

## 공간전압벡터 PWM방식을 이용한 유도전동기의 저속운전

서영수\*, 김영춘\*\*, 하종욱\*, 송호빈\*  
 \* 명지대학교, \*\* 천안공업전문대학

### Low speed Drive of Induction Motors Using Space vector PWM Method

Young-Soo Seo\*, Young-Chun Kim\*\*, Jong-Wook Ha\*, Ho-Bin Song\*  
 \* Myong Ji University, \*\* Cheonan Technical College

**Abstract** - In this paper, space vector PWM method is proposed to implement an indirect vector control for an induction motor with excellent dynamic stability and performance in a very low speed regin. The proposed method can detect the instantaneous speed in very low speed regin and a speed control system with robustness to the load disturbance, modeling error, and measured noise is suggest to decrease their influence on the control system.

어방법과 제시된 제어방법의 특성을 시뮬레이션과 실험을 통해 비교, 분석하여 제안된 제어시스템의 유용성을 연구한다.

#### 2. 유도전동기의 벡터제어

유도전동기를 인버터와 같은 반도체 전력변환장치를 사용하여 정상상태의 동작특성은 물론 과도특성까지 해석하기 위해서는 공간벡터 표현법을 이용하여 고정자의 정지좌표계에서의 시스템 방정식을 유도하고, 이를 동기 회전좌표계로 변환하여 벡터 제어 및 공간전압벡터 PWM 기법에 의한 전류제어기에 대하여 논술하기로 한다.

#### 1. 서 론

최근 유도 전동기에 의한 구동 제어기술의 고도화 및 정밀화가 급증하고 있는 추세에 부응하여 벡터제어 이론을 적용한 인버터 구동 유도기 시스템이 고성능 동력원으로서 이미 산업계에 폭넓게 응용되고 있으며 특히 불연속 제어입력을 가지는 가변구조제어론을 인버터 및 유도기와 같은 시스템의 제어에 직접 적용 할 수 있다.

유도 전동기는 빠른 과도응답을 갖기 위하여 순시로 토크를 제어하여야 한다. 토크는 전류와 자속의 함수로 되어 있다. 전류는 순시적으로 제어가 가능하지만 자속은 회전자 시정수의 일차 지연을 거치게 되므로 순시적으로 제어가 불가능하다. 이를 해결하기 위해서 q축 자속을 0으로 하면, 즉 자속을 d축으로 일치시키면 d축 전류로써 d축 자속을 일정하게 제어하고 단지 q축 전류를 제어함으로써 순시적으로 토크를 제어할 수 있다.

공간전압벡터 PWM방식은 삼각파 비교 방법이나 히스테리시스 제어방법에 비해서 전동기 전류의 리플 및 토크맥동을 저감시킬 수 있다. 따라서 시스템의 전류제어기를 구현하기 위해 공간전압벡터 PWM제어방식을 도입하며, d축 및 q축의 전류제어기로부터 공간전압벡터 PWM제어기법을 적용하기 까지의 알고리즘에는 전압분리 제어방식을 사용하여 d축 및 q축의 교차성분을 보상한다.

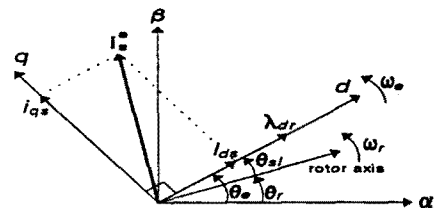


그림 1. 회전자 쇄교자속 및 고정자 전류의 벡터도

속도검출기로는 저정밀급의 1000[ppr]엔코더를 사용하면서도 10[rpm]이하의 극저속 영역에서도 원활한 속도제어를하여 저속영역에서의 안정성 향상을 목표로하고 있다.

그림 2-1의 벡터도는 동기속도로 회전하는 dq좌표축, 고정자에 고정된  $\alpha$   $\beta$ 좌표축, 그리고 회전자의 기준축을 나타낸다. 여기서 고정자의  $\alpha$ 축을 기

제어시스템의 유용성을 확인하기 위해 기존의 제

준으로 한  $d$ 축의 회전각  $\theta_e$ 는

$$\theta_e = \int_0^t \omega_e dt = \int_0^t (\omega_r + \omega_m) dt \quad (1)$$

전기적 발생 토크는

$$T = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr} i_{qs} \quad (2)$$

전동기-부하 시스템 방정식은

$$T_M = J \frac{d\omega_m}{dt} + B \omega_m + T_L \quad (3)$$

로 표현된다. 여기서  $\omega_m$ 은 전동기 회전자의 기계적 각속도이므로 전기적 각속도  $\omega_r$ 에 의해  $\omega_m = \frac{2}{p} \omega_r$ 의 관계를 갖는다.

식 (2)의 유도전동기의 발생토크  $T$ 는 고정자의  $q$ 축전류  $i_{qs}$ 와 회전자의 쇄교자속  $\lambda_{dr}$ 만의 함수라는 것을 알 수 있다. 그러므로  $\lambda_{dr}$ 을 일정한 값으로 유지하고  $i_{qs}$ 를 제어하면 빠른 토크제어 특성을 얻을 수 있다.

### 3. 공간전압벡터 PWM에 의한 전류제어

유도전동기의 속도제어 시스템에서 벡터제어 알고리즘에 의하여 발생된 기준전류를 전동기의 고정자에 공급하여 빠른 응답특성을 얻기 위해 성능이 우수한 전류제어형 인버터를 사용하여야 하는데, 이때 정현파 전류를 제어하기 위해 고속의 스위칭 소자를 사용한 펄스폭변조 방법을 사용한다.

인버터의 8가지 동작모드에서의 출력전압을 벡터도로 표시하면 그림 3-3과 같이 정육각형을 형성하고, 이 6각형의 꼭지점을 형성하는 전압벡터  $V(1) \sim V(6)$ 은 인버터의 최대 출력전압이 된다.

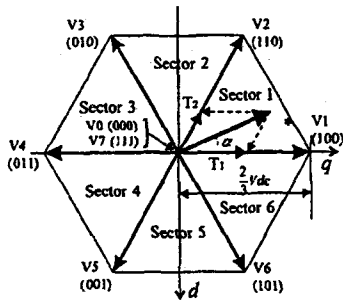


그림 2. 인버터의 출력전압 벡터

예를들어 그림과 같이 지령전압  $V^*$ 가 영역 ①의 부분에 존재한다면 이  $V^*$ 에 인접한  $V(1)$ 과  $V(2)$  벡터에 투영된  $V_A$ ,  $V_B$ 로  $V^*$ 를 시간적으로 합성할

수 있다. 이 원리를 식으로 표현하면

$$V^* T_s = V(1) T_1 + V(2) T_2 \quad (4)$$

로 나타낼 수 있다. 따라서 스위칭 시간은

$$\begin{aligned} T_1 &= T_s \frac{|V^*| \sin(\frac{\pi}{3} - \gamma)}{\frac{2}{3} V_{dc} \sin \frac{\pi}{3}} \\ T_2 &= T_s \frac{|V^*| \sin \gamma}{\frac{2}{3} V_{dc} \sin \frac{\pi}{3}} \\ T_0 &= T_s - (T_1 + T_2) \end{aligned} \quad (5)$$

로 표현할 수 있고, 여기서  $\gamma$ 는 이 삼각형의 출발점으로 부터 전압벡터  $V^*$ 까지 반시계방향으로 회전한 각을 나타낸다.

그러나 지령전압의 벡터가 정육각형의 내부에 위치할 경우에는 이들 스위칭 시간이 유효하지만, 이를 벗어나는 큰 전압일 경우에는  $(T_1 + T_2) > T_s$ 가 되어 지시된 출력전압을 인버터가 한 샘플링주기 동안에 발생할 수 없게 된다. 이와 같은 과변조의 경우에는 정육각형의 외부로 벗어난 지령전압 벡터를 방향은 그대로 유지하고 크기는 정육각형의 외변상으로 제한하여 스위칭 시간을 계산하면 즉 식 (5)로 계산한 결과를 식 (6)과 같이 조정하면 가장 지령치에 근사한 출력전압을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} T_1' &= T_1 \frac{T_s}{T_1 + T_2} \\ T_2' &= T_2 \frac{T_s}{T_1 + T_2} \\ T_0' &= 0 \end{aligned} \quad (6)$$

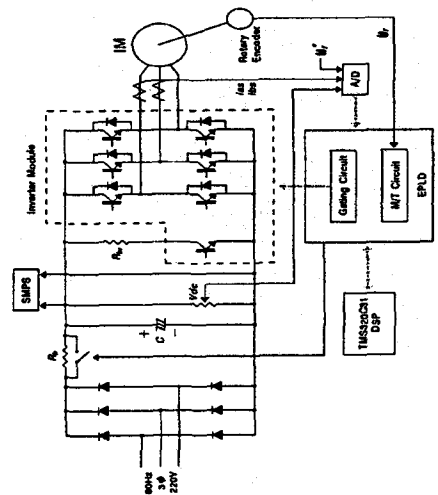


그림 3. 전체 시스템의 구성 및 전력회로

시스템의 전력회로는 그림 3에 나타낸 바와 같이 인버터를 중심으로 하여 스너버 회로, 서지 흡수회로 등으로 구성된다.

#### 4. 디지털 시뮬레이션

본 연구에서 제안한 제어 시스템의 타당성을 알아보고 시스템을 구현하기 위한 전단계로서 컴퓨터 시뮬레이션을 수행한다.

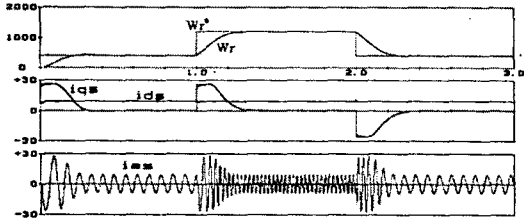


그림 4. 기준속도 변화에 대한 과도응답 특성 (무부하, 400 → 1200 → 400(rpm))

그림 4는 일정자속 속도제어에서 기준속도 변화에 대한 시스템의 과도응답 특성을 살펴보기 위한 시뮬레이션으로서, 전동기를 무부하 상태에서 기준속도 400[rpm]으로 스텝 기동하고,  $t=1.0\text{[sec]}$ 에서 이를 1200[rpm]으로 스텝 가속하며, 다시  $t=2.0\text{[sec]}$ 에서 이를 400[rpm]으로 스텝 감속하였을 경우의 응답특성을 시뮬레이션한 결과파형을 나타낸다.

#### 5. 실험 및 고찰

여기서는 실제로 제작한 인버터의 벡터제어 방식을 사용한 속도제어 알고리즘을 적용하여 실험한 결과를 보인다. 속도파형은 1[V]당 200[rpm]을 나타내고, 전류파형은 1[V]당 10[A]를 나타낸다.

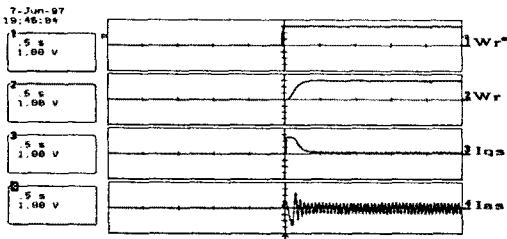


그림 5. 일정자속 속도제어의 기동특성 (무부하, 0 → 600(rpm))

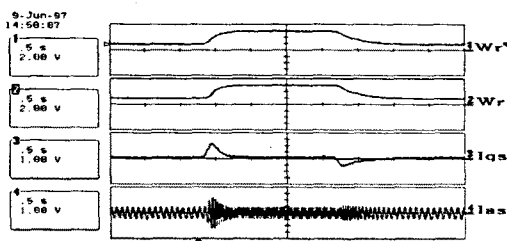


그림 6. 기준속도 변화에 대한 과도응답 특성 (무부하, 400 → 1200 → 400(rpm))

그림 5는 일정자속의 속도제어 알고리즘을 적용하였을 때 기동특성을 나타내는 실험파형이다. 600[rpm]으로 스텝기동한 경우에는 응답시간이 약 400[ms]로서 시뮬레이션 결과와 일치한다.

그림 6은 스텝적으로 변하는 속도응답을 나타내고 있으며, 원활한 속도추정이 이루어지고 있다.

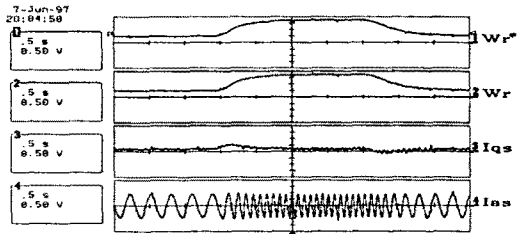


그림 7. 저속시 속도응답 특성 (5→17→5(rpm), 10(rpm)/1(V))

그림 7은 지령속도를 5→17→5[rpm]으로 스텝적으로 지령했을 때의 속도응답파형이다. 속도변화시 토크분 전류  $i_{qs}$ 의 특성도 우수함을 보여주고 있다.

#### 6. 결 론

본 논문에서는 속도검출기로서 엔코더를 이용하는 간접벡터제어 유도전동기 시스템에 대해서 속도제어 주기안에 엔코더 펄스가 얻어지지 않는 저속영역에 대한 속도검출 지연에 따른 보상과 안정성의 개선에 대해서 논하였다.

제안된 방법은 저정도의 엔코더를 이용하여 고정도 엔코더에 필적하는 안정성을 확보할 수 있기 때문에 토크성분과 엔코더 속도를 기초로 저속에서 고속영역까지 속도제어 능력을 향상시킨다.

향후의 과제로는 정역운전시에 정지마찰을 보상할 수 있는 제어방법과 전동기관성의 추정에 의한 관측기 이득과 PI제어기 이득의 자기동조 방법의 연구가 요망된다.

#### [참 고 문 헌]

- [1] H. Kamea, "High performance Control of a servo motor using a low precision shaft encoder", JIEE Trans. Vol. 114-D, No. 4, pp. 424~431, Jul./Aug. 1994.
- [2] S. Ogasawara, H. Akagi, and A. Nabae, "A Novel PWM Scheme of Voltage Source Inverters Based on Space Vector Theory", EPE Conf. Rec., pp. 1197~1202, 1989.