

## 컨버터/인버터 시스템의 커먼 모드 노이즈 억제를 고려한 PWM 기법

이영민 이현동 설승기  
서울대학교 전기공학부 전력전자 연구실

### Advanced PWM Method for Reducing Common-Mode Noise in Converter/Inverter System

Young-min Lee, Hyeoun-dong Lee and Seung-ki Sul  
School of Electrical Engineering, Seoul National University  
<http://eepel.snu.ac.kr>

**Abstract** - This paper proposes the advanced PWM method which can reduce common-mode voltage in 3 phase PWM converter/inverter system. By shifting the zero voltage vector of inverter in a sampling period, it is possible to cancel out a common-mode voltage pulse defined by switching functions of converter and inverter. Without any loss of control performance of converter/inverter system, overall common-mode voltage can be reduced by one-third compared with that of conventional PWM scheme.

#### 1. 서 론

최근 IGBT 등과 같은 고속 스위칭이 가능한 전력용 반도체의 발달로 인해 인버터-교류전동기 시스템에서 커먼-모드(common-mode) 전압에 의한 여러 가지 문제점이 대두되고 있다. 커먼-모드(common-mode) 전압은 전동기 기생 캐패시터를 통하여 흐르는 접지 전류 [1,2], EMI (electro-magnetic interference) 문제 [3,4], 베어링 전류와 축전압 [5,6] 등과 밀접한 관련이 있으므로 이를 감소시키는 것이 매우 중요하다.

커먼 모드 전압을 억제하기 위하여 기존에는 주로 외부에 커먼-모드 초크(choke), 변압기 등을 장착하거나 [1,2], 3상 인버터에 부가의 레그(leg)를 설치하여 커먼-모드 전압을 상쇄시키는 방법 [7,8] 등이 연구되어 왔다. 그러나 이러한 방법들은 별도의 하드웨어를 필요로 하기 때문에 인버터의 가격 상승과 부피와 무게 증가를 가져올 뿐만 아니라, 각각의 시스템에 적합하도록 필터 정수값의 재설계가 요구된다는 단점이 있다. 최근에는 커먼-모드 전압을 고려한 PWM 기법이 관심을 끌고 있다 [9,10]. 이들 PWM 기법에서는 유효전압 벡터의 합성을 통해 영전압 벡터를 대체함으로써 커먼-모드 전압을 감소시키는 방법을 사용하였기 때문에 변조 지수를 충분히 증가시킬 수 없고, 영전압 벡터가 존재하지 않으므로 기존의 공간전압 벡터 PWM에서보다 전동기 상전

류의 리플 성분이 상당히 증가한다는 단점이 있다. 본 논문에서는 컨버터와 인버터의 영전압 벡터 인가 시점을 실시간으로 변경시켜 줌으로써 컨버터와 인버터의 커먼-모드 전압 펄스를 상쇄시켜 전체적으로 이를 감소시키는 새로운 PWM 기법을 제안하였다. 제안된 PWM 기법은 기존의 커먼-모드 전압 억제 기법과 달리 외부의 부가적인 하드웨어를 필요로 하지 않고 소프트웨어 상에서 간단히 구현된다. 또한 제안된 PWM 기법은 인버터-교류전동기 시스템의 제어 성능에 영향을 주지 않고 커먼-모드 전압만을 기존의 3상 대칭 PWM 기법에 비해 2/3로 감소시킬 수 있다. 본 논문에서는 3상 PWM 컨버터/인버터 시스템에서의 커먼-모드 전압과 스위칭 함수간의 관계를 해석적으로 구하였고, 이를 바탕으로 구현된 새로운 커먼-모드 전압 억제 PWM 기법의 유용성을 실험을 통하여 증명하였다.

#### 2. 커먼-모드 전압과 스위칭 함수의 관계

그림 1과 같은 3상 PWM 컨버터/인버터 시스템에서 가상의 접지점  $n$ 을 설정하여 컨버터와 인버터의 회로 방정식을 (1)과 (2)와 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} E_{ug} \\ E_{vg} \\ E_{wg} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} + L_s \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{un} \\ V_{vn} \\ V_{wn} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_{gn} \\ V_{gn} \\ V_{gn} \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \sigma L_s \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_{as} \\ E_{bs} \\ E_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{sn} \\ V_{sn} \\ V_{sn} \end{bmatrix} \quad (2)$$

이 때, 극전압  $[V_{un}, V_{vn}, V_{wn}]'$ 과  $[V_{an}, V_{bn}, V_{cn}]'$ 은 각 상의 스위칭 함수,  $S_i$  ( $i = u, v, w, a, b, c$ )를 이용하여 각각 (3)과 (4)와 같이 표현될 수 있다. 여기서  $S_i$

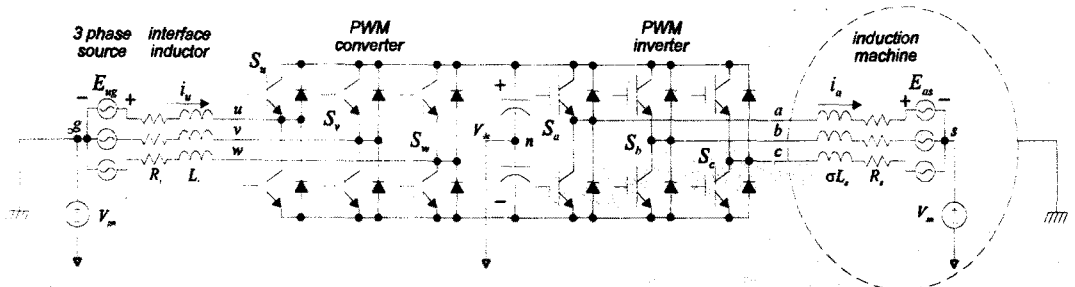


그림 1. 3상 PWM 컨버터/인버터 시스템.

는 1과 0의 값을 가지며 윗상 스위치가 ON이고 아랫상 스위치가 OFF 상태일 때 1, 윗상 스위치가 OFF이고 아랫상 스위치가 ON 상태일 때 0으로 정의된다.

$$\begin{bmatrix} V_{un} \\ V_{vn} \\ V_{wn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{2} \begin{bmatrix} 2S_u - 1 \\ 2S_v - 1 \\ 2S_w - 1 \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{2} \begin{bmatrix} 2S_a - 1 \\ 2S_b - 1 \\ 2S_c - 1 \end{bmatrix} \quad (4)$$

컨버터의 경우 (1)의 열벡터의 원소를 합하여 (5)를 얻을 수 있고, 인버터의 경우 (2)의 열벡터의 원소를 합하여 (6)을 얻을 수 있다. 입력 전원과 3상 부하의 평형을 가정하면 (5)와 (6)을 (7)과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} (E_{vg} + E_{vg} + E_{wg}) &= R_l \cdot (i_u + i_v + i_w) \\ &+ L_l \frac{d}{dt} (i_u + i_v + i_w) + (V_{un} + V_{vn} + V_{wn}) + 3V_{ng} \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} (V_{an} + V_{bn} + V_{cn}) &= R_s \cdot (i_a + i_b + i_c) \\ &+ \sigma L_s \frac{d}{dt} (i_a + i_b + i_c) + (E_{as} + E_{bs} + E_{cs}) + 3V_{sn} \end{aligned} \quad (6)$$

$$(V_{an} + V_{bn} + V_{cn}) - (V_{un} + V_{vn} + V_{wn}) = 3V_{sg} \quad (7)$$

따라서 전동기 중성점과 전원의 중성점 사이의 전압(커먼-모드 전압),  $V_{sg}$ 는 (3), (4)와 (7)을 이용하여 (8)과 같이 스위칭 함수와 직류링크 전압으로 표현될 수 있다.

$$V_{sg} = \frac{V_{dc}}{3} \cdot [(S_a + S_b + S_c) - (S_u + S_v + S_w)] \quad (8)$$

그림 2는 공간 상에서 스위칭 함수에 따른 컨버터와 인버터의 출력전압 벡터를 도시하였다. 컨버터와 인버터의 출력전압 벡터에 따른  $V_{sg}$ 를 표1에 나타내었다. 표1에서 보아 알 수 있듯이  $V_{sg}$ 는 컨버터와 인버터의 스위칭 상태에 따라 7개의 전위가 존재하게 된다. 만일 컨버터와 인버터의 제어 주기가 동기되어 있지 않거나 각각의 제어주기가 동일하지 않다면, 컨버터가  $V_0$  ( $V_7$ )를 발생시키고 인버터의 영전압이  $V_7$  ( $V_0$ )으로 동시에 인가될 경우  $V_{sg}$ 는  $V_{dc}$  ( $-V_{dc}$ )의 값을 갖는다.

그러나 그림 3과 같이 한 제어 주기 ( $T_{samp}$ ) 내의 컨버터와 인버터의 영전압 인가시간은 항상  $T_{samp}$ 보다 작으므로 다음 식이 성립된다.

$$\frac{T_{zero, con}}{2} + \frac{T_{zero, inv}}{2} \leq T_{samp} \quad (9)$$

따라서, 컨버터와 인버터가 동일한 제어주기를 가지고 ON 구간과 OFF 구간이 동기되어 있다면, 컨버터와 인버터가 각각 발생시키는  $V_0$  ( $V_7$ )와  $V_7$  ( $V_0$ )의 영전압이 동시에 인가될 수 없기 때문에  $V_{sg}$ 의 최고값의 크기가  $2/3 V_{dc}$ 로 감소될 수 있다.

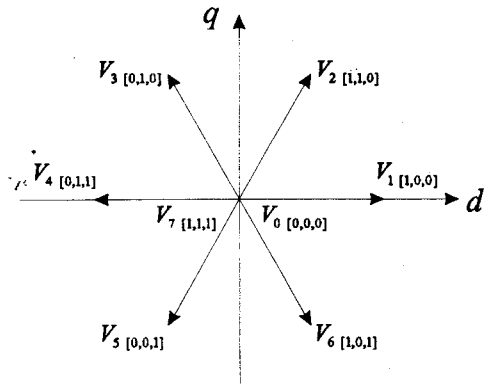


그림 2. d, q 좌표계에서의 공간 벡터.

		인버터 스위칭			
		$V_1, V_3, V_5$	$V_2, V_4, V_6$	$V_0$	$V_7$
컨버터 스위칭	$V_1, V_3, V_5$	0	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$
	$V_2, V_4, V_6$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	0	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	$\frac{V_{dc}}{3}$
	$V_0$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$	0	$V_{dc}$
	$V_7$	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-V_{dc}$	0

표 1. 컨버터 인버터 스위칭과 커먼 모드 전압  $V_{sg}$ .

### 3. 제안된 스위칭 방법과 커먼-모드 전압

그림 3은 컨버터와 인버터가 동일한 제어주기를 가지고 ON 구간과 OFF 구간이 동기되어 제어될 때의  $V_{sg}$ 를 도시하였다. 한 제어주기 ( $T_{samp}$ ) 내에서 커먼-모드 전압 ( $V_{sg}$ )은 컨버터와 인버터의 각 상 스위칭 상태가 전이될 때마다  $V_{dc}/3$ 의 크기로 6번 변함을 알 수 있다.

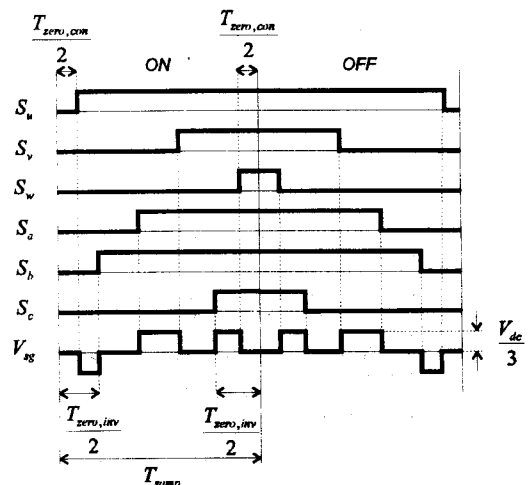


그림 3. 일반적인 컨버터/인버터 3상 PWM과 커먼-모드 전압의 파형.

실제의 전동기에서는 중성점과 접지사이에 기생 캐패시터가 존재하므로  $dv/dt$ 에 따른 커먼-모드 전류가 흐르게 된다. 따라서 기존의 방법에서는 커먼-모드 전압의 변동에 의한  $dv/dt$  전류는 한 제어 주기 내에서 6번의 펄스를 가진다.

본 논문에서는 컨버터와 인버터의 어느 한 레그(leg)의 스위칭이 동시에 발생하도록 게이팅을 인가하여, 상이한 스위칭 상태로 인해 발생하는 커먼-모드 전압 펄스를 상쇄시키는 PWM 방법을 제안한다. 기존의 3상 대칭 PWM의 경우처럼 제어 주기 내에서 유효전압을 중심으로 동일한 영전압을 인가하는 방법과 달리, 유효전압의 인가시점을 조정함으로써 커먼-모드 전압 펄스의 개수를 감소시킬 수 있다. 일반적으로 컨버터의 변조지수는 0.9 이상으로 인버터의 그것에 비해 크므로, 컨버터보다 인버터의 경우에서 스위칭 시점을 이동시킬 여부가 많다.

인버터의 스위칭 시점을 변경시키는 방법은 그림 4에서 보듯이 (a)에서처럼 인버터의 가장 이른 게이팅 시점을 컨버터의 가장 이른 게이팅 시점과 일치시키는 방법과, (b)에서와 같이 인버터의 가장 늦은 게이팅 시점을 컨버터의 가장 늦은 게이팅 시점과 일치시키는 방법의 두가지로 나눌 수 있다. 그림 3과 그림 4를 비교하였을 때, 위의 두가지 방법 모두 컨버터와 인버터의 게이팅을 일치시킴으로써 한 제어 주기 내의 커먼-모드 전압 펄스의 개수를 2개로 감소시킬 수 있음을 알 수 있다. 따라서 제안된 방법에서는 커먼-모드 전압의 변동에 의한  $dv/dt$  전류가 한 제어 주기 내에서 4번 발생하게 되어 외부의 하드웨어의 부착 없이 소프트웨어 상으로  $dv/dt$  전류를 기존의 2/3으로 감소시킬 수 있다.

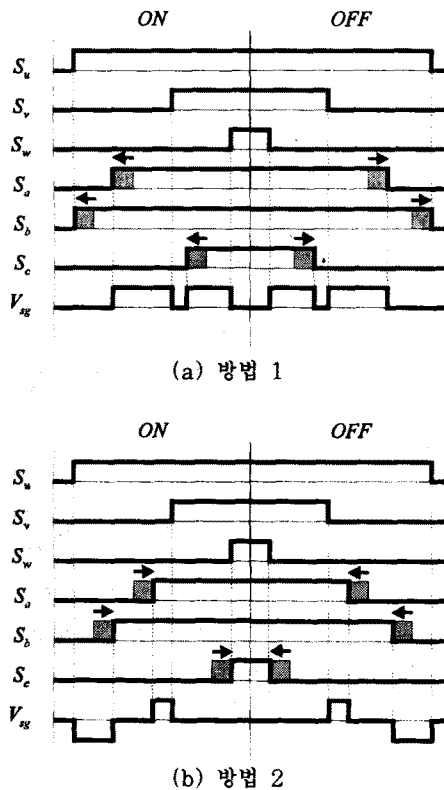


그림 4. 제안된 컨버터/인버터 3상 PWM과 커먼-모드 전압의 파형.

컨버터와 인버터의 전류제어에 있어서 상전류의 평균치를 직접적으로 제어하는 것은 유효전압 ( $V_1 \sim V_6$ )의 크기이므로, 인가되는 유효전압의 크기를 유지하기 위해서 이동된 스위칭 시점만큼 다른 두 상의 스위칭 시점도 이동시켜야 한다. 제안된 방법에서는 인버터의 한 제어주기 내에서 유효전압 배치를 변경하기 때문에  $V_0$ 와  $V_7$ 의 인가시간이 상이하게 된다. 따라서 기존의 3상 대칭 PWM에 비해 전동기 상전류의 리플이 커질 가능성이 있다.

전동기 상전류 리플의 크기는 영전압의 분배와 밀접한 관련이 있고, 기존의 3상 대칭 PWM의 경우 거의 최적의 상전류 리플을 발생시킨다. 따라서 본 논문에서는 방법 1과 2 중에서 전동기 상전류 리플의 크기를 가능한 한 최소로 증가시키는 방법을 선택하여 유효전압의 인가시점을 이동시킨다.

#### 4. 실험 결과

본 논문에서 제안된 커먼-모드 노이즈 억제제를 위한 PWM 방법의 검증을 위해서 실험을 행하였다. 실험을 위한 PWM 컨버터/인버터의 전력용 반도체로서 600V 150A급 IPM을 사용하였고, 이의 스위칭 주파수는 2.5kHz이다. 컨버터 측에서는 직류링크 전압을 370V로 제어하고 인버터 측에서는 22kW 유도전동기를 V/F 방식으로 제어하였다.

그림 5는 컨버터와 인버터의 제어주기가 동기화 된 상태에서 기존의 3상 대칭 PWM을 사용했을 때의  $V_{sn}, V_{gn}$ 과  $V_{sp}$ 를 나타내었다. 그림 5의 (a)에서 보아 알 수 있듯이  $V_{sp}$ 는 한 제어주기 내에서 컨버터와 인버터의 각 상 스위칭 상태가 전이될 때마다  $V_{dc}/3$ 의 크기로 6번의 상태 전이가 나타남을 알 수 있다. (b)는

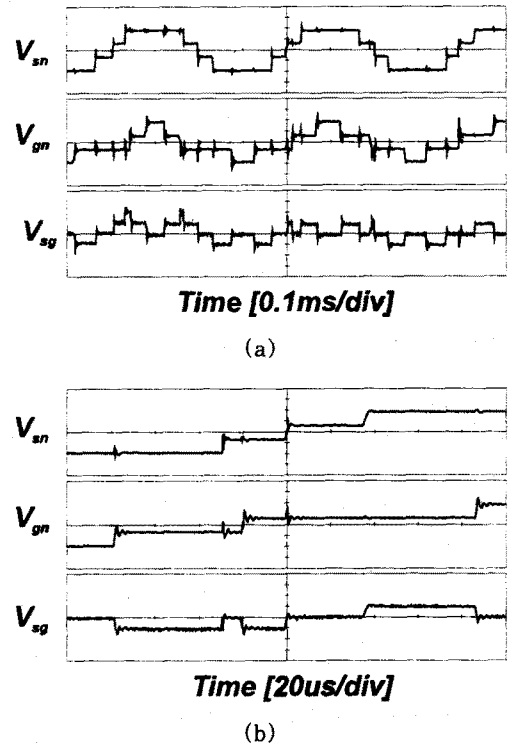


그림 5. 3상 대칭 PWM 방법을 이용할 경우의 커먼-모드 전압.  $V_{sc}$  (전압 : 100V/div).

시간축을 확대하여 한 제어주기의  $V_{sn}$ ,  $V_{gn}$ 와  $V_{sg}$ 를 나타내었다. 그림 6에는 제안된 PWM 방법을 이용했을 때의  $V_{sn}$ ,  $V_{gn}$ 와  $V_{sg}$ 의 파형이 나타나 있다. 그림 5와 비교해 볼 때,  $V_{sg}$ 의 변화가 한 제어 주기 동안 4번 상태가 전이되므로, 전체적으로 보아 제안된 방법을 사용하면 커먼-모드 노이즈를 기존의 것에 비해 2/3배로 줄일 수 있다. 제안된 방법을 적용하기 위해서는 데드타임 보상과 스위칭 소자의 ON, OFF 지연을 고려해서 스위칭 시간을 구해야 한다.

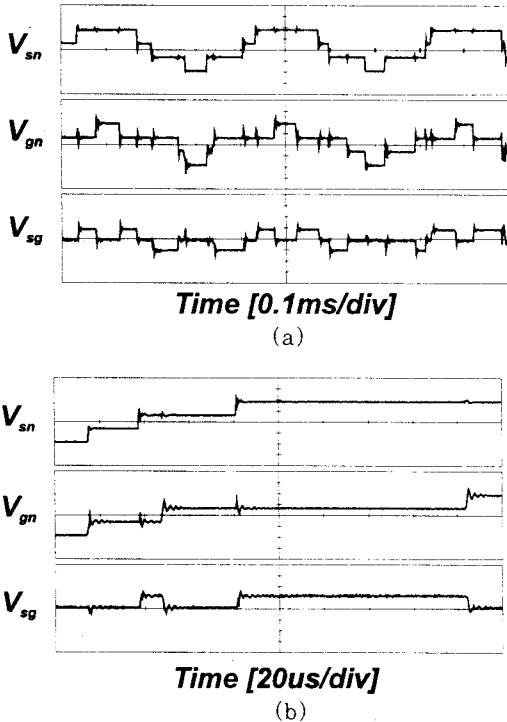


그림 6. 제안된 PWM 방법을 이용할 경우의 커먼-모드 전압,  $V_{sg}$  (전압 : 100V/div).

## 5. 결론

본 논문에서는 3상 PWM 컨버터/인버터 시스템에서 한 제어주기 내의 인버터 영전압( $V_0$ 와  $V_T$ ) 인가시간을 변경함으로써 커먼-모드 전압에 의한  $dv/dt$  전류를 감소시키는 새로운 PWM 방법을 제안하였다. 외부의 부가적인 하드웨어의 설치없이 소프트웨어적으로 제어하여 전체적인  $dv/dt$  전류를 2/3로 줄일 수 있음을 실험을 통하여 입증하였다. 제안된 PWM 방법은 영전압의 분배를 변경함으로써 구현되기 때문에 유도전동기 제어 성능이나 스위칭 주파수에는 영향을 미치지 않는다. 다만 기존의 3상 대칭 PWM 방법에 비해 유도전동기 상전류의 리플이 늘어나는 단점이 있다.

## 참고 문헌

- [1] Y. Murai, T. Kuvota and Y. Kawase, "Leakage Current Reduction for a High-Frequency Carrier Inverter Feeding an Induction Motor," *IEEE Trans. Industrial Applications*, vol. 28, no. 4, pp. 858-863, Jul./Aug., 1992.
- [2] S. Ogasawara and H. Akagi, "Modeling and Damping of High-Frequency Leakage Currents in PWM Inverter-Fed AC Motor Drive Systems," *IEEE IAS Annual Meeting*, pp. 29-36, 1995.
- [3] M. A. Jabbar and M. A. Rahman, "Radio Frequency Interference of Electric Motor and Associated Controls," *IEEE Trans. Industrial Applications*, vol. 27, no. 1, pp. 27-31, Jan./Feb., 1991.
- [4] E. Zhong, S. Chen and T. A. Lipo, "Improvement in EMI Performance of Inverter-Fed Motor Drives," *IEEE APEC Conf. Rec.*, pp. 608-614, 1994.
- [5] S. Chen, T. A. Lipo and D. Fitzgerald, "Modeling of Motor Bearing Currents in PWM Inverter Drives," *IEEE IAS Annual Meeting*, pp. 388-393, 1995.
- [6] J. M. 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. Industrial Applications*, vol. 32, no. 2, pp. 250-259, Mar./Apr., 1996.
- [7] A. L. Julian, T. A. Lipo and G. Oriti, "Elimination of Common Mode Voltage in Three Phase Sinusoidal Power Converters", *IEEE PESC Conf. Rec.*, pp. 1968-1972, 1996.
- [8] S. Ogasawara, H. Ayano and H. Akagi, "An Active Circuit for Cancellation Common-Mode Voltage Generated by a PWM Inverter", *IEEE PESC Conf. Rec.*, pp. 1547-1553, 1997.
- [9] 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.
- [10] M. Cacciato, A. Consoli, G. Scarcella and A. Testa, "Continuous PWM to Square Wave Inverter Control with Low Common Mode Emissions," *IEEE PESC Conf. Rec.*, pp. 871-877, 1998.