

삼각과 비교 방식을 사용한 영구자석형 교류 서보전동기의 전류제어

전태원 · 이홍희
전기공학과

〈요 약〉

최근 전동기의 과도 특성이 우수하고 정밀한 속도 제어가 가능하면서 제어루우프를 구현하기가 쉬운 시스템이 요구되어 왔다. 따라서 저관성, 소형, 고효율 등의 특성을 가진 영구자석형 교류전동기를 과도특성이 우수한 벡터제어로 제어하는 방식을 도입하였다. 전동기 입력전압을 역기전력분과 고정자 임피던스 전압강하분으로 분리하여, 이 임피던스전압을 제어하므로 자속분 전류와 토크분 전류를 각각 독립적으로 제어하는 것이다.

이 벡터 제어루우프의 성능에 큰 영향이 있는 전류제어 기법으로 전류제어 특성이 우수하고 비교적 구현하기 쉬운 삼각과 비교방식을 사용하였다.

이 벡터 제어루우프를 구성하고, 디지털 시뮬레이션을 통하여 실현 가능성을 확인하였으며, 16 비트 마이크로프로세서로 실제 구현하였다. 실험결과와 시뮬레이션 결과를 비교 분석 하였으며 전동기의 기동특성과 기타 과도특성을 보여주었다.

Current Control of Permanent-Magnet AC Servo Motors Using Ramp Comparison Method

Tae-Won Chun · Hong-Hee Lee

〈ABSTRACT〉

Recently the development of motor speed control systems having both good dynamic performance and simple implementation has been required. To satisfy 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 separated into two parts, induced voltage and stator impedance voltage. Thus, by regulating the impedance voltage, the currents of the flux and the torque component are controlled independently. The current control strategy have great influence on the performance of vector control, and in this paper the ramp comparison controller is used, which has good current control performance and easy implementation.

The proposed vector control strategy is verified through the digital simulation, and implemented by 16 bits microprocessor. Simulation and experiment results are compared for purposes of model verification and regulator evaluation, and in addition the starting and transient characteristics of motor are shown.

1. 서 론

정밀하고 속응성이 좋은 위치 및 속도 제어가 필요한 로봇의 구동장치와 NC 기계의 주축 구동용 등에 서보 전동기(servo motor)가 많이 사용되어 왔다. 종래에는 대부분 직류 서보전동기를 사용하였으나 점차 교류 서보전동기로 대체되고 있다. 특히 교류 서보전동기 중 회전자가 영구자석으로 만든 영구자석형 교류 서보전동기는 여자코일이 없을 뿐만 아니라 회전자의 관성이 작아 과도특성이 우수하므로 정밀한 속도제어에서 많이 사용된다.⁽¹⁾

이 벡터제어에서는 전동기의 동특성을 향상시키기 위하여 전동기의 입력전류를 제어할 수 있는 전류제어 PWM 인버터가 반드시 필요하다.

영구자석형 교류 서보전동기는 직류 서보전동기보다 많은 장점이 있으나, 제어시스템이 복잡하고 과도특성 즉 속응성이 떨어진다는 단점을 가지고 있다. 그러나 이 단점은 전동기전류를 여자분 전류와 토크분 전류로 분리하여 제어할 수 있는 벡터제어(vector control)의 개발되어 거의 제거 되었다.^(2,3)

이 벡터제어에서 중요한 전류제어 방식은 크게 나누어 히스테리시스 제어(hysteresis control), 예측제어(predictive control), 삼각파 비교방식(ramp comparison method) 등이 있다.^(4,5)

히스테리시스 제어기는 부하 변동이나 히스테리시스 밴드폭에 따라 인버터의 스위칭 주파수가 변화하며, 전동기가 저속에서 운전할 시 인버터의 스위칭 주파수가 감소하여 제어능력이 크게 감쇠 시키는 단점이 존재한다. 한편 예측제어기는 인버터의 상태에 따라 전류패적을 예측하는 것으로 부하상태에 따라 이 패적이 변동하며, 또한 복잡한 계산을 요구하므로 실제 구현이 상당히 힘들다는 단점이 있다.

이에 반하여 삼각파 비교방식은 비교적 구현하

기 쉽고 전동기의 저속에서 고속까지 동일한 스위칭 주파수를 유지할 수 있다. 그러나 기존의 방식은 삼각파와 비교하는 2상 좌표계에서의 기준 d, q 전압을 구하는 과정에서 여자분 전류와 토크분 전류 상호 연결되어 두 전류를 독립적으로 제어할 수 없다. 또한 PWM 인버터의 게이팅 펄스를 만드는 방법으로 최적 스위칭 방식을 사용하였으나, 이 방식은 높은 PWM 스위칭 주파수를 만들수 없으며 또한 마이크로프로세서로 구현할 시 많은 계산량을 요구한다.^(6,7,8)

본 연구에서는 이 삼각파 비교방식에서 기준전압을 만드는 과정에서 전동기의 입력전압 벡터를 역기전력과 고정자 임피던스 전압강하 부분으로 분리하여 임피던스 전압을 제어함으로써 이 저속분 전류와 토크분 전류를 완전히 독립적으로 제어하는 방식을 사용하였다. 이 삼각파 비교방식에 의한 전류제어 방식을 사용하여 교류 서보 전동기의 속도제어를 위한 벡터 제어루우프를 작성하였다.

16 비트 마이크로프로세서를 사용하여 이 벡터 제어루우프를 구현시켰으며, 또한 벡터 제어루우프에서 계산된 기준 3상전압을 삼각파와 비교하여 PWM 게이팅펄스를 자연PWM 방식(natural PWM method)을 채택하였다.

이 제어루우프를 디지털 시뮬레이션을 통하여 구현 가능성을 확인하였으며 실제 실험과 시뮬레이션 결과를 비교 분석하였다.

2. 영구자석형 교류 서보전동기 벡터제어의 수학적 모델

영구자석형 교류 전동기는 회전자에 따라 원통형(cylindrical type)과 돌극형(salient pole type)으로 나눌수 있다. 돌극형은 비교적 큰용량의 전동기에 사용되고 있으며 낮은 용량의 교류 서보전동기의 대부분은 원통형을 사용한다. 본 연구에서는 원통형 영구자석형 교류 서보전동기를 사용하며 등가모델을 이용하여 비교적 쉽게 이해하

기 쉬운 공간벡터의 개념을 사용하여 전동기를 해석하고난 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 내침 분포이며, 공극의 기자력은 정현파이고 철심의 자화특성은 선형이라는 등의 일반적인 가정을 한다.

$$v_{sa}(t) = (\sqrt{2}/2) [V_s e^{j(\omega t + \gamma)} + V_s e^{-j(\omega t + \gamma)}] \quad (2-1)$$

$$v_{sb}(t) = (\sqrt{2}/2) [V_s e^{j(\omega t + 2\gamma)} + V_s e^{-j(\omega t + 2\gamma)}]$$

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

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

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

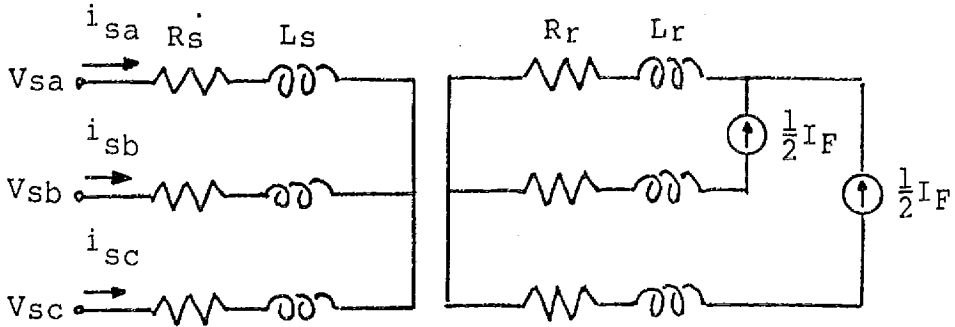


그림 1. 원통형 영구자석형 교류 서보전동기의 등가회로.

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

그림 1은 영구자석에 의한 기자력원을 일정 전류원으로 생각하며 원통형 영구자석형 교류전동기를 등가적으로 표현한 회로이다. 이 등가회로를 이용하여 이 전동기를 2 극기로 가정하면 평형 3상 고정자권선은 120° 간격으로 배치된다. a 권선에 가해지는 a상전압 v_{sa} 를 인가하여 흐르는 전류를 a상전류 i_{sa} 라 정의한다. 같은 방법으로 v_{sb} , v_{sc} 에 의한 전류 i_{sb} , i_{sc} 라 정의한다. 그리하여 각 상의 전압 및 전류 벡터는 기계적으로 각각 120° 의 위상각을 가진다.

a상 전압의 위상을 θ_a 라 하면 고정자의 각 상 전압을 지수함수를 사용하여 복소수 형태로 표현한 식이 다음과 같다.

$$v_{sa}(t) = (\sqrt{2}/2) [V_s e^{j\omega t} + V_s e^{-j\omega t}]$$

같은 방법으로 전류의 초기 위상을 θ_i 라하면 고정자 전류의 합성치는 다음과 같다.

$$i_s(t) = 3\sqrt{2}/2 I_s e^{j\omega t} \quad (2-3)$$

$$(I_s = I_s e^{j\theta_i})$$

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

$$i_{ra}(t) = I_F$$

$$i_{rb}(t) = -(1/2)I_F \quad (2-4)$$

$$i_{rc}(t) = -(1/2)I_F$$

이 식의 회전자 전류벡터 $i_r(t)$ 는 다음과 같다.

$$i_r(t) = (3/2)I_F \quad (2-5)$$

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

$$\begin{aligned} v_{sa}(t) &= R_s i_{sa}(t) + d\Phi_{sa}(t)/dt \\ v_{sb}(t) &= R_s i_{sb}(t) + d\Phi_{sb}(t)/dt \end{aligned} \quad (2-6)$$

$$v_{sc}(t) = R_s i_{sc}(t) + d\Phi_{sc}(t)/dt$$

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

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

$$v_s(t) = R_s i_s(t) + d(L_s i_s(t) + M i_r(t)e^{j\theta})/dt \quad (2-7)$$

$(R_s = \text{고정자 저항}, L_s = \text{고정자 인덕턴스}, M = \text{상호 인덕턴스}, \theta = \text{위상각})$

2-2. 2상 좌표계에서의 전압방정식 및 토크식

위에서 유도된 3상 전압방정식을 2상 좌표계로 변환시킨다. 이 2상 좌표계는 그림 2과 같이 고정 좌표($\alpha - \beta$)계와 회전 좌표($d-q$)계로 나뉘어지며 α 축은 실수축으로 β 축은 허수축으로 한다. d, q 축은 고정자 축에서 전동기의 동기속도로 회전하는 축으로 자속 방향을 d 축; 이것의 수직 방향을 q 축으로 정한다.

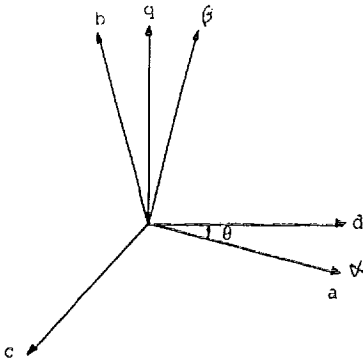


그림 2. 2상 좌표계.

Fig. 2. Two-phase coordinate system.

$\alpha - \beta$ 축 상에서 전압 및 전류의 합성치 $v_s(t)$, $i_s(t)$ 를 복소 평면상의 실수값과 허수값으로 분해하면 다음과 같이 표시할 수 있다.

$$\begin{aligned} v_s(t) &= v_{sa}(t) + jv_{sb}(t) \\ i_s(t) &= i_{sa}(t) + ji_{sb}(t) \end{aligned} \quad (2-8)$$

$\alpha - \beta$ 축에서의 전압 및 전류와 a, b, c 3상의 전압 및 전류의 관계는 다음과 같다.

$$\begin{pmatrix} \alpha \\ \beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & -1/2 & 1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a \\ b \\ c \end{pmatrix} \quad (2-9)$$

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.

$$\begin{pmatrix} d \\ q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \alpha \\ \beta \end{pmatrix} \quad (2-10)$$

식 (2-7)에 (2-8), (2-9), (2-10) 식을 대입하면 다음과 같은 d 축 및 q 축 성분의 관계식으로 표시할 수 있다.

$$\begin{pmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} (R_s + pL_s) & 0 \\ 0 & (R_s + pL_s) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} -\omega L_s i_{sq} \\ \omega L_s i_{sd} + \omega\Phi \end{pmatrix}$$

$(\Phi = M I_F : \text{공극자속})$ (2-11)

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

$$T = (P/2)\Phi i_{sq} = J(d\omega_m/dt) + B\omega_m + T_L \quad (2-12)$$

$(P = \text{극수}, \omega_m = (2/P)\omega_s)$

여기서 J 는 관성 모멘트, B 는 마찰계수, T_L 은

부하토크이다.

2-3. d-q축의 전압 분리제어

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

$$\begin{aligned} v_{sd} &= (R_s + pL_s)i_{sd} - \omega L_s i_{sq} \\ v_{sq} &= (R_s + pL_s)i_{sq} + \omega(\Phi + L_s i_{sd}) \end{aligned} \quad (2-13)$$

식(2-13)에서 우측의 첫 번째 항은 전동기의 고정자 임피던스 전압강하로, 두 번째 항은 d-q 축에서 전동기의 역기전력으로 정의되며 다음과 같은 식으로 다시 표현한다.

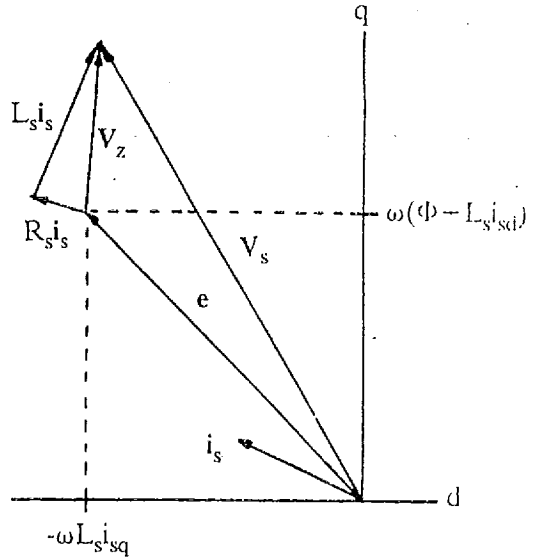
$$v_s = v_z + e$$

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

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 전압 벡터의 값이 결정된다.

그림 3는 d-q 축상에서 고정자의 전압 및 전류 벡터와 v_z 와 역기전력의 d, q 성분과의 관계를 그린 것이다.

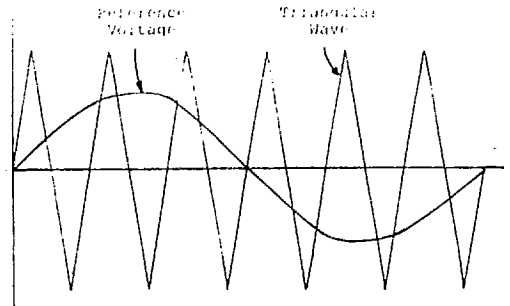
그림 3. d-q 좌표계에서의 전압 분리제어.
Fig. 3. Uncoupled voltage control at d-q coordinate system.



2-4. 삼각파 비교 방식

벡터 제어루우프에서 계산된 d, q축 기준전압으로 3상 기준전압을 계산한 후 각 상마다 2 KHz의 주파수로 발진하는 삼각파와 비교하여 6개의 PWM 인버터의 게이팅 펄스를 발생시킨다. 그림 4는 a상 기준전압과 삼각파의 파형을 그린 것이다.

그림 4. 기준 상전압 및 삼각파 파형
Fig. 4. Waveforms of reference phase voltage and triangular wave



2-5. 벡터 제어루우프

위에서 제시된 전압 분리제어 방식으로 벡터 제어루우프를 구성한 것이 다음 그림 5와 같다.

그림 6의 블럭전도는 벡터 제어루우프 부분과 인버터 및 전동기 부분으로 나뉘어 진다. 벡터 제어루우프는 마이크로프로세서에서 매 샘플링시간 (5msec)마다 한번씩 계산하여 출력된 3상 기준전압으로 인버터 및 전동기를 구동시킨다. 따라서 이 3상 기준전압은 5msec 동안 일정한 값을 가지는 디지털 값이며 그 출력값으로 제어되는 인버터, 전동기 부분은 연속적으로 변화하는 아나로그 시스템이다. 따라서 시뮬레이션을 계산하는 과정에서 벡터 제어루우프를 샘플링시간 마다 한 번씩 수행하며, 인버터 및 전동기의 부분은 1 샘플링 구간 동안 200번을 수행하여 실제 실험과 같은 상황에서 하였다.

벡터 제어루우프를 수행한 후 출력된 기준 3상 전압과 삼각파와 비교하여 PWM 인버터의 6개 게이팅펄스를 만든다. 표 1은 기준 3상 전압과 삼각파와 비교하여 나타나는 PWM 인버터의 스위칭모드와 전동기의 α, β 입력전압과의 관계를 나타내었다.

표 1. 인버터의 스위칭모드와 전동기 α, β 입력전압

S_a	S_b	S_c	V_α	V_β
0	0	0	0	0
0	0	1	$-1/3$	$-1/\sqrt{3}$
0	1	0	$-1/3$	$1/\sqrt{3}$
0	1	1	$-2/3$	0
1	0	0	$2/3$	0
1	0	1	$1/3$	$-1/\sqrt{3}$
1	1	0	$1/3$	$1/\sqrt{3}$
1	1	1	0	0

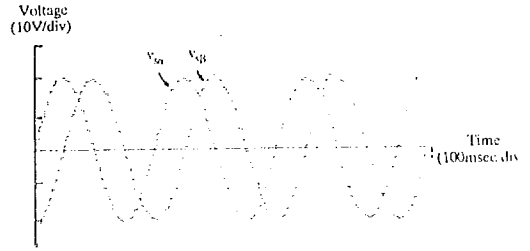
S_a : a 상 스위칭 함수

S_b : b 상 스위칭 함수

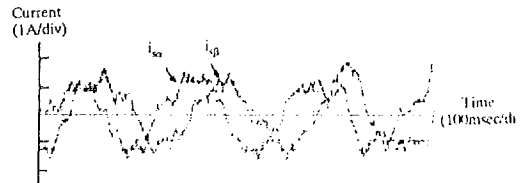
S_c : c 상 스위칭 함수

위에서 계산된 전압으로 전압방정식 (2-13)과 토크식 (2-14)를 사용하여 전동기 전류, 속도, 및 위상을 구한다. 이 식들은 미선형 방정식이므로 Runge-Kutta 방식으로 계산하였다.

3-2. 시뮬레이션 결과



(a) $\alpha - \beta$ 축 전압 파형.
(a) Waveform of $\alpha - \beta$ axis voltages.



(b) $\alpha - \beta$ 축 전류 파형.
(b) Waveform of $\alpha - \beta$ axis currents.

그림 7. 정상상태에서 $\alpha - \beta$ 축 전압 및 전류 파형.
Fig. 7. Waveforms of $\alpha - \beta$ axis voltage and current at steady state.

그림 7은 전동기속도가 150 rpm, 1/2 부하에서 운전하고 있을 때 $\alpha - \beta$ 축 전압 및 전류 파형이다. 그림 (a)에서 $v_{s\alpha}$ 와 $v_{s\beta}$ 는 90° 의 위상각을 가지며, 샘플링시간인 5 msec 동안 일정한 값을 유지하는 계단형의 정현파를 가진다. 그림 (b)에서 $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$ 는 각각 $v_{s\alpha}$ 와 $v_{s\beta}$ 에 의해 흐르는 전류이며 역시 90° 의 위상각을 가진다.

그림 8. 3상의 게이팅 펄스.

Fig. 8. Three phases gating pulses.

그림 8은 그림 7과 같은 상황에서 3상 게이팅 펄스의 파형을 그린 것이다.

Gating
Pulse

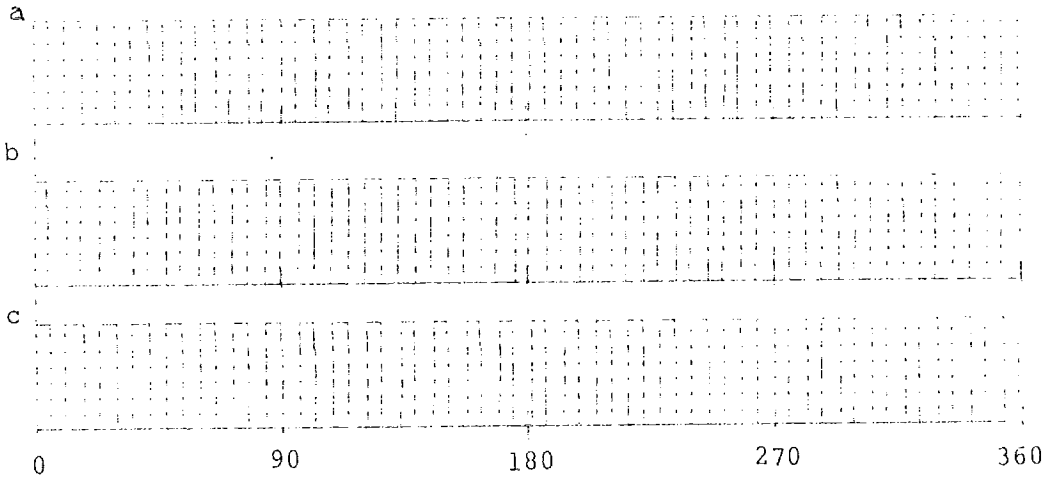


그림 8. 3상 게이팅 펄스

Fig. 8. Three phase gating pulses

4. 벡터 제어루우프의 구현방식

4-1. 벡터 제어루우프의 하드웨어 구조

그림 9는 벡터 제어루우프에 의한 영구자석형 교류서보 전동기의 하드웨어의 구조를 블록으로 표시한 것이다. 크게 나누어 전동기의 전류 및 위치, 속도 측정부분, 인터페이스 및 마이크로프로세서 제어부분 PWM 인버터와 전동기 부분 등으로 나눌 수 있다.

전동기의 3상 입력전류는 3개의 Hall-CT를 사용하여 측정하며, 이것을 증폭기 및 저역필터를 거친 후 인터페이스를 통하여 마이크로프로세서에 입력된다. 전동기의 속도 및 위치정보를 얻기 위하여 PLG를 사용하며, 이 PLG는 1 회전 당

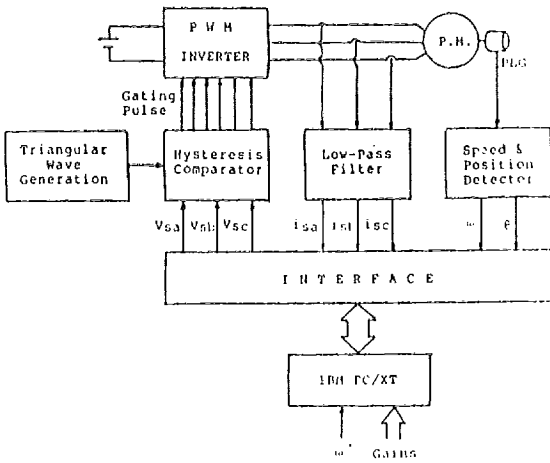


그림 9. 벡터 제어시스템의 하드웨어 블록도.
Fig. 9. Hardware block diagram of vector control system.

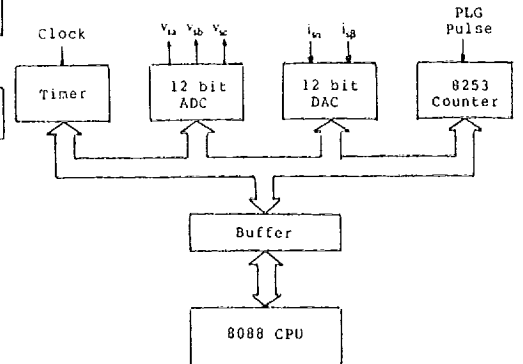


그림 10. 인터페이스 회로
Fig. 10. Interface circuit

4000개의 펄스를 발생시키고 또 1 회전에 한 번씩 출력 시키는 리셋신호를 가지고 있다. PLG 펄스와 리셋 신호가 인터페이스에 입력되어 속도와 위치 값이 계산된다.

그림 10의 인터페이스 회로는 12 비트 A/D 컨버터, 12 비트 D/A 컨버터, 16 비트 카운터 및 타이머, I/O 포트 등으로 구성되어 있다. 3개의 입력 전류는 A/D 컨버터에서 디지털 값으로 변환된 후 마이크로프로세서에 입력된다. 속도와 위치 정보를 측정하기 위하여 PLG의 펄스는 8253 16 비트 카운터에 입력되며, 리셋신호는 전동기의 1 회전당 1 번씩 발생하는 펄스신호를 I/O 포트에 입력시킨다. 이 입력정보로 벡터 제어루우프를 수행한 후 출력되는 기준 3상전압은 D/A 컨버터를 통하여 삼각파와 함께 비교기로 들어가 PWM 게이팅 펄스를 발생시킨다. 마이크로프로세서의 샘플링시간을 측정하기 위하여 16 비트 타이머를 사용하며, 본 연구에서는 이 샘플링시간을 5 msec로 하였다.

니터를 통하여 출력되며, 동시에 키보드를 통하여 기준속도 및 3개의 게이기 이득들을 변경시킬 수 있는 소프트웨어까지 첨가시켰다.

4-2. PWM 인버터와 영구자석형 교류 서보전동기

2 KHz의 주파수로 발진되는 삼각파를 발생시켜 인터페이스에서 출력된 3상 기준전압과 비교하여 6 개의 게이팅펄스를 만든다. PWM 인버터의 스위칭소자는 턴-오프 시간이 짧아 게이팅펄스의 스위칭 주파수를 증가시킬 수 있으며 구동회로가 비교적 간단한 FET를 사용하였다.

영구자석형 교류 서보전동기는 입력전압이 100V 이며 1/4 HP의 출력을 가진다. 이 전동기의 부하로 1/2 HP의 직류발전기를 영구자석형 교류 전동기의 축에 직결시켜 직류발전기의 고정자에 저항부하를 연결하였다.

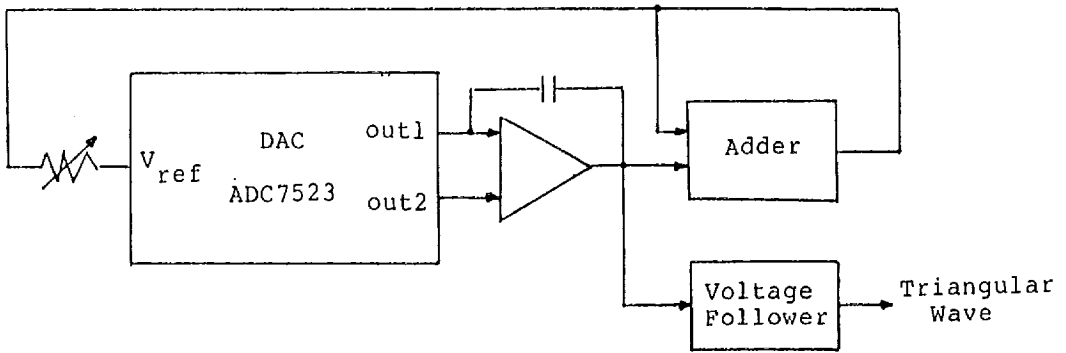


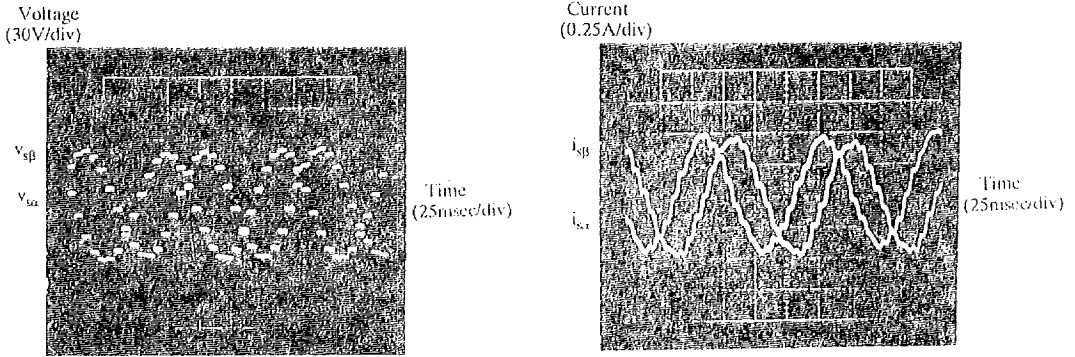
그림 11. 삼각파 발생회로

Fig. 11. Triangular wave generation circuit

그림 11은 2 KHz의 주파수의 삼각파를 발생시키는 삼각파 발생회로이다.

16 비트 8088 마이크로프로세서로 제어루우프를 수행하며, 이 8088를 CPU로 하는 IBM-PC/XT를 사용하였다. 이 마이크로프로세서가 벡터 제어루우프를 수행 중에도 제어루우프 내의 주요값, 즉 전동기 속도, 위치, 전류 값 등을 모

5. 실험 결과



(a) α 축 전압 및 β 축 전압의 파형
(a) Waveform of α -axis and β -axis voltages.

(b) α 축 전류 및 β 축 전류의 파형
(b) Waveform of α -axis and β -axis currents.

그림 12. 정상상태에서의 α - β 축 전압 및 전류 파형.
Fig. 12. Waveforms of α - β axis voltage and current at steady state.

그림 12는 전동기의 속도가 300 rpm이며, 부하는 정격부하의 1/4인 경우 그림 (a)에서 α 축 전압과 β 축 전압, 을 그림 (b)에서는 α 축 전류와 β 축 전류의 파형을 보인 것이다. α 축 전압이 β 축 전압보다 90° 앞서서 계단형의 정현파이며 이 계단형 정현파의 파형에서 일정한 값으로 유지하는 시간은 마이크로프로세서가 벡터 제어 루우프를 수행하는 시간, 즉 샘플링시간 5 msec이다. 그림 (b)는 같은 상황에서 α 축 전류와 β 축 전류의 파형을 그린 것이다. α 축 전류는 β 축 전류 보다 90° 앞서서 정현파이며, 기준전압이 계단형의 정현파임으로 이 전압에 의해 흐르는 α - β 축의 전류는 약간의 리플을 가진 정현파가 된다.

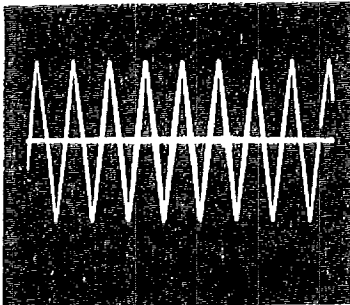


그림 13. 삼각파 파형
Fig. 13. Waveform of triangular wave

6. 결 론

본 연구는 d축 및 q축 전압을 독립적으로 제어하는 벡터 제어 방식에 삼각파 비교 방식을 적용하여 영구자석형 교류 서보전동기를 구동할 시스템 구현 방식과 시뮬레이션, 실험 등을 통하여 여러 특성들을 기술하였다.

전동기의 입력전압을 고정자 임피던스 전압과 역기전력으로 분리한 후 고정자 임피던스 전압으로 자속분 전류와 토크분 전류를 각각 분리하여 제어할 수 있는 전압 분리제어 방식을 벡터제어에 도입하였다.

또한 벡터 제어 루우프에서 출력 되는 3상 기준 전압과 삼각파와 비교하여 6개의 PWM 게이팅 펄스를 만드는 방식은 전동기 속도의 모든 범위에서 일정한 주파수로 스위칭하게 되어 히스테시스 전류제어 방식에서 나타난 저속에서의 제어 능력감소의 단점을 보완 하였다. 전류변환 회로, 삼각파 발생회로 등을 모두 디지털화하고 아날로그 회로를 최소화하여 아날로그 회로에서 발생되는 회로의 복잡함, 오프셋(offset) 발생 등의 여러 문제점을 제거시켰다.

이 시스템의 실현 가능성을 디지털 시뮬레이션

으로 확인 하였으며, 실제 실험결과와 거의 유사함을 알 수 있으며 앞으로 영구자석형 교류전동기 뿐만 아니라 유도전동기, 동기전동기 등 여러 구동장치에서 광범위하게 적용시킬 수 있을 것이다.

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 Trans. 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.