

벡터제어 인버터의 새로운 전류제어에 관한 연구

이운중 임남혁 오원석 손영대 민강기*
한양대학교 전기공학과

A study on the Novel Current Control method in vector controlled inverter drive system

Y.J. Lee N.H. Yim W.S. Oh Y.D. Son K.K. Min*

Dept. of Electrical Engineering, HanYang University

ABSTRACT

This paper proposes a novel current control strategy for current regulated VSI-PWM transistor inverter. The conventional hysteresis control method has good dynamic responses. But the switching frequencies are high because it does not optimize switching patterns. Proposed current control strategy can optimize switching patterns. As regulator, three level comparators are used. The outputs of the comparators 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.

1. 서론

일반 산업계에서 널리 쓰이는 전동기는 크게 교류전동기와 직류전동기로 분류할 수 있는데, 교류전동기는 기기 자체의 복잡한 비선형 특성 때문에 고성능 제어가 어려워 직류전동기가 여러분야에서 많이 사용되어 왔다. 그러나 직류전동기에 대해 교류전동기가 갖는 다른 여러가지 장점들로 인하여 직류전동기를 교류전동기로 대체하려는 노력이 다방면에 걸쳐 이루어져 왔고, 근래에 들어 가장 진보된 방법으로서 유도기의 벡터제어 방식을 들 수 있다. 그런데 이 제어 알고리즘은 전류제어기를 갖추어야 하며 이 제어기의 성능이 전동기의 제어성능에 큰 영향을 미치게 된다. 그러므로 수년동안 전류 제어기에 대한 연구가 있었는데 그 대표적인 예로 ramp comparison, hysteresis, predictive controller 들 들수있다. 여기서, hysteresis controller는 실제전류를 기준전류와 비교하여 추종토록 하는것으로 과도상태에도 비교적 빠르게 동작하나 각상을 기준으로 제어되므로 비효율적인 스위칭이 생기게 된다. 반면 predictive controller는 인버터 전압벡터를 계산하므로 가장 효율적인 스위칭을 제공하지만 복잡한 계산때문에 상황변화에 빠르게 적응하지 못한다.

본 논문에서는 위의 전류 제어기의 특성중 장점만을 적절히 조합하여 새로운 전류 제어기를 제시 하였고 시뮬레이션과 실험을 통하여 히스테리시스 제어기와 비교 검토하여 그 타당성을 입증하였다.

2. 벡터제어 알고리즘

동기속도로 회전하는 회전자속을 d축에 일치시키면 모든 회전자속은 d축에 존재하고 q축 자속성분은 사라지게 된다. 결국토오르는 자속이 일정하게 유지되는 d축에 직각이되는 q축 성분전류에 의해 결정된다. 이 원리로부터 d축과 q축에 기준전류를 발생시키면 전압원 인버터의 전류제어기는 이 기준전류가 전동기에 인가되도록 인버터의 스위칭상태를 제어하게된다. 그러므로 전류제어기의 성능은 전체시스템에 큰 영향을 미치게 된다.

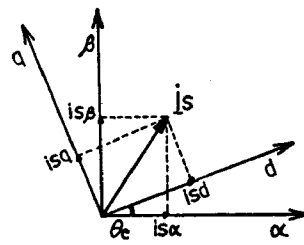


그림 1. 전류 벡터와 좌표변환

3. 전류의 공간 벡터개념

고정자 상전류를 i_a, i_b, i_c 라 하면 고정자 전류벡터를 식(1)처럼 나타낼 수 있다.

$$i_s = \frac{2}{3} (i_a + a i_b + a^2 i_c) \quad (1)$$

$$a = \exp \left(j \frac{2\pi}{3} \right)$$

인버터 commutation 영향을 무시하면 고정자 전압벡터는 7개의 서로 다른 방향을 갖게 된다. 이를 복소벡터로 표현하면 (2)와 같다.

$$V_s(k) = \frac{2}{3} V_o \exp(j \frac{k\pi}{3}) \quad (2)$$

$$, k = 1 \dots 6$$

$$V_s(k) = 0 \quad , k = 0+, 0-$$

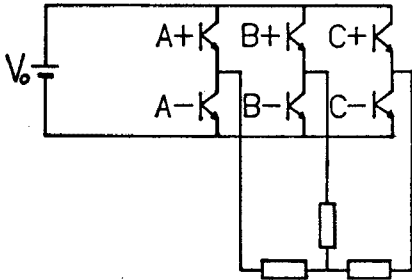


그림 2. 인버터의 기본 구성도

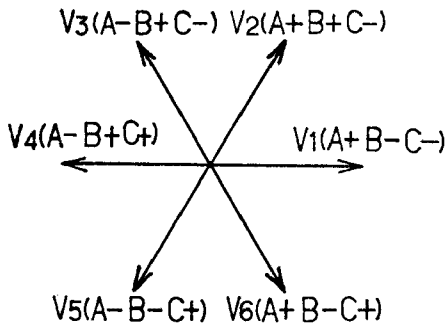


그림 3. 전압 벡터도

인버터 스위칭 상태는 $V_k(A,B,C)$ 로 정의되고 A+ 이면 인버터의 upper switch, A- 이면 lower switch 로 동작하고 그 상태는 각각 벡터 V_k 에 일치한다.

이러한 개념으로 인버터 출력전압과 전류조절 방식을 해석하고 표현하기 위해서 3상의 양을 공간벡터로 나타내어 유도전동기 해석에 유용하게 이용할 수 있다.

4. 히스테리시스 전류 제어기

제어기의 원리는 한상에 대한 실제전류가 기준전류의 한계 band폭을 넘었을 경우 인버터의 스위칭을 변화시켜 실제전류가 band폭안에 존재하도록 하는 것이다. 그림 4는 공간벡터로 표현된 히스테리시스 전류 제어기의 전류 및 스위칭도를 나타낸다.

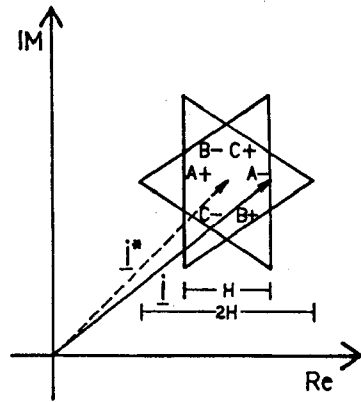


그림 4. 히스테리시스 전류 제어기의 전류 및 스위칭도

그림 4에서 보는 바와 같이 band폭을 H로 주었을 경우 오차 전류는 band폭의 2배에 이를 수 있다. 즉, $V1(A+,B-,C-)$ 인 스위칭 상태에서 전류가 A-스위칭 line을 지났을 경우 $V8(A-,B-,C-)$ 의 ZERO Voltage스위칭 상태가 되고 A상의 오차전류는 부하저항, 역기전력, 기준전류의 움직임등으로 점점 커져서 다른 스위칭 line을 지날때까지 주어진 band폭을 넘게된다.

인버터 스위칭에 관한 방정식을 세워보면 식(3)와 같이 나타낼 수 있으며 여기서 시간 Δt 는 선전류 i 가 Δi 만큼 증가 되는 시간인데, 상전압 v 와 역기전력 e 는 그 기간동안 변하지 않는다고 가정하고, 저항을 무시하였다. 그러므로 인버터의 스위칭주파수는 인덕턴스와 역기전력, dc Link전압, 전류리플에 영향을 받게되고, 부하가 인가되었을 때 고속에 비해 저속에서 역기전력이 작아 시스템의 한계스위칭 주파수를 넘을 우려가 있다. 또한 기준전류에 대한 실제전류의 공간적 상황에 무관하게 각상을 기준으로 스위칭 상태를 결정하는 특성이 있다.

$$\Delta t = L \left(\frac{\Delta i}{v - e} \right) \quad (3)$$

5. 새로운 전류 제어기

본 연구에서 제시한 새로운 전류 제어기의 블록선도를 그림 5에 나타내었다. 새로운 전류 제어기는 3level 히스테리시스 비교기와 스위칭 ROM table로 구성된다.

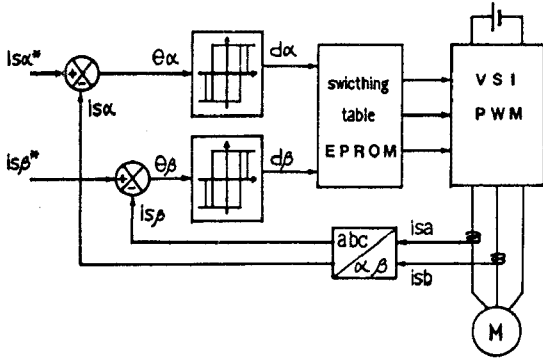


그림 5. 새로운 전류 제어기의 블록 선도

3level 히스테리시스 비교기는 그림 6 처럼 wideband 와 narrowband를 갖는 2개의 히스테리시스 비교기의 합으로 이루어진다.

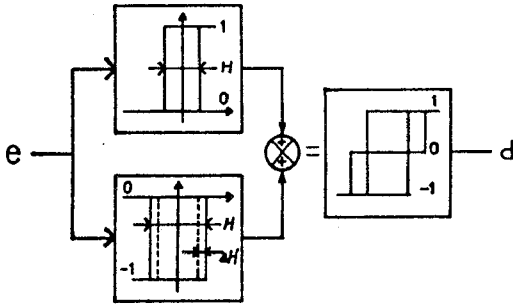


그림 6. 3level 히스테리시스 비교기

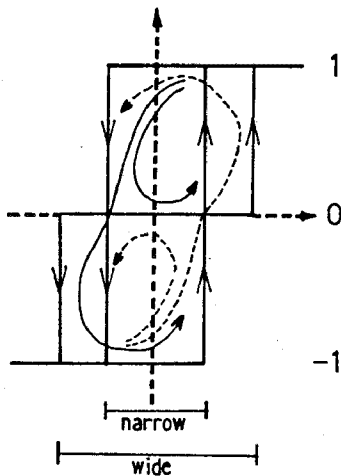


그림 7. 3level 히스테리시스 비교기의 무우프

3level 히스테리시스 비교기의 특성은 종래 히스테리시스 비교기에 비해 출력이 3단계이며 무우프는 총 4개가 있다. 즉, 소 무우프 2개(증가, 감소 모드) 와 모드 전환 무우프 2개이다. 그림 7 에 3level 히스테리시스 비교기의 무우프를 나타낸다. wide 히스테리시스가 high 이면 전류 오차는 증가 소 무우프에 존재하며 +E 와 0 level의 출력을 내면서 narrow band를 갖고 움직이게 된다. reference의 상태가 바뀌면 wide 히스테리시스는 low 가되고, 모드 전환 무우프를 따라 움직여서 감소 소 무우프에 전류오차가 존재하게 되며 0 과 -E level의 출력을 내게 된다.

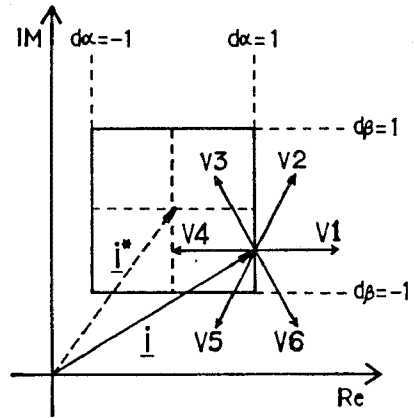


그림 8. 새로운 전류제어기의 전류 및 스위칭도

본연구에서 제안된 전류제어기는 직각좌표계의 고정자 기준 축에서 동작하게 되며 제어기는 출력전류 공간벡터를 기준 전류 공간벡터(i_{α}, i_{β}) 에 추종, 형성하게 한다. 먼저 실제 3상전류 i_a, i_b, i_c 가 $\langle a \ b \ c / \alpha \ \beta \rangle$ 의 상변환에 의해 2상으로 변환되어 그림 8 과 같이 $\alpha \ \beta$ 좌표축에서 기준전류와 비교된다. 여기서 나온 전류오차 e_{α}, e_{β} 는 각각 3level 히스테리시스 비교기에 보내지고 그출력값(d_{α}, d_{β})에 의해 공간좌표상에 정사각형의 band를 형성한다.

표 1. 스위칭 ROM table

d_{α}	-1	-1	-1	0	0	0	1	1	1
d_{β}	-1	0	1	-1	0	1	-1	0	1
전압	V2	V1	V6	V3	V0	V6	V3	V4	V5

d_{α}	-1	-1	-1	0	0	0	1	1	1
d_{β}	-1	0	1	-1	0	1	-1	0	1
전압	V2	V1	V6	V2	V0	V5	V3	V4	V5

band를 넘어서는 경우 그 출력값은 표 1의 2가지 스위칭 PWM table에서 가장 적합한 전압을 선정하게되고, 이를 인버터에 인가하여 최상의 스위칭 상태를 제공하게 된다.

6. 시뮬레이션 및 실험 결과

그림 9는 한 상의 전류의 스위칭 파형으로 새로운 전류 제어방식이 종전의 히스테리시스 방식에 비해 거의 같은 오차로 기본전류를 추종하면서 다른형태의 스위칭을 하고 있음을 보여준다. 그림 10은 2차원 평면에서의 실제전류의 궤적으로 새로운 전류 제어방식이 더 효율적인 스위칭을 하고 있음을 알 수 있다. 그림 11은 같은 시간 동안의 전체 Tr의 스위칭수를 나타낸 그림으로 새로운 방식이 히스테리시스 방식에 비해 약 30%의 스위칭을 줄일 수 있음을 알 수 있다.

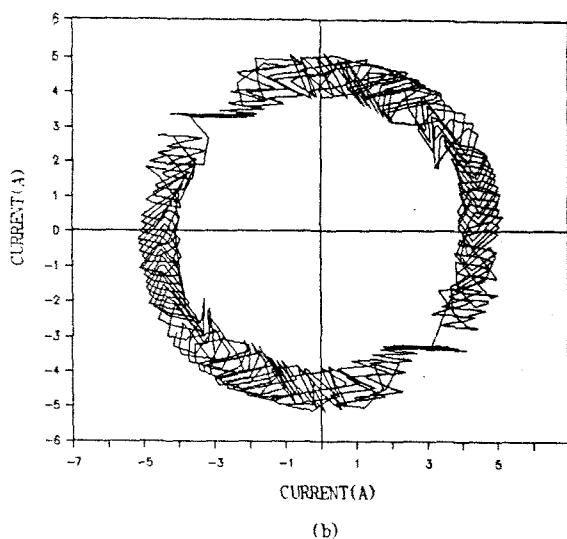
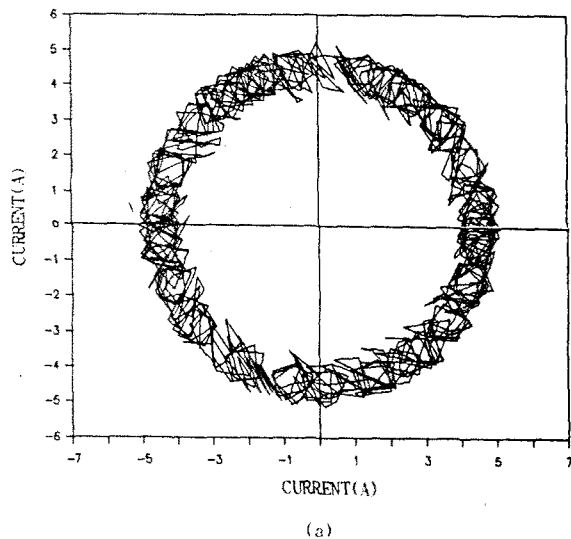
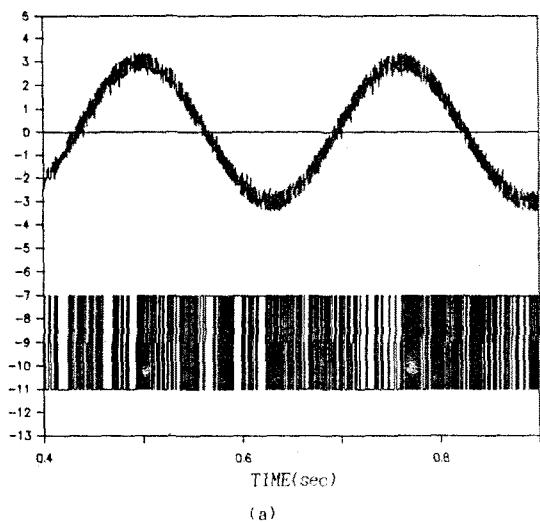


그림 10. 실제전류의 궤적

(a)히스테리시스 전류제어기 (b)새로운 전류제어기

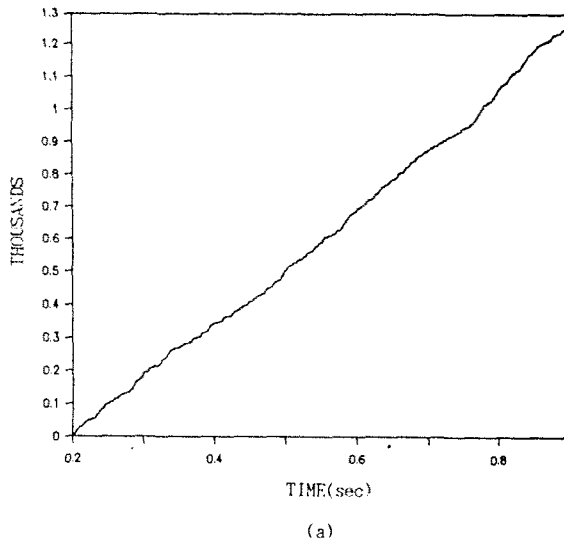
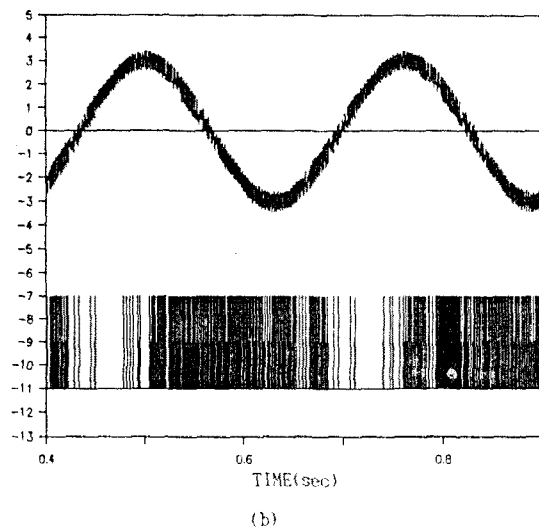
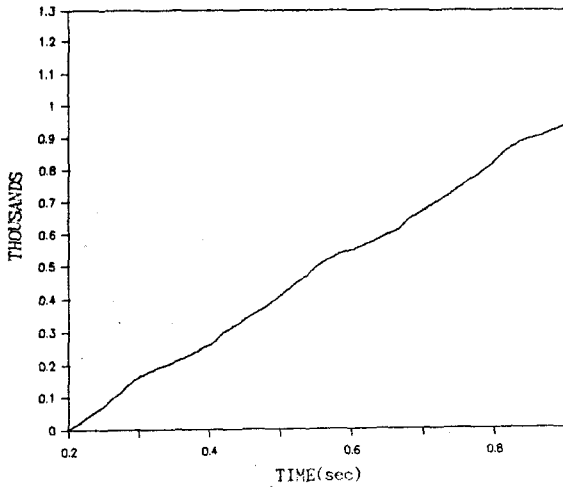


그림 9. 출력전류와 스위칭 파형 (시뮬레이션)

(a)히스테리시스 전류제어기 (b)새로운 전류제어기

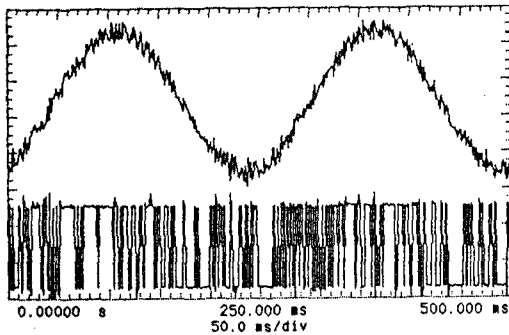


(b)

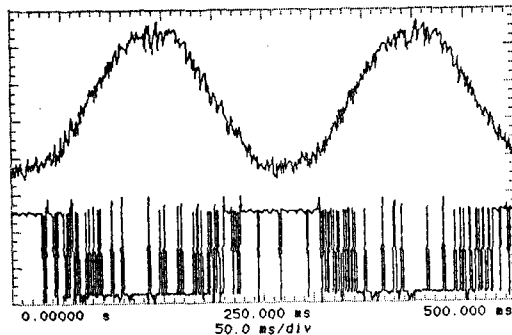
그림 11. 전체 TR의 스위칭 수

(a)히스테리시스 전류제어기 (b)새로운 전류제어기

그림 12 는 한상에서의 새로운 방식과 히스테리시스 방식의 실제전류와 스위칭상태의 실험 파형을 나타낸다. 이 그림에서 알 수 있듯이 실제실험 파형이 시뮬레이션 파형과 유사한 스위칭 형태를 갖고 있으며 새로운 방식이 스위칭수를 저감시킴을 알 수 있다.



(a)



(b)

그림 12. 실제전류와 스위칭 파형 (실험결과)

(a)히스테리시스 전류제어기 (b)새로운 전류제어기

7. 결 론

본 연구에서 제안한 전류 제어기는 종전의 히스테리시스 방식에 비해 다음과 같은 장점을 갖고 있음을 알 수 있었다.

1> 기준전류와 실제전류의 최대전류오차는 wide band폭으로 정확히 제한할 수 있다.

2> $(d\alpha, d\beta)$ 의 출력값은 공간좌표상에서 기준전류를 추종하는 가장 적합한 스위칭상태를 선택하게 함으로써 제어기의 성능을 향상시킬 수 있다.

3> $(d\alpha, d\beta)$ 의 출력이 모두 zero일 때 인버터에는 ZERO voltage 가 인가되어 불필요한 스위칭을 줄일 수 있고 특히 역기전력이 작은 저속에서 전체 트랜지스터의 스위칭수를 상당히 저감시킨다.

참 고 문 헌

- [1] Brod.D.H and Novotny.D.W., "Current Control of VSI-PWM Inverters", Vol.IA-21, pp.562-570.
- [2] Holtz.J.and Stadtfeld.S., "Field Oriented Control by forced motor current in a voltage fed inverter drive", IFAC switzerland, pp.103-110, 1983.
- [3] Nabee.A.etal, "A Novel Control Scheme for Current Controlled PWM Inverters", Vol.IA-22, pp.697-701.
- [4] Bose B.K., Power Electronics and AC drives,Prentice Hall, 1986.
- [5] Toshiji KATO and Keiji MIYAO, "Modified Hysteresis Control with minor loops for Single-Phase Full Bridge Inverter", IEEE IAS, pp.689-693, 1988.

부 록

본 논문에서 사용한 전동기는 1HP, 220V, 4극 농형 유도 전동기이며 전동기 상수는 다음과 같다

- $L_s = 0.01116737 \text{ H}$
- $L_r = 0.01116737 \text{ H}$
- $M = 0.1395 \text{ H}$
- $R_s = 2.6 \text{ } \Omega$
- $R_r = 2.3 \text{ } \Omega$
- $J = 0.0356 \text{ Kg} \cdot \text{m}^2$