

論 文

교류전동기의 벡터제어를 위한
공간벡터에 기저한 전류 제어기

正會員 李 允 鍾* 正會員 任 楠 赫* 正會員 閔 康 基*

Space Vector Based Current Controller for
Vector Control of AC Motor

Yoon Jong LEE*, Nam Hyuk YIM*, Kang Kee MIN* *Regular Members*

要 約 본 논문에서는 전류 제어형 PWM 인버터를 위한 새로운 전류 제어기법을 제안하였다. 종래 히스테리시스 제어기법은 우수한 과도 응답 특성을 갖지만 랜덤한 스위칭 패턴때문에 저속영역에서 스위칭 주파수가 높아지게 된다. 제안된 새로운 전류제어기는 3단계 히스테리시스 비교기의 출력에 따라 스위칭 EPROM 데이터를 통해 알맞은 인버터 출력전압 벡터를 선택하는 제어기법이다. 시뮬레이션과 실험을 통해 종래 히스테리시스 전류제어기와 비교 검토하였다.

ABSTRACT This paper proposes a new current control strategy for current regulated VSI-PWM Inverter. The conventional hysteresis control method has good dynamic response, but the switching frequency in lower region are high because it does not optimise switching patterns.

Proposed current control strategy can optimize switching patterns. As regulator, three level comparator are used, the output of comparator select appropriate inverter output voltage vectors via switching table stored in EPROM.

The simulation and experimental results in comparison to conventional hysteresis strategy are presented and discussed.

I. 서 론

전력용 반도체 산업의 기술적 진보와 향상된 제어기술로 인해 유도전동기가 가변속운전에 있어서 직류전동기에 근접된 우수한 과도특성을

갖게 되었으며 벡터제어알고리즘⁽¹⁾은 그 한 예이다.

벡터제어에 의한 유도전동기의 고성능제어는 벡터제어 알고리즘에 의해 결정된 지령 전류에 실제전류가 어떻게 추종응답 하는가에 따라 결정되며, 결국 PWM 인버터의 전류제어기 성능이 유도전동기의 제어성능에 큰 영향을 미치게 된다⁽²⁾⁽³⁾. 따라서 최근에 고조파 손실저감과 더불어

*漢陽大學校 電氣工學科
Dept. of Electrical Engineering,
Han Yang University
論文番號 : 90-77 (接受 1990. 7. 30)

제한된 스위칭주파수를 갖는 정밀한 전류제어기에 대해 많은 연구가 진행되고 있으며 특히 Brod 씨와 Novotny⁽⁴⁾씨는 히스테리시스제어기, 삼각파 비교제어기, 예측제어기 등을 제안하였다.

먼저, 히스테리시스 제어기는 지령전류와 실제전류의 일치를 이루기 위해 random 한 스위칭패턴을 발생하는 것으로 사실상 동작스위칭선이 PWM 인버터의 상태에 따라 변하는 스위칭선 제어기의 한 형태이다. 이 제어기의 장점은 전류의 고속추종응답이 가능하고 구조가 간단하다는 것이지만 빈도가 높게 실제전류가 정해진 히스테리시스 폭을 초과하여 전류오차가 커지게 되고 저속영역에서 스위칭주파수가 증가하는 결점이 있다.

삼각파 비교제어기는 전류오차에 대해 동작하는 PI 전류조정기로 구성되고 그 출력은 삼각파와 비교에 의해 스위칭패턴을 발생하므로 스위칭주파수가 일정한 장점을 갖지만 고속영역으로 갈수록 지령전류와 실제전류의 위상차가 커지는 단점이 있다.

이에, 두 저자는 가변속 유도전동기의 운전중 저속영역에서는 삼각파 비교제어기, 고속영역에서는 히스테리시스제어기를 사용하는 결합된 제어기를 제안하였지만 실제의 적용이 어렵다.

마지막으로, 예측제어기는 고속, 정밀한 전류제어를 위해 실시간 계산을 통한 이상적인 PWM 스위칭 패턴을 발생하는 것이지만 상황변화에 따른 실시간 계산이 어렵기 때문에 실제적용이 곤란하다.

그러므로 본 연구에서는 위 제어기들이 갖는 장단점을 고려하여 저속영역에서 스위칭주파수의 저감과 전류오차의 크기를 제한하며, 전류의 상차가 없고 실제적용이 간단한 새로운 전류제어기를 제안한다.

제안된 새로운 전류 제어기는 3단계 히스테리시스 비교기⁽⁵⁾의 출력에 따라 EPROM에 저장시킨 스위칭 테이블을 통해 일정한 인버터 출력전압벡터를 선택하는 공간벡터에 기초한 전류제어기(Space Vector based Current Controller :

이하, SVCC라고 한다)이다. 3상 농형유도전동기 구동용 모델로, 시뮬레이션과 실험을 히스테리시스 제어기와 비교검토하여 그 타당성을 입증하고자 한다.

II. 인버터 출력전압의 공간벡터

일반적으로 3상 회로의 전압과 전류를 한 개의 공간벡터로 나타내면 복잡한 교류기기 해석에 유용하게 이용할 수 있다. 그림 1은 전압원인 인버터에 의한 3상 유도전동기의 구동계를 나타내는 것으로 전압의 영상분이 0, 즉

$$V_a + V_b + V_c = 0 \quad (1)$$

이 되도록 영전위를 취하면 순시치 V_a, V_b, V_c 는 식 (2)와 같이 하나의 공간전압벡터로 표시하는 것이 가능하다.

$$V = 2/3(V_a + \alpha V_b + \alpha^2 V_c), \quad \alpha = e^{j(2\pi/3)} \quad (2)$$

전류 i_a, i_b, i_c 에 대해서도 식 (3)과 같이 나타낼 수 있다.

$$i = 2/3(i_a + \alpha i_b + \alpha^2 i_c), \quad \alpha = e^{j(2\pi/3)} \quad (3)$$

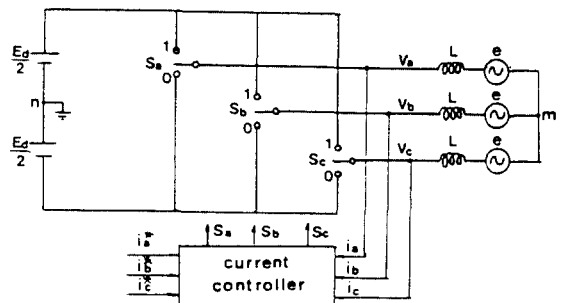


그림 1. 삼각파 및 전압원 인버터 구동계
Simplified VSI system

이러한 정의하에, 직류입력전압의 중성점 n

이 유도전동기 중성점 m과 연결되어 있지 않다고 하면 인버터 출력전압의 공간벡터 $V_k(S_a, S_b, S_c)$ 는 식 (4)와 같다.

$$V_k(S_a, S_b, S_c) = \frac{2}{3} E_d e^{j(k\pi/3)} \quad (4)$$

단, $K=S_a \times 2^0 + S_b \times 2^1 + S_c \times 2^2$ 이다.

식 (4)에서 (S_a, S_b, S_c) 는 각상의 스위칭의 함수로써 $S=1$ 일 때에는 상측의 스위칭소자가 도통되는 경우이고, $S=0$ 는 하측의 소자가 도통될 경우이다. 따라서 인버터 출력전압의 공간벡터는 $2^3=8$ 개가 있으며 그림 2는 이를 나타낸 것으로 $V_7(1, 1, 1)$ $V_8(0, 0, 0)$ 는 영전압벡터이다.

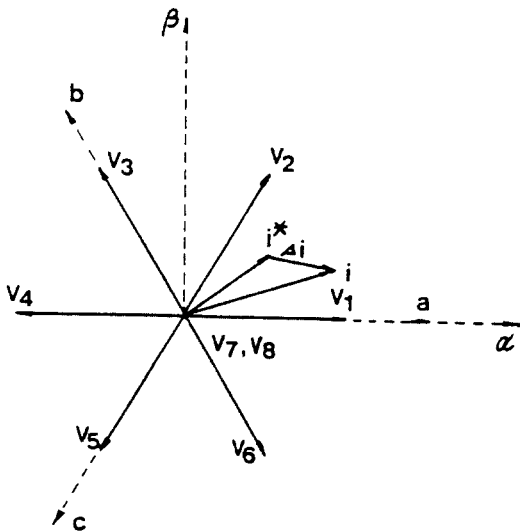


그림 2. $V_k(S_a, S_b, S_c)$ 벡터와 전류벡터
 $V_k(S_a, S_b, S_c)$ Vector and Current vector

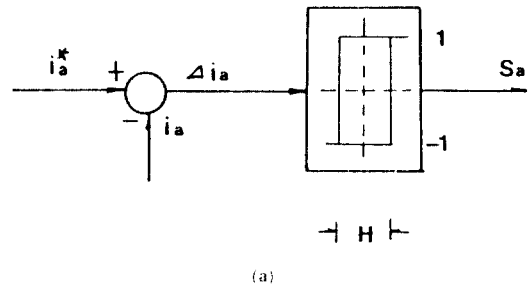
또한 모든 상에서의 지령전류와 실제전류 그리고 전류오차를 그림 2와 같이 공간벡터 i^* , i , Δi 로 나타낼 수 있고 그 관계는 식 (5)와 같다.

$$\Delta i = i^* - i \quad (5)$$

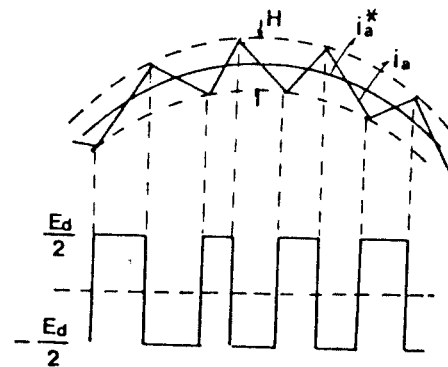
따라서 가능한 빠르게 전류오차 벡터를 최소로 하는 알맞은 전압벡터를 출력하는 것이 전류제어기에서는 필요하게 된다.

Ⅲ. 히스테리시스 전류제어기

이 제어기의 원리는 실제전류가 기준전류의 한계 band 폭을 초과 할 경우 인버터의 스위칭을 변화시켜 실제전류가 band 폭 안에 존재하도록 하는 것으로 그림 3은 한상에 대한 히스테리시스 제어기 구성과 인버터 출력파형의 형성 과정을 보인 것이다.



(a)



(b)

그림 3. 히스테리시스 제어기
 (a) a상 제어기 구성 (b) 출력전압
 Hysteresis controller
 (a) controller of a phase (b) output voltage

그림 3(b)에서 히스테리시스제어기는 band 폭 H의 설정에 따라 random 한 출력을 하는 것으로 이 알고리즘은

$$i_{ab} = i_a^* + H/2 \quad (6)$$

$$i_{ai} = i_a^* - H/2$$

만약 $i_a > i_{ab}$ 이면 $V_a = -E_d/2$

만약 $i_a < i_{ai}$ 이면 $V_a = E_d/2$

이 된다.

그림 4는 각상의 히스테리시스제어기를 하나의 공간좌표에 표현한 스위칭도표로 보인 것으로 band 폭 H를 주었을 경우 오차전류는 band 폭의 2배에 이를 수 있다. 즉 $V_a(1, 0, 0)$ 인 스위칭상태에서 실제전류가 부하지향, 역기전력 그리고 지령전류의 움직임등으로 인해 a상의 스위칭 전을 지났을 경우 $V_a(0, 0, 0)$ 의 영전압 배터가 출력되고 오차전류는 점점 커져 다른 스위칭 전을 지날 때까지 주어진 band 폭을 넘게 된다.

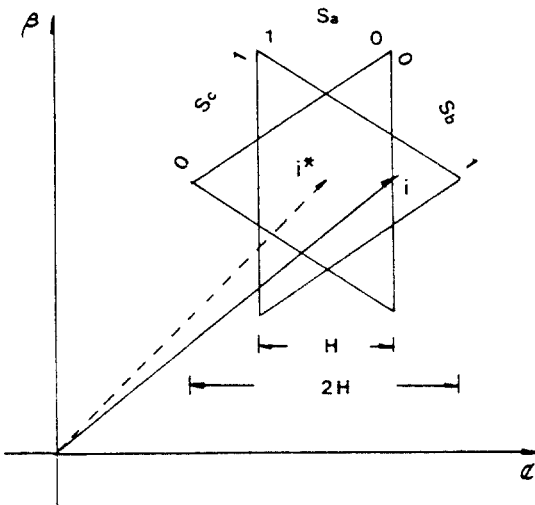


그림 4. 히스테리시스제어기의 스위칭도
Switching diagram of hysteresis controller

유도전동기의 저항을 무시하고, 선전류 i_a Δi 만큼 증가하는데 걸리는 시간 Δt 동안 상전압 V 와 역기전력 e 가 변하지 않는다면

$$\Delta t = L \Delta i / (V - e) \quad (7)$$

이 된다.

그러므로 식 (7)에서 인버터 스위칭주파수는 언더턴스와 직류입력전압, 전류변화율 등에 영향을 받게 되고 역기전력이 적을 때 즉 저속에서 인버터의 스위칭 주파수를 넘게 된다.

IV. 제안된 SVCC

유도전동기의 벡터제어원리는 그림 5와 같은 좌표상에서 고정자 전류 벡터를 동기속도로 회전하는 회전좌표인 d-q 축의 두 성분 i_{sd} , i_{sq} 로 나누어 직류전동기와 같이 분리제어가 가능하도록 한 것이다.

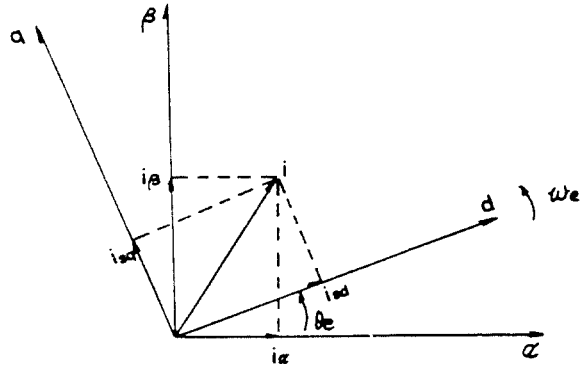


그림 5. 고정자 전류 벡터와 좌표변환
Stator current vector and coordinate transformation

회전좌표인 d-q 축에서의 3상 농형 유도전동기의 방정식은 다음과 같다⁽⁶⁾.

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s P & \omega L_m & L_m P & \omega L_m \\ -\omega L_s & R_s + L_s P - \omega L_m & L_m P & \\ L_m P & \omega_s L_m & R_r + L_r P & \omega_s L_r \\ -\omega_s L_s & L_m P & -\omega_s L_r & R_r + L_r P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P_p}{2} L_m (i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq}) \quad (9)$$

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{P_p}{2} (T_e - T_L) \quad (10)$$

여기서 P 는 $\frac{d}{dt}$ 이고 P_p 는 극수이다.
그리고 회전자 자속은

$$\begin{aligned} \lambda_{rq} &= L_m i_{sq} + L_r i_{rq} \\ \lambda_{rd} &= L_m i_{sd} + L_r i_{rd} \end{aligned} \quad (11)$$

이 되고, 식 (11)을 식 (8)에 대입하면

$$\begin{aligned} R_r i_{rq} + P\lambda_{rq} + \omega_{si}\lambda_{rd} &= 0 \\ R_r i_{rd} + P\lambda_{rd} - \omega_{si}\lambda_{rq} &= 0 \end{aligned} \quad (12)$$

이 된다.

회전자 자속을 d축에 일치시키면

$$\lambda_{rd} = \lambda_r \quad (13)$$

$$\lambda_{rq} = 0 = P\lambda_{rq} \quad (14)$$

이 된다. 식 (13), 식 (14)를 식 (12)에 대입하면

$$R_r i_{rq} + \omega_{si}\lambda_r = 0 \quad (15)$$

$$R_r i_{rd} + P\lambda_r = 0 \quad (16)$$

이 되고 다시 식 (13), 식 (14)를 식 (11)에 대입하여 다음식을 얻는다.

$$i_{rq} = -\frac{L_m}{L_r} i_{sq} \quad (17)$$

$$i_{rd} = \frac{\lambda_r}{L_r} - \frac{L_m}{L_r} i_{sd} \quad (18)$$

식 (17), 식 (18)을 식 (15), 식 (16)에 대입하면

$$\omega_{si} = \frac{L_m}{T_r} \frac{i_{sq}}{\lambda_r} \quad (19)$$

$$P\lambda_r = \frac{1}{T_r} (-\lambda_r + L_m i_{sd}) \quad (20)$$

$$T_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} \lambda_r i_{sq} \quad (21)$$

이 된다. 여기서 $T_r = \frac{L_r}{R_r}$ 이다.

따라서 식 (19), 식 (20), 식 (21)에서 알 수 있듯이 유도전동기의 토크와 자속은 각각 q 축 성분전류 i_{sq} 와 d축 성분전류 i_{sd} 에 의해 분리 제어가 가능하게 된다.

이 때 d-q축 성분전류는 고정자 기준좌표인 $\alpha-\beta$ 축 성분전류로 변환되고 다시 3상 전류로 변환될 수 있으며 식 (22), 식 (23)은 각각 이를 나타낸다.

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_e & -\sin\theta_e \\ \sin\theta_e & \cos\theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad (22)$$

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\sqrt{3}/2 & -1/2 \\ \sqrt{3}/2 & -1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (23)$$

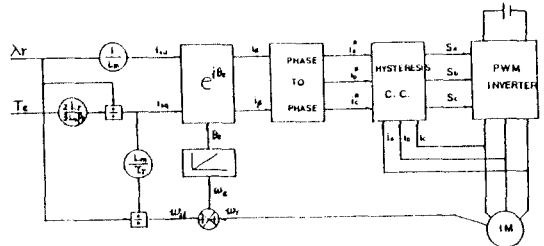


그림 6. 벡터제어시스템의 블록선도.
Block diagram of Vector Control System

그림 6은 일반적인 3상 유도전동기의 벡터제어 시스템의 블록선도를 나타내는 것으로 각 상에는 독립된 히스테리시스 전류제어기를 사용한다.

본 연구에서는 이와 같은 유도전동기의 벡터제어를 고려하여 단지 고정자 기준축인 $\alpha-\beta$ 축에서의 고정자 전류 벡터 성분 i_α, i_β 를 지령 전류

로 하는 새로운 전류 제어를 제안하였으며 그림 7은 이를 나타낸다.

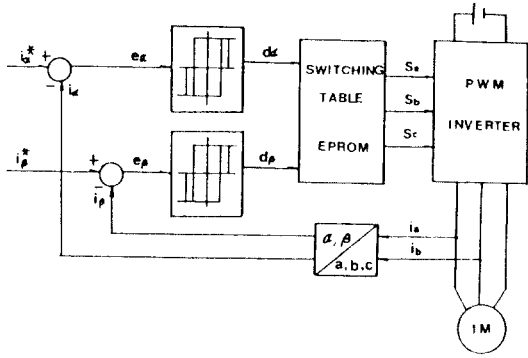


그림 7. 제안된 SVCC의 블록선도
Block diagram of proposed SVCC

제안된 SVCC는 3단계 히스테리시스 비교기와 스위칭 EPROM table로 구성되며 3단계 히스테리시스 비교기는 그림 8과 같이 wide band 폭과 narrow band 폭을 갖는 2개의 히스테리시스 비교기의 합으로 이루어진다.

3단계 히스테리시스 비교기의 특성은 종래 히스테리시스 비교기 출력이 1과 -1인 2 단계인 데 비해 1, 0, -1의 3단계이며 부우프는 증가모드, 감소모드를 갖는 소루우프 2개와 모드 전환

부우프 2개를 갖는다. 기준 신호가 감소에서 증가로 전환되었을 때 전류는 증가 소루우프에 존재하며 1과 0을 출력하면서 Narrow band를 갖고 움직이게 된다. 기준신호가 바뀌게 되면 모드전환 부우프를 따라 움직여서 감소 소루우프에 존재하게 되어 0과 -1을 출력하게 된다.

이와 같이 3단계 히스테리시스 비교기로부터 출력된 $d\alpha, d\beta$ 는 각각 1과 -1 사이의 제한된 범위를 갖게 되며 그림 9은 이를 나타내는 것으로 오차 전류가 이 범위를 초과할 때 EPROM table에서 알맞는 전압배터를 선정하여 출력하게 된다.

예를 들면 증가 모드 상태에서 $d\alpha=1, d\beta=0$ 의 출력이 되면 EPROM에서는 실제전류가 지령 전류에 추종하도록 V_4 배터가 선택되고 전류오차가 wide band 폭을 초과하여 모드 전환이 되지 않는 한 다시 영전압 배터를 출력하여 증가 소루우프를 순환하게 되므로 스위칭 주파수가 줄어들게 된다.

또 1은 위에서 설명했듯이 $d\alpha$ 및 $d\beta$ 의 상태에 따라 알맞은 전압배터리가 선택되도록 EPROM table에 저장된 내용을 보인 것이다.

그런데 $d\alpha=0, d\beta=-1$ 일 때는 그림 9에서 알 수 있듯이 V_3 또는 V_2 가 선택될 수 있고 $d\alpha=0, d\beta=1$ 이 때는 V_5 또는 V_6 가 선택될

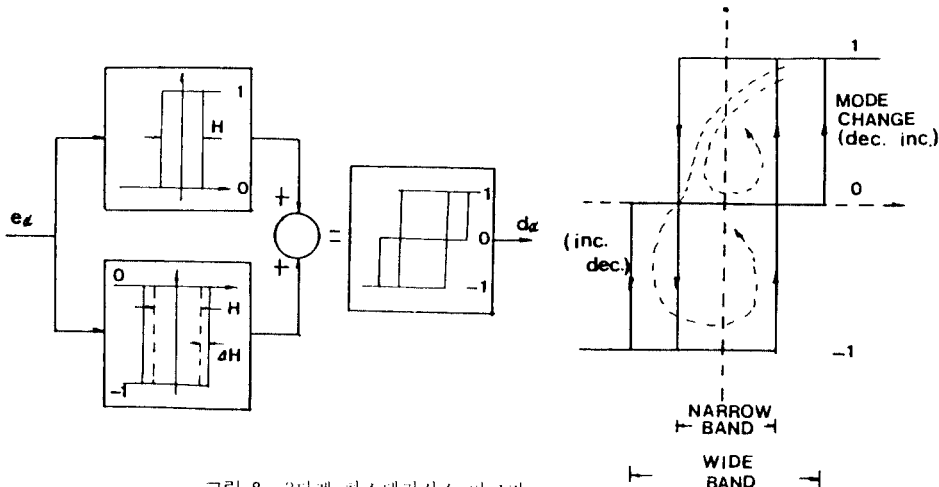


그림 8. 3단계 히스테리시스 비교기
Three level hysteresis comparator

수 있다.

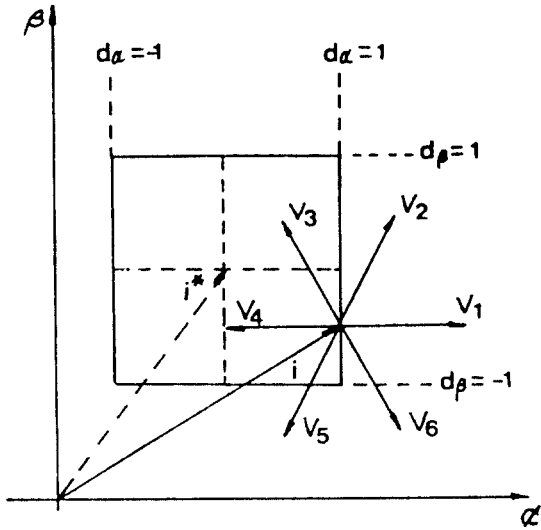


그림 9. 제안된 SVCC의 스위칭도
Switching diagram of proposed SVCC

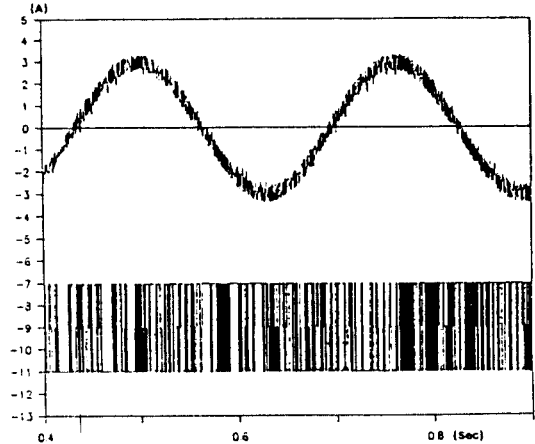
표 1. 스위칭 EPROM table의 내용

d_α	-1	-1	-1	0	0	0	1	1	1
d_β	-1	0	1	-1	0	1	-1	0	1
전압벡터	V_2	V_1	V_6	V_3	V_7	V_6	V_3	V_4	V_5
	OR			V_2	V_8	V_5			

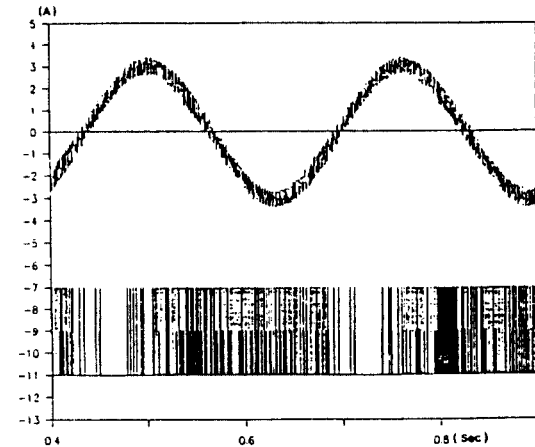
V. 시뮬레이션 및 실험결과

제안된 SVCC의 특성을 알아 보기 위해 부록 I, II의 농형유도전동기를 모델로 하여 시뮬레이션을 하였다. 그림 10은 유도전동기가 12[rad/s]로 회전하고 있는 정상상태의 파형을 나타낸 것으로 그림 10(a)는 히스테리시스 제어기를 사용했을 때의 결과이며 그림 10(b)는 제안된 SVCC에 대한 결과이다.

두 제어기의 특성을 비교하기 위해 종래 히스테리시스 제어기의 band폭을 0.15[pu], 제안된 SVCC의 wide band 폭을 0.33[pu]로 하여 최대 전류오차를 같게하였으며 그림 10에서 알 수



(a)



(b)

그림 10. 시뮬레이션 결과에 의한 실제전류와 인버터 출력 전압파형

(a) 히스테리시스 제어기 (b) 제안된 SVCC
Waveform of actual current and inverter output voltage

(a) hysteresis controller (b) proposed SVCC.

있듯이 제안된 SVCC의 스위칭주파수가 많이 저감됨을 알 수 있다.

그림 11은 두 제어기의 실제전류제어를 $\alpha-\beta$ 좌표상에 나타낸 것으로 종래 히스테리시스 전류 제어기는 그림 11(a)에서 보듯이 실제 전류제어가 매우 복잡성을 띠고 있으며 이로 인해 랜덤한 전압 벡터가 출력됨을 알 수 있으며 그 반면에

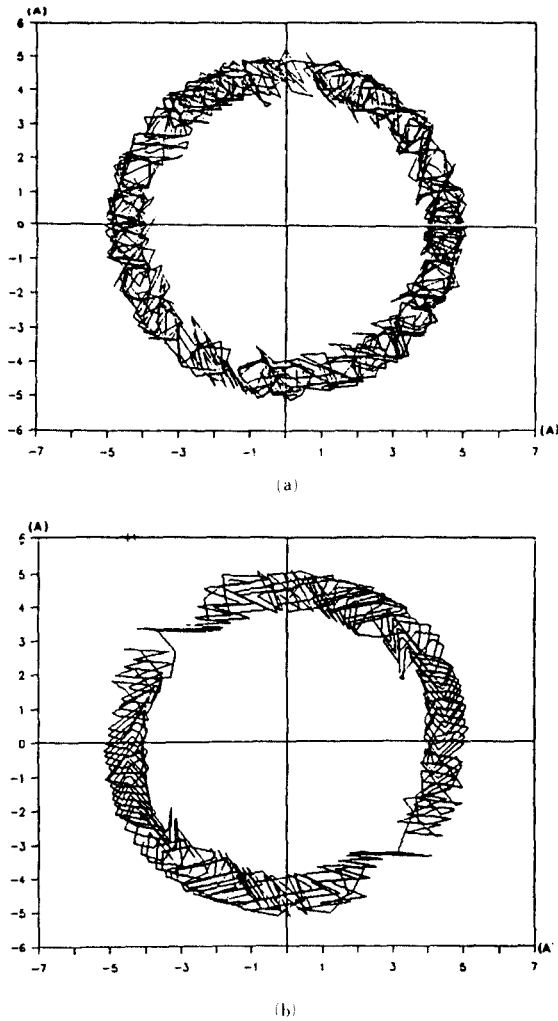


그림 11. 실제 전류의 제형
 (a) 종래 히스테리시스 제어기 (b) 제안된 SVCC
 Trajectory of actual current
 (a) hysteresis controller (b) proposed SVCC

제안된 전류 제어기는 그림 11(b)에서와 같이 원점을 중심으로 대칭성과 일정한 규칙성을 갖고 있음을 알 수 있다.

그림 11(a), (b)는 두 제어기의 주기에 대한 스위칭 수를 비교한 것으로 제안된 SVCC가 종래 히스테리시스 제어기에 비해 약 30%의 스위칭수가 저감됨을 보여주고, 그림 13은 실험을 위한 전체회로의 블록선도를 나타낸 것으로 80286 CPU를 탑재한 마이크로 컴퓨터로 부터

백터 연산되어 일정주기와 진폭을 갖는 지령전류 $i\alpha^*$, $i\beta^*$ 가 출력되도록 하였으며 종래 히스테리시스 제어기와 제안된 전류 제어기를 모두 실험할 수 있도록 절환스위치를 부가하여 결선하였다.

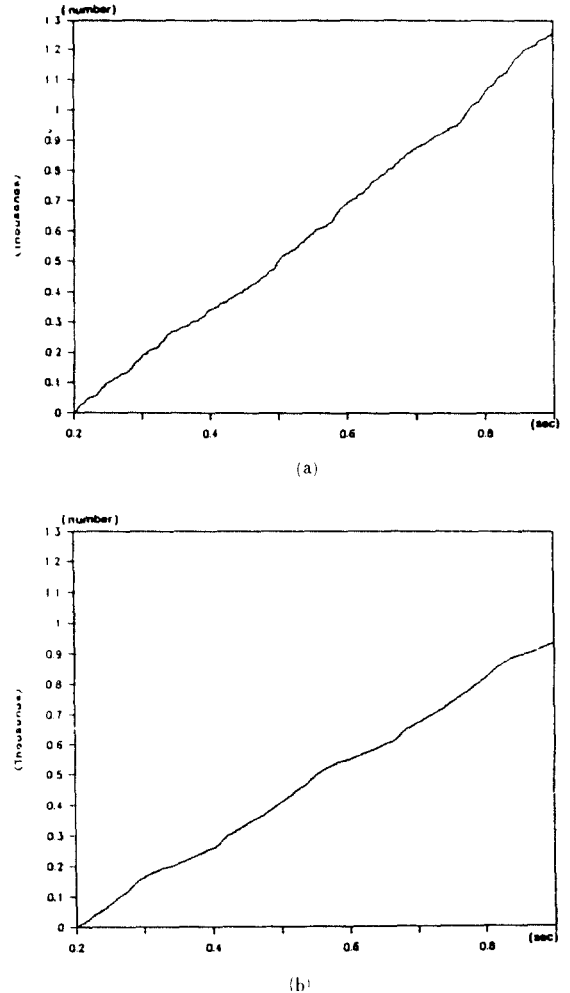


그림 12. 주기에 대한 스위칭수
 (a) 히스테리시스 제어기 (b) 제안된 SVCC
 Switching number in period
 (a) hysteresis controller (b) proposed SVCC

시뮬레이션과 같은 조건으로 실험을 하였으며 그림 14는 실제전류와 인버터 출력 전압이 유사함을 보이고 있다. 제안된 SVCC가 종래의 히스테리시스 제어기보다 3차, 5차 고조파 성분

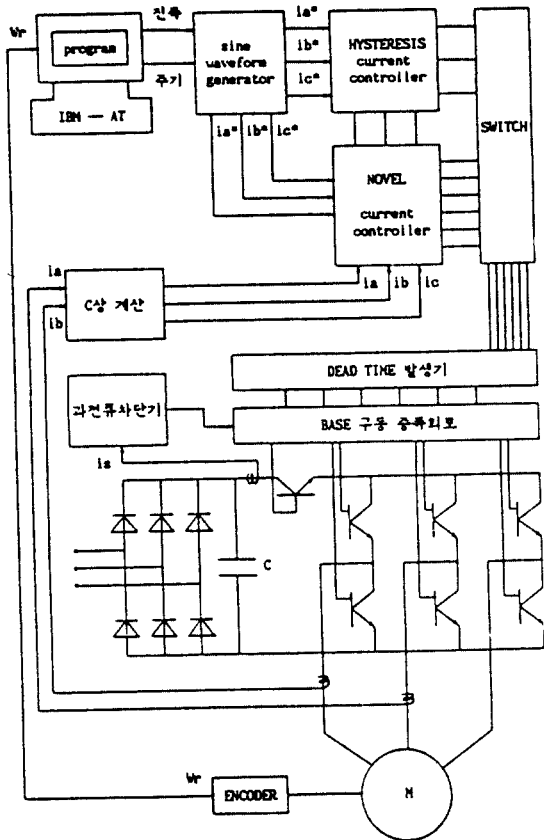
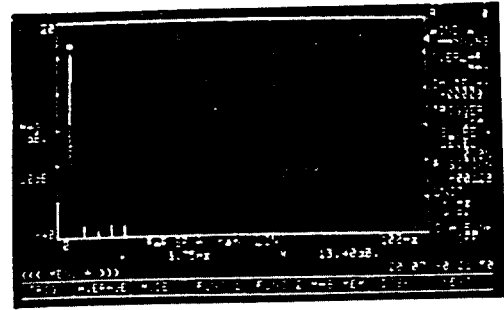


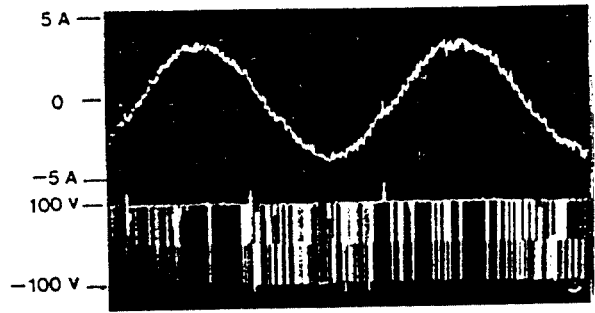
그림 13. 실험을 위한 회로의 블럭선도
Block diagram of circuit for experiment

이 약간 크지만 이는 스위칭 손실의 저감을 비하면 문제가 되지 않는다.

그림 15는 실제전류의 $\alpha-\beta$ 축 성분 i_α 와 i_β 의 파형과 이의 제적을 보인 것으로 그림 15(a)는 히스테리시스 제어기일 때의 실제전류의 제적이



(a)



(b)

그림 14. 실험결과에 의한 출력전류, 전압파형과 고조파 스펙트럼

(a) 히스테리시스 제어기 (b) 제안된 SVCC
Waveform of output current, voltage and harmonic spectrum
(a) hysteresis controller (b) proposed SVCC

고 그림 15(b)는 제안된 전류제어기의 전류제적으로 시뮬레이션 결과와 유사함을 알 수 있다.

그림 16은 제안된 SVCC에서 wide band 폭을 0.33(PU)로 한 경우 전류 오차 e_α 의 파형과 제적을 보인 것으로 전류오차가 wide band 폭으로 제한됨을 알 수 있다.

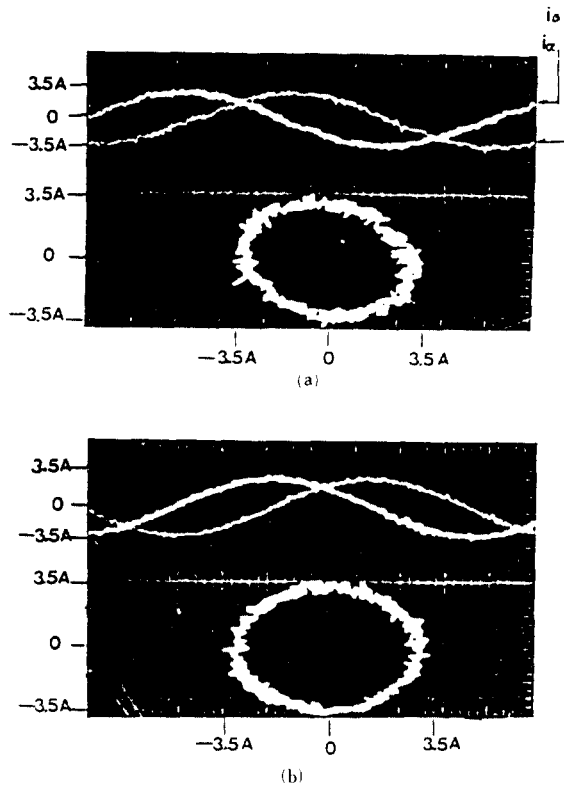


그림 15. i_α, i_β 의 파형과 전류제어
 (a) 히스테리시스 제어기 (b) 제안된 SVCC
 Waveform of i_α, i_β and current trajectory
 (a) hysteresis controller (b) proposed SVCC

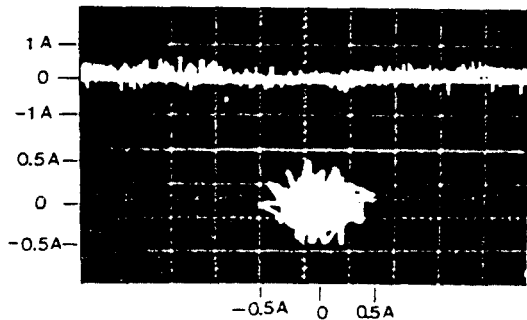


그림 16. 전류오차의 파형과 제어
 Waveform of current error and trajectory

VI. 결 론

본 연구에서 제안한 전류제어기는 종전의 히스테리시스 제어기에 비해 다음과 같은 장점을 갖고 있음을 알 수 있었다.

1. 지령전류와 실제전류의 최대 전류 오차는 wide band폭으로 정확히 제한할 수 있었다.
2. $d\alpha, d\beta$ 의 출력이 모두 영일 때는 영전압 벡터가 출력되므로 스위칭수를 약 30% 정도 저감시킬 수 있었다.
3. $d\alpha, d\beta$ 의 출력값은 공간 좌표 상에서 기준전류를 추종하는 가장 적합한 스위칭 상태를 선택케 함으로써 제어기의 성능을 향상시킨다.

부록 I. 전동기 제정수

본 연구에서 사용한 전동기는 1HP, 220V, 4극 농형 유도전동기이며 전동기 상수는 다음과 같다.

$$L_s = 0.1116737 \text{ [H]}$$

$$L_r = 0.1116737 \text{ [H]}$$

$$M = 0.1395 \text{ [H]}$$

$$R_e = 2.6 \text{ [}\Omega\text{]}$$

$$R_r = 2.3 \text{ [}\Omega\text{]}$$

$$J = 0.0356 \text{ [kg m}^2\text{]}$$

부록 II. 3상 농형 유도 전동기의 해석 모델

그림 (2)의 고정자 기준축 ($\alpha-\beta$ 축)에서 유도 전동기의 방정식을 구하면 다음과 같다.

$$\frac{d}{dt} \Phi_{s\alpha} = V_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}$$

$$\frac{d}{dt} \Phi_{r\alpha} = -R_r i_{r\alpha} - W_r \Phi_{r\beta}$$

$$\frac{d}{dt} \Phi_{r\beta} = -R_r i_{r\beta} - W_r \Phi_{r\alpha} \quad (\text{부1})$$

$$\frac{d}{dt} \Phi_{s\beta} = V_{s\beta} - R_s i_{s\beta}$$

$$\frac{d}{dt} W_r = (T_e - T_r) / J$$

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{rd} \\ i_{\beta s} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_s L_r - L_m^2} \begin{bmatrix} L_r \phi_{sr} - L_m \\ L_s \phi_{r\alpha} - L_m \phi_{sr} \\ L_s \phi_{r\beta} - L_m \phi_{s\beta} \\ L_r \phi_{s\beta} - L_m \phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (부2)$$

$$T_e = 1.5 L_m (i_{s\beta} i_{r\alpha} - i_{s\alpha} i_{r\beta}) \quad (부3)$$

參 考 文 獻

1. Fdix Blaschke, The principle of field orientation as applied to the new transvector closed loop control system for rotating field machines, Simens Review, Vol. 34, pp. 217~220, 1972.

2. A. B. Plankett, A current-controlled PWM transistor inverter drive, IEEE. IAS, Annu. Meet., pp. 785~792, 1979.

3. 이윤중, 임남혁의 2인, 전류 제어형 PWM 인버터로 구동되는 유도전동기의 벡터 제어에 관한 연구, 1987년도 대한전기학회 하계 학술회의 논문집, 논문 87-1-1, PP. 1~3, 1987.

4. Brod, D. H. and Norotny, D. W., Current control of VSI-PWM Inverter, IEEE IAS, Vol. IA-21, pp. 562~570, 1984.

5. Toshiji Kato and Keiji Miyao, Modified Hysterisis Control with minor loops for single phase full Bridge Inverter, IEEE IAS, pp. 689~693, 1988.

6. K. S. Rajashekara, Current impressed voltage source inverter fed induction motor control by field orientation, Can. Elec. Eng. J., Vol. 8, No. 4, pp. 135~141, 1983.



李 允 鍾 (Yoon Jong LEE) 正會員
 1924년 9월 14일생
 1948년 2월 : 서울대학교 전기공학과 졸업.
 1971년 2월 : 한양대학교 대학원 전기공학 학과 졸업 (공학박사)
 1950년 2월~1990년 2월 : 한양대학교 전기공학과 교수
 1990년 3월~현재 : 한양대학교 전기공학과 명예교수



閔 康 基 (Kang Kee MIN) 正會員
 1966년 9월 16일생
 1989년 2월 : 한양대학교 전기공학과 졸업
 1989년 3월~현재 : 한양대학교 전기공학과 석사과정.



任 楠 赫 (Nam Hyuk YIM) 正會員
 1955년 3월 15일생
 1982년 2월 : 명지대학교 전기공학과 졸업.
 1984년 8월 : 한양대학교 대학원 전기공학 학과 졸업.
 1987년 9월~현재 : 홍익공업전문대학 전기과 조교수
 現在 : 한양대학교 대학원 전기공학과 박사과정