

공간전압벡터 PWM 기법을 이용한 유도전동기 구동특성 해석

문 상 호* · 오 성 보**

Analysis of Induction Motor Driving Characteristics by the Space Voltage Vector PWM

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

ABSTRACT

This paper describes the driving characteristics of induction motor using the Space Voltage Vector Pulse Width Modulation(SVPWM) and Sinusoidal Pulse Width Modulation(SPWM) method. We understand the characteristics of two PWM method applied the vector control theory to the induction motor equivalent circuit. We compare the SVPWM with SPWM of the current ripple and liner control domain. They are improved by using the SVPWM method. The improved effects are verified by simulation

Key Words : SVPWM, induction motor, vector control

1. 서 론

최근에 고도의 정밀도를 요구하는 교류전동기 제어시스템에 만족하는 토오크와 속도특성을 얻기 위해 많은 연구가 진행되어왔다. 이들 특성들은 고정밀도 및 고신뢰성을 갖춘 빠른 연산이 가능한 프로세서와 고속스위칭 소자를 구비한 인버터에 의해 얻어진다. 이러한 인버터는 주로 전류에 의해 제어되는 전압형 인버터에 의해 행해진다. 인버터 시스템은 크기가 일

정한 직류전원을 입력으로 받아 스위칭 소자의 펄스폭을 변조하여 출력 교류전압이 가능한 한 정현파에 가깝게 하며, 주파수도 효율적으로 자유롭게 변환한다. 그래서 교류전동기의 가변속 구동이 가능하게 된다. 인버터를 제어할때 스위칭 소자에 가하는 펄스폭 변조(Pulse Width Modulation, PWM)기법은 각 스위칭 소자를 구동하는 펄스열을 만들게 되는데, 이를 위해서는 전압변조기법이 필요하다. 전압변조 기법으로는 정현파PWM(SPWM : sinusoidal pulse width modulation)기법과 공간전압벡터 PWM (SVPWM : space voltage vector pulse width modulation)기법을 예로 들 수 있다. SPWM기법은 원리가 간단하여 구현하기가 쉽지만, 출력전류에 고조파가 포함되어 있는 단점을 가지고 있다¹⁻³⁾. 이에 반해 SVPWM기

* 제주대학교 대학원
Graduate School, Cheju Nat'l Univ.
** 제주대학교 전기공학과, 산업기술 연구소,
Dept. of Electrical of Eng., Res. Insti. Ind. Tech.,
Cheju Nat'l Univ.

법은 제어알고리즘이 복잡하여 많은 연산이 필요로하여 구현하는데 복잡하다^{4,5)}. 이는 고속 연산이 가능한 고성능 프로세서에 의해 제어되어 실제 구현하는데 많이 적용되어 진다. 이런 제어 알고리즘에 의해 제어되는 출력전류는 리플이 적어 고조파가 제거된다. 벡터제어는 전동기의 순시전류값의 크기와 위상을 토크 및 자속성분으로 분리하여 독립적으로 제어할 수 있어 만족하는 토크 및 속도특성을 얻을 수 있다⁶⁾.

본 논문에서는 유도전동기 동적인 해석에 필요한 벡터제어와 두개의 PWM기법을 이용하여 유도전동기의 기동특성을 모의실험을 통해 서로 비교 분석하여 전류리플이 적고 개선된 토크 특성을 가지는 PWM기법을 제안하고자 한다.

II. 전동기의 벡터제어 이론

2.1. d-q 좌표변환

유도전동기의 제어나 해석을 위하여 동적인 특성을 고려할 필요가 있다. Park's transformation은 전원이 평형 3상일때에는 동적인 모델로서 2축(d-q) 논리에 자주 이용되고 있다. Fig. 1 에서와 같이 자속축(d축)과 이에 90° 앞선 토크축(q축)을 서로 독립적으로 제어할 수 있다. d-q동적인 모델은 정지 좌표축과 동기좌표축으로 기술된다. 정지좌표축에 ds와qs는 고정자위에 고정되지만 동기좌표축 de와qe는 회전자에 고정된든지 또는 동기속도에 회전한다. 동기속도에서 회전하는 좌표축의 잇점은 사인파가 공급되고 있으며 정상상태에서는 변수를 직류량으로 볼 수 있다. Fig. 1 에서 고정자 전원전압만을 생각하면 as-bs-cs 축과 ds-qs 축사이의 정지좌표와 동기좌표 변환의 관계식을 도입할 수 있다. 상전압은 정지좌표 V_{as}^s, V_{bs}^s 전압을 이용하여 다음과 같이 행렬의 형으로 나타낼 수 있다.

$$[v_{abc}] = K_r^{-1} [V_{ods}^s] \quad (1)$$

$$[V_{ods}^s] = K_r [v_{abc}] \quad (2)$$

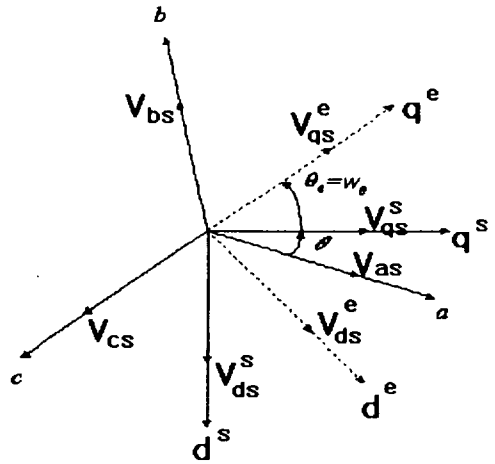


Fig. 1 The d-q rotating and stationary reference frame

여기서

$$[v_{abc}]^T = [v_{as} \ v_{bs} \ v_{cs}] \quad (3)$$

$$[V_{ods}^s]^T = [V_{os}^s \ V_{ds}^s \ V_{qs}^s] \quad (4)$$

$$K_r^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) & \sin(\theta - \frac{2}{3}\pi) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) & \sin(\theta + \frac{2}{3}\pi) & 1 \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$K_r = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) \\ \sin \theta & \sin(\theta - \frac{2}{3}\pi) & \sin(\theta + \frac{2}{3}\pi) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (6)$$

여기서 V_{os}^s 는 영상분이다. 평형 3상조건에서는 이 영상분은 존재하지 않으며, 영상분은 임의 적으로 정한 변환계수이다. $\theta=0^\circ$ 로 하면 qs축과 as축이 일치하게 된다. 따라서 0상분을 무시하면 다음과 같은 간단한 식이 된다.

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{os}^s \\ V_{ds}^s \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\begin{bmatrix} V_{qs}^s \\ V_{ds}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & -\frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} \quad (8)$$

정지좌표축(ds-qs) 위에 Fig. 1 에서와 같이보면 동기속도로 회전하는 de-qe축상에서의 각각의 성분을 정지좌표계에서 회전좌표계로 변환 및 역변환을 정리하면 다음과 같은 식이된다.

$$\begin{bmatrix} V_{qs}^e \\ V_{ds}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega_e t & -\sin \omega_e t \\ \sin \omega_e t & \cos \omega_e t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{qs}^s \\ V_{ds}^s \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$\begin{bmatrix} V_{qs}^s \\ V_{ds}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega_e t & \sin \omega_e t \\ -\sin \omega_e t & \cos \omega_e t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{qs}^e \\ V_{ds}^e \end{bmatrix} \quad (10)$$

상전압이 평형된 정현파라면

$$\begin{aligned} v_{as} &= V_m \cos \omega_e t \\ v_{bs} &= V_m \cos (\omega_e t - 120^\circ) \\ v_{cs} &= V_m \cos (\omega_e t + 120^\circ) \end{aligned} \quad (11)$$

이 식을 식(8)에 대입하여 정리하면

$$\begin{aligned} V_{qs}^s &= V_m \cos \omega_e t \\ V_{ds}^s &= -V_m \sin \omega_e t \end{aligned} \quad (12)$$

이것을 다시 식(9)에 대입하면 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} V_{qs}^e &= V_m \\ V_{ds}^e &= 0 \end{aligned} \quad (13)$$

이는 동기속도로 회전하는 좌표축위에서 정현변수가 직류량으로 표현된다.

2.2. 동기좌표에서 d-q 등가회로

유도전동기의 고정자 3상 전압방정식 정지 좌표축 위에서 고정자와 회전자 방정식을 식(14)와 같이 표현할 수 있다.

$$V_s^s = R_s i_s^s + \frac{d\lambda_s^s}{dt} \quad (14)$$

$$V_r^s = R_r i_r^s + \frac{d\lambda_r^s}{dt}$$

여기서 $V_s^s, i_s^s, \lambda_s^s$ 는 정지좌표축에서 전압, 전류, 쇄교자속의 순시값이 된다. 좌표축이 동기속도 ω_e 로 회전하면 식(14)의 고정자 방정식은 다시 식(15)와 같은 형으로 쓸 수 있다.

$$V_s^s = R_s i_s^s + \frac{d\lambda_s^s}{dt} + \omega_e \lambda_s \quad (15)$$

이 식에서 부가항인 $\omega_e \lambda_s$ 가 더해지는데 이항은 좌표축의 회전에 의한 속도기전력으로 정의된다. 동기속도로 회전하는 좌표축위에서 전압성분형으로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} V_{ds}^s &= R_s i_{ds}^s + p \lambda_{ds}^s - \omega_e \lambda_{qs}^s \\ V_{qs}^s &= R_s i_{qs}^s + p \lambda_{qs}^s + \omega_e \lambda_{ds}^s \end{aligned} \quad (16)$$

회전자의 전압방정식은 각속도가 ω_r 인 경우 다음과 같은 식으로 표현된다.

$$\begin{aligned} V_{dr}^s &= R_r i_{dr}^s + p \lambda_{dr}^s - (\omega_e - \omega_r) \lambda_{qr}^s \\ V_{qr}^s &= R_r i_{qr}^s + p \lambda_{qr}^s + (\omega_e - \omega_r) \lambda_{dr}^s \end{aligned} \quad (17)$$

동형유도전동기의 회전자회로는 Short Circuit 이다. 따라서 (17)식에서 $V_{dr}^s = 0$ 이므로 이것을 다시 쓰면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} 0 &= R_r i_{dr}^s + p \lambda_{dr}^s - (\omega_e - \omega_r) \lambda_{qr}^s \\ 0 &= R_r i_{qr}^s + p \lambda_{qr}^s - (\omega_e - \omega_r) \lambda_{dr}^s \end{aligned} \quad (18)$$

동기속도로 회전하는 회전좌표계에서 쇄교자속은 (19)식으로 표시된다.

$$\begin{aligned} \lambda_{ds} &= L_s i_{ds} + L_m i_{dr} = L_b i_{ds} + L_m (i_{ds} + i_{dr}) \\ \lambda_{qs} &= L_s i_{qs} + L_m i_{qr} = L_b i_{qs} + L_m (i_{qs} + i_{qr}) \\ \lambda_{dr} &= L_m i_{ds} + L_r i_{dr} = L_{lr} i_{dr} + L_m (i_{ds} + i_{dr}) \end{aligned}$$

$$\lambda_{qr} = L_m i_{qs} + L_r i_{qr} = L_{lr} i_{qr} + L_m (i_{qs} + i_{qr}) \quad (19)$$

여기서 $L_s = L_{ls} + L_m$, $L_r = L_{lr} + L_m$ 이고, 이것은 고정자와 회전자 자기 인던턴스이다. L_m 은 상호 인던턴스이다. 위식을 식(16), (18)에 각각 대입하면 다음과 같은 행렬식이 된다.

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = X \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (20)$$

여기서

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

여기서 p 는 미분연산자의 기호이다.

(16), (17)식을 이용하여 유도전동기의 동기좌표 d, q 모델 등가회로는 Fig. 2 와 같이 나타낼 수 있다.

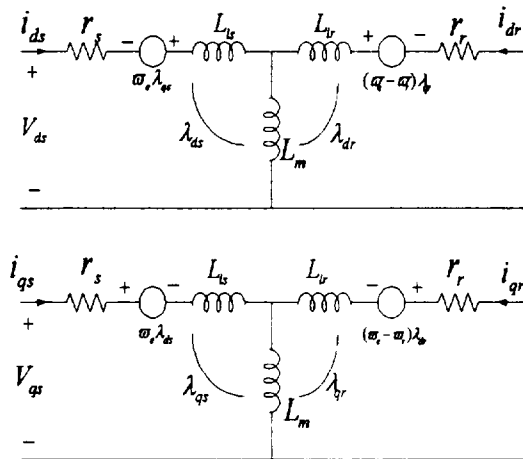


Fig. 2 The d-q equivalent at synchronous rotating reference frame

유도전동기의 토오크는 다음과 같다.

$$T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) (\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds}) \quad (21)$$

단, P는 전동기의 극수이다.

III. PWM 인버터

PWM 인버터는 펄스폭 변조 동작에 의해 입력직류를 출력교류로 제어하는 시스템이다. PWM 인버터의 성능을 평가하는 것은 DC-링크전압을 어느정도 선형적으로 제어할 수 있는 범위와 전류리플의 최소화하는 것이다.

3.1. 공간전압벡터 PWM

일반적으로 널리 알려진 SVPWM 기법은 기준전압벡터를 벡터공간상의 위치에 기준을 두어 스위칭 시간을 결정하는 기법이다. 3상 인버터는 모두 6개의 스위칭 소자로 구성되며 6개의 유효전압 벡터(V1 - V6)과 2개 영전압벡터(V0, V7)이 있다. 이렇게 8가지 동작 모드에서의 출력전압을 벡터도로 표시하면 Fig. 3 과 같이 정육각형을 형성한다.

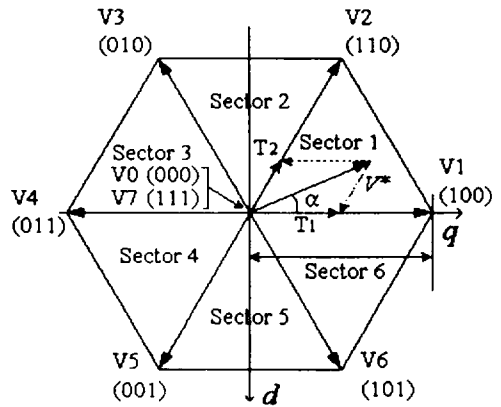


Fig. 3 Space vector diagram of available switching vector

이 6각형의 꼭지점을 형성하는 전압벡터 V1-V6은 인버터의 최대 출력전압이 된다. 따라서 6각형 내부의 임의의 출력전압 벡터는 이것이 위치한 삼각형의 두변에 해당하는 전압벡터를 이용하여 시간적으로 벡터를 합성하여 스위칭 시간을 구하는 방식이다. 6개의 유효벡터 정전압이 차례대로 전동기에 인가하면 시간적으로 한 주기 즉 360° 로 회전하는 전압이 전동기에 인가되는 효과를 얻을 수 있다. 그러므로 각

벡터의 간격은 60° 이며, 전동기 부하의 각 상이 평형이라면 각 유효벡터의 크기는 $\frac{2}{3} V_{dc}$ 가 된다. 각 유효벡터가 인가되는 시간은 3상 인버터 시스템에 실제의 스위칭 시간이 세 개 폴(pole)전압 상태를 결정한다. 상전압에 대한 기준 전압을 정지 좌표계 상의 d-q변환 이론으로부터 주어진다.

$$\begin{bmatrix} V_{as}^* \\ V_{bs}^* \\ V_{cs}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/\sqrt{2} & -\sqrt{3}/2 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{\alpha} \\ V_{\beta} \end{bmatrix} \quad (22)$$

유효벡터가 인가되는 시간 T_1, T_2 는 다음과 같은 식에 의해 구할수 있다.

$$\begin{aligned} T_1 &= \frac{\sqrt{3} T_s}{V_{dc}} \left[\frac{\sqrt{3}}{2} V_{\alpha} + \frac{1}{2} V_{\beta} \right] \\ &= T_{as} - T_{bs} \end{aligned} \quad (23)$$

$$\begin{aligned} T_2 &= \frac{\sqrt{3} T_s}{V_{dc}} [0 \cdot V_{\alpha} + 1 \cdot V_{\beta}] \\ &= T_{bs} - T_{cs} \end{aligned} \quad (24)$$

T_1, T_2 는 상전압의 상태가 전이하는 시간이다. 따라서 각 상의 스위칭 상태가 한 샘플링 간격동안 DC 링크전압과 기준 상전압의 비로서 다음과 같이 정의 될 수 있다.

$$V_{as}^* : V_{dc} = T_{as} : T_s \Rightarrow T_{as} \equiv \frac{V_{as}^*}{V_{dc}} T_s \quad (25)$$

$$V_{bs}^* : V_{dc} = T_{bs} : T_s \Rightarrow T_{bs} \equiv \frac{V_{bs}^*}{V_{dc}} T_s \quad (26)$$

$$V_{cs}^* : V_{dc} = T_{cs} : T_s \Rightarrow T_{cs} \equiv \frac{V_{cs}^*}{V_{dc}} T_s \quad (27)$$

유효시간의 개념에서 공간벡터 변조법을 해석하면 벡터의 구별없이 전동기의 각상에 전압을 인가해 주어야 하는 시간들이 자동적으로 결정될 수 있다. 따라서 유효 시간은 다음과 같이 주어지는 3개 시간중에 가장 작은 시간과 가장 긴 시간 사이를 정의 할 수 있다.

$$T_{eff} = T_{max} - T_{min} \quad (28)$$

여기서 T_{max} 와 T_{min} 는 다음과 같다.

$$T_{min} = \min(T_{as}, T_{bs}, T_{cs}),$$

$$T_{max} = \max(T_{as}, T_{bs}, T_{cs})$$

$$T_{zero} = T_s - T_{eff}$$

$$T_{min} + T_{offset} = T_{zero}/2$$

$$T_{offset} = T_{zero}/2 - T_{min}$$

유효시간에 의한 자유도는 샘플링 간격안에 어디 서나 재배치 될 수 있다. 각 인버터 소자에 의한 실제 게이팅시간 (T_{ga}, T_{gb}, T_{gc})는 시간적 이동 편차 (T_{offset})를 더함으로써 스위칭 시간 (OFF Sequence)를 구할 수 있다.

$$T_{ga} = T_{as} + T_{offset}$$

$$T_{gb} = T_{bs} + T_{offset} \quad (29)$$

$$T_{gc} = T_{cs} + T_{offset}$$

이 스위칭 시간은 OFF에 관한 것이고, ON(ON Sequence)이 되는 경우 식(29)에 의해 다음과 같은 식으로 나타낼 수 있다.

$$T_{ga, gb, gc}(ON) = T_s - T_{ga, gb, gc}(OFF) \quad (30)$$

샘플링 시간에서 ON의 스위칭 시간을 감산하여 실제 스위칭 시간을 구한다. 따라서 유효시간의 개념을 이용해서 기준전압의 상전압을 표현하여 SVPWM기법을 이용하여 구현하였다.

3.2. SPWM

인버터의 출력은 크기와 주파수가 제어가능하고 정현적인 것이 바람직 하다. 원하는 정현파 출력 전압 파형을 만들어 내기 위해 원하는 주파수의 정현파 제어신호를 삼각파와 비교한다. 삼각파의 주파수는 인버터의 스위칭 주파수를 결정하는데, 일반적으로 일정하게 유지한다. 이러한 변조기법을 SPWM이라 한다.

삼각파의 주파수는 스위칭 되는 주파수를 결정하는 스위칭주파수 f_s 라 한다. 제어신호는 스위치의 듀티비를 변조하는데 사용되며 주파수는 인버터 출력 전압의 원하는 기본과 주파수인 f_1 라 할 때 주파수 변조비 m_f 는 다음과 같이 정의된다.

$$m_f = \frac{f_s}{f_1} \quad (31)$$

그리고 크기 변조비 m_a 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$m_a = \frac{V_{sin}}{V_{tri}} \quad (32)$$

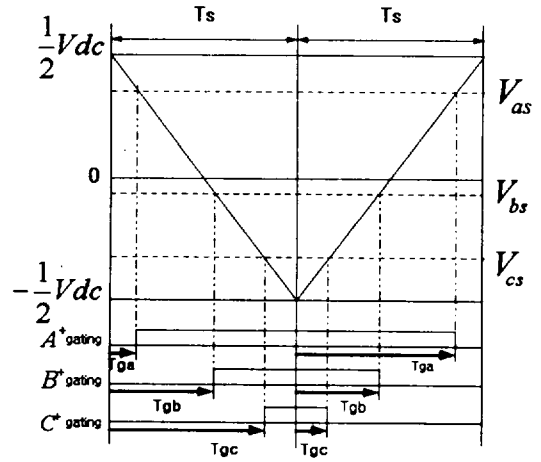
여기서 V_{sin} 는 제어신호의 최대치이고, V_{tri} 는 삼각파의 최대치이다. V_{tri} 는 일반적으로 일정하게 유지한다. 인버터에서 스위치 T_{A+} 와 T_{A-} 는 V_{sin} 과 V_{tri} 의 값을 서로 비교하여 On, Off가 되는데 출력전압은 다음과 같이 결정된다. $V_{sin} > V_{tri}$ 이면 T_{A+} 는 On 상태이고 $V_{A0} = \frac{1}{2} V_{dc}$ 가 되고, $V_{sin} < V_{tri}$ 이면 T_{A-} 는 On 상태이고 $V_{A0} = -\frac{1}{2} V_{dc}$ 가 된다. SPWM에 있어서 출력 전압의 기본과 성분의 크기는 m_a ($m_a \leq 1$)에 따라 선형적으로 변한다. 이러한 이유로 m_a 가 0에서 1사이인 영역은 선형 영역이라 한다.

3.3. PWM스위칭 구현방식

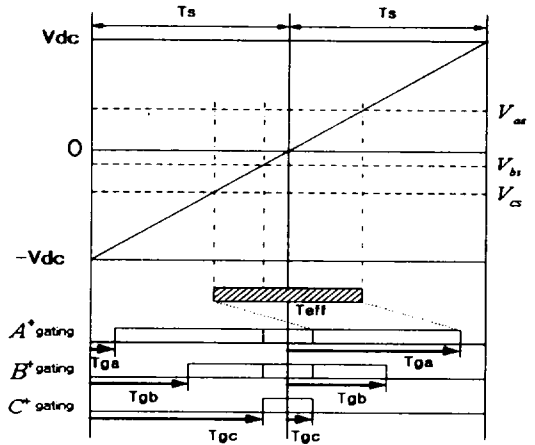
Fig. 4은 PWM의 실제 게이팅 구현방법의 관계를 보여준다. Fig. 4(a)의 V_{as} , V_{bs} , V_{cs} 는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} V_{as} &= V_m \sin \omega_e t + V_o \\ V_{bs} &= V_m \sin(\omega_e t - 2/3\pi) + V_o \\ V_{cs} &= V_m \sin(\omega_e t + 2/3\pi) + V_o \end{aligned} \quad (33)$$

여기서 V_o 는 인버터의 폴(pole) 전압이고, Fig.



(a) SPWM



(b) SVPWM

Fig. 4 Implementation of the PWM methods

4(b)의 V_{as} , V_{bs} , V_{cs} 는 식(6)에 의해서 구해진다. Fig. 4(a)는 삼각파 비교 방식에 의해서 기준 상전압과 직류 링크 전압의 반을 최고치로 하는 삼각파와 비교로부터 스위칭 시간이 결정된다. Fig. 4(b)에서는 유효시간 개념으로 기준 상전압에 의해서 식(28)으로 유효시간 T_{eff} 를 구한다. 이렇게 구한 유효시간을 시간상에서 이동시켜 실제 스위칭 시간을 구한다. 이제 스위치가 On상태로 전이되는 경우 0을 기준으로 대칭 이동시킨다. 이렇게 하면 실제 구현되어지는 스위칭 패턴이 된다. 여기서 SVPWM기법에서는 유

효시간의 재배치하는 기법으로 하여 영전압의 효과적인 사용으로 전류리플을 최소화 시키고, 전압의 크기가 선형적으로 최대 $\frac{2}{3} V_{dc}$ 까지 선형적으로 인가될 수 있다. 이에 비해 SPWM 기법에서 선형 제어 영역에서는 기준 상전압의 최고치가 $\frac{1}{2} V_{dc}$ 까지 제한 된다. 그리고 영전압의 항상 비대칭으로 유효전압 전후에 배치된다. 따라서 전류 리플이 SVPWM에 비해 크다.

IV. 시스템 구성

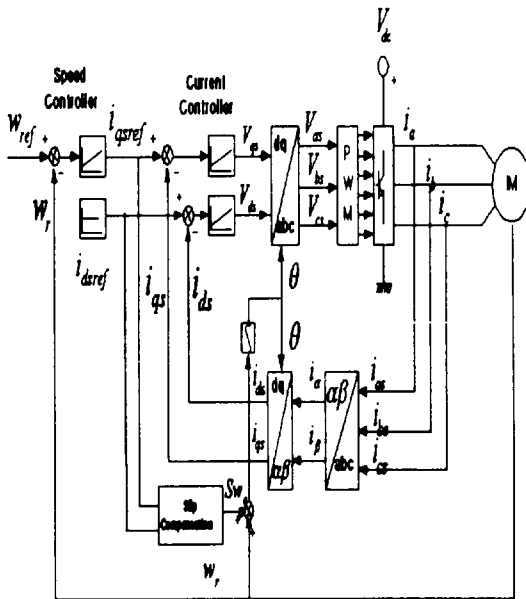


Fig. 5 System diagram

Fig. 5와 같이 SPWM기법과 SVPWM기법을 비교하기 위하여 같은 제어 대상에서 시스템을 구성하였다. 본 논문에서의 전류제어기는 동기좌표계에서의 PI제어기를 이용하고 있다. 일반적인 정지좌표계에서의 전류제어기법은 위상 지연으로 인해 제대로 전류 기준치를 추종하지 못하는데 반해, 이 방법은 모든 제어 변수들을 동기좌표상으로 변환해서 제어하므로 기본적으로 벡터제어와 함께 사용될 수 있다. 동기

좌표계로 주어진 d축, q축 전류지령치 (i_{dref}, i_{qref})와 검출된 전류 (i_{ds}, i_{qs}, i_{cs})를 정지좌표계로 변환하고, 다시 동기좌표계 d축과 q축으로 변환된 i_{ds}, i_{qs} 와의 오차를 PI제어하여 동기좌표계로 나타낸 전압기준값 V_{ds}, V_{qs} 를 생성한다. SPWM 기법에서는 2상 정지좌표계를 다시 3상으로 변환하고, 이것을 삼각파와 비교하여 얻은 파형을 인버터의 게이팅 신호로 가한다. SVPWM에서는 정지좌표계에 의한 공간상의 기준전압으로 그 시간만큼 스위칭 소자에 게이팅 신호를 가한다. 여기서 샘플링 시간은 속도제어에서는 1(ms)이고, 전류제어에서는 100(μ s)로 하였다. 모터 정수는 Table 1과 같다.

Table 1 Parameters of induction motor

Rs	0.6(Ω)	Rr	0.412(Ω)
Ls	0.043(H)	Lr	0.043(H)
Lm	0.0415(H)	P	4극

V. Simulation 결과

Fig. 6는 SPWM과 SVPWM의 Simulation에 의한 결과파형을 보여준다. 속도제어기의 PI제어기에서 게인 K_p, K_i 는 각각 0.5와 15로 주었고, 전류제어기에서 PI제어기의 게인 K_p, K_i 는 각각 5와 50을 주었다. 지령속도는 0.05[sec]에서 1200[rpm]으로 스텝속도 지령을 주었다. 0.5-0.7[sec] 사이에 부하토크 5[N·m]를 걸었다. 결과 파형에서는 두개 PWM기법을 사용하여 실제속도응답과 전기자 전류, 토크에 대한 결과 파형이 Fig. 6에 나타나 있다. 유도전동기의 구동 특성에 대한 두개의 결과를 비교하면 속도는 두개 PWM기법 모두가 0.2[sec] 이내에 정상속도에 도달하고 있다. 전류 파형을 보면 SPWM은 스위칭 소자에 가하는 게이팅 펄스에 의한 전류리플로 인한 고조파가 생기고 있다. SVPWM은 공간상의 기준전압에 대해 시간연산으로 게이팅펄스를 가하기 때문에 SPWM에 비해 전류리플이 아주 작다는 것을 Fig. 6를 통해 알 수 있었고, 이에 따라 토크 특성도 같이 개선되어 진다.

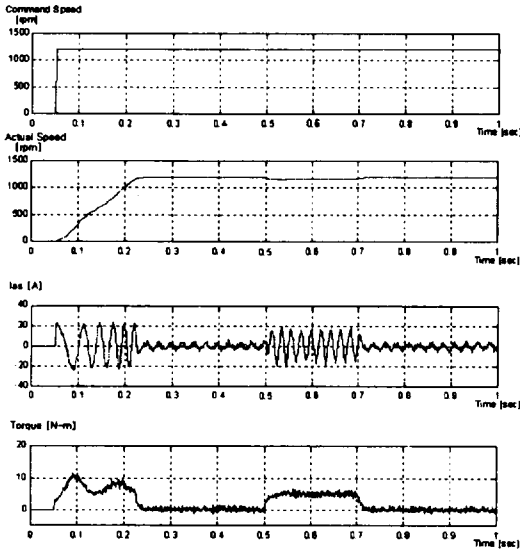
VI. 결 론

본 논문에서는 SPWM기법과 SVPWM기법을 이용하여 유도전동기의 벡터제어에 의해 속도제어에 의한 전류특성과 토크 특성을 서로 비교하여 분석하였다. 스위칭 방법은 두 개 같지만, SPWM은 영전압 벡터의 비효율적인 배치로 인해 인버터의 출력전류리플이 커지게 되어 제어하고자 하는 전동기에 나쁜 영향을 주게 된다.

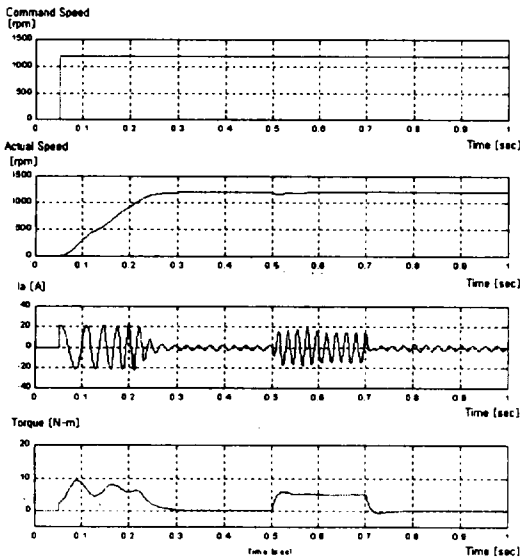
결과적으로 SVPWM기법은 SPWM기법에 비해 선형적으로 이용 가능한 전압이 크고, 전류리플이 감소되는 것을 모의 실험을 통해 보였다. 향후 이것을 실제 실험을 통해 구현해 보는 연구과제가 요구되어진다.

참고문헌

- 1) 원중수, 원충연, 김광현, 1995, AC 서보모터와 마이컴 제어, 동일출판사.
- 2) Ned Mohan, Tore M. Undeland, 1995. Power Electronics Converters, WILEY, pp. 200-245.
- 3) B. K. Bose, 1992, Power Electronics and AC Drive, 세화.
- 4) 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.
- 5) 김준석, 설승기, 1995, 공간 전압 벡터 PWM의 새로운 기법, 대한전기학회 Vol. 44, No. 7, pp. 865-874.
- 6) Paul C. Krause, 1986, Analysis of Electric Machinery, IEEE Press, pp. 164-181.



(a) SPWM



(b) SVPWM

Fig. 6 Simulation results of tow methods