

## DSP320F240을 이용한 PWM-Inverter구동 시스템에서의 전도노이즈 저감을 위한 스위칭 기법

박현석, 박규현, 김이훈, 한성용, 원충연, 김영렬\*  
성균관대학교, 안양대학교\*

### A Switching Technique for Common Mode Voltage Reduction of PWM-Inverter System using the DSP320F240

Park Hyun Seok, Park Kyu Hyun, Kim Lee Hun, Han Sung Yong  
Won Chung Yuen, Kim Young Real  
Sung Kyun Kwan University, Anyang University\*

#### ABSTRACT

Much attention has been given to EMI effects created in variable speed ac drive system. Zero switching states of inverter control invoke large common mode voltage.

This paper focuses on the switching techniques to mitigate common mode voltage.

This paper proposes a common-mode voltage reduction method based on sinusoidal pulse width modulation in three phase PWM inverter system. By using three carriers wave displaced by 120 degrees, it is possible to eliminate a common mode voltage pulse in one control period.

Simulation and experimental results show that common mode voltages in the proposed technique are reduced more than conventional technique.

#### 1. 서 론

IGBT와 같은 고속 스위칭 소자의 발달로 인해 전압형 PWM 인버터의 스위칭 주파수의 증가가 가능하게 되었으며, 그로 인해 매우 우수한 동작 특성을 가지게 되었다. 그러나 고속 스위칭은 전압과 전류의 급격한 변화로 인해 모터 내부의 부유커패시터를 통하여 대지로 흐르는 고주파 누설전류를 발생하고, 베어링 전류와 축전압으로 인한 전동기의 수명 저하, 전도, 방사 노이즈 발생 등의 문제를 발생시킨다<sup>[1,2,3,4]</sup>.

커먼 모드 전압을 저감하는 방법을 크게 나누면

하드웨어적인 방법과 소프트웨어적인 방법이 있다. 하드웨어적인 대표적인 방법으로는 필터 등을 삽입하여 커먼 모드 전압을 줄이는 방법이 있는데 이러한 경우에는 저감 대상이 변경 될 때마다 필터를 새로이 설계를 하여야 하며, 부피나 가격 등이 증가하게 되는 단점이 있다.

소프트웨어적인 방법에는 PWM신호를 변경하는 방법이 있는데, 이러한 방법은 부가적인 하드웨어에 의한 부피나 가격 등이 증가되지 않고, 대상이 변경되어도 동일하게 적용이 가능하다는 장점이 있다.

그러므로 본 논문에서는 부가적인 하드웨어 삽입이 필요하지 않는 소프트웨어적으로 전도노이즈 저감 방법을 제안하였다.

#### 2. PWM 인버터와 커먼 모드 전압

그림 1은 인덕터와 저항으로 모델링된 전동기에 접속된 전압형 인버터를 보여주고 있다. 여기서 전압-전류 방정식은 다음 식과 같이 주어진다.

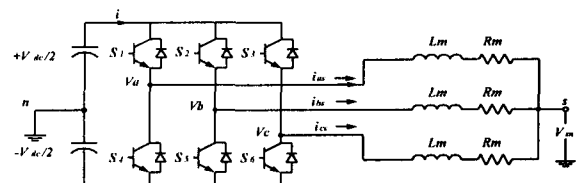


그림 1. 3상 전압형 인버터-유도전동기 구동시스템

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

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 부하 임피던스에 상관없이 커먼 모드 전압  $V_{sn}$ 을 결정함을 보여준다. 표 1은 인버터 스위칭 상태에 따른  $V_{sn}$ 의 변화를 정리하였다.

표 1 스위칭 상태에 따른 출력 전압과 커먼 모드 전압

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)	$V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$

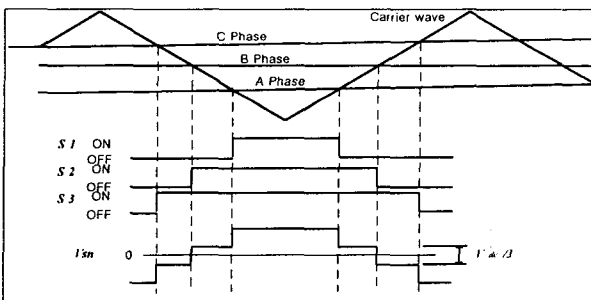


그림 2. PWM 인버터의 스위칭 상태에 따라 생성된 커먼 모드 전압 및 게이팅 신호의 파형

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.

이와 같이 PWM 인버터에 의해 생성된 커먼 모드 전압  $V_{sn}$ 은 유도전동기 내의 고정자 권선과 고정자 외함 사이에 존재하는 부유커패시터를 통해 접지단자로 흐르는 고주파누설전류  $i_{cm}$ 의 원인이 되고, 고주파 누설 전류에 대한 경로는 그림 3과 같다.<sup>[5]</sup>

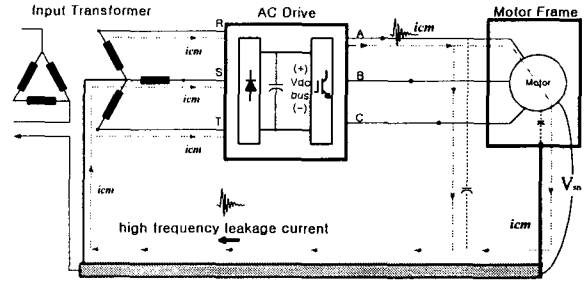


그림 3. PWM 인버터로 구동되는 유도전동기 시스템과 고주파 누설 전류

### 3. 커먼 모드 전압을 저감하기 위해 제안된 스위칭 기법

#### 3.1 종래의 정현파 PWM의 스위칭 기법

그림 4는 정현파 기준 입력을 삼각파 캐리어 한 주기와 비교하였다. 정현파 PWM에서 삼각파 캐리어의 한 주기동안 Duty는 정현파인 기준 값에 의해 정해지고, 모두 같은 삼각파 캐리어를 사용하여 스위칭 함수가 정해진다.

따라서 3상의 스위칭 상태가 모두 같은 무효 벡터(0 0 0)와 (1 1 1)이 인가되게 된다. 이에 따라 커먼 모드 전압이  $\pm V_{dc}/2$ 에 이르게 된다.

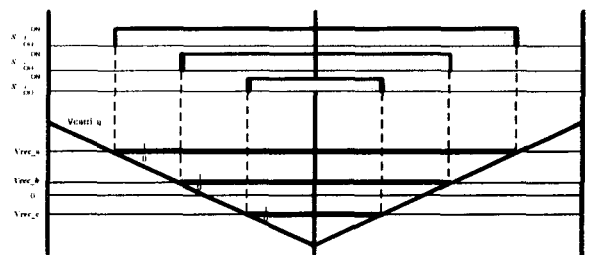
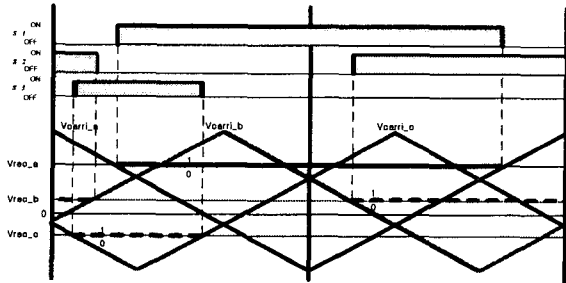


그림 4. PWM과 삼각파 캐리어 한 주기 동안의 스위칭

#### 3.2 제안된 정현파 PWM의 스위칭 기법

그림 5는 3상의 스위칭 상태가 모두 같은 무효 벡터(0 0 0)과 (1 1 1)이 인가되는 것을 피하기 위해서 각각 120도의 위상 차를 갖는 3개의 삼각파 캐리어와 기준신호를 비교한 것이다.

이와 같은 스위칭 기법을 통하여서 한 주기 동안 무효 벡터가 인가되는 것을 막을 수 있으며, 언제나 커먼 모드 전압은  $\pm V_{dc}/6$ 가 걸리게 된다. 즉, 종래의 SPWM보다 1/3배만큼 커먼 모드 전압을 저감 할 수 있다.



4. 제안된 기법의 구현

제안된 스위칭 기법을 구현하기 위하여 Altera사의 Max Plus시리즈를 사용하였다.

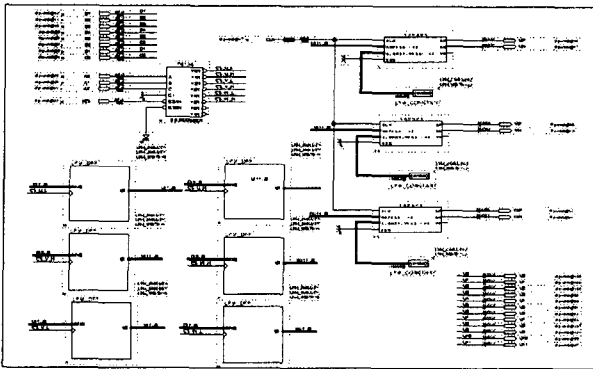


그림 6. 제안된 EPLD 구성도

그림 6에서 120도의 위상차를 갖는 3개의 삼각파 캐리어를 구현하기 위하여 각각의 카운터 시작 시간을 지연하였고, CMP블럭에서 기준 신호와 각각의 삼각파 캐리어를 비교한 다음, 데드타임 블록을 거쳐 PWM신호를 발생하였다.

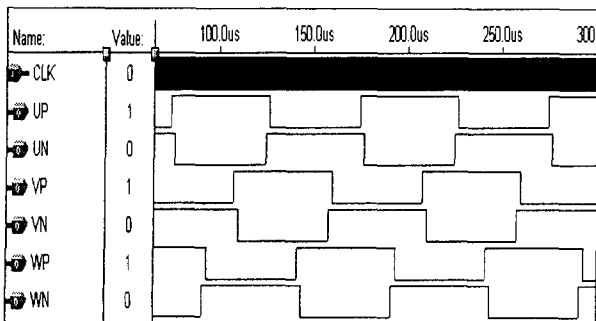


그림 7. 제안된 EPLD의 시뮬레이션 파형

## 5. 시뮬레이션 결과

본 논문에서 제안된 스위칭 기법을 확인하기 위해 종래의 Sinusoidal PWM 스위칭 방식과 제안된 스위칭 방식을 Psim 4.1로 시뮬레이션 하였다.

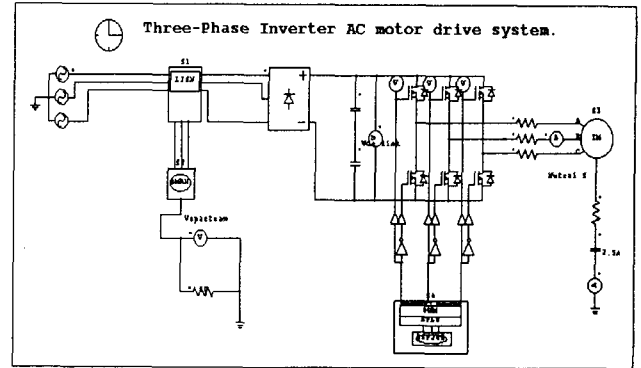


그림 8. 시뮬레이션 회로도

그림 9는 종래의 PWM-인버터 구동시스템에서의 커먼 모드 전압과 전류이며, 이때 커먼 모드 전압은  $-V_{dc}/2 \leq V_{sn} \leq +V_{dc}/2$ 의 범위를 갖는다. 커먼 모드 전류의 피크값이 40mA ~ 50mA이고 무효벡터 구간이 인가됨을 볼 수 있다

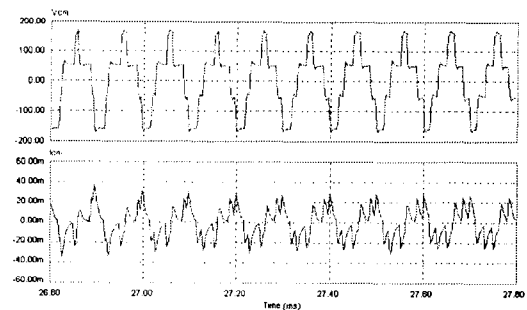


그림 9. 종래 스위칭 기법의 커먼모드 전압[100V/div] 및 커먼 모드 전류 파형

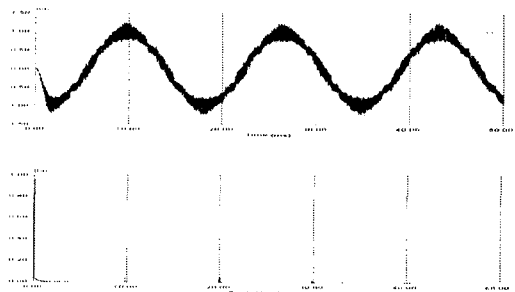


그림 10. 종래 스위칭 기법의 한상의 전류 및 FFT분석[0.5A/div], [10Khz/div]

그림 10은 종래 스위칭 기법의 한 상의 전류 파형과 FFT 분석한 결과를 보여주고 있다.

FFT 분석 결과를 보면 스위칭 주파수대역에서만 약간의 고조파 성분이 보이고 있음을 알 수 있다.

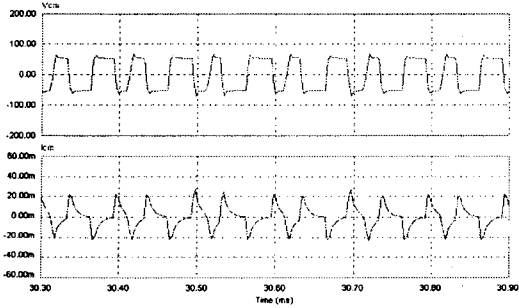


그림 11. 제안된 스위칭 기법의 커먼 모드전압 [100V/div]과 커먼 모드 전류 파형

그림 11은 제안된 스위칭 기법을 적용한 커먼 모드 전압과 커먼 모드 전류의 파형이다. 인가되는 커먼 모드 전압의 범위는  $-V_{dc}/6 \leq V_{sn} \leq +V_{dc}/6$ 이고, 커먼 모드 전류의 피크 값은 20mA가 흐르는 것을 볼 수 있다. 결과적으로 영벡터 구간인 (0 0 0)이나 (1 1 1)이 제거되므로 종래의 커먼 모드 전압 보다 1/3배정도 줄어들었다.

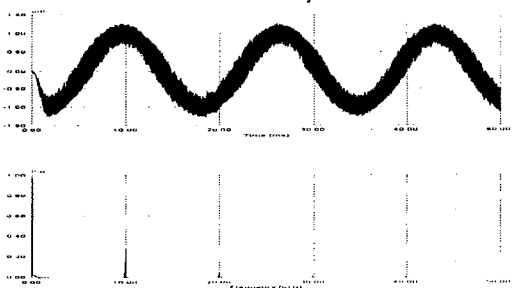


그림 12. 제안된 스위칭 기법의 한 상의 전류와 FFT분석 [0.5A/div], [10KHz/div]

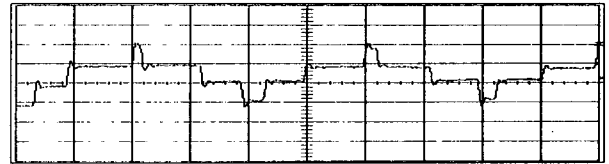
그림 12는 제안된 스위칭 기법에서의 한 상의 전류 파형과 FFT분석한 결과를 보여 주고 있으며 그림 10과 비교하여 볼 때 10KHz에서 다소 증가함을 볼 수 있다.

## 6. 실험 결과

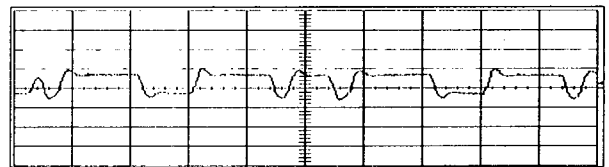
본 연구에서 제안한 스위칭 기법의 타당성을 입증하기 위하여 TMS320F240을 사용한 인버터로 실험하였다.

표 2. 측정 시스템의 사양

Input voltage	3 $\phi$ 220	V
Switching frequency	10	kHz
DC-link voltage	311	V
Main controller	DSP TMS320F240	
Rated voltage	220/380	V
Rated current	8.8/5.1	A
Rated power	2.2	kW
Rotated speed	1735	rpm
Pair pole number	4	



(a)

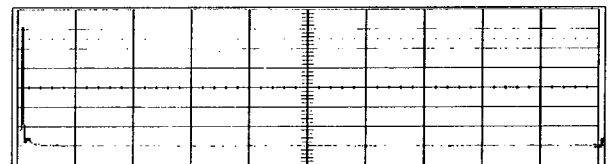
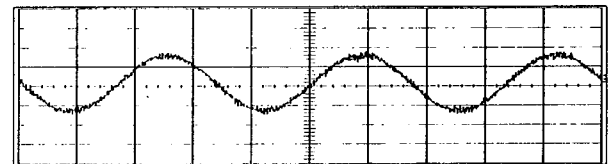


(b)

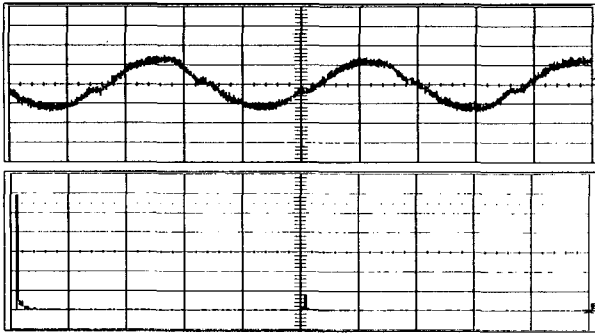
그림 13. 커먼 모드 전압 파형  
(a) 종래의 SPWM [100V/div].  
(b) 제안된 SPWM [100V/div].

그림 13(a)는 종래의 PWM 방식으로 제어되는 3상 인버터의 커먼모드 전압  $V_{sn}$ 의 파형이며, 이때 양의 peak값이 약 155V임을 알 수 있다.

즉 커먼모드 전압은 dc\_link단 전압의  $V_{dc}/2$ 이다. 그림 13(b)에서는 제안된 PWM기법의 커먼모드 전압  $V_{sn}$ 의 실험 파형이며, 커먼 모드 전압  $V_{sn}$ 의 양의 피크 값은 약 52V이고, dc\_link단 전압의  $V_{dc}/6$ 에 상당한다. 이것은 시뮬레이션 파형과 일치함을 볼 수 있다.



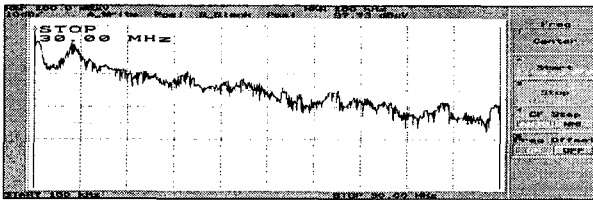
(a)



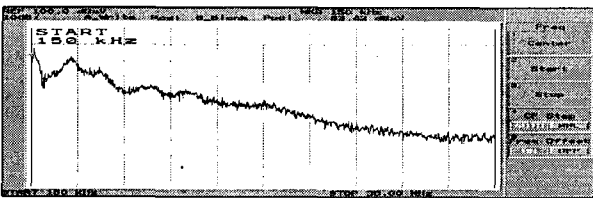
(b)  
 그림 14. 상전류 파형 및 FFT 분석  
 [1A/div], [2KHz/div]  
 (a) 종래의 SPWM (b) 제안된 SPWM

그림 14는 종래의 스위칭 기법과 제안된 스위칭 기법의 상 전류와 FFT분석 결과이며 시뮬레이션과 동일한 결과를 보여준다.

그림 15는 전도 노이즈의 스펙트럼 파형 (150kHz ~ 30MHz)이며, 커먼 모드 전압의 크기가 줄어들어 전도 노이즈가 저감된 것을 확인할 수 있다.



(a)



(b)

그림 15. 커먼 모드 EMI의 스펙트럼 파형  
 (a) 종래의 SPWM (b) 제안된 SPWM

## 7. 결 론

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) 제안된 스위칭 기법에 의해 스위칭 상태를 6개로 제한 할 수 있으며, 커먼 모드 전류를 저감하였다.

3) 제안된 스위칭 기법은 EPLD에 의해 3개의 다른 위상을 갖는 삼각파 캐리어를 구현하였고, 교류 전동기 구동에서 제어 성능에 영향을 주지않고 쉽게 소프트웨어로 가능함을 보였다.

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

## 참 고 문 헌

- [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] E. Zhong and T. A. Lipo, "Improvements in EMC Performance of Inverter-Fed Motor Drives," IEEE Trans. Ind. Applicat, vol. 31, pp.1247-1256, Nov/Dec. 1995.
- [3] S. Ogasawara and H. Akagi, "Modeling and Damping of High-Frequency Leakage Currents in PWM Inverter-Fed AC Motor Drive Systems," IEEE Trans. Ind. Applicat, vol. 32, pp. 1105-1114, Sep/Oct. 1996.
- [4] M. A. Cash and T. O. Habetler, "Insulation Failure Prediction in Inverter-Fed Induction Machines Using Line-Neutral Voltages," IEEE APEC Conf. pp. 1035-1039. 1998.
- [5] A. von Jouanne and P. Enjeti, "Application Issues for PWM Adjustable Speed AC Motor Drives", IEEE Industry Applications Magazine, pp. 10~18, Sep/Oct.
- [6] M. Cacciato, C. Cavallaro, A. Consoli, G. Scarcella, A. Testa, "A comparative analysis of highfrequency currents generated by pulsewidth modulation techniques," Electric Machines and Drives, 1999. International Conference IEMD '99, Page(s): 698-700.