PWM 스위칭 기법에 의한 유도전동기 구동시스템의 전도노이즈 저감

(Conducted EMI reduction of Induction Motor Drive System by PWM switching technique)

천광수* · 이원철* · 김이훈* · 김수석** · 원충연*
(Kwang-Su Chun · Lee-Won Cheol · Lee-Hun Kim · Soo-Seok Kim · Chung-Yuen Won)
(성균관대학교* · 서울산업대학교**)

Abstract

Conventional SVPWM method has null switching vectors. Null switching vectors cause common-mode voltage making high in induction motor drive system. New SVPWM method without using null switching vectors are proposed in the paper. So, new SVPWM method reduces the common mode voltage for induction motor drive system. It is realized by changing software without adding hardware to induction motor drive system. Simulation results show that common-mode voltage adapting proposed method are reduced regarding conventional method.

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. 그리고, 전력 반도체 소자의 발달로 인해, 유도전동기의 가변속 운전이 용이해지면서 더욱 널리 사용이 되고 있다.

유도전동기의 속도 가변은 전압과 주파수를 변경함으로써 가능한데, 이는 주로 PWM인버터를 사용한다. 그러나 PWM 인버터를 사용하므로 전도노이즈 문제가 발생한다.

이는 유도전동기의 고정자 권선과 철심 간의 기생 커패시터를 경유하는 누설전류가 원인이다. 이에 따른 대책으로 고정자 권선과 접지점 사이의 전압, 즉 커먼 모드 전압을 저감하는 방법으로 누설전류를 제한하는 연구가 발표되었다[1],[2].

일반적으로 커먼 모드 전압의 저감은 전도노이즈 저감으로 이어진다. 이는 전도노이즈의 발생원 중 하나인 누설전류가 줄어들면서 전도노이즈가 저감이 된다[3].

커먼 모드 전압을 저감 하는 방법으로 크게 하드웨어적인 방법과, 소프트웨어적인 방법이 있다.

먼저 하드웨어적인 방법은 인버터 출력단에 필터를 삽입하여 커먼 모드 전압을 줄이는 방법이다. 이 방법의 단점은 대상 시스템이 변경 될 때마다 필터를 다시 설계를 하여야 하며, 정확한 성능을 구현하기 위해서는 시스템 전체의 커먼 모드 회로상의 모든 정수를 비교적 정확히 측정하여야 한다.

하드웨어적인 방법에 비하여 소프트웨어적인 방법은 PWM 신호를 변경하여 인버터에 인가하는 방식이다. 이는 커먼 모드 전압이 스위칭 상태에 따라, 그 크기가 결정되기 때문에 스위칭 기법을 개선함으로써 전도노이즈를 저감할 수 있다.

특히, 스위칭 상태가 (0,0,0), (1,1,1)인 무효벡터 구간에서 커먼 모드 전압이 가장 크게 발생하게 되므로, 무효벡터 구간에 다른 벡터를 인가하는 방법이나, 기수 벡터 또는 우수 벡터만을 인가하여 그 크기를 제한하는 방법이 있다.

이는 부가적인 하드웨어에 의한 부피나 가격 등이 증가하지 않고, 대상이 변경되어도 동일하게 적용이 가능하다는 장점이 있다[4-6].

본 논문에서는 소프트웨어적인 방법을 적용하여 하드웨어 변경 없이 커먼 모드 전압의 저감을 시뮬레이션을 통하여 확인하였다.

2. PWM 인버터와 커먼 모드 전압

2.1. 커먼 모드 전압

그림 1은 세 개의 인덕터와 저항으로 모사된 전동기에 접속된 접압형 인버터를 보여주고 있다. 여기서 전압-전류의 방정식은 다음과 같이 주어진다.

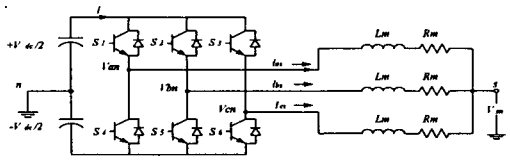


그림 1. 3상 전압형 인버터-유도전동기 구동시스템
Fig. 1. Three-phase voltage-souce inverter drive system

$$V_{an} - V_{sn} = R_m i_{as} + L_m \frac{di_{as}}{dt}$$
$$V_{bn} - V_{sn} = R_m i_{bs} + L_m \frac{di_{bs}}{dt} \quad (1)$$
$$V_{cn} - V_{sn} = R_m i_{cs} + L_m \frac{di_{cs}}{dt}$$

여기서

v_{an} , v_{bn} , v_{cn} : 인버터 출력 전압
i_{as} , i_{bs} , i_{cs} : 전동기 상전류
v_{sn} : 커먼모드 전압
이다.

그림 1에서 식 (1)의 방정식을 더하면 식(2)와 같이 유도된다.

$$v_{an} + v_{bn} + v_{cn} - 3v_{sn} = \left(R_m + L_m \frac{d}{dt} \right) \cdot (i_{as} + i_{bs} + i_{cs}) \quad (2)$$

전동기 부하가 평형일때의 3상 전류는 $i_{as} + i_{bs} + i_{cs} = 0$ 이므로 커먼 모드 전압은 식(3)과 같이 정해진다.

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

식 (3)은 단지 PWM 인버터의 스위칭 상태가 부하임피던스에 상관없이 커먼 모드 전압 V_{sn}을 결정함을 보여준다. 표 1은 인버터 스위칭 상태에 따른 V_{sn}의 변화를 정리하였다.

그림 2는 PWM 인버터의 스위칭 상태에 따른 커먼 모드 전압을 나타낸 것으로서, 매번 스위칭을 할 때마다 $1/3\ V_{dc}$의 크기를 갖고 6스텝 형태로 변화함을 알 수 있다[7].

표 1. 스위칭 상태에 따른 출력 전압과 커먼 모드 전압
Table 1. 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)	$-V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$
(0 0 1)	$-V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}/6$
(0 1 0)	$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/6$
(0 1 1)	$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}/6$
(1 0 0)	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/6$
(1 0 1)	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}/6$
(1 1 0)	$V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/6$
(1 1 1)	$V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$

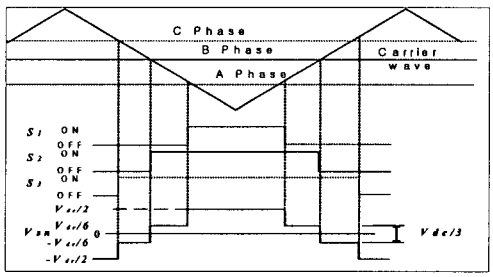


그림 2. PWM 인버터의 스위칭 상태에 따라 생성된 커먼 모드 전압 및 게이팅 신호의 파형
Fig. 2. The waveforms of the gating signal and common mode voltage created according to switching state of PWM inverter.

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.

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 우수한 특성을 가지고 있는 공간 전압 벡터 PWM이 현재 널리 사용

되어 지고 있다. 특히, 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].

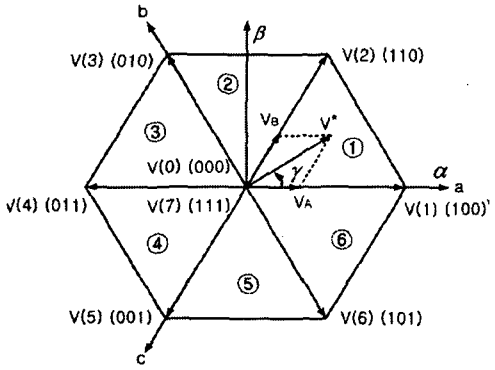


그림 3. 인버터의 출력전압 벡터
Fig. 3. Output voltage vector of inverter

공간 전압 벡터 PWM의 기본원리는, 그림 3에서 한 주기 내의 출력전압 지령치를, 삼각형의 각 변에 해당하는 유효벡터를 벡터적으로 합성하여 평균적으로 동일하게 만들어주는 것이다. 이 두전압의 인가시간의 합이 샘플링 주기 보다 작으면 나머지 시간 동안에는 무효벡터(영벡터)를 인가한다.

예를 들어 그림 3와 같이 지령전압 V^*가 영역 ①(0° ~ 60°)의 부분에 존재한다면 이 V^*에 인접한 V(1)과 V(2) 벡터에 투영된 V_A, V_B로 V^*를 시간적으로 합성할 수 있다. 이 원리를 식으로 표현하면

$$\int_0^{T_s} V^* dt = \int_0^{T_1} V(1)\,dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} V(2)\,dt + \int_{T_1+T_2}^{T_s} V(7)\,dt \quad (4)$$

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

$$V^* T_s = V(1)\,T_1 + V(2)\,T_2 \quad (5)$$

로 나타낼 수 있다. 따라서,

$$V^* = V(1)\frac{T_1}{T_s} + V(2)\frac{T_2}{T_s} = V_A + V_B \quad (6)$$

와 같이 되며, 여기서 T_1과 T_2는 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.

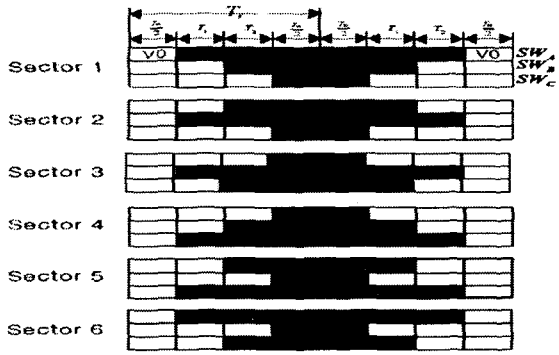
$$\begin{aligned} V(1) &= \frac{2}{3} V_{dc} e^{j0} \\ V(2) &= \frac{2}{3} V_{dc} e^{j\frac{\pi}{3}} \\ V^* &= |V^*| e^{j\gamma} \end{aligned} \quad (7)$$

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

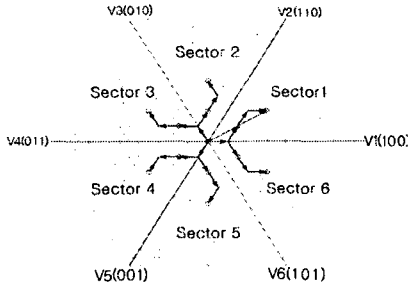
$$\begin{aligned} T_1 &= T_s \frac{|V^*|}{\frac{2}{3}V_{dc}} \frac{\sin(\frac{\pi}{3} - \gamma)}{\sin\frac{\pi}{3}} = \sqrt{3}\,T_s \frac{|V^*|}{\frac{2}{3}V_{dc}} \sin(\frac{\pi}{3} - \gamma) \\ T_2 &= T_s \frac{|V^*|}{\frac{2}{3}V_{dc}} \frac{\sin\gamma}{\sin\frac{\pi}{3}} = \sqrt{3}\,T_s \frac{|V^*|}{\frac{2}{3}V_{dc}} \sin\gamma \\ T_0 &= T_s - (T_1 + T_2) \end{aligned} \quad (8)$$

여기서 γ는 이 삼각형의 출발변으로부터 전압벡터 V^*까지 반시계방향으로 회전한 각을 나타내며 $0 \le \gamma < \pi/3$이다.

위 식들을 이용하여 지령치 전압이 섹터 1에 있을 경우 그림 4와 같은 스위칭 함수를 나타낼 수 있다. 그림 4에서 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 ± $V_{dc}/2$에 이르게 된다[9].



(a)스위칭 패턴



(b) 백터 궤적

그림 4. 기존 PWM 방식의 스위칭 패턴과 백터궤적
Fig. 4. Switching pattern and vector locus of convention PWM method

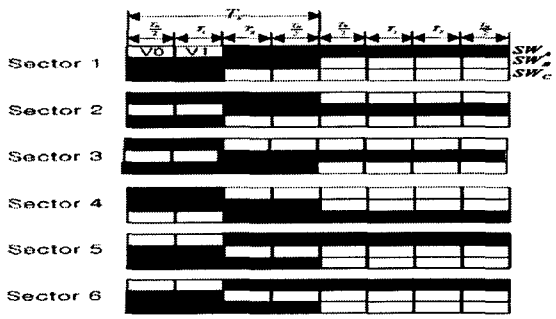
2.3. 제안된 PWM 기법

종래의 공간 전압 PWM 기법에서는 표 1에서처럼 8개의 전압벡터를 출력하게 하고, 전압벡터 8개중 V0(0,0,0), V7(1,1,1)은 부하에 실제 전압이 출력되지 않아 무효벡터라고 한다. 한편 유효벡터는 이와 반대되는 개념이다.

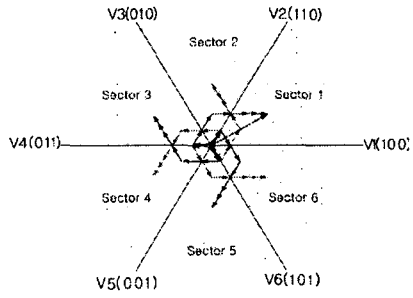
커먼모드 전압은 무효벡터가 인가되는 구간에서 $\pm 1/2V_{DC}$에 이르게 된다. 그러므로 이 논문에서는 3상변조 공간 전압 PWM에서 무효벡터 스위칭 상태를 제거하기 위하여 3상의 스위칭 턴온 시점을 재구성하였다.

3상변조 SVPWM에서는 그림 5에서처럼 3상의 전압 지령치중 중간 전압 지령치와 가장 작은 전압 지령치의 상을 샘플링 주기 전반부에서 턴온하게 한다.

또한, 가장 큰 전압 지령치의 상을 샘플링 주기 후반부에서 턴오프하게 하여 턴온과 턴오프 시점만 변경한다. 이와 같이하면 기존의 SVPWM와 같은 전압 지령치를 인버터에 인가하면서 무효벡터 구간을 제거하여 커먼모드 전압이 $\pm 1/6V_{DC}$로 제한되게 된다.



(a) 스위칭 패턴



(b) 백터 궤적

그림 5. 제안된 PWM 방식의 스위칭 패턴과 백터 궤적
Fig. 5. Switching pattern and vector locus of proposed PWM method

3. 시뮬레이션 결과

제안된 스위칭 기법의 시뮬레이션은 PSIM 6.0을 이용하여 구현하였다. 시뮬레이션은 2.2kW 급의 유도전동기와 동일한 파라미터를 사용하고, V/f 슬립주파수 제어방식으로 구현하였으며, 스위칭 주파수는 3.3[kHz]이다.

그림 6는 인버터-유도전동기 구동시스템을 시뮬레이션 하기 위한 전체 회로도이다. V/f 슬립주파수 제어 및 PWM 발생부분은 DLL블록으로 구성하였다. 전도노이즈에 해당하는 커먼모드 전압은 PWM 인버터-유도전동기 구동시스템에서의 DC Link 중성점과 유도전동기 중성점 접지간에 발생되는 전압으로 모사하였다.

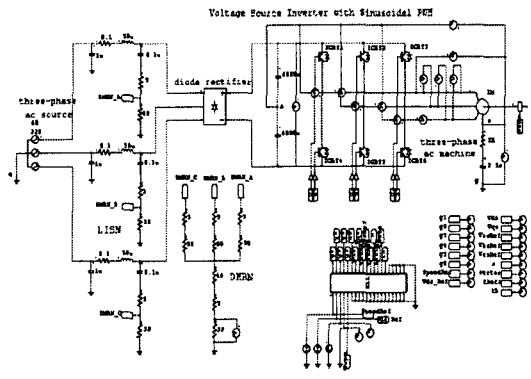
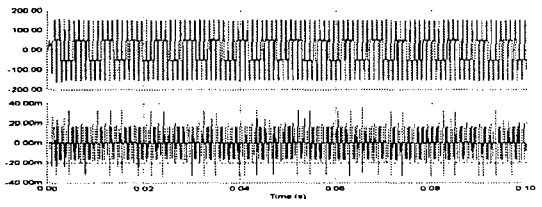


그림 6. PWM 인버터-유도전동기 구동시스템 시뮬레이션 회로도
Fig. 6. Simulation circuit of PWM inverter-induction motor drive system

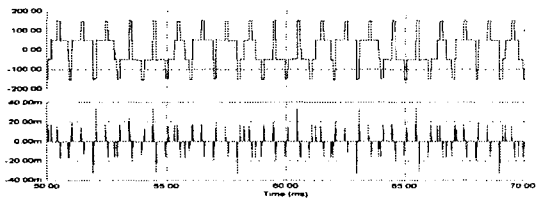
그림 7의 (a)는 종래의 공간 전압 PWM 스위칭 기법의 커먼 모드 전압과 전류의 전체 파형이며, (b)는 일부분을 확대한 파형이다.

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

커먼 모드 전류의 최대값은 ±40[mA]이다.



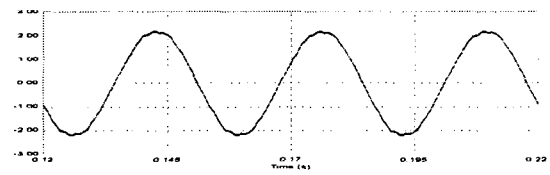
(a)



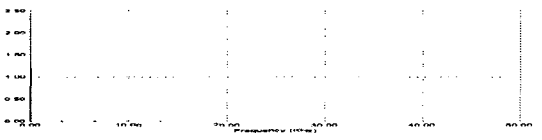
(b)

그림 7. 종래의 공간 전압 PWM 스위칭 기법의 커먼 모드 전압 [100V/div] 및 커먼 모드 전류 파형 [20mA/div]

Fig. 7. Common mode voltage and current waveforms of conventional SVPWM



(a)

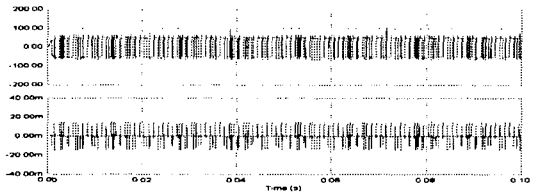


(b)

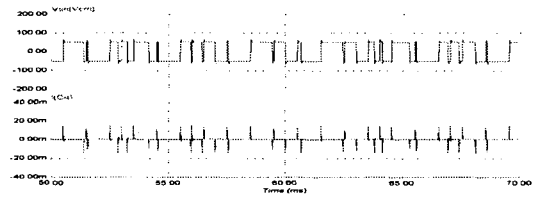
그림 8. 종래의 공간 전압 PWM 스위칭 기법의 한 상의 전류 [1A/div] 및 FFT 분석 [0.5A/div],[10KHz/div]

Fig. 8. A phase current and FFT waveforms of conventional SVPWM

그림 8는 종래의 공간 전압 PWM 스위칭 기법의 유도전동기 한상에 대한 전류 파형과 FFT 분석 결과를 보여주고 있다. 한상의 전류 FFT 분석 결과를 보면 스위칭 주파수 대역에서 고조파 성분이 발생함을 알 수 있다.



(a)



(b)

그림 9. 제안된 공간 전압 PWM 스위칭 기법의 커먼 모드 전압 [100V/div]과 커먼 모드 전류 파형 [10mA/div]

Fig. 9. Common mode voltage and current waveforms of proposed SVPWM

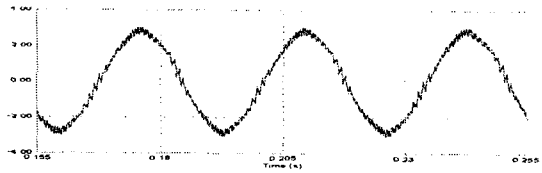
그림 9의 (a)는 제안된 스위칭 기법을 적용한 커먼 모드 전압과 커먼 모드 전류의 전체 파형이며, (b)는 일부분을 확대한 파형이다.

제안된 스위칭 기법의 커먼 모드 전압의 범위는 $-V_{dc}/6 \leq V_{sn} \leq V_{dc}/6$이고, 커먼 모드 전압은 약 ±52[V]의 최대값을 갖는다. 또한 커먼 모드 전류의 최대값은 ±20[mA]가 흐르는 것을 볼 수 있다.

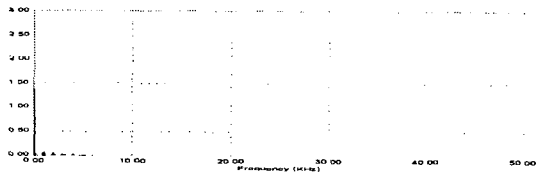
결과적으로 무효 벡터 구간인 (0,0,0)이나 (1,1,1)이 제거되므로 종래의 커먼 모드 전압 보다 약 1/3배정도 줄어들었다.

즉, 약 ±100[V] 정도 커먼 모드 최대값이 줄어듬을 확인 할 수 있다. 이는 커먼 모드 전압의 저감에 따른 전도노이즈 저감을 예상 할 수 있다.

그림 10은 제안된 스위칭 기법에서의 전동기 한상의 전류 파형과 FFT 분석 결과를 보여주고 있다. 정현파 PWM과 종래의 공간 전압 PWM 스위칭 기법에 비해 고조파가 다소 증가함을 볼 수 있다.



(a)



(b)

그림 10. 제안된 공간 전압 PWM 스위칭 기법의 한 상의 전류 [1A/div] 및 FFT 분석 [0.5A/div], [10KHz/div]

Fig. 10. A phase current and FFT waveforms of conventional SVPWM

4. 결 론

본 논문에서는 PWM 인버터-유도전동기 구동시스템에서 PWM 기법의 따른 전도노이즈의 영향을 비교 분석하였다.

전도노이즈에 영향을 주는 커먼 모드 전압을 저감하기위한 새로운 스위칭 기법을 제안하고 시뮬레이션 통하여 이론적인 부분을 확인하였으며 다음과 결과를 얻었다.

1) 시뮬레이션은 PSIM6.0의 DLL을 이용해서 그 타당성을 검증하였다. 커먼모드 저감 방법을 소프트웨어 적인 방법으로 처리하였다.

2) 종래의 공간 전압 PWM 스위칭 기법의 커먼모드 전압은 최대값이 $\pm V_{dc}/2$인 것에 비해 제안된 스위칭 기법은 무효벡터구간을 제한함으로써 커먼 모드 전압의 최대값을 $\pm V_{dc}/6$으로 저감하였다. 일반적으로 커먼 모드의 저감은 전도노이즈 저감과 관련이 있으므로, 전도노이즈 저감이 된다.

3) 제안된 스위칭 기법은 종래의 공간 전압 PWM 스위칭 기법에 비해 무효벡터를 제한함으로써 전류 맥동 및 고조파가 증가한다.

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

참 고 문 헌

[1] J. Erdman, R. J. Kerkman, D. W. Schlegel, and GL. 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-Hun 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.

[9] 설승기, "전기기기제어론", 도서출판 브레인 코리아, pp. 252-261.