

공沸騰에 있어서 液體溫度가 核沸騰特性에 미치는 영향에 關한 研究

```

C      TEMPERATURE OF OUTER SURFACE(T(L)=23.6'C)
      DIMENSION T(11),P(11),Q(11),A(11),B(11),C(11),D(11)
      N=11
      DLL=0.0002
      DX=0.00002
      RO=8250.
      CP=0.11
      AK=10.8
      AKX=AK/DX
      DO 100 I=1,31
      READ*,QG,QWMX,Y
      SC=QG
      SP=0.
      T(N)=Y
      QLMM=0.
      A(N)=AKX-SP*DX/2.
      B(N)=0.
      C(N)=AKX
      D(N)=-QLMM+SC*DX/2.
      A(1)=AKX-SP*DX/2.
      B(1)=AKX
      C(1)=0.
      D(1)=QWMX+SC*DX/2.
      DO 200 LL=2,N-1
      A(LL)=2.*AKX-SP*DX
      B(LL)=AKX
      C(LL)=AKX
      D(LL)=SC*DX
200    CONTINUE
      P(N)=C(N)/A(N)
      Q(N)=D(N)/A(N)
      DO 300 J=1,N-2
      LL=N-J
      P(LL)=C(LL)/(A(LL)-B(LL)*P(LL+1))
      Q(LL)=(D(LL)+B(LL)*Q(LL+1))/(A(LL)-B(LL)*P(LL+1))
300    CONTINUE
      DO 500 J=1,N-1
      JJ=N-J
      T(JJ)=(T(JJ+1)-Q(JJ+1))/P(JJ+1)
500    CONTINUE
      WRITE(6,600)QG,QWMX,T(N),T(1)
600    FORMAT(/,5X,'QG=',E10.4,3X,'QWMX=',E10.4,3X,
*      'T(N)=' ,E10.4,3X,'T(1)=' ,E10.4)
100    CONTINUE
      STOP
      END

```

마이크로프로세서와 INVERTER에 의한 同期電動機의 驅動에 관한 研究

A Study on the Synchronous Motor Drives Using
Microprocessor and Inverter

金 炳 瑄

Byeong-Seon Kim

目 次 >

Abstract

記號說明

1. 序 論
 2. 同期電動機의 理論
 - 2.1 基本 原理
 - 2.2 出力과 토크
 3. 系統의 構成 및 制御方式
 - 3.1 系統의 構成
 - 3.2 制御方法
 - 3.3 하드웨어의 構成
 - 3.4 소프트웨어의 構成
 4. 實驗 및 結果
 - 4.1 實驗裝置
 - 4.2 實驗結果
 5. 結 論
- 參考文獻

ABSTRACT

With the recent advances of power transistors and micro-processors, it has become possible to design the variable voltage variable frequency (VVVF)- pulse width modulation (PWM) inverters for variable speed control of the synchronous motor.

In this paper, a microprocessor based control system, which uses a new equal PWM technique by 2-3 phase (12 step/revolution) feeding method, is presented. It makes to reduce sharply the stepping tendency under low speed because of only 30° revolution a step and 12 steps a revolution.

All the signal processing, including modulation of the inverter is performed by software except the simple interface circuits for communication between microprocessor and inverter drive circuits. Hence, the power transistor inverter has been designed to operate a motor.

With this system, the synchronous motor was driven by PWM wave with constant torque output below the rated motor speed and by square wave with constant power output over the rated motor speed. And the characteristic of voltage-frequency ratio, the voltage and current waveforms etc. were checked under no load condition.

記 號 說 明

- a : constant period for a pulse (state; cpu clock period)
 B_1 : a variable for pulse-on (state)
 B_2 : a variable for pulse-off (state)
 c : capacitance (F)
 E_q : quadrature component of excitation voltage (V)
 F : synchronous speed of motor (Hz)
 F_a : actual speed of motor (Hz)
 F_P : frequency of power transistor switching (Hz)
 I : stator-phase current (A)
 I_d : direct-axis component of I (A)
 I_q : quadrature-axis component of I (A)
 I_f : field current (A)
 L : inductance (H)
 L_q : quadrature-axis component of L (H)
 M_f : mutual inductance between field and stator (H)
 N_P : number of pulse-on-off per revolution
 N_{Ps} : number of pulse-on-off per step (step=1/12 revolution)
 P_i : input power (W)
 P_o : output power (W)
 r : stator resistance (Ω)
 T : a revolution period (sec)
 t_{ck} : cpu clock period (1 state) (sec)

T_o	: output torque	(N·M)
t_{on}	: a pulse-on period	(state)
t_{off}	: a pulse-off period	(state)
T_s	: a step period	(sec)
T_i	: a revolution period	(state)
V	: stator terminal voltage	(V)
V_d	: direct-axis component of V	(V)
V_L	: line voltage	(V)
V_{RO}	: phase voltage of phase R	(V)
V_{RT}	: line voltage between phase R and phase T	(V)
V_q	: quadrature-axis component of V	(V)
X	: constant period for pulse-on	(state)
X_d	: direct-axis component of stator reactance	(Ω)
X_q	: quadrature-axis component of stator reactance	(Ω)
Y	: constant period for pulse-off	(state)
Z	: a step period	(state)
δ	: torque angle	(rad)
\emptyset	: phase angle	(rad)
ω	: stator angular frequency	(rad/sec)
ω_s	: synchronous speed of motor	(rad/sec)

이를 실행하기 위해 마이크로프로세서와의 인터페이스 회로를 가장
 필요한 것만 설계하고 等幅펄스의 作成을 모두 프로그램에 의해 처
 리함으로써 하드웨어 부분을 많이 줄일 수 있게했다.

프로그램은 定格周波數 이하에서 정토포크運轉을 하게 하고 스텝

1. 序 論

同期電動機는 定速度 驅動을 한다는 것과 力率이 良好하며 誘導電動機에 비해 空隙을 크게 할 수 있다는 등의 여러 장점이 있으나 自己起動을 할 수 없는 점과 周波數 變換의 어려움으로 서보모터용으로 使用되지 못하였다. 그러나 마이크로프로세서를 이용하여 同期速度의 式에서 周波數調整에 의해 自己起動 및 速度調整을 可能하게 하며 동시에 電壓을 調整하여 可變電壓, 可變周波數 方式으로 용이하게 電壓一周波數比를 일정하게 할 수 있게 되었다.

可變速 運轉을 위한 可變電壓-可變周波數 전원장치중 가장 많이 사용되는 正弦波變調方式(Sinusoidal PWM)은 電動機의 토오크 脈動率을 작게하고 低次高調波 成分을 제거¹⁾ 할 수 있어 效率的인 運轉을 할 수 있는 장점을 가지고 있다. 그러나 制御回路가 複雜하여 雜音에 의한 影響과 論理素子の 誤動作등을 誘發할 기회가 많아진다. 이에 대해 等幅變調方式(Equal PWM)을 사용하여 하드웨어를 간결히 하고 高調波를 抑制하거나 輕減시키는 方法²⁾³⁾ 등의 研究가 보고되고 있으며 또한 이들 變調方式을 組合하여 사용하는 方式⁴⁾⁵⁾ 들도 나와 있다.

본 研究에서는 等幅變調方式을 사용하여 인버터 회로에 있는 파워 트랜지스터의 베이스에 가해지는 펄스 신호폭을 加減함으로써 周波數變換을 하여 速度를 制御한다. 定格周波數 이하에서는 PWM 驅動, 그 이상에서는 矩形波 運轉을 시도한다.

2. 同期電動機의 理論

2.1. 基本原理

T_o	: output torque	(N·M)
t_{on}	: a pulse-on period	(state)
t_{off}	: a pulse-off period	(state)
T_s	: a step period	(sec)
T_t	: a revolution period	(state)
V	: stator terminal voltage	(V)
V_d	: direct-axis component of V	(V)
V_L	: line voltage	(V)
V_{Ro}	: phase voltage of phase R	(V)
V_{RT}	: line voltage between phase R and phase T	(V)
V_q	: quadrature-axis component of V	(V)
X	: constant period for pulse-on	(state)
X_d	: direct-axis component of stator reactance	(Ω)
X_q	: quadrature-axis component of stator reactance	(Ω)
Y	: constant period for pulse-off	(state)
Z	: a step period	(state)
δ	: torque angle	(rad)
\emptyset	: phase angle	(rad)
ω	: stator angular frequency	(rad/sec)
ω_s	: synchronous speed of motor	(rad/sec)

1. 序 論

同期電動機는 定速度 驅動을 한다는 것과 力率이 良好하며 誘導電動機에 비해 空隙을 크게 할 수 있다는 등의 여러 장점이 있으나 自己起動을 할 수 없는 점과 周波數 變換의 어려움으로 서보모터용으로 使用되지 못하였다. 그러나 마이크로프로세서를 이용하여 同期速度의 式에서 周波數調整에 의해 自己起動 및 速度調整을 可能하게 하며 동시에 電壓을 調整하여 可變電壓, 可變周波數 方式로 용이하게 電壓一周波數比를 일정하게 할 수 있게 되었다.

可變速 運轉을 위한 可變電壓-可變周波數 전원장치중 가장 많이 사용되는 正弦波變調方式(Sinusoidal PWM)은 電動機의 토오크 脈動率을 작게하고 低次高調波 成分을 제거¹⁾ 할 수 있어 效率的인 運轉을 할 수 있는 장점을 가지고 있다. 그러나 制御回路가 複雜하여 雜音에 의한 影響과 論理素子の 誤動作등을 誘發할 기회가 많아진다. 이에 대해 等幅變調方式(Equal PWM)을 사용하여 하드웨어를 간결히 하고 高調波를 抑制하거나 輕減시키는 方法²⁾³⁾ 등의 研究가 보고되고 있으며 또한 이들 變調方式을 組合하여 사용하는 方式⁴⁾⁵⁾ 들도 나와 있다.

본 研究에서는 等幅變調方式을 사용하여 인버터회로에 있는 파워 트랜지스터의 베이스에 가해지는 펄스 신호폭을 加減함으로써 周波數變換을 하여 速度를 制御한다. 定格周波數 이하에서는 PWM 驅動, 그 이상에서는 矩形波 運轉을 시도한다.

당 60° 씩 단계적으로 回轉하며, 1回轉을 하는데 6스텝이 必要하게 된다. 스텝당 60° 씩 回轉을 하게 되면 高速에서는 큰 問題가 없으나 低速이 될 때는 脈動現狀을 두드러지게 나타내므로 低速運轉이 곤란하게 된다. 본 研究에서는 低速에서의 이러한 현상을 줄이기 위해 스텝당 30° 씩 回轉하도록 하는 方法을 고안하여 보았는데 그 原理圖는 Fig.2-2와 같다.

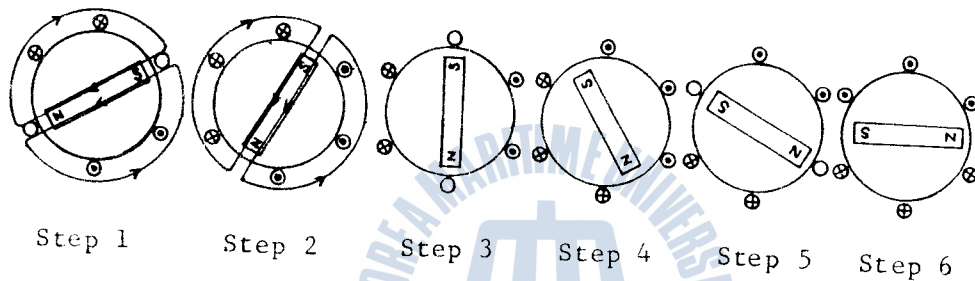


Fig.2-2. Step Diagram of 2-3 Phase 12 Step method

Fig.2-2는 12스텝중 6스텝만 나타낸 것이고, 스텝 1, 2는 자속의 분포곡선을 포함한 것이다. 스텝 1,3,5의 경우는 3상중 2상만 電流가 흐르는 경우인데 회전자가 각각 60°의 差를 두고 있다. 스텝 2,4,6의 경우는 3상 모두에 電流가 흐르는 경우로 역시 회전자가 각각 60°의 差를 두고 있다. 이 두 方式을 組合해 고대로 사용하면 스텝당 30°의 回轉이 이루어 진다는 것을 알 수 있다. 스텝 1-3-5의 상우를 편의상 2상 6스텝 方式, 스텝 2-4-6의 상우를 3상 6스텝 方式, 두가지의 組合方式을 2-3상 12스텝 方式이라 稱하기로 한다.

2.2. 出力과 토오크式

3相 突極型 同期電動機에서 界磁電流가 일정하고 電機子 電流도 일정한 安定狀態에 있다할 때 電壓, 電流의 한 相에 대한 벡터線圖를 구하기 위해 dqo 變換法⁸⁾을 使用하면

벡터 $\mathbf{I} = I_d + jI_q$

$\mathbf{V} = -V_d + jV_q$

이때 $V_d = X_q I_q - r I_d$, $V_q = r I_q + X_d I_d + E_q$ (2.1)

$\mathbf{E} = JE_q = j\omega M_f I_f$

그러므로 $\mathbf{V} = \mathbf{E} + r\mathbf{I} + jX_d I_d - X_q I_q$ (2.2)

이들 式⁹⁾에 의해 벡터선도를 그려보면 다음과 같다.

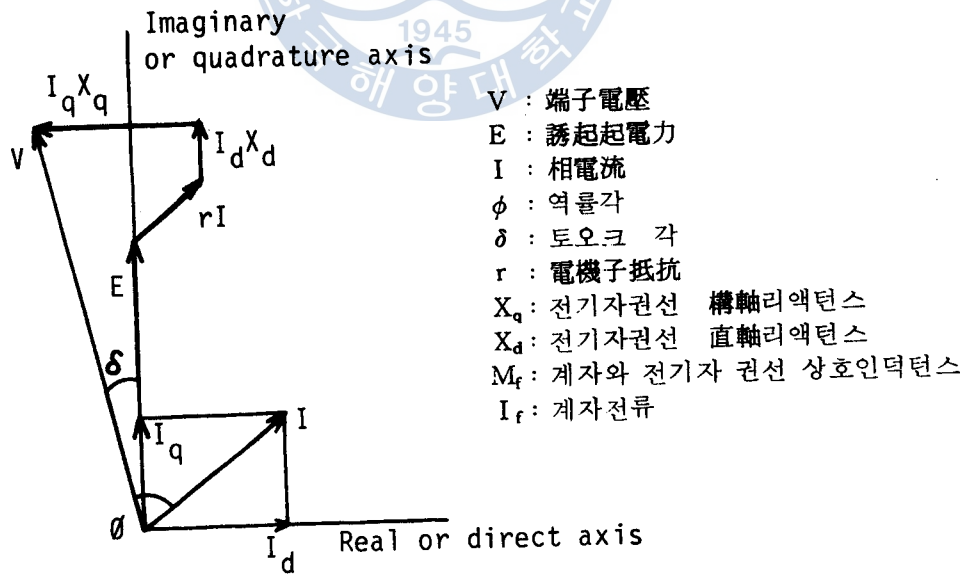


Fig.2-3. Vector Diagram of Synchronous Motor

마이크로프로세서와 INVERTER에 의한 同期電動機의 驅動에 관한 研究

여기서 한 相에 대한 入力, 出力電力을 표시하면 入力 $P_i = VI \cos\phi$, 出力 $P_o = EI_q$ 로 되며 式 2.1에 의해 $V_d X_d + V_q r = I_q \times (r^2 + X_d X_q) + rE_q$

$$\begin{aligned} \text{그러므로 } I_q &= (V_q r + V_d X_d - rE_q) / (r^2 + X_d X_q) \\ &= \{r(V_q - E_q) + V_d X_d\} / (r^2 + X_d X_q) \dots\dots\dots (2.3) \end{aligned}$$

$$\text{또한 } I_d = \{(V_q - E_q)X_q - rV_d\} / (r^2 + X_d X_q) \dots\dots\dots (2.4)$$

$$\begin{aligned} \text{여기서 } V_d &= V \sin\delta, V_q = V \cos\delta \\ V_d^2 + V_q^2 &= V^2, V_d V_q = V^2 \cos\delta \sin\delta = \frac{V^2}{2} \end{aligned}$$

$$\text{따라서 } P_o = EI_q = \{EV(r \cos\delta + X_d \sin\delta) - rE^2\} / (r^2 + X_d X_q) \dots\dots\dots (2.5)$$

誘起起電力 $E = \omega M_f I_f$ 이므로 계자전류 I_f 가 일정하면 E 역시 일정하고 V 값 또한 일정한 狀態이므로 P_o 는 δ 만의 함수이다. 토오크角 δ 에 대해 최대출력은

$$\frac{dP_o}{d\delta} = EV(X_d \cos\delta - r \sin\delta) / (r^2 + X_d X_q) = 0 \text{의 條件을 만족해야 하}$$

$$\text{므로 } X_d \cos\delta = r \sin\delta$$

$$\tan\delta = X_d / r$$

즉 $\delta = \tan^{-1} \frac{X_d}{r}$ 일때 최대출력이 나온다.

본 研究에 있어서는 낮은 周波數 영역에서 PWM실시에 의해 電動機의 누설리액턴스 값이 낮아지지 않으므로 권선저항(r)의 影響을 무시한다면 式 2.5에서 出力 P_o 는

$$P_o = \frac{EVX_d \sin\delta}{X_d X_q} = \frac{EV \sin\delta}{X_q} \quad [\text{Watt/相}] \dots\dots\dots (2.6)$$

이고 이때 토크 T_o 는

$$T_o = \frac{EV \sin\delta}{\omega_s X_q} \quad [\text{N} \cdot \text{M}] \dots\dots\dots (2.7)$$

단, ω_s 는 同期角速度(rad/sec)



3. 系統의 構成 및 制御方式

3.1. 系統의 構成

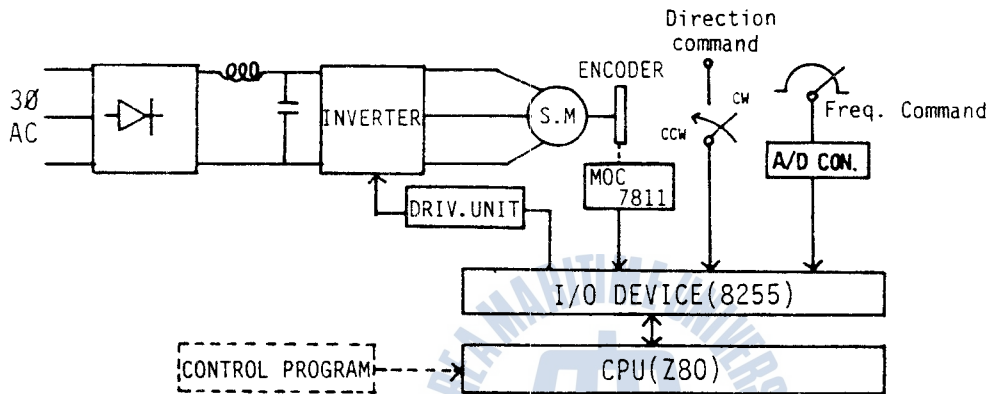


Fig.3-1 System Schematic Diagram

본 研究의 시스템은 入出力 장치로서 인텔社의 8255 와 8 비트 CPU로서 Z-80 및 기타 素子들이 사용되고 있는데 Fig.3-1에서와 같이 크게 인버터부와 驅動部 및 마이크로프로세서 보호를 위한 接地分離回路, 速度制御部, 入出力(I/O) 인터페이스回路등의 하드웨어와 制御프로그램의 소프트웨어로 構成되어 있다.

이중 인버터부는, 3상 交流를 三相 全波整流器를 거쳐서 직류로 變換시킨후 驅動部에서 신호를 받아 驅動되는 파워트랜지스터로 구성된다.

驅動部 및 접지분리회로는 CPU에서 나오는 제어신호를 인버터부에 보내는 역할을 하는데 인버터부의 서어지電壓등으로 부터 인터페이스회로나 마이크로프로세서를 보호하기 위해 옵토커플러(Opto coupler)에 의해 分離되어 진다.

速度制御部는 速度指令, 회전방향지시, 속도검출 세가지의 기능을 갖고 있다. 속도지령은 A/D變換器에 의해 可變抵抗의 出力 신호가 디지털 신호로 바뀌어 마이크로프로세서의 記憶裝置內에 入力된다. 회전방향제어는 하나의 ON-OFF 스위치에 의해 時計方向과 反時計方向을 명령하도록 하며 靜止된 狀態에서만 실시하도록 한다. 電動機의 回轉速度는 로터리 엔코더(rotary encoder)에 의해 펄스 신호로 變換되어 역시 記憶裝置內에 入力된다. 지령신호와 검출신호는 프로그램 위에서 비교되어진다.

入出力(I/O) 인터페이스회로部는 마이크로프로세서와 인버터 驅動部의 신호 및 速度制御部의 신호를 연결시켜 주는 기능을 맡고 있다.

소프트웨어에 있어서는, 運轉條件에 맞는 데이터를 算出하기 위한 베이직(Basic)프로그램과 이 데이터를 저장하는 룩-업 테이블(Look-up table), 이 데이터를 이용하여 電動機를 制御하는 制御프로그램으로 構成되어진다. 이 때 산출되는 데이터는, 定格周波數 이하에서 定토포크 運轉을 하도록 하며 파워트랜지스터의 스위칭 횟수에 대한 스위칭 周波數의 上限値를 벗어나지 않도록 작성되어야 한다.

3.2. 制御方法

• 定格周波數 이하에서의 정토크運轉, 그 이상에서 정출력運轉 시도를 위해 90 ~ 3570 RPM은 12 스텝 等幅 PWM 方式으로 3600 ~ 3660 RPM은 구형파運轉을 한다.

• 파워트랜지스터의 스위칭周波數의 上限値를 설정해 그 이내에서 인버터를 驅動시킨다.

• 同期電動機의 脫調를 방지하기 위해 30 RPM씩 단계별 變速으로 速度를 制御한다.

• 回轉方向은 정지한 狀態에서만 變換加能하게 한다.

이상의 條件에 의해 구해진 데이터는 3-4-3 項의 Table 3-5의 록업 테이블에 저장되어진다.

여기서 速度지령치와 回轉方向이 주어지면 먼저 方向스위치의 논리레벨을 검출하여 方向신호를 알아내고 이에 맞는 回轉方向지시 데이터를 록업테이블에서 찾아 지시된 方向으로 電動機가 回轉하도록 신호를 내보낸다. 하나의 方向을 위해 24개의 데이터가 必要하고 그 반대 方向의 경우는 앞의 24개 데이터를 반대순으로 저장한다.

速度制御에 있어서는, 式 2-7에서 $E = \omega M_f I_f$, $X_q = \omega L_q$, 電動機의 極數가 2極이므로 同期角速度 ω_s 와 인버터出力角速度 ω 는 $\omega_s = \frac{2}{p} \omega$ 에 의해 같게 된다. 그러므로

$$T_o = \frac{M_f I_f V}{\omega L_q} \sin \delta = \frac{M_f I_f}{2\pi L_q} \cdot \frac{V}{F} \cdot \sin \delta$$

여기서 I_f 는 일정하며 토오크각 δ 에 대해 정토포크 특성을 갖게 하려면 V/F 의 값을 일정히 해야 한다. 이 條件에 맞도록 구해진 PWM 데이터를 역시 록업테이블에서 취하여 制御프로그램대로 동작시킴으로써 電動機의 速度를 制御하게 한다.

3.3. 하드웨어의 構成

電動機 驅動을 위한 인버터, 그 驅動部 및 보호회로와 速度制御部, 이들의 마이크로 컴퓨터와의 인터페이스回路 등으로 構成되어 있다.

3.3.1. 인버터部

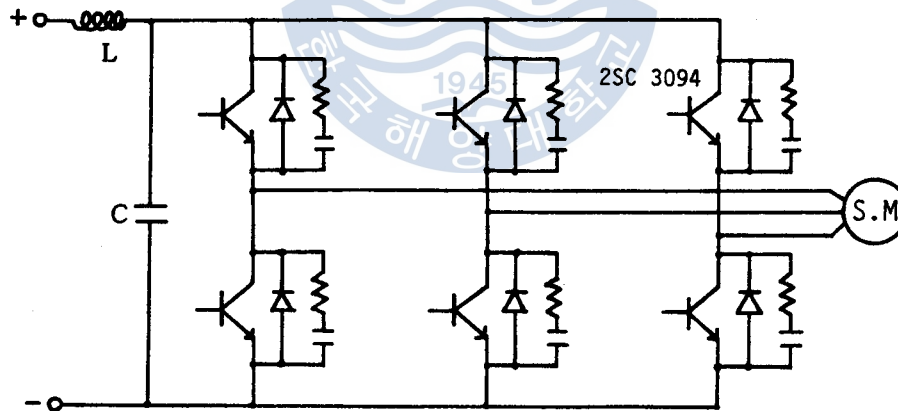


Fig.3-2 Inverter Circuit

3상 交流를 直流로 變換시킨후 L과 C로 構成된 필터회로를 통과 시켜서 리플(Ripple) 電壓을 減少시킨다.

또한 파워트랜지스터의 스위칭過度狀態로부터 保護하기 위해 트랜지스터 에미터와 콜렉터 간에 R과 C성분으로 되어 있는 스너버회로(Snubber Circuit)를 설치한다.

3.3.2. 驅動部와 保護回路

파워트랜지스터 및 電動機 등으로부터 마이크로컴퓨터 등의 制御機를 保護하기 위해 옵토커플러 4N28을 사용하여 制御回路와 인버터部를 接地分離시켰다. 驅動部の 전원으로는 100 볼트 交流을 15 볼트 정도로 낮춘 후 브릿지 정류기를 통과시켜 直流로 만들어 공급한다. 4N28에서 나오는 신호는 증폭회로를 거쳐서 파워트랜지스터 2SC3094의 베이스에 인가된다.

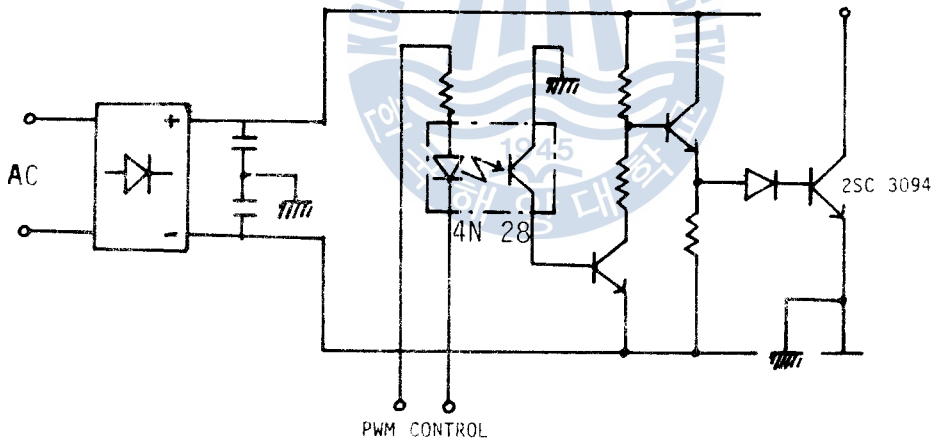


Fig.3-3 Base Drive and Isolating Circuit

3.3.3. 速度制御部

同期電動機는 一般的으로 開루프制御를 하여도 精確한 速度를 制御할 수 있다. 그러나 본 研究에서는 지령速度에 대해 同期되었는가를 확인하기 위해 速度 검출부를 설치한다. 즉 電動機 回轉에 의

한 펄스의 발생은 45 개의 슬롯(Slot)을 가진 엔코더와 포토인터럽터(Photo-interrupter)에 의하고 일정시간동안 發生한 펄스의 數가 入力된다. 그 構成은 Fig.3-4 와 같이 기준펄스발생기와 12비트 2진 카운터 14040(2)에 의한 타이머와 엔코더 발생 펄스를 카운트하는 7비트 2진 카운트 14040(1), 이 신호를 일시 保管하기 위한 래치디바이스(Latch device)등으로 되어진다.

電動機의 속도지령은 回轉周波數 $F = 1.5$ 에서 61 HZ 까지 0.5Hz 간격으로 120 등분 하도록 하며 이것은 可變抵抗과 A/D 變換器에 의해 $2F$ 즉 3 ~ 122 에 해당하는 二進數로 變換되어 역시 8255 의 入力포트(port)를 통해 기억되어진다. 이 지령치와 실제발생펄스수가 같을 때 速度는 일정히 유지하게 된다.

45 슬롯의 엔코더에서 각 F 에 대해 $2F$ 개의 펄스를 발생시키려면 $2F/45F = 0.0444 \text{ sec}$ 즉 44.4 msec 의 샘플링(Sampling) 시간을 가진다. 12비트 2진카운터는 LS30(1)에 의해 기준펄스의 每 2000 개 마다 이 샘플링 신호를 내보내도록 되어있다. 결국 기준펄스 2000 개가 될때의 시간이 44.4 msec 가 되어야 하므로 펄스발생기로부터의 기준펄스周波數는 45 KHZ 가 되어야 한다.

이 관계로부터 엔코더의 슬롯수 $\times 1000\text{HZ}$ 가 되도록 기준펄스를 정해주면 어느 數의 슬롯을 가진 엔코더를 사용해도 된다는 것을 알 수 있다.

3.3.4. 인터페이스回路

8 비트 CPU Z-80 과의 入出力(I/O)用 디바이스로 인텔社의

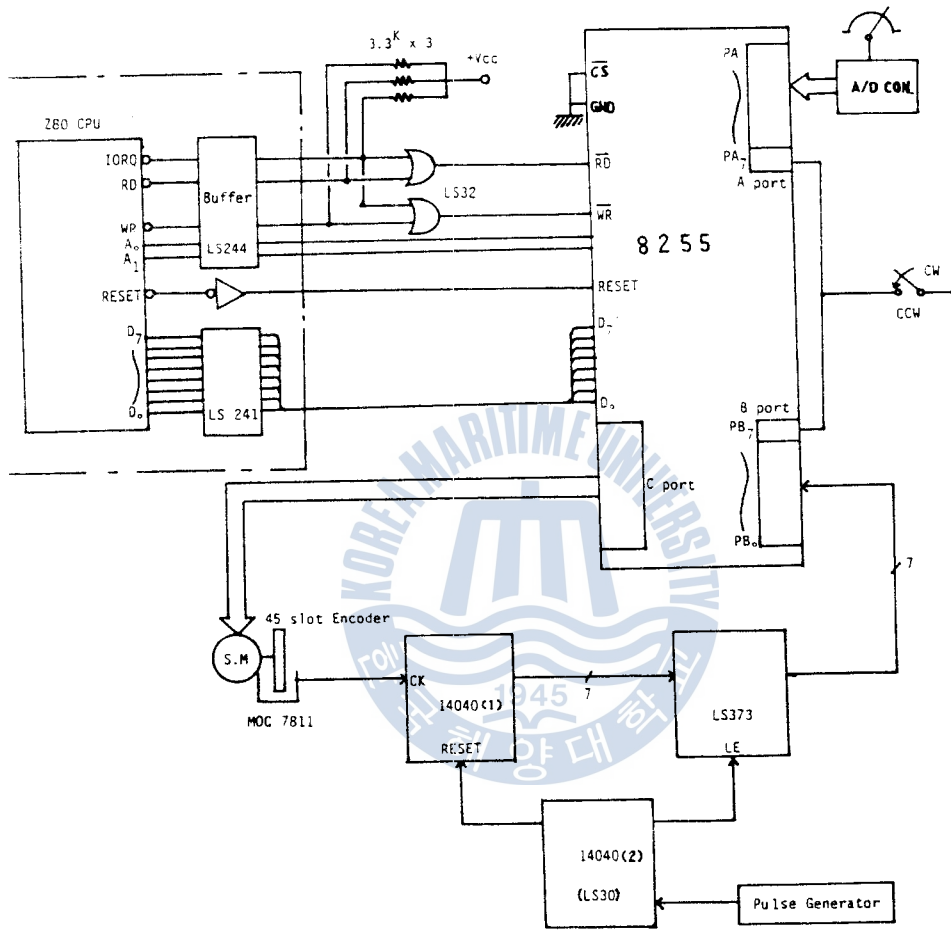


Fig. 3-4 Speed Control Unit & Interface circuit

8255 를 사용하며 A 포트를 속도지령, B 포트를 모터回轉數 검출신호의 入力으로 각각 사용한다. C 포트는 파워트랜지스터의 驅動신호의 出力포트로 사용한다.

回轉方向지시신호를 A, B 포트의 최상위 비트인 제 7 비트를 할당하여 入力시킨다. CPU와 8255 를 완전히 同期시키기 위해 74LS32 를 사용하여 타이밍을 맞추게 한다.

다른 주변장치를 사용하지 않는 條件하에서 8255 의 선택단자인 \overline{CS} 를 GND 단자에 接續시켜 놓는다.

3.4. 소프트웨어의 構成

2-3 상 12 스텝 驅動方式과 2 상 6 스텝 및 3 상 6 스텝 驅動方式과의 比較를 하고 電壓一周波數比를 일정하게 하는 條件에 맞도록 PWM신호를 發生시킨다.

3.4.1. 2-3 상 12 스텝 驅動方式

인버터의 파워트랜지스터 驅動方式中 相驅動方式에는 다음 두 가지¹⁰⁾가 있다.

(1) 2 상 6 스텝 方式 : 매 스텝당 두개의 트랜지스터만 도통되며 60° 씩 回轉

(2) 3 상 6 스텝 方式 : 매 스텝당 세개의 트랜지스터가 도통되며 60° 씩 回轉

方式(1)의 장점은 인버터의 上 및 下의 트랜지스터가 同時 도통될 加能성이 적어 短絡의 위험이 적다는 것이고 방식(2)에 있어서

는 短絡의 위험이 있어 保護回路가 必要하지만 토오크가 1/3인다는
 상점이 있는데 본 研究에서는 Fig. 2-2에서와 같이 두 方式을 結合
 해 사용한다.

따라서 短絡의 위험성을 줄이고 脈動 및 출력파형의 改善을 가
 작오게 된다. 이를 세 가지 方式의 트랜지스터 모동상태를 3스텝순으
 로 1상씩 표시해 보면 다음과 같다.

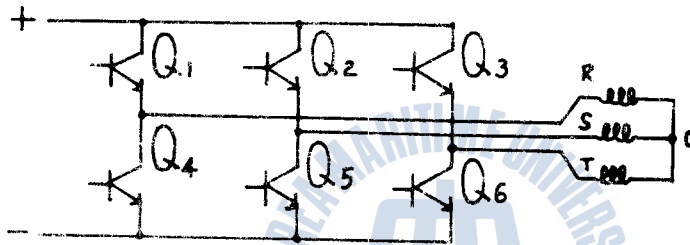


Fig. 3-5 Inverter

Table 3-1. 2 phase 6 Step Signal

step \ TR	1	2	3	4	5	6
Q1	0	0	1	1	0	0
Q2	0	0	0	0	1	1
Q3	1	1	0	0	0	0
Q4	1	0	0	0	0	1
Q5	0	1	1	0	0	0
Q6	0	0	0	1	1	0

Table 3-2. 3 phase 6 step Signal

step \ TR	1	2	3	4	5	6
Q1	0	1	1	1	0	0
Q2	0	0	0	1	1	1
Q3	1	1	0	0	0	1
Q4	1	0	0	0	1	1
Q5	1	1	1	0	0	0
Q6	0	0	1	1	1	0

이 상의 두 순차표에서 각 3스텝을 교대로 사용하여 2-3상 12스텝을 만든다.

Table 3-3. 2-3 Phase 12 Step Signal

step TR	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Q1	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0	0	0
Q2	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1
Q3	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	1
Q4	1	1	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1
Q5	0	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0
Q6	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0

각각의 驅動順次表에서 보듯이 2-3 상方式에 있어서는 2 상方式에서 처럼 上下트랜지스터가 한 스텝을 사이에 두고 토통하게 되어 短絡의 위험이 없어진다. 한 스텝의 時間을 T_s 라 하고 1回轉 주기를 T 라 하면

$$T_s = T/12 = 1/12F \dots\dots\dots (3.1)$$

정격속도에서 $T_s = \frac{1}{12 \times 60}$ [sec] 즉 1390 μsec 가 된다. 파워트랜지스터 2SC3094의 경우 ON-OFF하는데 최저 4.5 μsec 정도만 있으면 되므로 短絡의 위험은 극히 작다는 것을 알 수 있다.

60 Hz 이상의 어느 정도의 回轉周波數에서도 短絡加能性은 거의 없다. 따라서 短絡을 방지하기 위해 일반의 인버터 驅動回路에서 보듯이 데드타임 설정을 위한 별도의 하드웨어적인 保護回路가 必要 없어지게 된다.

3.4.2. PWM信號發生 原理

모터를 일정하게 運轉하려면 V/F의 값을 일정하게 해야 하는데 Fig.3-6 처럼 인버터 공급 電壓 E를 주기적으로 ON-OFF하므로써 等價電壓 V를 얻으면 될 것이다.

이때 $V = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} \times E$ 가 된다. (3.2)

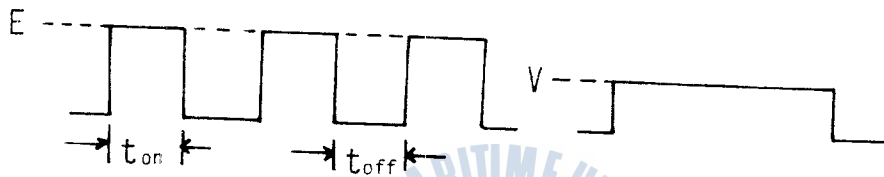


Fig.3-6 PWM signal and Equivalent Voltage

단, t_{on} : 펄스의 ON時間, t_{off} : 펄스의 OFF時間
 電壓 E를 ON-OFF하려면 인버터의 각 트랜지스터를 적절한 순서에 따라 ON-OFF해야 하는데 Fig.3-5의 인버터回路를 參照로 다음의 順次表를 만들고 이에 따라 출력파형을 구해본다. Table 3-4의 順次表中 스텝 1의 경우는 먼저, t_{on} 期間에는 Q_3, Q_4 가 도통이 되고 t_{off} 期間에는 Q_3 만 도통된다. 스텝 2의 경우는 먼저 Q_3, Q_4, Q_5 가 도통되고 다음은 Q_4, Q_5 만이 도통된다. 이들의 경우는 Fig.3-7 및 3-8의 등가회로와 같이 表示할 수 있게 된다.

Table 3-4. 2-3 Phase 12 Step PWM Signal

step TR E	1		2		3		4		5		6		7		8		9		10		11		12	
	a	b	a	b	a	b	a	b	a	b	a	b	a	b	a	b	a	b	a	b	a	b	a	b
Q1	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	0	1	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0
Q2	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	0	1	0	1
Q3	1	1	1	0	1	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1
Q4	1	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1
Q5	0	0	1	1	1	1	1	0	1	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
Q6	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	0	1	0	1	1	0	0	0	0

* a: ON, b: OFF

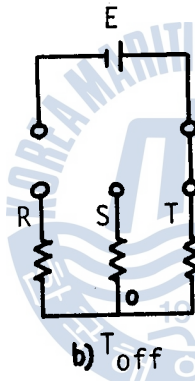
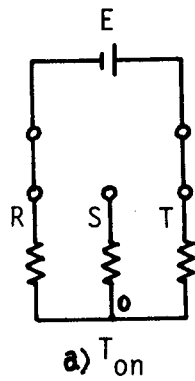


Fig.3-7. Step 1

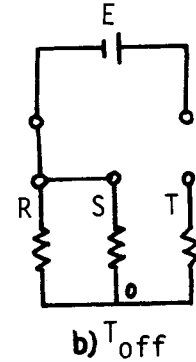
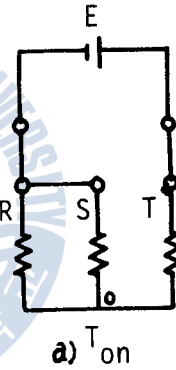


Fig.3-8. Step 2

각각 Fig.3-7,8 의 a), b)에 대해 V_{RT} 와 V_{RO} 를 구해보면 같은

Step Volt	1		2	
	ton	toff	ton	toff
V_{RT}	$-E$	0	$-E$	0
V_{RO}	$-\frac{1}{2}E$	0	$-\frac{1}{3}E$	0

方法으로 스텝 12 까지 全過程에 걸쳐 구하여 나타낸 파형은 다음의 Fig.3-9 와 같다. 이때 V_{RT} 는 線間電壓, V_{RO} 는 相電壓을 의미한다.

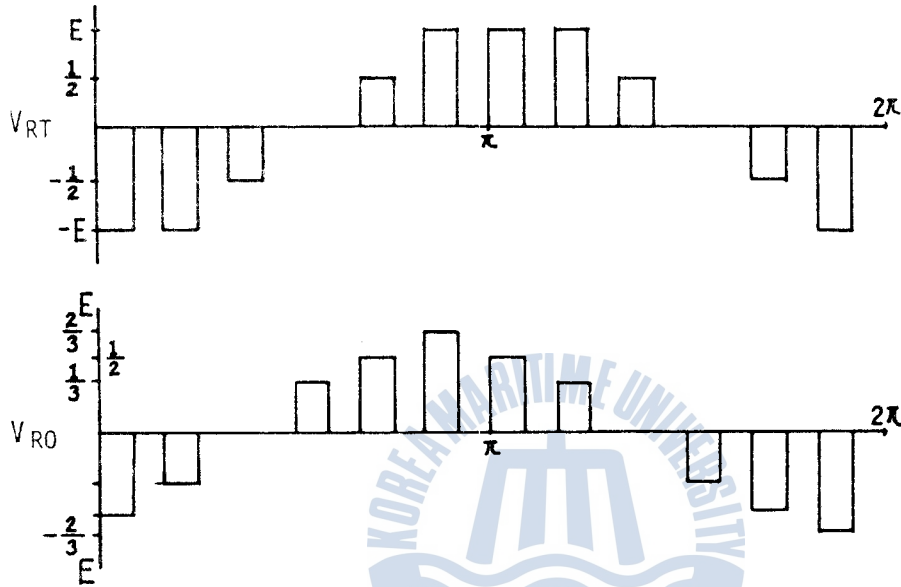


Fig.3-9. PWM Waveforms of Line and Phase Voltage

Fig.3-9의 파형은 스텝당 펄스의 ON-OFF 과정을 1회 행한 것인데 이 횟수를 N_{ps} 라 하면 $N_{ps} = 1$ 에 해당한다. N_{ps} 의 최대값은 파워트랜지스터의 特性 및 制御部の 각 소자특성에 따라 제한되며 프로그램에 의해 必要한 만큼 조절할 수 있다. 2SC3094 TR의 경우 特性치에 의해 $F_{max} < \frac{1}{4.5 \mu sec} \approx 222 \text{ KHZ}$ 가 되는데 이 값의 10 퍼센트로 하여도 20 KHZ 정도까지 사용할 수 있게 된다.

3.4.3. 電動機 驅動 프로그램의 作成

(1) 프로그래밍에 있어서 다음 條件을 만족시키도록 한다.

- 1) 1.5 ~ 59.5 HZ 는 PWM驅動 및 $V/F = \text{일정}$ 關係를 유지시킨다.
- 2) 60 HZ ~ 61 HZ 는 구형파운전을 하며 周波數 F 만 增加시킨다.
- 3) 파워트랜지스터의 驅動信號는 룩업테이블로 부터의 데이터 出力方式을 취한다.
- 4) 回轉方向은 電壓의 논리레벨에 의해 지정해 주며 정지상태에서 행한다.
- 5) 速度는 매 30 RPM씩 단계별 變速시키되 한 단계씩 增減할 때 마다 일치하는 가를 確認하여 變速시키도록 한다.
- 6) t_{on} 및 t_{off} 의 時間 決定을 위한 變數(B_1, B_2), N_{Ps} , 方向 制御 信號등은 각각 데이터로서 RAM의 한 영역에 저장시켜 룩업 테이블로서 사용한다.
룩업테이블의 配置는 Table 3-5 와 같이 한다.

(2) CPU의 레지스터(Register) 使用

- 1) N_{Ps} : D 레지스터
- 2) B_1, B_2 : B 레지스터
- 3) PWM ON-OFF 데이터 : A 레지스터
- 4) N_{Ps}, B_1, B_2 의 RAM番地 지정 : IX 레지스터
- 5) PWM ON-OFF 데이터의 RAM番地 지정 : IY 레지스터
- 6) 1回轉 스텝수 12의 저장 : E 레지스터

IX - 120	Nps (F= 1.5 - 61 Hz)
IX	B1 (")
IX + 120	B2 (")
IY	CW PWM On Data
IY + 12	Off Data
IY'	CCW PWM On Data
IY'+ 12	Off Data

Table 3-5. Look-Up Table

(3) 驅動프로그램의 作成順序와 블록線圖

- 1) 초기치 설정 : 入出力(I/O)장치 8255의 콘트롤워드, 스택포인트 등을 지정한다.
- 2) 정지명령검출 : 速度指示器의 지령값이 零인가 검출한다. 지령값이 없으면 기다린다.

- 3) 회전방향검출 : ON-OFF 스위치의 論理레벨에 의해 方向을 검출하여 그에 맞는 信號가 저장되어 있는 lookup테이블의 番地를 지정하게 한다.
- 4) 驅動處理 루틴(routine) : 먼저 各 周波數에 해당하는 N_{Ps} 값을 lookup테이블에서 읽어낸 다음 N_{Ps} 회 만큼 PWM ON,OFF를 반복한다. 1回轉은 12 스텝이므로 1回轉당 PWM 실행 횟수는 $12 \times N_{Ps}$ 가 된다. 60 HZ 에서 N_{Ps} 가 零이 되어 구형과 모드로 變換된다.
- 5) 속도검출 및 비교 : 30 RPM씩 단계별 變速過程에서 매 단계마다 단계별 설정속도와 실제속도를 비교한 후 같아질 때만 다음 단계로 變速시킨다. 최종적으로 지령속도와 실제속도가 같아지면 定速으로 유지시킨다. 이때 지령값이 실제속도 값보다 크면 增速, 작으면 減速이 되도록 한다.
- 이를 블록선도로 表示하면 Fig.3-10 과 같이 된다.

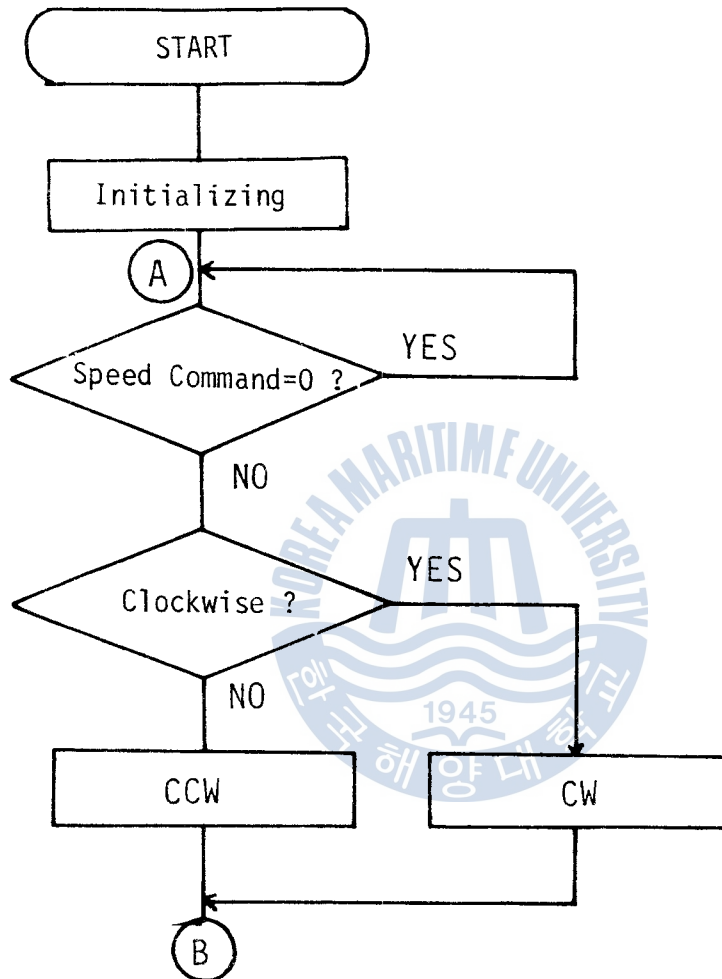


Fig.3-10(a) Initializing and Direction Check Routine

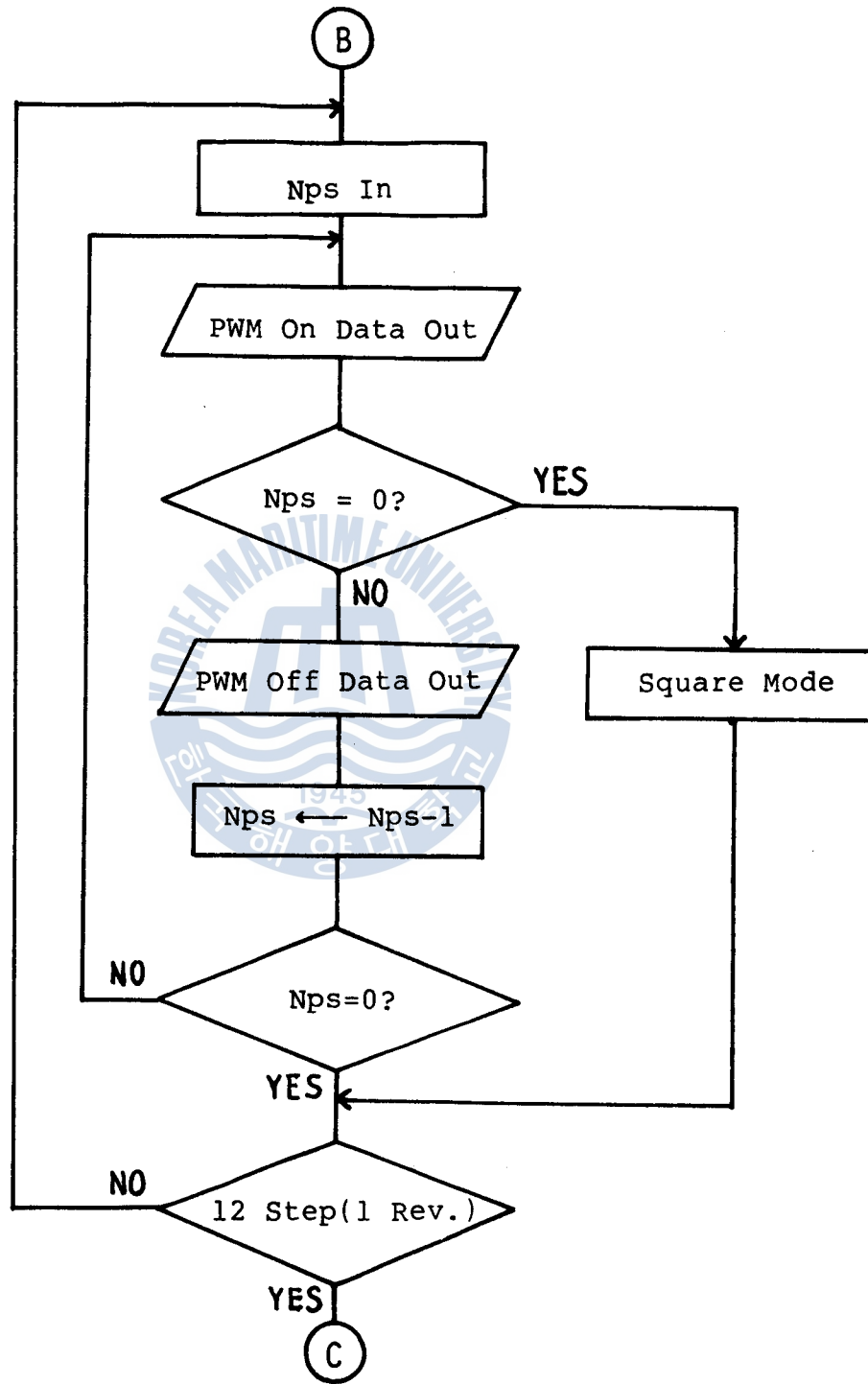


Fig. 3-10(b) PWM Drive Routine

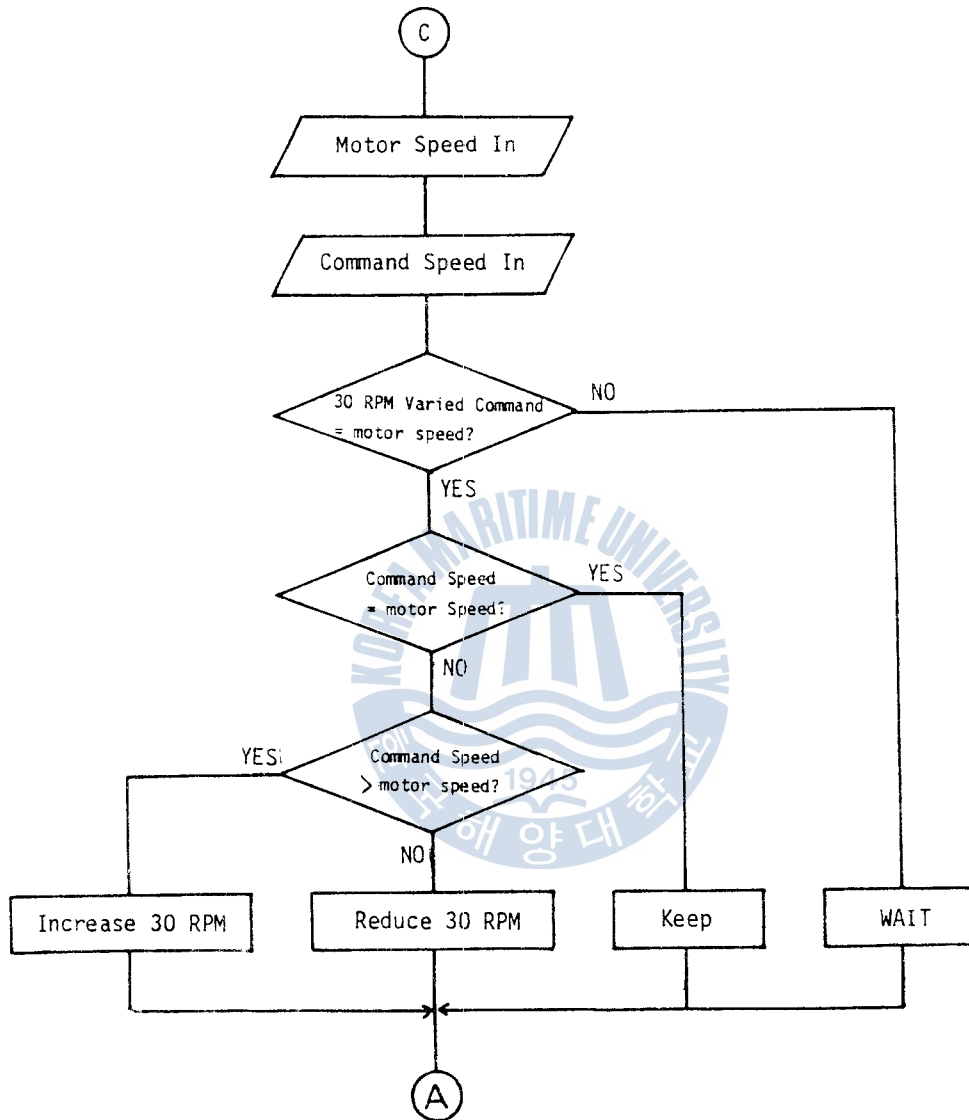


Fig.3-10(c) Speed Control Routine

(4) PWM 信號를 作成하기 위한 데이터 算出은 다음과 같이 한다.

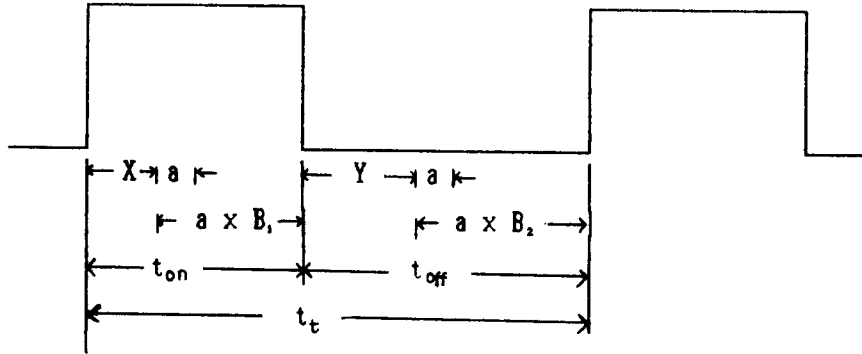


Fig.3-11 PWM Wave

1) 各變數의 定義

B_1, B_2 는 正數값, 그 외에는 CPU의 Clock 주기인 스테이트 (State)의 數가 단위가 된다.

① X, Y : 전체 驅動프로그램에 의해 제한되는 최소 값으로 각각 62,283

② a : 프로그램중 驅動處理過程에서 제한되는 최소값으로 13이다. 變速될 경우 a 의 B_1 혹은 B_2 배 만큼씩 增減되어 진다.

③ t_{on} : 出力펄스의 ON期間으로 $X + a \times B_1 = 62 + 13 B_1$
 (3.3)

④ t_{off} : 出力펄스의 OFF期間으로 $Y + a \times B_2 = 283 + 13 B_2$
 (3.4)

⑤ t_t : $t_{on} + t_{off} = 345 + 13 (B_1 + B_2)$ (3.5)

1回轉당 전체 스테이트수를 T_t 라 하면

$$T_t = 12 \times t_t \times N_{Ps} \dots\dots\dots (3.6)$$

2) 變數값의 算出

① $\frac{V}{F}$ 값 : 電動機 定格電壓 및 周波數는 120 볼트, 60 HZ 이므로 이때의 $\frac{V}{F} = 2 \dots\dots\dots (3.7)$

로 하여 $F = 1.5 \sim 59.5$ HZ 까지 일정히 한다.

② $\frac{t_{off}}{t_{on}}$ 의 값 : 式 3.2에서 $V = \frac{t_{on}}{t_t} \times 120 \dots\dots\dots (3.8)$

이 되며 $2F = \frac{t_{on}}{t_t} \times 120$ 이므로

$$\frac{t_{off}}{t_{on}} = \frac{60}{F} - 1 \dots\dots\dots (3.9)$$

③ N_{Ps} 값 : 스텝당 PWM을 만들기 위해 소요되는 스테이트수를 Z , CPU의 Clock 주기를 t_{ck} 라 하면

$$Z = \frac{1}{(12 \times F \times t_{ck})} = \frac{10^6}{6 F} \text{ [Stafes]} \dots\dots\dots (3.10)$$

$$N_{Ps} = Z / t_t = \frac{10^6}{360 (62 + 13 B_1)} \dots\dots\dots (3.11)$$

단, $t_{ck} = 0.5 \mu\text{sec}$

④ B_1, B_2 의 값 :

$$\text{式 3.11 에 의해 } B_1 = \frac{213.68}{N_{Ps}} - 4.77 \dots\dots\dots (3.12)$$

B_1, B_2 는 共히 최대 8비트의 수이므로 255를 넘지 않아야 한다.

최소값인 $B_1 = 1$ 일때 $N_{Ps} = 37.04$,

최대값인 $B_1 = 255$ 일때 $N_{Ps} = 0.82$

N_{Ps} 는 陽의 正數여야 하므로 $1 \leq N_{Ps} \leq 37$ 을 만족하는 정수가 되어야 한다. 式 3.5, 3.10, 3.11 에 의해 B_2 를 구하면

$$B_2 = \frac{12820.5}{F \times N_{Ps}} - 26.5 - B_1 \dots\dots\dots (3.13)$$

⑤ 최저속인 $F = 1.5 \text{ Hz}$ 에서 N_{Ps} 값 : 式 3.9 에 의해 $\frac{t_{off}}{t_{on}} = 39$ 式 3.3, 3.4, 3.11, 3.13 에 의해 N_{Ps} 의 최대값은 37 이 되고 이때의 파워트랜지스터의 스위칭周波數는 $12 \times N_{Ps} \times F \approx 666 \text{ Hz}$ 가 되므로 3.4.2 項에서의 制限周波數 20 KHZ 以內가 되므로 초기 N_{Ps} 값을 37 로 설정한다.

⑥ 실제 回轉 周波數 F_a : 式 3.10 에 의해 구한 Z 값으로 驅動시킬 경우 $F_a = \frac{10^6}{6Z}$ 에 의해 구해진다.

⑦ 트랜지스터 스위칭 周波數 F_p : 특성上 20 KHZ 이내에서 사용하면 되지만 인버터의 효율이 저하되지 않도록 1 KHZ 범위로 제한한다.

$$F_p = 12 \times N_{Ps} \times F \text{ [Hz] 와 같다.}$$

이들 條件을 가지고 BASIC 프로그램을 作成하여 각 변수 값을 구한다. N_{Ps} , B_1 , B_2 는 각각 120 개씩이 된다.

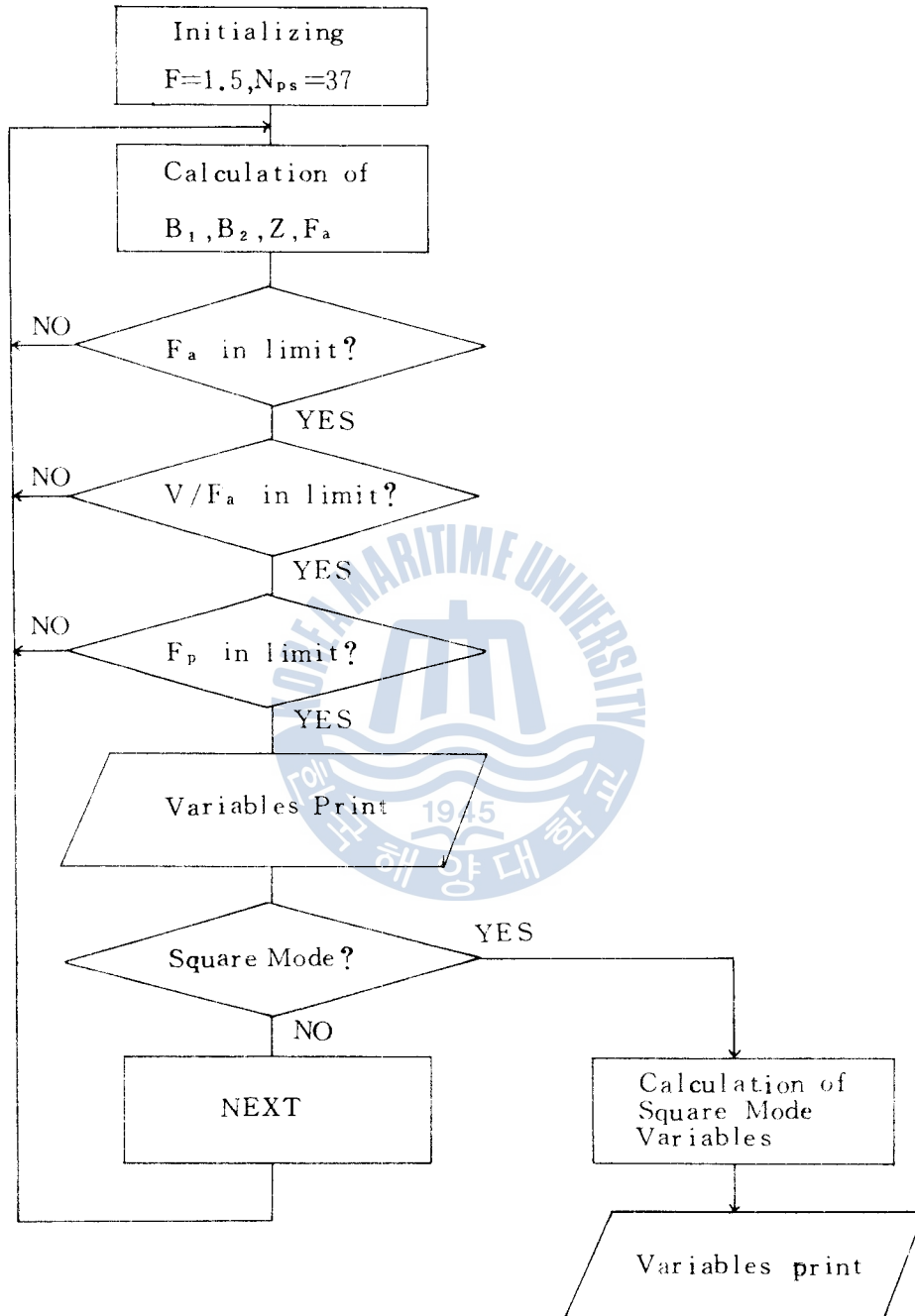


Fig.3-12 Calculation Flowchart of Driving signal Variables

4. 實驗 및 結果

Fig.4-1의 시스템構成圖와 같이 하여 3相 同期電動機에 대한 速度制御試驗을 무부하상태에서 행하고 인버터 出力 電壓과 周波數와 의 관계를 측정하며, 各 速度에 따라 出力電壓과 電流의 波형을 오실로스코프로써 관찰한다.

4.1. 實驗裝置

마이크로프로세서 (Body : MZ - 80, CPU : Z - 80), 3相 交流를 DC로 變換시키기 위한 고정 DC 링크, 트랜지스터 인버터, 속도측정을 위한 로터리엔코더 및 포토인터럽터, 파형 측정을 위해 오실로스코프가 사용되고 小型 三相 同期電動機(120 Volt, 60HZ, 3600 RPM, Y-結線, 2極突極型)가 速度制御用 모터로서 使用되었다.

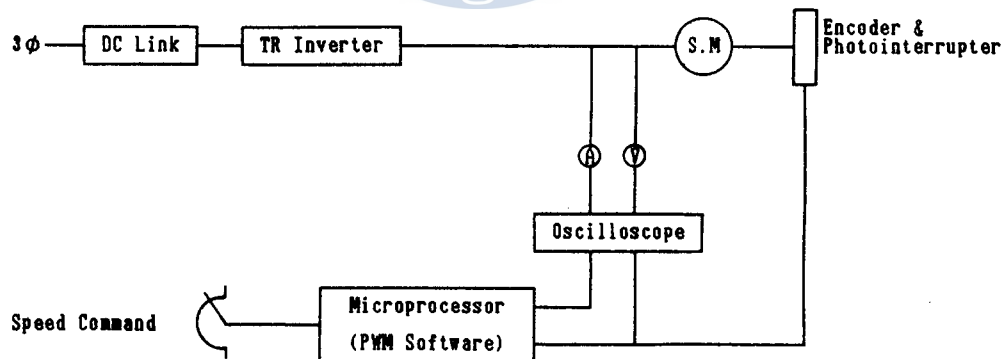


Fig.4-1 Block Diagram of Experimental Apparatus

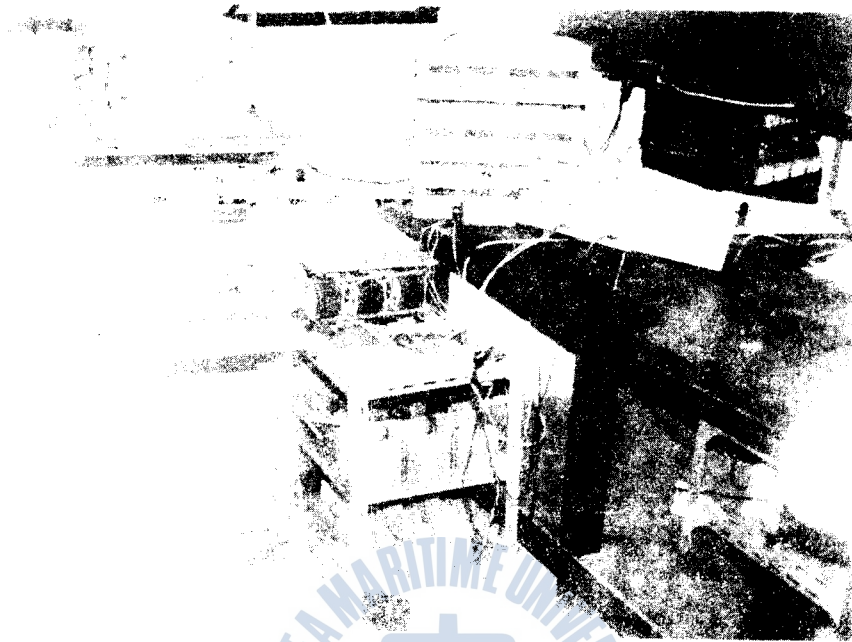


Fig.4-2 The Overall View of Experimental Apparatus

4.2. 實驗結果

4.2.1. 速度試驗

1.5 Hz부터 出力 周波數를 점차 상승시켜 가면서 速度를 측정 한 결과 同期電動機의 定速度 特性 그대로 1.5 ~ 61 Hz 사이에서 90 ~ 3663 RPM의 비교적 線形的인 速度制御가 됨을 알 수 있었다.

Fig. 4-3에서 실제속도와 이상적인 속도와의 오차는 데이터 算出을 위한 베이직 프로그램(Fig.3-12)상의 F_a 制限條件 $F + 0.1 \geq F_a \geq F - 0.1$ 에 의해 주로 發生한 것이다. 즉 ± 6 RPM의 실정오차 범위內에 있는 것으로서 전체적인 回轉數 變化는 직선적이어서 速度制御에 적합함을 알 수 있었다.

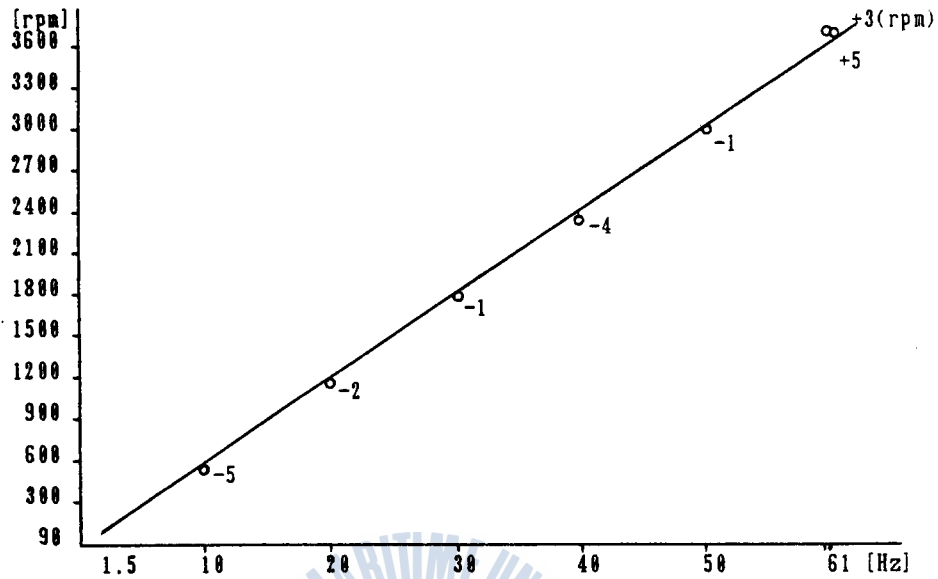


Fig.4-3 Characteristics Diagram of Frequency vs Speed and Speed Errors

4.2.2. 回轉周波數와 電壓 및 波形

60 Hz에서 線間電壓이 120 Volt 되도록 인버터의 DC 링크 入力電壓(115 Volt Ac)을 맞추어 놓고 周波數를 조정해 電壓을 구한 結果 55 Hz까지는 電壓과 周波數의 比가 거의 2로 일정하나 55.5 Hz부터 59.5 Hz까지 1.95에서 1.8로 하강하는 것으로 나타났다.

結果的으로 59.5 Hz에서 구형 파모드인 60 Hz가 될때 13 Volt의 최대 隔差가 發生함을 알 수 있었다.

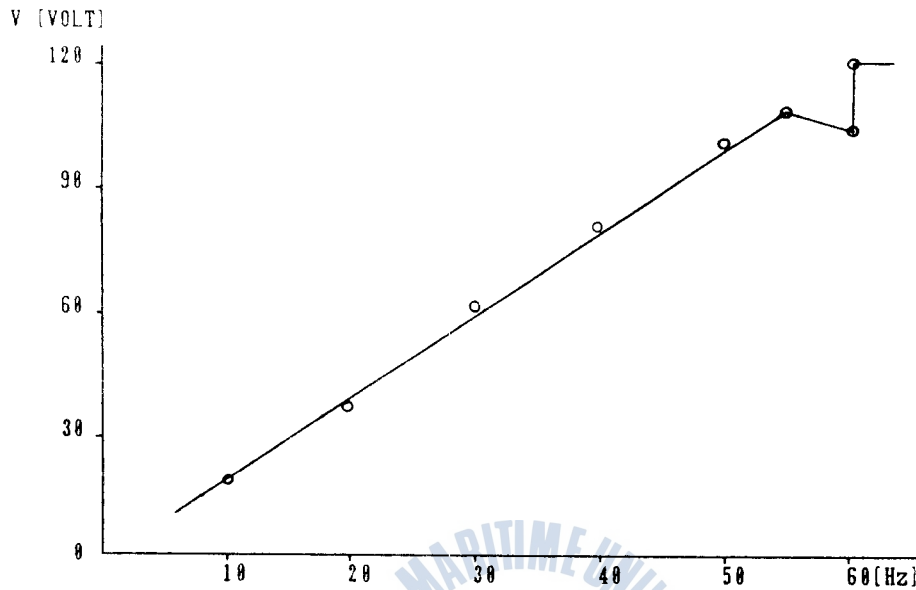


Fig.4-4 V/F Characteristics Diagram

Fig.4-5는 파워트랜지스터의 베이스 驅動信號로서 Fig.3-5의 인버터 回路의 Q_1, Q_4 에 가해지는 PWM信號이다. 保護回路가 없어도 두信號가 同時에 ON되지 않고 있음을 보인다.

Fig.4-6은 回轉周波數를 變化시켜 가면서 電動機를 驅動시킬때 나타나는 出力電流 및 電壓의 波形으로서 각각 線電流 및 線間電壓을 나타낸다.

여기서 N_p 는 電動機 1回轉주기당 PWM의 ON-OFF 횟수를 의미한다. N_p 는 $N_{ps} \times 12$ 의 값을 가지며 정현과 PWM에서 周波數比 $R(= \text{반송파의 周波數} / \text{변조파의 周波數})^1$ 에 해당한다.

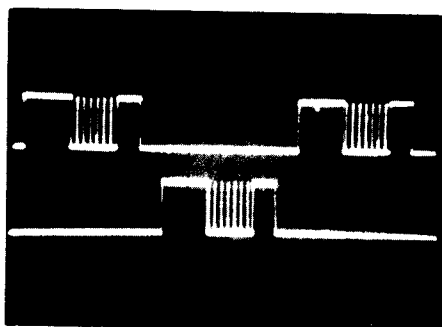


Fig. 4-5 TR Base Driving Signal

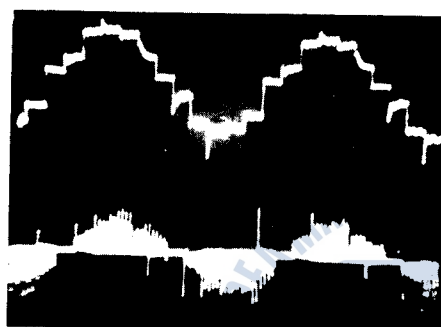
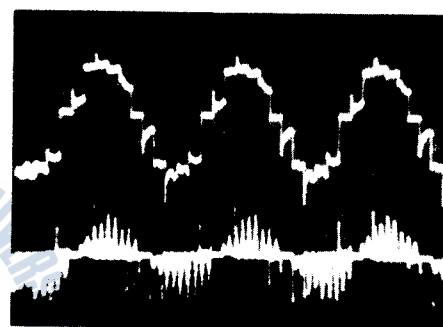
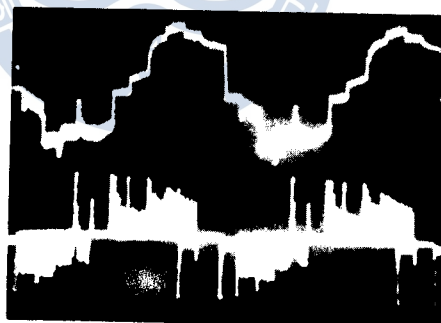
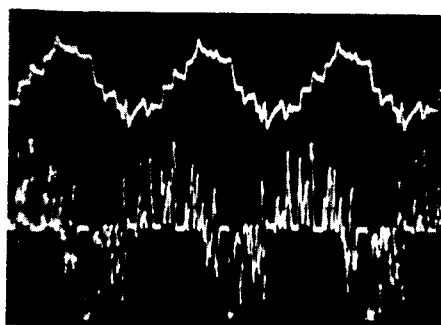
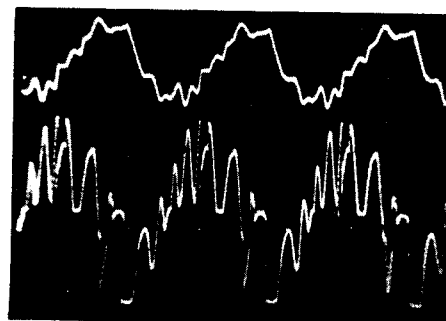
a) 2HZ, $N_p = 444$ b) 3HZ, $N_p = 324$ c) 10HZ, $N_p = 96$ d) 30HZ, $N_p = 24$ e) 59.5HZ, $N_p = 12$

Fig.4-6 Current(upper) and Voltage(Lower) Waves

5. 結 論

이 실험과 같이 8 비트 마이크로프로세서 Z-80 CPU와 8255, C-MOS 및 TTL IC의 素子들을 이용해 3상트랜지스터 인버터 및 인터페이스회로를 만든 후 2-3상 12스텝 방식과 12스텝 等幅 PWM을 소프트웨어에 의해 構成하고 이를 小型 三相 同期電動機에 적용하여 實驗한 結果 다음과 같은 結論을 얻었다.

- (1) 1회轉을 12스텝으로 나누어 스텝당 30°씩 回轉을 시킴으로써 일반적으로 사용되는 스텝당 60° 回轉 방식보다 脈動現象을 크게 줄일 수 있었으며 특히 低速에서의 運轉 성능이 向上되었다.
- (2) 간단한 인터페이스회로 外에는 소프트웨어에 의해 PWM을 구성함으로써 雜音등에 의한 誤動作의 原因이 되는 複雜한 하드웨어를 줄일 수 있었다.
- (3) 일반적인 等幅 PWM 방식보다 2-3상 12스텝 等幅 PWM 방식을 취함으로써 出力電壓이나 轉류과형을 보다 良好에 가깝게 할 수 있었다.
- (4) 인버터회로의 上下트랜지스터가 동시에 ON이 되는 短絡現象을 방지하기 위한 소프트웨어나 하드웨어적인 保護회로가 不必要하게 되어 制御가 簡便하게 되었다.
- (5) 50Hz의 1000rpm까지 30 RPS까지 단계적으로 速度를 上昇할 수 있는 速度制御가 容易하였다.

본 研究中 PWM모드에서 구형과모드로 變換할 때 일어나는 13 Volt의 電壓隔差와 실제의 回轉數 최대오차 6 RPM은 보다 빠른 마이크로프로세서 시스템을 사용하면 쉽게 줄일 수 있고 단계변속시의 30 RPM 간격은 프로그램 변경에 의해 더 세밀한 값으로 만들 수 있게 된다. 그러나 速度 검출부의 安定性問題, 高周波에 의한 雜音發生 對策, 부하시험이 研究 과제로 남아있다.



參 考 文 獻

1. 노창주, 김영길 : 마이크로프로세서에 의한 3상 Regulator Sampled PWM 인버터의 설계, 한국 해양대학 대학원 논문집 제 8집 p.397-459, 1986.
2. H.S. Patel and R.G. Hoft: Generalized techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters: Part II, IEEE Trans. Ind. App., P.666-673, Sep/Oct. 1974.
3. Paresh C. Sen and G. Premchandran: Improved PWM Control Strategy for Inverters and Induction Motor Drives, IEEE Trans. Ind. App., P.43-50, Feb. 1984.
4. G.S. Bjuja and G.B. Indri: Optimal Pulse Width Modulation for Feeding AC Motors, IEEE Trans. Ind. App., P.38-88, Jan/Feb. 1977.
5. A. Bellini and G. Figalli: On the Selection of Commutation Instants in Induction Motor Drives, IEEE Trans. Ind. App., P.501-506, Sep/Oct. 1979.
6. R.S. Ramshaw: Power Electronics-Thyristor Controlled Power Electric Motors, Science Paperbacks, P.79, 1973.
7. Richard L. Bonkowski: A Technique for Increasing Power Transistor Switching Frequency, IEEE Trans, Ind. App. P.240, Mar/Apr. 1986.

8. A.E. Fitzgerald, Charles Kingsley, Jr., Stephen D. Umans:
Electric Machinery, P.364-366, 1983.
9. Kimbark: Power System Stability, Volume III, Synchronous
Machines, Wiley, P.57-70, 1956.
10. S.B. Dewan and A Straughen: Power Semiconductor Circuits,
Wiley, P.418-426, 1975.
11. 見城尙志: 小形モータの 基礎とマイコン制御, 総合電子, p.221-223,
1982

