

碩士學位論文

공간전압벡터 PWM 기법을 이용한  
유도전동기의 고성능 운전에 관한 연구



濟州大學校 大學院

제주대학교 중앙도서관  
電氣工學科

文 祥 豪

1999年 12月

# 공간전압벡터 PWM 기법을 이용한 유도전동기의 고성능 운전에 관한 연구

指導教授 吳 性 寶

文 祥 豪

이 論文을 工學 碩士學位 論文으로 提出함

1999年 12月



文祥豪의 工學 碩士學位 論文을 認准함

審査委員長 좌 종근 

委 員 김 일 환 

委 員 吳 性 寶 

濟州大學校 大學院

1999年 12月

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

Sang-Ho Moon

(Supervised by professor Seong-Bo Oh)



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT OF  
THE REQUIREMENTS FOR THE DEGREE OF  
MASTER OF ENGINEERING

DEPARTMENT OF ENGINEERING  
GRADUATE SCHOOL  
CHEJU NATIONAL UNIVERSITY

1999. 12.

# 목 차

LIST OF FIGURES .....	iii
LIST OF TABLES .....	iv
SUMMARY .....	v
I. 서 론 .....	1
II. 전동기의 벡터제어 이론 .....	4
1. 유도전동기의 개요 .....	4
2. d-q 좌표변환 .....	5
3. 동기좌표에서 d-q 등가회로 .....	8
III. PWM 인버터 .....	10
1. 인버터의 개요 .....	10
2. Sinusoidal PWM .....	12
3. 공간전압벡터 PWM .....	14
4. PWM스위칭 구현방식 .....	17
IV. 시스템 구성 .....	19
1. 시스템 구성도 .....	19
2. 마이크로프로세서부 .....	20

3. 전력 변환부 .....	21
4. 속도 측정방법 .....	21
5. 전류 제어기 .....	24
V. 컴퓨터 시뮬레이션 .....	26
VI. 실험 및 결과 .....	32
VII. 결 론 .....	39
참 고 문 헌 .....	40



제주대학교 중앙도서관  
JEJU NATIONAL UNIVERSITY LIBRARY

# LIST OF FIGURES

Fig. 1 The d-q rotating and stationary reference frame .....	7
Fig. 2 The d-q equivalent circuits at synchronously rotating reference frame .....	9
Fig. 3 Linear control voltage by inverter .....	11
Fig. 4 Block diagram of SPWM method .....	13
Fig. 5 Three-phase SPWM waveforms .....	13
Fig. 6 Space vector diagram of available switching vector ..	14
Fig. 7 Gating signal patterns of SPWM and SVPWM .....	18
Fig. 8 Block diagram of control system .....	20
Fig. 9 Speed measurement using M/T method .....	23
Fig. 10 PI Controller .....	25
Fig. 11 Flowchart of computer simulation .....	27
Fig. 12 Simulation results of SPWM .....	28
Fig. 13 Simulation results of SVPWM .....	29
Fig. 14 Simulation results of SPWM with CW and CCW .....	30
Fig. 15 Simulation results of SVPWM with CW and CCW ...	31
Fig. 16 Vab and Ias of induction motor by SPWM and SVPWM .....	34
Fig. 17 Experimental results of starting characteristics with no load .....	35
Fig. 18 Experimental results of speed response with CW and CCW .....	36

Fig. 19 Experimental results of speed characteristics  
with load variation ..... 37

Fig. 20 Experimental results of CW and CCW ..... 38

## LIST OF TABLES

Table 1 Parameters of induction motor ..... 19



# SUMMARY

This paper describes the high performance characteristics of induction motor using Space Voltage Vector Pulse Width Modulation(SVPWM) and Sinusoidal Pulse Width Modulation (SPWM) method.

The SPWM based on sine-triangle method is the most commonly used method of pulsewidth modulation in inverter conversion equipments. The SVPWM is frequently used in AC drives field with voltage source inverter system.

We study the operating characteristics of induction motor drive using SPWM and SVPWM methods. The dynamic performance of a induction machine is somewhat complex because of the coupling effect between the stator and rotor phase, where the coupling coefficients vary with rotor position. 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 SVPWM with SPWM of the current ripple and liner control domain by computer simulation. Therefore, They are improved by using the SVPWM method. The improved effects are verified by the experiment.

# I. 서 론

최근에 고도의 정밀도를 요구하는 교류전동기 제어시스템에 만족하는 토오크와 속도특성을 얻기 위해 많은 연구가 진행되어왔다. 토오크 제어에 많이 사용해 왔던 직류전동기는 구조가 자력선과 전류의 방향이 항상 직각으로 교차하는 모양으로 되어 있어 전류에 비례한 안정된 토오크를 얻을 수 있다. 그렇지만 이를 위해 반드시 필요한 정류장치는 여러가지 본질적인 단점을 가지고 있기 때문에 용도의 제한을 받는다. 이러한 이유로 많은 응용분야에서는 직류전동기를 교류전동기로 대체하려는 연구들이 계속되어 왔다.

교류전동기 중에서 동기전동기와 유도전동기가 있는데, 동기전동기는 회전자에 영구자석을 사용하므로 회전자에서의 동손 및 철손이 거의 없고, 고정자에 여자전류가 흐르지 않으므로 고정자에서의 손실도 감소되어 효율이 높고 전원측의 역률이 거의 1로 유지된다. 또한 자속밀도가 높고 무게가 철심보다 가벼운 영구자석을 사용하기 때문에 관성을 적게 할 수 있다. 그러나 속도와 토오크 변화에 따른 자속 가변이 이루어지지 않으며, 중부하시에는 전기자 반작용의 영향으로 맥동이 일어나 제어에 어려움이 따르게 되어 일반적으로 소용량의 정밀 서보 제어용에 적용되고 있다.

유도전동기는 다시 농형유도전동기와 권선형 유도전동기로 구분된다. 농형유도전동기는 기동전류의 크기에 비해 기동 토오크가 적기 때문에 중·소형에 한해서 사용되고, 권선형 유도전동기에 있어서는 기동시에 슬립링을 통하여 회전자 권선에 기동저항기를 삽입하면 기동전류를 제한하는 동시에 기동 토오크를 증가시킬 수 있으므로, 권선형 유도전동기는 대형전동기에 적용된다. 유도전동기는 제어장치가 복잡하고 소용량에서 효율이 저하되는 단점이 있으나, 구조가 간단하고 가격이 경제적이며, 유지

및 보수의 측면에서 유리하다. 유도전동기는 정속도 전동기 일종이고, 분권특성을 가지고 정속도로 사용하려면 농형유도전동기 등은 하등의 결점 없이 완성되었다고 본다. 그러나 속도제어가 요구하는 분야에서는 이 전동기를 적용하기가 어렵다. 그래서 속도제어를 필요로하는 분야에서는 거기에 맞는 여러가지 제어방법이 연구되어왔고, 그 결과 최근에는 정밀하고 응답이 좋은 제어장치들을 많이 개발하고 있다.

제어알고리즘을 이용하여 고속운전에서 정·역 및 가감속 제어가 요구되는 정밀용 고속응답 제어계에 유도전동기가 최근에 들어 유리하게 적용되고 있고, 응용범위가 점점 확대되어가고 있다. 이렇게 유도전동기의 속도 제어계에 적용하게된 것은 이들 특성에 맞는 고정밀도 및 고신뢰성을 갖추어진 빠른 연산이 가능한 프로세서와 고속 스위칭 소자를 구비한 인버터에 의해 얻어진다.

인버터 시스템은 크기가 일정한 직류전원을 입력으로 받아 스위칭 소자의 펄스폭을 변조하여 출력 교류전압이 가능한 한 정현파에 가깝게 하며, 주파수도 효율적으로 자유롭게 변환함으로써 교류전동기의 가변속 구동이 가능하다. 인버터를 제어할 때 스위칭 소자에 가하는 펄스폭 변조(PWM : Pulse Width Modulation)기법은 각 스위칭 소자를 구동하는 펄스열을 만들게 되는데, 이를 위해서는 전압 변조기법이 필요하다. 전압 변조기법으로는 정현파 PWM(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 있다(Mohan, 1995). 이에 반해 SVPWM기법은 제어알고리즘이 복잡하여 많은 연산이 필요로 하여 구현하는데 복잡하다. 그러나 이런 제어 알고리즘에 의해 제어되는 시스템은 출력전류 리플이 적고, 고조파가 저감되어 유도전동기의 제어성능 향상과 고신뢰성을 갖추게 되어 유리한 장점을 가지게 된다.

벡터제어는 전동기의 순시 전류값의 크기와 위상을 토오크 및 자속성분으로 분리하여 독립적으로 제어할 수 있어 만족하는 토오크 및 속도특성을 얻을 수 있다(Bose, 1992). 유도전동기의 벡터제어 이론을 도입하여 속도를 제어하려면 삼각함수, 부동소숫점 연산을 해야한다. 그리고 공간전압벡터 PWM기법을 구현하기 위해서는 고성능 프로세서를 필요로 하기 때문에 본 논문에서는 32비트 DSP TMS320C31의 마이크로 프로세서로 벡터제어 이론과 SVPWM기법을 적용하여 유도전동기의 속도제어를 하였다.

본 논문에서는 유도전동기 동적인 해석에 필요한 벡터제어 이론을 적용하여 속도제어를 하였다. 그리고 인버터의 출력을 제어하기 위해 SPWM기법과 SVPWM기법을 이용하여 유도전동기의 속도특성을 시뮬레이션과 실험을 통해 서로 비교, 분석하여 전류리플이 적고 개선된 토오크 특성을 가지는 PWM기법을 제안하고자 한다.



## Ⅱ. 전동기의 벡터제어 이론

### 1. 유도전동기의 개요

유도전동기의 기본원리는 변압기와 같이 1차권선과 2차권선을 가지고 전력을 1차 권선에만 공급하고, 2차 권선의 전압은 1차권선에서 유도작용에 의해 간접적으로 공급받아 기계적 힘을 내어 회전하는 원리이다. 3상 유도전동기에서 고정자는 슬롯에 분포되어 있는 3상 권선으로 구성되며, 각 권선은 다른 권선에 대해 공간적으로  $120^\circ$  씩 떨어져 감겨있다. 회전자는 회전자 권선에 유도전류가 흐르도록 폐회로가 형성되어야 한다. 일반적으로 회전자에 다상권선이 감겨있는 경우를 권선형 유도전동기라 하고, 봉도체와 그 양단을 단락환으로 단락시킨 경우 농형유도전동기라 한다. 농형유도전동기는 가격이 저렴하고 구조가 간단하며 견고하다는 장점을 가지고 있다.

농형유도전동기의 속도를 정밀하게 제어하기 위해서는 벡터제어 이론을 도입함으로써 제어가 가능하고, 용량이 큰 산업분야의 서보시스템에 있어 앞으로의 새로운 서보 구동원으로 광범위한 응용이 기대되므로, 본 논문에서는 농형유도전동기에 향상된 속도제어 특성에 관하여 연구하였다.

## 2. d-q 좌표변환

유도전동기의 제어나 해석을 위하여 동적인 특성을 고려할 필요가 있다. 따라서 전원이 평형 3상일 때에는 동적인 모델로서 2축( $d$ - $q$ )논리가 자주 이용되고 있다(Paul C, 1986). Fig. 1에서와 같이 3상 모델을 자속축( $d$ 축)과 이에  $90^\circ$  앞선 토오크축( $q$ 축)으로 분리할 수가 있다.  $d$ - $q$ 동적인 모델은 정지좌표축과 동기좌표축으로 기술된다. 정지좌표축에  $d^s$ 와  $q^s$ 는 고정자위에 고정되지만, 동기좌표축  $d^e$ 와  $q^e$ 는 동기속도로 회전한다. 동기속도에서 회전하는 좌표축의 이점은  $d$ - $q$  변수를 직류량으로 볼 수가 있다. Fig. 1에서 고정자 전원 전압만을 생각하면  $a_s$ - $b_s$ - $c_s$ 축과  $d^s$ - $q^s$  축 사이의 정지좌표와 동기좌표 변환의 관계식을 도입할 수 있다. 상전압은 정지좌표  $V_{ds}^s, V_{qs}^s$  전압을 이용하여 다음과 같이 행렬형으로 나타낼 수 있다.

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

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

여기서

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

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

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

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

여기서  $V_{qs}^s$ 는 영상분이다. 평형 3상 조건에서는 이 영상분은 존재하지 않으며, 임의적으로 정한 변환계수이다.  $\theta = 0^\circ$ 로 하면  $q^s$ 축과  $a_s$ 축이 일치하게 되면 정지좌표계로써 표현된다. 따라서 영상분을 무시하면 다음과 같은 간단한 식이 된다.

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

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

Fig. 1에서 정지좌표축( $d^e-q^e$ ) 위에 동기속도  $\omega_e$ 로 회전하는 동기좌표축( $d^s-q^s$ )에서 각각의 성분을 정지좌표계에서 동기좌표계로 변환 및 역변환을 정리하면 다음과 같은 식이 된다.

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

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

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 식(12)와 같다.

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

이것을 다시 식(9)에 대입하면 식(13)과 같이 다시 쓸 수 있다.

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

이는 동기속도로 회전하는 좌표축위에서 변수가 직류량으로 표현된다.

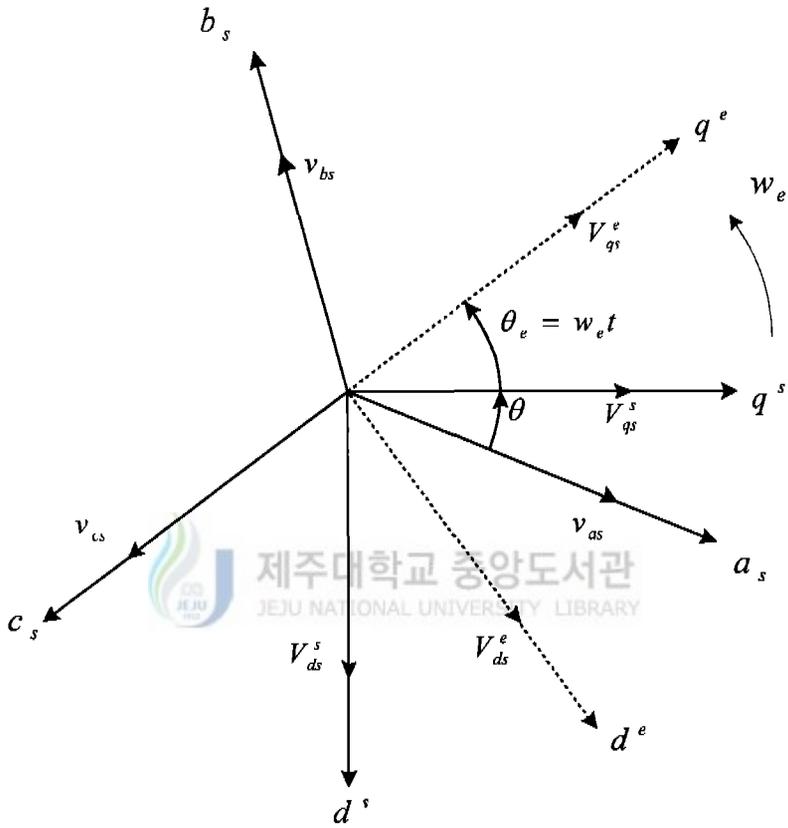


Fig. 1 The d-q rotating and stationary reference frame

### 3. 동기좌표에서 d-q 동기회로

유도전동기의 고정자 3상 전압방정식은 정지좌표축 위에서 고정자와 회전자 전압방정식을 식(14)와 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} V_s^s &= R_s i_s^s + \frac{d\lambda_s^s}{dt} \\ V_r^s &= R_r i_r^s + \frac{d\lambda_r^s}{dt} \end{aligned} \quad (14)$$

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

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

이 식에서 부가항인  $w_e \lambda_s^s$ 가 더해지는데, 이 항은 좌표축의 회전에 의한 속도기전력으로 정의된다. 식(15)를 동기속도로 회전하는 좌표축위에서 전압 성분형으로 식(16)과 같이 나타낼 수 있다.

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

회전자의 전압 방정식은 각속도가  $w_r$ 인 경우에는 식(17)으로 표현된다.

$$\begin{aligned} V_{dr}^e &= R_r i_{dr}^e + p\lambda_{dr}^e - (w_e - w_r) \lambda_{qr}^e \\ V_{qr}^e &= R_r i_{qr}^e + p\lambda_{qr}^e + (w_e - w_r) \lambda_{dr}^e \end{aligned} \quad (17)$$

농형유도전동기의 회전자 회로는 Short Circuit 이다. 따라서 식(17)에서  $V_{dqr}^e = 0$  이다.

동기속도로 회전하는 동기좌표계에서 쇄교자속은 식(18)으로 표시된다.

$$\begin{aligned} \lambda_{ds}^e &= L_s i_{ds}^e + L_m i_{dr}^e = L_{ls} i_{ds}^e + L_m (i_{ds}^e + i_{dr}^e) \\ \lambda_{qs}^e &= L_s i_{qs}^e + L_m i_{qr}^e = L_{ls} i_{qs}^e + L_m (i_{qs}^e + i_{qr}^e) \\ \lambda_{dr}^e &= L_m i_{ds}^e + L_r i_{dr}^e = L_{lr} i_{dr}^e + L_m (i_{ds}^e + i_{dr}^e) \\ \lambda_{qr}^e &= L_m i_{qs}^e + L_r i_{qr}^e = L_{lr} i_{qr}^e + L_m (i_{qs}^e + i_{qr}^e) \end{aligned} \quad (18)$$

여기서  $L_s = L_{ls} + L_m$ ,  $L_r = L_{lr} + L_m$  이고, 이것은 고정자와 회전자의 자

기 인덕턴스이고,  $L_m$ 은 상호 인덕턴스이다. 식(18)를 식(16)과 식(17)에 각각 대입하면 식(19)과 같은 행렬식이 된다.

$$\begin{bmatrix} V_{ds}^e \\ V_{qs}^e \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & -\omega_e L_s & pL_m & -\omega_e L_m \\ \omega_e L_s & R_s + pL_s & \omega_e L_m & pL_m \\ pL_m & -(\omega_e - \omega_r)L_m & R_r + pL_r & -(\omega_e - \omega_r)L_r \\ (\omega_e - \omega_r)L_m & pL_m & (\omega_e - \omega_r)L_r & R_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^e \\ i_{qs}^e \\ i_{dr}^e \\ i_{qr}^e \end{bmatrix} \quad (19)$$

여기서  $p$ 는 미분연산자의 기호이다.

식(16)과 식(17)은 유도전동기의 동기좌표  $d$ - $q$ 모델 등가회로는 Fig. 2와 같이 나타낼 수 있다. 유도전동기의 토크는 다음과 같다.

$$T_e = \frac{3}{2} \left( \frac{P}{2} \right) (\lambda_{ds}^e i_{qs}^e - \lambda_{qs}^e i_{ds}^e) \quad (20)$$

단,  $P$ 는 전동기의 극수이다.

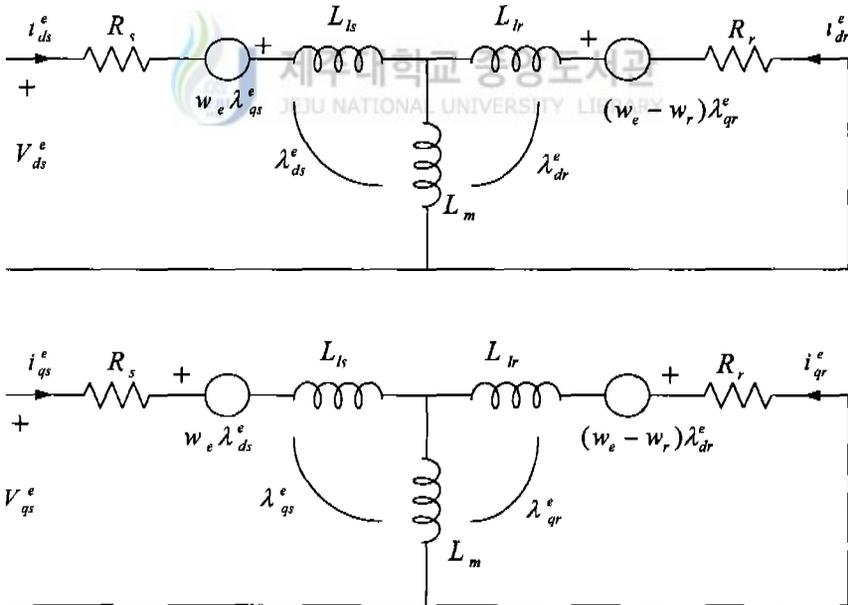


Fig. 2 The d-q equivalent circuits at synchronously rotating reference frame

### Ⅲ. PWM 인버터

#### 1. 인버터의 개요

산업체에서 속도제어를 필요로 하는 동력원으로는 주로 직류전동기가 이용되어 왔으며, 유도전동기는 정속도 운전에 많이 사용되어 왔다. 유도전동기의 속도제어의 대표적인 방식은 1차 전압제어 방식과 주파수 변환 방식이다. 따라서 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 제어하는 시스템이다. 이러한 펄스폭 변조 방식에는 정현파 PWM, 공간전압 벡터 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. 이에 반해 공간전압벡터 PWM기법은 선형제어 가능 전압이 높고 출력전압의 고조파 함유율이 작으며, 과도상태에서도 응답속도가 빠르다는 장점을 가지고 있다. 반면에 구현이 복잡하지만, 최근에는 고성능 마이크로 프로세서에 의해 구현이 쉬워졌다. Fig. 3은 인버터의 선형적인 제어가 가능한 최대 출력전압 범위를 공간전압벡터 PWM기법과 정현파 PWM기법을 비교하여 도식한 그림이다. 여기서 가장 바깥쪽의 원에 전압벡터  $V_1 \sim V_6$ 으로 이루어진 정육각형이 공간전압 벡터 PWM기법의 선형적으로 제어 가능한 범위는  $\frac{2}{3} V_{dc}$ 가 된다. 그 안쪽의 원은 정현파 PWM기법인데, 이 경우는 변조지수가 1이 되기까지는

출력전압이 선형적으로 제어가 되고 직류 링크 전압이  $V_{dc}$ 라면 상전압의 기본파 최대치가  $\frac{1}{2} V_{dc}$ 까지 선형제어가 가능하다. 따라서 공간전압벡터 PWM기법을 사용하면 정현파 PWM기법의 경우보다 선형제어 영역이 증가되는 것을 알 수 있다. PWM 인버터의 성능을 평가하는 것은 DC-링크전압의 범위에서 선형적인 제어 범위를 크게 하고 전류리플을 최소화하는 것이다.

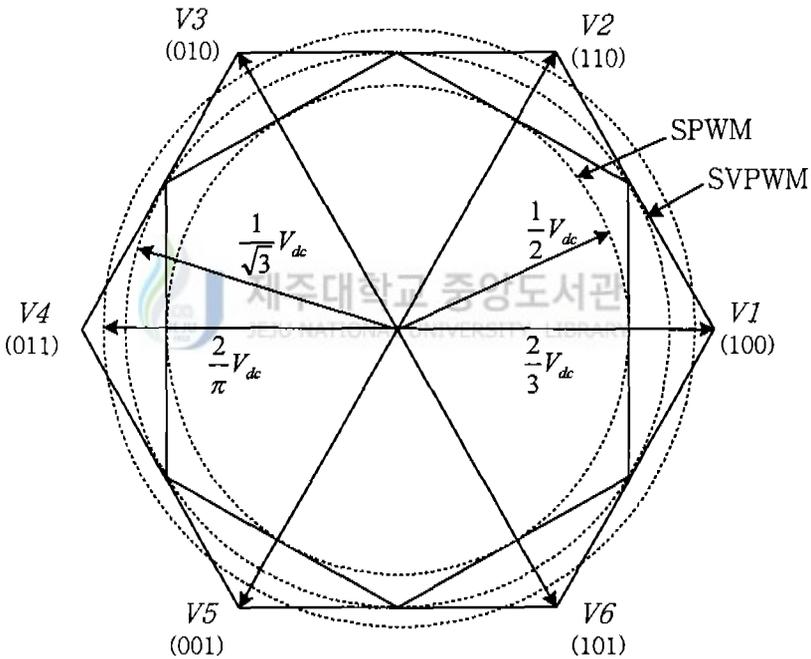


Fig. 3 Linear control voltage by inverter

## 2. Sinusoidal PWM

인버터의 출력은 크기와 주파수 제어가 가능하고 정현적인 것이 바람직하다. SPWM기법은 기준 상전압인 정현파와 삼각파를 비교하여 그 크기의 대소에 따라 그 펄스폭만큼 인버터의 각 상에 스위칭 소자들을 턴 온, 턴 오프 시킨다. 이것은 샘플링 시간으로 제어되므로 동적인 특성이 우수하고, 변조지수가 1이 될 때까지는 출력전압이 선형적으로 제어되지만 그 이상에는 비선형적으로 출력된다.

삼각파의 주파수는 스위칭되는 주파수를 결정하는데, 스위칭 주파수를  $f_s$ 라 하고, 제어신호는 정현파로써 스위치의 듀티비를 변조하는데 사용되며, 인버터 출력전압의 원하는 기본파 주파수가  $f_1$ 이라 할 때 주파수 변조비  $m_f$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$m_f = \frac{f_s}{f_1} \quad (21)$$

그리고 크기 변조비  $m_a$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$m_a = \frac{V_{sin}}{V_{tn}} \quad (22)$$

여기서  $V_{sm}$ 는 제어신호의 최대치이고,  $V_{tn}$ 는 삼각파의 최대치이고, 삼각파는 일반적으로 일정하게 유지한다. SPWM에 있어서 출력전압의 기본파 성분의 크기는  $m_a$  ( $m_a \leq 1$ )에 따라 선형적으로 변한다. 이러한 이유로  $m_a$ 가 0에서 1사이인 영역은 선형 영역이라 한다. Fig. 4는 3상의 상전압과 삼각파와 비교하여 3상 인버터의 6개 스위칭 소자에 가하는 게이트 펄스를 만들어내고, 과전류가 발생할 때는 D-FF에 의해서 스위칭 소자에 펄스가 가해지지 않는다. Fig. 5는 SPWM 인버터에서 동일한 삼각파 전압파형과  $120^\circ$  씩 위상차가 나는 세 개의 3상 정현파 제어전압과 비교되고, 직류모선을 기준으로 측정된  $U_{AN}$  과  $U_{BN}$  의 상전압 파형과  $U_{AB}$ 의 선간전압 파형이다.

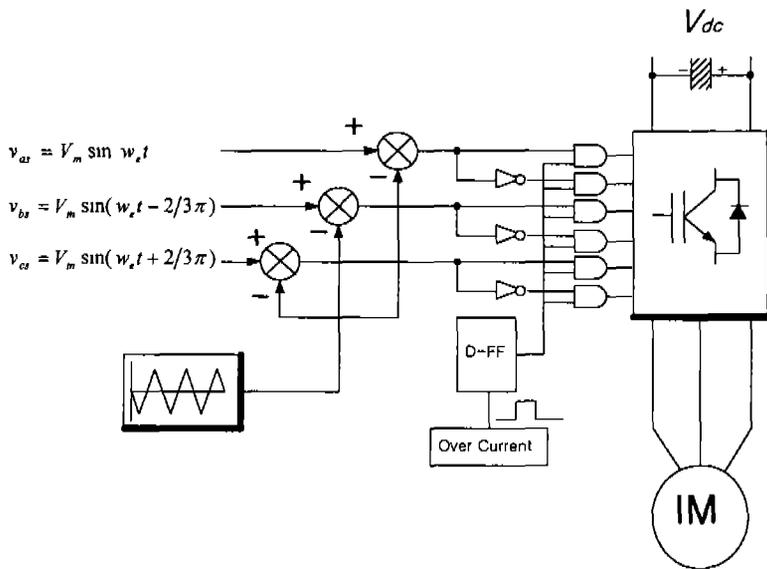


Fig. 4 Block diagram of SPWM method

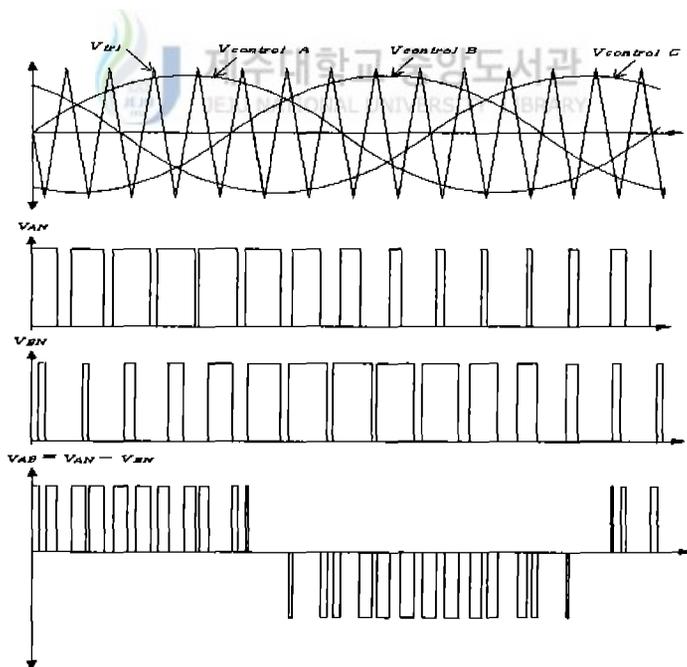


Fig. 5 Three-phase SPWM waveforms

### 3. 공간전압벡터 PWM

교류전동기 제어 기술에서 고성능을 요구하는 제어 시스템은 많은 연구자들에 의해서 여러 방향으로 연구되어 왔다. 공간전압벡터 PWM기법은 여러 가지 복잡한 계산과정을 거친 후에야 실제 스위칭 시간이 결정되기 때문에 빠른 연산속도를 가진 고성능 마이크로프로세서가 적용되고 있다.

Fig. 6은 공간전압벡터 PWM기법의 8가지 동작모드에서 출력전압 벡터도를 이용하여 표현하면 2개의 영전압 벡터( $V_0, V_7$ )와 6개의 유효전압 벡터( $V_1 \sim V_6$ )로 구성되어 있다. 유효전압은 인버터의 최대 출력전압이 육각형의 꼭지점에서 형성한다. 따라서 공간전압벡터 PWM기법은 육각형 내부의 임의의 기준전압을 벡터 공간상의 위치에 두어 삼각형 두 번에 해당되는 전압벡터를 이용하여 시간적으로 벡터합성을 해서 스위칭 시간을 결정하게 된다.

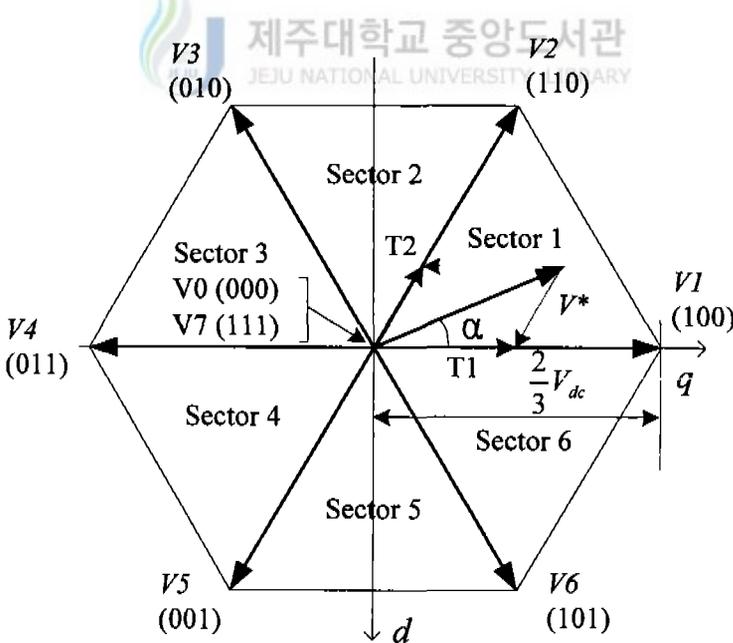


Fig. 6 Space vector diagram of available switching vector

Fig. 6에서와 같이 섹터1에 기준 전압벡터가 있는 경우, 전압은  $V1$ 벡터와  $V2$ 벡터의 시간적인 합성에 의해 한 주기 내에서 얻어진다. 이러한 원리에 의해 한 주기 내에서의 적분으로부터 각 유효벡터의 인가 시간을 다음과 같이 결정할 수 있다.

$$\int_0^{T_s} V^* dt = \int_0^{T_1} V_n dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} V_{n+1} dt + \int_{T_1+T_2}^{T_s} V_0 dt \quad (23)$$

$$T_s \cdot V^* = (T_1 \cdot V_n + T_2 \cdot V_{n+1}) \quad (24)$$

6개의 유효벡터 정전압을 차례대로 전동기에 인가하면 시간적으로 한 주기 즉  $360^\circ$  로 회전하는 전압이 전동기에 인가되는 효과를 얻을 수 있다. 그러므로 각 벡터의 간격은  $60^\circ$  이며, 전동기 부하의 각 상이 평형이라면 각 유효벡터의 크기는  $\frac{2}{3} V_{dc}$ 가 된다.

상전압에 대한 기준 전압은 정좌표계 상의  $d-q$ 변환 이론으로부터 주어진다. 각 상의 스위칭 시간은 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 섹터의 구별 없이 전동기의 각상에 전압을 인가해 주어야 하는 시간들이 자동적으로 결정 될 수 있다. 따라서 유효시간은 다음과 같이 주어지는 3개 시간 중에 가장 짧은 시간과 가장 긴 시간 사이를 식(28)과 같이 정의 할 수 있다.

$$T_{eff} = T_{\max}(T_{as}, T_{bs}, T_{cs}) - T_{\min}(T_{as}, T_{bs}, T_{cs}) \quad (28)$$

여기서  $T_{\max}$ 와  $T_{\min}$ 는 각 스위칭 소자의 스위칭 시간의 최대와 최소가 된다. 이렇게 구한 유효시간을 샘플링 시간에서 빼면 식(29)과 같이 영전

압 백터시간이 계산된다.

$$T_{zero} = T_s - T_{eff} \quad (29)$$

$$T_{min} + T_{offset} = T_{zero}/2 \quad (30)$$

$$T_{offset} = T_{zero}/2 - T_{min} \quad (31)$$

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 *OFF*에 관한 스위칭 시간을 구할 수 있다.

$$T_{ga} = T_{as} + T_{offset} \quad (32)$$

$$T_{gb} = T_{bs} + T_{offset} \quad (33)$$

$$T_{ca} = T_{cs} + T_{offset} \quad (34)$$

이 스위칭 시간은 *OFF*에 관한 것이고, *ON*이 되는 경우 다음과 같이 식(35)로써 나타낼 수 있다.

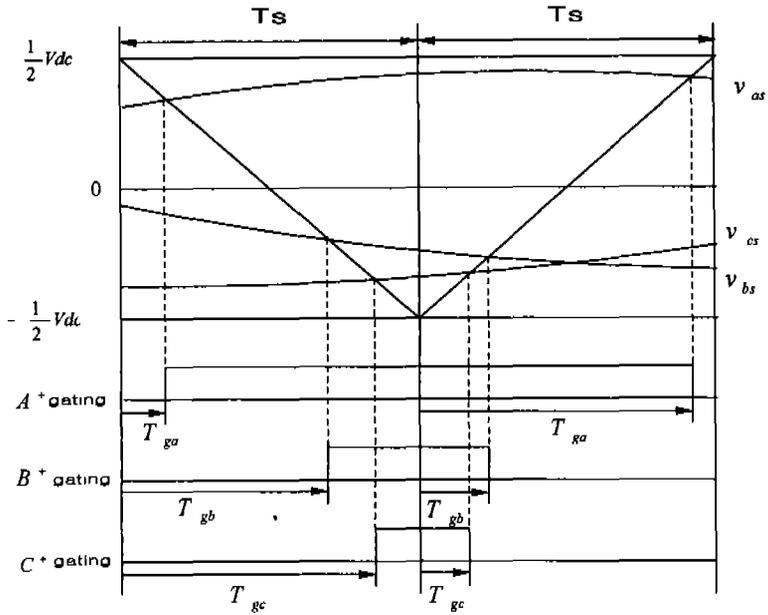
$$T_{ga, gb, gc}(ON) = T_s - T_{ga, gb, gc}(OFF) \quad (35)$$

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

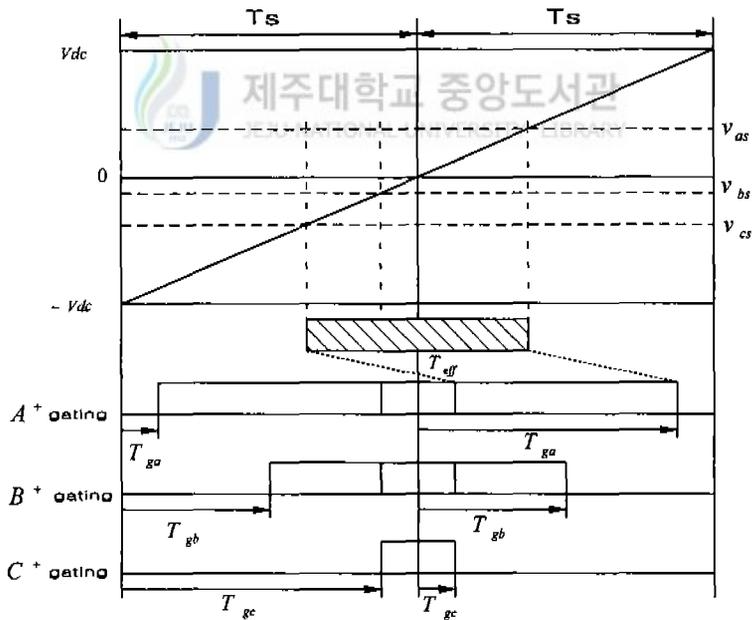
#### 4. PWM스위칭 구현방식

전류제어기에 의해 생성된 동기좌표계의 전압지령은 정지좌표계로 변환된다. 이 값은 다시 평형 3상 전원으로 변환하여 나타낼 수 있다. 즉 각상에서 출력된 정현파와 삼각파를 비교하여 스위칭 소자에 가하는 펄스를 만들어 낸다. Fig. 7은 SPWM기법과 SVPWM기법의 실제 게이팅 구현 방법의 관계를 보여준다. 전류의 리플을 최소화시키고 전압 생성의 정밀도를 높이기 위해 일반적으로 반주기 대칭 배열방식이 주로 사용된다. 반주기 대칭 배열방식이란 스위칭 소자가 *ON*되고 *OFF*되는 주기를 한 주기로 보고 각 스위칭 소자의 *ON,OFF* 패턴이 대칭이 되도록 배열하는 것이다.

Fig. 7(a)는 삼각파 비교 방식에 의해서 기준 상전압과 직류 링크 전압의 반을 최고치로 하는 삼각파와 비교로부터 각상의 스위칭 시간이 결정된다. 이 그림에서 보면 삼각파의 반주기를 샘플링 타임으로 하여 각상의 정현파와 비교하였을 때 영전압은 비대칭으로 배치되어 있음을 알 수 있다. Fig. 7(b)에서  $v_{as}, v_{bs}, v_{cs}$ 는 식(6)에 의해서 구하고, 유효시간개념으로 기준 상전압에 의해서 식(28)에 의해 유효시간  $T_{eff}$ 를 구한다. 이렇게 구한 유효시간을 시간상에서 이동시켜 실제 스위칭 시간을 구한다. 이제 스위칭시간이 *ON*상태로 전이되는 경우 0을 기준으로 대칭 이동시킨다. 이렇게 하면 실제 구현되어지는 스위칭 패턴이 된다. 여기서 SVPWM기법에서는 유효시간의 재배치하는 기법으로 하여 영전압의 효과적인 사용으로 전류리플을 최소화시키고, 전압의 크기가 선형적으로 최대  $\frac{2}{3} V_{dc}$ 까지 선형적으로 인가될 수 있다. 이에 비해 SPWM 기법에서 선형제어 영역에서는 기준 상전압의 최고치가  $\frac{1}{2} V_{dc}$ 까지 제한된다.



(a) SPWM



(b) SVPWM

Fig. 7 Gating signal patterns of SPWM and SVPWM

## IV. 시스템 구성

### 1. 시스템 구성도

Fig. 8은 유도전동기 속도를 제어하기 위하여 구성한 시스템 구성도이다. 본 논문에서 전류 제어기는 동기좌표계에서의 PI제어기를 이용하고 있다. 모든 제어 변수들을 동기좌표계로 변환해서 제어함으로써 기본적인 벡터제어와 함께 사용될 수 있다. 속도 제어기는 속도 오차로부터  $q$ 축 전류 지령치를 생성한다. 전류 제어기는  $d$ 축,  $q$ 축 전류지령치 ( $i_{qsref}^e, i_{dsref}^e$ )와 검출된 전류( $i_{ds}^e, i_{qs}^e$ )의 오차로부터 PI제어하여 동기좌표계로 나타낸 전압 기준값  $V_{qsref}^e, V_{dsref}^e$ 를 생성한다. 2상 정지좌표계를 다시 3상으로 변환하고, 이 기준 상전압을 이용하여 SVPWM 기법에 의해 스위칭 시간을 구할 수 있다. 따라서 공간상의 기준 전압으로 그 시간만큼 스위칭 소자에 게이팅 신호를 가한다. 모터 정수는 무부하 시험, 구속시험, 그리고 전압 강하법을 이용하여 구하였는데, 시험 결과의 값들은 Table 1과 같다.

Table 1 Parameters of induction motor

전동기 정수	값	전동기 정수	값
정격출력	5 [hp]	$R_s$	0.5525 [ $\Omega$ ]
정격전압	220/380 [V]	$R_r$	0.5574 [ $\Omega$ ]
정격전류	13.5/7.8 [A]	$L_{ls}$	0.0021 [H]
극 수	4	$L_{lr}$	0.0021 [H]
		$L_m$	0.0534 [H]



### 3. 전력 변환부

전력 변환부는 3상 교류 220[V]의 상용전원을 유도전동기의 속도제어에 적합한 교류전원으로 변환하기 위한 회로로서 가변주파수 및 가변전압(또는 가변전류)의 출력을 낼 수 있어야 한다. 이를 위해서는 출력전압에 PWM 제어방식이 요구되므로 높은 주파수의 스위칭이 필요하다.

본 논문의 제어시스템에서 전력 변환장치로서는 크게 정류기와 인버터로 구분된다. 정류기는 3상 정류회로로서 3상-220[V]-60[Hz]의 상용전원을 정류하여 직류전원으로 기능을 수행하고, 인버터는 전류제어형 전압형 PWM 인버터로서 직류링크(DC-Link) 전압을 유도전동기의 속도제어를 위한 가변주파수, 가변전압의 3상으로 다시 역변환하는 역할을 수행한다.

### 4. 속도 측정방법

전동기의 속도를 고성능으로 제어하기 위해서는 정확한 속도측정이 필요하다. 전동기의 속도를 측정하는 방법으로는 Kalman 필터링 기법이나 관측기(Obserber) 이론을 이용하여 속도 센서없이 속도를 추정하는 방법과 전동기에 엔코더와 같은 센서를 부착하여 속도를 측정하는 방법이 있다. 본 논문에서는 정확한 속도를 측정하는 센서중에 가장 많이 사용하는 것이 엔코더를 사용하였다. 엔코더는 회전속도뿐만 아니라 회전방향을 검출할 수 있도록 90°의 위상차를 갖는 A,B상 출력과 1회전당 1개의 펄스를 발생하는 Z상의 출력도 가지고 있다. 이들 출력으로부터 전동기의 속도를 측정하는 M기법, T기법, M/T기법 등이 있다.

M기법은 미리 정해진 시간안에 엔코더로부터 출력된 펄스수를 이용하여 모터의 속도를 측정하게 된다. 정해진 시간을  $T$ 라하고 그 시간동안 들어온 펄스수를  $N$ 이라 할 때 속도  $V$ 는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$V = \frac{N}{T} \quad (36)$$

이 기법은 펄스수가 정수값만 가지기 때문에 샘플링 타임과 1회전당 펄스수가 정해지면 속도 정보를 얻을 수 있다. 고속에서는 샘플링 타임안에 펄스 계수가 많아지므로 오차가 적어 정밀성이 우수하지만, 저속에서는 계수가 적어 오차가 크다는 단점을 가지고 있다.

T기법은 M기법과는 달리 연속된 두 개의 펄스 사이의 시간을 구하여, 속도를 측정한다. 저속에서는 연속된 두 개의 펄스 간격이 넓어서 속도 측정이 정확하게 된다. 하지만, 고속에서는 펄스 사이의 간격이 좁아져서 펄스 사이의 간격을 측정하기 위한 클럭 펄스의 크기가 저속일 때보다 상대적으로 커지므로, 정확한 속도 측정이 어려워진다.

M/T방법은 앞의 두 방법의 장점을 취한 것으로 고속이나 저속에서 속도 측정의 오차가 작다. Fig. 9에는 이 방법의 원리가 나와 있다. Fig. 9에서  $T_c$ 는 미리 정해진 루프(loop) 시간이며,  $T_d$ 는  $T_c$ 가 지난 후에 처음으로 나오는 모터 인코더 펄스와 동기시킴으로써 결정된다. 인코더 펄스는 클럭과 동기시킬 수 없으므로,  $T_d$ 는 매 루프마다 달라지게 된다. 즉, PC를 이용하여 전동기를 구동하는 경우에는 인터럽트 시간 사이의 간격이 가변적이 되는 것이다. M/T기법에서 속도는 식(37)과 같이 결정된다.

$$N_f = \frac{60X}{2\pi T_d} \quad (37)$$

여기서,  $N_f$ (rpm)는 속도이며,  $X$ 는 모터 회전각의 변화량이다. P [P/rev]의 인코더가  $T_d$ 시간동안에  $m_1$ 의 펄스를 발생한다면 각변위  $X$ (rad)는 식(38)과 같이 구한다.

$$X = \frac{2\pi m_1}{P} \quad (38)$$

또한 측정시간  $T_d = T_c + \Delta T$ 는 주파수  $f_c$ (Hz)의 클럭 펄스로 디지털화되어 그 값이  $m_2$ 라면  $T_d$ 는 다음과 같이 구해진다.

$$T_d = \frac{m_2}{f_c} \quad (39)$$

식(38)과 (39)을 이용하여 식(37)에 대입하면 측정속도  $N_f(\text{rpm})$ 를 식(40)를 이용하여 구할 수 있다.

$$N_f = \frac{60m_1}{PT_d} \quad (40)$$

이 방식의 기본원리는 카운터를 이용하여 디지털화된 값  $m_1$ 과  $m_2$ 를 얻고 마이크로프로세서로 식(37)을 계산하여 속도를 측정하는 것인데, 산업계에 사용되고 있는 대부분의 전동기 구동 시스템에서 디지털 엔코더를 이용하여 속도를 측정하기 위해 널리 사용되고 있다.

플랜트를 이산 시간에서 구현할 때는 샘플링 시간이 매 인터럽트마다 약간씩 달라지므로, 플랜트의 정확한 이산 시간 모델을 구현하는데 있어서, 오차가 발생한다는 단점이 있으나, M/T 기법은 전동기가 저속이나 고속에서 회전할 때 모두 속도 측정이 정확하다는 장점이 있다.

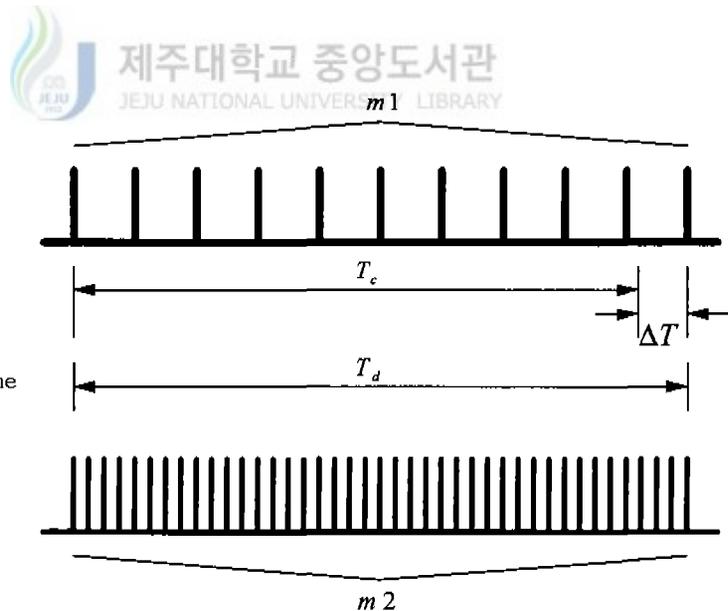


Fig. 9 Speed measurement using M/T method

## 5. 전류 제어기

본 연구에서 전류 제어기는 PI제어기를 사용하였다. PI제어기는 구조가 간단하고 구현이 쉬워 산업계에서도 널리 사용하고 있다. 비례제어기는 과도응답 특성을 개선하고, 적분제어기는 정상상태의 오차를 제거하므로 적절한 이득을 선정한다면, 아주 우수한 특성을 발휘할 수 있다.

유도전동기는 고정자의 저항과 인덕턴스 그리고 역기전력으로 구성되어 전압방정식은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$V(t) = Ri(t) + L \frac{di(t)}{dt} + E(t) \quad (41)$$

여기서  $V$ 는 제어전압이고  $E$ 는 역기전력이다.

전류제어를 위하여 Fig. 10과 같이 지령전류와 피드백된 전류의 오차와 그 전류로부터 제어 전압을 생성하는 경우를 고찰하여 보자. 전류 및 역기전력이 교류의 양으로 표시되면 제어기의 이득이 무한대가 아니고, 전류가 그 기준치를 정확히 추종할 수 없게 된다. 따라서 앞에서 언급한  $d-q$ 축 좌표 이론에 의하여 제어기에서는 모든 물리량을 직류로 환산하여 취급할 수 있다. 전동기 제어의 경우 동기좌표계상에서는 전류 및 역기전력이 직류의 양으로 표시되고 전류 지령치 역시 직류라면 정상상태에서 출력전류는 출력 지령치를 정확히 추종할 수가 있게 된다. 따라서 정지좌표계상에서의 제어보다 동기좌표계상에서의 제어가 우수하다. 보다 나은 전류 제어를 위하여 역기전력을 전향 보상하는 경우를 생각할 수 있다. 이 경우 제어전압은 식(42)에 의해 구할 수 있다.

$$V(t) = K_p(i^*(t) - i(t)) + K_i \int (i^*(t) - i(t)) dt + E(t) \quad (42)$$

$$I(s) = \frac{\frac{K_p}{L} s + \frac{K_i}{L}}{s^2 + \frac{K_p + R}{L} s + \frac{K_i}{L}} I^*(s) \quad (43)$$

여기서,  $K_p$ 는 비례이득이고  $K_i$ 는 적분이득이다.

출력전류와 전류 지령치와의 관계가 위와 같은 식으로 결정된다. PI 제어기는 적절한 제어기 이득의 선정이 전류제어의 성능에 중요한 영향을 미친다. 이득 결정에 있어서 여러 가지 방법에 대한 연구가 진행되고 있고, 어느 방법을 사용하더라도 정확한 이득을 구하는 것은 용이한 일이 아니다. 그래서 결국 설계자의 판단에 의해 시행 착오법을 이용하여 보완하게 된다.

PI 제어기에 의해 전동기에 전달되는 입력신호  $V(s)$ 는 식(44)와 같다.

$$V(s) = \left( K_p + \frac{K_i}{s} \right) \{ i^*(s) - i(s) \} = \left( \frac{K_p s + K_i}{s} \right) e(s) \quad (44)$$

여기서  $e(s)$ 는 전류오차를 말한다.

Z변환에 의해  $s = \frac{1-z^{-1}}{T_s}$  를 이용하면 식(45)과 같이 된다.

$$\left( \frac{1-z^{-1}}{T_s} \right) V(z) = K_p \left( \frac{1-z^{-1}}{T_s} \right) e(z) + K_i e(z) \quad (45)$$

이 식을 디지털로 표현하면 식(47)과 같다.

$$\frac{V(n) - V(n-1)}{T_s} = K_p \left\{ \frac{e(n) - e(n-1)}{T_s} \right\} + K_i e(n) \quad (46)$$

$$V(n) = V(n-1) + K_p \{ e(n) - e(n-1) \} + K_i T_s e(n) \quad (47)$$

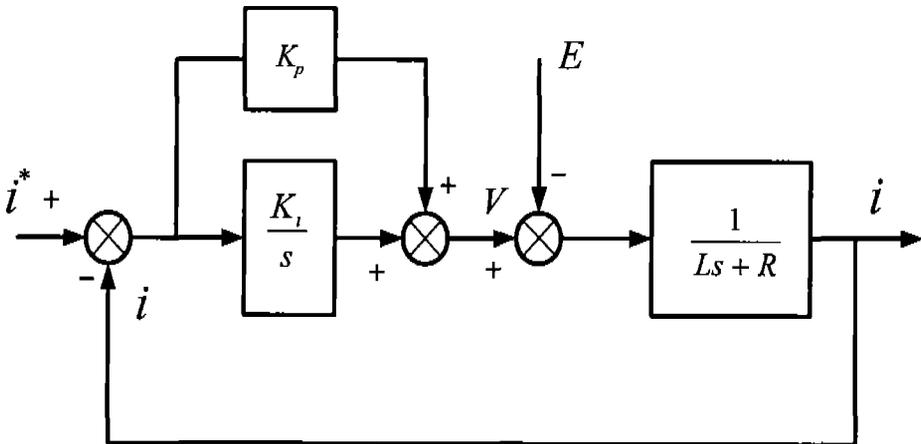


Fig. 10 PI Controller

## V. 컴퓨터 시뮬레이션

본 연구에서 적용한 펄스폭 변조 기법인 SPWM기법과 SVPWM기법의 시뮬레이션에 의한 결과 파형을 실험에 앞서 예측하여 본다. Fig. 11은 유도전동기의 속도 제어시스템에 사용된 Flowchart를 나타낸 그림이다. 전동기의 상수를 계산에 의해서 선정하고, 모든 변수를 초기화한다. 속도 제어기와 전류 제어기의 PI제어기에서  $K_p$ ,  $K_i$  이득을 각각 0.5, 15 와 5, 50으로 설정하였다. 그리고 속도와 전류 샘플링 타임을 1[ms]와 100[ $\mu$ s]으로 하였다. 식(20)을 이용하여 전류를 구하는 미분 방정식을 세우고, 속도에 대해서도 미분 방정식을 이용하여 Runge-Kutta 4차 방식을 사용하여 해석한다. 전체적으로 제어시스템은 3상 전류를 검출하고 이를 2상 동기 좌표계로 변환하여 제어하는 벡터 제어시스템이 구성된다. Fig. 12와 Fig. 13에서는 SPWM기법과 SVPWM기법을 이용하여 지령속도를 0.05 [sec]에서 1000[rpm]으로 스텝속도 지령을 주었고, 0.5-0.7[sec]사이에 부하 토크 7[N·m]를 걸었을 때 컴퓨터 시뮬레이션의 결과 파형을 보여준다. Fig. 14와 Fig. 15는 회전방향을 CW와 CCW로 했을 때의 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 SPWM기법이 SVPWM기법에 비해 전류리플이 많다는 것을 컴퓨터 시뮬레이션에서 볼 수 있다. 결과적으로 전류 파형을 보면 SPWM기법은 스위칭 소자에 가하는 영전압의 비대칭 배열로 펄스에 의한 전류리플이 생기고 있다. 그리고 SVPWM기법은 공간상의 기준전압에 대해 유효시간 개념 연산으로 영전압의 대칭적인 배열로 게이팅 펄스를 가하기 때문에 SPWM기법에 비해 전류리플이 아주 작다는 것을 컴퓨터 시뮬레이션 결과 파형들로부터 확인이 되었고, 이에 따라 토크 특성도 같이 개선되어 진다.

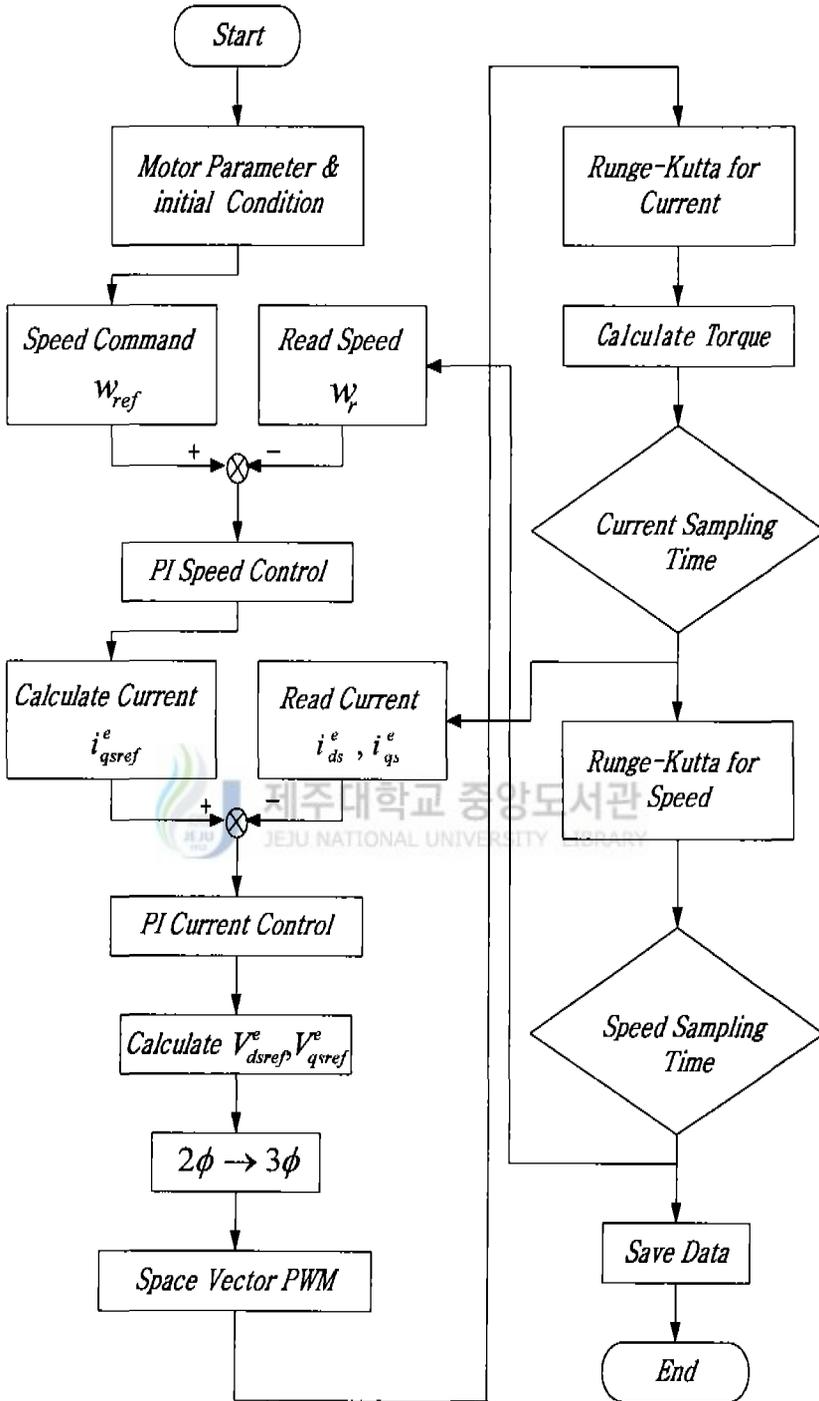


Fig. 11 Flowchart of computer simulation

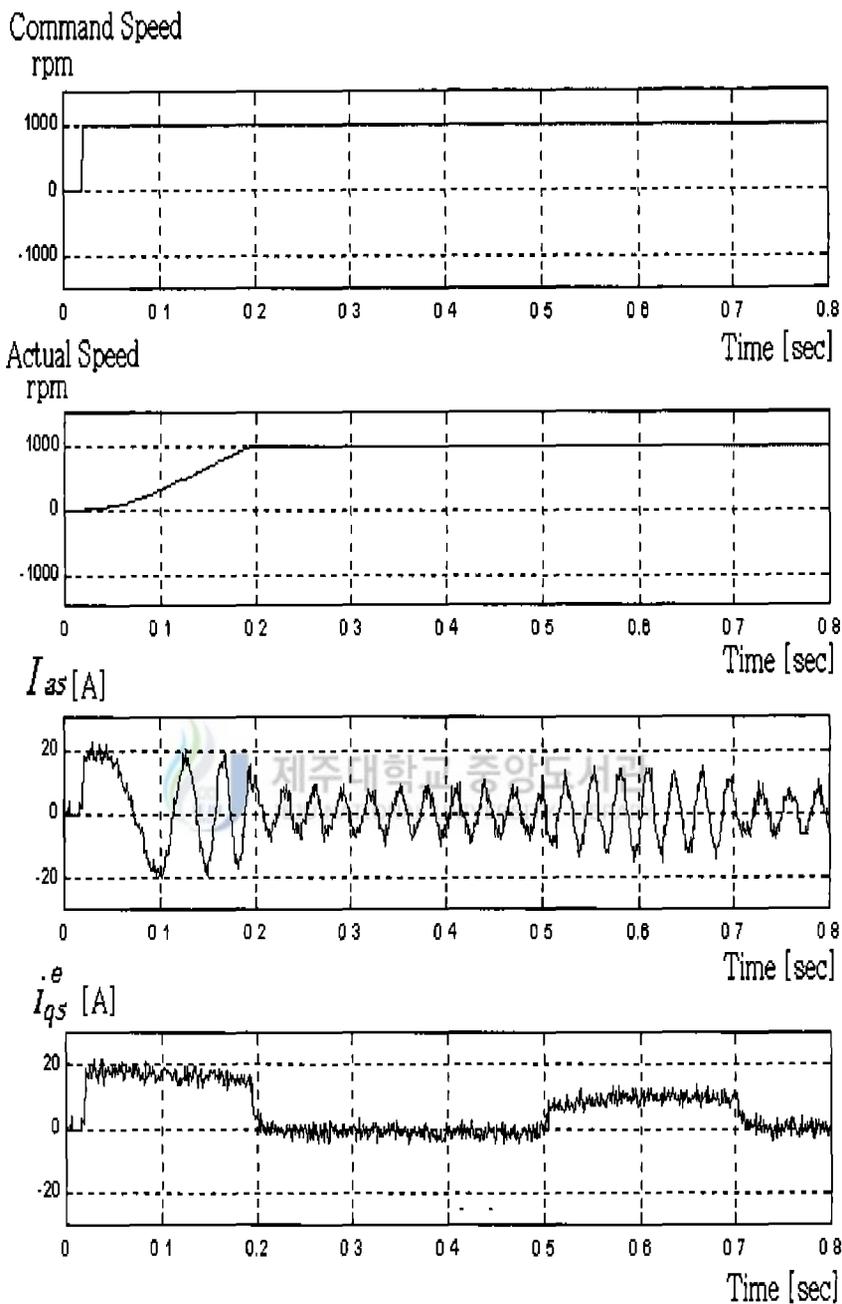


Fig. 12 Simulation results of SPWM

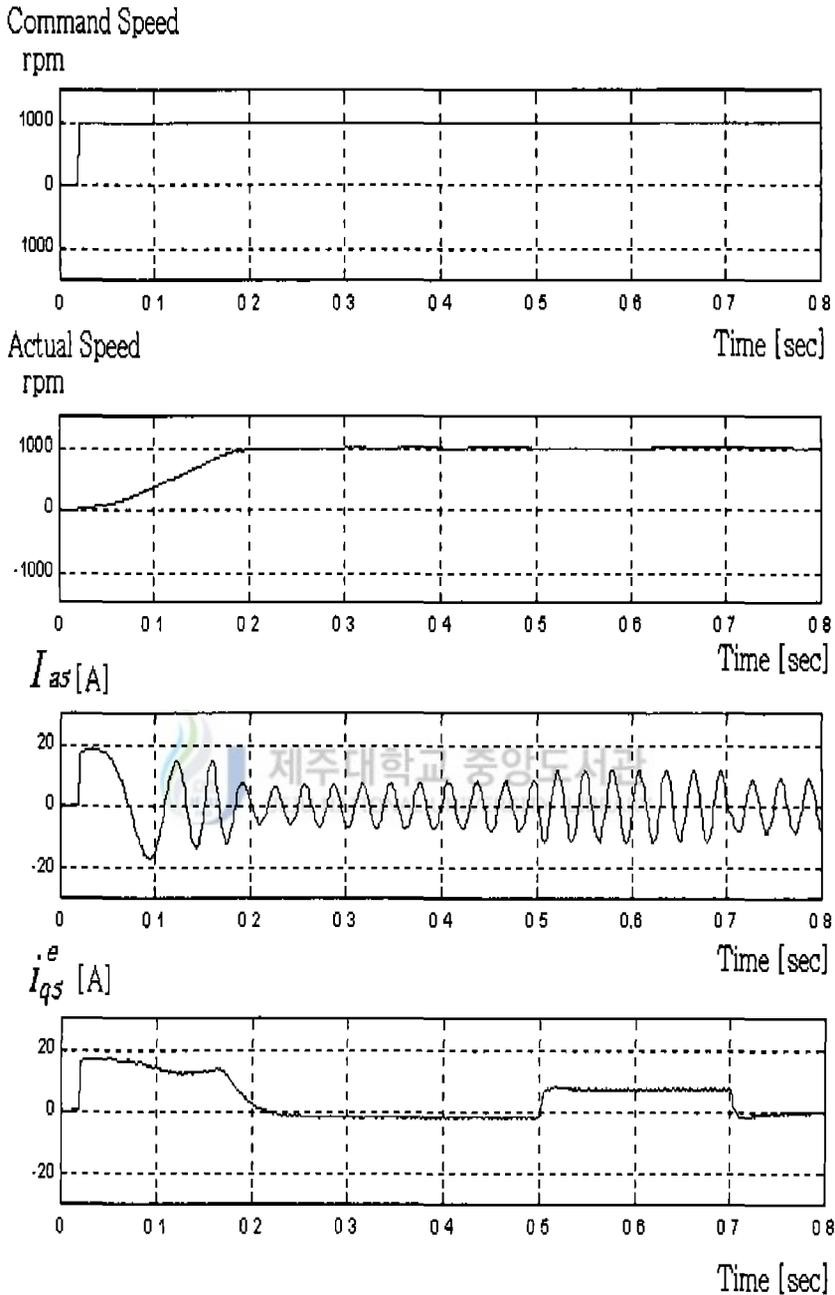


Fig. 13 Simulation results of SVPWM

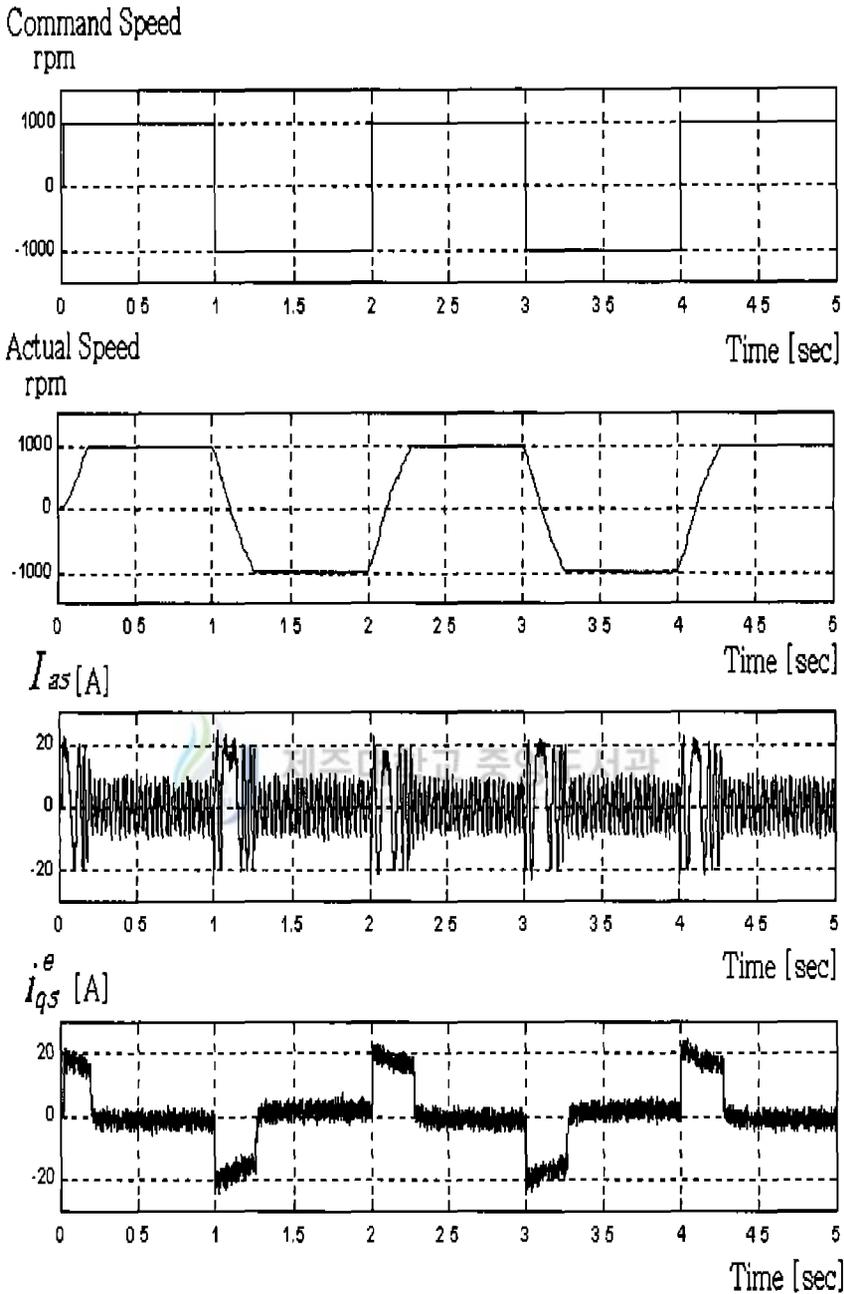


Fig. 14 Simulation results of SPWM with CW and CCW

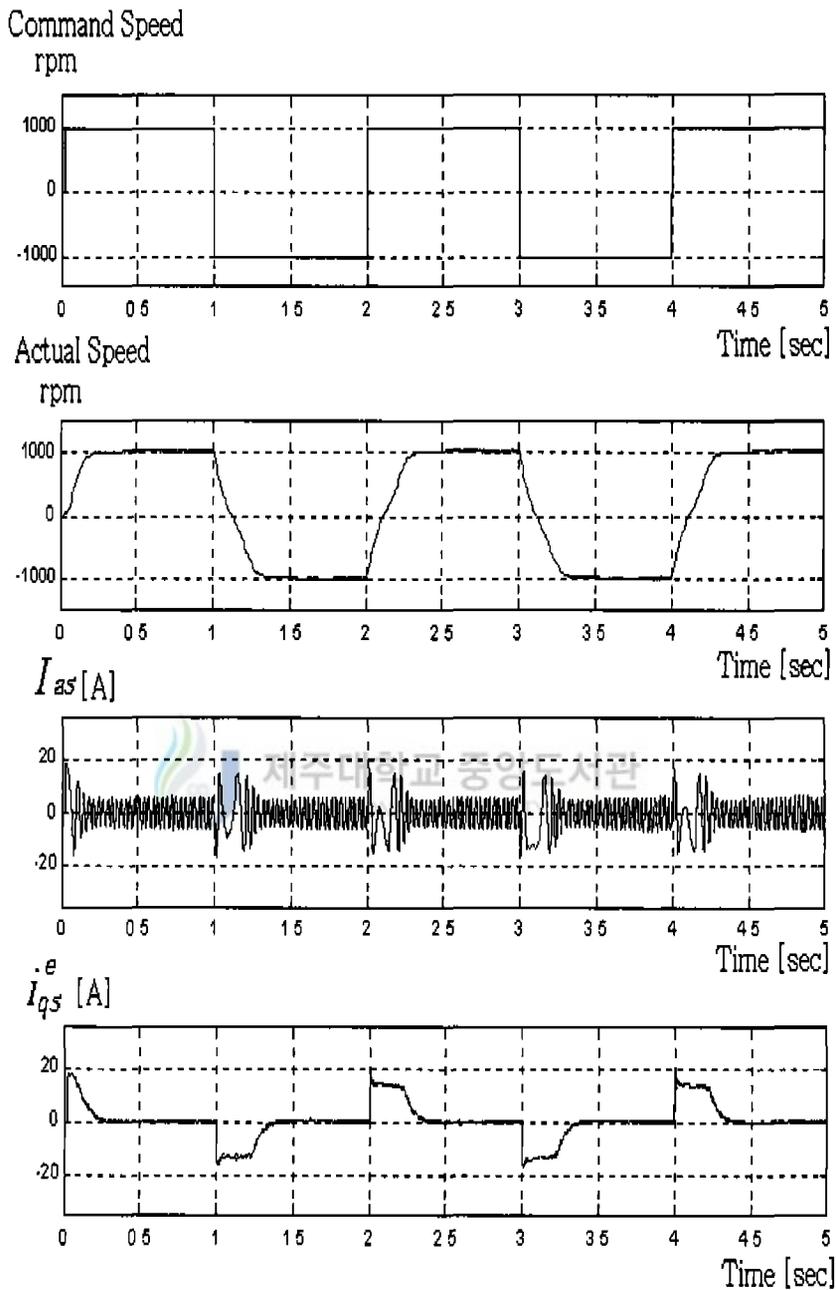


Fig. 15 Simulation results of SVPWM with CW and CCW

## VI. 실험 및 결과

본 연구에서는 SPWM기법과 SVPWM기법에서의 전류리플을 비교하고, 동특성이 좋은 벡터제어 기법을 이용한 속도제어에 있어서, 이 기법에 의한 유도전동기의 고성능 운전에 관한 실험을 하였다.

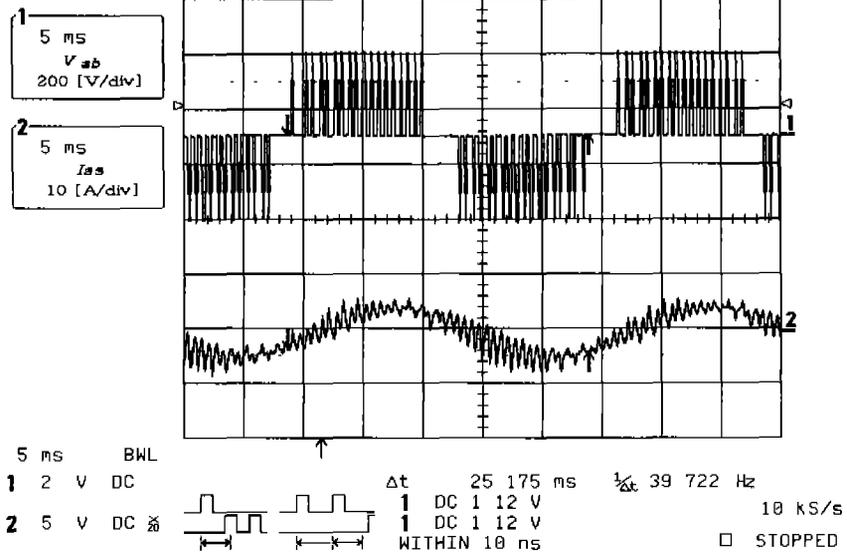
실험은 SPWM기법과 SVPWM기법에서 유도전동기의 상전류와 선간전압을 측정하여 서로를 비교하였고, SVPWM기법에 의한 기동특성, 정·역회전에 의한 속도응답특성, 그리고 부하 토크 변화에 대한 응답등 3가지로 나누어 실시하였다. 실험에서 부하로는 M-G 세트의 직류발전기에 저항부하를 접속하여 저항의 변화에 따라 전동기의 부하를 변동시켰다.

Fig. 16는 SPWM기법과 SVPWM기법을 이용하여 전류의 리플을 측정한 결과 파형이다. 고정자 입력전류에서 SVPWM기법에 비해 SPWM기법을 이용하여 인버터를 제어할 경우 전류리플이 크다. 기동특성에서는 유도 전동기가 정지상태에서 1000[rpm]으로 스텝 기동한 경우 파형이 Fig. 17에 나타나 있다. 오버슈트와 정상상태의 오차없이 약 0.25[sec]이내에 정상속도로 운전하는 것을 알 수 있다. 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. 전류를 제한하였기 때문에 기동시 전류가 크게 나타나지 않았다. 이는 앞서 컴퓨터 시뮬레이션과 경우와 거의 비슷하게 나타나고 있다. Fig. 18은 무부하에서의 유도전동기 정·역회전을 시켰을때 속도에 대한 응답파형이다. 정회전에서 역회전으로 방향이 바뀔 때 관성에 의한 과전류가 발생할 수 있는데, 전류를 제한하여 정회전에서 역회전시 과도시 과전류로부터 보호하였다. 정·역회전에 대한 응답특성을 보면 속도특성이나, 전류특성이 안정적으로 운전하는것을

확인할 수 있다. Fig. 19은 부하 변화에 따른 과도응답 특성을 나타낸 그림이다. 1000[rpm]의 일정속도로 운전하는 동안 무부하에서 부하 토오크의 크기를 스텝으로 변화한 경우의 응답파형이다. 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. 20은 유도전동기가 역회전에서 정회전으로 방향이 바뀔 때 결과 파형이다. 전류파형에서 보면 방향이 바뀌는 시점에서 위상이 변함을 확인할 수 있다.

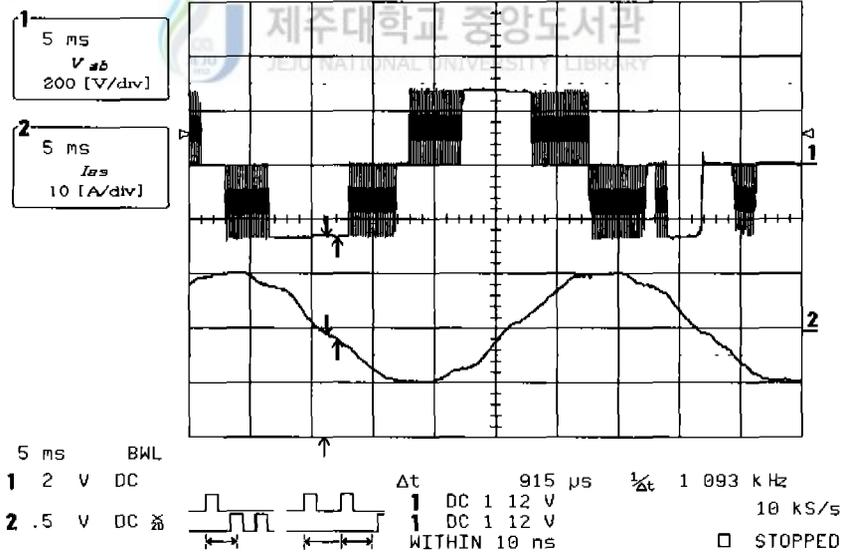


8-Nov-99  
11:26:14



(a) SPWM

22-Oct-99  
18:07:22



(b) SVPWM

Fig. 16  $V_{ab}$  and  $I_{as}$  of induction motor by SPWM and SVPWM

8-Nov-99  
10:50:06

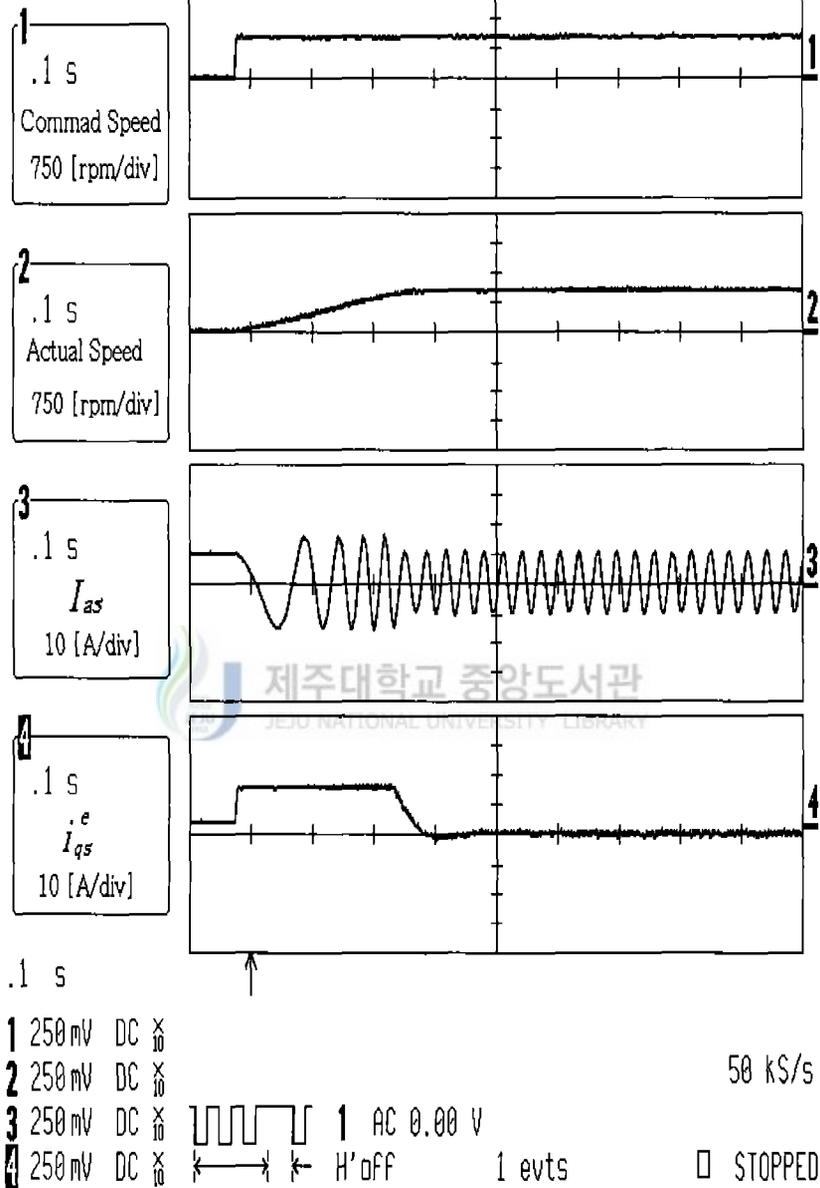


Fig. 17 Experimental results of starting characteristics with no load

8-Nov-99  
10:53:26

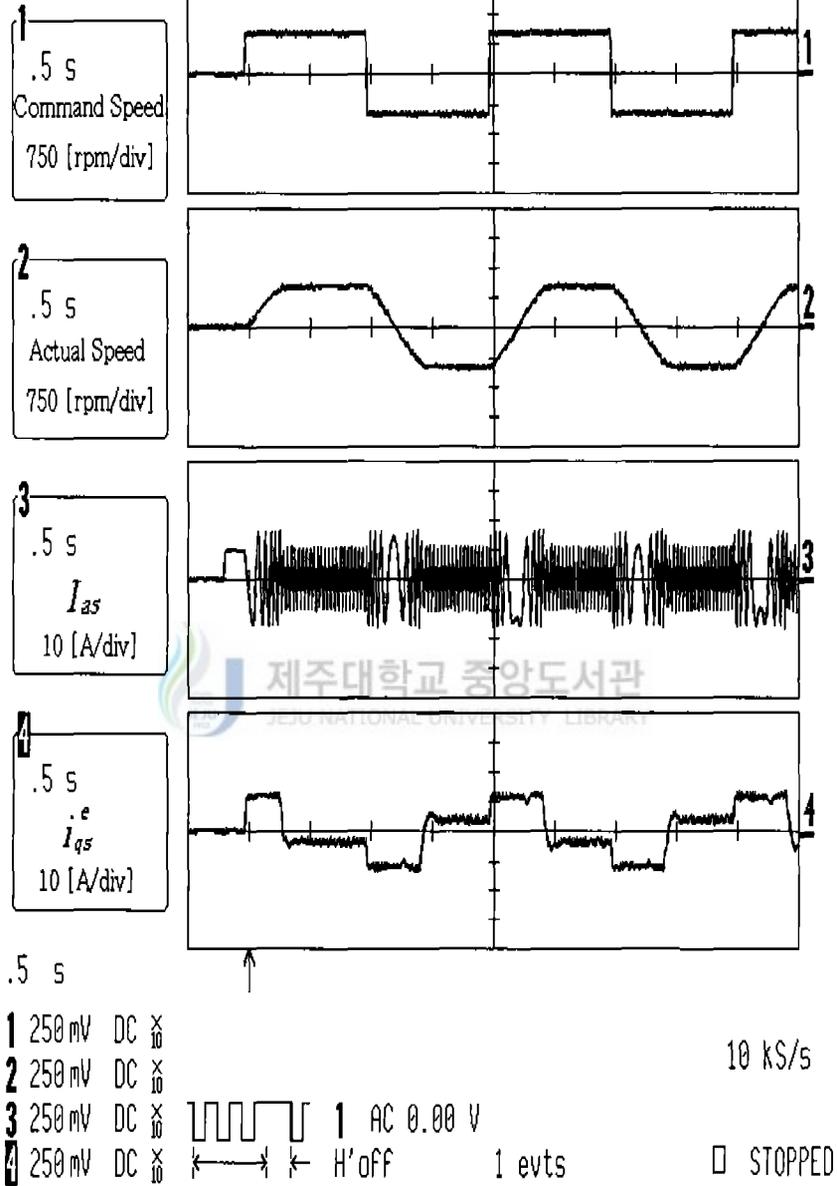


Fig. 18 Experimental results of speed response with CW and CCW

8-Nov-99  
11:08:06

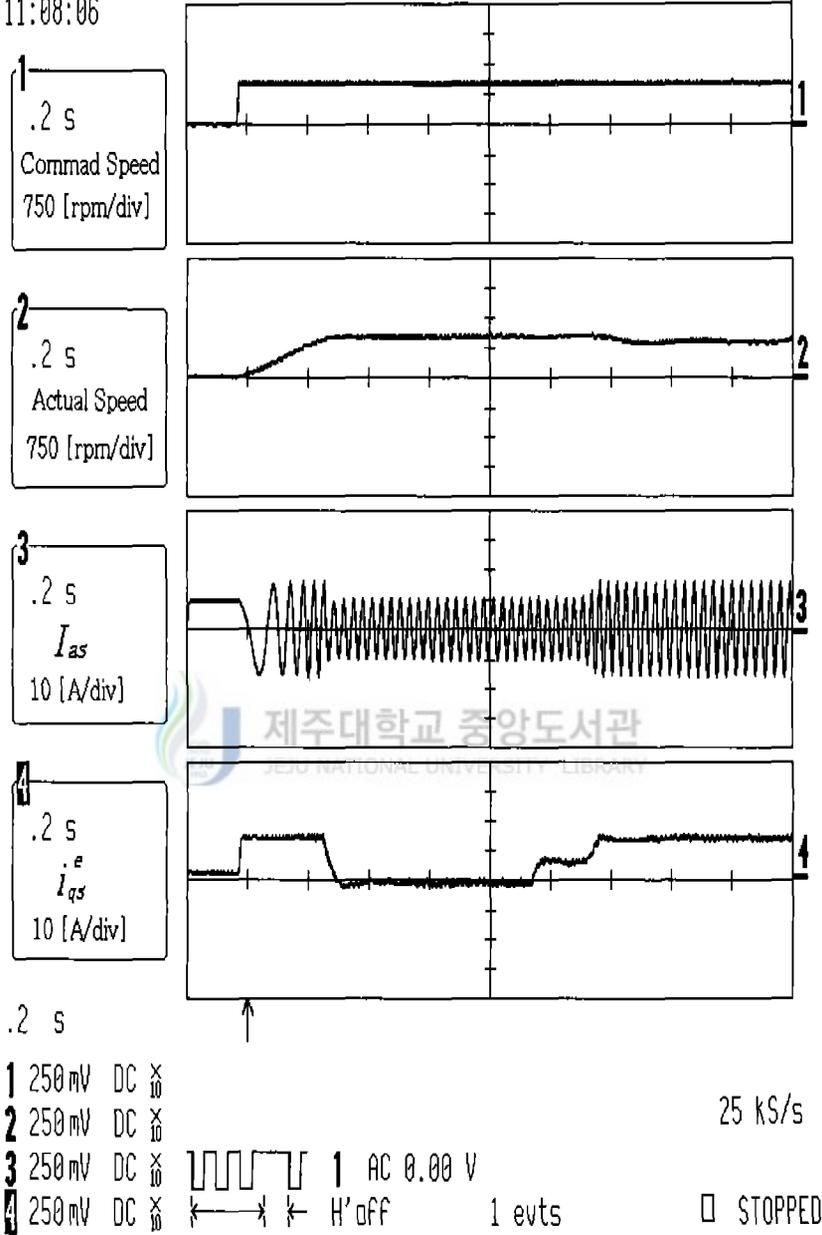
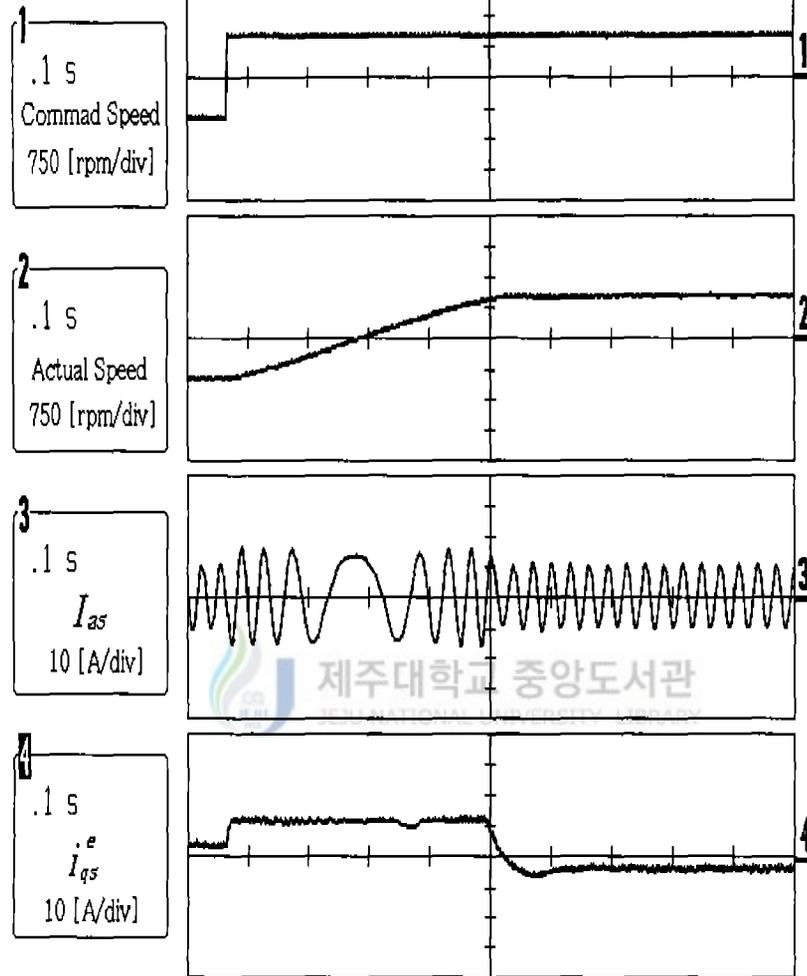


Fig. 19 Experimental results of speed characteristics with load variation

8-Nov-99  
10:55:33



.1 s

1 250 mV DC  $\times$   
 2 250 mV DC  $\times$   
 3 250 mV DC  $\times$   
 4 250 mV DC  $\times$

1 AC 0.00 V  
 H'off 1 evts

50 kS/s

□ STOPPED

Fig. 20 Experimental results of CW and CCW

## VII. 결 론

본 논문에서는 SPWM기법과 SVPWM기법을 이용하여 유도전동기의 벡터제어에 의해 속도제어에 의한 전류특성과 토크 특성을 서로 분석하였다. 유도전동기의 벡터제어 시스템에서 속도제어부와 전류제어부는 제어기의 구조가 간단하면서 동특성이 우수한 디지털 PI제어기를 사용하였다. 전력변환부에는 교류를 직류로 정류하기 위하여 3상 정류회로를 사용하였으며, 직류로부터 원하는 교류전압의 크기와 주파수를 제어하기 위하여 인버터의 스위칭 소자에 PWM기법에 의해 펄스를 가하는데, SPWM기법은 구현이 쉬운 장점을 가지고 있지만, 영전압벡터의 비효율적인 배치로 인해 인버터의 출력전류리플이 커지게 되어 제어하고자 하는 전동기에 나쁜 영향을 주게 된다. 이에 반해 SVPWM기법은 유효전압 개념을 도입함으로써 영전압의 효율적인 배치와 공간전압벡터의 섹터를 구분할 필요가 없어 연산 구조가 간단히 구성되기 때문에 계산시간을 크게 줄일 수 있었다.

결과적으로 본 연구과정은 3상 농형유도전동기를 벡터 제어시스템에 적용하여, SVPWM기법이 SPWM기법에 비해 선형적으로 제어 가능한 전압이 크고, 전류리플이 감소되는 것을 컴퓨터 시뮬레이션과 실험 결과에 의해 입증 하였다. 따라서 인버터의 출력의 가변하는데 사용한 공간전압벡터 PWM기법은 정밀제어가 필요한 산업분야에 효율적으로 적용되고, 앞으로 많은 첨단분야에도 연구가 기대되어 진다.

## 참 고 문 헌

Paul C. Krause, 1986, Analysis of Electric Machinery, IEEE Press, pp. 164~181

원종수, 원충연, 김광현, 1995, AC 서보 모터와 마이컴 제어, 동일

Ned Mohan, Tore M. Undeland, 1995, Power Electronics Converters, WILEY, pp.200~245

B. K. Bose, 1992. Power Electronics and AC Drive, 세화

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

Joachim Holtz, 1994, Pulsewidth Modulation for Electronic Power Conversion,IEEE, Vol. 82, No. 8, August, pp.1194~1214

김준석,설승기,1995, 공간전압 벡터 PWM의 새로운 기법, 대한전기학회, Vol. 44, No. 7, pp.865 ~874

Ong. Chee-Mun , 1997, Dynamic simulation of electric machinery, Prentice-Hall, pp. 122~224

정 슬, 1997, 제어시스템의 분석과 MATLAB의 활용, 청문각

Bahram Shahian, 1995, Micheael Hassul, Control System Design Using MATLAB, Prentice-Hall

Benjamin, C. Kuo, 1995, Automatic Control Systems, Prentice-Hall

金峻爽, 1995, 속도 및 위치 검출기가 없는 영구자석 동기전동기의 고성능 운전, 서울대학교 학위논문

金旼會, 1988, 誘導電動機의 벡터制御時 線型化 特性에 관한 研究, 중앙대학교 학위논문

尹德鏞, 1995, 공간전압벡터 PWM 기법을 이용한 영구자석형 동기전동기 속도제어, 단국대학교 학위논문

윤덕용, 1998, TMS320C31 마스터, OHM사

