韓國産業應用學會論文集, 제6권, 제1호, 3-10, 2003.2
J. Korean Society of Industrial Application, Vol.6, No1, 3-10, February, 2003

교류-교류 행렬변환기를 이용한 유도전동기의 벡터제어 구현
Implementation of Vector control for induction motor using the AC-AC matrix converter

김우현*
Woo-Hyun Kim*

<Abstract>
Application of matrix converter to vector control of induction motor using simplified Venturini algorithm which is capable of achieving the maximum output voltage is developed. This algorithm simplifies the control algorithm and therefor reduces the digital implementation time. Matrix converter is used as voltage-referenced voltage fed vector controlled induction motor drive. This paper describes the performance of vector controlled induction motor with four quadrant capability employing a matrix converter power circuit. The advantage of this system over the conventional rectifier-inverter arrangement are capability for regeneration into the utility, sinusoidal supply currents and minimum passive components. The steady-state and transient performance of the induction motor drive under the vector control technique is demonstrate with simulation and experiment results.

Key Words : Matrix converter(MC), Vector control, Induction motor, Four quadrant

1. 서 론

최근 유도전동기의 속도제어에 행렬변환기(MC : Matrix Converter)의 사용에 대한 관심이 증가하고 있다. MC는 3상 전압원 인버터를 대신할 수 있는 전력 변환방식이다. 기존의 인버터가 교류입력을 직류로 변환한 후 원하는 크기와 주파수를 가지는 교류로 변환하는 간접 방식을 사용하는 반면, MC는 교류입력을 직류의 중간단계를 거치지 않고 교류로 변환하는 직접변환방식을 사용한다. MC는 기존의 가변전압 주파수 구동기에 비해 4상한 동작을 함으로써 무효전력의 생산이 가능하고, 직류부가 없어서 에너지 저장 소자를 사용하지 않으므로 비용이 절감되는 장점이 있다. 그리고 입력전류의 위상과 파형을 정확하게 제어할 수 있으며 입

* 정회원, 영남이공대학 전자정보계열 전임강사, 工博
E-mail : whkim@ync.ac.kr

* Full-time instructor, Div. of Electronics & Information Engineering, Yeungnam College of Science & Technology

력전류와 출력전압이 정현파를 이룬다. 그러나 환류 경로가 없기 때문에 구현이 어려운 단점이 있다.

MC는 9개의 스위치를 사용하여 입력 3상 전압을 적절히 선택함으로써 원하는 크기와 주파수를 가지는 교류 출력전압을 얻는다. MC는 4상한 동작을 하므로 양방향 스위치가 필요하며, 스위칭시 회로의 단락 또는 개방을 방지하기 위한 스위칭 방법이 요구된다[2].

PWM(Pulse Width Modulation) 방식의 MC는 Venturini에 의해 처음으로 제시되었다[1),2)]. 입력전압에 대한 최대 출력전압의 비가 0.5로 제한되며, 실제 구현상의 문제는 해결하지 못하였다. 최대 출력전압의 비를 높이는 방법이 제시되었으나 입력 전류가 큰 고조파 성분을 가지며 스위칭 함수가 복잡한 단점이 있다[3),4)]. 최대 출력전압이 입력의 0.866배가 되고 입력 변위율을 제어할 수 있는 알고리듬이 Venturini에 의해 제안되었다[5),6)]. Venturini 알고리듬은 출력 주파수에 제한이 없으므로 출력이 직류가 되는 정류기, 그리고 직류를 교류로 변환하는 인버터로도 사용될 수 있다. 이 알고리듬을 이용한 것으로 입력 변위율을 1로 고정시킨 간략화된 Venturini 알고리듬이 제시되었다[7)]. 이 알고리듬은 유도전동기의 벡터제어에 3상 입력전압의 순시값을 사용하여 MC의 출력전압을 계산하는 방법으로 식을 단순화시키면서 실제 프로그램의 실행시간을 줄일 수 있어서 스위칭 주파수를 높일 수 있는 장점이 있다.

본 논문에서는 교류를 직접 교류로 변환하는 MC에서 유도전동기를 벡터제어하기 위한 폐루프 제어시스템을 설계하고, 동작을 모의실험을 한다. 간략화된 Venturini 스위칭 알고리듬을 사용한 MC를 구현하여 유도전동기의 벡터제어에 적용한다. 실험에서는 높은 스위칭 주파수에 적합한 MOSFET을 사용하며, 제어소자로는 DSP 칩인 TMS320C30을 사용한다. 속도 명령을 주었을 때 유도전동기의 속도가 명령치를 잘 추종함을 모의실험과 실험을 통해 확인한다. 그리고 그때의 전류 응답과 자속을 계산함으로써 벡터제어가 되는지 확인한다.

2. 본론

2.1 MC의 구조와 동작원리

Fig.1은 MC의 개념을 간략하게 나타낸 것이다.

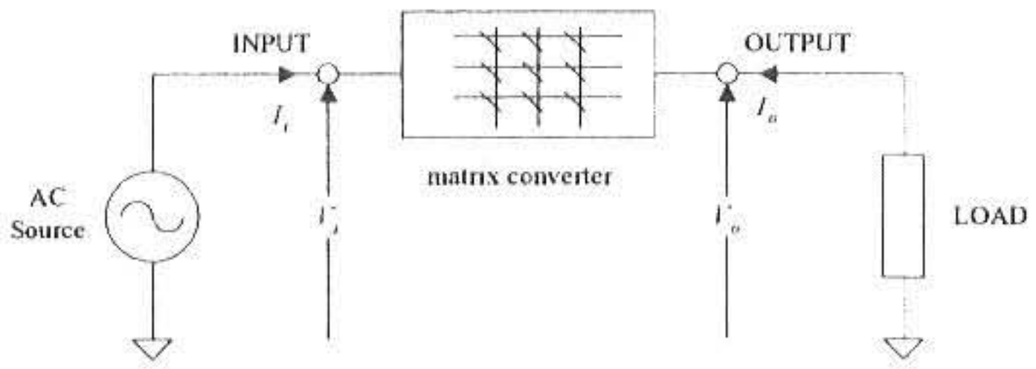

Fig. 1. Simplified representation of MC.

Fig.1과 같이 양방향 스위치를 입력과 출력사이에 행렬 형태로 배열함으로써 출력전압을 만들 수 있다. 입력전압 V_i가 MC의 입력에 연결되면 MC의 스위칭 동작에 의해 ω_o의 출력 각주파수를 가지는 전압 V_o를 출력으로 내보낸다. 이 전압과 부하 임피던스에 의해 출력전류 i_o가 부하측에 흐르고 출력전류 최대값 I_o와 출력 위상각 ϕ_o가 결정되고 이 부하전류에 의해서 입력전류가 결정된다. 따라서 MC의 각 출력전압은 각 입력전압의 조합으로 구성되며 입력전류는 각 출력전류의 조합으로 이루어진다.

2.2 MC의 스위칭 알고리즘

MC는 Fig.2와 같이 스위치에 의해 출력측이 어느 입력측이나 연결될 수 있는 구조를 가진다. MC에서의 스위칭 방법을 알아보기 위해서 단상 출력만 고려해 보면 출력전압은 3개의 스위치에 의해 입력 3상에 연결된다.

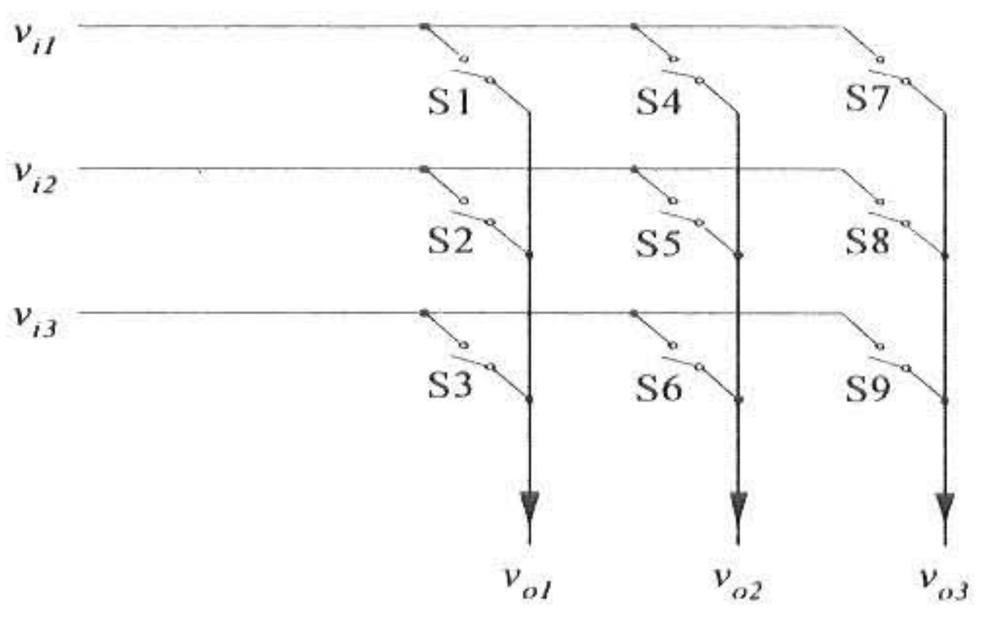

Fig. 2. Three to three phase matrix converter.

스위치는 S_1^k, S_2^k, S_3^k의 순서로 on되며 출력 전압은 스위치의 on되는 시간과 3상 입력에 의해 결정된다. Fig.3에서 T_{seq}는 스위칭 주기를 나타내며, T_1^k, T_2^k, T_3^k는 각각 입력 a, b, c 상에 연결되는 시간을 나타낸다.

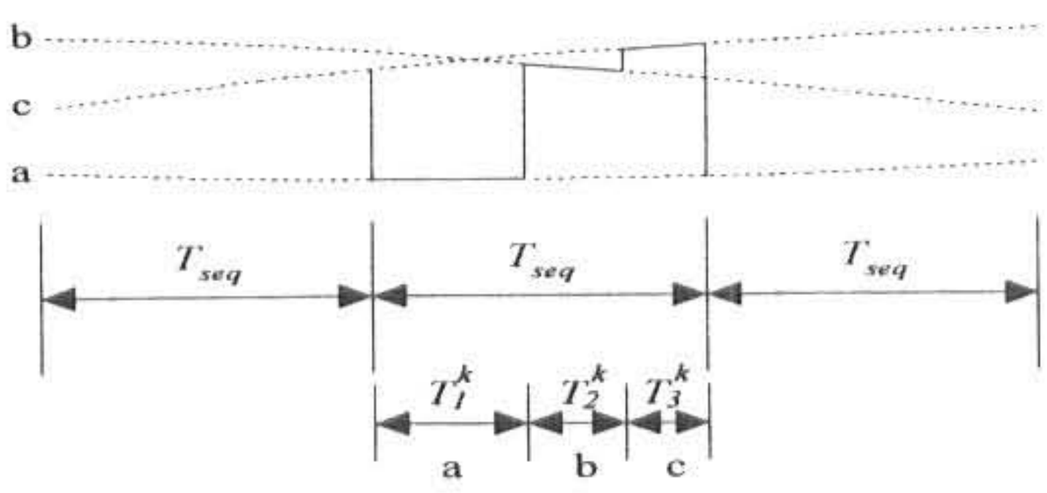

Fig. 3. Switching times.

입력전압과 전류, 출력전압과 전류가 식(1)-(4)와 같이 정의될 때 출력측에 입력 주파수와 출력 주파수의 3차 고조파 성분을 더함으로써 출력 전압이 입력의 0.866배가 되는 최대 출력전압을 얻을 수 있다. 입력 변위율이 1로 고정되며 실시간 구현에 적합한 형태이다. Venturini 알고리듬의 간략화된 형태는 각 스위칭 시간에 연결되는 3상 입력전압에 의해 결정되며 이때의 각 스위치의 on 시간은 식(5)와 식(6)으로 정의된다[7].

$$v_{ik}(t)=\sqrt{2}\,V_i\cos\left(\omega_i t+(k-1)\frac{2}{3}\pi\right) \quad (1)$$

$$i_{ok}(t)=I_o\cos\left(\omega_o t+(k-1)\frac{2}{3}\pi+\varnothing_o\right) \quad (2)$$

$$v_o(t)=V_o\cos\left(\omega_o t+(k-1)\frac{2}{3}\pi\right)+\frac{1}{4}V_i\cos(3\omega_i t)-\frac{1}{6}V_o\cos(3\omega_o t) \quad (3)$$

$$i_i(t)=I_i\cos\left(\omega_i t+(h-1)\frac{2}{3}\pi+\phi_i\right) \quad (4)$$

여기서 h, k는 1, 2, 3이다.

$$T_h^k=\frac{T_{seq}}{3}\left[1+\frac{2V_{ok}V_{ik}}{V_i^2}+\frac{2q}{3q_m}\sin\left(\omega_i t+(h-1)\frac{2}{3}\pi\right)\sin(2\omega_i t)\right] \quad (5)$$

여기서 T_h^k는 S_h^k의 on 시간, h는 입력 각 상, k는 출력 각 상, T_{seq}는 스위칭 주기, q_m은 입력대 출력전압비(0.866), q는 입력전압에 대한 원하는 출력전압의 비이다.

$$v_{ok}(t)=qV_i\cos\left(\omega_o t+(k-1)\frac{2}{3}\pi\right)+\frac{q}{6}V_i\cos(3\omega_o t)-\frac{1}{4}\frac{q}{q_m}V_i\cos(3\omega_i t) \quad (6)$$

식(5)와 식(6)은 스위치의 통유률을 계산하는데 쓰이며, 3상 입력전압의 순시값을 측정함으로써 입력전압의 벡터 위치를 계산할 수 있다. 단순히 MC의 출력이 고정부하 일때는 식(5)와 식(6)에 의해 출력 주파수와 그 크기를 결정하지만 벡터제어를 할 때는 출력전압의 명령치가 식(6)을 대신하여 출력 벡터 위치를 결정하며 결과적으로 식(5)만 사용된다. 출력전압은 각 T_{seq}내에서 3상 입력을 선택하여 불연속 파형을 얻어 이것을 평균한 값이 되며, T_{seq} 동안 평균 출력 전압은 식(7)과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_{o1} \\ v_{o2} \\ v_{o3} \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} T_1^1 & T_2^1 & T_3^1 \\ T_1^2 & T_2^2 & T_3^2 \\ T_1^3 & T_2^3 & T_3^3 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} v_{i1} \\ v_{i2} \\ v_{i3} \end{bmatrix} \quad (7)$$

MC의 출력의 각 상은 반드시 하나의 입력에 연결되어야 한다. 회로가 정상적으로 동작하기 위해서는 두개의 입력이 동시에 같은 출력에 연결되지 않도록 제어해야 하며, 이것은 입력의 단락으로 인한 과전류의 발생을 막기 위한 것이다. 또한 모터와 같은 유도성 부하를 사용할 경우 각각의 출력은 회로가 개방되지 않도록 반드시 하나의 입력에 연결해야 한다. 그러나 반도체 스위치는 on, off시 순간적으로 두개의 스위치가 동시에 도통되거나 도통되지 않아서 원하지 않는 회로의 단락이나 개방이 생길 수 있다. 이것을 방지하기 위해서 여러 가지 스위칭 방법들이 제시되어 있으며[8),9)], 본 논문에서는 세미소프트 전류방법을 이용하였다[9)]. 이러한 방법에서 출력전류의 방향이 바뀌는 영역에서 전류의 방향을 검출하는 센서의 검출정도 한계로 인하여 정확한 전류 방향을 검출하는 것이

어렵다. 따라서 센서의 검출오차로 인하여 스위치 제어시 오동작을 일으킨다. 이를 해결하기 위하여 기존에 제시된 방법은 전류가 영점 부근일때 전류가 흐르는 스위치를 off시켜 스위치가 오동작 하는 것을 제거하였다. 그러나 이러한 방법은 스위치를 강제적으로 off하기 때문에 스위치 양단에서 전류의 중단을 일으켜 과전압이 발생하고, 또한 초기상태에서 스위치 구동이 곤란하다는 단점을 가지고 있다.

따라서 본 논문에서는 전류가 영점부근의 제한된 밴드(±6mA)내에서 스위칭 명령이 바뀔때 스위치를 off하지 않고 전류가 밴드를 벗어날 때까지 유지하도록 하여 스위치의 오동작이 발생하지 않도록 제어하였다. 실제 전류가 ±6mA 영역 내에서 스위칭 명령이 바뀌는 경우 전류가 ±6mA를 벗어날 때까지 현재의 스위칭 신호를 래치시켜 현 상태를 유지하도록하여 자연전류 할 수 있도록 하였다. 전류의 방향이 변할 때 스위치 제어신호를 Fig.4에 나타내었다.

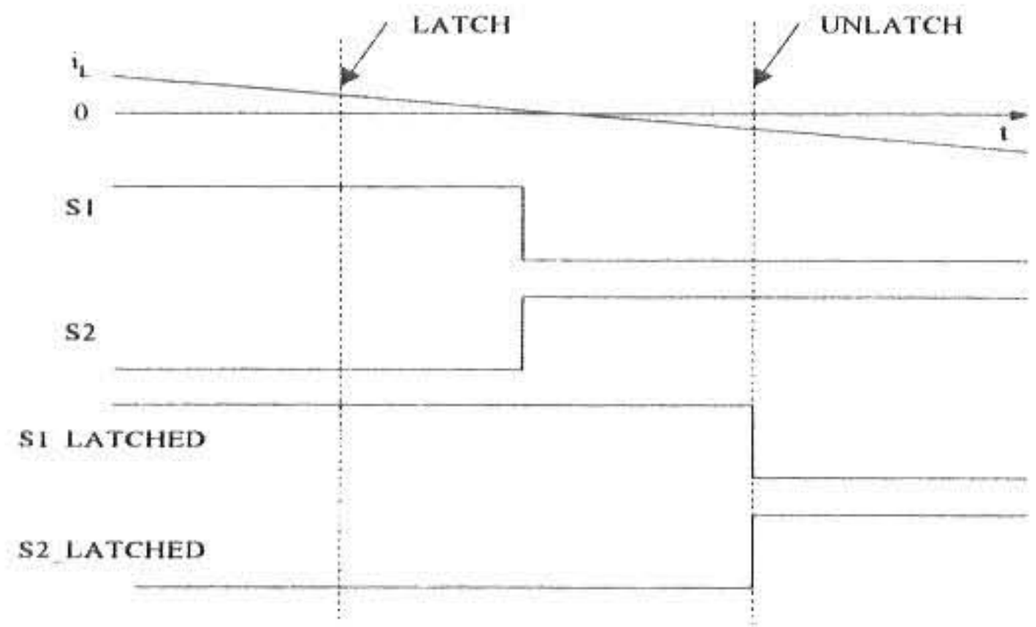

Fig. 4. Switching signal delay during current direction change.

2.3 유도전동기의 이론

dq변환에 의한 임의회전좌표계에서 유도전동기의 전압, 전류, 및 자속 방정식은 식(8)-(11)과 같다[10),11)].

$$\begin{aligned} v_{qs} &= r_s i_{qs} + \omega\lambda_{ds} + p\lambda_{qs} \\ v_{ds} &= r_s i_{ds} - \omega\lambda_{qs} + p\lambda_{ds} \end{aligned} \tag{8}$$

$$\begin{aligned} v_{qr} &= r_r i_{qr} + (\omega - \omega_r)\lambda_{dr} + p\lambda_{qr} \\ v_{dr} &= r_r i_{dr} - (\omega - \omega_r)\lambda_{qr} + p\lambda_{dr} \end{aligned} \tag{9}$$

$$\begin{aligned} \lambda_{qs} &= L_{ls} i_{qs} + M(i_{qs} + i_{qr}) \\ \lambda_{ds} &= L_{ls} i_{ds} + M(i_{ds} + i_{dr}) \end{aligned} \tag{10}$$

$$\begin{aligned} \lambda_{qr} &= L_{lr} i_{qr} + M(i_{qs} + i_{qr}) \\ \lambda_{dr} &= L_{lr} i_{dr} + M(i_{ds} + i_{dr}) \end{aligned} \tag{11}$$

여기서 r_s는 고정자 저항, r_r은 회전자 저항, L_{lr}, L_{ls}은 회전자 및 고정자의 누설인덕턴스, $M=3/2\ L_{ms}$에서 L_{ms}는 자화인덕턴스이다.

유도전동기의 벡터제어는 타여자식 직류전동기처럼 제어하는 방식이며, 토크와 자속성분의 전류를 분리하여 제어할 수 있게 한다. 본 논문에서는 회전자 자속을 직접 측정하지 않고 전동기의 속도와 회로변수를 이용하여 자속의 위치를 간접적으로 추정하는 간접벡터제어를 이용하였다. 벡터제어의 원리는 동기회전 좌표계에서 토크전류와 자화전류를 독립적으로 분리제어하기 위해 동기회전 좌표계의 d축을 회전자의 자속벡터 λ_r에 일치시킴으로 d축 자속을 제어하고, 이와 직교하는 q축 전류로 토크를 제어하는 것이다. 회전자 자속벡터가 d축에 일치하므로 회전자 자속벡터의 q축 성분이 0이 되어 식(12)를 만족시킨다.

$$\lambda_{qr} = p\lambda_{qr} = 0,\ \lambda_{dr} = \lambda_r = \text{constant} \tag{12}$$

식(12)의 조건들을 이용하여 자화전류, 토크전류 및 슬립의 명령치를 구하면 식(13)-(15)와 같다.

$$i^*_{ds} = \frac{1}{M}\left(\lambda^*_r + T_r \frac{d\lambda^*_r}{dt}\right) = \frac{1}{M}\lambda^*_r \tag{13}$$

$$i^*_{qs} = \frac{2}{3}\frac{2}{P}\frac{L_{lr}+M}{M}\frac{T^*_e}{\lambda^*_r} \tag{14}$$

$$\omega^*_{sl} = \frac{M\ r_r}{L_{lr}+M}\frac{i_{qs*}}{\lambda^*_r} = \frac{M}{T_r}\frac{i^*_{qs}}{\lambda^*_r} \tag{15}$$

여기서 $T_r=(L_{lr}+M)/r_r$은 회전자 시정수이며, 위첨자 *는 지령치를 의미한다.

고정자 전류는 식(13), 식(14)와 같이 자속 성분과 토크 성분의 두 직교하는 성분으로 분리되어 자화전류는 정격으로 유지되고 토크는 토크전류에 의해 제어된다. 직류전동기에서 아마추어 전류가 전동기의 토크와 빠른 응답을 제

어하는 것처럼 유도전동기의 벡터제어에서는 식(14)의 토크전류 i^*_{qs}로 토크를 제어할 수 있게 된다. 식(13)을 식(14)에 대입하면 식(16)과 같이 토크를 다르게 표현할 수 있다.

$$T^*_e = \frac{3}{2}\frac{P}{2}\frac{M^2}{L_{lr}+M} i^*_{ds} i^*_{qs} \tag{16}$$

2.4 행렬변환기를 이용한 벡터제어의 구현

기존의 PWM 인버터를 이용한 유도전동기의 구동에서는 회전자 자속벡터의 위치를 찾아 이와 일치하도록 동기회전 좌표계의 d축 위치를 결정하여 실제 전동기에 들어갈 3상 전류의 지령치를 식(13), 식(14)와 같이 만들어 유도전동기의 벡터제어에 이용하였다. 그러나 유도전동기의 구동에 MC를 이용할 때는 유도전동기에 들어가는 전압의 크기를 알 필요가 있다. 식(8)을 다른 방식으로 표현한 전압방정식은 식(17)과 같다.

$$\begin{aligned} v_{qs} &= r_s i_{qs} + \sigma L_s \pi_{qs} + \omega \sigma L_s i_{ds} \\ &\quad + \omega \frac{M}{L_r} \lambda_{dr} + \frac{M}{L_r} p\lambda_{qr} \\ v_{ds} &= r_s i_{ds} + \sigma L_s \pi_{ds} - \omega \sigma L_s i_{qs} + \\ &\quad \frac{M}{L_r} p\lambda_{dr} - \omega \frac{M}{L_r} \lambda_{qr} \end{aligned} \tag{17}$$

여기서 $\sigma = 1 - M^2/L_s L_r$는 전동기 누설계수이고, $L_s = L_{ls} + M$, $L_r = L_{lr} + M$이다.

식(17)을 동기좌표계로 나타내면 식(18)과 같다.

$$\begin{aligned} v^e_{qs} &= r_s i^e_{qs} + \sigma L_s \pi^e_{qs} + \omega_e \sigma L_s i^e_{ds} \\ &\quad + \omega_e \frac{M}{L_r} \lambda^e_{dr} \\ v^e_{ds} &= r_s i^e_{ds} + \sigma L_s \pi^e_{ds} - \omega_e \sigma L_s i^e_{qs} \end{aligned} \tag{18}$$

여기서 위첨자 e는 동기회전 좌표계에서의 물리량을 의미하며, ω_e는 동기회전 좌표계에서의 속도이다.

전압 지령치를 구하기 위해 식(18)에서 앞의 두 항을 이용하여 전동기를 모델링하면 식(19)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} v^e_{qs} &= (r_s + s\sigma L_s) i^e_{qs} \\ v^e_{ds} &= (r_s + s\sigma L_s) i^e_{ds} \end{aligned} \tag{19}$$

식(19)로부터 전압 지령치는 전류 오차의 PI 제어로 얻을 수 있으며 전류의 부궤환으로 인한 페루프를 형성한다. Fig.5에 전압모델의 블록도를 나타내었다.

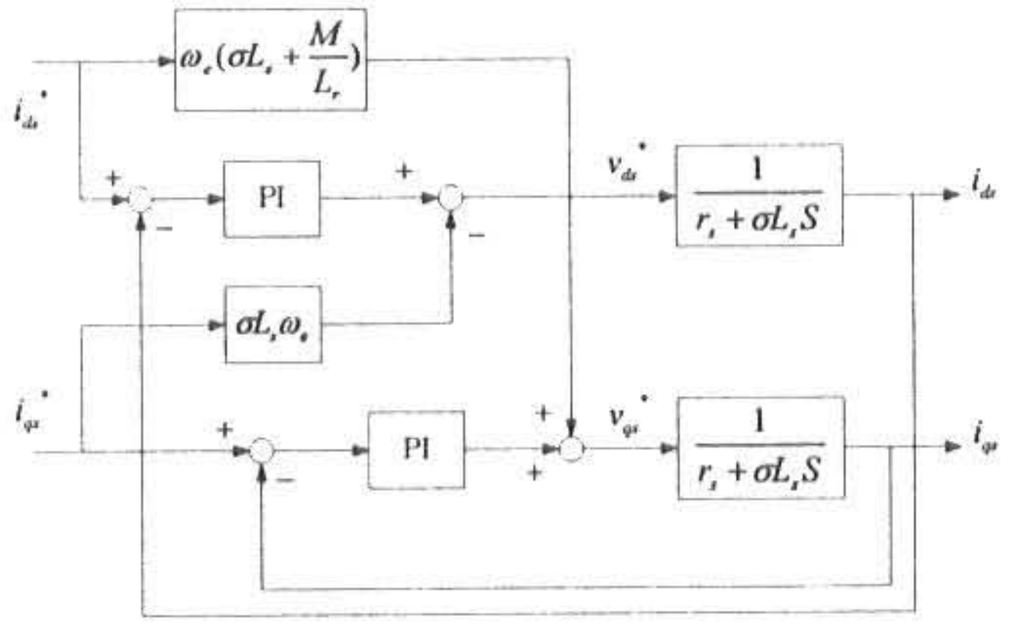

Fig. 5. The block diagram of voltage-fed vector controller.

Fig.5의 PI 제어기의 이득을 구하기 위해서 식(19)를 이용해서 Fig.6과 같은 블록도를 만들 수 있다.

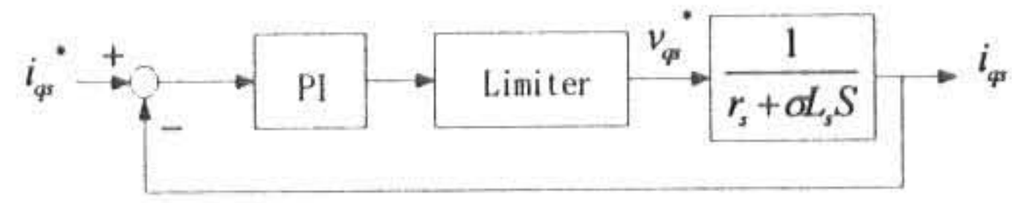

Fig. 6. The block diagram for the design of the current controller.

i^*_{ds}의 경우도 같은 블록도를 형성한다. 리미터는 출력전압을 MC로 들어갈 수 있는 최대 입력전압으로 제한시킨다. 실험에 사용된 전동기의 파라미터 r_s, σL_s를 이용하여 PI 제어기의 이득을 구하였다. 유도전동기가 벡터제어가 된다고 가정하면 전동기의 속도와 토크 전류 사이에 식(20)이 성립한다.

$$JS\omega^*_r + B\omega^*_r + T_L = K_T i^*_{qs} \tag{20}$$

여기서 K_T는 토크상수, B는 점성 마찰계수, T_L은 부하토크이다.

전류 지령치는 부하토크 T_L을 무시하였을

때 식(20)으로부터 얻어진 유도전동기의 모델링에 의해 Fig.7과 같은 블록도로 나타낼 수 있다.

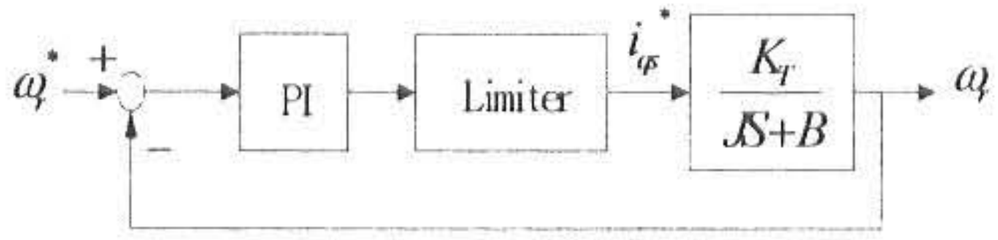

Fig. 7. The block diagram for the design of the speed controller.

속도 제어 역시 PI 제어기를 사용하였으며 높은 토크전류를 제한하기 위해서 리미터를 두었다. 실제 회로에서는 스너비를 달아서 과전류 현상을 피하도록 하였다. MC를 이용한 유도전동기의 전체 벡터제어 블록도를 Fig.8에 나타내었다.

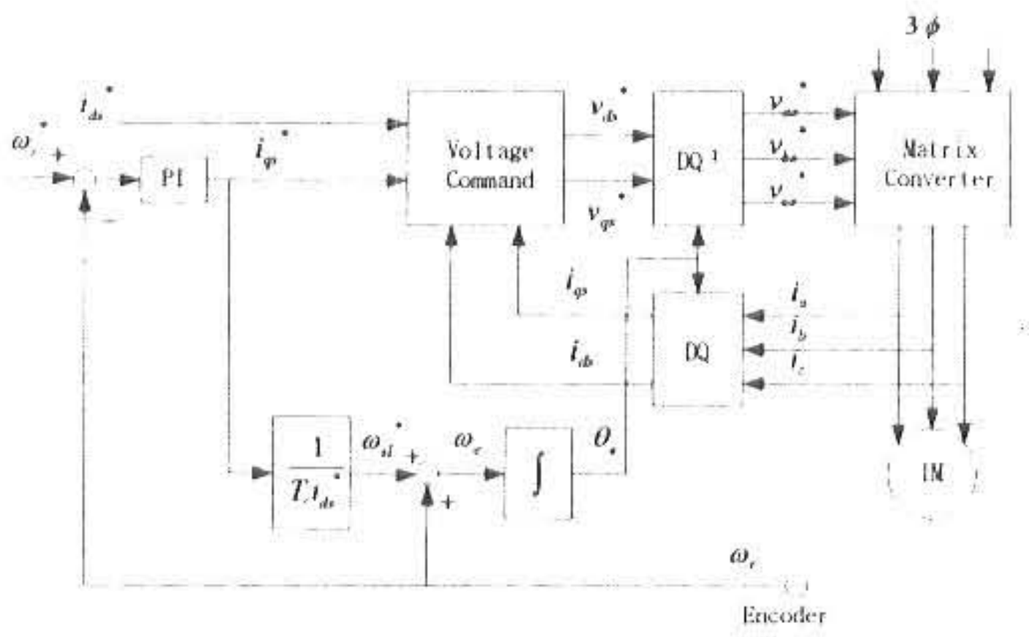

Fig. 8. The block diagram of a vector controlled induction motor using matrix converter.

3. 모의 실험 및 실험

3.1 모의실험

Matlab을 이용하여 Fig.8의 제어블록을 구현하였다. 800rpm에서 -800rpm 사이에서 속도가 변할 때 속도응답과 동기회전 좌표계에서 속도응답, q축 및 d축 전류, a상 전류를 Fig.9-11에 나타내었다. i^*_{ds}는 2.1A로 고정하였으며, 벡터제어가 될 때 a상 전류의 형태를 자세히 나타내기 위하여 전류측정값을 18Hz의 대역폭을 가지는 저역통과 필터를 사용하여 Fig.9에 나타내었다. Fig.10은 속도응답을 나타낸 것으로 실제 속도는 명령치 속도를 잘 추종함을 알 수 있다. Fig.11은 dq축 전류로 점성마찰을 고려하였을 때 점성마찰에 의한 토크가 존재하므로 q축 전류는 가속도가 없는 구간에서는 속도에 비례하는 값을 가지게 된다. 표1은 모의실험과 실험에 사용된 유도전동기 파라미터를 나타내고 있다.

Table 1. Parameters of the tested induction motor.

극수	4
관성계수 (J)	0.0024[kg m^2]
정격주파수	60[Hz]
고정자 저항 (r_s)	2.5[Ω]
회전자 저항 (r_r)	1.95[Ω]
고정자 자기인덕턴스 (L_s)	0.1605[H]
회전자 자기인덕턴스 (L_r)	0.1605[H]
점성마찰계수 (B)	0.0041[Nm s]
토크상수	0.6[Nm/A]

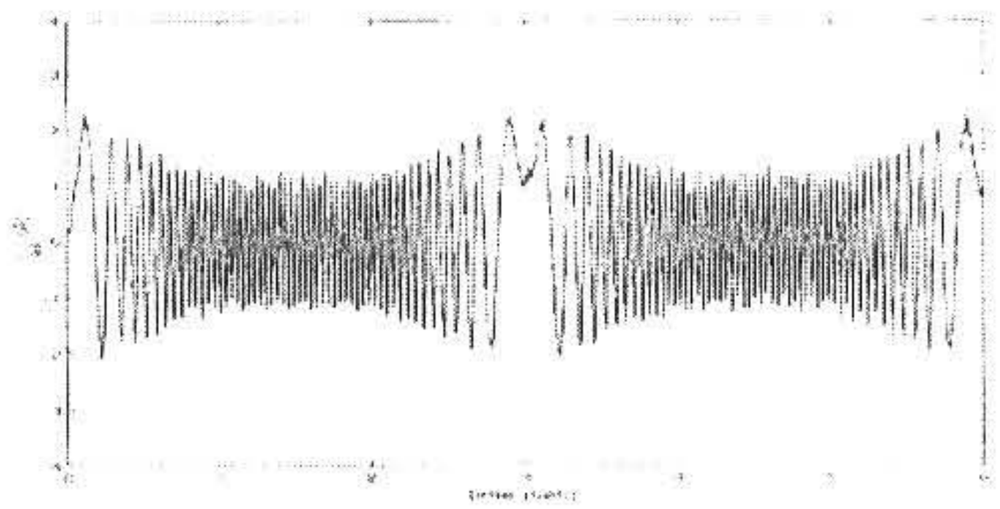

Fig. 9. The output current(a phase).

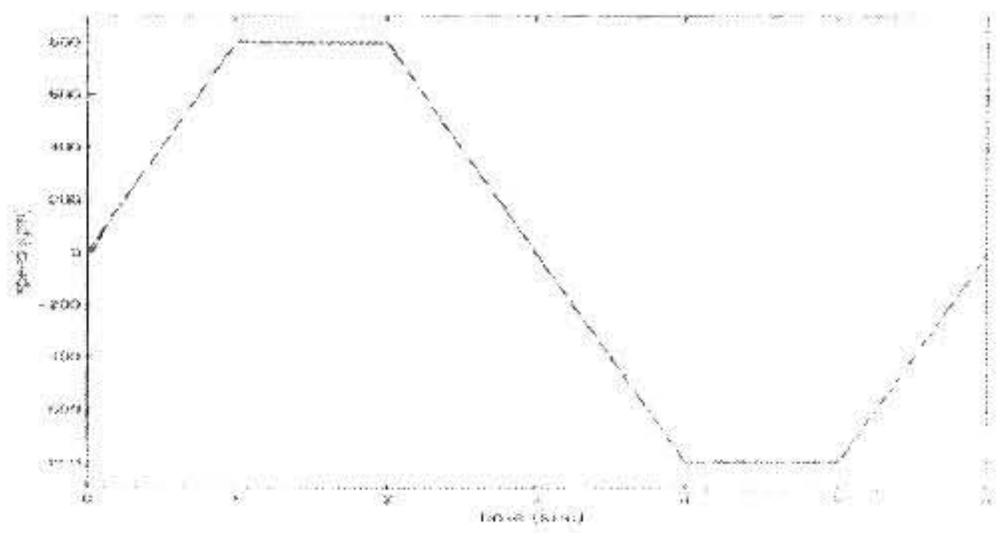

FIg. 10. The speed response.

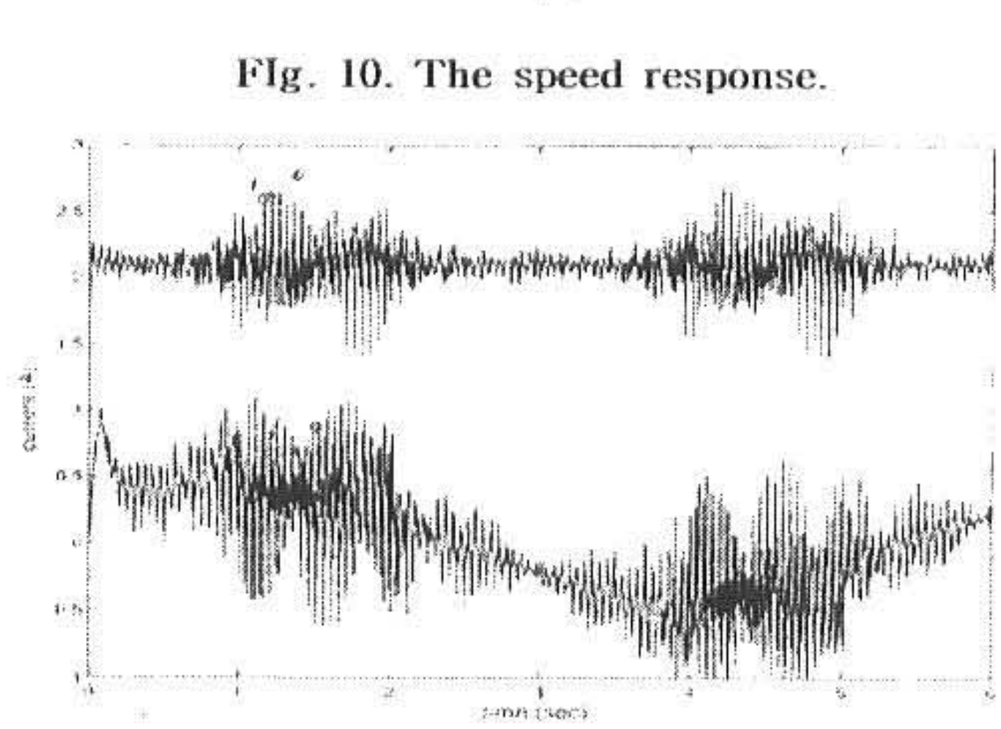

Fig. 11. The dq current response.

3.2 실험

본 논문에서는 고속의 TMS320C30 DSP 칩을 사용하여 전류, 전압의 입력과 제어신호의 계산, 신호의 출력을 순차적으로 수행하도록 하여 프로그래밍을 간단히 하였다. 0.004초마다 인터럽트가 걸리게 프로그램하여 스위칭 주파수를 2.5kHz로 일정하게 하였다. CPU는 28MHz의 동작주파수를 가지며 전체시스템은 DSP 칩보드, 엔코더 보드, 게이트 구동회로, A/D, D/A 보드로 구성되어 있다. 계산된 게이트 신호는 8253 카운터를 사용하여 반도체 스위치의 게이트 드라이버 회로로 보내진다. 유도전동기의 고정자 3상 전류는 홀센서로부터 나온 전압값을 AD7874를 통해 읽어들여 벡터제어시 전류 궤환루프를 만들고, 속도 제어를 위해 엔코더로부터 전동기의 속도를 읽어 속도 지령치로 사용했다. 양방향 스위치의 전류방법으로는 세미소프트 전류방식을 사용하여 스위치에 과전압 및 과전류 발생을 줄였다. MC의 스위칭 시간을 계산할 때 q값의 계산을 위해서 입력 3상 전압의 최대값을 알 필요가 있다. 입력 3상 전원의 전압값을 A/D 컨버터를 통해 받아들이도록 하였으며 이때 받아들인 값으로 식(21)을 이용하여 정현파의 최대값을 찾아낼 수 있다.

$$V_i = \sqrt{\frac{V_A^2 + V_B^2 + V_C^2}{1.5}} \tag{21}$$

여기서 V_A, V_B, V_C는 입력 3상 순간전압이며 V_i는 입력 전압의 최대값이다.

Fig.12는 속도가 800rpm에서 -800rpm으로 변할 때의 속도 응답을 나타내었으며, 전동기의 방향이 변할 때 속도를 잘 추종함을 알 수 있다. 이때 동기회전좌표계에서의 d축 전류와 q축 전류를 Fig.13에 나타내었다. d축 전류는 DC값을 가지고 있음을 알 수 있고, q축 전류는 0에 가까운 값을 유지하는 것을 볼 수 있다. Fig.14, Fig.15는 -800rpm에서 800rpm으로 변할 때 속도와 전류파형을 나타낸 것이다. 일정한 속도에서는 대체로 벡터제어가 잘 이루어지지만, 회전방향이 변하는 저속부근에서는 벡터제어가 잘 이루어지지 않는다. 스위칭 소자의 보호회로를 보완하여 입력전원을 충분히 높게 하여 실험을 해 볼 필요가 있다.

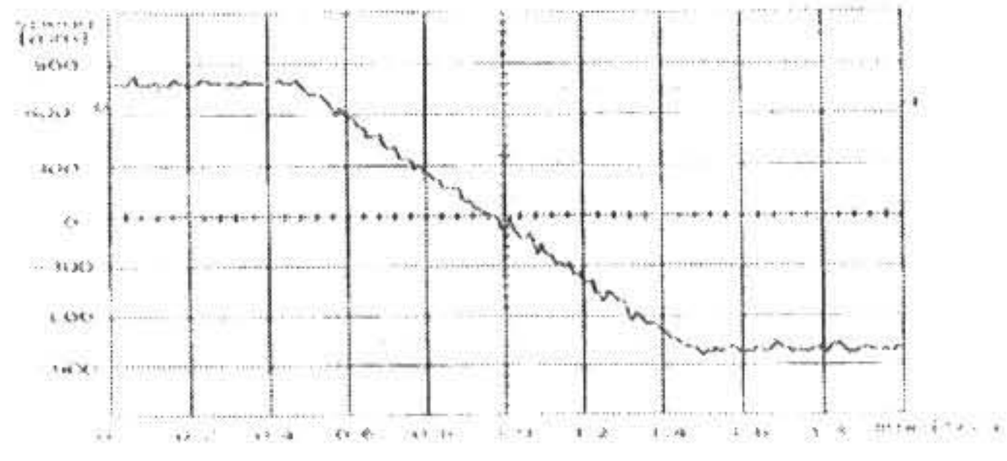

Fig. 12. The speed response at 800rpm ~ -800rpm command.

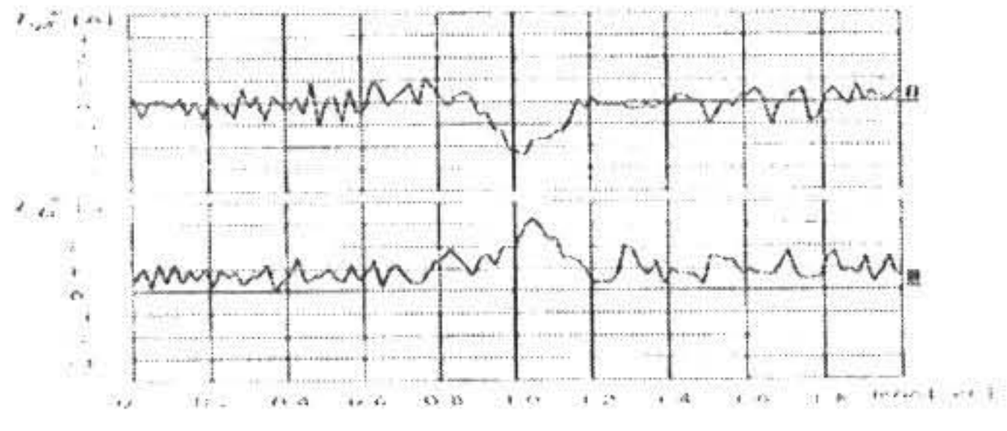

Fig. 13. The dq current response at 800rpm ~ -800rpm speed command.

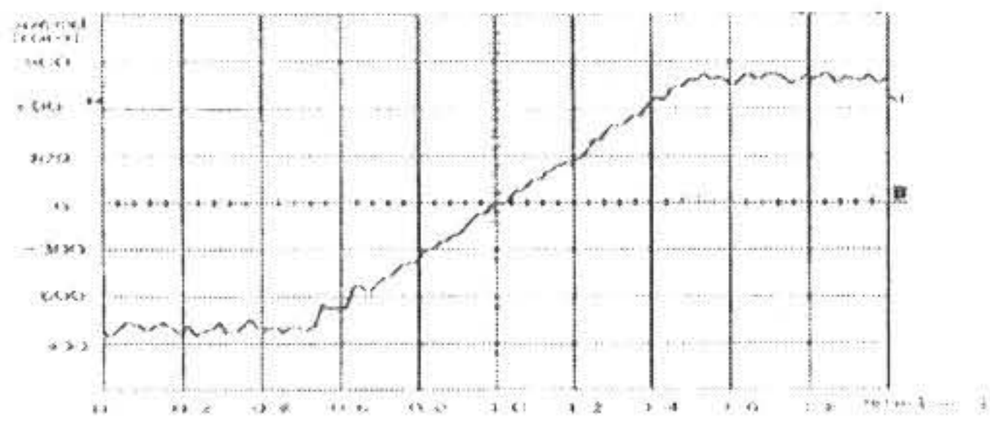

Fig. 14. The speed response at -800rpm ~ 800rpm command.

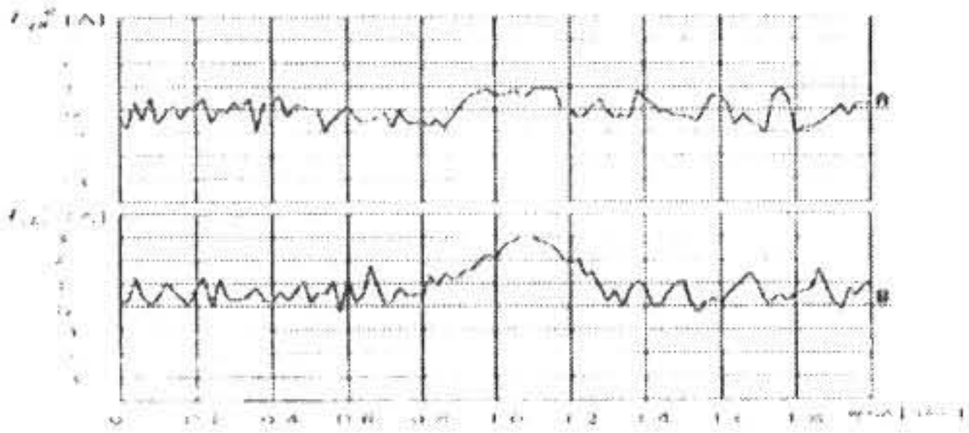

Fig. 15. The dq current response at -800rpm ~ 800rpm speed command.

4. 결론

본 논문에서는 교류를 직접 교류로 변환시키

는 행렬변환기에서 유도전동기를 벡터제어하는 페루프 시스템을 설계하고, 동작을 모의실험 하였다. 행렬변환기에 적용된 스위칭 방식은 세미 소소프트 스위칭 방식으로 전류의 방향이 변할 때 스위치의 파괴를 막기 위해서 일정 범위 내에서는 스위치의 상태를 유지시키는 방식을 사용하였다. 모의실험 결과 스위칭에 따른 고조파 잡음이 크게 나타나나 기본적인 벡터제어가 이루어짐을 확인할 수 있었다. 실험에서도 잡음의 영향은 증가하나 정상상태에서는 벡터제어가 잘 이루어짐을 확인하였고, 회전방향이 변하는 저속에서는 정상적인 벡터제어가 잘 이루어지지 않았다. 앞으로 제어기 및 스위치를 보완하고 입력전압을 증가시켜 전 속도영역에서 완벽한 벡터제어가 이루어질 수 있도록 연구할 필요가 있다.

참고문헌

1) M. Venturini : A new sine wave in, sine wave out, conversion technique eliminates reactive elements, Proc. Powercon 7, pp.E3-1-E3-15, 1980
2) R. Beasant, W. Beatie, and A. Refsum : An approach to the realization of a high power Venturini converter, IEEE PESC, pp. 291-297, 1990
3) P.D. Ziogas, S.I. Khan, and M.H. Rashid : Analysis and design of forced cycloconverters structures with improved transfer characteristics, IEEE Trans. Ind. Elect., IE-33, No 3, pp. 271-280, 1986
4) P.D. Ziogas, S.I. Khan, and M.H. Rashid : Some improved forced commutated cycloconverter structures, IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 21, pp. 1242-1254, 1985
5) A. Alesina and M.G.B Venturini : Intrinsic amplitude limits and optimum design of 9-switchs direct PWM ac-ac converters, IEEE PESC Record, pp. 1284-1291, 1988
6) A. Alesina and M. Venturini, : Analysis and design of optimum-amplitude nine-switch direct AC-AC converters, IEEE Trans. on power electronics, PE-4, No. 1, pp. 101-112, 1989
7) S. Sunter : A vector controlled matrix converter induction motor drive, PhD. Thesis, Nottingham University, UK, 1995
8) P. wheeler and D. grant : Optimized input filter design and low-loss switching techniques for a practical matrix converter, IEE Proc. Electr. Power Applicat., vol. 144, no. 1, pp. 53-60, 1997
9) M. Zigler, W. Hofmann : Semi natural two steps commutation strategy for matrix converter, IEEE PESC, pp. 727-731, 1998
10) P. C. Krause, : Analysis of Electric Machinery, McGraw-Hill, 1986
11) D. W. Novoting and T. A. Lipo : Vector control and dynamics of AC drives, Oxford, 1996

(2002년 10월 17일 접수, 2003년 1월 20일 채택)