

영구자석형 교류 서보전동기의 전압 분리제어 방식을 사용한 벡터제어에 관한 연구

A Study on Vector Control of Permanent-Magnet AC Servo Motors Using the Uncoupled Voltage Control Method

全 泰 園* · 金 興 根** · 洪 淳 瓚***
(Tae-Won Chun · Heung-Geun Kim · Soon-Chan Hong)

요 약

최근 전동기의 과도 특성이 우수하고 정밀한 속도 제어가 가능하면서 제어루우프를 구현 하기가 쉬운 시스템이 요구되어 왔다. 따라서 저관성, 소형, 고효율 등의 특징을 가진 영구자석형 교류전동기에 과도특성이 우수한 벡터제어 방식을 도입하였다. 전동기 입력전압을 역기전력분과 고정자 임피던스 전압강하분으로 분리하여, 이 임피던스전압을 제어하므로 자속분전류와 토크분 전류를 각각 독립적으로 제어하는 것이다. 이 벡터제어에서 전류 제어기법으로 삼각파 비교방식을 사용하였다.

이 벡터 제어루우프를 구성하고, 디지털 시뮬레이션을 통하여 실현 가능성을 확인하였으며, 16비트 마이크로프로세서로 실제 구현하였다.

Abstract - Recently the development of motor speed control systems with both good dynamic performance and simple implementation has been required. To satisfy these two requirements, the vector control scheme of the permanent-magnet AC servo motor having low inertia, low weight, and high efficiency is proposed. The input voltage of the motor is seperated into two parts, an induced voltage and a stator impedance voltage. Thus, by regulating the impedance voltage, the currents of the flux and the torque component are controlled independently. The triangular comparison method is used for current control at vector control. The proposed vector control strategy is verified through a digital simulation, and implemented with a 16 bits microprocessor.

*正 會 員 : 蔚山大 工大 電氣工學科 助教授 · 工博
 **正 會 員 : 慶北大 工大 電氣工學科 助教授 · 工博
 ***正 會 員 : 檀國大 工大 電氣工學科 副教授 · 工博
 接受日字 : 1990年 5月 28日
 1次修正 : 1990年 12月 5日
 2次修正 : 1990年 12月 13日

1. 서 론

정밀하고 속응성이 좋은 위치 및 속도 제어가 필요한 로봇의 구동장치와 NC기계의 주축 구동 용 등에 서보 전동기(servo motor)가 많이 사용되

어 왔다. 종래에는 대부분 직류 서보전동기를 사용하였으나 점차 교류 서보전동기로 대체되고 있다. 특히 교류 서보전동기 중 회전자를 영구자석으로 만든 영구자석형 교류 서보전동기는 여자코일이 없을 뿐만 아니라 회전자의 관성이 작아 과도특성이 우수하므로 정밀한 속도제어에서 많이 사용된다. [1]

영구자석형 교류 서보전동기는 직류 서보전동기보다 많은 장점이 있으나, 제어시스템이 복잡하고 과도특성 즉 속응성이 떨어진다는 단점을 가지고 있다. 그러나 전동기전류를 여자분 전류와 토크분 전류로 분리하여 제어할 수 있는 벡터제어(vector control)가 도입되어 위의 단점들이 거의 제거되었다. [2, 3]

이 벡터제어에서 중요한 전류제어 방식은 크게 나누어 히스테리시스 제어(hysteresis control), 예측 제어(predictive control), 삼각과 비교방식(triangular comparison method) 등이 있다. 히스테리시스 제어는 실제 구현은 간단하나 전동기의 저속에서 스위칭 주파수가 감소하여 제어능력을 감소시키는 단점이 있으며, 예측제어는 너무 복잡한 계산을 요구하는 단점이 있다. [4, 5] 이에 반하여 삼각과 비교방식은 비교적 구현하기 쉽고 전동기의 저속에서 고속까지 동일한 스위칭 주파수를 유지할 수 있다. 그러나 기존의 방식은 삼각과와 비교하는 2상좌표계에서의 기준 d , q 전압을 구하는 과정에서 여자분 전류와 토크분 전류가 상호 연결되어 두 전류를 독립적으로 제어할 수 없다. [6, 7, 8]

본 연구에서는 이 삼각과 비교방식에서 기준전압을 만드는 과정에서 전동기의 입력전압벡터를 역기전력과 고정자 임피던스 전압강하 부분으로 분리하여 임피던스 전압을 제어함으로써 이 저속분 전류와 토크분 전류를 완전히 독립적으로 제어하는 방식을 사용하였다. 이 삼각과 비교방식에 의한 전류제어 방식을 사용하여 교류 서보 전동기의 속도제어를 위한 벡터 제어루우프를 작성하였다. 16비트 마이크로프로세서를 사용하여 이 벡터 제어루우프를 구현시켰으며, 이 제어루우프를 디지털 시뮬레이션을 통하여 구현 가능성을 확인하였다. 실제 실험과 시뮬레이션 결과를 비교 분석하고 또한 전동기의 기동특성과 기타 과도특성을 보여 주었다.

2. 영구자석형 교류 서보전동기 벡터제어의 수학적 모델

영구자석형 교류 전동기는 회전자에 따라 원통형(cylindrical type)과 돌극형(salient pole type)으로 나눌 수 있다. 돌극형은 비교적 큰 용량의 전동기에 사용되고 있으며 낮은 용량의 교류 서보전동기의 대부분은 원통형을 사용한다. 본 연구에서는 원통형 영구자석형 교류 서보전동기를 사용하며 등가모델을 이용하여 비교적 쉽게 이해하기 쉬운 공간벡터의 개념을 사용하여 전동기를 해석하고 난 후, 이 전동기에 벡터제어를 하기 위한 전동기의 모델링 식과 이 식을 이용한 벡터제어 방식에 대하여 서술하고자 한다. [9]

2.1 3상 전동기의 전압 및 전류

영구자석형 교류 서보전동기는 회전자계형으로 고정자의 3상권선은 Y결선 대칭 분포이며, 공극의 기자력은 정현파이고 철심의 자화특성은 선형이라는 등의 일반적인가정을 한다.

a상 전압의 위상을 θ_a 라 하면 고정자의 각 상전압을 지수함수를 사용하여 복소수 형태로 표현한 식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} V_{sa}(t) &= (\sqrt{2}/2)[V_s e^{j\omega t} + V_s e^{-j\omega t}] \\ V_{sb}(t) &= (\sqrt{2}/2)[V_s e^{j(\omega t - \gamma)} + V_s e^{-j(\omega t - \gamma)}] \\ V_{sc}(t) &= (\sqrt{2}/2)[V_s e^{j(\omega t - 2\gamma)} + V_s e^{-j(\omega t - 2\gamma)}] \end{aligned} \quad (2.1)$$

(여기서 $V_s = V_s e^{j\theta_a}$, $\gamma = 120^\circ$, V_s = 상전압 크기)

위의 고정자 3상 전압의 합성인가 전압벡터 v_s 을 벡터 합성법을 이용하면 합성인가 전압은 다음과 같이 간단히 표현된다.

$$v_s(t) = 3\sqrt{2}/2 V_s e^{j\omega t} \quad (2.2)$$

같은 방법으로 전류의 초기 위상을 θ_i 라 하면 고정자 전류의 합성치는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} i_s(t) &= 3\sqrt{2}/2 I_s e^{j\omega t} \\ (I_s = I_s e^{j\theta_i}) \end{aligned} \quad (2.3)$$

그림 1은 영구자석에 의한 기자력원을 일정 전류원으로 생각하며 원통형 영구자석형 교류전동기

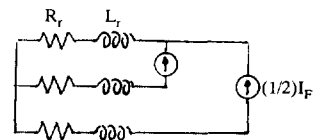


그림 1 원통형 영구자석형 교류 서보전동기의 회전자 등가회로

Fig. 1 Equivalent rotor circuit of cylindrical-type permanent-magnet AC servo motors.

의 회전자를 등가적으로 표현한 회로이다. 회전자는 영구자석으로 되어있으므로 기자력을 만들기 위한 별도의 전원이 필요치 않다. 따라서 전압 및 전류는 고려할 필요가 없으며 그림 1의 등가회로에서 보는 바와 같이 가상의 회전자 전류 $i_r(t)$, $i_{rb}(t)$, $i_{rc}(t)$ 를 다음 식으로 표현한다.

$$\begin{aligned} i_{ra}(t) &= I_F \\ i_{rb}(t) &= -(1/2)I_F \\ i_{rc}(t) &= -(1/2)I_F \end{aligned} \quad (2.4)$$

이 식의 회전자 전류벡터 $\mathbf{i}_r(t)$ 는 다음과 같다.

$$\mathbf{i}_r(t) = (3/2)I_F \quad (2-5)$$

회전자의 부분은 일정 자속을 가지는 영구자석으로 되어 있으므로 별도의 해석이 필요하지 않고 고정자에 대한 전압 방정식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} V_{sa}(t) &= R_s i_{sa}(t) + d\Phi_{sa}(t)/dt \\ V_{sb}(t) &= R_s i_{sb}(t) + d\Phi_{sb}(t)/dt \\ V_{sc}(t) &= R_s i_{sc}(t) + d\Phi_{sc}(t)/dt \end{aligned} \quad (2.6)$$

($\Phi_{sa}(t)$, $\Phi_{sb}(t)$, $\Phi_{sc}(t)$: 각 상의 쇄교자석)

식 (2-6)을 이용하여 전압 및 전류의 합성치에 대한 방정식은 다음과 같다.

$$\mathbf{v}_s(t) = R_s \mathbf{i}_s(t) + d(L_s \mathbf{i}_s(t) + M \mathbf{i}_r(t) e^{j\theta})/dt \quad (2.7)$$

(R_s =고장자 저항, L_s =고정자 인덕턴스, M =상호 인덕턴스, θ =위상각)

2.2 2상 좌표계에서의 전압방정식 및 토크식

위에서 유도된 3상 전압방정식을 2상 좌표계로 변환시킨다. 이 2상 좌표계는 그림2과 같이 고정좌표 (α - β)계와 회전 좌표 (d - q)계로 나누어지며 α 축은 실수축으로 β 축은 허수축으로 한다. d , q 축은 고정자 축에서 전동기의 동기속도로 회전하

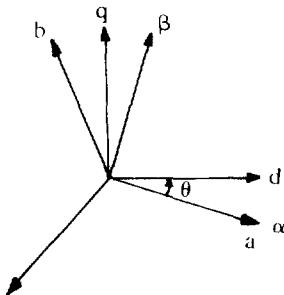


그림 2 2상 좌표계.
Fig. 2 Two-phase coordinate system.

는 축으로 자속방향을 d 축, 이것의 수직 방향을 q 축으로 정한다.

α - β 축 상에서 전압 및 전류의 합성치 $\mathbf{v}_s(t)$, $\mathbf{i}_s(t)$ 를 복소 평면상의 실수값과 허수값으로 분해하면 다음과 같이 표시할 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_s(t) &= v_{sa}(t) + jv_{sb}(t) \\ \mathbf{i}_s(t) &= i_{sa}(t) + ji_{sb}(t) \end{aligned} \quad (2.8)$$

α - β 축에서의 전압 및 전류와 a , b , c 3상의 전압 및 전류의 관계는 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & 1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

여기에서 α , β 는 전압 혹은 전류의 α , β 축의 값이다.

또한 위의 고정 좌표계에서의 전압 및 전류 값에서 d - q 회전 좌표계로 변환하는 식은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

식 (2.7)에 (2-8), (2-9), (2-10)식을 대입하면 다음과 같은 d 축 및 q 축 성분의 관계식으로 표시할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (R_s + pL_s) & 0 \\ 0 & (R_s + pL_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\omega L_s i_{sq} \\ \omega L_s i_{sd} + \omega \Phi \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

($\Phi = MI_F$: 공극자속, p =미분자)

영구자석형 교류전동기의 출력토크 T 는 쇄교자석과 q 축 전류의 곱에 비례하며 전동기의 운동방정식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} T &= (P/2)\Phi i_{sq} = J(d\omega_r/dt) + B\omega_r + T_L \\ (P &= 극수, \omega_m = (2/P)\omega_s) \end{aligned} \quad (2.12)$$

여기서 J 는 관성 모멘트, B 는 마찰계수, T_L 은 부하토크이다.

2.3 d - q 축의 전압 분리제어

앞에서 유도된 식을 이용하여 영구자석형 교류전동기의 벡터 제어우호프를 구성하고자 한다. 이 벡터제어는 자속제어의 d 축 성분과 토크제어를 위한 q 축 성분으로 분리하여 제어하는 것이며, 본 연구에서 사용한 벡터제어에서 전압 분리제어로 전류를 독립적으로 제어하는 방식을 설명하기 위하여 먼저 식 (2-11)를 다음과 같이 배열한다.

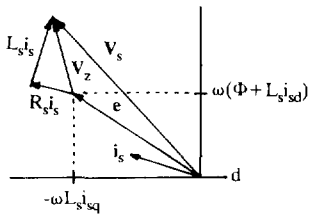


그림 3 d-p좌표계에서의 전압분리제어.
 Fig. 3 Uncoupled voltage control at d-q coordinate system.

$$\begin{aligned} v_{sa} &= (R_s + pL_s)i_{sa} - \omega L_s i_{sq} & (2.13) \\ v_{sq} &= (R_s + pL_s)i_{sq} + \omega(\Phi + L_s i_{sd}) \end{aligned}$$

식 (2-13)에서 우측의 첫번째 항은 전동기의 고정자 임피던스 전압강하로, 두번째항은 d-q축에서 전동기의 역기전력으로 정의되며 다음과 같은 식으로 다시 표현한다.

$$v_s = v_z + e$$

여기서

$$\begin{aligned} v_s &= [v_{sd}, v_{sq}]^T & v_z &= (R_s + pL_s)i_s, \\ i_s &= [i_{sd}, i_{sq}]^T \\ e &= \omega[-L_s i_{sq}, \Phi + L_s i_{sd}]^T \end{aligned}$$

여기서 v_z 를 제어함으로 전류는 고정자의 임피던스에 의해 결정되어 v_z 의 d축과 q축 성분을 각각 제어함으로 d축 및 q축 전류를 독립적으로 제어할 수 있다. 따라서 이 전압 v_z 에 역기전력 전압을 더하면 이 전류제어를 위한 기준 입력 전압벡터의 값이 결정된다.

그림 3은 d-q축상에서 고정자의 전압 및 전류 벡터와 v_z 와 역기전력의 d, q성분과의 관계를 그린 것이다.

2.4 벡터 제어루우프

위에서 제시된 전압 분리제어 방식으로 벡터 제어루우프를 구성한 것이 다음 그림4와 같다.

이 벡터 제어루우프 속도 제어루우프, d축 및 q축 전류 제어루우프, 3상 기준전압발생 부분, PWM인버터 게이팅 발생회로 등으로 나눌 수 있다. 제어루우프 내의 3개제어기는 정상상태 오차가 없고 비교적 간단한 비례적분 제어기 (Proportional-Integral Controller)를 사용하였다. 속도제어기의 출력은 기준 q축 전류가 되며, 전동기의 회전자는 여자전류가 없는 영구자석이므로 여자전류분인 기준 d축 전류는 0로 입력된다.

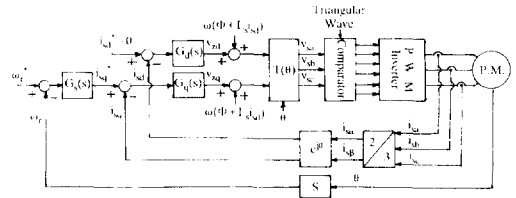


그림 4 전동기의 전압 분리제어에 의한 벡터 제어루우프
 Fig. 4 Vector control system of motor using uncoupled voltage control.

d축 및 q축 전류 제어기의 출력은 각각 고정자 임피던스 전압강하의 d축과 q축 값 v_{zd} , v_{zq} 가 된다. 이 v_{zd} 와 v_{zq} 는 식 (2-14)에서와 같이 역기전력의 d축 및 q축 성분이 더해져 d, q기준전압이 된다. 이 d, q기준전압은 식 (2-9)와 식 (2-10)을 역변환시켜 3상 기준전압을 계산할 수 있으며, 이 3상 기준전압과 2KHz의 삼각파와 비교하여 6개 스위칭소자의 게이팅 펄스를 만든다. 한편 전동기의 입력 3상 전류를 측정하여 식 (2-9)를 사용하여 2상 고정자축으로 변환시킨 후, 식 (2-10)을 이용하여 전동기의 d축, q축 전류를 구한다. 전동기의 속도 및 위치 정보는 전동기에 직결된 PLG사용한다.

3. 시스템 시뮬레이션

3.1 시뮬레이션 과정

그림 5의 블럭선도는 벡터 제어루우프 부분과 인버터 및 전동기 부분으로 나뉘어진다. 벡터 제어루우프는 마이크로프로세서에서 매 샘플링시간 (5msec)마다 한 번씩 계산하여 출력된 3상 기준전압으로 인버터 및 전동기를 구동시킨다. 따라서 이 3상기준전압은 5msec동안 일정한 값을 가지는 디지털 값이며 그 출력값으로 제어되는 인버터, 전동기 부분은 연속적으로 변화하는 아날로그 시스템이다. 따라서 시뮬레이션을 계산하는 과정에서 벡터 제어루우프를 샘플링시간마다 한번씩 수행하며, 인버터 및 전동기의 부분은 1샘플링 구간 동안 200번을 수행하여 실제 실험과 같은 상황에서 하였다.

벡터 제어루우프에서 계산된 v_a , v_b 입력전압으

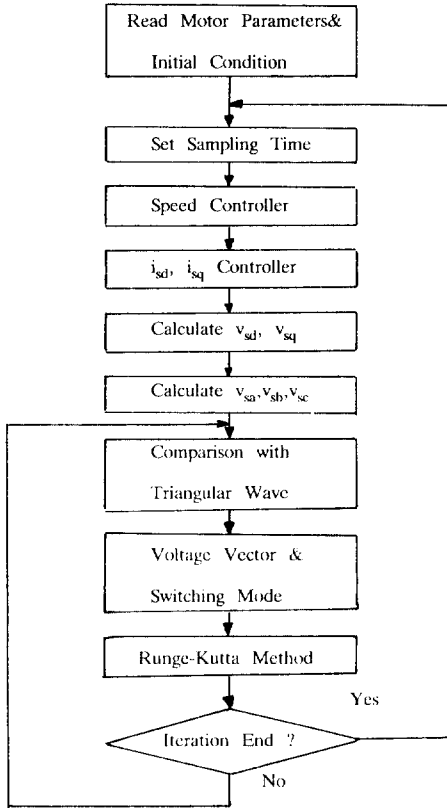


그림 5 시스템 시뮬레이션 블록선도
Fig. 5 Block diagram of system simulation.

로 전압방정식 (2-13)과 토크식 (2-12)를 사용하여 전동기 전류, 속도, 및 위상을 구한다. 이 식들은 비선형 방정식이므로 Runge-Kutta 방식으로 계산하였다.

3.2 시뮬레이션 결과

그림 6은 전동기가 1/4부하에서 300rpm으로 동작하고 있을 때 기준속도를 450rpm계단증가시켰을 때 전동기 속도 및 i_{sq} , i_{sd} 를 나타낸 것이다. (a)는 전동기의 기준속도와 실제속도의 과도특성이며, (b)는 i_{sq} , i_{sd} 의 과도특성이다.

그림 7은 전동기속도가 300rpm, 1/4부하에서 운전하고 있을 때 α - β 축 전압 및 전류파형이다. 그림 (a)에서 v_{sa} 와 v_{sb} 는 90°의 위상각을 가지며, 샘플링시간인 5msec동안 일정한 값을 유지하는 계단형의 정현파를 가진다. 그림 (b)에서 i_{sa} , i_{sb} 는 각각 v_{sa} 와 v_{sb} 에 의해 흐르는 전류이며 역시 90°의 위상각을 가진다.

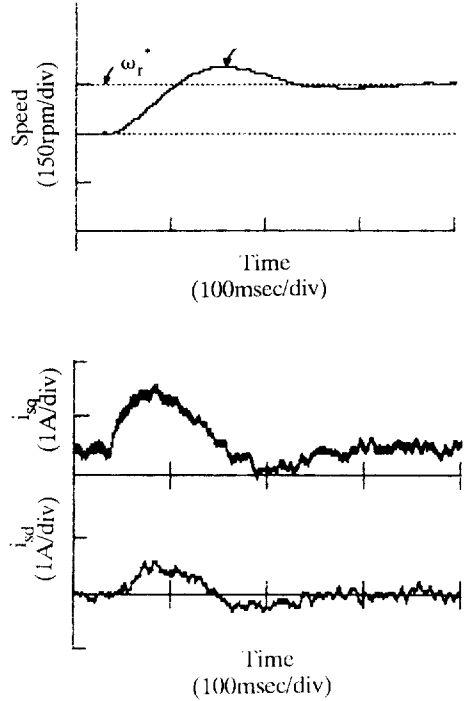


그림 6 기준속도 변화에 대한 과도특성.
 (a) 전동기 기준속도 및 실제속도.
 (b) q축 전류 및 d축 전류

Fig. 6 Transient characteristics for reference speed variation.

- (a) Reference and actual speeds of motor.
- (b) q-axis and d-axis currents.

4. 벡터 제어루우프의 구현방식

4.1 벡터 제어루우프의 하드웨어 구조

그림 8은 벡터 제어루우프에 의한 영구자석형 교류서보 전동기의 하드웨어의 구조를 블록으로 표시한 것이다. 크게 나누어 전동기의 전류 및 위치, 속도 측정부분, 인터페이스 및 마이크로프로세서 제어부분 PWM인버터와 전동기 부분등으로 나눌 수 있다.

전동기의 3상 입력전류는 3개의 Hall-CT를 사용하여 측정하여 저역필터를 거친 후인터페이스를 통하여 마이크로프로세서에 입력되며, 전동기의 속도 및 위치정보를 얻기 위하여 1회전 당 4000개

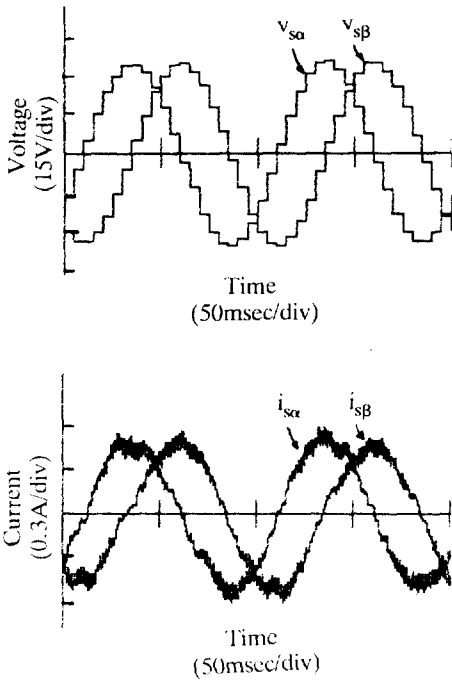


그림 7 정상상태에서의 α - β 축 전압 및 전류 파형.
 (a) α - β 축 전압 파형.
 (b) α - β 축 전류 파형.

Fig. 7 Waveform of α - β axis voltage and current at steady state.
 (a) Waveform of α - β axis voltages.
 (b) Waverform of α - β axis currents.

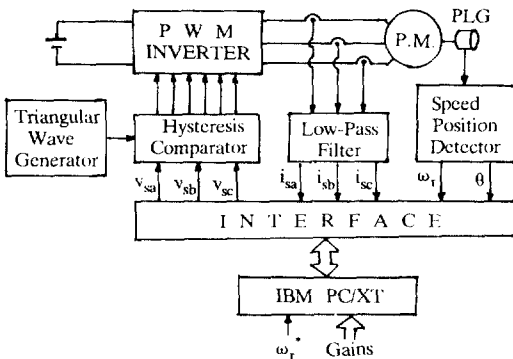


그림 8 벡터 제어루우프의 하드웨어 블록도.
 Fig. 8 Hardware block diagram of vector control system.

의 펄스를 발생시키는 PLG를 사용한다. 인터페이

스는 12비트 A/D컨버터, 12비트 D/A컨버터, 16 비트 카운터 및 타이머, I/O포트 등으로 구성되어 있다.

16비트 8088마이크로프로세서로 제어루우프를 수행하며, 이 8088를 CPU로 하는 IBM-PC/XT를 사용하였다. 이 마이크로프로세서가 벡터 제어루우프를 수행중에도 제어루우프 내의 주요값, 즉 전동기 속도, 위치, 전류 값 등을 모니터를 통하여 출력되며, 동시에 키보드를 통하여 기준속도 및 3개의 제어기 이득들을 변경시킬 수 있는 소프트웨어까지 첨가시켰다.

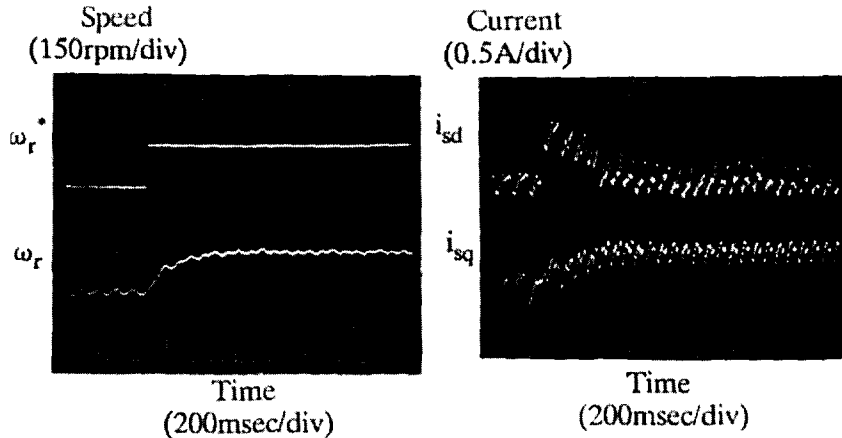
4.2 PWM인버터와 영구자석형 교류 서보전동기

2KHz의 주파수로 발진되는 삼각파를 발생시켜 인터페이스에서 출력된 3상 기준전압과 비교하여 6개의 게이팅펄스를 만든다. PWM인버터의 스위칭 주파수는 턴-오프 시간이 짧아 게이팅펄스의 스위칭 주파수를 증가시킬 수 있으며 구동회로가 비교적 간단한 FET를 사용하였다. 영구자석형 교류 서보전동기는 입력전압이 100V이며 1/4HP의 출력을 가진다. 이 전동기의 부하로 1/2HP의 직류발전기를 영구자석형 교류 전동기의 축에 직결시켜 직류발전기의 고정자에 저항부하를 연결하였다.

5. 실험 결과

그림 9은 전동기가 300rpm에서 동작하고 있을 때 기준속도를 450rpm으로 계단 증가시켰을 때 그림 (a)에서는 전동기의 기준속도와 실제속도, 그림 (b)에서는 d 축 전류와 q 축 전류의 파형이다. d 축 전류는 전동기의 속도가 증가하는 과도상태에서는 일시적으로 증가하나 정상상태에 도달한 후에는 다시 0으로 복귀하며, q 축 전류는 전동기 속도에 비례하여 부하토크가 증가되는 직류발전기-저항부하이므로 300rpm보다 450rpm에서는 증가하게 된다.

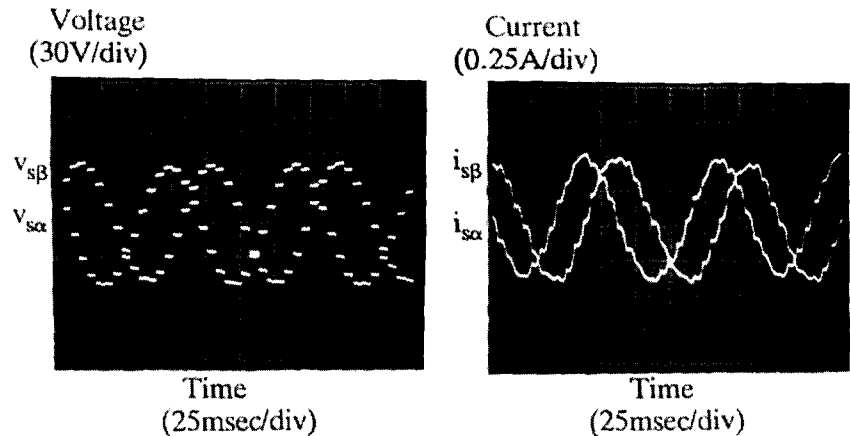
그림 10은 전동기의 속도가 300rpm이며, 부하는 정격부하의 1/4인 경우 그림 (a)에서 α 축 전압과 β 축 전압을 그림 (b)에서는 α 축 전류와 β 축 전류의 파형을 보인 것이다. α 축 전압이 β 축 전압보다 90°앞서는 계단형의 정현파이며 이 계단형 정현파의 파형에서 일정한 값으로 유지하는 시간은 마이크로프로세서가 벡터 제어루우프를 수행하는 시간, 즉 샘플링시간 5msec이다. 그림 (b)는 같은 상황에서 α 축 전류와 β 축 전류의 파형을 그린 것이다.



(a) 전동기 기준속도 및 실제속도, (b) d축 전류 및 q축 전류.
 (a) Reference and actual speeds of motor. (b) d-axis and q-axis currents.

그림 9 기준속도 변화에 대한 과도특성

Fig. 9 Transient characteristics for reference speed variation.



(a) α축 전압 및 β축 전압의 파형, (b) α축 전류 및 β축 전류의 파형.
 (a) Waveform of α-axis and β-axis voltages. (b) Wk waveform of α-β axis currents.

그림 10 정상상태에서의 α-β축 전압 및 전류 파형.

Fig. 10 Waveform of α-β axis voltage and current at steady state.

위의 실험결과는 마이크로프로세서에서 측정, 계산된 값을 D/A컨버터를 통하여 출력시킨 것이다.

6. 결 론

본 연구는 d축 및 q축 전압을 독립적으로 제어하는 벡터 제어방식으로 영구자석형교류 서보전동기를 구동할 시 시스템 구현방식과 시뮬레이션,

실험 등을 통하여 여러 특성들을 기술하였다.

전동기의 입력전압을 고정자 임피던스 전압과 역기전력으로 분리한 후 고정자 임피던스 전압으로 사속분 전류와 토크분 전류를 각각 분리하여 제어할 수 있는 전압 분리제어 방식을 벡터제어에 도입하였다. 또한 벡터 제어루우프에서 출력되는 3상 기준전압과 삼각파와 비교하여 6개의 PWM제이팅 펄스를 만드는 방식은 전동기 속도의 모든 범위에서 일정한 주파수로 스위칭하게 되어 히스

트레시스 전류제어 방식으로 나타난 저속에서의 제어 능력감소의 단점을 보완하였다.

이 시스템의 실현 가능성을 디지털 시뮬레이션으로 확인하였으며, 실제 실험결과와 거의 유사함을 알 수 있다.

부 록 : 전동기 상수

정격 속도 : 2000rpm

정격 전류 : 1.5A

전기자 저항 : 2.6Ω

전기자 인덕턴스 : 10.98mH

관성모멘트 : 0.0006Kg. m²

자 속 : 0.1853Wb

본 연구는 한국 과학재단 신진연구(883-0804-013-2)로 이루어진 것입니다.

참 고 문 헌

[1] Ogasawara, M. Nishimura, H. Akagi, and Y. Nakanishi, "A High Performance AC Servo System with Permanent Magnet Synchronous Motor", Proceedings IECON'84, pp. 1111~1116, 1984.

[2] F. Blaschke, "The Principle of Field Orientation as Applied to the New Transvector Closed Loop Control System for Rotating Field Machines", Siemens Review, Vol. 34, pp. 217~220, May, 1971.

[3] T. Kume, T. Iwakane, "High-Performance

Vector-Controlled AC Motor Drives: Applications and New Technologies," IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. IA-23, No. 5, Sept/Oct., 1987.

[4] D.M. Brod, D.W. Novotny, "Current Control VSI-PWM Inverter," IEEE Trans. on Ind. Appl. Vol. IA-21, No. 4, pp. 562~570, May/June, 1985.

[5] A. Nabae, S. Ogasawara, and H. Akagi, "A Novel Control Scheme for Current-Controlled PWM Inverters", IEEE Tran. on Ind. Appl., Vol. IA-22, No. 4, pp. 697~701, July/Aug., 1986.

[6] K. Kubo, M. Watanabe, T. Ohmae, and K. Kamiyama, "A Fully Digitalized Speed Regulator using Multimicroprocessor System for Induction Motor Drives", IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. IA-21, No. 4, pp. 1001~1008, July/Aug., 1985.

[7] T.M. Rowan, R.J. Kerkman, "A New Synchronous Current Regulator and an Analysis of Current Regulated PWM Inverter", IEEE-IAS Conf. Rec., pp. 487~495, 1985.

[8] P. Enjeti, P.D. Ziogas, J.E. Lindsay, and M.H. Rashid, "A New Current Control scheme for AC Motor Drives", IEEE-IAS Conf. Rec., pp. 202~207, 1987.

[9] P. Pillay and R. Krishnan, "Modeling of Permanent Magnet Motor Drives", Proceedings IECON'87, pp. 289~293, 1987.