

PWM 스위칭 기법에 의한 유도전동기 구동시스템의 전도노이즈 저감

김홍주, 이원철, 김이훈, 원충연, 최세완*, 김규식**, 정동효***
 성균관대학교, *서울산업대학교, **서울시립대학교, ***시립인천대학

Conducted EMI reduction of Induction Motor Drive System by PWM Switching Technique

H.J. Kim, W.C. Lee, L.H. Kim, C.Y. Won, S.Y. Choi*, G.S. Kim**, D.H. Jeong***
 Sungkyunkwan Univ., *Seoul National Univ. of Technology, **Univ. of Seoul, ***Incheon City College.

ABSTRACT

Conventional SVPWM method has null switching vectors. Null switching vectors cause high common-mode voltage in induction motor drive system. The newly developed common mode voltage reduction PWM technique don't use zero switching state for inverter control. It is realized by changing software without additional hardware. Simulation and experimental results show that proposed method are reduced common mode voltage more than conventional method.

는 PWM 패턴을 변조/합성함으로써 전도 노이즈를 저감할 수 있다.

특히, 스위칭 상태가 $V0(0,0,0)$ 와 $V7(1,1,1)$ 인 무효벡터 구간에서 커먼 모드 전압이 $\pm V_{dc}/2$ 만큼 발생 하게 되므로 무효벡터 인가시간을 유효 벡터로 합성하여, 무효벡터를 만들어내어 이를 인버터에 인가하는 방법이다^[4-8].

그러므로 본 논문에서는 부가적인 하드웨어 없이 소프트웨어적인 PWM 스위칭 기법으로 무효벡터 인가 구간을 제거함으로써 커먼 모드 전압의 크기를 $\pm V_{dc}/6$ 로 저감하였다.

1. 서 론

현재 산업 현장에서 유도전동기는 각종 기계 및 장치의 동력원으로서 가장 널리 사용되고 있다. 이는 구조가 간단하고 유지, 보수가 간단하며 내구성이 강하고 가격이 저렴하기 때문이다.

전압과 주파수제어가 가능한 PWM인버터가 유도전동기 가변속 운전에 폭넓게 사용되고 있다. 최근에 전력용 반도체 소자의 발달로 인버터 제어에 있어서 스위칭 주파수가 증가되었고, PWM인버터의 성능이 개선되었다.

그러나 이러한 고속 스위칭에 의한 급격한 dv/dt 변화로 인해 발생한 커먼 모드 전압은 고주파 누설 전류의 발생 및 베어링 전류, 축 전압등을 발생시키며, 그 결과 전동기의 수명 저하 및 EMI 등의 문제를 발생시킨다^[1].

이에 따른 대책으로 커먼 모드 전압을 저감하는 많은 논문들이 발표되고 있다^[2-3].

여기서 커먼모드 전압을 저감은 하드웨어적인 방법과 소프트웨어적인 방법 2가지로 크게 구분된다. 하드웨어적인 방법은 대상이 변경 될 때마다 필터를 다시 설계 하여야하는 문제점이 있다.

그러나 소프트웨어적인 방법은 인버터에 인가되

2. PWM 인버터와 커먼 모드 전압

2.1. 커먼 모드 전압

그림 1은 세 개의 인덕터와 저항으로 모사된 전동기에 접속된 전압형 인버터를 보여주고 있다.

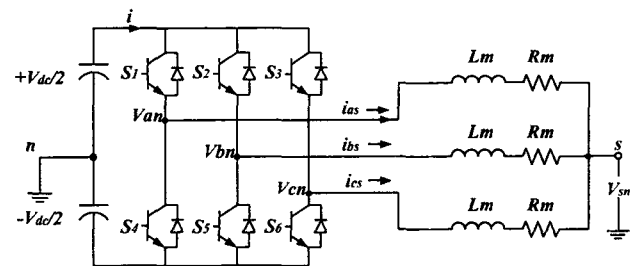


그림 1. 전압형 인버터 유도 전동기 시스템
 Fig. 1. voltage source inverter fed induction motor system

커먼 모드 전압은 식(1)과 같이 정해진다.

$$v_{sn} = \frac{v_{an} + v_{bn} + v_{cn}}{3} \quad (1)$$

식 (1)은 단지 PWM 인버터의 스위칭 상태가 부하 임피던스에 상관없이 커먼 모드 전압 V_{sn} 을 결정함을 보여준다. 표 1은 인버터 스위칭 상태에

따른 V_{sn} 의 변화를 정리하였다^[7].

이와 같이 PWM 인버터에 의해 생성된 커먼 모드 전압 V_{sn} 은 유도전동기 내의 고정자 권선과 고정자 외함 사이에 존재하는 부유 커패시터를 통해 접지단자로 흐르는 고주파 누설전류의 원인이 된다. 심한 경우 전동기의 파손까지 가져 올 수 있으므로, 커먼 모드 저감에 관한 연구가 필요하다.

표 1. 스위칭 상태에 따른 출력 전압과 커먼 모드 전압
Table1. Common-mode voltage and output voltage according to switching state

스위칭 함수	출력 전압			V_{sn}
	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	
(0 0 0)	$-V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$
(1 0 0)	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$-V_{dc}/6$
(1 1 0)	$V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/6$
(0 1 0)	$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$-V_{dc}/6$
(0 1 1)	$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	$V_{dc}/6$
(0 0 1)	$-V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}/6$
(1 0 1)	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	$V_{dc}/6$
(1 1 1)	$V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$

2.2. 기존의 PWM 기법

PWM 기법에는 여러 종류가 있으나 종래에는 히스테리시스 전류제어 방식이나 삼각파 비교 변조법을 사용하였다.

이 방법들은 원리가 간단하고 쉽게 구현할 수 있다는 장점을 갖고 있지만, 응답특성, 스위칭 주파수, 출력 전류의 고조파 함유율, 제어의 선형성 등의 측면에서 부분적으로 미흡한 특징들이 있다.

이를 보완하여 공간 전압 벡터 PWM (Space Voltage Vector PWM; SVPWM)에 의한 전압 변조 방식이 직류 전압을 최대한 많이 사용할 수 있다는 점에서 다른 어떤 종류의 전압 변조 방식보다 우수하다고 알려져 있다^[8].

공간 전압 벡터 PWM의 기본원리는, 그림 2에서 한 주기 내의 출력전압 지령치를, 삼각형의 각 변에 해당하는 유효벡터를 벡터적으로 합성하여 평균적으로 동일하게 만들어준다.

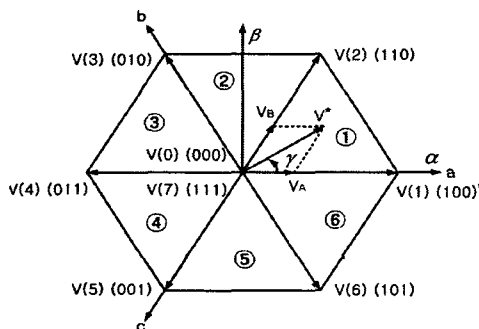


그림 2. 인버터의 출력전압 벡터
Fig. 2. Output voltage vector of inverter

이 두 전압의 인가시간의 합이 샘플링 주기보다 작으면 나머지 시간 동안에는 무효벡터(영벡터)를 인가한다.

예를 들어 그림 2와 같이 지령전압 V^* 가 영역 ①($0^\circ \sim 60^\circ$)의 부분에 존재한다면 이 V^* 에 인접한 V(1)과 V(2) 벡터에 투영된 V_A , V_B 로 V^* 를 시간적으로 합성할 수 있다.

이 원리를 식으로 표현하면

$$\int_0^{T_s} V^* dt = \int_0^{T_1} V(1) dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} V(2) dt + \int_{T_1+T_2}^{T_s} V(7) dt \quad (2)$$

가 되는데, 여기서 스위칭 주기가 매우 짧다면 스위칭 주기내에서 V(1)과 V(2)는 각각 일정하다고 간주 할 수 있으며 V(7)은 영벡터이므로 이 식은

$$V^* T_s = V(1) T_1 + V(2) T_2 \quad (3)$$

로 나타낼 수 있다. 따라서

$$V^* = V(1) \frac{T_1}{T_s} + V(2) \frac{T_2}{T_s} = V_A + V_B \quad (4)$$

와 같이 되며, 여기서 T_1 과 T_2 는 각각 한 샘플링 주기 내에서 전압벡터 V(1)과 V(2)를 인가하는 시간을 나타낸다. 그러면 V(1)과 V(2) 및 영벡터를 인가할 시간은 다음과 같이 계산된다.

$$V(1) = \frac{2}{3} V_{dc} e^{j0}, \quad V(2) = \frac{2}{3} V_{dc} e^{j\frac{\pi}{3}} \\ V^* = |V^*| e^{j\gamma} \quad (5)$$

여기서 $e^{j\alpha} = \cos \alpha + j \sin \alpha$ 이므로 이들을 식(5)에 넣고 연립방정식을 풀면

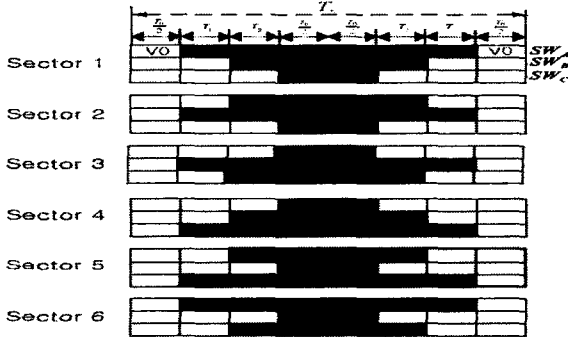
$$T_1 = T_s \frac{|V^*|}{\frac{2}{3} V_{dc}} \frac{\sin(\frac{\pi}{3} - \gamma)}{\sin \frac{\pi}{3}} = \sqrt{3} T_s \frac{|V^*|}{\frac{2}{3} V_{dc}} \sin(\frac{\pi}{3} - \gamma) \\ T_2 = T_s \frac{|V^*|}{\frac{2}{3} V_{dc}} \frac{\sin \gamma}{\sin \frac{\pi}{3}} = \sqrt{3} T_s \frac{|V^*|}{\frac{2}{3} V_{dc}} \sin \gamma \\ T_0 = T_s - (T_1 + T_2) \quad (6)$$

여기서 γ 는 이 삼각형의 출발 변으로부터 전압 벡터 V^* 까지 반시계방향으로 회전한 각을 나타내며 $0 \leq \gamma < \pi/3$ 이다.

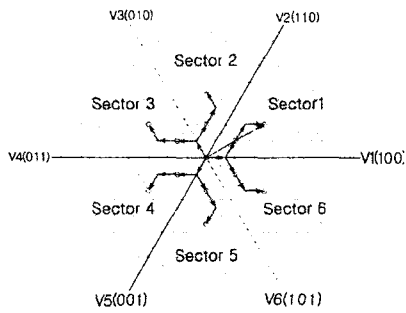
위 식들을 이용하여 지령치 전압이 섹터 1에 있을 경우 그림 3의 스위칭 함수를 나타낸다. 그림에서 기존의 공간 전압 벡터 PWM의 경우 스위칭

상태가 모두 같은 무효 벡터(0,0,0)와 (1,1,1)이 인가되게 된다.

이에 따라 커먼 모드 전압이 $\pm V_{dc}/2$ 가 된다.



(a) 스위칭 패턴



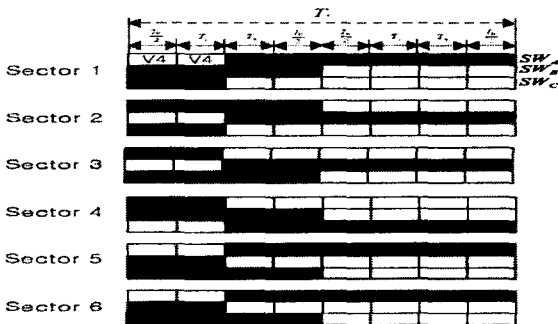
(b) 벡터 궤적

그림 3. 기존 PWM 방식의 스위칭 패턴과 벡터궤적
Fig. 3. Switching pattern and vector locus of conventional PWM method

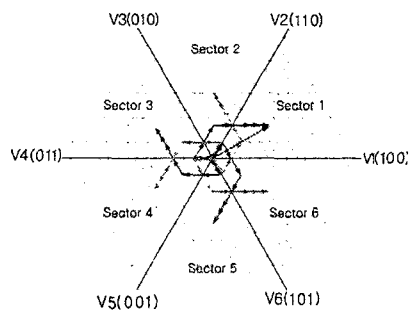
2.3. 제안된 PWM 기법

3상 변조 SVPWM에서는 그림 4에서처럼 3상의 전압 지령치 중 중간 전압 지령치와 가장 작은 전압 지령치의 상을 샘플링 주기 전반부에서 턴온하게 한다.

그러므로 이 논문에서는 기존의 3상 공간 변조 전압 PWM에서 무효벡터 스위칭 상태를 제거하기 위하여 아래 그림 4(a)와 같이 3상의 스위칭 턴온 시점을 재구성하였다.



(a) 스위칭 패턴



(b) 벡터 궤적

그림 4. 제안된 PWM 방식의 스위칭 패턴과 벡터궤적
Fig. 4. Switching pattern and vector locus of proposed PWM method

가장 큰 전압 지령치의 상을 샘플링 주기 후반부에서 턴오프하게 하여 턴 온과 턴오프 시점만 변경한다.

이와 같이하면 기존의 SVPWM와 같은 전압 지령치를 인버터에 인가하면서 무효벡터 구간을 제거하여 커먼 모드 전압이 $\pm V_{dc}/6$ 로 제한된다.

3. 시뮬레이션 결과

그림 5는 인버터-유도전동기 구동시스템을 시뮬레이션 하기 위한 전체 회로도이다.

2.2kW 유도 전동기 속도제어는 슬립주파수 제어 방식으로 PSIM 6.0 소프트웨어를 사용하여 시뮬레이션하였다.

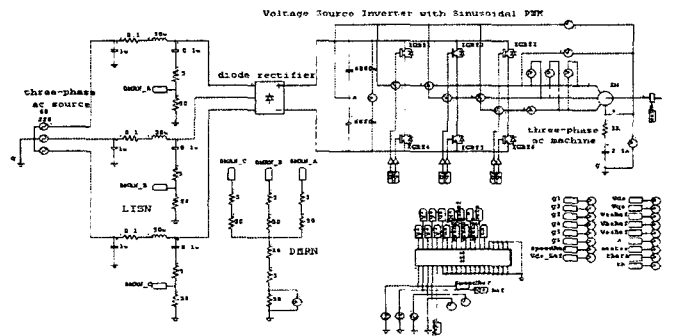


그림 5. PWM 인버터-유도전동기 구동시스템 시뮬레이션 회로도

Fig. 5. Simulation circuit of PWM inverter-induction motor drive system

슬립주파수 제어 및 PWM 발생부분은 DLL블록으로 구성하였다.

커먼 모드 전압은 PWM 인버터-유도전동기 구동시스템에서의 DC Link 중성점과 유도전동기 중성점 접지 간에 발생하는 전압이다.

그림 6의 (a)는 종래의 공간 전압 PWM 스위칭

기법의 커먼 모드 전압과 전류의 전체 파형이며, (b)는 일부분을 확대한 파형이다.

커먼 모드 전압은 $-V_{dc}/2 \leq V_{sn} \leq +V_{dc}/2$ 의 범위를 갖는다. 즉, 커먼 모드 전압은 약 $\pm 155[V]$ 정도의 최대값을 갖는다.

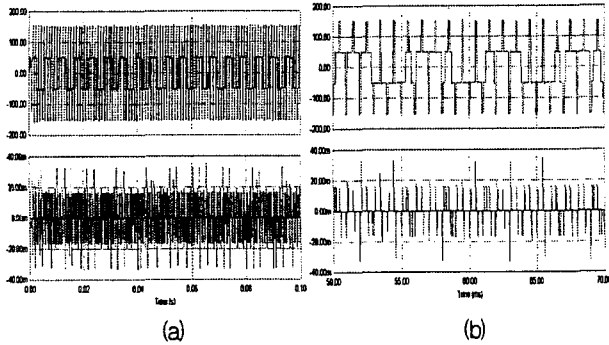


그림 6. 종래의 공간 전압 PWM 스위칭 기법의 커먼모드 전압 [100V/div] 및 커먼 모드 전류 파형[20mA/div]
Fig. 6. Common mode voltage and current waveforms of conventional SVPWM technique

그림 7의 (a)는 제안된 스위칭 기법을 적용한 커먼 모드 전압과 커먼 모드 전류의 전체 파형이며, (b)는 일부분을 확대한 파형이다.

제안된 스위칭 기법의 커먼 모드 전압의 범위는 $-V_{dc}/6 \leq V_{sn} \leq V_{dc}/6$ 이고, 커먼 모드 전압은 약 $\pm 52[V]$ 의 최대값을 갖는다.

또한 커먼 모드 전류의 최대값은 $\pm 20[mA]$ 가 흐르는 것을 볼 수 있다. 결과적으로 무효 벡터 구간인 $V_0(0,0,0)$ 나 $V_7(1,1,1)$ 이 제거되므로 종래의 커먼 모드 전압 보다 약 1/3배로 줄어들었다.

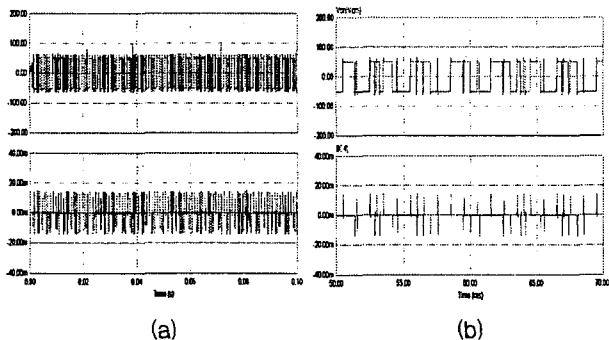


그림 7. 제안된 공간 전압 PWM 스위칭 기법의 커먼 모드 전압 [100V/div]과 커먼 모드 전류 파형 [10mA/div]
Fig. 7. Common mode voltage and current waveforms of the proposed SVPWM technique

4. 실험 결과

본 논문에서 제안한 스위칭 기법의 타당성을 입

증하기 위하여 TMS320VC31 DSP 보드와 3상 4극 1735[rpm], 2.2[kW] 유도전동기를 대상으로 실험하였다.

또한 전도노이즈를 측정하기 위해 입력전원-인버터간에 LISN을 설치하여 스펙트럼 분석기로 관찰하였다.

표2는 실험에 사용된 유도전동기의 상수를 나타내었다.

표 2. 유도전동기의 파라미터
Table 2. Parameter of Induction motor

정격 출력	2.2	[kW]
정격 전압	220	[V]
정격 전류	3.6	[A]
정격 주파수	60	[Hz]
정격 회전 속도	1735	[rpm]
극 수	4	[pole]
관성 모멘트	0.012	[kg/m ²]

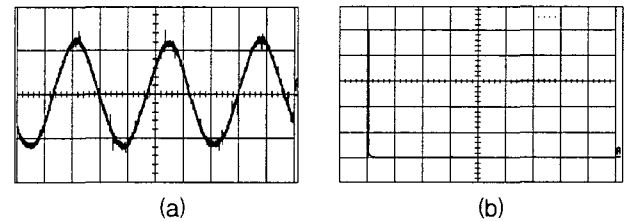


그림 8. 종래의 SVPWM 스위칭 기법의 한상의 전류 [2.5A/div] 및 FFT파형 [0.6A/div],[1KHz/div]
Fig. 8. A phase current and FFT waveforms of conventional SVPWM switching technique

그림 8은 종래의 공간 전압 PWM기법을 사용하였을 때 유도전동기 한상에 대한 전류 파형과 FFT 분석 결과이다.

그림 9는 제안된 스위칭 기법의 한상의 전류 파형과 FFT 분석으로 고조파가 공간전압 PWM 스위칭 기법에 비해 고조파가 다소 증가함을 볼 수 있다.

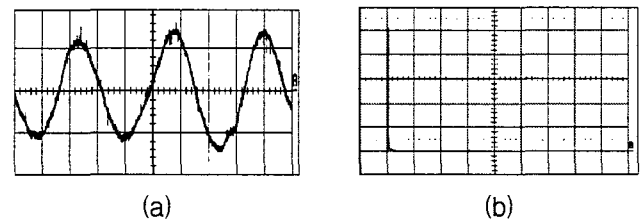


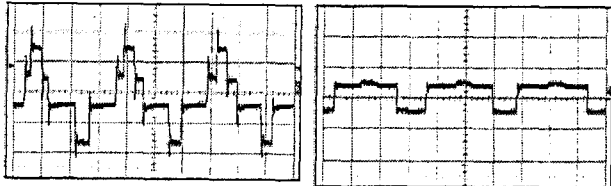
그림 9. 제안된 스위칭 기법의 한상의 전류 [2.5A/div] 및 FFT파형 [0.6A/div], [1KHz/div]
Fig. 9. A phase current and FFT waveforms of proposed SVPWM

그림 10은 커먼 모드 전압을 나타내는 실험 결과이다.

그림 10의 (a)는 종래의 공간전압 PWM 기법의

로 커먼 모드 전압의 피크 값이 $-V_{dc}/2 \leq V_{sn} \leq V_{dc}/2$ 까지(약 $\pm 155[V]$) 변화하는 것을 보여준다.

그림 10의 (b)는 제안된 공간 전압 PWM기법으로 $-V_{dc}/6 \leq V_{sn} \leq V_{dc}/6$ 까지(약 $\pm 50[V]$) 변화하는 것을 보여 준다.

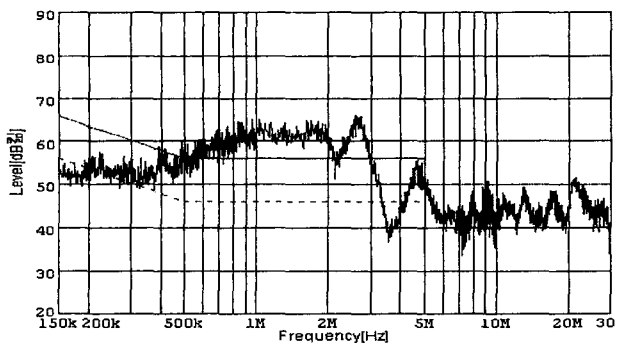


(a) 종래의 SVPWM [100V/div],[1msec/div]
(b) 제안된 SVPWM [100V/div],[1msec/div]

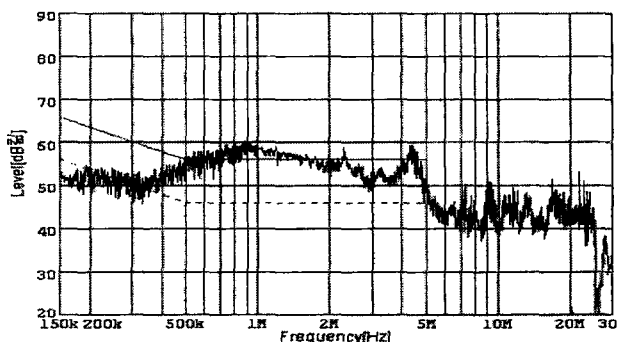
그림 10. 커먼 모드 전압 파형
Fig. 10. Common mode voltage waveforms

그림 11은 CISPR pub'#22 규제의 범위에서 전도 노이즈의 스펙트럼파형이다.

제안된 스위칭 기법을 적용하여 커먼 모드 전압을 제한함으로써 전도 노이즈가 1-2[MHz]에서는 약 10[dB μ V]정도, 2-3[MHz]에서는 15[dB μ V]정도 저감된 것을 확인 하였다.



(a) 종래의 SVPWM



(b) 제안된 SVPWM

그림 11. 커먼 모드 EMI의 스펙트럼 파형 비교
Fig. 11. Common mode EMI of Specurm waveforms

5. 결론

본 논문에서는 PWM 인버터-유도전동기 구동시스템에서 PWM 기법의 따른 전도노이즈의 영향을 비교 분석하여 다음의 결과를 얻었다.

1) 종래의 공간 전압 PWM 스위칭 기법의 커먼 모드 전압은 최대값이 $\pm V_{dc}/2$ 이지만 제안된 스위칭 기법은 무효벡터구간을 제한함으로써 $\pm V_{dc}/6$ 으로 낮아진다.

2) 제안된 스위칭 기법을 적용하여 커먼 모드 전압을 제한함으로써 전도 노이즈가 1-2[MHz]에서는 약 10[dB μ V]정도, 2-3[MHz]에서는 15[dB μ V]정도 저감된 것을 확인 하였다.

본 연구는 한국과학재단 목적기초연구 (2003-0572-000)지원으로 수행 되었습.

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. Applicat., vol. 32, pp. 250-259, Mar./Apr., 1996.
- [2] S. Ogasawara and H. Akagi, "Modeling and Damping of High-Frequency Leakage Currents in PWM Inverter-Fed AC Motor Driver Systems," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 32, pp. 1105-1114, Sep./Oct., 1996.
- [3] Ogasawara, S. Ayano, H. Akagi, H. "Measurement and reduction of EMI radiated by a PWM inverter-fed AC motor drive system", Industry Applications, IEEE Transactions on , Vol. 33 , Issue 4 , pp 1019 - 1026, July/Aug. 1997
- [4] 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.
- [5] M. Cacciato, A. Consoli, G. Scarcella, and A. Testa, "Reduction of Common Mode Currents in PWM Inverter Motor Drives," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 35, no. 2, pp. 469-476, Mar./Apr., 1999.
- [6] 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.
- [7] Kyu-Hyun Park, Lee-Hyun Kim, Chung-Yuen Won, Gyu-Sik Kim, Se-Wan Choi, Nyon-Kun Hahm, "A Switching Technique for Common Mode Voltage Reduction of PWM-Inverter Induction Motor Drive System using the DSP320F240", ICEE(The International Conference on Electrical Engineering), pp 602~697, 2002.7.
- [8] H. W. wan der Broeck, H. C. Skudelny, and G. V. Stanke, "Analysis and Realization of a Pulsewidth Modulator Based on Voltage Space Vectors," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 24, no. 1, pp. 142-150, Jan/Feb., 1988.