

## 인버터 구동 시스템에서의 EMI 저감을 위한 새로운 PWM 구현

함년근\*, 김이훈\*\*, 전기영\*, 천광수\*\*, 원충연\*\*, 한경희\*  
 \*명지대학교, \*\*성균관대학교

### A New PWM Method for Conducted EMI Reduction in Inverter fed Motor Drive System

Hahm Nyon Kun\*, Kim Lee-Hun\*\*, Jun Ki-Young\*  
 Chun Kwang-Su\*\*, Won Chung-Yuen\*\*, Han Kyung-Hee\*  
 \*Myong Ji University, \*\*Sung Kyun Kwan University

#### ABSTRACT

High frequency common mode voltage produced by power inverters are a major cause of conducted EMI, creating motor ground currents, bearing currents and other harmful by products. This paper focuses on a new SVPWM method with random PWM injection to reduce conducted EMI noise. A New PWM technique associated with the common mode voltage can be significantly reducing and contributes to mitigate. The common mode voltage to 50% in comparison with that for conventional SVPWM technique. Validation of the theory and reduction methods are then performed experiment ally based on an induction motor drive.

#### 1. 서 론

최근 산업현장의 인버터 시스템 적용에 있어서 EMI 대책은 필수적 사항으로 대두되고 있다. 그러나 높은 전압상승률( $dv/dt$ )을 갖는 고속 스위칭 소자가 점차 적용됨에 따라 전동기에서의 누설전류(Leakage Current:  $i_g$ ) 증가, 전동기 절연과피 현상 및 EMI문제가 더욱 빈번하게 발생하고 있다.<sup>[1]</sup> 이와 같은 문제점들의 직,간접적인 원인은 인버터 시스템에 있어 발생하는 커먼 모드 전압(Common mode Voltage :  $V_{cm}$ )으로 보고 되고 있다.<sup>[2][3]</sup>

여기서 커먼 모드 전압의 크기는 전력변환기 각상의 스위칭 상태에 따라 결정되며, 그 주파수는 전력변환기의 스위칭 주파수와 동일하다.

이러한 문제들을 해결하기 위한 방법은 크게 노이즈 필터 등의 하드웨어를 사용한 방법과 스위칭 변조에 의한 방법으로 나눌 수 있다. 하드웨어적인 방법 중 대표적인 것으로는 전자기간섭 필터나 부가회로에 의한 커먼 노이즈 저감 방법 등이 있으나 이러한 경우 저감 대상이 변경 될 때마다 필터를

새로이 설계를 하여야 하며, 부피나 가격 등이 증가하게 되는 단점이 있다. 스위칭 변조에 의한 방법에는 PWM신호를 변경하는 기법이 있는데, 이러한 기법은 부가적인 하드웨어에 의한 부피나 가격 등이 증가되지 않고, 대상이 변경되어도 동일하게 적용이 가능하다는 장점이 있다.

본 논문에서는 종래의 SVPWM 기법에 랜덤 PWM 기법을 주입하여 전도 노이즈 억제에 가능한 새로운 SVPWM 기법을 제안하였으며 종래의 SVPWM 기법과 비교하여 전도노이즈가 저감됨을 시뮬레이션과 실험을 통하여 확인하였다.

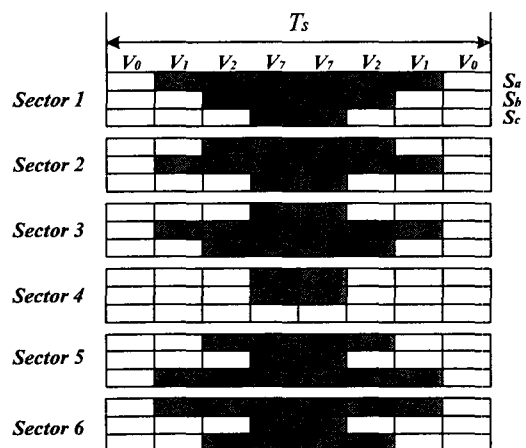
#### 2. EMI 노이즈 저감 방법

##### 2.1 기존 SVPWM 방식

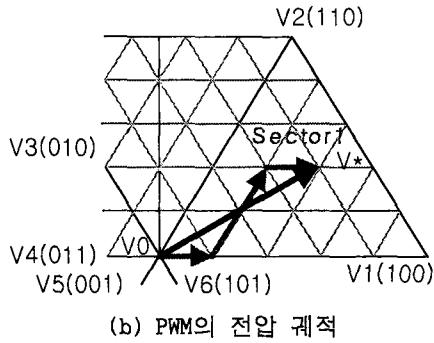
인버터의 스위칭 상태에 따른 커먼 모드 전압은 식 (1)과 같이 나타낼 수 있다.

$$V_{cm} = \frac{V_{dc}}{3}(S_a + S_b + S_c) - \frac{V_{dc}}{2} \quad (1)$$

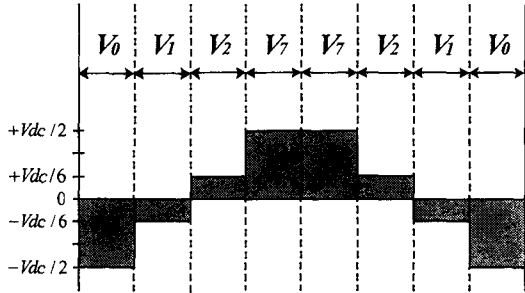
따라서 영벡터의 경우  $V_{cm}$ 의 크기는  $\pm V_{dc}/6$ 의 크기를 갖는다. 그림 1 (a)는 기존의 3상대칭 SVPWM을 적용한 경우의 섹터에 따른 PWM 패턴이다.



(a) Sector에 따른 PWM 패턴

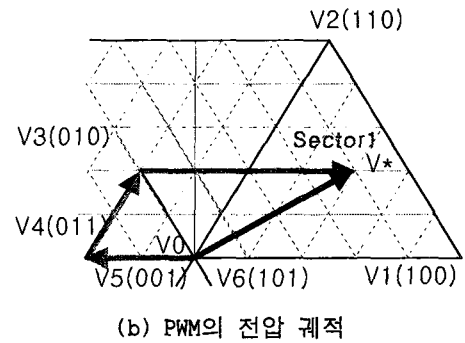


(b) PWM의 전압 궤적

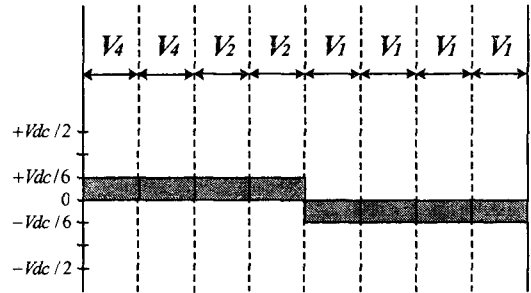


(c) 스위칭 패턴에 따른  $V_{cm}$  크기

그림1. 기존 SVPWM 기법



(b) PWM의 전압 궤적



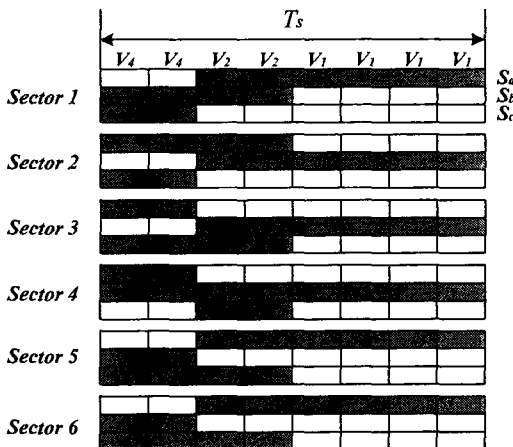
(c) 스위칭 패턴에 따른  $V_{cm}$  크기

그림2. 비대칭 PWM 기법

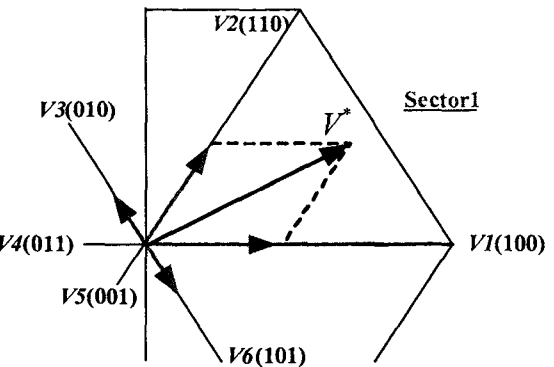
출력 전압을 벡터 궤적으로 나타내면 (b)와 같으며 전압 궤적 상에 3개의 영벡터 구간이 존재한다. 따라서  $V_{cm}$ 의 크기는 (c)와 같이 나타낼 수 있다.

## 2.2 비대칭 PWM 기법에 의한 $V_{cm}$ 저감

영벡터를 제거하기 위한 방법으로 그림 2 (a)와 같은 패턴을 구성할 수 있다. 이 패턴 경우 영벡터의 피할 수 있으므로 (c)와 같이 커먼 모드 전압의 크기를  $V_{dc}/6$ 로 억제할 수 있다. 또한 커먼모드의 전압이 단일 섹터에서 2개의 전위를 갖는 특징을 가지고 있다. 그러나 이 경우 (b)와 같은 벡터 궤적을 따라 진행하므로 섹터 내부에 궤적의 절점에서 2개의 스위치가 동시에 바뀌게 되며 전류의 궤적이 비대칭으로 형성되어 인버터 출력 전류의 왜곡이 발생한다.



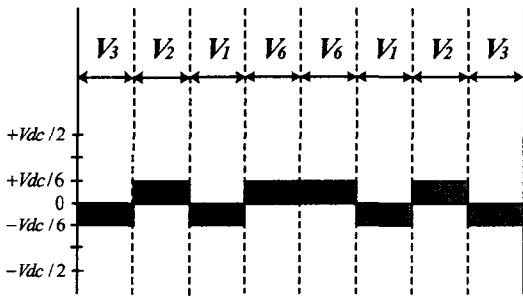
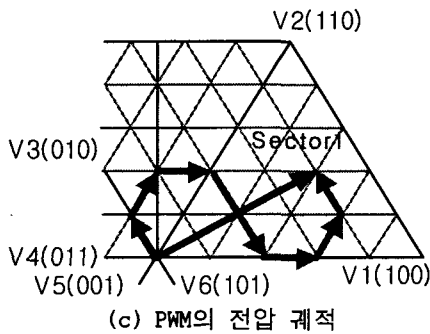
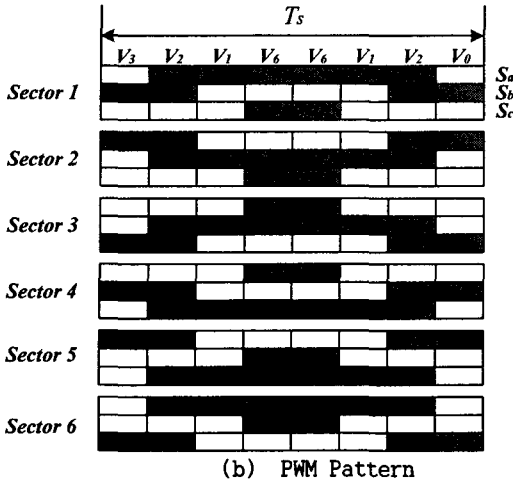
(a) PWM 패턴



(a) PWM의 전압 벡터도

## 2.3 새로운 SVPWM 기법

비대칭 PWM기법의 경우 커먼 모드 전압은 감소되나 전류의 왜곡이 커지는 단점이 있다. 이를 보완하기 위하여 동일 섹터 내의 스위칭 횟수를 기존 방식과 같게 하면서 벡터의 궤적을 대칭구조가 되도록 할 필요가 있다. 따라서 그림 1 (b)의 영벡터 구간을 서로 상쇄되는 2개의 유효벡터로 나누면 그림 3 (a)와 같은 전압 벡터도를 구성할 수 있으며 (b)와 같은 패턴을 구성할 수 있다. 또한 (c)와 같이 대칭 전압 벡터 궤적을 갖는 특징에 의하여 중간점에서 순시 전류의 리플이 최소화 되므로 전류 검출이 용이하면서 구현이 간단한 형태의 PWM 패턴을 얻을 수 있다.



(d) 스위칭 패턴에 따른  $V_{cm}$  크기  
그림 3. 새로운 SVPWM 기법

### 2.4 제안된 방식의 구현 방법

제안된 방식의 경우 대칭구조를 갖으며 단일 Sector내에서 기존방식과 스위칭 횟수가 같으므로 기존의 공간벡터 방식의 적용이 가능하다. 전압벡터와 인가 시간을 나타내면 식 (2), (3)과 같다.

$$V^*(k) T_s = V(1) T_1 + V(2) T_2 + \frac{V(3) T_3}{2} + \frac{\overline{V(3)} T_3}{2} \quad (2)$$

$$T_s = T_1 + T_2 + T_3 \quad (3)$$

여기서  $T_s$ 는 스위칭 주기를  $T_1$ ,  $T_2$ 는 각각 유효벡터  $V(1)$ 과  $V(2)$ 의 인가 시간을 나타내며  $T_3$ 는 기존방식에서의 영벡터 구간을 서로 상쇄되는 2개의 유효벡터 ( $V(3)$ ,  $\overline{V(3)}$ )로 나누기 위한 시간이다. 또한  $V(1)$ ,  $V(2)$ 의 인가시간  $T_1$ ,  $T_2$ 를 3상전압을 d-q축으로 나눈  $V_{ds}^*$ ,와  $V_{qs}^*$ 의 관계식으로 나타내면 식 (4), (5)와 같다.

$$T_1 = \frac{\sqrt{3} T_s}{V_{dc}} [\sin(\frac{\pi}{3} m) V_{ds}^* - \cos(\frac{\pi}{3} m) V_{qs}^*] \quad (4)$$

$$T_2 = \frac{\sqrt{3} T_s}{V_{dc}} [-\sin(\frac{\pi}{3} (m-1)) V_{ds}^* + \cos(\frac{\pi}{3} (m-1)) V_{qs}^*] \quad (5)$$

여기서  $m$ 은 해당 Sector의 번호를 나타낸다. 또한 기존방식과 제안된 방식을 비교하면 중간 전압상(상전압의 인가시간이 다른 상에 비하여 중간인 상)의 PWM 패턴이 다르다. 중간 전압상은 같은 Sector내에서 동일하며 일반적인 PWM 로직을 적용할 경우 3상 인버터의 중간 전압상의 위 스위치와 아래 스위치에 인가되는 PWM 신호가 서로 교차되도록 로직을 구성한다. 따라서 PWM 캐리어가 Up-down 카운터로 구성되었을 경우 Sector에 따라 스위치에 인가되는 시간을 계산하여야 하며 Sector1의 경우 식 (6)과 같이 결정할 수 있다.

$$T_a = T_1 + T_2 + T_3/2$$

$$T_b = T_2 + T_3/2 \quad (\text{중간 전압상}) \quad (6)$$

$$T_c = T_3$$

### 2.5 랜덤 PWM 방식을 이용한 노이즈분산방법

랜덤 PWM의 적용은 스위칭 주파수 대역을 분산시킴으로서 전체적인 EMI 수준을 감소시킬 수 있는 반면, 스위칭 주파수의 변화가 클 경우 전류 검출시 오차가 증가 하므로 주파수 변화의 범위 제한이 필요하다.

그림 4는 본 논문에서 적용한 랜덤 PWM의 구현 원리를 나타낸다. 기본 스위칭 주파수  $T_{s\_base}$ 를 중심으로 랜덤 영역 안에서 스위칭 주기를 변화하도록 하였으며 전류검출 오차의 억제를 위하여 A 점에서 전류 검출후 제어루틴이 수행되도록 하였다. 또한 A-B구간에서 캐리어 주파수의 주기를 변경하도록 하여 현재 일반화 되어 있는 모터구동용 컨트롤러에서도 구현이 용이한 방식을 적용하였다.

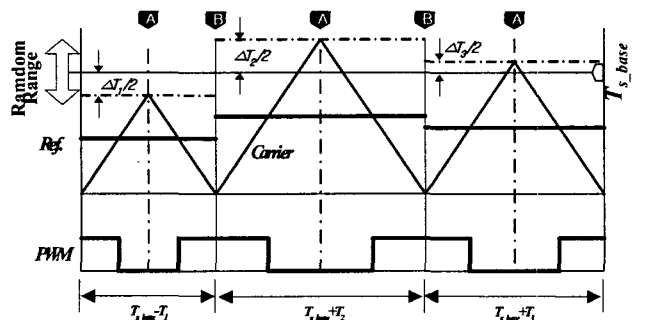


그림 4. 랜덤 PWM의 구현 원리 및 방법

### 3. 전동기 속도제어 적용 예

그림 6은 제안된 방식의 성능을 평가하기 위하여 유도전동기 모터 제어에 적용시킨 시스템 블록도이다. 인

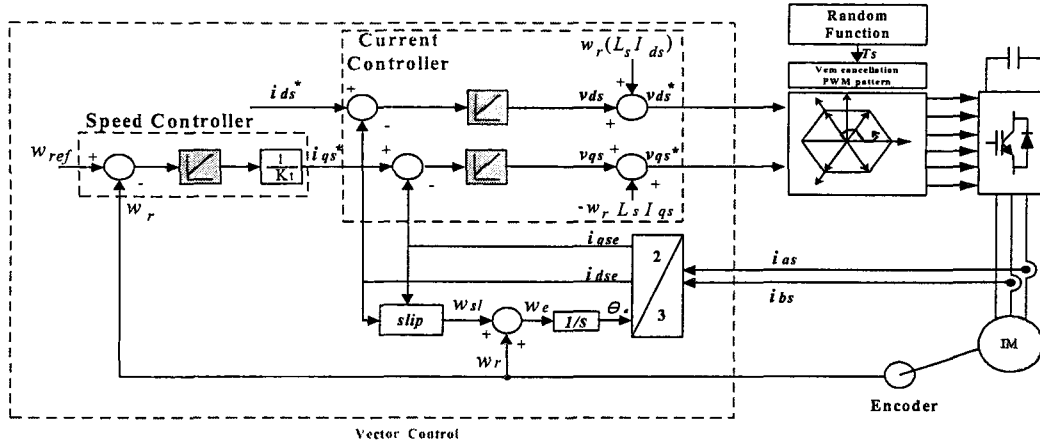


그림5. 인버터 구동 시스템 제어 블록도

터부의 경우 일반적인 인버터의 구조로 되어 있으며 제어부는 모터 제어부 및 제안된 스위칭 함수 발생기로 이루어져 있다. 스위칭 함수 발생기는 스위칭 주파수를 변경하기 위한 랜덤 함수 블록과 제안된 커먼 모드 전압의 저감을 위한 PWM 함수 발생기로 구성되어 있다.

모터 제어기 설계를 위한 동기좌표계 유도전동기 상태 방정식은 식 (7)과 같이 해석하였으며 토크 방정식은 식(8)과 같다.

$$\begin{bmatrix} \dot{v}_{ds}^* \\ \dot{v}_{qs}^* \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & -\omega_c L_s & pL_m & -\omega_c L_m \\ \omega_c L_s & R_s + pL_s & \omega_c L_m & pL_m \\ pL_m & -(\omega_c - \omega_r)L_m & R_r + pL_r & -(\omega_c - \omega_r)L_r \\ (\omega_c - \omega_r)L_m & pL_m & (\omega_c - \omega_r)L_r & R_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^* \\ i_{qs}^* \\ i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$T_e = J \frac{d\omega_r}{dt} + B\omega_r + T_L \quad (8)$$

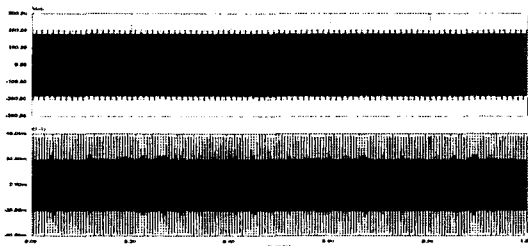
#### 4. 실험 및 결과

제안된 기법의 검증을 위하여 표1과 같이 시스템을 구성하여 시뮬레이션과 시험을 행하였다.

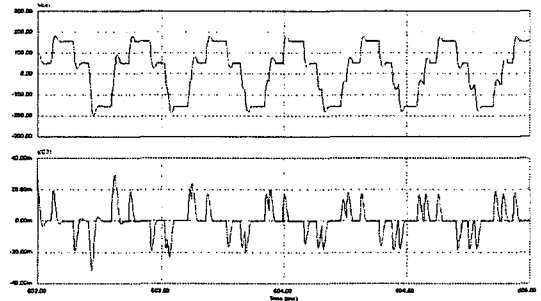
표 1. 운전 시스템의 사양

Input voltage	3 $\phi$ 220	V
Switching frequency	3	kHz
Rated voltage	220/380	V
Rated current	8.8/5.1	A
Rated power	1.5	kW
Rated speed	1735	rpm
Pair pole number	4	Pole

##### 4.1 시뮬레이션

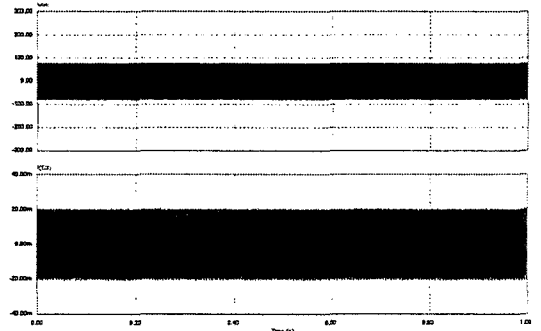


(a) 커먼모드 전압과 누설전류

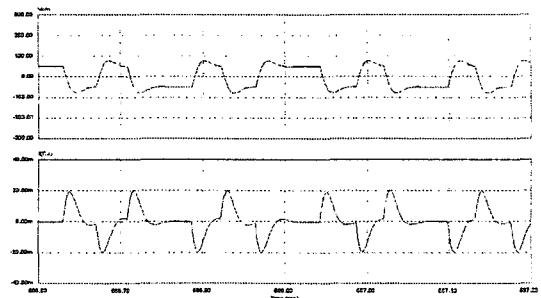


(b) 확대 파형

그림 6. 기존방식의 커먼모드 전압 및 누설전압 파형 (100V/div, 20mA/div, 50msec)



(a) 커먼모드 전압과 누설전류



(b) 확대 파형

그림 7. 제안된 방식의 커먼모드 전압 및 누설전압 파형 (100V/div, 20mA/div, 50msec)

그림 6과 7은 커먼모드 전압과 누설전류의 비교 파형이다. 기존방식에 비하여 PWM기법의 커먼 모드 전압이 종래의 PWM 기법에 비하여 1/3로 크기가 감소됨을 확인하였으며 그에 따른 누설전류도 억제되었다.

#### 4.2 실험 결과

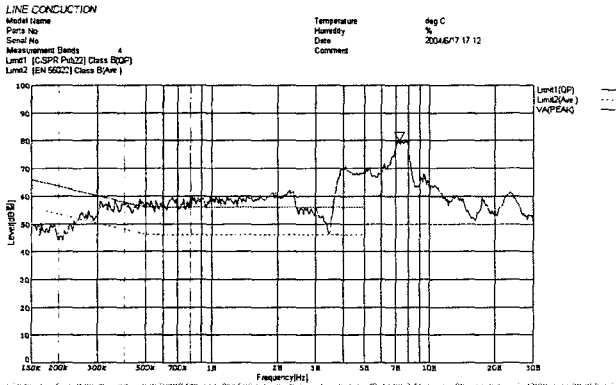


그림 8. 기존방식의 EMI 스펙트럼 결과파형

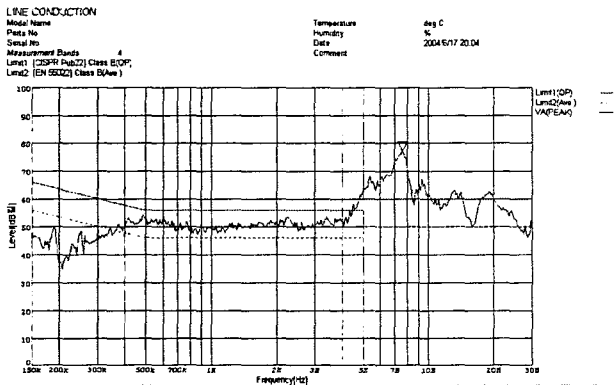


그림 9. 제안된 방식의 EMI 스펙트럼 결과파형

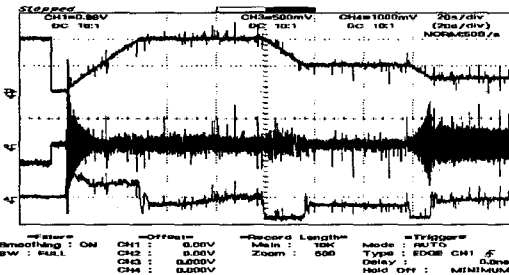


그림 10. 제안된 방식의 모터 응답특성

그림 8과 9은 EMI 스펙트럼 결과 파형이다. 커먼 모드 전압의 억제 및 스위칭 주파수의 분산에 따라 기존방식에 비하여 8Mhz대역의 노이즈가 억제됨을 알 수 있다. 또한 그림 10과 11에서와 같이 모터 제어 특성 및 진동·소음 측정 결과시 모터소음의 분산이 양호한 특성을 나타냄을 알 수 있다.

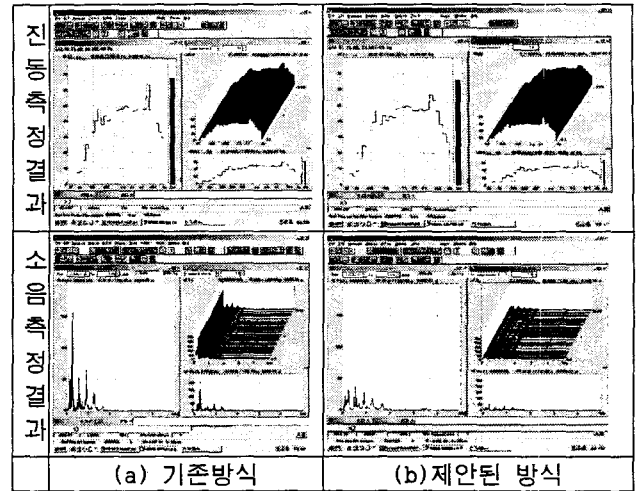


그림 11. 진동 및 소음 측정 결과

#### 5. 결론

본 논문에서는 PWM 인버터 교류 전동기 구동에서 커먼 모드 전압을 저감하는 스위칭 기법을 제안하였다. 본 논문의 결과는 다음과 같다.

- 1) 제안된 스위칭 기법을 적용하여, 무효 벡터를 제거하였다. 그 결과로써 PWM기법의 커먼 모드 전압이 종래의 PWM 기법보다  $V_{dc}/3$  정도 감소되었다.
- 2) RPWM 기법을 함께 사용함으로써 노이즈의 분산이 가능함을 알 수 있었다.

향후, 제안된 PWM 기법을 산업용 유도전동기 제어 시스템에 적용하여 제안된 기법의 성능향상 및 다양한 모터 제어 기법의 적용에 대한 연구를 할 예정이다.

#### 참고 문헌

- [1] J. Erdman, R. J. Kerkman, D. W. Schlegel, and G.L. Skibinski, "Effect of PWM Inverters on AC Motor Bearing Currents and Shaft Voltages," IEEE Trans. Ind. Applcat., vol. 32, pp. 250-259, Mar./Apr., 1996.
- [2] M. Cacciato, A. Consoli, G. Scarcella, and A. Testa, "Reduction of Common Mode Currents in PWM Inverter Motor Drives," IEEE IAS Annual Meeting, pp. 707-713, 1997.
- [3] Yen-Shin Lai, "Investigations into the effects of PWM techniques on common mode voltage for inverter-controlled induction motor drives," Power Engineering Society 1999 Winter Meeting, IEEE., vol. 1, pp. 35-40, 1999.