원으로 수행되었음.

참 고 문 헌

- [1] 정태환, 안정준 외 4인, "RPWM기법을 이용한 3상 승압형 컨버터 전도노이즈 저감", 전력전자학회 추계학술대회 논문집, pp. 65 - 70, 1999.
- [2] Jeyanandh Paramesh, A.V. Jouanne, "Use of Sigma-Delta Modulation to Control EMI from Switch-Mode Power Supplies", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol.48, No. 1, pp. 111-117, 2001, February.
- [3] GlenLuckyjiff, Ian Dobson, Deepak Divan, "Interpolative Sigma Delta Modulators for High Frequency Power Electronic Applications", PESC'95, Record, 26th IEEE, Vol.1, pp. 444-449, 1995.
- [4] T.A.D. Riley, M.A. Copeland, and T.A. Kwaneski, "Delta-Sigma Modulation in Fractional-N Frequency Synthesis", IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 28, pp. 553-559, 1993, May.
- [5] J. C. Candy and G. C. Temes, "Oversampling methods for A/D and D/A conversion," in Oversampling Delta-Sigma Data Converters, Theory, Design and Simulation. New York: IEEE Press, 1992.