

공간전압벡터 PWM 기법을 이용한 유도전동기의 고성능 운전에 관한 연구

문상호* · 오성보**

A Study on the High Performance Drives of Induction Motor by Space Voltage Vector PWM

Sang-Ho Moon* and Seong-Bo Oh**

ABSTRACT

We study the operating characteristics of induction motor drive using Sinusoidal PWM and Space voltage vector PWM methods. The performance characteristics are discussed with the variable-speed applications. Therefore, the induction machine model can be described by differential equations with time varying coefficients. The d-q dynamic model of a machine can be expressed in either a stationary or a rotating reference frame.

We understand the operating characteristics of two PWM method applied the vector control theory. We compare the Space voltage vector PWM with Sinusoidal PWM of the current ripple and liner control domain by computer simulation. So that, they are improved by using the SVPWM method. The improved effects are verified by the experiment.

Key words : SVPWM, induction motor, vector control

1. 서 론

최근에 전동기의 토크 제어와 속도 제어에 응용 제어알고리즘을 이용하여 교류전동기가 유리하게 적용되어지고 있다. 특히 토크 제어에 많이 사용돼 왔던 직류전동기는 구조가 자력선과 전류의 방향이

항상 직각으로 교차하는 모양으로 되어 있어 전류에 비해한 안정된 토크를 얻을 수 있다. 그렇지만 이를 위해 반드시 필요한 정류장치는 여러 가지 본질적인 단점을 가지고 있기 때문에 용도의 제한을 받는다. 이러한 이유로 많은 응용분야에서는 직류전동기를 교류전동기로 대체하려는 연구들이 계속되어 왔다. 교류전동기 중에 유도전동기는 구조가 간단하고 유지 및 보수 측면에서 유리한 장점을 가지고 있다. 그리고 정속도 전동기 일종이고, 분권특성을 가지고 정속도로 사용하려면 농형 유도전동기 등은 하등의

* 제주대학교 대학원

Graduate School, Cheju National Univ.

** 제주대학교 전기공학과, 산업기술 연구소,

Dept. of Electrical of Eng. Res. Inst. Ind. Tech., Cheju Nat'l Univ.

결점 없이 완성되었다고 본다. 속도제어가 요구하는 분야에서는 이 전동기를 적용하기가 어렵다. 그래서 속도제어를 필요로 하는 분야에서는 거기에 맞는 여러 가지 제어방법이 연구되어왔고, 그 결과 최근에는 정밀하고 응답이 좋은 제어장치들을 많이 개발하고 있다. 이렇게 유도전동기가 제어계에 적용하게 된 것은 이들 특성에 맞는 고정밀도 및 고신뢰성을 갖추어진 빠른 연산이 가능한 프로세서와 고속스위칭 소자를 구비한 인버터에 의해 얻어진다.

인버터 시스템은 크기가 일정한 직류전원을 입력으로 받아 인버터의 스위칭 소자에 가하는 펄스폭 변조에 의하여 출력 교류전압이 가능한 한 정현파에 가깝게 하며, 주파수도 효율적으로 자유롭게 변환하는 장치이다. 인버터의 출력을 제어할 때 스위칭 소자에 가하는 펄스폭 변조(PWM : Pulse Width Modulation) 기법은 각 스위칭 소자를 구동하는 펄스열을 만들게 된다. 인버터의 출력이 이러한 펄스열에 의해서 제어되기 때문에 소자의 스위칭에 따른 전류리플과 고조파가 발생한다¹⁾. 따라서 전류리플이 적고 고조파를 저감시킬 수 있는 펄스폭 변조기법에 대해 많은 연구가 진행되고 있다²⁾. 펄스폭 변조기법중에는 정현파와 삼각파의 비교에 의해서 펄스열을 만들어내는 기법을 정현파 PWM기법과 인버터의 스위칭 패턴을 기준으로 하여 공간상에 유효전압벡터와 영전압벡터의 개념을 도입하여 펄스열을 생성하는 공간전압벡터 PWM기법이 있다^{3),4)}.

특히 농형유도전동기는 벡터제어 이론을 도입하므로서 고성능제어가 가능하다. 이 벡터제어법은 유도전동기의 고정자 전류를 자속성분과 토크 성분으로 분리하여 서로 독립적으로 제어하는데, 이는 타여자 직류전동의 제어특성과 유사한 형태로 될 수 있다⁵⁾. 벡터 제어알고리즘에 의해 스위칭 소자에 가하는 펄스열을 구하게 된다.

본 논문에서는 벡터제어 이론을 이용하여 인버터의 스위칭 소자에 가하는 PWM기법을 이용하여 유도전동기의 속도를 제어할 한다. 정현파 PWM기법과 공간전압벡터 PWM 기법을 적용한 유도전동기의 속도에 관한 고성능 운전에 대해 시뮬레이션과 실험을 통해 제안한 기법이 우수한 특성에 대해서 제안한다.

II. 유도전동기의 제어 이론

2.1. 유도전동기의 수학적 모델링

동기속도로 회전하는 동기좌표계에서 d - q 축 고정자와 회전자에의 전압방정식과 토크 식은 식(1)과 식(2)와 같다.

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = X \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (1)$$

여기서

$$X = \begin{bmatrix} R_r + pL_r & -w_e L_s & pL_m & -w_e L_m \\ w_e L_s & R_r + pL_r & w_e L_m & pL_m \\ pL_m & -(w_e - w_r)L_m & R_r + pL_r & -(w_e - w_r)L_r \\ (w_e - w_r)L_m & pL_m & (w_e - w_r)L_r & R_r + pL_r \end{bmatrix}$$

$$T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) (\lambda_{ds}^e i_{qs}^e - \lambda_{qs}^e i_{ds}^e) \quad (2)$$

여기서

- R_r : 고정자 저항
- R_r : 회전자 저항
- L_s : 고정자의 자기 인덕턴스
- L_r : 회전자의 자기 인덕턴스
- L_m : 고정자와 회전자의 상호 인덕턴스
- w_e : 동기 각속도
- w_r : 실재 각속도
- p : 미분 연산자
- T_e : 전기적 토크
- P : 극수

본 논문에서는 농형유도전동기를 이용하였기 때문에 회전자측 전압방정식은 단락회로이기 때문에 0으로 놓았다. Fig. 1은 동기좌표계에서 유도전동기의 등가 모델화한 그림이다.

2.2. d-q 좌표변환

유도전동기의 전기적인량인 전류와 전압이 역학적인 량인 토크 및 속도와 복잡하게 결합되어 있어 제어방식이 아주 복잡하다. 이러한 비선형 특성을 지닌 유도전동기의 제어방법으로 벡터제어 방식이 도입

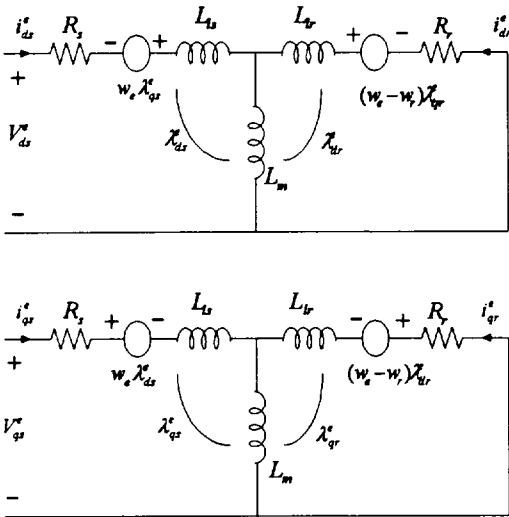


Fig. 1 The d-q equivalent circuits at synchronously rotating reference frame

되었다. 벡터제어 이론은 전원이 평형 3상일 때에는 동적인 모델로써 2축(d-q) 변환하여 이용되는 논리이다. Fig. 2에서와 같이 평형 3상 모델을 자속축(d축)과 이에 90° 앞선 토크축(q축)으로 분리되며 서로 독립적으로 제어할 수 있다. 즉 이는 타여자 직류전동기의 제어특성과 유사한 형태로 될 수 있어, DC서보계에서 구현하기 어려웠던 대용량, 고성능, 가변속 시스템을 구현할 수 있다. 모델은 정지좌표축과 동기좌표축으로 기술된다. 정지좌표축에 d^e 와 q^e 는 고정좌위에 고정되지만 동기좌표축 d^s 와 q^s 는 동기속도에 회전한다. 동기속도에서 회전하는 좌표축의 이점은 d-q 변수를 직류량으로 볼 수가 있다.

정지좌표축(d^e - q^e) 위에 Fig. 2에서와 같이 보면 동기속도로 회전하는 동기좌표축(d^s - q^s)상에서 각각의 성분은 정지좌표계에서 회전좌표계로 변환 및 역변환을 정리하면 다음과 같은 식이 된다.

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha}^e \\ V_{\beta}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega_e t & -\sin \omega_e t \\ \sin \omega_e t & \cos \omega_e t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{\alpha}^s \\ V_{\beta}^s \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha}^s \\ V_{\beta}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega_e t & \sin \omega_e t \\ -\sin \omega_e t & \cos \omega_e t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{\alpha}^e \\ V_{\beta}^e \end{bmatrix} \quad (4)$$

상전압이 평형된 정현파라면

$$\begin{aligned} v_{\alpha} &= V_m \cos \omega_e t \\ v_{\beta} &= V_m \cos(\omega_e t - 120^\circ) \\ v_{\gamma} &= V_m \cos(\omega_e t + 120^\circ) \end{aligned} \quad (5)$$

이 식을 식(4)에 대입하여 정리하면 식(6)와 같다.

$$\begin{aligned} V_{\alpha}^s &= V_m \cos \omega_e t \\ V_{\beta}^s &= -V_m \sin \omega_e t \end{aligned} \quad (6)$$

이것을 다시 식(3)에 대입하면 식(7)과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} V_{\alpha}^e &= V_m \\ V_{\beta}^e &= 0 \end{aligned} \quad (7)$$

이는 동기속도로 회전하는 좌표축위에서 정현변수가 직류량으로 표현된다.

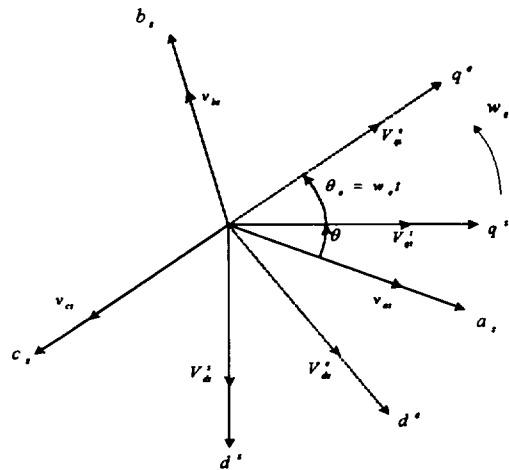


Fig. 2 The d-q rotating and stationary reference frame

III. 공간전압 벡터 PWM 구현

유도전동기의 속도를 정밀하게 제어하려면 전압과 주파수의 변환이 필요하다. 인버터는 직류전력을 교류전력으로 변환하는 장치로 직류로부터 원하는 크기의 전압 및 주파수를 갖는 교류를 얻을 수 있으므로 유도전동기 제어가 가능하게 된다. PWM 인버터는 펄스폭 변조 동작에 의해 입력직류를 출력교류로 제

어하는 시스템이다. 이러한 펄스폭 변조 방식에는 정현파 PWM, 공간전압벡터 PWM기법과 그 외 몇몇 기법이 있다. 이러한 변조 기법들은 일정 직류전압을 펄스폭에 의해 출력전압의 크기와 주파수를 제어하게 되는데, 펄스폭 패턴에 따라 정현파에 가까운 파형이 출력된다. 정현파 PWM기법은 구현이 간단하지만 전류리플이 크고, 선형적으로 제어가 가능한 전압이 낮은 단점이 있다.

Fig. 3에서 공간전압벡터 PWM기법은 8가지 동작 모드에서 출력전압 벡터도를 이용하여 표현하면 2개의 영전압 벡터(V_0, V_7), 그리고 6개의 유효전압벡터($V_1 \sim V_6$)로 구성되어 있다. 영전압은 인버터의 스위칭 소자 중에서 위쪽(V_0) 또는 아래쪽(V_7) 소자들이 모두 ON이 되는 경우를 말한다. 유효전압은 그 출력이 육각형의 꼭지점을 형성하는데, 이때 유효전압벡터 크기는 인버터의 최대 출력전압이 된다. 따라서 공간전압벡터 PWM은 육각형 내부의 임의의 기준전압을 벡터 공간상의 위치에 두어 삼각형 두 변에 해당되는 전압벡터를 이용하여 시간적으로 벡터합성을 해서 스위칭 시간을 결정하게 된다.

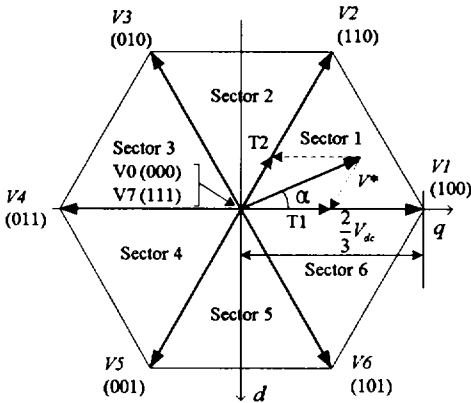


Fig. 3 Space vector diagram of available switching vector

Fig. 3에서와 같이 섹터1에 기준 전압벡터가 있는 경우, 전압은 V_1 벡터와 V_2 벡터의 시간적인 합성에 의해 한 주기 내에서 얻어진다. 이러한 원리에 의해 한 주기 내에서의 적분으로부터 각 유효벡터의 인가 시간을 식(8)과 같이 결정할 수 있다.

$$\int_0^{T_s} V^* dt = \int_0^{T_1} V_n dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} V_{n+1} dt + \int_{T_1+T_2}^{T_s} V_0 dt \quad (8)$$

$$T_s \cdot V^* = (T_1 \cdot V_n + T_2 \cdot V_{n+1}) \quad (9)$$

6개의 유효벡터 정전압을 차례대로 전동기에 인가하면 시간적으로 한 주기 즉 360° 로 회전하는 전압이 전동기에 인가되는 효과를 얻을 수 있다. 각 상의 스위칭 시간은 한 샘플링 간격동안 DC 링크전압과 기준 상전압의 비로서 정의 될 수 있다.

유효시간의 개념에서 공간벡터 변조법을 해석하면 섹터의 구별 없이 전동기의 각상에 전압을 인가해 주어야 하는 시간들이 자동적으로 결정될 수 있다. 따라서 유효 시간은 다음과 같이 주어지는 3개 시간에 가장 작은 시간과 가장 긴 시간 사이를 식(10)와 같이 정의 할 수 있다.

$$T_{eff} = T_{\max}(T_{as}, T_{bs}, T_{cs}) - T_{\min}(T_{as}, T_{bs}, T_{cs}) \quad (10)$$

유효시간에 의한 자유도는 샘플링 간격안에 어디서나 재배치 될 수 있다. 각 인버터 소자에 의한 실제 게이팅시간 (T_{ga}, T_{gb}, T_{gc})는 시간적 이동 편차 (T_{offset})를 더함으로써 OFF에 관한 스위칭 시간을 구할 수 있다.

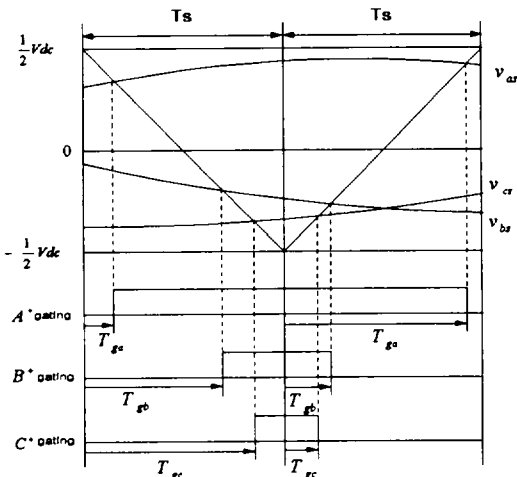
$$(T_{ga}, T_{gb}, T_{gc}) = (T_{as}, T_{bs}, T_{cs}) + T_{offset} \quad (11)$$

샘플링 시간에서 ON의 스위칭 시간을 감산하여 실제 스위칭 시간을 구한다. 따라서 유효시간의 개념을 이용해서 각각의 스위칭 소자에 가하는 펄스를 구하여 인버터의 출력전압을 제어하게 된다.

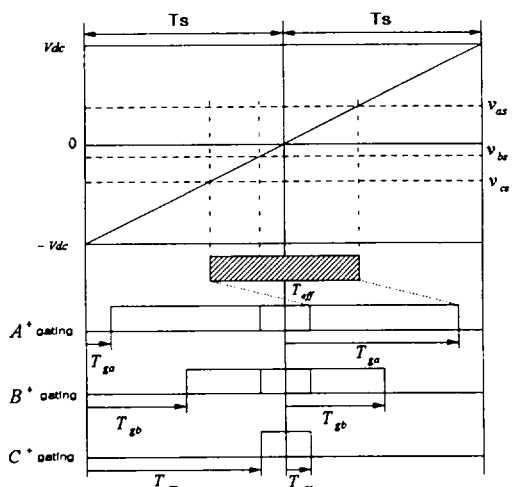
Fig. 4는 실제 게이팅 구현 방법의 관계를 정현파 PWM기법과 공간전압벡터 PWM기법을 비교하여 보여준다. 전류리플을 최소화시키고 전압 생성의 정밀도를 높이기 위해 일반적으로 반주기 대칭 배열방식이 주로 사용된다.

반주기 대칭 배열방식이란 스위칭 소자가 ON되고 OFF되는 주기를 한 주기로 보고 각 스위칭 소자의 ON, OFF 패턴이 대칭이 되도록 배열하는 것이다. Fig. 4 (a)는 삼각파 비교 방식에 의해서 기준 상전압과 삼각파와 비교로부터 각상의 스위칭 시간이 결

정된다. 이 그림에서 보면 삼각파의 반주기를 샘플링 타임으로 하여 각 상의 정현파와 비교하였을 때 영전압이 비대칭으로 배치되어 있음을 알 수 있다. Fig. 4 (b)에서는 유효시간 개념으로 기준 상전압에 의해서 유효시간 T_{eff} 를 구한다. 이렇게 구한 유효시간을 시간상에서 이동시켜 실제 스위칭 시간을 구한다. 이제 스위칭시간이 ON상태로 전이되는 경우 0을 기준으로 대칭 이동시킨다. 이렇게 하면 실제 구현되어지는 스



(a) Sinusoidal PWM



(b) Space voltage vector PWM

Fig. 4 Gating signal patterns of two PWM method

위칭 패턴이 된다. 여기서 공간전압 벡터 PWM기법에서는 유효시간의 재배치하는 기법으로 하여 영전압의 효과적인 사용으로 전류리플을 최소화시키게 된다.

IV. 시스템 구성

Fig. 5는 유도전동기 속도제어를 위하여 구성된 시스템 구성도이다. 본 논문에서 전류제어기는 동기좌표계에서의 PI제어기를 이용하고 있다. 일반적인 정지좌표계에서의 전류 제어기법은 위상 지연으로 인해 제대로 전류 기준치를 추종하지 못하는데 반해, 이 방법은 모든 제어 변수들을 동기좌표계로 변환해서 제어하므로 기본적인 벡터제어와 함께 사용 될 수 있다. 속도 제어기는 속도 오차로부터 q 축 전류 지령치를 생성한다. 전류 제어기는 d 축, q 축 전류지령치 (i_{dsref}^e, i_{qsref}^e)와 검출된 전류 (i_{ds}^e, i_{qs}^e)의 오차로부터 PI제어하여 동기좌표계로 나타낸 전압 기준값 V_{dsref}^e, V_{qsref}^e 를 생성한다. 2상 정지좌표계를 다시 3상으로 변환하고, 이 기준 상전압을 이용하여 공간전압 벡터 PWM기법에 의해 스위칭 시간을 구할 수 있다. 따라서 공간상의 기준 전압으로 그 시간만큼 스위칭 소자에 게이팅 신호를 가한다. 여기서 샘플링 시간은 속도제어에서는 1[ms]이고, 전류제어에서는 100[μ s]로 하였다. 모터 정수는 무부하 시험, 구속시험, 그리고 전압강하법을 이용하여 구하였는데, 시험 결과의 값들은 Table 1과 같다.

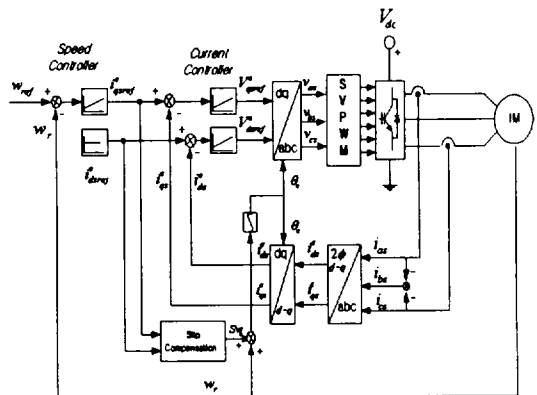


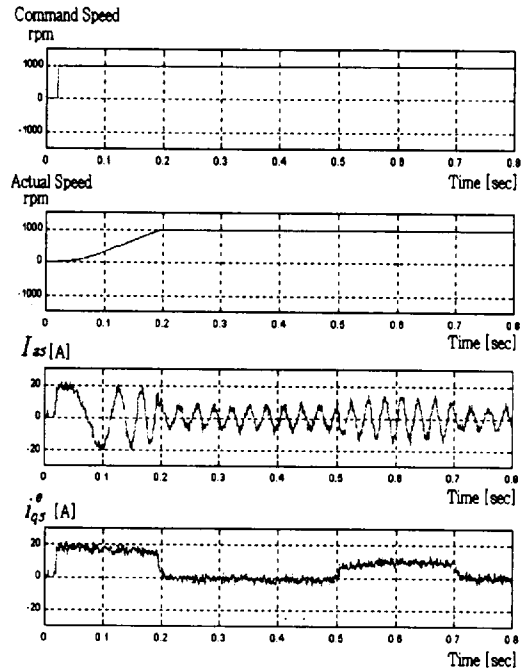
Fig. 5 Block diagram of control system

Table 1 Parameters of induction motor

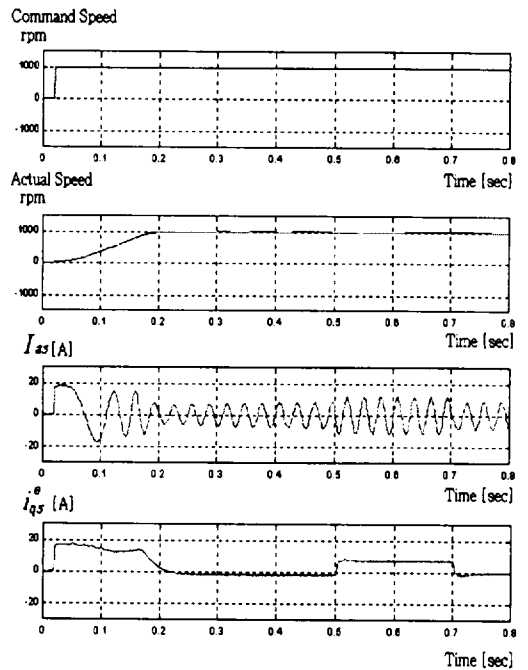
Rated power	5 [hp]	Rs	0.5525 [Ω]
Rated voltage	220/380[V]	Rr	0.5574 [Ω]
Rated current	13.5/7.8 [A]	Lls	0.0021 [H]
Pole number	4	Llr	0.0021 [H]
		Lm	0.0534 [H]

V. 컴퓨터 시뮬레이션

본 연구에서 적용한 인버터 스위칭 기법인 정현파 PWM기법과 공간전압 벡터 PWM기법의 시뮬레이션에 의한 결과 파형을 실험에 앞서 예측하여 본다. 속도 제어기의 PI제어기에서 게인 K_p, K_i 는 각각 0.5와 15로 주었고, 전류제어기에서 PI제어기의 게인 K_p, K_i 는 각각 5와 50을 설정한다. 속도 샘플링 타임을 1[ms]로 하여 루프를 형성하고, 전류 샘플링 타임을 100[μ s]로 하여 전류 루프를 형성하였다. 식(1)을 이용하여 전류를 구하는 미분 방정식을 세우고, 속도에 대해서도 미분방정식을 이용하여 Runge-Kutta 4차 방식을 사용하여 해석한다. 전체적으로 제어시스템은 3상 전류를 검출하고 이를 2상 동기좌표계로 변환하여 제어하는 벡터 제어시스템이 구성된다. Fig. 6에서는 정현파 PWM기법과 공간전압 벡터 PWM기법을 이용하여 지령속도를 0.05[sec]에서 1000[rpm]으로 스텝속도 지령을 주었고, 0.5-0.7[sec]사이 에 부하토크 7 [N·m]를 걸었을 때 컴퓨터 시뮬레이션의 결과 파형을 보여준다. Fig. 7은 회전방향을 CW와 CCW로 했을 때 결과 파형이다. 컴퓨터 시뮬레이션에 의한 유도전동기의 속도제어 특성에 대해서 결과를 비교하면 속도는 두 가지 PWM기법 모두가 0.3[sec]이내에 정상속도에 도달하고 있다. 그리고 전류특성에서는 정현파 PWM기법이 공간전압 벡터 PWM기법에 비해 전류리플이 많다는 것을 컴퓨터 시뮬레이션에서 볼 수 있다. 결과적으로 전류 파형을 보면 정현파 PWM기법은 스위칭 소자에 가하는 영전압의 비대칭 배열로 펄스에 의한 전류리플이 생기고 있다. 그리고 공간전압 벡터 PWM기법은 공간상

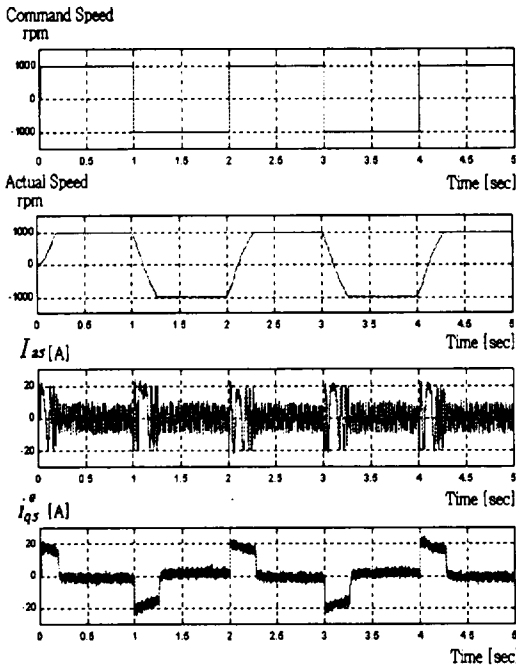


(a) Sinusoidal PWM

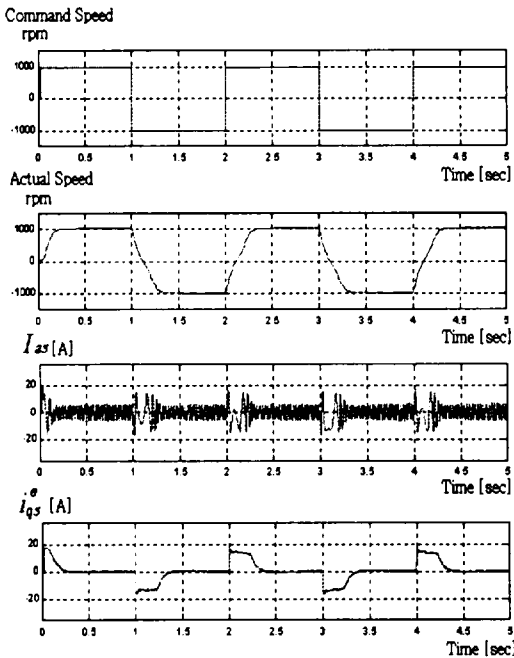


(b) Space voltage vector PWM

Fig. 6 Simulation results of load variation



(a) Sinusoidal PWM



(b) Space voltage vector PWM

Fig. 7 Simulation results of CW and CCW

의 기준전압에 대해 유효시간 개념 연산으로 영전압의 대칭적인 배열로 게이팅 펄스를 가하기 때문에 정현파 PWM기법에 비해 전류리플이 아주 작다는 것을 컴퓨터 시뮬레이션 결과 파형들로부터 확인이 되었다.

VI. 실험 및 결과

본 연구에서 실험은 정현파 PWM기법과 공간전압 벡터 PWM기법에서의 전류리플을 비교하고, 동특성이 좋은 벡터제어기법을 이용한 속도제어에 있어서, 이 기법에 의한 유도전동기의 고성능 운전에 관한 실험을 하였다.

실험은 정현파 PWM기법과 공간전압 벡터 PWM기법에서 유도전동기의 상전류와 선간전압을 측정하여 서로를 비교하였고, 공간전압 벡터 PWM기법에 의한 정·역에 의한 속도응답특성 그리고 부하 토오크 변화에 대한 응답등 2가지로 나누어 실시하였다. 실험에서 부하로는 M-G 세트의 직류발전기에 저항부하를 접속하여 저항의 변화에 따라 전동기의 부하를 변동 시켰다.

Fig. 8은 정현파 PWM기법과 공간전압 벡터 PWM기법을 이용하여 선간전압과 상전류를 측정한 결과 파형이다. 상전류에서 공간전압 벡터 PWM기법에 비해 정현파 PWM기법을 이용하여 인버터를 제어할 경우 상전류의 리플이 크다. Fig 9는 부하 변화에 따른 과도응답 특성을 나타낸 그림이다. 결과 파형에서 가장 상단에 있는 파형은 지령속도이고, 두 번째 파형은 실제파형이다. 그리고 세 번째 파형은 유도전동기의 고정자에 흐르는 전류이고 가장 밑에 있는 파형은 동기좌표계에서의 q축 전류 파형이다. 1000[rpm]의 일정속도로 운전하는 동안 무부하에서 부하 토오크의 크기를 스텝으로 변화한 경우의 응답 파형이다. 이때 DC발전기에서 단자전압이 100[V]이고 저항은 14[Ω]이다. 따라서 계산결과 부하 토오크는 약 6.8[N·m]크기가 나타난 것이다. 파형에서 쉽게 알 수 있듯이 속도의 거의 변화없이 회전하고 있음을 알 수 있고, 하단에 전류특성 변화를 볼 수 있다. Fig. 10은 무부하에서의 유도전동기 정·역회

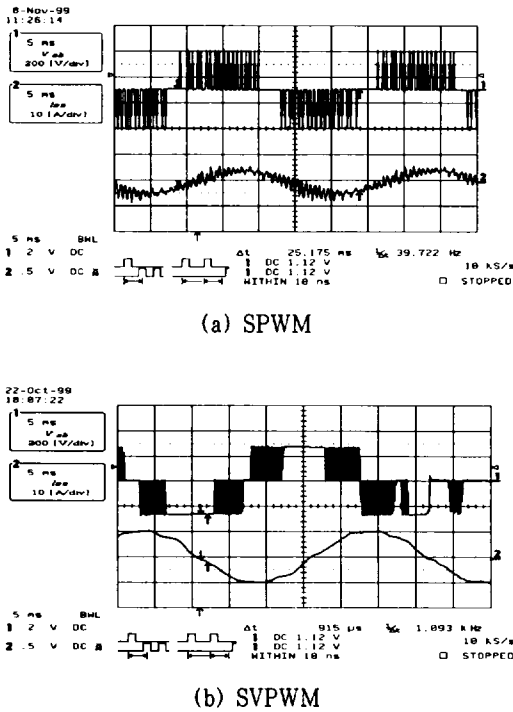


Fig. 8 Vab and Ias of induction motor by SPWM and SVPWM

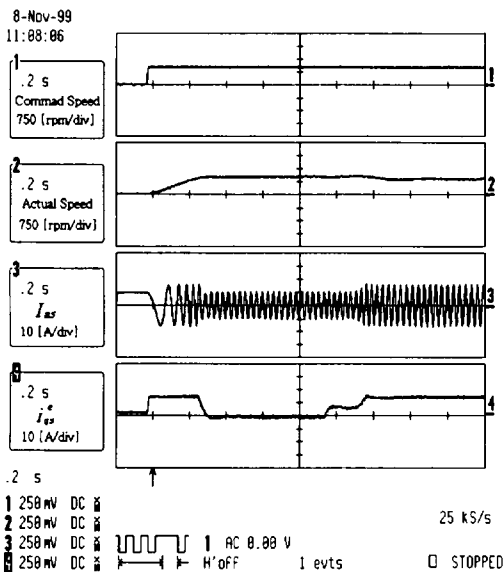


Fig. 9 Experimental results of speed characteristics with load variation

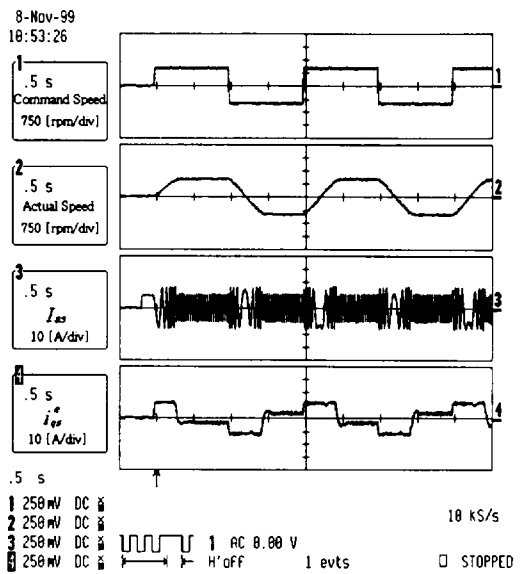


Fig. 10 Experimental results of speed response with CW and CCW

전을 시켰을때 속도에 대한 응답파형이다. 이는 앞서 컴퓨터 시뮬레이션과 경우와 거의 비슷하게 나타나고 있다. 정회전에서 역회전으로 방향이 바뀔 때 관성에 의한 과전류가 발생할 수 있는데, 전류를 제한하여 정회전에서 역회전시 과도시 과전류로부터 보호를 하였다. 정·역회전에 대한 응답특성을 보면 속도특성이나, 전류특성이 안정적으로 운전하는 것을 확인할 수 있다.

VI. 결론

본 논문에서는 정현파 PWM기법과 공간전압벡터 PWM기법을 이용하여 유도전동기의 벡터제어에 의해 속도제어에 의한 전류특성과 토오크 특성을 서로 비교하여 분석하였다. 유도전동기의 벡터제어 시스템에서 속도제어부와 전류제어부는 제어기의 구조가 간단하면서 동특성이 우수한 디지털 PI제어기를 사용하였다. 직류로부터 원하는 교류전압의 크기와 주파수를 제어하기 위하여 인버터의 스위칭 소자에 공간전압벡터 PWM기법에 의해 펄스를 가하

므로서, 유도전동기의 고성능 운전을 위한 조건이 충족되었다. 공간전압벡터 PWM기법은 유효전압 개념을 도입함으로써 영전압의 효율적인 배치로 인해 전류리플이 적어 전동기의 고성능 운전이 가능하게 되었다.

결과적으로 공간전압벡터 PWM기법은 정현파 PWM기법에 비해 선형적으로 이용 가능한 전압이 크고, 전류리플이 감소되는 것을 알 수 있었다. 본 연구과정에 사용한 벡터 제어 시스템에 3상 능형 유도전동기를 적용하여, 시뮬레이션과 실험의 결과에 의해 속도응답이 빠르고, 전류리플이 감소된 특성을 보이는 것을 확인하였다. 따라서 인버터의 출력의 가변하는데 사용한 공간전압벡터 PWM 기법은 정밀제어가 필요한 산업분야에 효율적으로 적용되고, 앞으로 많은 첨단분야에도 연구가 기대되어진다.

참고문헌

- 1) B. K. Bose, 1992. Power Electronics and AC Drive, **새화**.
- 2) Ned Mohan, Tore M. Undeland, 1995. Power Electronics Converters, WILEY, pp.200~245.
- 3) J. S. Kim and S. K. Sul, 1998. Unified Voltage Modulation Technique for Real-Time Three-Phase Power Conversion, *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, Vol.33, No.2, March/April pp.374-380.
- 4) 김준석, 설승기, 1995. 공간 전압 벡터 PWM의 새로운 기법, **대한전기학회** Vol.44, No.7, pp.865-874.
- 5) Paul C. Krause, 1986. Analysis of Electric Machinery, *IEEE Press*, pp.164-181.
- 6) 원종수, 원충연, 김광현, 1995. AC 서보모터와 마이크로 제어, **동일출판사**.