

## 2차 Space Dithered Sigma-Delta Modulation 기반의 Random PWM 스위칭 기법을 이용한 강압형 DC-DC 컨버터의 성능 개선

金緒炯\*, 朱成鐸\*, 丁海光\*, 李教範†, 鄭圭範\*\*

Performance Improvement of a Buck Converter using a 2nd-order Space Dithered Sigma-Delta Modulation based Random PWM Switching Scheme

Seo-Hyeong Kim, Seong-Tak Ju, Hea-Gwang Jung, Kyo-Beum Lee and Gyu-Bum Jung

### 요 약

본 논문에서는 강압형 DC-DC 컨버터의 성능 개선을 위한 스위칭 기법인 2차 SDSDM (Space Dithered Sigma-Delta Modulation) 방식을 제안한다. PWM (Pulse Width Modulation) 방식은 일정 스위칭 주파수 대역에서의 고조파로 인해 소음, 전자파 장애, 스위칭 손실 등을 유발한다. 이러한 문제를 해결하기 위한 DSDM 방식의 일종인 1차 SDSDM은 랜덤 디터(Random Dither) 발생기가 1차 SDM의 양자화기(quantizer) 입력단에 위치하여 스위칭 주파수가 분산된다. 강압형 DC/DC 컨버터에 제안하는 2차 SDSDM의 방식을 적용한 실험 결과를 통해 타당성을 검증한다.

### ABSTRACT

This paper proposes the 2nd-order SDSDM (Space Dithered Sigma-Delta Modulation) for performance improvement of a buck converter. The PWM (Pulse Width Modulation) has a drawback in that power spectrum tends to be concentrated around the switching frequency. The resulting harmonic spikes cause a EMI(Electromagnetic Interference) and switching loss in semiconductor, etc. The 1st-order SDSDM scheme is a kind of DSDM for reducing these harmonic spikes. In this scheme, a switching frequency is spread through random dither generator placed on input part. In experimental result, the proposed 2nd-order SDSDM is confirmed by applying to a buck converter.

**Key Words** : Sigma-Delta Modulation, Random PWM, Buck Converter, DC/DC converter

### 1. 서 론

PWM (Pulse Width Modulation) 방식은 여러 전력

변환 장치에서 널리 사용되어 왔다.<sup>[1-2]</sup> 스위칭 주파수 대역에서의 고조파로 인해 스위칭 소음, 과열, 기계적 진동, 반도체 소자의 스위칭 손실, 전자파 장애 등이 발생한다.<sup>[3-4]</sup> 이러한 문제점을 해결하기 위해 다양한 소프트 스위칭기법들이 사용되고 있는데, 이는 전류 스트레스와 전자파장애를 줄이는 데에는 한계가 있다. 이에 대한 방안으로 스위칭 주파수를 높이는 방식과 필터의 사용 등이 있는데, 스위칭 주파수를 높이는 방

†교신저자 : 정회원, 아주대 전자공학부 조교수  
E-mail : kyl@ajou.ac.kr

\*정회원, 아주대 전자공학과 석사과정

\*\*정회원, 우석대 전기전자공학과 교수

접수일자 : 2008. 10. 24

1차 심사 : 2008. 11. 12

심사완료 : 2008. 11. 17

식은 더 많은 스위칭 손실을 초래한다는 단점이 있고, 필터를 사용하기 위해서는 설비가 추가되는 단점이 있다. 또 다른 방식으로 RPWM (Random PWM) 방식이 있는데, 이 방식은 스위칭 주파수를 특징하게 고정시키지 않고 넓은 주파수 영역에서 스위칭이 이루어지도록 하여 스위칭 주파수 대역을 고루 분산시킨다.<sup>[5-9]</sup>

1차 SDM (Sigma-Delta Modulation)과 랜덤 디더 생성기(Random Dither generator)로 구성된 DSDM (Dithered Sigma-Delta Modulation) 방식은 간단한 소프트웨어, 하드웨어로 구현이 가능하다.<sup>[10]</sup> 1차 SDM은 일종의 스위칭 변조 방식으로써 추가적인 온, 오프 계산 없이 스위칭 펄스를 만들어 낸다. 이는 일정 샘플링 주파수에서 출력 스위칭 주파수가 랜덤하게 변화할 수 있음을 의미한다. 또한 스위칭 펄스의 스펙트럼이 저주파 성분은 줄어들고 고주파 영역으로 밀리는 noise haping 특성이 있어 PWM 방식에서 발생하는 스위칭 주파수 대역에서의 고조파 발생을 저감시킬 수 있는 장점이 있다. 이러한 이유로 SDM은 많은 컨버터에 사용되어 왔다.<sup>[6]</sup> 하지만 DC, AC 입력에 따른 낮은 변조지수에서의 1차 SDM도 스위칭 주파수 대역에서 다소의 고조파를 가지고 있다. 이러한 고조파를 저감시키기 위해서, 랜덤 디더 생성기가 사용된다. 랜덤 디더 생성기가 SDM의 양자화기(quantizer)의 입력단에 위치하여 SDM의 고조파를 저감시키게 되는데 이 방식을 SDSDM (Space Dither SDM)이라 한다.

고조파의 분산에 대해 확인하기 위하여, 한 스위칭 주기 동안의 샘플링 수의 표준편차를 이용한다. 이를 통하여 본 논문에서 제안하는 2차 SDSDM을 설명하고 강압형 DC/DC 컨버터에 적용한 실험결과로 타당성을 입증하고자 한다.

## 2. SDM(Sigma-Delta) 방식

### 2.1 일반적인 PWM과 SDM 방식

지금까지 PWM 방식은 여러 분야에서 사용되어 왔다. 전형적인 PWM은 SPWM (Sinusoidal PWM), SDM 그리고 RPWM의 3가지 방식이 있다. SPWM 방식은 지령 신호와 삼각파와의 비교를 통하여 스위칭 펄스 패턴을 만든다. 그리고 1차 SDM 방식은 적분기와 양자화기로 구성되어 있는데 이를 통하여 스위칭 펄스 패턴을 만든다. 마지막으로 RPWM 방식은 난수 생성기를 통하여 펄스 패턴을 랜덤화 하는데, 이 방식이 스위칭 주파수대역에서의 고조파 저감에 가장 효과

적이다.

가장 보편적인 PWM 방식인 SPWM은 삼각파와 지령신호와의 비교를 통하여 PWM 신호를 만든다. SPWM의 스위칭 주파수가 고정되어 있기 때문에 스위칭 펄스는 일정 샘플링 주파수를 갖는 DSP (Digital Signal Processor)를 통하여 쉽게 만들어 진다. 하지만 SPWM의 스위칭 펄스의 스펙트럼이 스위칭 주파수와 그 정수배에 집중된다. 이는 스위칭 소음, 과열, 기계적 진동, 반도체 소자의 스위칭 손실, 전자파 장애 등의 문제를 초래한다.

SDM은 일반적으로 과표본화(over sampling) 방식의 A/D변환기에서 사용된다. 또한 양자화 잡음이 백색 잡음(white noise)이 아닌 고주파 영역으로 밀리는 노이즈 형태를 띤다. 이는 출력 스위칭 펄스가 넓은 스위칭 대역으로 분산됨을 의미한다.

### 2.2 1차 SDM의 원리

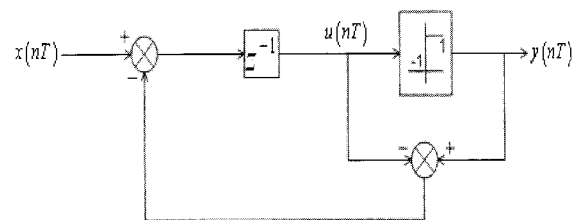


그림 1 1차 SDM의 블록 다이어그램  
Fig. 1 Block diagram of 1st-order SDM

1차 SDM은 그림 1과 같이 적분기와 양자화기를 포함한다. 여기서 양자화기는 +1과 -1의 출력이 나오는 2-level 양자화기이다. 양자화기의 입력은 입력  $x(nT)$ 과 양자화기의 출력의 차인 양자화 오차를 적분한 값이다. 궤환루프는 적분기입력의 평균값을 '0'으로 보내어 1차 SDM의 출력이 평균적으로 입력과 같게 한다. SDM의 이산신호 모델은 다음과 같은 식으로 얻어진다.

$$\begin{aligned} u((n+1)T) &= x(nT) - y(nT) + u(nT) \\ y(nT) &= +1 \quad (\text{if } u(nT) \geq 0) \\ &= -1 \quad (\text{if } u(nT) < 0) \end{aligned} \quad (1)$$

여기서  $x(nT)$ 는 입력,  $u(nT)$ 는 적분기 상태,  $y(nT)$ 는 양자화기의 출력을 나타낸다.

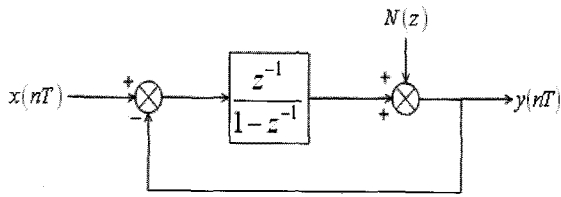


그림 2 1차 SDM의 이산 모델  
Fig. 2 Discrete-time linear system model of the 1st-order SDM

그림 2는 1차 SDM의 이산신호 선형 모델을 나타낸다. 여기서,  $X(z)$ 는 입력의  $z$ -변환,  $Y(z)$ 는 출력의  $z$ -변환을 나타낸다. 양자화 오차는 백색 잡음의 형태로써  $N(z)$ 로 나타내어진다. 그림 1, 2의 두 다이어그램에서 전달함수가 정의되는데, 먼저 신호 전달 함수는 입력이 얼마나 출력에 영향을 주는지를 나타내고, 잡음의 전달 함수는 추가되는 잡음인  $N(z)$ 가 출력에 영향을 주는 방식을 나타낸다.

$$\text{Signal transfer function} = \frac{Y(z)}{X(z)} = z^{-1} \quad (2)$$

$$\text{Noise transfer function} = \frac{Y(z)}{N(z)} = 1 - z^{-1} \quad (3)$$

1차 SDM의 주파수 특성을 확인하기 위해, 식 (3)의  $z$ 를  $z = e^{j\omega T_s}$ 로 치환하면 잡음 전달 함수의 크기는 다음과 같이 얻어진다.

$$\left| \frac{Y(e^{j\omega T_s})}{N(e^{j\omega T_s})} \right| = 2 \left| \sin \frac{\pi \cdot f}{f_s} \right| \quad (4)$$

여기서  $T_s$ 는 샘플링 시간( $1/f_s$ )을 나타낸다.

그림 3은 백색 잡음 특성을 갖는 양자화 잡음과 신호대역을 포함한 저주파 성분이 감소한 대신 고주파 성분이 증가하는 SDM의 noise shaping 특성을 나타낸다. SDM의 주파수 특성에 따라 여러 종류의 SDM이 DC/DC 컨버터<sup>[11]</sup>, 공진형 컨버터<sup>[12]</sup>, DC/AC 컨버터<sup>[13]</sup> 등의 스위칭 패턴을 만드는데 개발되었다. 이러한 SDM은 다른 변조 방식 보다 간단한 수행을 가능하게 하며, 고조파를 저감하는데 효과적이다. 그러나 DC, AC 입력에 따른 낮은 변조지수의 1차 SDM도 스위칭 주파수대역에서 다소의 고조파를 가지고 있는 단점이 있다.

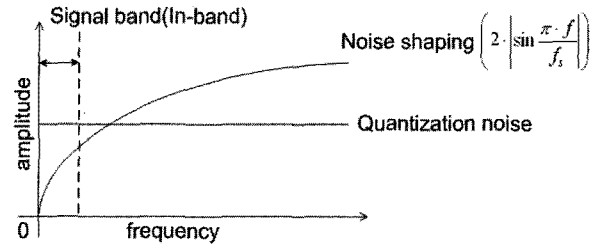


그림 3 1차 SDM의 주파수 특성  
Fig. 3 Frequency characteristics of the 1st-order SDM

### 2.3 샘플링 수와 스위칭 주기

1차 SDM의 스위칭 대역에서의 고조파에 대해서 확인하기 위해 스위칭 주기의 변화에 대해서 알아야 할 필요가 있다. SDM의 샘플링 주파수( $f_s$ )가 입력 신호의 주파수 보다 매우 크다면, SPWM에 대한 SDM의 스위칭 주파수 비는 SPWM의 삼각파의 주파수와 샘플링 주파수( $f_s$ )가 같다는 조건하에 얻어질 수 있다. DC 입력에 대한 스위칭 주파수 비는 아래와 같다.

$$R = \frac{1}{2} - \frac{1}{2}m \quad (5)$$

여기서  $m$ 은 변조지수(modulation index)를 나타낸다. DC 입력과는 달리 정현 AC입력의 크기는  $m \sin(\omega t)$ 에 따라 변화 한다. 스위칭 주파수 비에 대한 식은 아래와 같이  $m \sin(\omega t)$ 로 얻어진다.

$$R = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \left( \frac{1}{\pi} \int_0^\pi m \sin(\omega t) d\omega t \right) = \frac{1}{2} - \frac{1}{\pi}m \quad (6)$$

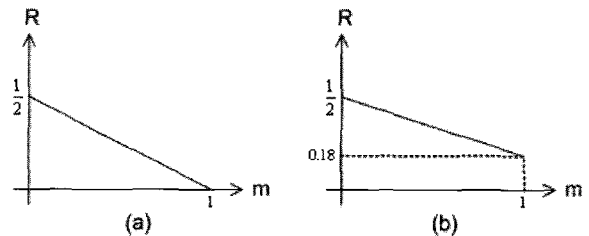


그림 4 SDM의 스위칭 주파수 비와 변조 지수와의 관계  
(a) DC 입력, (b) AC 입력  
Fig. 4 Relationship between switching frequency ratio and modulation index in SDM  
(a) DC input, (b) AC input

그림 4는 스위칭 주파수 비( $R$ )와 변조 지수( $m$ )와의 관계를 나타낸다. 변조 지수가 증가 할수록 스위칭 주파수 비는 감소하고 이에 출력 펄스의 한 주기 당 샘플링 수는 증가 하게 된다. 샘플링 수의 변화는 출력 펄스의 스위칭 패턴에 직접적으로 영향을 미치는데, 특히 스위칭 주기를 결정하게 된다.

스위칭 주기의 변화를 확인하기 위해 한 주기 당 샘플링 수에 대해서 알아보면, 식 (7)에서 아래와 같은 가장 적절한 샘플링 수( $n_s$ )를 구할 수 있다.

$$\tilde{n}_s = \left\langle \frac{2}{1-|x|} \right\rangle \quad (7)$$

여기서  $\tilde{n}_s$ 는  $n_s$ 의 최적값(most probable value),  $\langle a \rangle$ 는  $a$ 에서 가장 가까운 정수,  $x$ 는 스위칭이 시작 되는 시점의 입력 값을 나타낸다.  $n_s$ 의 평균은 이론적으로  $1/R$ 과 같다. 그림 5는 샘플링 수가 2와 3일 때의 파형을 보인다. 입력의 크기가 0일 때  $n_s$ 의 값은 2이고, 입력의 크기가 커질수록  $n_s$ 의 값도 커지고 스위칭의 주기 또한 길어지게 된다. 스위칭 주파수 감소로 인한 SDM의 제어 성능 저하를 막기 위해  $\tilde{n}_s$ 의 값은 10이상은 적절하지 않다. 즉, DC 입력에 대해서 변조 지수는 0.8이하의 값이 적절하다.

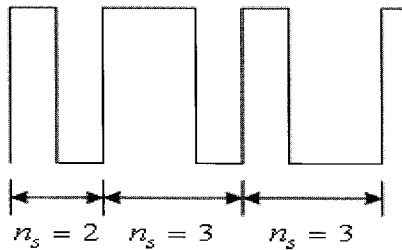


그림 5 SDM의 출력 펄스의 샘플링 수  
Fig. 5 Sampling numbers of output pulse pattern of SDM

### 3. 제안하는 2차 SDSDM 방식

#### 3.1 DSDM(Dithered SDM)

DSDM 방식은 시스템의 평균 스위칭 주파수, 통류율 등의 특성은 유지하는 동시에 1차 SDM에 섭동(perturbation)을 주는 것을 핵심 내용으로 삼고 있다. 이 DSDM 방식은 1차 SDM의 스위칭 주파수 대역에서 다소의 고조파를 저감시키기 위해 랜덤 디더 생성기를 추가하는 구조를 가진다.

랜덤 디더 생성기를 1차 SDM의 양자화기 입력 단에 추가하는 방식을 SDSDM이라 한다. 랜덤 디더 신호가 출력 스위칭 상태를 랜덤화한다.

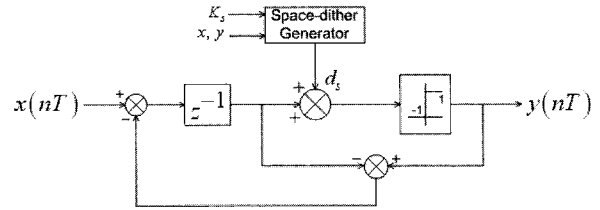


그림 6 1차 SDSDM의 블록 다이어그램  
Fig. 6 Block diagram of 1st-order SDSDM

그림 6은 SDSDM의 구성을 나타낸다. 그림 6에서  $x$ 는 입력 값,  $y$ 는 2-level 출력,  $d_s$ 는 공간 디더(space-dither)의 값 그리고  $K_s$ 는 공간 디더의 크기 조정 파라미터(magnitude adjustment parameter)를 나타낸다. 이 방식에서 공간 디더는 랜덤한 크기를 가지고 잡음처럼 작용하게 된다. SDSDM은 마이크로프로세서에서 쉽게 수행되고 일정 샘플링 주파수에서 적용된다. 신호대잡음비(Signal-to-Noise)의 문제가 있다. 너무 큰 공간 디더는 신호대잡음비를 악화시킬 수 있기 때문이다. 이를 조절하기 위해  $K_s$ 가 적용된다. 이러한 SDSDM은 1차 SDM 방식의 고조파를 넓은 주파수 영역에서 스위칭이 이루어지도록 하여 스위칭 주파수 대역을 고루 분산시킨다.

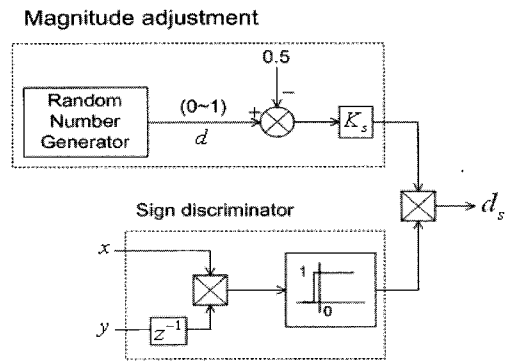


그림 7 공간 디더 생성기의 구조  
Fig. 7 Schematic of space-dither generator

그림 7은 공간 디더 발생기의 구조를 보여주는데, 크기 조정(magnitude adjustment) 부분과 부호 판별기(sign discriminator)로 구성되어 있다. 0과 1사이의 난수는 매 샘플링 순간마다 발생하고 난수의 바이어스

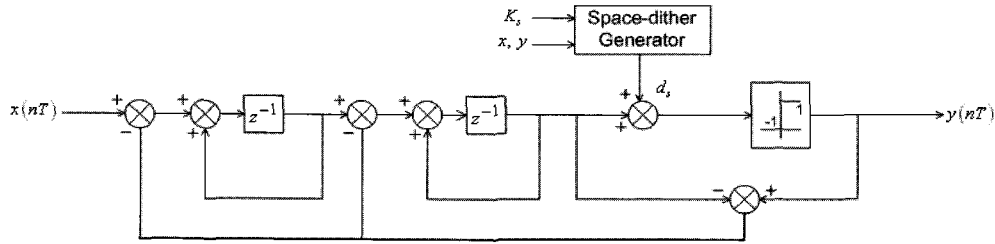


그림 8 2차 SDSDM의 블록도  
Fig. 8 Block diagram of 2nd-order SDSDM

에서 0.5가 빠진다.  $x$ 가 큰 값일 때 입력과 출력의 부호가 다르면, 디터는 적용되지 않게 된다. 이는 스위칭 주파수의 과도한 감소를 막기 위한 것이다.

3.2 샘플링 수(Sampling number)의 표준 편차

스위칭 주파수 분산의 정도를 확인하기 위해, 한 주기 당 샘플링 수( $n_s$ )의 분포인 표준편차를 사용한다. 표준 편차( $\sigma$ )는 아래와 같다.

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{N-1} \sum (n_s - \bar{n}_s)^2} \tag{8}$$

식 (8)에서  $N$ 은 입력 신호의 여러 주기 동안의 출력 펄스의 수 그리고  $\bar{n}_s$ 는  $n_s$ 의 평균을 나타낸다.  $n_s$ 의 변화는 출력 펄스의 스위칭 패턴에 직접적으로 영향을 미친다. 공간 디터의 크기가 커질수록  $n_s$ 의 값이 큰 범위에서 변하고 따라서 표준 편차  $\sigma$ 는 증가하게 되어 스위칭 주파수 분산의 정도가 커짐을 나타낸다.

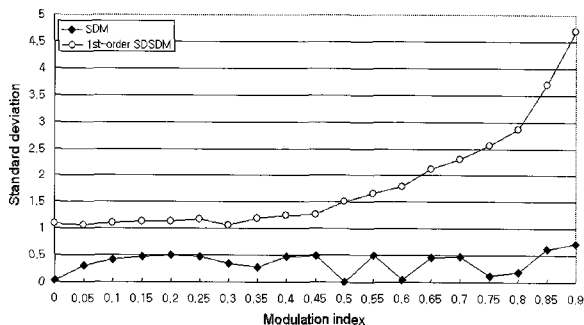


그림 9 SDM과 1차 SDSDM의 변조 지수에 따른  $n_s$ 의 표준 편차  
Fig. 9 Standard deviation of  $n_s$  vs.  $m$  for SDM and 1st-order SDSDM

그림 9은 변조 지수에 따른  $n_s$ 의 표준편차를 나타

낸다. SDM은 표준편차가 0.5이하의 값을 가지게 되는데, 이는  $n_s$ 가 두 개의 인접한 정수 중 하나임을 의미한다. SDSDM은 변조지수가 증가할수록  $\sigma$ 가 증가하는데, 전 변조지수 영역에 걸쳐 좋은 성능을 보임을 의미한다.

3.3 제안한 2차 SDSDM

1차 SDSDM의 경우 식 (1)에서  $x(nT)$ 의 값에 따라 양자화 잡음이 결정된다. 이것은 변조기 입력에 따라서 양자화잡음이 작거나 없는 경우가 발생할 수 있음을 의미한다. 이러한 문제점을 해결하기 위해 noise shaping 효과가 큰 2차 SDSDM을 제안한다.

그림 8은 2차 SDSDM의 블록 다이어그램을 나타낸다. 2차 SDSDM의 이산신호 모델은 1차와 동일한 과정을 거쳐 다음과 같이 식 (9)로 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} u(nT) &= x((n-1)T) + (-2 \cdot e((n-1)T) + e((n-2)T)) \\ e(nT) &= y(nT) - u(nT) \\ y(nT) &= +1 \quad (\text{if } u(nT) \geq 0) \\ &= -1 \quad (\text{if } u(nT) < 0) \end{aligned} \tag{9}$$

식 (9)에서 출력잡음은 양자화 잡음을 두 번 미분한 형태로 나타난다. 따라서 1차 SDSDM만을 사용했을 때보다 고주파수 대역으로 밀린다.

그림 10은 이러한 고조파의 분산에 대해서 1차 SDSDM과 2차 SDSDM의  $n_s$ 의 표준편차의 비교를 나타낸다. 2차 SDSDM은 1차 SDSDM보다 표준편차의 값이 전 영역에 걸쳐 큰 값을 가지게 되어 이는 noise shaping의 효과가 높아짐을 보인다. 소음, 과열, 기계적 진동, 반도체 소자의 스위칭 손실, 전자파 장애 등을 야기하는 SPWM 방식의 스위칭 주파수 대역에서의 고조파를 2차 SDSDM 방식에서는 효과적으로 저감됨을 의미한다.

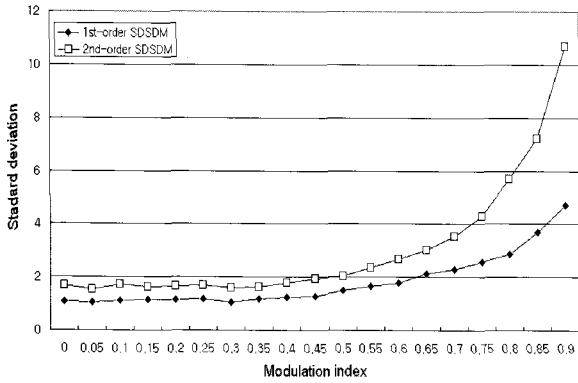


그림 10 1차 SSSDM과 2차 SSSDM의 변조 지수에 따른  $n_s$ 의 표준 편차

Fig. 10 Standard deviation of  $n_s$  vs.  $m$  for 1st-order SSSDM and 2nd-order SSSDM

#### 4. 실험결과

2차 SSSDM을 적용한 강압형 DC/DC 컨버터의 성능 개선을 확인하기 위해 실험을 수행하였다. 이 강압형 DC/DC 컨버터는 DC 50[V], 출력 100[W]급, 샘플링 주파수는 25[kHz]로 설계하였다. 변조 지수는 0.2, 스위칭 주파수는 5[kHz]이다.

그림 11은 실험에 사용된 시스템의 구성도를 나타내고, 그림 12은 실험을 통해 측정된 SPWM, 1차 SDM, 1차 SSSDM, 2차 SSSDM의 스위칭 FFT 파형을 나타낸다.

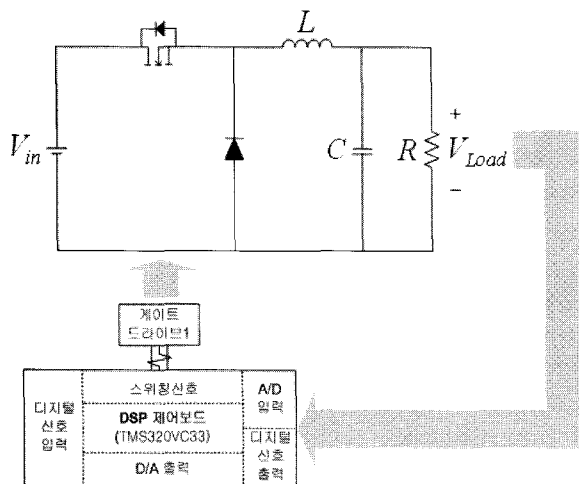
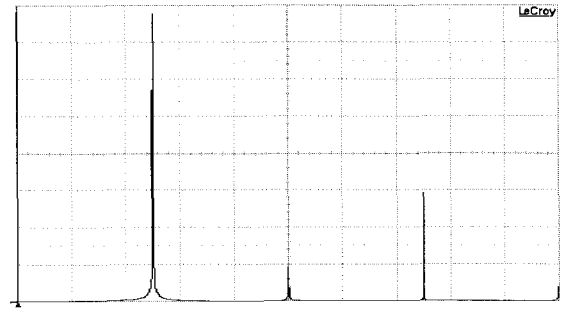
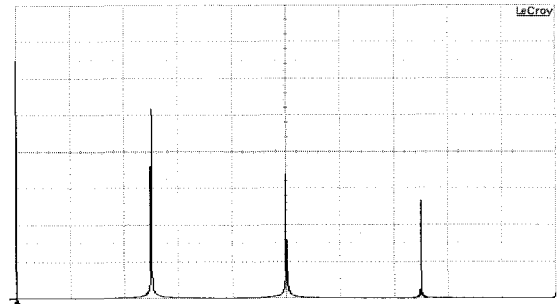


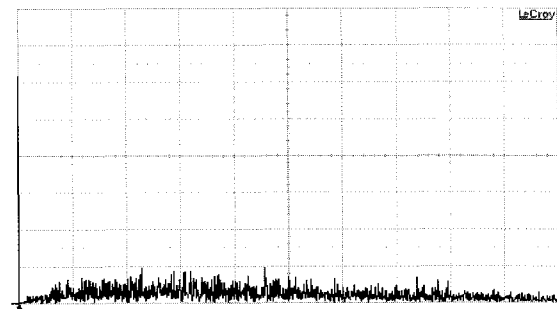
그림 11 2차 SSSDM을 이용한 강압형 DC/DC 컨버터 회로도  
Fig. 11 Schematic of a Buck converter using 2nd-order SSSDM



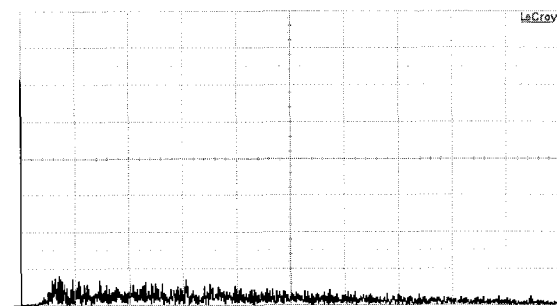
(a) SPWM



(b) 1차 SDM



(c) 1차 SSSDM



(d) 2차 SSSDM

그림 12 SPWM, 1차 SDM, 1, 2차 SSSDM 스위칭 FFT 실험파형 (x축: 2[kHz]/div, y축: 1[V]/div)

Fig. 12 Experimental FFT waveforms of switching signal (x-axis:2[kHz]/div, y-axis:1[V]/div)

기존 SPWM 방식의 경우 고조파가 스위칭 주파수에 집중된다. 하지만 1차 SDM 방식은 스위칭 주파수 대역의 고조파가 다소 저감되고 1차 SDSDM 방식은 고조파가 전 주파수 대역으로 고르게 분산됨을 알 수 있다. 제안하는 2차 SDSDM의 경우 고조파의 분산효과가 더욱 효과적으로 나타난다.

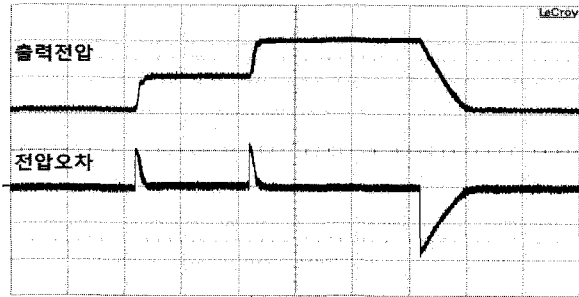


그림 13 2차 SDSDM을 이용한 강압형 컨버터의 전압제어 (x-축: 10[ms]/div, y-축: 10[V]/div)  
 Fig. 13 voltage control in a buck converter with 2nd-order SDSDM (x-axis:10[ms]/div, y-axis: 10[V]/div)

그림 13은 입력전압은 50V로 고정되고  $V_{ref}$ 가 20V에서 30V, 30V에서 40V로 변할 때의 측정 결과와  $V_{ref}$ 와의 오차를 나타낸다. 제안한 PWM 기법의 적용한 강압형 DC/DC 컨버터가  $V_{ref}$ 의 변화에 따라 출력전압이 제어되고 있음을 볼 수 있다.

### 5. 결 론

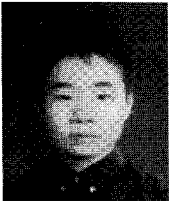
본 논문에서는 기존의 PWM 방식에서 발생하는 스위칭 주파수 대역에서의 고조파 저감을 위해 2차 SDSDM 방식을 제안하였다. PWM의 고조파 저감을 위한 SDM, 1차 SDSDM의 고조파 저감에 대해서 설명하고, 한 스위칭 주기동안의 샘플링 수( $n_s$ )의 표준편차를 통하여 제안하는 2차 SDSDM을 포함한 각 방식의 스위칭 주파수 분산의 정도를 정량적으로 확인하였다. 실험을 통한 FFT 분석을 통해 제안한 2차 SDSDM이 PWM, SDM, 1차 SDSDM과 비교해 보았을 때 우수한 성능을 나타냄을 검증하였다.

본 연구논문은 교육과학기술부 과학기술위성 3호 개발사업의 예산지원을 받아 작성되었으며, 연구비 지원에 깊은 감사드립니다.

### 참 고 문 헌

- [1] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, "Power Electronics: Converters, Applications, and Design", 2<sup>nd</sup> Edition, John Wiley & Sons, Inc., New York, 1995.
- [2] M. P. Kazmierkowski, R. Krishnan, and F. Blaabjerg, Control in Power Electronics, Academic Press, 2002.
- [3] 조관열, 양순배, 김학원, "랜덤 PWM을 이용한 왕복동식 압축기의 전자기소를 저감", *전력전자학회논문지*, 제5권, 제2호, pp. 200-207, 2000. 4.
- [4] 위석오, 정영국, 나석환, 임영철, "모터 구동 장치의 가청 스위칭 소음 저감을 위한 2상 및 3상 랜덤 펄스 위치 PWM 기법의 성능 비교", *전력전자학회논문지*, 제7권, 제3호, pp. 224-236, 2002. 6.
- [5] J. K. Pedersen and F. Blaabjerg, "Digital Quasi-Random Modulated SFAVM PWM in an AC-Drive System", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 41, No. 5, pp. 518-525, October 1994.
- [6] 이효상, 김남준, "3상 유도전동기 구동을 위한 새로운 2상 RPWM기법", *전력전자학회논문지*, 제9권, 제5호, pp. 430-437, 2004. 10.
- [7] 이성희, 김이훈, 김영규, 원충연, 김태덕, 김대경, "에어컨용 PFC Boost Converter의 전도 노이즈 저감", *전력전자학회논문지*, 제8권, 제5호, pp. 455-462, 2003. 10.
- [8] S. Y. R. Hui, I. Oppermann, F. Pasalic, and S. Sathiakumar, "Microprocessor based Mathematical and Logical Random PWM Methods for Power Inverters", in Proceedings of PESC'95, pp. 307-312, 1995.
- [9] S. Kaboli, J. Mahdavi, and A. Agah, "Application of Random PWM Technique for Reducing the Conducted Electromagnetic Emissions in Active Filters", *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, Vol. 54, No. 4, pp. 2333-2343, August 2007.
- [10] C. H. Bae, K. B. Lee, and K. W. Lee, "Sinusoidalisation of the input current in boost-type rectifier using sigma-delta modulation schemes", *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, Vol. 151, no. 6, pp. 679-684, Nov. 2004.
- [11] A. Hirota, S. Nagai, and M. Nakaoka, "A Novel Delta-Sigma Modulated DC-DC Power Converter operating under DC Ripple Voltage", in Proceedings of IECON'99, Vol. 1, pp. 180-184, 1999.
- [12] Divan et al, "Modulator for resonant link converters," United States Patent, Patent number: 5619406, April 1997.
- [13] A. J. Frazier and M. K. Kazimierczuk, "DC-AC Power Inversion Using random Modulation", *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, Part 1, Vol. 47, No. 1, January 2000.

저 자 소 개



**김서형(金緒炯)**

1984년 2월 27일생. 2008년 전북대 전자정보공학부 졸업. 현재 아주대 전자공학과 석사과정.



**주성탁(朱成鐸)**

1979년 12월 18일생. 2005년 아주대 전자공학부 졸업. 현재 아주대 전자공학과 석사과정.



**정해광(丁海光)**

1982년 8월 9일생. 2008년 전북대 전자정보공학부 졸업. 현재 아주대 전자공학과 석사과정.



**이교범(李敎範)**

1972년 6월 30일생. 1997년 아주대 공대 전자공학부 졸업. 1999년 동 대학원 제어계측공학과 졸업(석사). 2003년 고려대 전기공학과 졸업(공학박). 2003년~2006년 The Institute of Energy Technology, Aalborg University in Denmark. 2006년~2007년 전북대 전자정보공학부 조교수. 2007년~현재 아주대 전자공학부 조교수. 당 학회 편집위원.



**정규범(鄭圭範)**

1961년 12월 25일생. 1984년 아주대 공대 전자공학부 졸업. 1986년 한국과학기술원 전기 및 전자 공학과 졸업(석사). 1990년 동 대학원 전기 및 전자 공학과 졸업(공학박). 1990년~1991년 Virginia Polytechnic Institute and State University 연구원. 1992년~1995년 한국항공우주연구원 선임연구원. 1995년~현재 우석대 전기전자공학과 교수.