

# 마이크로프로세서에 의한 永久磁石同期 電動機の 驅動

論 文
35~12~1

## Microprocessor Based Permanent Magnet Synchronous Motor Drive

尹 炳 道\*  
(Byung-Do Yoon)

### Abstract

This paper presents the results of driving performance analysis of permanent magnet synchronous motor using a microprocessor based control system.

The system consists of three phase power transistor inverters, three phase controlled rectifier, three central processing units, and sensors.

The three CPUs are, respectively, used to generate PWM control signals for the inverter generating three phase sine wave, to generate the gate control signals for firing the converter, and to supervise other two CPUs.

The supervisor is used to compute PI Control algorithm to three phase reference sine wave for the inverter. It is also used to maintain a constant voltage frequency ratio for the converter operating as a constant torque controller.

The inverter CPU retrieves precomputed PWM patterns from look up tables because of computation speed limitations found in almost available microprocessors.

The converter CPU also retrieves precomputed gate control patterns from another look-up tables. For protecting the control system from any damage by extraordinary over currents, the supervisor receives the data from current sensor, CT, and break down the CB to isolate the circuits from source.

A resolver has a good performance characteristics on overall speed range, especially on low speed range. Therefore the speed control accuracy is improved.

The microprocessor based PM synchronous motor control system, thus, has many advantages such as constant torque characteristics, improvement of wave, limitation on extraordinary over currents, improvement of speed control accuracy, and fast response speed control using multi-CPU and look-up tables.

### 1. 諸 論

永久磁石型同期電動機는 速度-토크特性이 우수하며 構造가 간단하고 가격이 低廉하는 등 小型

電動機로서는 많은 장점을 가지고 있으나,<sup>1),2)</sup> 종래에는 周波數變換상의 어려움 때문에 制御用電動機로서 이용되지 못하였다. 同期電動機制御 시스템에 대한 연구는 많이 보고되고 있으나,<sup>3),4),5)</sup> 永久磁石型同期電動機에 대한 연구는 최근 반도체의 발달과 더불어 어느 정도의 연구결과가 보고되고 있다.<sup>6)</sup>

\*正 會 員: 中央大 工大 電氣工學科 教授 · 工博  
接受日: 1986年 3月 6日

永久磁石型同期電動機가 소형 제어용 전동기로서 널리 이용되기 위한 필요조건은 制御性能이 우수하며 동시에 가격이 저렴해야 하는 조건을 만족하여야 한다.

本 論文에서는 마이크로프로세서를 사용함으로써 가격이 저렴하고 동시에 定토크運轉, 波形改善 및 過電流의 制限등이 可能하며 또한 센서로서 리졸버(resolver)를 사용함으로써 低速에서의 制御精度를 向上시킬 수 있는 등의 性能을 갖는 制御시스템을 提案하여 永久磁石型同期電動機가 널리 이용될 수 있도록 試圖한다. 制御시스템은 콘버터용 CPU2와 인버터용 CPU3 및 이들 CPU를 制御하는 CPU1(Supervisor)로 구성된다. 이들 3개의 CPU는 1개의 CPU로도 可能하나 보다 빠른 속도응답특성을 얻기 위해서 각각의 업무를 분담처리하도록 한다. 본 시스템에 사용한 3개의 CPU를 모두 Z80A를 사용했다. 콘버터용 CPU2는 다이리스터를 점호하며 그 출력전류를 전동기 속도와 聯關시켜 일정하게 유지한다. 3상인버터용 CPU3는 3상정현파PWM 신호를 발생함으로써 인버터출력파형이 양호한 정현파가 되도록 하며 CPU1의 지령에 따라 인버터출력주파수를 일정하게 유지시킨다. 시스템제어용 CPU1은 전동기 속도 및 各部의 電流에 대한 데이터를 받아 제어 알고리즘에 의해 처리된 신호를 콘버터용 CPU2와

인버터용 CPU3에 보낸다.

제어 알고리즘은 定常狀態速度誤差에 대하여 PI 제어 알고리즘을 적용하고, 定토크운전을 위해서는 주파수에 비례하여 전압이 조정되도록 콘버터용 CPU2를 제어한다. 또한 CPU1은 過電流에 대해서 시스템이 보호되도록 過電流發生時 전원공급회로를 차단시킨다. 속도검출용 센서인 리졸버는 전동기가 저속운전시에도 우수한 특성을 보이므로<sup>6),7)</sup> 制御精度를 向上시키게 한다. 이와 같이 구성된 본 시스템은 定토크特性, 波形의 改善, 과전류에 대한 보호 및 制御精度의 向上이 이룩된다. 따라서 本 論文에서는 멀티마이크로프로세서를 이용한 永久磁石型同期電動機의 制御系를 提案한다.

## 2. 시스템의 構成과 動作

本 시스템은 그림 1 과 같이 CPU3개에 의해서 제어되고 있다. 즉, CPU2는 콘버터의 入力誤差信號에 의하여 게이트펄스를 左, 右로 시프트하도록 하여 콘버터출력전압을 제어하는 機能을 하며, CPU3는 인버터 入力誤差信號에 따라 인버터출력의 주파수를 제어하여 전동기속도를 변화시켜주고, CPU1은 전동기의 속도, 전류등의 檢出로부터 제어 알고리즘에 의하여 보상된 제어신호를 계산하여 콘버터의 입력오차신호와 인버터의 입력오차 주파

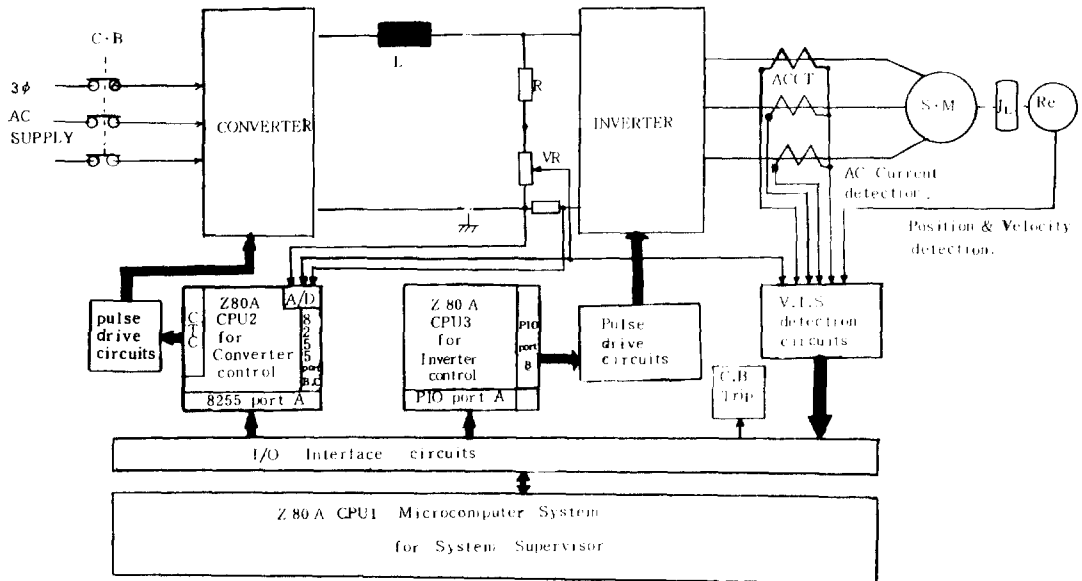


그림 1. 실험 시스템의 機能圖.

Fig. 1. Function diagram of experimental system.

수신호로 송출하는 등, 순시스템을 제어하는 기능을 한다. 본 시스템의 구체적인 구성은 크게 5부분으로 나눌 수 있다.

- (1) 콘버터터
- (2) 인버터터
- (3) 速度 및 電流檢出回路
- (4) 入·出力 인터페이스回路
- (5) 마이크로컴퓨터 시스템과 제어프로그램

그림 1에서 각부분의 기능을 요약하면 다음과 같다. AC공급전압을 콘버터터에 의하여 정류시키고, 리액터L에 의하여 평활시켜 트랜지스터 3相 브리지 인버터터로 DC전압이 공급된다. 트랜지스터 3相 브리지 인버터터에서 3相交流를 PWM 技法에 의하여 정현파를 발생시켜서, 永久磁石型 3相同期電動機를 제어할 수 있도록 구성한다. 또 리졸버에 의하여 동기전동기의 위치 및 속도를 檢出하고, ACCT(AC. Current Transformer)에 의하여 AC電流를 檢출하여 低域필터를 거쳐 入·出力인터페이스回路에 의하여 CPU1(Z80A)마이크로컴퓨터 시스템에 입력된다. 또한 트랜지스터 인버터터의 오동작에 의한 순간단락보호에도 리액터L의 插入은

有效하며, 직류전류를 檢출하여 整流器 및 인버터터를 보호할 수 있도록 한다. 입출력인터페이스 회로의 구성은 Z80A PIO, Z80A CTC, 인텔 8255, 8253, 샘플·홀드(LH 0.023) 및 아날로그 디지털 변환기(ADC 0817) 등과 버퍼 및 제어로직으로 구성되어 있으며 그 기능은 속도, 전류를 검출기로부터 CUP1 마이크로프로세서에 입력시키는 기능과 제어 알고리즘에 따라 演算된 데이터를 콘버터터 전압 제어용 CPU2와 인버터터 주파수 제어용 CUP3의 입력제어신호로 공급하여주는 기능을 한다. 마이크

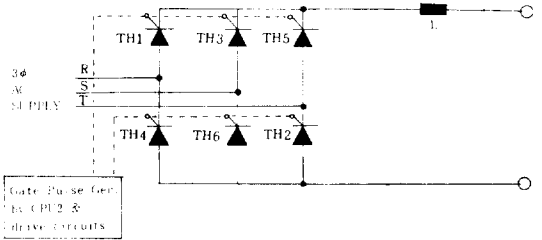


그림2. 콘버터터 회로  
Fig. 2. Converter circuits.

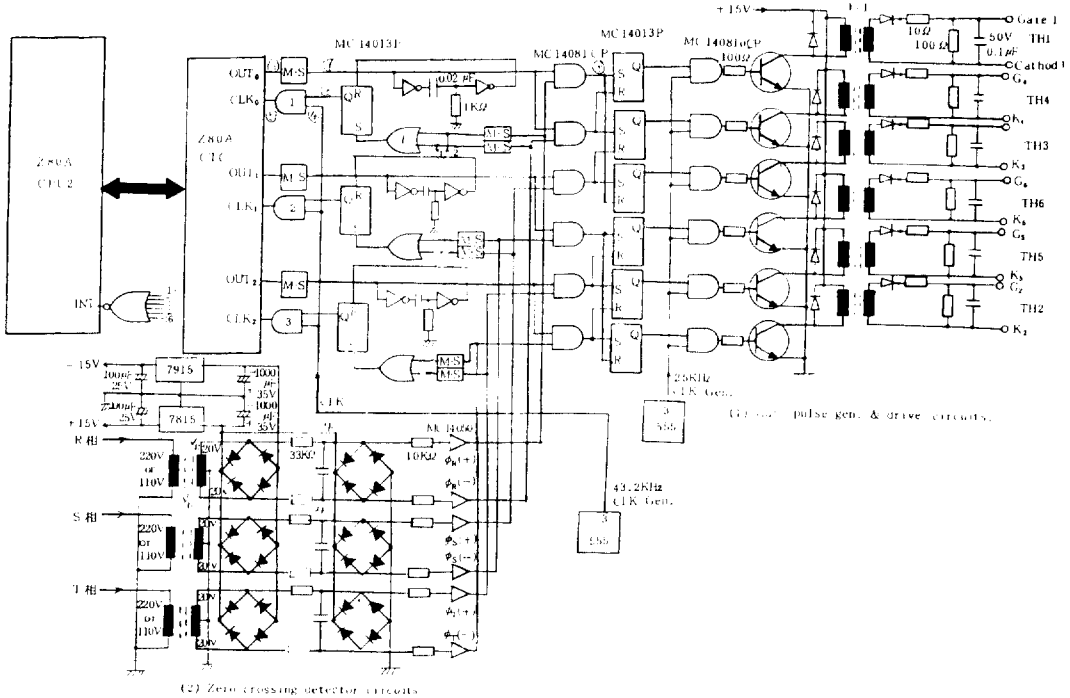


그림3. (a) 콘버터터용 위상제어회로  
Fig. 3. (a) The phase control circuits for converter.

로컴퓨터 시스템은 CPU1, CPU2, CPU3 모두 Z80A CPU와 그 주변디바이스(Peripheral device)로 구성되어 있다.

### 2.1 콘버터

콘버터는 회로의 간결화를 위하여 모듈형(Module type)의 브리지형 정류기를 채용하여 同期電動機 制御에서 V/f가 일정하게 제어할 수 있도록 전압V를 가변할 수 있게한다. 이에 대한 구성도는 그림2와 같다. 다이리스터의 번호는 轉流되는 순서에 따라 부여한다. TH<sub>1</sub>과 TH<sub>4</sub>는 R相에, TH<sub>3</sub>와 TH<sub>6</sub>는 S相에, TH<sub>5</sub>와 TH<sub>2</sub>는 T相에 각각 접속한다. 零點(Zero crossing point) 으로부터 點弧遲延角 α 값을 변화시킴에 따라 콘버터출력직류전압 Vd를 다음식과 같이 변화시킬 수 있다.

$$V_d = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} E \cos \alpha - \frac{3}{\pi} X_c I_d \quad [V] \quad (1)$$

여기서, E는 교류선간전압의 실효치, X<sub>c</sub>는 3相 AC전원의 변압기 누설리액턴스를, I<sub>d</sub>는 직류 전류이다. 그러나 변압기의 효율은 대개 96[%]~99[%]이므로 누설리액턴스를 무시할 수 있다. 누설리액턴스 X<sub>c</sub>를 무시했을 때의 콘버터출력직류전압 Vd는 다음과 같이 점호각 α의 餘弦값에 따라 制御可能함을 알 수 있다.

$$V_d = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} E \cos \alpha \quad [V] \quad (2)$$

#### 2.1.1 位相同期回路와 零點檢出回路

위상동기회로와 영점검출회로는 그림3(a)와 같이 구성되어 있다. 전원트랜스포머(220[V]/20[V])에서 중성점을 기준으로 AC20V 양과전압을 만들고, 브리지다이오드에 의하여 ±15[V]직류전압을 만들어 각 회로전원으로 사용한다. 또 RC적분회로에 의하여 약 15° 위상 지연시킨 후 다시 브리지다이오드를 이용하여 클리핑(Clipping)시켜서 슈미트트리거(Schmit trigger gate)에 의하여 矩形波로 만든다. 여기서 클리핑시키는 것은 슈미트트리거 게이트 입력 신호가 15[V]를 넘지 않도록 하기 위한 것이다. 위의 矩形波와 α값만큼 위상 지연된 CTC출력을 단안정 멀티바이브레이터(MS)회로를 거쳐 出力된 신호와 위상동기시켜 게이트펄스구동회로 입력단자로 입력된다.

여기서 φ<sub>R</sub>(+)는 R相의 陽의 반주기를 矩形波로 한 위상동기신호이며, φ<sub>R</sub>(-)는 R相의 陰의 반주기를 矩形波로 한 위상동기신호이다. S相, T相에서

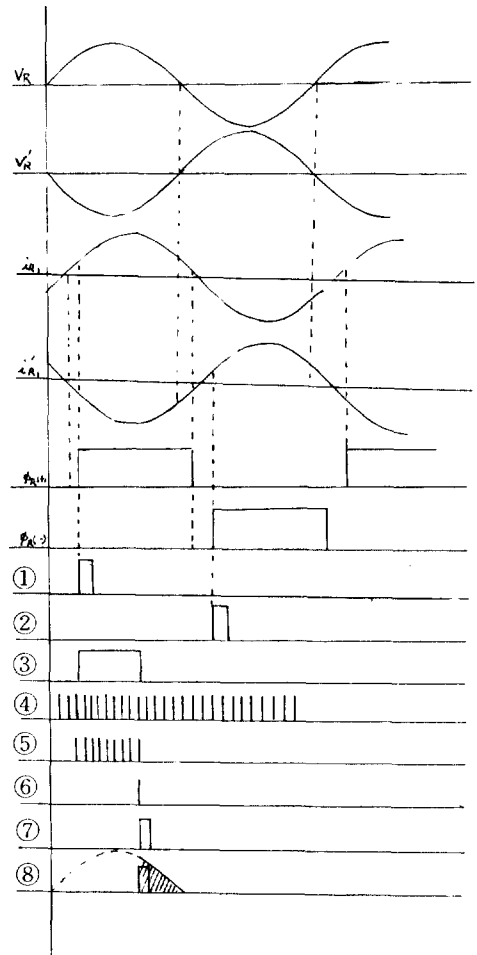


그림3. (b) 각부의 동작파형

Fig. 3. (b) Wave forms of each part.

도 각각 φ<sub>s</sub>(+), φ<sub>s</sub>(-), φ<sub>T</sub>(+), φ<sub>T</sub>(-)가 矩形波로 검출된다. 또, 이 矩形波를 MS를 거쳐 RS-F/F(reset set flip-flop)에 의하여 CTC클럭입력을 ON/OFF시킨다. 이상과 같은 그림3(a)의 동작에서 각부의 파형을 도시하면 그림3(b)와 같다. 점호각 α의 데이터 단위는 8Bits(0~255)로 읽어 들이게 되면, 전기각 1°(60[Hz]에서 46.3[μs]) 단위의 디지털값으로 처리한다.

#### 2.1.2 位相制御回路

위상제어를 위하여 그림3(a)와 같이 Z80A CTC(Counter-timer circuit)와 각종 게이트로 구성되어 있으며, 영점검출회로의 신호와 동기되어 CPU2에서 점호각 α의 값을 8Bit데이터로 해서 CTC에 출력하기만 하면 그 데이터값이 0이 될때까지 카운트다운

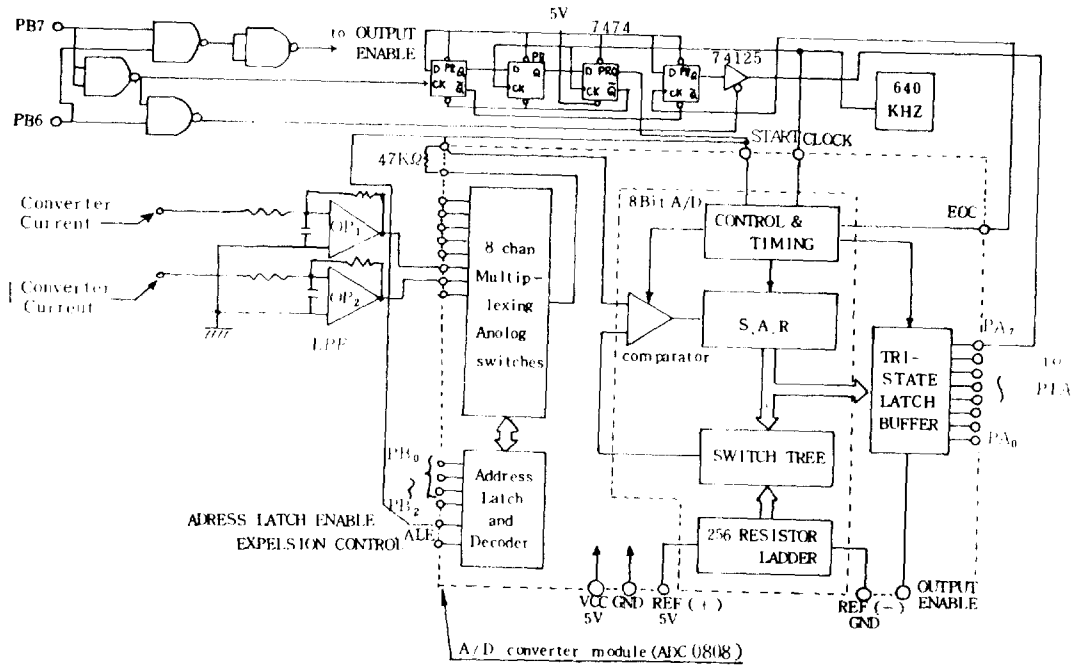


그림4. 콘버터 전류 전압 측정회로.

Fig. 4. The measurement circuit of current and voltage for converter.

(count down)되어 값이 될때 out단자로 게이트펄스가 送出된다. 즉, 다음순서로 동작하게 된다.

(1) CTC를 초기화(initialization)시키고,  $\alpha$ 값에 해당하는 데이터를 CPU2로부터 받아들인다.

(2) CTC를  $\phi_R(+)$ 에 의하여 AND게이트1의 1pin이 H로 되고, CLK은 카운트다운을 시작한다.

(3) 카운트다운이 계속되어 카운터 내용이 0이 되면, out단자로 負펄스가 CLK의 1주기동안 나타나며, 이 펄스폭을 MS(Mono stable or Single shot IC)에 의하여 적절히 조정하여, 25[KHz]에 변조시켜, 다이리스터TH1의 게이트펄스신호로 사용됨과 동시에 CLK입력을 다음의 零點펄스가 나올때까지 AND게이트를 사용하여 블록시킨다. 따라서  $\alpha$ 각만큼(零點으로부터  $\alpha$ 각만큼)지연시켜, 게이트펄스를 발생시킨다.

(4) 제어알고리즘에 의하여  $\alpha$ 값이 수정되면 CLU 2는 CTC에 수정된  $\alpha$ 값에 해당하는 데이터값을 싣고, 이와 같은 사이클스를 반복시킨다.

### 2.1.3 콘버터의 電流測定

아날로그값의 콘버터출력전압, 전류를 디지털값으로 변환시켜서 CPU2에 입력시키기 위하여 그림 4와 같은 A/D변환기를 사용한다. 직류 전류를

측정하기 위해서 콘버터출력에 主回路와 직렬로 挿入한 검출저항으로부터 전류를 전압으로 변환시켜 검출하여, 脈動을 제거시키기 위하여 低域 필터 LPF를 거쳐 A/D변환기의 아날로그 입력측에 가해진다. A/D변환기는 이 값을 8Bit 데이터로 바꾸어 PIA의 A 포트에 읽어들이고, 여기서는 A/D변환기의 아날로그입력측에 아날로그 멀티플렉서(analog multiplexer)가 내장된 ADC 0808 디바이스를 사용한다. 콘버터출력 전압도 抵抗分壓器(shunt)를 통하여 A/D 변환기의 다른 하나의 아날로그 입력으로 가해진다.

### 2.2 인버터

콘버터회로로부터 입력된 직류전압을 3相교류로 변환시킨다. 3 상인버터의 구성은 3개의 모듈형 전력용 트랜지스터로 구성되어 있다. 그 구성은 그림5와 같다.

### 2.3 速度 및 電流檢出回路

#### 2.3.1 速度檢出回路

회전각도를 검출하는 機器로는 리졸버, 싱크로, 포텐쇼미터, 샤프트엔코더(shaft encoder), 로터리엔

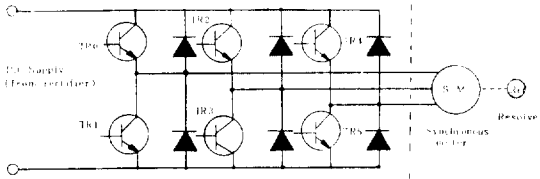


그림5. 인버터와 동기전동기  
Fig. 5. Inverter and synchronous motor.

코더(rotary encoder)등이 있고, 그 중에서 리졸버를 사용한다. 리졸버의 전압방정식은, 회전자위치가  $\theta$ 만큼 고정자권선과 이동되었을 경우, 다음식이 성립된다.

$$E_{R1-2} = K \cdot \{E_{S1-3} \cos \theta + E_{S2-4} \sin \theta\} \quad (3)$$

여기서,  $E_{S1-3}$ 과  $E_{S2-4}$ 는 각각 리졸버의 고정자권선1-3 및 2-4에 인가한 여자전압을 나타내며,  $E_{R1-2}$ 는 리졸버의 회전자권선1-2에 유도된 전압이다. 이때, 전압이  $\theta$ 의 함수로 정확히 변화시키기 위해서는 고정자와 회전자간의 공간자속분포가 정현파가 되도록 하여야 한다. 두고정자권선에 인가되는 전압 $E_{S1-3}$ 과  $E_{S2-4}$ 는 여자전압으로서 각각 식(4)와 식(5)로 된다.

$$E_{S1-3} = V \sin \omega t \quad (4)$$

$$E_{S2-4} = V \cos \omega t \quad (5)$$

이때, 회전자권선  $R_1$ 과  $R_2$ 사이에서 유도되는 전압 $E_{R1-2}$ 는 식(3)으로부터 다음식이 얻어진다.

$$E_{R1-2} = KV \sin(\omega t + \theta) \quad (6)$$

식(6)으로부터 회전자의 회전위치  $\theta$ 는 출력전압의 위상으로 나타남을 알 수 있다. 따라서 리졸버에 의해 永久磁石型同期電動機의 속도를 검출하는 방법은 다음과 같다. 식(6)으로부터 위치변위  $\theta$ 를 알면, 이  $\theta$ 의 미분으로부터 전동기 속도를 구할 수 있다. 전동기 제어용으로 이용될때는 속도가 즉시에 얻어지면 理想의이겠으나, 시간간격사이의 변위 $\Delta\theta$ 를 미소시간  $\Delta t$ 사이에서 변위한 것으로 計測하면,  $\Delta\theta/\Delta t$ 로부터 전동기속도를 구할 수 있다.<sup>8)</sup> 그러나 본 실험에서, 리졸버회전자는 전동기축과 기계적으로 직결되어 있고, 2극 리졸버이므로 전동기 1회전당 리졸버출력파형은 1주기  $T_0$ 를 나타낸다.

따라서 5[KHz]클럭을 타임클럭으로 하여 리졸버의 1주기사이의 타임클럭을 카운트해서 이 카운터값

을 다음 연산으로부터 전동기의 속도를 구한다.

$$N = \frac{C}{T_0} = \frac{C}{1/f_0 \cdot P_n} = \frac{f_0 \cdot C}{P_n} = \frac{3 \times 10^5}{P_n} \text{ [rpm]} \quad (7)$$

여기서 N : 전동기회전수[rpm], C:정수,  $f_0$  : 타이머클럭주파수(5[KHz]),  $P_n$ 는 카운터값이다. 이상의 동작원리로부터 속도계측회로의 신호흐름은 그림6과 같고, 리졸버에 의한 속도계측회로는 그림 7과 같다.

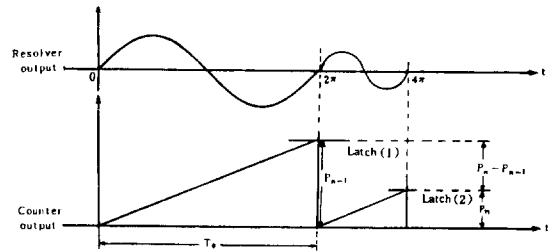


그림6. 리졸버에 의한 속도계측회로의 신호흐름  
Fig. 6. The signal flow for speed measurement circuits by resolver.

### 2.3.2 電流檢出回路

永久磁石型同期電動機는 열에 약하므로 전동기 입력전류를 매 동작사이클마다 검출하여 과전류로부터 보호해야하며, 토오크식으로부터 전동기전류는 토오크에 비례하므로 일정토오크제어분위해서는 전류의 계측이 필요하게 된다. 따라서 아날로그입력(전동기의 각相電流)의 급변과, A/D변환기의 변환속도(Conversion time)를 고려하여 아날로그입력측에 S/H(Sample and hold; LH0023)를 부가시킨다. 이에 대한 회로는 그림9와 같다. 특히 인버터 트랜지스터의 오동작 등에 의한 콘버터터출력의 단락에 대비하여 콘버터터출력에 리액터를 부가했으나, 이는 매우 짧은 시간 동안만 보호가 가능하므로 보다 긴 시간동안 발생하는 단락에 대처하기 위하여 그림8과 같이 과전류보호회로를 부가하여 과전류가 장시간 계속되면 교류입력전압을 차단할 수 있도록 한다.

### 2.4 入·出力인터페이스 回路

먼저 CPU1의 입출력인터페이스 회로는 A/D 변환기의 입력포트와 제어용포트로 인텔의 8255 디바이스를, 콘버터터의 전압제어 명령을 위하여는 Z

80A PIO의 B포트용, 인버터터 주파수지령신호를 주기위하여는 A포트를 사용한다. 또, 리졸버로부터 속도를 계측하기 위하여는 인텔의 8255와 카운터 74LS193를 사용하여 5[KHz]클럭주파수를 인코

리멘탈(incremental) 방식에 의해 입력시킨다. 또한, 데이터드라이브용으로 74LS245를, 어드레스 및 제어버스의 드라이브용으로는 74LS244, 어드레스 디코더에는 74LS138IC를 사용한다. CPU2와 CPU 3

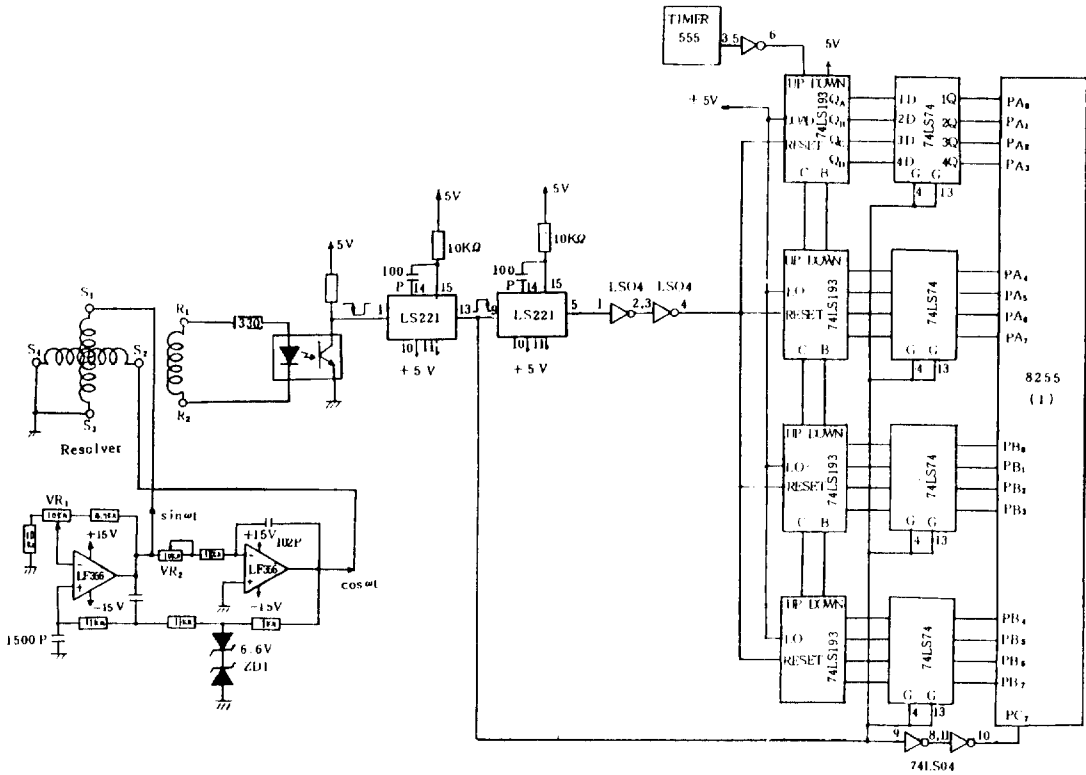


그림7. 리졸버에 의한 속도 계측 회로

Fig. 7. The speed measurement circuits using resolver.

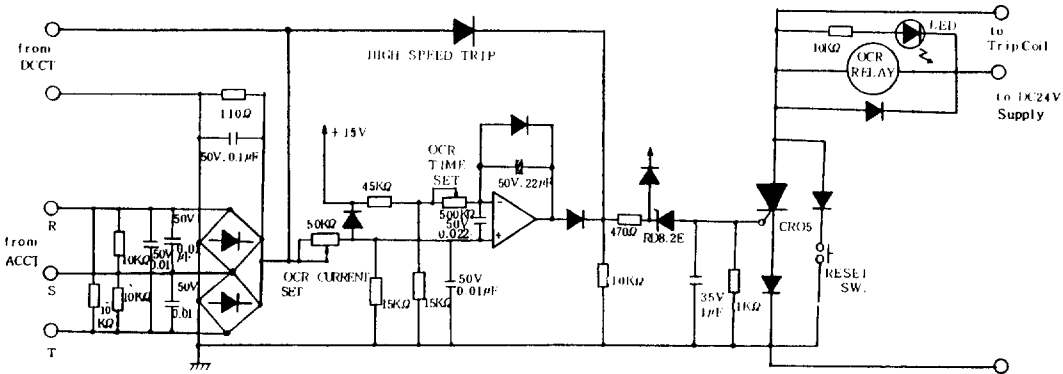


그림8. 과전류 보호회로

Fig. 8. Over current protection circuits.

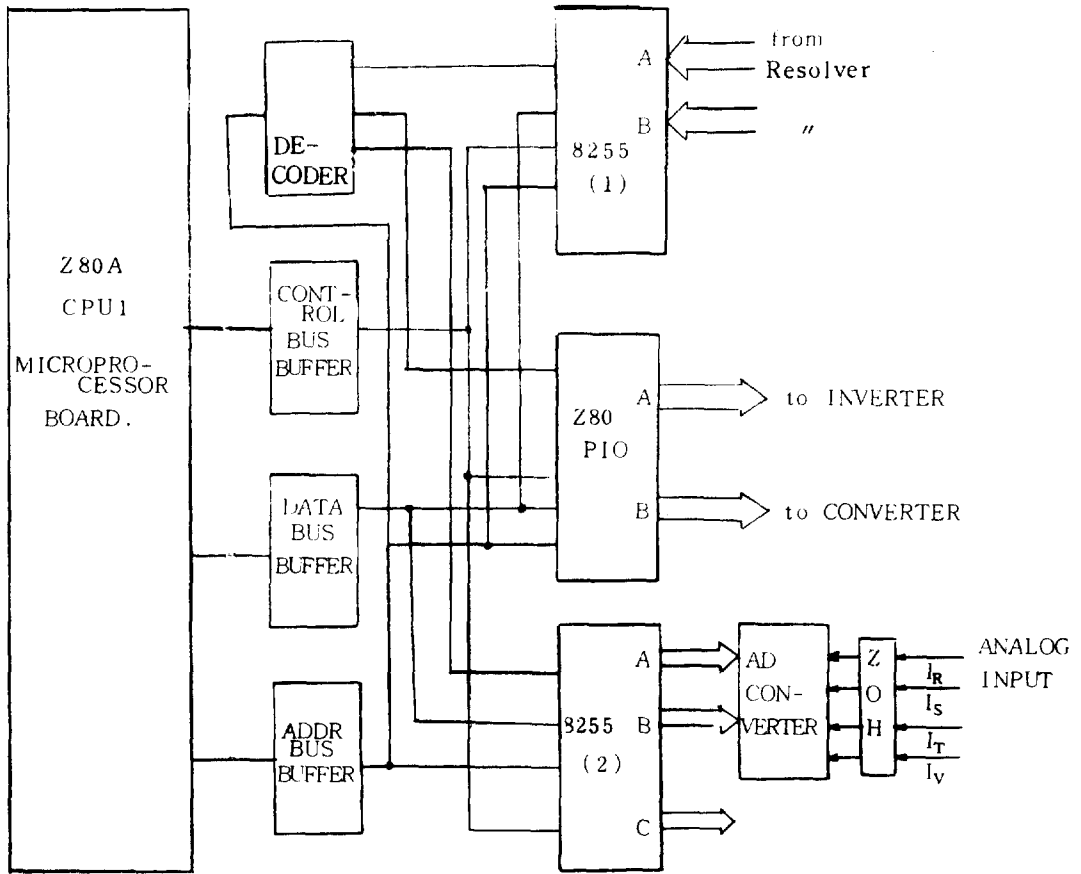


그림9. 임출력 인터페이스 회로와 전류, 속도 계측 회로

Fig. 9. I/O interface circuits and measurement circuits for current and speed.

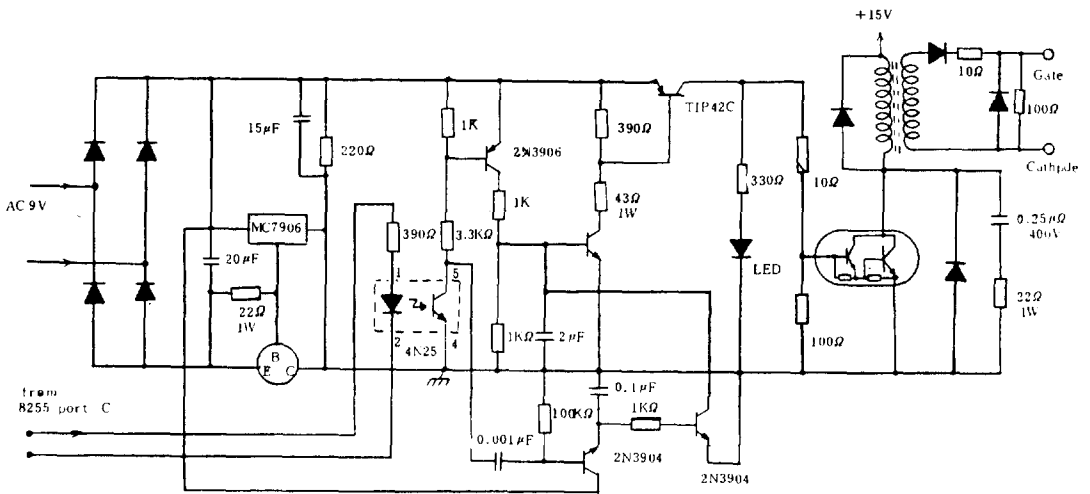


그림10. 콘버터의 펄스 드라이브 회로

Fig. 10. Pulse drive circuits of converter.



의 인터페이스는 Z80A CTC에 의하여 다이리스터 게이트펄스를 발생시켜, 이 신호를 증폭하여야 하며, 이를 위한 펄스드라이브회로는 그림10과 같다. 이 펄스드라이브는 인버터PWM 펄스드라이브에서도 같은 회로를 사용한다. 이때는 단지 펄스트랜스 부분에 파워트랜지스터를 대체하면 된다.

2.5 마이크로컴퓨터 시스템과 제어프로그램

마이크로컴퓨터 시스템은 CPU1보드, CPU2 보드, CPU3보드로 구성되어 있다. 순 시스템프로그램(CPU1用)의 흐름도는 그림11과 같다.

2.5.1 콘버터 제어알고리즘

永久磁石型同期電動機의 토오크식은 다음과 같이 표시된다.

$$T = K\Phi I [N \cdot m] \tag{8}$$

따라서, 속도변동에도 토오크를 일정하게 제어하기 위해서는 전류를 일정하게 하여야 한다. 제어알고리즘은 직류전류  $I_n$ 을 측정해서, 離散化한 差分形의 PI제어알고리즘을 사용해서 점호각  $\alpha_n$ 을 연산하여CTC로 출력하도록 한다.  $M_n$ 을 식(2)의 직류전압에 상당하는 조작용이라 하면, 다음식과 같은 差分形 PI. 制御式이 얻어진다.

$$M_n = M_{n-1} + K_p(I_{n-1} - I_n) + K_i(I_{ref} - I_n) \tag{9}$$

여기서,  $M_n$ 과  $\alpha_n$ 은 다음과 같은 값을 갖는다.

$$-100 \leq M_n \leq 100 \tag{10}$$

$$\alpha = \cos^{-1}(M_n/100) \tag{11}$$

그림9에서 알 수 있는 바와 같이 PB7을 H→L→H로 출력하여 A/D변환기의 SS(Start strobe)를 주어 변환을 개시하도록 한다. 아날로그 멀티플렉서 어드레스지정(PB0~PB2)을 통하여 전류신호를 선택한 후, A/D변환이 끝나기를 기다려, 변환이 끝나면 EOC(end of conversion)신호를 받아 직류 전류데이터를 읽어 들인다. 새로운 데이터를 읽어 들이기 전에 前回の 값을 미리 대피시켜 두어야 한다. 다음에 식(9)의 곱셈등의 연산을 하여  $M_n$ 을 구하고 식(10), 식(11)로부터  $\alpha_n$ 을 계산한다. 여기서 곱셈은 倍精度計算(16Bit 곱셈)을 하여 연산오차를 줄였으며  $\cos^{-1}$ 값의 연산은 연산시간의 단축등을 고려하여 順覽表(Look up table)를 이용하여 구한다. 순람표로부터 구해진 값을 CTC에 출력하고, 전동기 상태의 새로운 값을 입력하여 위와 같은 동작을 반복한다. 이와 같은 구체적인 콘버터의 제어프로그램의 흐름도는 그림12와 같다.

2.5.2 인버터 제어프로그램

인버터 입력데이터를 0~255(8 Bit Data) 까지 변화시켰을 때 인버터의 出力주파수와 出力전압과는 비례관계가 주어지도록 해야 한다. 여기서 인버터 入力데이터를  $u$ 라하고, CPU클럭주파수를  $f_c$ , PWM신호발생프로그램에서 1사이클을 만드는

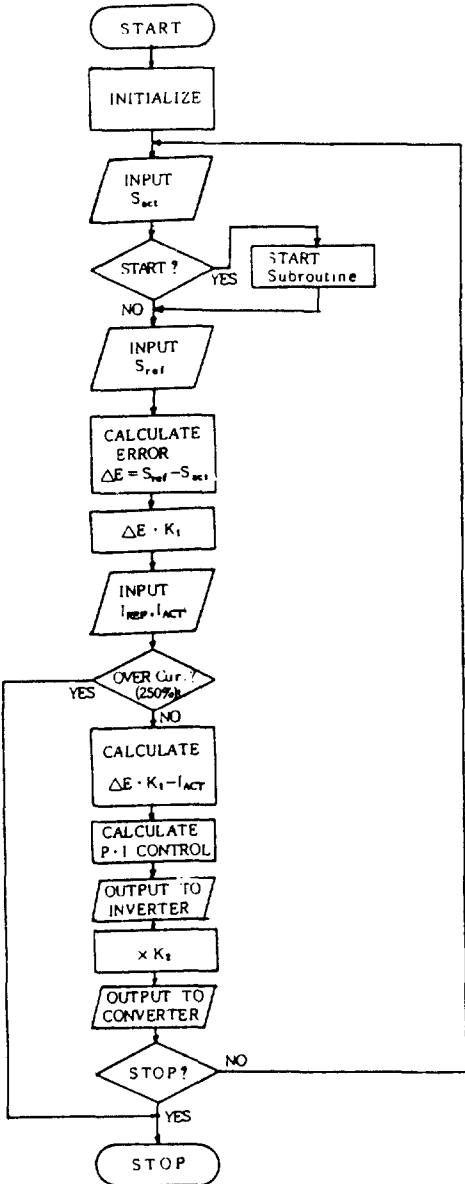


그림11. CPU1 제어프로그램의 흐름도.  
Fig. 11. Flowchart for CPU1 control program.

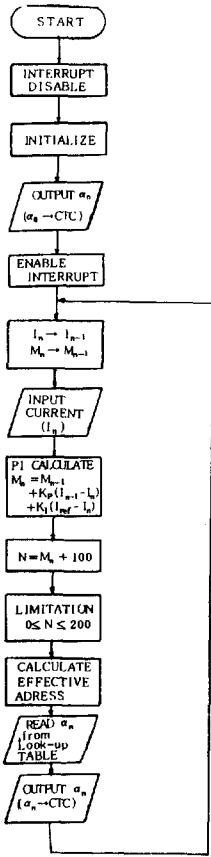


그림 12. 콘버터 제어프로그램의 흐름도

Fig. 12. Flowchart for converter control program

데 소요되는 CPU클럭의 주기 T상태(States)의 수를 T(u)라 하면, 인버터 기본파 출력의 주파수는 다음식으로 주어진다.

$$f = \frac{1}{1\text{ 사이클 수행시간}} = \frac{1}{T(u) \cdot \frac{1}{f_c}} = \frac{f_c}{T(u)} \quad (12)$$

[Hz]

여기서, 인버터 출력주파수의 최대값을 42[Hz] 최소값을 15[Hz]라 하고, fc를 4[MHz] (Z80A CPU 이므로)라 하면 PWM신호발생프로그램의 1사이클 실행에 소요되는 CPU클럭의 주기 T상태의 數 T(u)는 다음 제약을 받는다. 즉, T(u)개의 클럭 주기 내에 PWM신호발생프로그램을 1회 수행하도록 작성해야 한다. 또, PWM제어인버터 출력전류 파형을 정현파로 만들기 위해서는 PWM 제어 인버터 출력전압파형을 만드는 펄스 Z80A PIO 포트B

에서 만들어 주어야 한다. 또, R相 S相 사이의 선간전압을 다음 식(13)과 같이 정현파로 되기 위해서는 R, S, T相전압은 식(14), (15), (16)과 같이 여현파로 되어야 한다.

$$V_{RS} = V_R - V_S = -\sqrt{3} V_m \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right) \quad (13)$$

$$V_R = V_m \cos \omega t \quad (14)$$

$$V_S = V_m \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (15)$$

$$V_T = V_m \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (16)$$

한편 PWM파형을 기본파와 적류성분으로 나누어 나타낸식이 다음과 같다고 한다.

$$V_R' = V_m \cos \omega t + (V_m + B) \quad (17)$$

$$V_S' = V_m \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + (V_m + B) \quad (18)$$

$$V_T' = V_m \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) + (V_m + B) \quad (19)$$

전압의 진폭변화를 펄스폭(時間定數)으로 등가적으로 바꾸어 주어야 한다.

이를 위하여 식(17)~(19)를 이용하여 펄스폭의 시간정수로 계산하는 프로그램을 작성하여 그 실행결과를 나타내면 표1과 같다. PWM신호발생은 다음과 같은 조건하에서 이루어진다는 가정하에서 프로그램을 작성한다.

- (1) 주 1 기당 30개의 펄스를 出力한다.
- (2) 주파수f와 전압의 실효치V는 비례관계에 있다. 즉 V/f를 일정하게 유지할 수 있도록 한다.
- (3) 주파수f는 입력포트에서 15[Hz]~42[Hz]의 범위까지 지령하는 것으로 한다.
- (4) PWM신호를 이용하여, 0.2kw 3相永久磁石同期電動機를 구동하고, 전류는 3.1[A]이하에서 맥동을 수반한 정현파로 한다.

(5) 인버터의 TR0와 TR1, TR2와 TR3, TR4와 TR5는 동시에 동작하는 구간이 있으면 회로의 단락을 유발시켜 TR을 손상시킬 위험이 있으므로 어떤 경우에도 동시에 동작하지 않도록 스위칭상태를 出力시키는 프로그램을 작성한다. 이렇게 하여 얻어진 인버터제어프로그램의 흐름도는 그림13과 같다.

표 1. 정현과 PWM 인버터펄스폭 데이터

Table 1 The pulse width data for sinusoidal PWM inverter.

--EXQ. RESULT--

SYS. CLK. FEQ. [MHZ]=4

NO. OF PWM PULSE=30

PWM FRQ[HZ]=42

RATIO OF PLOT=1

PWM DATA LOOK-UP TABLE DESIGN

I	U	V	W	Flow	h
6	196	59	41	14,8544	198
18	192	79	26	14,8544	198
30	184	99	14	14,8544	198
42	172	119	6	14,8544	198
54	157	139	2	14,8544	198
66	139	157	2	14,8544	198
78	119	172	6	14,8544	198
90	99	184	14	14,8544	198
102	79	192	26	14,8544	198
114	59	196	41	14,8544	198
126	41	196	59	14,8544	198
138	26	192	79	14,8544	198
150	14	184	99	14,8544	198
162	6	172	119	14,8544	198
174	2	157	139	14,8544	198
186	2	139	157	14,8544	198
198	6	119	172	14,8544	198
210	14	99	184	14,8544	198
222	26	79	192	14,8544	198
234	41	59	196	14,8544	198
246	59	41	196	14,8544	198
258	79	26	192	14,8544	198
270	99	14	184	14,8544	198
282	119	6	172	14,8544	198
294	139	2	157	14,8544	198
306	157	2	139	14,8544	198
318	172	6	119	14,8544	198
330	184	14	99	14,8544	198
342	192	26	79	14,8544	198
354	196	41	59	14,8544	198

### 3. 실험 및 결과검토

2 장에서와 같이 시스템을 구성하고, 제어프로그램을 사용해서 실험 시스템을 동작시켰다. 실험에서 사용된 被實驗機의 정격은 다음과 같다.

정격출력 : 0.2[kw], 정격토크 : 7.25[kg·cm],

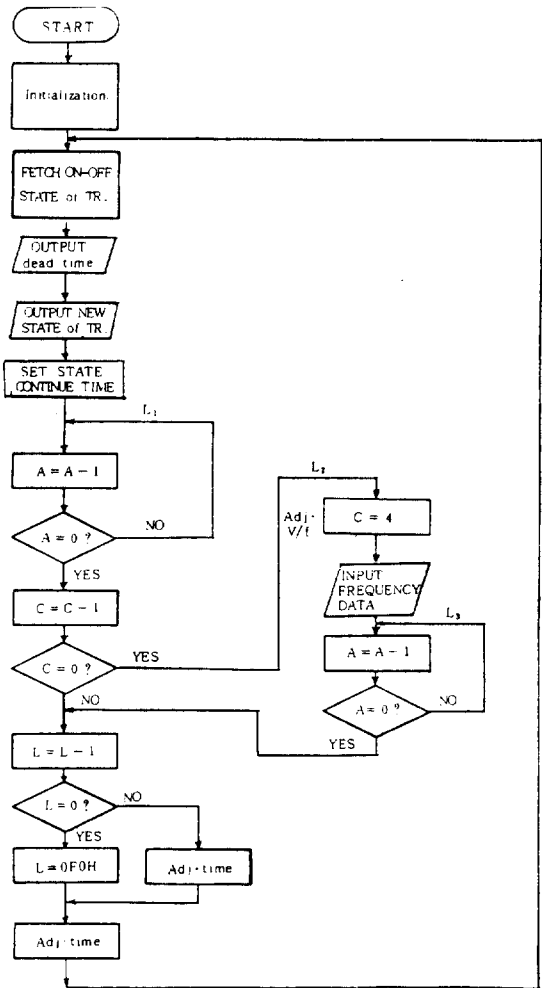
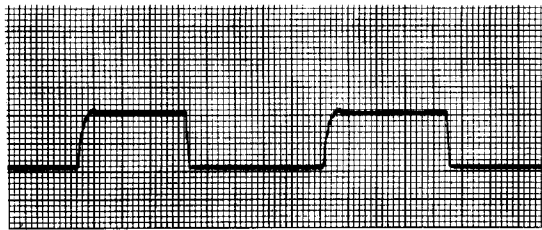


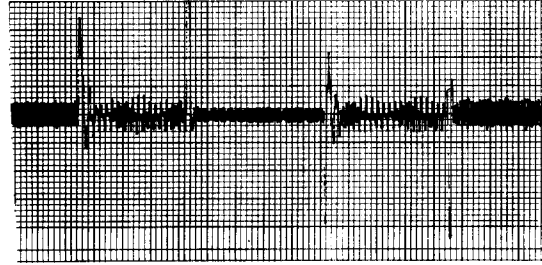
그림 13. 정현과 PWM 제어 프로그램의 흐름도  
Fig. 13. Flowchart for sinusoidal PWM control program.

정격회전수 : 2500[rpm], 정격전압 : 120[V], 정격 전류 : 3.1[A], 순시최대전류 : 360[%], 순시최대토크 : 360[%], 相當저항 : 3.61[Ω], 유도전압 상수 : 0.021[V/rpm], 회전자의 관성모우먼트 : 0.0043 [kg·cm·s<sup>2</sup>], 리플비극수 : 2극.

그림 14는 본시스템의 응답특성을 고찰하기 위하여 속도 및 전류의 단위계단응답을 특성성을 나타낸 것이다. 이 과정에서 알 수 있는 바와 같이 2000[rpm]에서 2000[rpm]까지 약 80[ms] 소요되는 빠른 응답을 얻었다. 오버슈트(약 10[%])는 약 40[ms] 후에 안정하게 되었다. 따라서 매우 빠른 응답특성을 얻을



5A  
E INSTRUMENTS CORP.



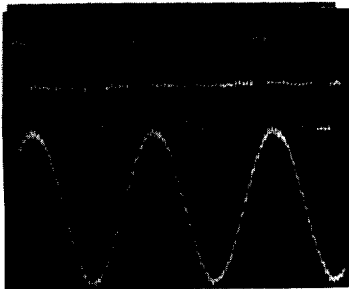
(a) 200[rpm/div] (b) 1[A/div] 40[ms/div]

그림 14. 시스템의 단위계단응답

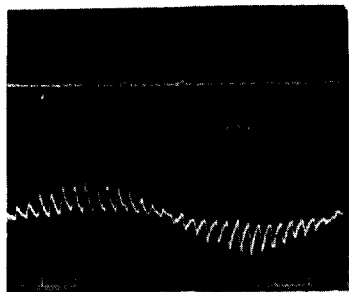
Fig. 14. Unit step response of the system.

수 있었다. 그리고 정현파 PWM인버터의 1주기에 30펄스로 구동하고, 인버터 입력  $u$ 는 1~256까지 변화되어, 주파수와 전압이 제어된다. 이때, 30[Hz]일때의 파형은 그림15와 같다. 여기서 (u)는 인버터출력의 전압파형을 나타내고, (d)는 전류파형을 나타낸다. 또 전류파형을 비교하기 위하여 인버터의 1주기에 PWM파형의 펄스수를 2펄스로 구동했을 경우에 인버터출력의 전압 전류파형은 그림16(a)와 같고, PWM파형의 1주기의 펄스수를 14펄스로 했을 경우의 인버터출력의 전압·전류파형은 그림16(b) 같다. 여기서 그림15의 전류파형과 그림16의 전류파형을 서로 비교하여보면 그림15의 전류파형이 현저하게 개선되었음을 알 수 있다.

그리고 정현파 PWM인버터를 사용하여 설정 전류를 파라미터로 하여 발생토오크와 회전속도와의 관계를 나타내면, 그림17(a)와 같다. 여기서, 설정 전류를 1[A], 2[A], 2.5[A], 3[A]로 변화시켰을 때 동기전동기의 발생토오크는 각각 전류값에 비례하여 증가되고 있다는 것을 알 수 있다. 그러나 설정전류값을 상승시키면, 회전속도의 증가에 따라 토오크의 감소율이 크게됨을 알 수 있다. 이 원인



(a) 30[Hz]일때,  
Ver. : 100[V/div]  
1[A/div],  
Hor. : 10[ms/div]

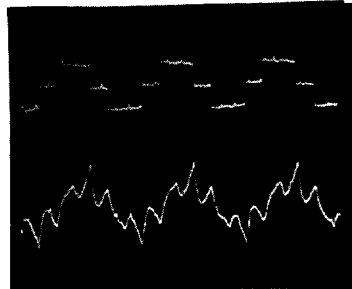


(b) 20[Hz]일때,  
Ver. : 100[V/div]  
2[A/div],  
Hor. : 5[ms/div]

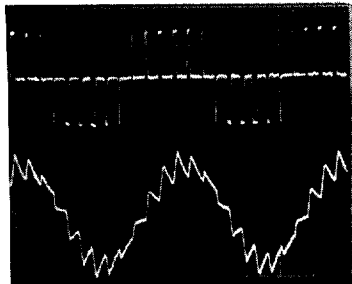
그림 15. 정현파 PWM제어 인버터의 출력파형  
(상) 전압파형  
(하) 전류파형

Fig. 15 The waveform for sinusoidal PWM inverter.

- (u) voltage waveform
- (d) current waveform.



(a) 1 주기가 2[pulse]일때,  
Ver. : 100[V/div]  
2[A/div],  
Hor. : 5[ms/div]



(b) 1 주기가 14[pulse]일 때  
Ver. : 100[V/div]  
2[A/div],  
Hor. : 5[ms/div]

그림 16. 인버터 출력파형  
(상) 전압파형 (하) 전류파형

Fig. 16. Inverter output waveform.

- (u) voltage waveform
- (d) current waveform

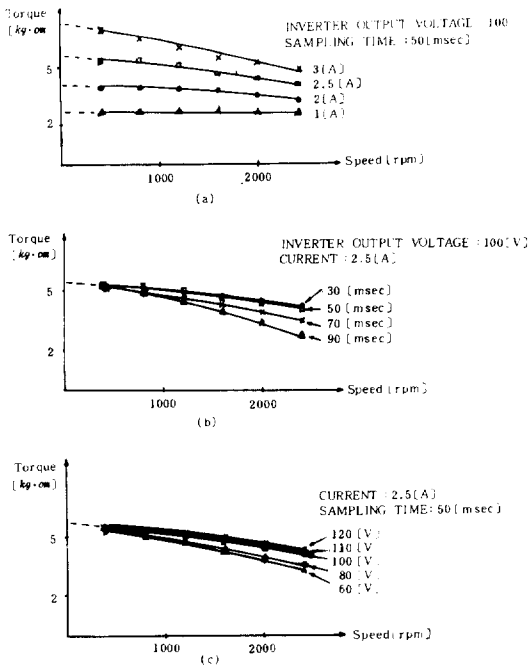


그림 17. 토오크—속도 특성  
 Fig. 17. Torque-speed performance for this system.

을 규명하기 위하여 샘플링시간과 인버터직류전압  $V_d$ 를 제어변수로 해서 실험하였다. 그림17(b)는 직류설정값과 인버터전압을 일정하게 하여두고, 샘플링시간을 변화시키면서 회전수에 대한 발생토오크를 계측한 것이다. 이 결과로부터, 샘플링시간을 줄여서 50[msec]이하로 하여야 비로소 實電流에 상응하는 토오크가 발생됨을 알 수 있다. 즉, 그림 17(a)와 그림17(b)를 비교하여 보면, 그림17(a)에서 인버터출력전압 $V_d$ 를 100[V], 전류를 2.5[A] 샘플링시간 50[msec]일때 토오크—속도특성곡선과, 그림 17(b)에서  $V_d=100[V]$ , 전류 2.5[A]로, 일정하게 유지시키면서, 샘플링시간만 90[msec], 70[msec], 50 [msec], 30[msec]로 변화시켜가면서, 토오크를 계측한 결과, 샘플링시간이 50[msec] 이하에서는 그림 17(a)의 토오크—속도특성과 같게되지만, 샘플링시간을 70[msec]이상에서는 전압·전류의 값이 동일한 조건하에서도, 토오크가 감소됨을 알 수 있고, 그리고 샘플링시간을 30[msec]로 줄여도 더이상 토오크는 크게 향상되지 않는것을 알 수 있다. 그림17 (c)는 전류값을 2.5[A]로, 샘플링시간을 50[msec]로 일정하게 유지시키면서, 인버터전압을 변화시켜

가면서, 발생토오크를 계측할 결과이다. 이 결과로부터, 인버터전압을 60[V]에서 120[V]까지 변화시켰을 때, 60[V]에서 100[V]사이의 발생토오크가 조금씩 향상되지만 100[V]에서 120[V]사이의 거의 일정하게 되는것은 알 수 있다. 결국, 인버터 전압과 샘플링시간을 적절히 조절하면(인버터 전압을 100[V]이상으로 높이고 샘플링시간을 50[msec] 이하로 짧게 하면), 회전속도에 관계없이 거의 일정토오크를 얻을 수 있다는 결과를 얻었다.

#### 4. 結 論

마이크로프로세서에 의하여 永久磁石同期 電動機의 제어에 있어서 3 개의 CPU를 사용하여 제어특성이 우수한 제어시스템을 提案하였다. CPU2에 의하여 제어되는 콘버터는 그 전류의 계단응답이 양호한 결과를 얻었고, CPU3에 의하여 제어되는 인버터는 V/f특성이 일정하여 일정토오크운전이 가능함을 확인할 수 있었다. 그리고 CPU1에 의한 제어는 전시스템의 제어업무를 부여하여 빠른 速度應答特性을 얻을 수 있었다. 본 논문의 주요 특징을 요약하면 다음과 같다.

- 1) 인버터전압과 주파수의 비를 일정하게 유지하도록 제어프로그램을 작성한 결과, 일정토오크특성을 얻을 수 있었다. 아울러 콘버터 출력전압의 향상과 샘플링시간을 줄임으로써 전동기속도에 관계없이 거의 일정한 토오크특성을 얻을 수 있었다.
  - 2) 정현파 PWM기법에 의하여 전류파형이 정현파에 근접하는 우수한 인버터 구동특성을 얻을 수 있었다.
  - 3) CPU3개를 사용하여 빠른 속도응답특성을 얻을 수 있었다.
  - 4) 과전류보호를 위한 고속의 보호회로를 고안했고, 좋은 신뢰성을 보였다.
- 이상과 같은 결과에서 영구자석·동기전동기의驅動을 마이크로프로세서를 사용하여 효과적으로 실현하였다. 따라서, 이 방법에 의해 AC서보전동기구동 또는 무정류자전동기의 구동에 앞으로 도움이 되리라 생각된다.

本 論文은 1984年度 문교부학술연구조성비에 의하여 이루어진 연구이며 이에 감사드립니다.

#### 參 考 文 獻

1) M.A. Raham and T.A. Little, "Dynamic Per-

- formance Analysis of Permanent Magnet Synchronous Motors”, IEEE Transaction on Power Apparatus and System, Vol. PAS-103, No. 6, June 1984, pp.1277~1282.
- 2) FUMIO HARASHIMA, et al., “Stability Analysis of Constant Margin-Angle Controlled Commutatorless Motor”, IEEE Tran. Ind. Appl. Vol. IA-19, No. 5. Sept./Oct. 1983, pp.708~716.
  - 3) Gordon R. Slemon, et al., “Controlled-Power-Angle Synchronous Motor Inverter Drive System”, IEEE Tran. Ind. Appl. Vol IA-9, No. 2, Mar./Apr. 1973, pp. 216~219.
  - 4) Shoji Nishikata, et al., “Dynamic Performance Analysis of Self-Controlled Synchronous Motor Speed Control System,” IEEE. Tran. Ind. Appl. Vol. IA-18, No. 3, May/June, 1982, pp. 205~212.
  - 5) Hoang Le-Huy, et al., “A Self-Controlled Synchronous Motor Drive Using Terminal Voltage System”, IEEE. Tran. Ind. Vol. IA-18, No. 1, Jan./Feb. 1982, pp. 46~53.
  - 6) 高田 幸典, 他, “電流制御形 インバータ による永久磁石同期電動機の  $i_q$  制御”, 日本電氣學會 全國大會 講演論文集, 昭和 59年, pp.652~653.
  - 7) 黒良, “シゾルバ/アナログ速度變換回路”, 日本電氣學會 全國大會 566, 昭和 59年.
  - 8) 多摩川精機, “モータ制御用 検出器”, Manual.