

4 스위치를 이용한 구형파 역기전력을 갖는 BLDC구동에 관한 연구

이준환, 안성찬, 현동석  
한양대학교 전기공학과

A BLDCM Drive with Trapezoidal Back EMF using 4 Switch Three-Phase Inverter

Joon-Hwan Lee, Sung-Chan Ahn, Dong-Seok Hyun  
Dept. of Electrical Engineering, HanYang University

**Abstract** - The BLDCM(Brushless DC motor) has been the Trapezoidal Back Electromotive Force(EMF) due to a surface magnet rotor with nonlinear distribution and full-pitch windings. Theoretically, it should be fed with rectangular phase current in order to minimize torque ripple. But, because voltage source inverter drives BLDCM, perfectly rectangular phase currents are not available. Now in this paper, using fourier series coefficients, calculating the coefficients of harmonic current within available orders and each harmonic component are controlled on stationary frame. Only using four switches, low cost and small size drive can be made and proposed method will be more useful in industrial. Simulation and experimental results prove the validity of the proposed method.

1. 서론

BLDC는 동기전동기의 구조에 DC전동기와 유사한 전류 대 토크, 속도 대 전압의 특성을 갖고 있으며 장점으로는 고효율, 높은 Power Density, 기계적인 브러시의 제거로 인한 저소음 그리고 저 유지비용을 들 수 있다[1]. 하지만, 구형파 역기전력을 갖는 BLDC에서 전류(轉流)현상은 토크리플을 발생시키는 데 이는 자속의 비선형적 분포와 고전자의 권선 형태 때문이다. 이는 전류형태와 속도에 따라 발생하는 토크리플로 평균 토크의 50%까지 리플이 발생할 수 있다[2]. 이로 인해 구형파의 전류 인가 시에 BLDC는 리플 없는 토크를 이론적으로 발생 시킬 수 있다.

토크리플을 줄이기 위해 많은 알고리즘들이 제안되어 있으며 이는 입력전압과 역기전력의 크기를 비교후 상전류를 다르게 제어하는 방식과[2] 히스테리시스 제어기 등을 들 수 있다 [3]. 또한 Safi등은 120° 도통 방식과 180° 도통 방식 등을 토크리플의 관점에서 비교했었다[4]. 180° 도통 방식을 사용할 경우 상전류의 전류(轉流) 현상에 의해 토크 리플이 현저하게 증가하는 것을 볼 수 있으며 이런 이유로 SVPWM의 사용에 제약이 발생되어왔다.

본 논문에서는, 그림 2와 같이 속도 제어기에서 얻은 전류 지령치의 값을 Fourier Series 계수에 의해 각 고조파별 지령치로 추출후 각 고조파 전류를 정지좌표계로 변환후 각 제어기의 출력을 합하는 방식으로 하였다. 그리고 이러한 전류 지령치(i<sub>a</sub><sup>\*</sup>, i<sub>b</sub><sup>\*</sup>)들은 실제 전류 값과 PI제어와 전압보상후 FSTPI(Four Switch Three-Phase Inverter)스위칭 패턴을 발생 시킨다.

Van Der Broeck은 FSTPI 시스템의 가능성을 처음으로 제안하였으며[5] 이는 그림 1.과 같이 4개의 스위치를 이용한 인버터의 형태이다. 이러한 FSTPI 시스템 구조는 출력 전류의 THD(Total Harmonic Distortion)의 증가에도 불구하고 전력용 반도체 소자의 개수를 감소 시켜 에너지 변화 비용의 절감을 가져올 수 있다. 최근까지 이러한 FSTPI는 제한적으로 AC 드라이브에 사용되어져 왔다[6][7]. FSTPI는 DC link단에서 2개의 분할 C에서 다른 한 상을 만들기 때문에 독립적으로 한 상(C상)을 제어 할 수 없다. 단지 다른 2상(그림 1.에서 A, B 상)이 C 상을 제어 할 수 있으며 이런 이유로 해서 기본 구조 상 독립적인 120° 도통 방식을 불가능하게 된다.

본 논문에서는 제안한 전류 제어 알고리즘을 통해 전류 지령치에 가까운 전류의 형태를 FSTPI를 이용 BLDC 드라이브를 구성 하였다. Fourier Series 계수 방법을 이용한 토크리플의 감소와 FSTPI를 이용한 저가의 BLDCM 드라이브는 전형적인 BLDCM 구동 방식보다 우수한 성능을 볼 수 있으며 제어 효율을 증가 시킬 수 있음을 실험과 Simulation을 통해 검증하였다.

2. 본론

2.1 BLDC Modeling

전체적인 BLDC구동 시스템의 블록도는 그림 1.과 같다. 그림 2.는 속도 검출후 이에 따른 지령치 값을 Fourier Series 계수를 이용하여 각 고조파 성분들의 지령치로 만든 후 각 고조파 성분들의 합과 feedback 상전류를 정지좌표계상에서 비교 이를 제어함으로써 PWM 스위칭 시간을 만들게된다. 이때 전류(轉流)시의 인버터의 중성점과 모터의 중성점 사이의 전위가 같지 않으므로 이 전압만큼을 전압 보상한다.

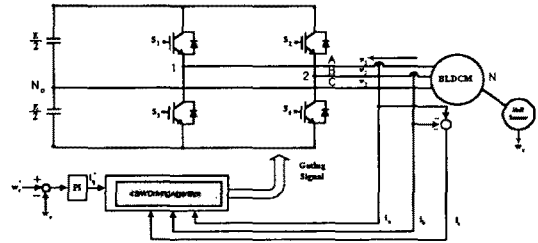


그림 1. 전체적인 시스템 블록도  
Fig. 1 Block Diagram of Overall System

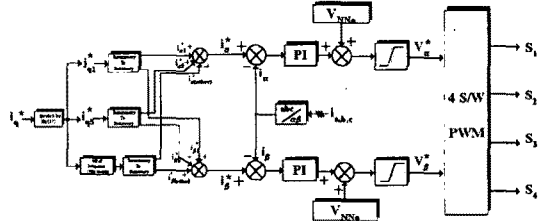


그림 2 전류 제어 블록도  
Fig. 2 Block Diagram of Current Controller

일반적으로 사용되는 BLDC모터의 전압 방정식은 다음과 같다.

$$\begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{pmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{pmatrix} \quad (1)$$

또한 발생토크 T<sub>e</sub>는

$$T_e = \frac{e_a \cdot i_a + e_b \cdot i_b + e_c \cdot i_c}{\omega_m} \quad (2)$$

여기서, u<sub>1</sub>, u<sub>2</sub>, u<sub>3</sub> : 모터 상전압  
R<sub>s</sub>: 상당 저항 L<sub>s</sub>: 상당 인덕턴스  
e<sub>a</sub>, e<sub>b</sub>, e<sub>c</sub>: 상당 역기전력 i<sub>a</sub>, i<sub>b</sub>, i<sub>c</sub>: 상전류  
ω<sub>m</sub>: 각 속도

2.2 FSTPI Modeling

그림 1.에서 S<sub>1</sub> ~ S<sub>3</sub>와 S<sub>3</sub> ~ S<sub>4</sub>는 상보적인 동작이며 모터의 상전압을 스위칭 상태에 따라 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} v_1 &= v_{1N} = S_1 \cdot \frac{E}{2} - S_2 \cdot \frac{E}{2} + v_{CN} = (2S_1 - 1) \cdot \frac{E}{2} + v_{2Nb} \\ v_2 &= v_{2N} = S_3 \cdot \frac{E}{2} - S_4 \cdot \frac{E}{2} + v_{CN} = (2S_3 - 1) \cdot \frac{E}{2} + v_{2Nb} \\ v_3 &= v_{3N} = v_{ANb} \end{aligned} \quad (3)$$

여기서,  $s_2=1, s_3=s_4=1-s_2$ 이며, 각 상전압을 정직좌표계로 변환하면 다음과 같다.

$$V_{abc} = A \cdot V_{123}, \quad v_{123} = [v_1 \ v_2 \ v_3]^T, \quad v_{abc} = [v_a \ v_b \ v_c]^T$$

$$A = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (4)$$

또한 모터는 Y결선의 형태이므로 각 상의 상전류의 합은 0이 된다. 여기서  $V_0$  성분은 무시할 수 있으므로  $v = v_a + j \cdot v_b$ 로 표현할 수 있다.

$$v_a = \frac{2}{3} \cdot v_1 - \frac{1}{3} \cdot v_2 - \frac{1}{3} \cdot v_3 \quad (5)$$

$$v_b = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot v_2 - \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot v_3 \quad (6)$$

이들 공간 벡터로 표현하면 그림 3과 같은 형태로 표현할 수 있으며, 각 스위치 상태에 따른 4개의 기준 벡터는 표 1.처럼 표현할 수 있다.

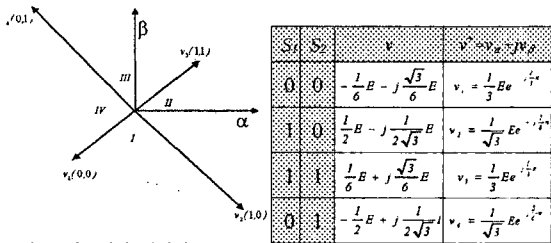


그림 3. 기준전압 벡터와 Sector도  
Fig. 3 Available Voltage Vector and Sector Diagram

표 1. 유효전압 벡터  
Table 1. Voltage Vector

지령전압  $v^*$  인가 시간 T 동안 내에서의 각 스위칭의 인가 시간은 다음으로 표현된다.

$$v^* \cdot T = v_1^* \cdot t_1 + v_2^* \cdot t_2 + v_3^* \cdot t_3 + v_0^* \cdot t_4 \quad (7)$$

여기서,  $T = t_1 + t_2 + t_3 + t_4$ 이다.

또한, 기준전압의 인가 시간을 계산하기 위해 홀수분 전압과 짝수분 전압으로 분리 계산하면,

$$v^* = v_a^* + j \cdot v_b^* \quad (8)$$

여기서,  $v_a^* = v_1^* - v_2^* = v_{a1} + j \cdot v_{b1}$

$v_b^* = v_2^* - v_3^* = v_{a2} + j \cdot v_{b2}$

이를 식(7)에 대입하면

$$v^* \cdot T = v_{a1} \cdot t_{13} + v_{a2} \cdot t_{24} \quad (9)$$

여기서,  $t_{13} = t_1 - t_3, \quad t_{24} = t_2 - t_4$

이론 전체적으로 정리한식은 다음과 같이 표현되어진다.

$$v_a^* \cdot T = v_{a1} \cdot t_{13} + v_{a2} \cdot t_{24} \quad (10)$$

$$v_b^* \cdot T = v_{b1} \cdot t_{13} + v_{b2} \cdot t_{24} \quad (11)$$

각 기준 전압벡터의 크기는 Y결선에서  $v_{a1} = E/6, v_{b1} = -\sqrt{3} \cdot E/6, v_{a2} = E/2, v_{b2} = -\sqrt{3} \cdot E/6$ 로 주어진다.

이로써 식(10)과 식(11)에서  $t_{13}, t_{24}$ 를 구하게 되면,

$$t_{13} = -\frac{3}{2} \frac{T}{E} (v_a^* + \sqrt{3} \cdot v_b^*) \quad (12)$$

$$t_{24} = \frac{3}{2} \frac{T}{E} (v_a^* - \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot v_b^*) \quad (13)$$

로 구해질 수 있다.

상태	Sector	사용하지 않는 벡터
$t_{13} > 0, t_{24} > 0$	I	$v_3$
$t_{13} > 0, t_{24} < 0$	IV	$v_2$
$t_{13} < 0, t_{24} < 0$	III	$v_1$

표 2. 벡터의 선택  
Table 2. Choice of Vector

정격 전압	V	310[V]
정격 토크	Nm	2[Nm]
저항	$R_s$	7.3[Ω]
인덕턴스	$L_s$	20.3[mH]
회기전력 상수	K <sub>t</sub>	0.3[V/rad/sec]
극수	P	4

표 3. 대상 BLDC 사양  
Table 3. Parameter of BLDC

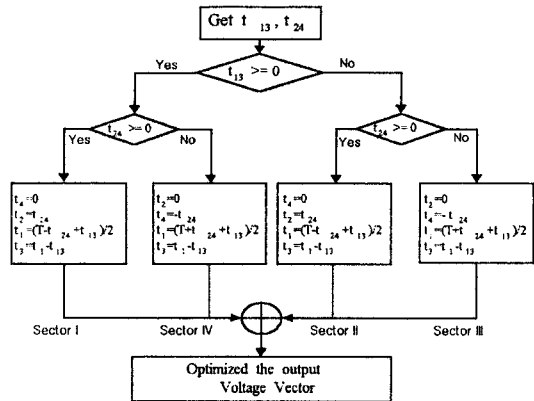


그림 4. 인가시간 선택  
Fig. 4 Selection of Duration Time

식(7),(12),(13)을 이용하면 근본적으로는 각각의 인가시간을 구할 수는 없게 된다. 그러므로 3개의 기준 벡터만으로 지령전압을 구하기 위해 그림 4에 나타난 알고리즘으로 각각의 인가시간을 구하게 되고 과변조 전압의 인가 시에는 비례적으로 제한을 하도록 하였다.

### 2.3 제한한 전류제어 알고리즘

120° 도통시 이상적인 전류의 형태는 구형과 전류의 인가시 이상적인 토크를 발생하게 된다. 실제적으로는 역기전력에 의한 전류(轉流)현상이 인가되는 전류의 형태에 영향을 주기 때문에 이상적인 전류의 형태는 만들어 질 수 없게 된다. 이러한 이유로 전류(轉流)구간  $\pi/3$ 마다 큰 토크리플이 발생하게 되는데 이러한 토크의 리플은 공간 전압방식으로 제어하게 되면 개선될 수 있다.

본 논문에서는 이러한 전류 제어를 위해 120° 도통시의 전류형태를 기준으로 하는 Fourier Series 계수 성분을 이용하여 전류 제어를 수행하게 된다.

$$i(t) = a_c + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cdot \cos n\omega t + b_n \cdot \sin n\omega t) \quad (14)$$

여기서 기준전류 파형의 기함수 형태이므로,

$$a_0 = 0, \quad a_n = 0$$

$$i(t) = \sum_{n=1}^{\infty} (b_n \cdot \sin n\omega t)$$

$$b_n = \frac{4}{\pi n} \cos\left(\frac{n\beta}{2}\right) \quad n = 1, 3, 5, \dots \quad (15)$$

여기서  $\beta$ 는 전류(轉流)구간:  $\pi/3$

이는 속도 제어가 출력지령을 식(15)를 사용한 각 고조파 분의 전류로 계산후 PI 전류제어를 수행한다. 이때 각 고조파 분의 전류는 지령전류를 계수로 나눔으로써 구할 수 있다.

### 3. Simulation 및 실험

그림 5와 8은 전형적인 방법(Duty비만 조정)과 제한한 전류 제어 알고리즘에 대한 속도 지령, 실제 속도, 토크, 상전류의 Simulation결과를 보여주고 있다. 그림 6.7.9.10.은 각각 정상 상태에서의 전형적인 방법의 BLDC구동시의 세부적인 토크와 상전류 그리고 FSTPI에서의 토크와 상전류를 보여 주고 있다. 그림 5.의 (c)그림은 전류 제한을 주지 않은 경우를 나타내고 있다. 그림 6.과 9.를 비교 할 때, 전형적인 방법의 BLDC구동시에 토크 리플이 상당한 것을 알 수 있다. 이는 즉 전류(轉流)현상에 의한 토크리플이며, 그림 9.에서는 제한한 전류 제어 알고리즘에 의한 토크리플이 감소함을 보여주고 있다. 이때 대부분의 토크 리플은 FSTPI에서 스위칭 개수의 감소로 인한 스위칭 리플 현상에 의해 발생된 것이다. 그림 7.과 10.에서 보여주는 세부적인 상전류의 파형에서는 Duty 조절에 의한 BLDC구동 방식의 상전류보다 제한한 전류제어 알고리즘이 역기전력의 형태와 동일한 구형과의 전류 형태임을 볼 수 있다.

그림 7.에서는 전류(轉流)에 의한 입력 상전류의 형태가 굴곡 형태를 띄는 것을 볼 수 있으며 이는 토크리플을 일으키는 원인이 된다.

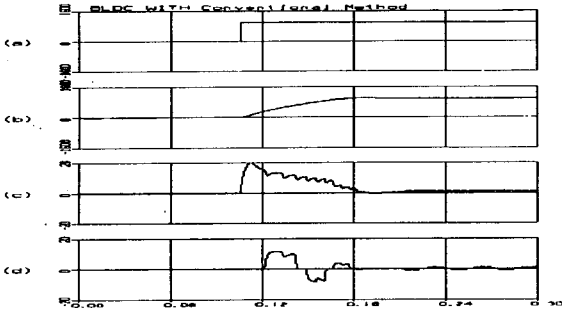


그림 5. (a) 속도 지령(b) 실제 속도[rpm](c) 토크[Nm](d) 상전류[A]  
Fig. 5 (a) Speed Reference (b) Speed (c) Torque (d) Phase Current

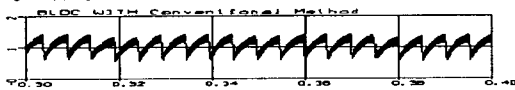


그림 6. 전형적인 방법에서 세부적인 토크 파형  
Fig. 6 Detailed Torque [Nm] in Typical Method

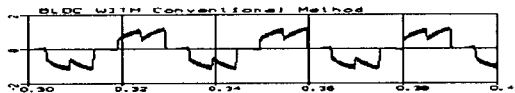


그림 7. 전형적인 방법에서 세부적인 상전류 파형  
Fig. 7 Detailed Phase Current [A] in Typical Method

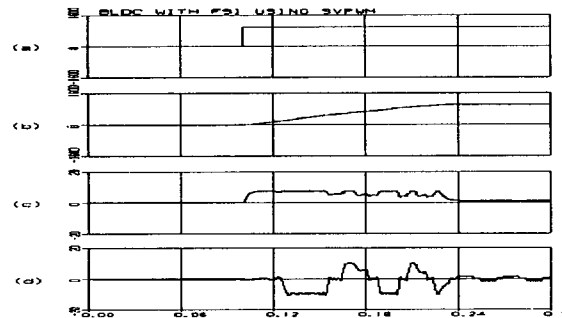


그림 8. (a)속도 지령[rpm] (b)속도[rpm] (c)토크[Nm] (d)상전류[A]  
Fig. 8 (a) Speed Reference [rpm] (b) Speed [rpm] (c) Torque [Nm] (d) Phase Current [A]

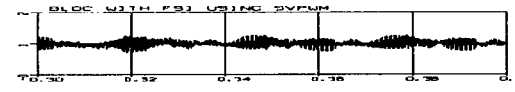


그림 9. 제안한 방법에서 세부적인 토크 파형  
Fig. 9 Detailed Torque [Nm] in Proposed Method

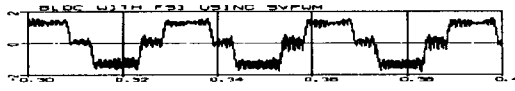


그림 10. 전형적인 방법에서 세부적인 토크 파형  
Fig. 10 Detailed Torque [Nm] in Typical Method

실험은 TMS320C31 DSP(Digital Signal Processor)와 IPM(Intelligent Power Module)을 사용하였으며, 이때 전류 제어 주기는 150[μs]로 하였다. 그림 11.은 정상 상태에서 각상의 입력전류의 형태와 1000[rpm]에서 1[Nm]의 부하를 인가 했을 때의 토크 파형이다. 이때 C 상전류는 그림 1.에서 분할 DC link 에 연결되어 있으며 구형파의 전류가 정확히 인가되는 것을 볼 수 있다. 그림 12.는 속도가 0에서 1000[rpm]으로 가변될 때의 과도 상태를 보여주고 있으며 Simulation결과와 일치하는 것을 볼 수 있다.

#### 4. 결 론

최근까지 BLDC 모터는 고효율, 높은 Power Density, 저 소음 그리고 기계적인 경유자와 브러시를 제거함으로써 저 유지비용으로 인해 많은 응용범위에서 사용되어 왔다.

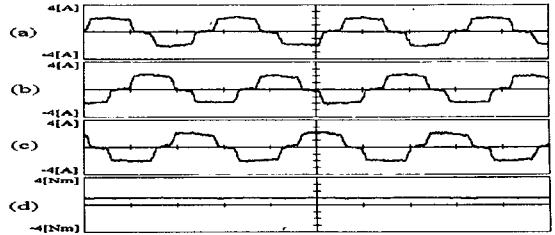


그림 11. 세부적인 상전류 및 토크 파형  
Fig. 11 Detailed Phase Current and Torque [50ms/div]  
(a) Phase Current A (b) Phase Current B (c) Phase Current C (d) Detailed Torque Waveform

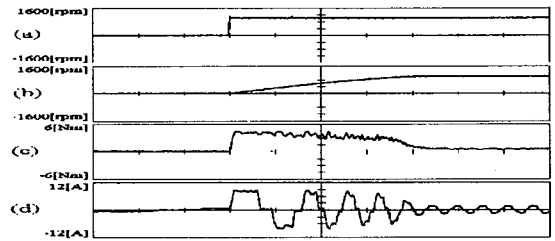


그림 12. 제안한 방법에서의 실험 결과  
(a) 속도 지령 (b) 실제 속도 (c) 토크 (d) 상전류  
Fig. 12 Experimental results in proposed method [50ms/div]  
(a) Speed Reference (b) Speed (c) Torque (d) Phase Current

그러나, 이미 언급했듯이 전류(轉流)현상에 의한 토크리플로 인해 상당히 많은 부분에서 제약을 받아 왔다. 본 논문에서는 스위칭 개수를 줄임과 동시에 토크리플을 저감시키는 알고리즘에 대해 언급해 왔다. 실험 결과에서와 같이 본 논문에서 제안하는 전류 제어 알고리즘으로 FSTPI를 사용한 결과 전형적인 Duty 비 조정의 BLDC 드라이브보다 토크리플이 많이 감소함을 보여 주었다. BLDC 모터는 낮은 Power용 범위에서 많이 사용되어 지고 있는데 예를 들면 사무용 기기, 가정용 기기, 오디오 기기와 컴퓨터기기등에 많이 활용되고 있다. 지금까지 언급한 바와 같이, FSTPI의 이용으로 인해 저가의 고성능 BLDC 드라이브를 개발할 수 있다. 토크리플의 저감으로 인해 BLDC 모터는 더 많은 정밀 응용분야로 확대 되어질 수 있으며 또한 저가의 드라이브를 이용할 수 있게 될 것이다.

#### (참 고 문 헌)

- [1] T.J.E.Miller, "Brushless Permanent Magnet and Reluctance Motor Drives", Clarendon Press, Oxford 1989.
- [2] P.Pillay and R.Krishnan, "Modeling, simulation and analysis of a permanent magnet Brushless DC motor drive", *In Conf. Rec. IAS Annual Meeting*, pages 7-14, 1989.
- [3] Renato Carlson, Michel Lajoie-Mazenc and Joao C.dos S.Fagundes, "Analysis of Torque Ripple due to Phase Commutation In Brushless DC machines", *In Conf. Rec.of IEEE IAS*, pages 287-292,1990.
- [4] S.K. Safi and P.P. Acarnley and A.G.Jack, "Analysis and simulation of the high-speed torque performance of brushless DC motor drives", *IEE.Proc.Electr.Power Appl.* Vol.142. No.3., pages 191-200, May 1995.
- [5] J.D. Van Wik H.W. Van Der Broeck. "A comparative investigation of three-phase induction machine drive with a component minimized voltage-fed inverter under different control options", *IEEE Trans.Ind.Appl.*, 20(1): 309-320, March/April 1984.
- [6] D.T.W. Liang and J.Li. Novel "Space Vector Modulation Strategy for a Four-Switch Three-Phase DC/AC Inverter". *In Conf. Rec. EPE*, pages 2.372-2.377,1997
- [7] C.B Jacobina, E.R.C. da Silva, A.M.N. Lima, R.L.A Ribeiro. "Vector and Scalar Control of a Four Switch Three Phase Inverter". *In Proc. IAS Conf. Rec.*, pages 2422-2429, 1995.
- [8] Cursino Brandao Jacobina and Mauricio Beltrao de Rossiter Correa, "Induction Motor Drive System for Low-Power Applications", *IEEE Trans. Industry Application*. Vol. 35. No.1, pages 52-61,Jan/Feb 1999.
- [9] M.F.Rahman and L.Zhong, "A current-Forced Reversible Rectifier Fed Single-Phase Variable Speed Induction Motor Drive", *Conf. Rec. PESC96*, pages 114-119,1996.
- [10] J.H Lee, S.C Ahn, D.S Hyun, "A BLDCM Driv Trapezoidal Back EMF using 4 Switch Three-P Inverter". *In Conf. Rec.of IEEE IAS*, Accepted, 2000.