

# 마이크로프로세서에 의한 三相 Regular Sampled P W M 인버터의 設計

金 榮 吉

A Design of the Three Phase Regular Sampled PWM  
Inverter Using Microprocessor

*Kim Young-gil*

〈目 次〉

- Abstract  
記號說明
1. 緒 論
  2. 三相 Regular Sampled PWM 인버터
    - 2.1 PWM 인버터의 原理
    - 2.2 시스템의 구성
    - 2.3 波形解析
  3. 制御 알고리즘 및 回路構成
    - 3.1 制御回路
    - 3.2 制御 알고리즘
    - 3.3 A/D 變換器
    - 3.4 인터럽트 制御部
    - 3.5 # 1.2 8253의 인터페이스
    - 3.6 驅動回路
  4. 實驗 및 實驗結果 考察
    - 4.1 實驗裝置
    - 4.2 負荷試驗
    - 4.3 인버터 出力電壓 및 波形 考察
    - 4.4 高調波 成分 考察
  5. 結 論
- 參考文獻

## Abstract

In recent years, the demand for a high-performance power converters has been increased rapidly, and various DC to AC and AC to DC power converters have been realized by the development of power-electronics and microelectronics. Among various power converters, a variable voltage and variable frequency (VVVF) 3-phase PWM inverter is very important and indispensable to the variable speed AC motor drive.

In this paper, microprocessor based 3-phase regular sampled PWM inverter with new real-time-control algorithm and control circuit for 3-phase squirrel cage induction motor has been built to implement this PWM scheme. The inverter has been designed in order to operate the motor with PWM operation(constant torque output) below the rated motor speed and square wave operation (constant horse power output) over rated motor speed.

MOS technology microprocessor 6502, Intel Programmable Interval Timer 8253, and some TTL ICs were used in PWM signal generator and Power Transistor 2SC3094 was used as main power switch. Harmonic components of resulting waveform were theoretically analyzed in terms of Bessel function series and then calculated by minicomputer and observed with spectrum analyzer.

In this system, the saturated modulating wave mode operation was proposed for smooth operation when transition was occurred from a PWM waveform operation to a square waveform operation. It was verified experimentally that the voltage difference was reduced remarkably. As the result of comparative analysis and experiment, this system was quite satisfactory and expected to be used in the industrial applications.



## 記 號 說 明

- $E$  : D. C link output voltage [V]  
 $E_b$  : amplitude of carrier wave voltage [V]  
 $E_s$  : amplitude of modulation wave voltage [V]  
 $f_b$  : frequency of carrier wave [Hz]  
 $f_s$  : frequency of modulation wave [Hz]  
 $I_m$  : magnetizing current [A]  
 $I_r'$  : rotor current referred to stator [A]  
 $I_s$  : stator current of induction motor [A]  
 $j$  : complex number operator,  $\sqrt{-1}$   
 $J_n(X)$  : Bessel function of the first kind of order  $n$  argument  $x$ .  
 $k_{mn}$  : Fourier coefficient  
 $L_r'$  : rotor inductance per-phase [H]  
 $L_s$  : stator inductance per-phase [H]  
 $M$  : modulation index  
 $P$  : number of poles  
 $R$  : frequency ratio  
 $R_r'$  : rotor resistance per-phase referred to stator turns [ $\Omega$ ]  
 $R_s$  : resistance of the stator winding per-phase [ $\Omega$ ]  
 $s$  : slip  
 $t$  : instantaneous time [sec]

$T_o$  : induced motor torque [N-m]

$V_{dc}$  : output voltage from 3  $\phi$  rectifier [V]

$V_s$  : supply voltage per-phase [V]

$\omega_b$  : angular frequency of carrier signal [rad/s]

$\omega_s$  : angular frequency of modulating signal, stator frequency [rad/s]

$\varphi$  : phase angle [deg]

XXH : hexadecimal number



## 1. 緒 論

1957년 General Electric 사에 의해서 다이리스터가 발표된 이후 전력용 半導體素子들의 大用量化, 高速化로 인해 자유로운 交流-一直流 혹은 一直流-交流의 전력변환이 가능하게 되어 가변속제어 분야에 교류 전동기의 사용율이 점차 높아지고 있다.<sup>1)~4)</sup> 이를 위한 可變電壓, 可變周波數 전원장치중 PWM (Pulse Width Modulation) 인버터는<sup>12)</sup> 제어장치가 복잡하고 고속스위칭 소자를 필요로 하며, 출력전압이 낮은 문제점은 있지만 출력전압과 주파수의 제어를 인터버내에서 행할 수 있어 Uncontrolled DC Link<sup>9)</sup>의 사용이 가능하고 低次高調波의 제거가 용이하기 때문에 현존하는 전력 변환장치중 교류전동기의 가변속 제어와 無停電 전원장치로 사용하기에 가장 적합하다.<sup>9)</sup>

變調方式中 PWM 방식은 1964년 A. Schönung 씨 등에 의하여 인버터에 도입된 이래 아날로그적으로 研究開發되어 왔는데 이는 온도변화에 의한 회로정수의 변화, 잡음의 영향등으로 신뢰성이 낮았고, 동기화가 어려워 성능면에서 상당한 제약을 받아왔다.

그러나 1970년대 후반 超集積度 (VLSI)의 마이크로프로세서와 주변 LSI가 개발되어 PWM 인버터의 신뢰성과 융통성을 크게 향상시킬 수 있었다.<sup>3), 5)~8)</sup> 일반적으로 대형컴퓨터의 도움없이 현존하는 8비트 마이크로프로세서로써 PWM 인버터를 구성하는 방법중, Regular Sampled 방식이 實時間制御 (Real-time-control)가 가능하기 때문에 유리하다.<sup>9), 13), 14)</sup> 그러나 출력파형의 고조파

성분은 시간에 대한 超越函數로 표현되기 때문에 명확한 이론적 해석결과가 거의 없다. 그리고 PWM 인버터가 정격주파수 이상에서 유도 전동기를 구동시키는 경우, 出力 電壓의 증가를 위해서 PWM 모드로부터 구형파모드로의 전환이 필요한데 이때 발생하는 과도한 인버터 출력 전압의 격차에 의해서 전동기가 불안정 상태로 되는 문제점이 있다.<sup>7)</sup>

따라서 본 논문에서는 PWM 모드에서 矩形波모드로 轉換時 전압 격차를 줄여 전동기의 안정 운전을 도모하면서 일정부하를 갖는 3상 유도전동기를 開루우프로 가변속 운전하기 위하여, 0-120 Hz 까지 사용 가능한 3상 Regular Sampled PWM 인버터를 마이크로프로세서 6502 와 Programmable Interval Timer 8253, TTL IC 들을 이용하여 만들어내고 아울러 그 제어 알고리즘을 제시하였다. 출력 파형의 高調波 성분은 Bessel 級數를 이용하여 이론적으로 해석하고 실험을 통하여 확인하였다. PWM 모드에서 矩形波모드로 전환시 正弦波보다 크게 飽和시킨 變調波를 이용함으로써 인버터를 최대 출력전압까지 安定狀態로 사용할 수 있게 하였다.

## 2. 三相 Regular Sampled PWM 인버터

## 2.1 PWM 인버터의 原理

PWM 인버터는 보통 正弦波 PWM ( Sinusoidal PWM )을 말하며 삼각 搬送波 ( Triangular Carrier Wave )와 정현 變調波 ( Sinusoidal Modulation Wave )를 비교하여 정현파의 振幅에 비례한 펄스폭을 가진 펄스로 만들어 搬送波의 매 주기당 平均電壓의 변화를 정현파에 가깝게 만드는 방식이다.

Fig. 1은 PWM의 원리를 나타내는 그림이다.

PWM에서 搬送波와 變調波의 진폭 및 주파수를 각각  $E_b, E_s, f_b, f_s$ 라 할 때 變調指數 ( Modulation Index )  $M$ 과 周波數比 ( Frequency Ratio )  $R$ 은 다음과 같이 定義된다.

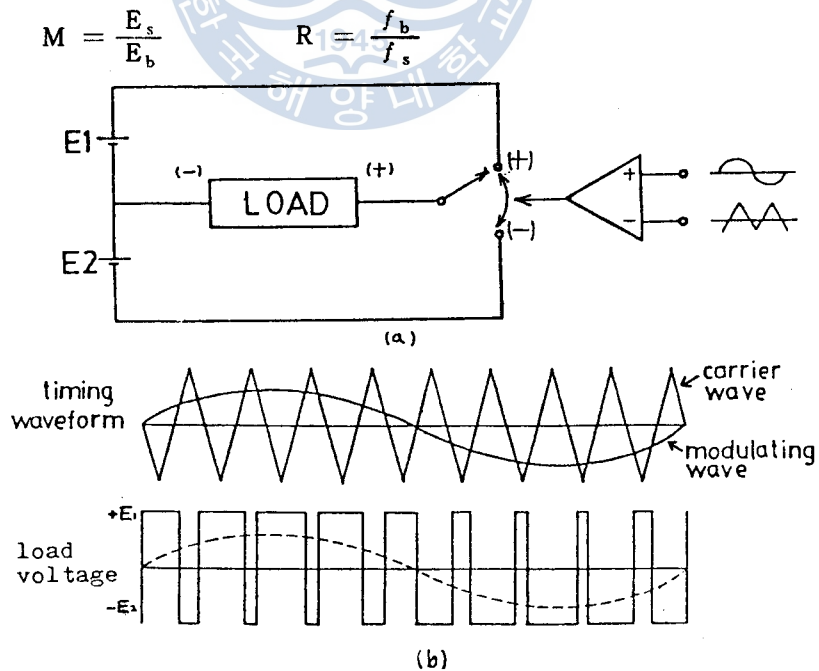
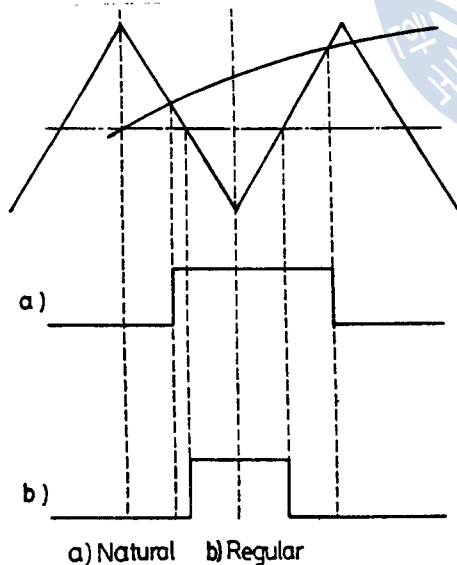


Fig. 1. Principle of PWM inverter



중래의 아날로그 방식으로 PWM 신호가 만들어지는 경우 搬送波와 變調波가 非同期的으로 되기가 쉽기 때문에 맥놀이 (Beat) 현상이 발생한다. 이때 인버터 출력에 基本波 성분 이하의 주파수 성분들 (Subharmonics) 이 발생되어 교류 전동기 驅動時에 심각한 악영향을 미치게 된다. 그러나 마이크로프로세서에 의한 디지털 방식을 이용하면 R을 정확한 整數倍로 조정할 수가 있어서 기본파 성분 이하가 되는 주파수 성분은 排除시키고 기본파의 整數倍 성분만 나타난다. 이 출력을 교류전동기에 인가하면 전동기의 누설 리액턴스가 高次高調波 성분들에 대하여 큰 임피던스로 작용하게 되어 高次高調波들이 抑制된다.

Fig. 2는 마이크로프로세서에 의한 PWM 방식중 Natural Sampled PWM 방식과 Regular Sampled PWM 방식을 비교한 그림이다.



三相 整流器를 DC Link 로 갖는 인버터에서 線間電壓  $V_{AC}$  의 교류전원이 三相 整流器에 인가되었을때 整流器 출력전압  $V_{DC}$  는  $1.350 V_{AC}$  가 되며, 정현파 PWM 의 경우 인버터 출력 相電壓의 최대 實効值  $V_{out}$  ( phase ) 는  $0.4773 V_{AC}$  이고 線間電壓의 최대 實効值  $V_{out}$  ( line ) 는  $0.8267 V_{AC}$  이며 線

Fig. 2. Comparison of natural sampled PWM and regular sampled PWM

間基本波의 최대치  $V_{out}(\text{line peak})$ 는  $0.866 V_{dc}$ 로 된다.

그러므로 常用電源을 定格으로 하는 전동기를 인버터로 구동시키는 경우 定格周波數에서 定格出力으로 운전되려면 DC Link의 출력전압이 증가되어야 한다.

變調波에 제 3 고조파 성분을 첨가시켜 출력 전압을 어느정도 증가시킬 수 있으나<sup>10)</sup> 인버터 출력파형이 矩形波가 될때 최대 출력전압을 낼 수 있다. 矩形波의 경우 출력 相電壓의 基本波 진폭  $V$ 는  $0.6366 V_{dc}$  이고 각 상의 實効值 電壓  $V_{out}(\text{phase})$ 는  $0.607 V_{Ac}$ 이며 선간의 實効值 電壓  $V_{out}(\text{line})$ 은  $0.053 V_{Ac}$ 로 되고 선간 基本波의 최대치  $V_{out}(\text{line peak})$ 는  $1.103 V_{dc}$ 가 된다.

이상에서 PWM의 최대전압과 구형파의 전압간에는 상당한 격차가 있음을 알 수 있다. 그러므로 넓은 주파수 범위에서 교류전동기가 인버터로 운전될 때 인버터의 出力電壓을 높이기 위하여 PWM로부터 구형파로 전환되어야 한다. 그러나 이때 발생하는 큰 전압 격차는 전동기의 운전에 불안정 상태를 초래한다.

또한 PWM으로 주파수비가 일정한 상태로 낮은 주파수까지 전동기를 운전하는 경우 전동기의 누설리액턴스 값이 낮아져 전동기의 時定數가 감소하므로 電流의 Smoothing이 불량하게 되어 電流의 高調波 성분이 증가하게 된다.

그러므로 낮은 주파수운전에서는 周波數比의 증가가 이루어져야 하는데<sup>11)</sup> 주파수비가 너무 크면 스위칭 損失이 증가하여 基本波 성분의 진폭이 감소하며 이를 보상하기 위하여 變調指數를 약간 증

가 시킨다.

2.2 시스템의 構成

Fig. 3 은 전체 시스템의 블록도로서, 외부로부터 周波數指令 (Frequency command) 을 받아 소프트웨어와 하드웨어에 의해서 인버터의 동작 모드 (mode) 와 스위칭점 (Switching point) 들을 結定하는 制御部와, 三相 交流電源을 받아 整流器를 거쳐 直流로 變換되어 Filtering 된 다음 制御部の 出力信號에 의해서 스위칭 制御되어 電動機負荷에 電力을 공급하는 電力部로 構成된다.

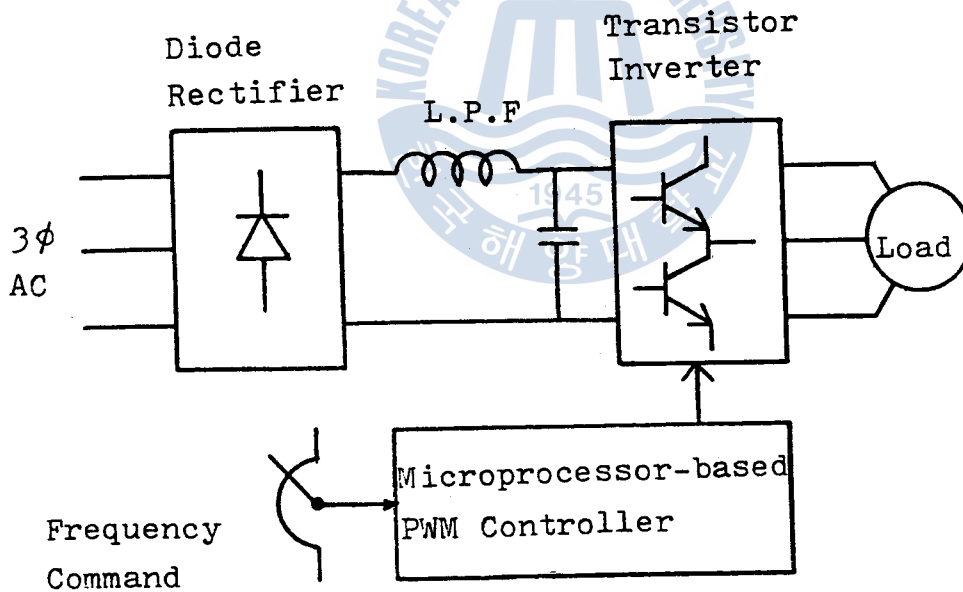


Fig. 3 Block diagram of 3-phase regular sampled PWM inverter.

2.3 波形 解析 <sup>15), 16), 17)</sup>

Fig. 4는 三相 Regular Sampled PWM 인버터의 變調波와 搬送波 및 이들에 의하여 발생되는 相電壓 및 線間電壓을 나타낸 그림이다.

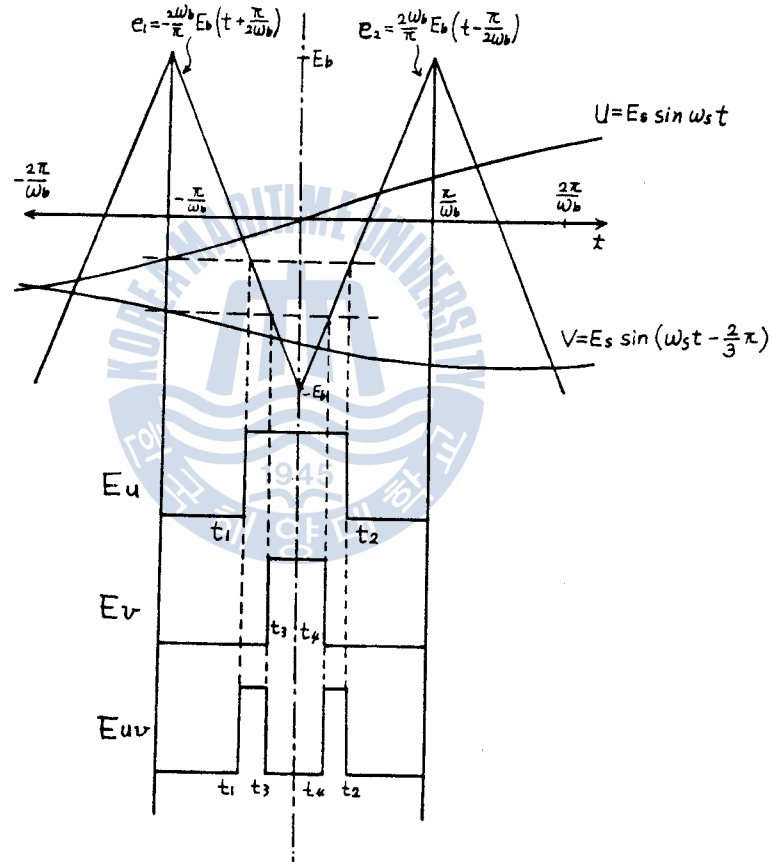


Fig. 4 Waveform of regular sampled PWM.

Fig. 4 에서 變調波 U 와 V 는

$$U = E_s \sin \omega_s t \quad (2)$$

$$V = E_s \sin \left( \omega_s t - \frac{2}{3} \pi \right) \quad (3)$$

이고, 搬送波  $e_1$  과  $e_2$  는

$$e_1 = -\frac{2\omega_b}{\pi} E_b \left( t + \frac{\pi}{2\omega_b} \right) \quad (4)$$

$$e_2 = \frac{2\omega_b}{\pi} E_b \left( t - \frac{\pi}{2\omega_b} \right) \quad (5)$$

가 된다. 식 (2), (3), (4), (5) 에서 스위칭 시간  $t_1, t_2, t_3, t_4$  는

$$\begin{aligned} t_1 &= -\frac{\pi}{2\omega_b} \left( 1 - M \sin \frac{\pi}{R} \right) \\ t_2 &= \frac{\pi}{2\omega_b} \left( 1 - M \sin \frac{\pi}{R} \right) \\ t_3 &= -\frac{\pi}{2\omega_b} \left\{ 1 - M \sin \left( \frac{\pi}{R} + \frac{2}{3} \pi \right) \right\} \\ t_4 &= \frac{\pi}{2\omega_b} \left\{ 1 - M \sin \left( \frac{\pi}{R} + \frac{2}{3} \pi \right) \right\} \end{aligned} \quad (6)$$

단  $M = E_s / E_b$ , 로 된다. 식 (2)에서 U를  $T_1$  만큼 양의 방향으로 평행 이동시킨 새로운 變調波  $U_1$  은

$$U_1 = E_s \sin y \quad (7)$$

이고, 여기서

$$y = \omega_s t - \theta_1, \quad \theta_1 = \omega_s T_1, \quad T_1 = \frac{\pi}{\omega_b} - t_1 \quad (8)$$

이다. 식(4), (5) 그리고 (7)에서  $t_1, t_2$ 의 位相  $\varphi_1, \varphi_2$ 는

$$\begin{aligned} \varphi_1 &= \omega_b t_1 = -\frac{\pi}{2} (1 + M \sin y) \\ \varphi_2 &= \omega_b t_2 = \frac{\pi}{2} (1 + M \sin y) \end{aligned} \quad (9)$$

이다. 식 (3)에서  $V$ 를  $T_2$ 만큼 양의 방향으로 평행 이동시킨 새로운 變調波  $V_1$ 은

$$V_1 = E_s \sin (y - \theta) \quad (10)$$

이고, 여기서

$$\theta = \omega_s T_2 + \frac{2}{3} \pi - \theta_1, \quad T_2 = \frac{\pi}{\omega_b} - t_3 \quad (11)$$

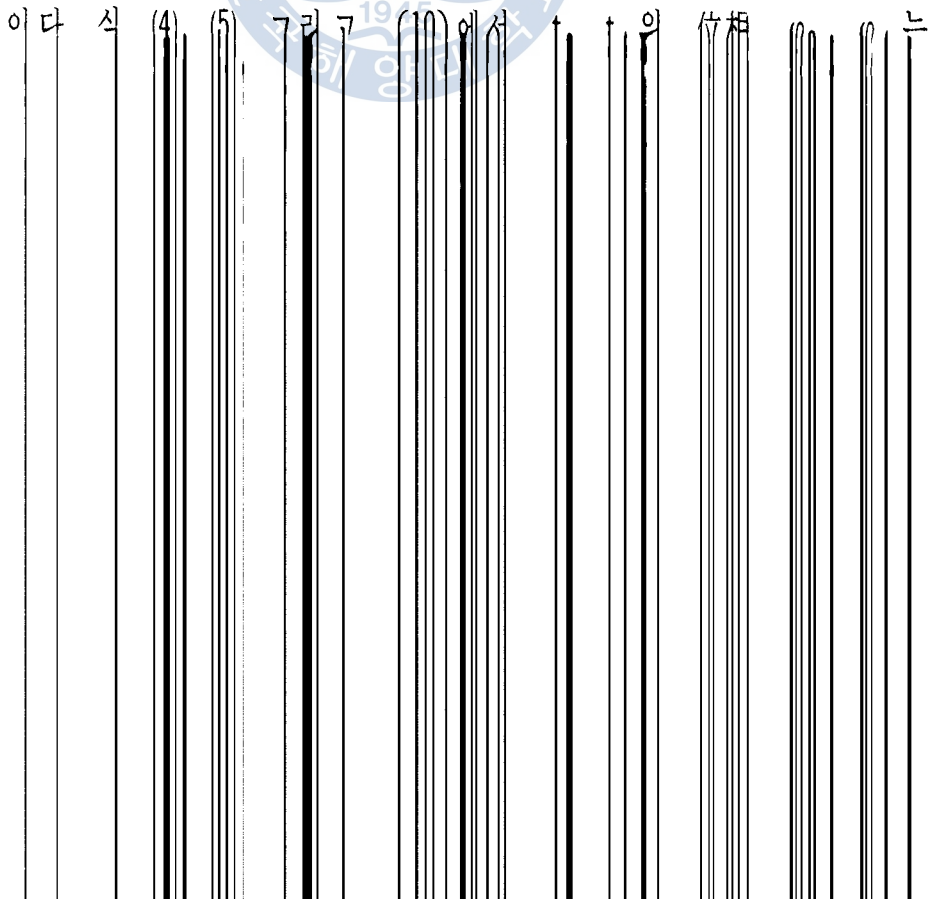


Fig. 4 에서 變調波 U 와 V 는

$$U = E_s \sin \omega_s t \quad (2)$$

$$V = E_s \sin \left( \omega_s t - \frac{2}{3} \pi \right) \quad (3)$$

이고, 搬送波  $e_1$  과  $e_2$  는

$$e_1 = -\frac{2\omega_b}{\pi} E_b \left( t + \frac{\pi}{2\omega_b} \right) \quad (4)$$

$$e_2 = \frac{2\omega_b}{\pi} E_b \left( t - \frac{\pi}{2\omega_b} \right) \quad (5)$$

가 된다. 식 (2), (3), (4), (5) 에서 스위칭 시간  $t_1, t_2, t_3, t_4$  는

$$\begin{aligned} t_1 &= -\frac{\pi}{2\omega_b} \left( 1 - M \sin \frac{\pi}{R} \right) \\ t_2 &= \frac{\pi}{2\omega_b} \left( 1 - M \sin \frac{\pi}{R} \right) \\ t_3 &= -\frac{\pi}{2\omega_b} \left\{ 1 - M \sin \left( \frac{\pi}{R} + \frac{2}{3} \pi \right) \right\} \\ t_4 &= \frac{\pi}{2\omega_b} \left\{ 1 - M \sin \left( \frac{\pi}{R} + \frac{2}{3} \pi \right) \right\} \end{aligned} \quad (6)$$

단  $M = E_s / E_b$ , 로 된다. 식(2)에서 U를  $T_1$  만큼 양의 방향으로 평행 이동시킨 새로운 變調波  $U_1$  은

$$U_1 = E_s \sin y \quad (7)$$

이고, 여기서

$$y = \omega_s t - \theta_1, \quad \theta_1 = \omega_s T_1, \quad T_1 = \frac{\pi}{\omega_b} - t_1 \quad (8)$$

이다. 식(4), (5) 그리고 (7)에서  $t_1, t_2$ 의 位相  $\varphi_1, \varphi_2$ 는

$$\begin{aligned} \varphi_1 &= \omega_b t_1 = -\frac{\pi}{2} (1 + M \sin y) \\ \varphi_2 &= \omega_b t_2 = \frac{\pi}{2} (1 + M \sin y) \end{aligned} \quad (9)$$

이다. 식 (3)에서  $V$ 를  $T_2$ 만큼 양의 방향으로 평행 이동시킨 새로운 變調波  $V_1$ 은

$$V_1 = E_s \sin(y - \theta) \quad (10)$$

이고, 여기서

$$\theta = \omega_s T_2 + \frac{2}{3} \pi - \theta_1, \quad T_2 = \frac{\pi}{\omega_b} - t_3 \quad (11)$$

이다. 식 (4), (5), 그리고 (10)에서  $t_3, t_4$ 의 位相  $\varphi_3, \varphi_4$ 는

$$\begin{aligned} \varphi_3 &= \omega_b t_3 = -\frac{\pi}{2} \{ 1 + M \sin(y - \theta) \} \\ \varphi_4 &= \omega_b t_4 = \frac{\pi}{2} \{ 1 + M \sin(y - \theta) \} \end{aligned} \quad (12)$$

로 된다. 식 (7)과 (10)을 變調波로 하였을때 出力電壓  $E_{uv}$ 는 Fourier 級數로 다음과 같이 表示된다.

$$E_{uv} = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} [k_{mn} e^{j(m x + n y)} - k'_{mn} e^{j\{m x + n(y - \theta)\}}] \quad (13)$$



단,  $x = \omega_b t$  이며,  $m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ ,  $n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$  로 각각 搬送波와 變調波에 대한 고조파 성분이다.

여기서 Fourier 係數  $k_{mn}$ ,  $k'_{mn}$  은

$$k_{mn} = \frac{E}{(2\pi)^2} \int_0^{2\pi} \int_{\varphi_1}^{\varphi_2} e^{-j(mx+ny)} dx dy \quad (14)$$

$$k'_{mn} = \frac{E}{(2\pi)^2} \int_0^{2\pi} \int_{\varphi_3}^{\varphi_4} e^{-j\{mx+n(y-\theta)\}} dx dy$$

가 된다. 식 (13) 과 (14) 를 이용하여 고조파 성분을 다음과 같이 解析한다.

1) 基本波成分 ( $m = 0, n = 1$ )

식 (14) 에서

$$k_{01} = \frac{EM}{j4} \quad (15)$$

$$k'_{01} = \frac{EM}{j4}$$

이 되므로 식 (15) 를 식 (13) 에 代入하면

$$(E_{uv})_{01} = \frac{EM}{2} \{ \sin y - \sin(y-\theta) \} \quad (16)$$

이다. 이것은 搬送波의 주파수  $\omega_b$  에 무관하고, 인버터에 공급되는 직류전압 E 와 變調指數 M 에 비례한다.

2) 直流成分 ( $m = 0, n = 0$ )

식 (14) 에서

$$k_{00} = E, \quad k'_{00} = E \quad (17)$$

이므로 식 (17)을 식 (13)에 代入하면 직류성분 전압  $(E_{uv})_{00}$ 은

$$(E_{uv})_{00} = 0 \quad (18)$$

이다.

3) 變調波 주파수의 整數倍 成分 ( $m = 0, n > 1$ )

식 (14)에서

$$k_{0n} = 0, \quad k'_{0n} = 0 \quad (19)$$

이므로 식 (19)를 식 (13)에 代入하면 변조파 주파수의 정수배 성분 전압  $(E_{uv})_{0n}$ 은

$$(E_{uv})_{0n} = 0 \quad (20)$$

이다.

4) 搬送波 주파수의 整數倍 成分 ( $m \geq 1, n = 0$ )

식 (14)에서

$$k_{m0} = 0, \quad k'_{m0} = 0 \quad (21)$$

이므로 식 (21)을 식 (13)에 代入하면 반송파 주파수의 정수배 성분 전압  $(E_{uv})_{m0}$ 은

$$(E_{uv})_{m0} = 0 \quad (22)$$

이다.

5) 搬送波와 變調波의 整數倍 주파수의 合 및 差의 成分

( $m \geq 1, n \neq 0$ )

식 (14) 에서

$$k_{mn} = - \frac{E}{jm(2\pi)^2} \sum_{k=0}^{\pm\infty} J_k \left( \frac{mM\pi}{2} \right) \left\{ e^{-j\frac{m\pi}{2}} \int_0^{2\pi} e^{-j(n+k)y} dy \right. \\ \left. - e^{j\frac{m\pi}{2}} \int_0^{2\pi} e^{-j(n-k)y} dy \right\} \quad (23)$$

$$k'_{mn} = - \frac{E}{jm(2\pi)^2} \sum_{k=0}^{\pm\infty} J_k \left( \frac{mM\pi}{2} \right) \left\{ e^{-j\frac{m\pi}{2}} \int_0^{2\pi} e^{-j(n+k)(y-\theta)} dy \right. \\ \left. - e^{j\frac{m\pi}{2}} \int_0^{2\pi} e^{-j(n-k)(y-\theta)} dy \right\}$$

이다. 식 (23)에서

$k = n$  일때

$$k_{mn} = \frac{E}{jm2\pi} \sum_{n=0}^{\pm\infty} J_n \left( \frac{mM\pi}{2} \right) e^{j\frac{m\pi}{2}} \quad (24)$$

$$k'_{mn} = \frac{E}{jm2\pi} \sum_{n=0}^{\pm\infty} J_n \left( \frac{mM\pi}{2} \right) e^{j\frac{m\pi}{2}}$$

$k = -n$  일때

$$k_{mn} = - \frac{E}{jm2\pi} \sum_{n=0}^{\pm\infty} J_{-n} \left( \frac{mM\pi}{2} \right) e^{-j\frac{m\pi}{2}} \quad (25)$$

$$k'_{mn} = - \frac{E}{jm2\pi} \sum_{n=0}^{\pm\infty} J_{-n} \left( \frac{mM\pi}{2} \right) e^{-j\frac{m\pi}{2}}$$

$k = |n|$  일때 식 (24)와 (25)에서

$$k_{mn} = \frac{E}{jm2\pi} \sum_{n=0}^{\pm\infty} J_n \left( \frac{mM\pi}{2} \right) \left\{ e^{j\frac{m\pi}{2}} - (-1)^n e^{-j\frac{m\pi}{2}} \right\}$$

$$k'_{mn} = \frac{E}{jm2\pi} \sum_{n=0}^{\pm\infty} J_n \left( \frac{mM\pi}{2} \right) \left\{ e^{j\frac{m\pi}{2}} - (-1)^n e^{-j\frac{m\pi}{2}} \right\} \quad (26)$$

가 된다. 식 (26) 에서,  $\ell_1 = 1, 2, \dots, \ell_2 = \pm 1, \pm 2, \dots$  이라 할 때  
i)  $n = 2\ell_2$  (우수) 일때

$$\begin{aligned} k_{mn} &= \frac{E}{m\pi} J_{2\ell_2} \left( \frac{mM\pi}{2} \right) \sin \frac{m\pi}{2} \\ k'_{mn} &= \frac{E}{m\pi} J_{2\ell_2} \left( \frac{mM\pi}{2} \right) \sin \frac{m\pi}{2} \end{aligned} \quad (27)$$

로 된다. 식 (27) 에서  $m = 2\ell_1$  일때

$$\begin{aligned} k_{2\ell_1, 2\ell_2} &= k'_{2\ell_1, 2\ell_2} = 0 \text{ 이 되므로 출력 } (E_{uv})_{2\ell_1, 2\ell_2} \text{ 는} \\ (E_{uv})_{2\ell_1, 2\ell_2} &= 0 \end{aligned} \quad (28)$$

이다. 그리고  $m = 2\ell_1 + 1$  일때 출력  $(E_{uv})_{2\ell_1+1, 2\ell_2}$  는

$$\begin{aligned} (E_{uv})_{2\ell_1+1, 2\ell_2} &= \sum_{\ell_1=0}^{\infty} \sum_{\ell_2=1}^{\pm\infty} \frac{2E}{(2\ell_1+1)\pi} J_{2\ell_2} \\ &\quad \left\{ \frac{(2\ell_1+1)M\pi}{2} \right\} \sin \frac{(2\ell_1+1)\pi}{2} \left[ \cos \{ (2\ell_1+1)\omega_b t + \right. \\ &\quad \left. 2\ell_2(\omega_s t - \theta_1) \} - \cos \{ (2\ell_1+1)\omega_b t + 2\ell_2(\omega_s t - \theta_1 - \theta) \} \right] \end{aligned} \quad (29)$$

이다.

ii)  $n = 2\ell_2 + 1$  (기수) 일때

$$\begin{aligned} k_{mn} &= \frac{E}{jm\pi} J_{2\ell_2+1} \left( \frac{mM\pi}{2} \right) \cos \left( \frac{m\pi}{2} \right) \\ k'_{mn} &= \frac{E}{jm\pi} J_{2\ell_2+1} \left( \frac{mM\pi}{2} \right) \cos \left( \frac{m\pi}{2} \right) \end{aligned} \quad (30)$$

이다. 식 (30)에서  $m = 2\ell_1 + 1$  일때

$$k_{2\ell_1+1, 2\ell_2+1} = k'_{2\ell_1+1, 2\ell_2+1} = 0 \text{ 이므로 출력은}$$

$$(E_{uv})_{2\ell_1+1, 2\ell_2+1} = 0 \quad (31)$$

이다. 그리고  $m = 2\ell_1$  일때 출력  $(E_{uv})_{2\ell_1, 2\ell_2+1}$  은

$$(E_{uv})_{2\ell_1, 2\ell_2+1} = \sum_{\ell_1=1}^{\infty} \sum_{\ell_2=0}^{\pm\infty} \frac{E}{\ell_1\pi} J_{2\ell_2+1}(\ell_1 M\pi) \cos(\ell_1\pi)$$

$$\left[ \sin\{2\ell_1\omega_b t + (2\ell_2+1)(\omega_s t - \theta_1)\} - \sin\{2\ell_1\omega_b t + (2\ell_2+1)(\omega_s t - \theta_1 - \theta)\} \right] \quad (32)$$

가 된다.

이상의 波形解析을 요약하면 3상 Regular Sampled PWM 인버터에서 高調波成分은 變調波의 偶數배 주파수와 搬送波의 奇數배 주파수의 和 및 差, 혹은 變調波의 奇數배 주파수와 搬送波의 偶數배 주파수의 和 및 差의 形態로만 나타난다.

## 3. 制御 알고리즘 및 回路構成

## 3.1 制御回路

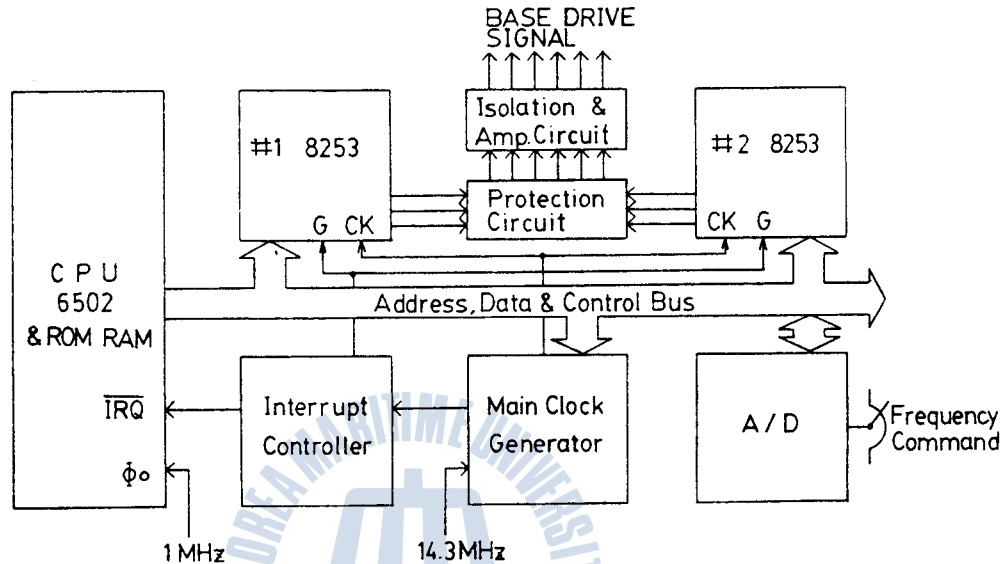


Fig. 5 Block diagram of 3-phase regular sampled PWM controller.

Fig. 5는 3상 Regular Sampled PWM 인버터 시스템의 구성도이다. Fig. 5에서 CPU와 메모리는 각부 회로의 制御, 運轉모드 結定, 펄스폭 데이터의 演算 및 연산된 펄스폭 데이터를 기억하는 역할을 한다. CPU의 동작을 위하여 1 [MHz]의 클럭이 필요하며 이것은 14.3 [MHz] 수정 발진기로부터 얻어진다. 또한 14.3 [MHz]는 주 클럭 발생기에 인가된다. 주 클럭 발생부는 출력 周波數와 周波數비를 고려하여 주파수 지령에 대응하는 클럭을 발생시키며 인터럽트 제어 회로에 인가되어 搬送波의 한 주기인 FEH를 셀때마다 인

터럽트 요구 ( Interrupt Request ) 신호를 발생하게 한다.

계산된 펄스폭 데이터를 실제 펄스의 形態로 변환하여 외부로 출력시키기 위하여 # 1.2 8253 회로가 사용된다.

또한 驅動回路에서는 保護回路 ( Protection Circuit )와 接地分離 및 增幅回路 ( Isolation and Amplification Circuit ) 그리고 주전력부로 구성되어 # 1.2 8253 으로부터 출력되는 PWM신호를 접지분리 및 증폭시켜 주전력부에 있는 트랜지스터의 베이스를 구동시키게 한다.

그리고 A/D 變換器는 외부로부터 아날로그 周波數指수를 디지털 화시킨다.

### 3.2 制御 알고리즘

Regular Sampled PWM 신호 발생 알고리즘은 식 (6)으로 얻을 수 있다.

식 (6)의  $t_2 - t_1$  으로부터 임의의 시간  $t$ 에서 變調波를 샘플링 하여 얻은 Regular Sampled PWM의 펄스幅 PW는

$$PW = \frac{\pi}{\omega_b} \{ 1 + M \sin(\omega_s t) \} \quad (33)$$

로 표시할 수 있으며 이 값은 최소 0, 최대  $\frac{2\pi}{\omega_b}$ 의 값을 갖는다. 식 (33)의 첫째 항은 無變調에 대한 펄스폭을 나타내고 둘째 항은 正弦波變調에 대한 펄스폭을 나타낸다. 搬送波 한 주기의 중앙을 기준으로 하여 Regular Sampled PWM 파형은 左右 對稱이므로 이 펄스폭을 1 바이트 ( Byte )의 데이터로 나타낼때 반드시 偶數가

되어야 하며 최대값은 254 (FEH)가 된다. 식 (33)에서 PW를 최대 254로 나타내면

$$PW = V \times S / 128 + 127 \quad (34)$$

로 쓸 수 있다. 여기서 S는

$$S = 128 \times \sin(\omega_s t) \quad (35)$$

로 표시되며 변調波가 시간 t에서 샘플링 되는 값이고, V는

$$V = 127 \times M \quad (36)$$

으로 표시되는 전압지령 (Voltage Command)이다.

마이크로프로세서에 의하여 Regular Sampled PWM 波形이 만들어지는 경우 완전 同期化가 가능하다. 그러므로 정해진 주파수비 R에 대해서 변조파가 샘플링되는 점은 주기적으로 일정하게 된다. 주파수비가 R인 경우  $\frac{1}{4}$ 주기 내에서 샘플링되는 정현파 데이터 S는

$$S = 128 \sin \left\{ \frac{\pi (1 + 2n)}{R} \right\}$$

$$n = 0, 1, \dots, \left( \frac{R}{4} - 1 \right) \quad (37)$$

로 표시할 수 있으며 정현파 데이터 S와 電壓指令 V는 미리 계산하여 Look-up Table로 만들어 놓는다.

본 논문에서는  $\frac{1}{4}$ 주기분의 정현파 데이터만 가지고 3상의 PWM



신호를 만들어주기 위하여 R 를 4 와 3 의 공배수인 12 의 배수로 결정하였다. 외부로부터 주파수 指令이 입력되면 V - F 특성에 맞는 전압지령이 選擇되고 Look - up Table 로부터  $\frac{1}{4}$  주기분의 정현파 데이터 하나를 인출하여 식 (34) 를 계산한다. 계산된 PW 는 3 상 Regular Sampled PWM 파형을 만들 수 있도록 # 1.2 8253 에 조정된 형태로 써넣어진다.

여러 경우의 PW 에 대하여 # 1.2 8253 에 써넣을 데이터를 구하는 방법이 Table 1 에 나타나 있다.

Table 1. Pulse width and # 1.2 8253 loading data .

	PW	# 1 8253	# 2 8253
1.2 Quadrant	at PW = 0	0	0
	at PW ≠ 0	$7FH + \frac{PW}{2}$	$7FH - \frac{PW}{2}$
3.4 Quadrant	at (FEH - PW) = 0	0	0
	at (FEH - PW) ≠ 0	$7FH + \frac{(FEH - PW)}{2}$	$7FH - \frac{(FEH - PW)}{2}$

그리고 R = 12 로 固定시키고 정현파 데이터만 약간 修正하면 PWM 일 때의 최대 전압보다 더 큰 전압을 발생 하는 PWM 신호를 얻을 수 있다. 이것은 정현파를 거의 구형파에 가깝게 飽和시

키고 이때 샘플링되는 값을 식 (34)의 정현파 데이터 S로 사용하는 것이다.

본 논문에서는 51 Hz에서 60 Hz까지 포화된 변調波를 이용한 PWM을 사용하였으며, 샘플링시간  $t_1$ 에서 포화되지 않은 정현파 데이터가  $St_1$ 이라면 포화된 정현파 데이터  $St'_1$ 는

$$St'_1 = St_1 + \frac{(128 - St_1) \times L}{11} \quad (38)$$

단,  $L = 1, 2, \dots, 10$

$St'_1 \leq 128$  인 정수

와 같이 하여 L은 51 Hz일 때 1로부터 1 Hz 증가시마다 1씩 증가하게 하였다.

Fig. 6은 50 Hz부터 2 Hz 간隔으로 증가하는 포화된 정현파의 그림이며 이와 같은 방법을 포화형 PWM (Saturated PWM)이라稱하기로 한다.

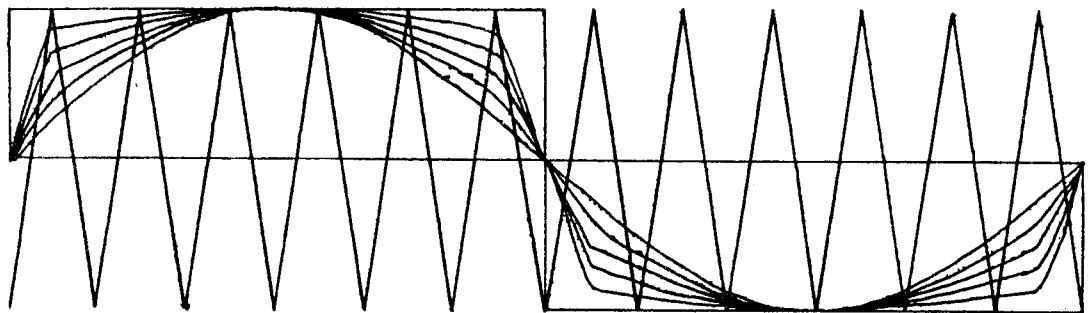


Fig. 6. Waveform of saturated modulation wave.

또한 0 ~ 120 Hz 까지의 넓은 주파수 範圍에서, 0 ~ 50 Hz 까지는 PWM 51 ~ 60 Hz 까지는 포화형 PWM, 61 ~ 120 Hz 까지는 矩形波로 運轉하게 設計하였으며 0 ~ 50 Hz 까지의 PWM의 경우 낮은 주파수로 갈수록 주파수비를 증가시켜 저주파 운전시 전동기의 누설 리액턴스 감소에 따르는 전류 리플성분의 증가를 방지하기 위하여 Ratio Change를 실시하였다. Fig. 7은 本 論文에서 채택한 變調波와 搬送波의 주파수 관계를 나타낸 그림이다.

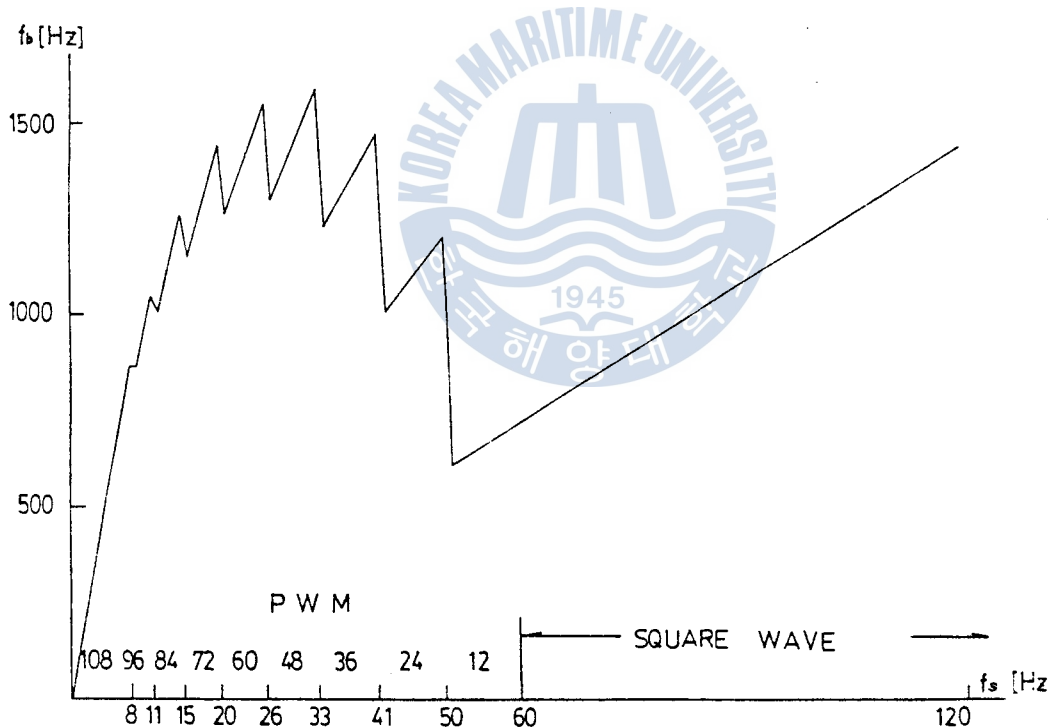


Fig. 7 Relation between output frequency and carrier frequency .

이상과 같은 방법으로 제어 프로그램이 설계되었다. 제어 프로그램의 구성은 周波數指令에 따라 운전 모드와 Ratio Change를 결정하고, 펄스폭을 계산하는 主프로그램(Main Program)과 계산된 펄스폭 데이터를 실제 波形으로 출력시키고 주파수 지령을 외부에서 받아 들이는 인터럽트 서비스루틴(Interrupt Service Routine), 그리고 여러 常數들이 貯藏되어 있는 Look-up Table로 되어있다. Fig. 8과 Fig. 9는 主프로그램과 인터럽트 서비스루틴의 플로우 차트이다.

主프로그램에서는 각각의 8253에 2개씩 할당되어 있는 펄스폭 데이터 引出 RAM중에서 현재 引出되고 있지 않은 RAM을 선택하여 새로 계산한 데이터를 기억시킨다. 프로그램의 길이는 832바이트이며 그 동작은 다음과 같다.

- ① 처음 시작시 인터럽트를 禁止시키고 # 1.2 8253을 Mode 1, 8비트, 2進 카운터로 初期化시키고 프로그램에서 사용하게 될 Zero-Page 영역을 초기화 시킨다.
- ② 인터럽트 서비스루틴에서 A/D 變換되어 Zero-Page에 저장되어 있는 周波數指令을 읽는다.
- ③ 이 값이 120 이하이고 이전의 값과 비교해서 바뀌었으며 V-F특성에 맞게 설정되어 있는 새로운 전압지령치와 Programmable Modulo-N Counter MC 4018에 로드할 카운팅 데이터를 Look-up Table로부터 引出한다.
- ④ 운전 모드와 주파수비를 결정한다.

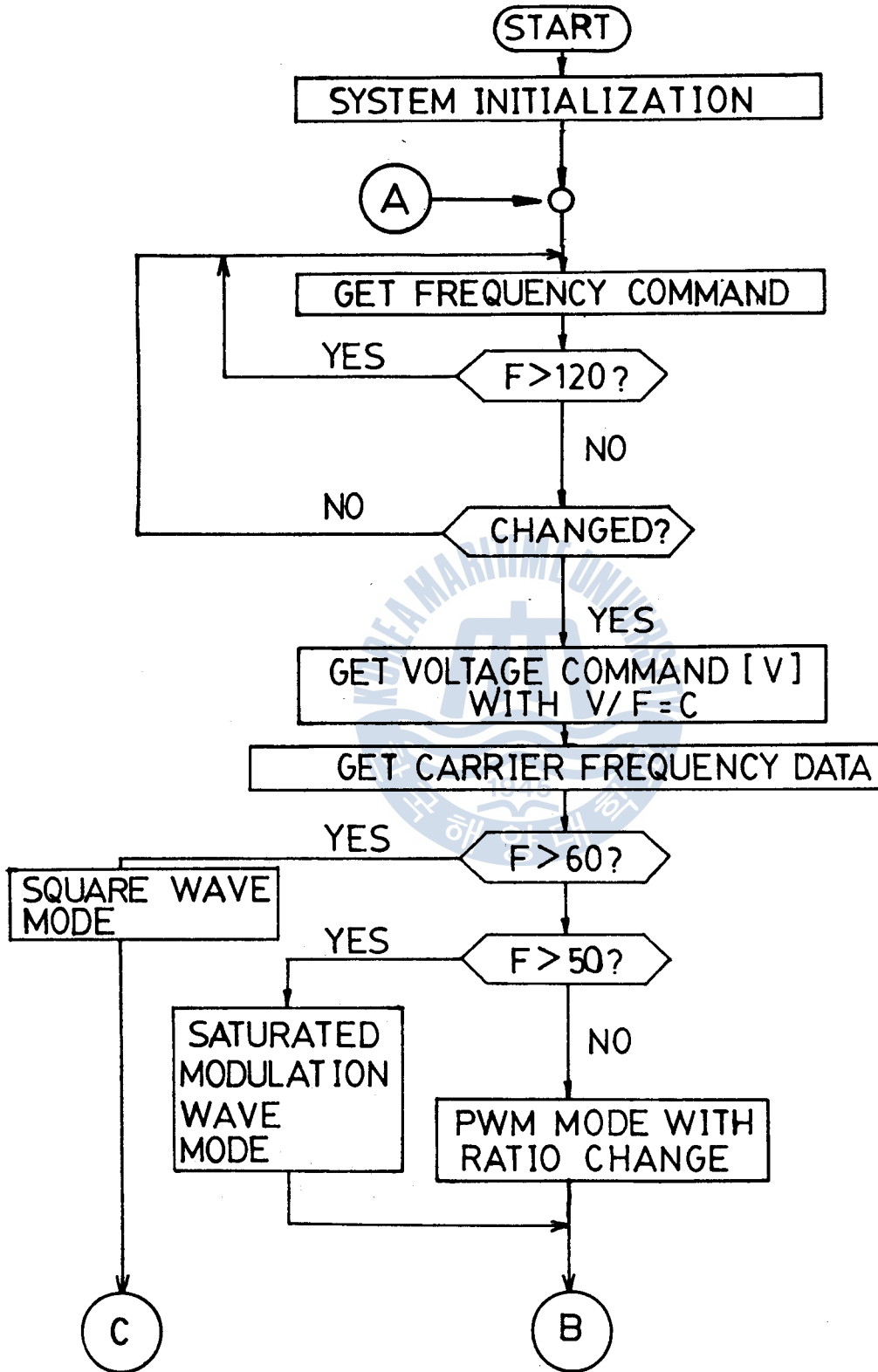
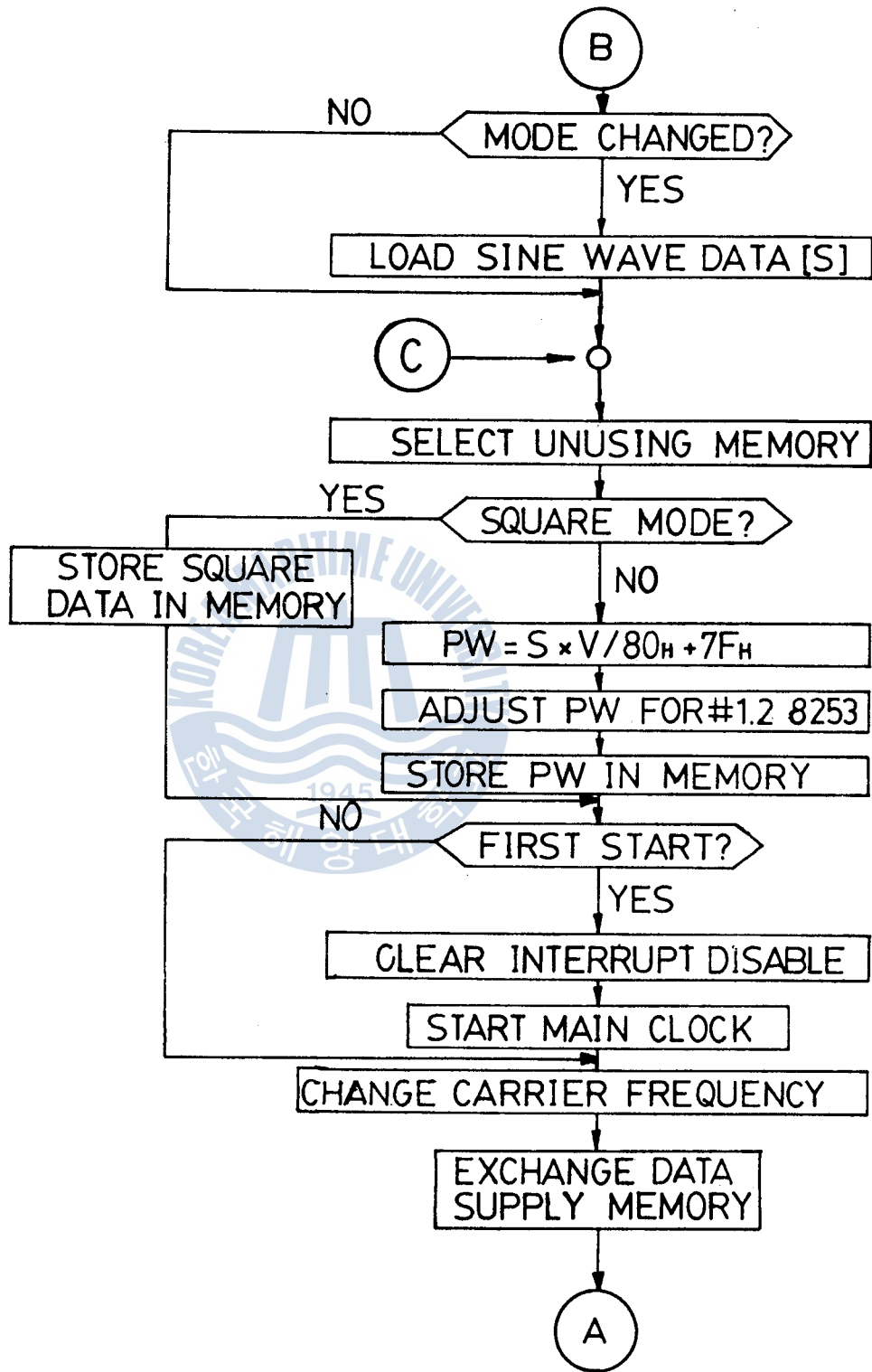


Fig. 8. Logical flowchart of main program.



Continued.

- ⑤ 周波數比가 바뀔 경우 새로운 정현파 데이터를 가져온다.
- ⑥ 사용되고 있지 않은 RAM을 선택한다.
- ⑦ 61 Hz 이상에서는 구형파 데이터를 Look - up Table로부터  
引出하여 RAM에 기억시킨다.

60 HZ 이하에서는 식 (34)의 계산을 통하여 펄스폭을 결정하고 우수로 만든뒤 # 1.2 8253에 로드시킬 수 있도록 데이터를 수정한다.

- ⑧ 계산이 끝나면 인터럽트를 가능하게 한다.

(프로그램의 첫번째 루프에 한함)

- ⑨ 주클럭의 주파수 데이터를 4018에 로드시켜 搬送波의 주파수를 바꾼다.
- ⑩ 펄스폭 데이터 공급 RAM을 교환한다.
- ⑪ 다시 새로운 주파수 지령을 기다린다.

이와 같이 계산된 펄스폭 데이터를 실제 펄스의 형태로 바꿔 출력시키기 위하여 인터럽트 서비스 루틴을 이용하였다.

주클럭 발생부에서 발생된 클럭을 인터럽트 제어부에서 카운트하여 FEH를 셀때마다 인터럽트가 요구되어 인터럽트 벡터로 설정된 \$ 1500번지의 인터럽트 서비스루틴이 시작된다.

인터럽트 서비스루틴에서는 3상 PWM 신호를 만들기 위하여 주 프로그램에서 계산되어 RAM에 저장되어 있는 한 주기분의 펄스폭 데이터를 120° Address shift 시켜가면서 引出하여 # 1.2 8253 내에 있는 3개의 카운터에 순환하면서 저장하여 펄스폭 데이터를

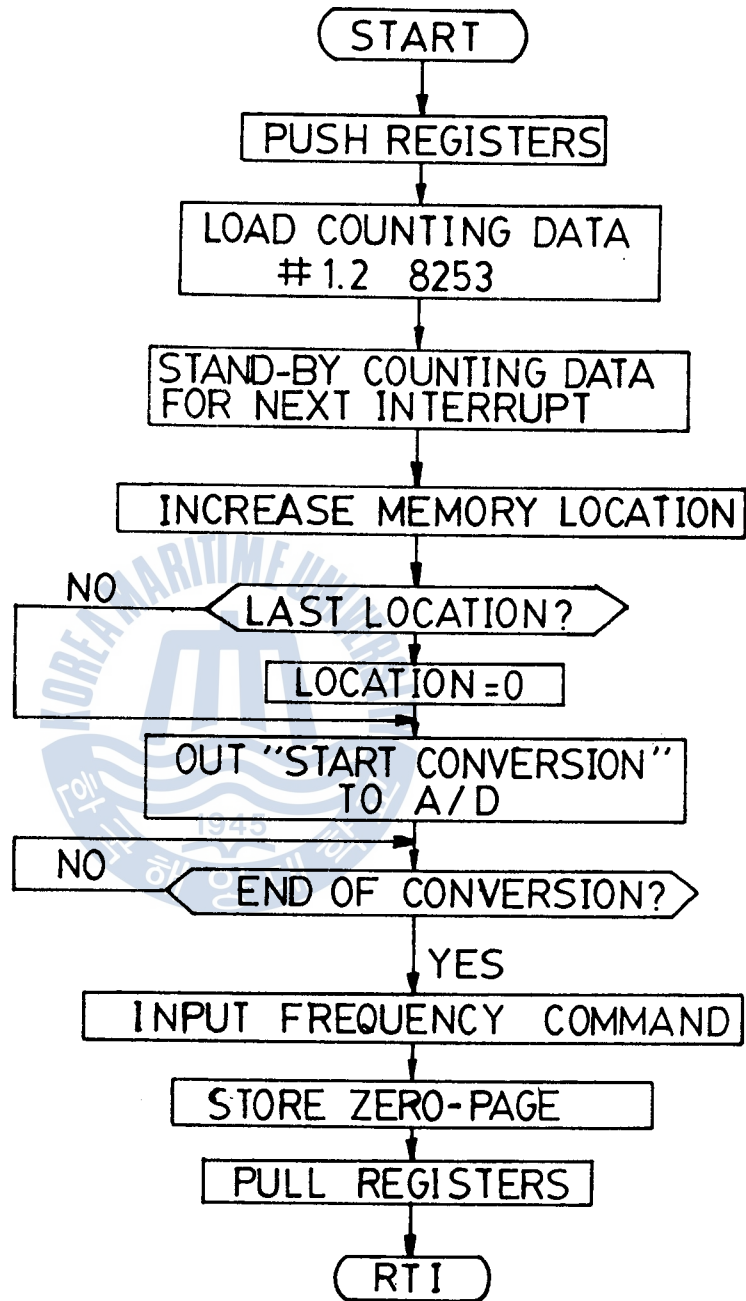


Fig. 9. Logical flowchart of interrupt service routine.



# 1.2 8253 에 의하여 실제 펄스로 바뀌질 수 있게 한다.

그리고 A/D 변환기를 제어함으로써 주파수 지령 데이터를 받아 들여 Zero - Page 에 貯藏한다.

프로그램의 길이는 262 바이트이다.

### 3.3 A/D 變換器

周波數指畧은 외부에 연결된 10 K $\Omega$ 의 가변 저항으로부터 아날로그 양으로서 입력되기 때문에 디지털 양으로 변환시켜야 한다.

Fig. 10 은 8 비트 A/D 變換器의 구성도이다.

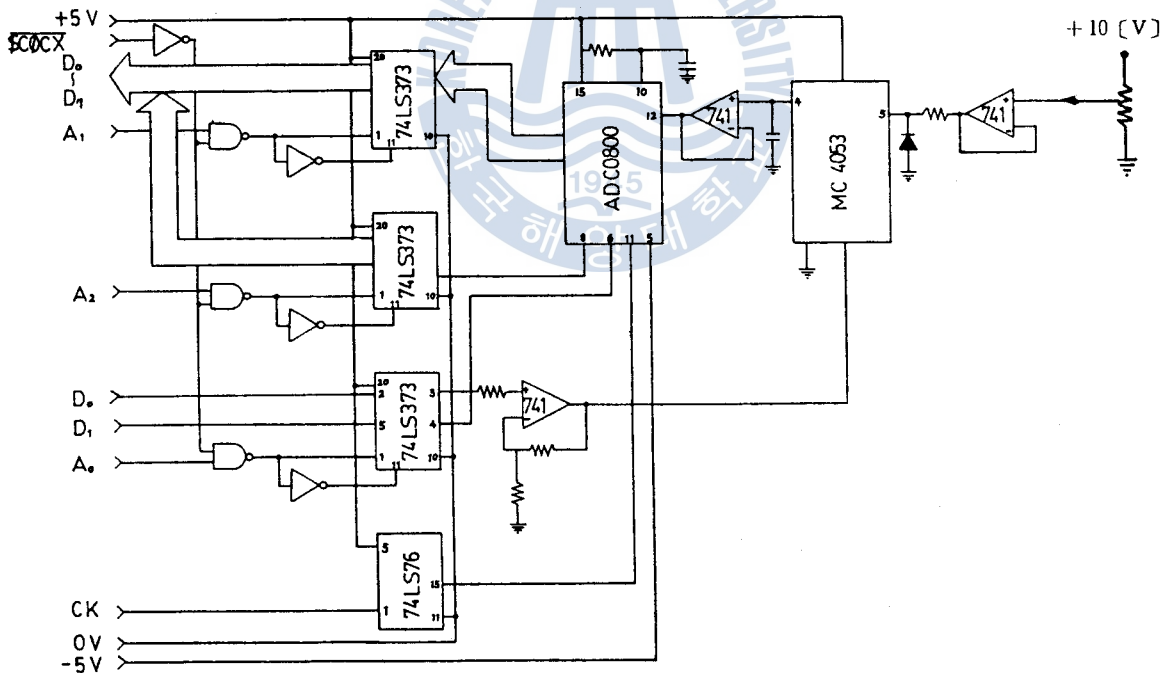


Fig. 10. 8 Bit A / D converter

A/D變換器는 P 채널 MOS형인 ADC 0800 을 사용하였고 샘플 /홀드에는 아날로그 스위치인 MC 4053 을 사용하였다. 아날로그 양인 주파수지령이 샘플 /홀드 회로에 인가되면 주파수 지령이 샘플링된다. 샘플된 신호는 콘덴서 C에서 홀드되고, 홀드된 전압은 OP Amp 를 거쳐 A/D變換器에 인가된다. 이 A/D變換器의 클럭 범위는 50 [ KHz ]에서 800 [ KHz ], 변환 속도는 40 클럭 주기, 출력측에는 Tri-state 게이트를 내장하고 있다. 본 장치에서는 프로그램의 수행시간을 절약하기 위해 800 [ KHz ]의 클럭을 A/D 변환기에 인가하여 사용하였다.

Fig. 11은 A/D 변환기의 타이밍도이며 디지털 양으로 변환된 주파수 지령은 8 비트 래치를 거쳐서 마이크로프로세서에 인가된다.

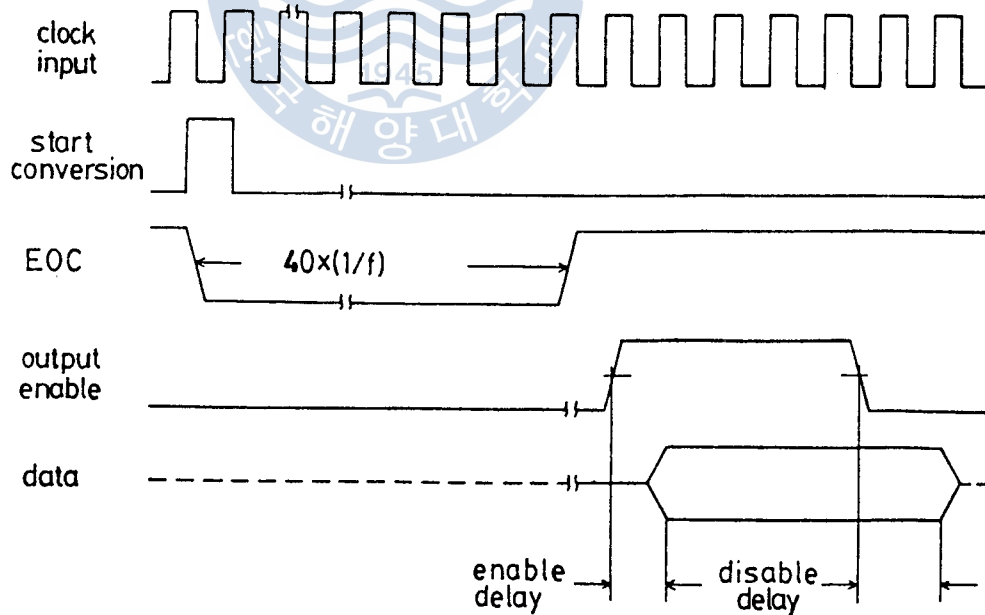


Fig. 11. Timing diagram of A/D converter.

3.4 인터럽트 制御部

인터럽트 제어부는 인터럽트 서비스 루틴을 수행하기 위하여 인터럽트 요구신호를 발생시키는 역할을 하며 주클럭 발생부와 인터럽트 제어부로 구성되어 있다.

Fig. 12는 주클럭 발생부의 회로이다.

인버터를 0 ~ 120 Hz의 範圍에서 여러가지 周波數로 운전시키기 위하여 수시로 원하는 주파수의 클럭을 용이하게 발생시킬 수 있는 회로를 만들기 위하여 Programmable Modulo-N Counter인 MC 4018을 선택하여 2개를 종속 (Cascade) 연결하였다.

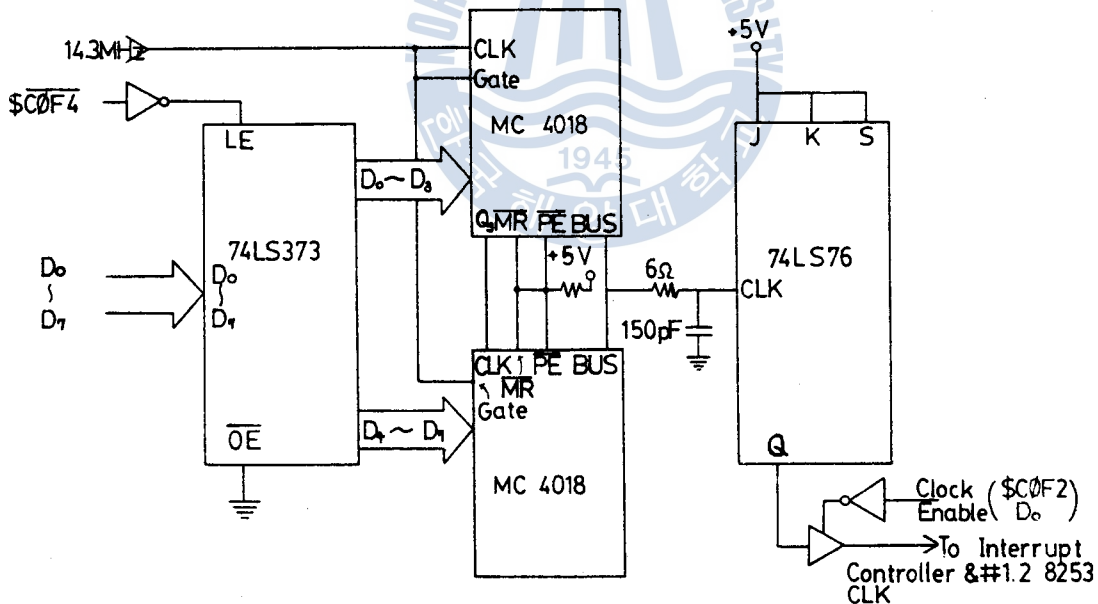


Fig 12 System clock generating circuit .

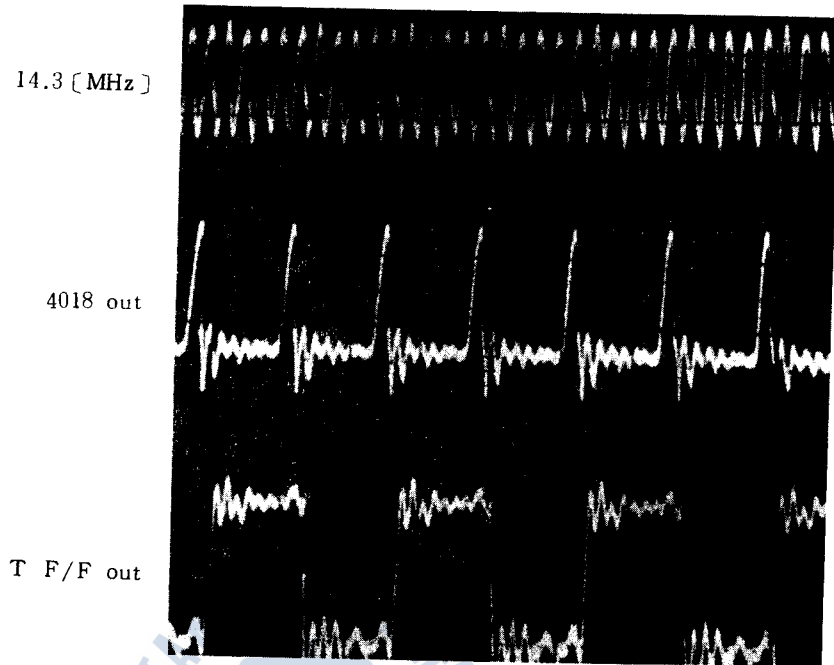


Fig. 13 Waveform of main clock circuit.

그리고 항상 竝列 입력을 받아들일 수 있게  $\overline{PE}$  를 High 狀態로 만들어 놓고 앞단에 있는 8비트 래치로부터 카운팅 데이터를 받아들이게 하였다. MC4018은 4비트 입력을 받아 그 값을 減少시켜 0으로 될 때 입력되는 클럭의 半周期동안 High로 되는 펄스를 發生시킨다. MC4018은 최대 8 [MHz]의 클럭 입력에서 동작하게 되어 있으며 카운터의 입력 데이터가 N일 경우 (클럭 주파수  $\div$  N) [Hz]의 주파수를 출력하게 된다. 본 장치에서는 클럭의 分解能 (resolution)을 높이기 위하여 14.3 [MHz]를 클럭으로 사용하였다. 이때 출력되는 클럭 주파수는  $\{ 14.3 \div (N + 1) \}$  [MHz]

였다.

카운팅 입력데이터 N에 의한 주 클럭회로의 출력 周波數를 C라 하면

$$C = \frac{14.3 \times 10^6}{(N+1) \times 2} \quad [\text{Hz}] \quad (39)$$

단,  $0 < N \leq 255$  인 정수가 되고, 인터럽트 제어부의 출력  $tw$ 와  $tw'$ 의 합  $1.5 \mu\text{s}$ 를 무시하면 周波數比 R에 대한 출력 基本波의 한주기 T는

$$T = 254 \times \frac{R}{C} \quad (40)$$

로 되고, 주파수 F는

$$F = \frac{C}{254 R} \quad (41)$$

로 된다.

그러므로 周波數比가 R인 경우 기본파의 출력주파수를  $f_s$ 로 하기 위해서는 주 클럭의 출력 주파수 C를

$$C = 254 R \times f_s \quad (42)$$

로 하여야 하며 이때 MC 4018에 로드시킬 카운팅 데이터 N은

$$N = \frac{14.3 \times 10^6 - 254 \times 2 \times R \times f_s}{254 \times 2 \times R \times f_s} \quad (43)$$

로 된다.



따라서 周波數指令에 대한 주클럭 카운터의 입력 데이터를 식 (43)에 의해 作成하여 Look-up Table에 넣어 놓는다.

Fig. 13은 카운팅 데이터가 4일때의 MC 4018 입력 클럭 14.3 [MHZ], 출력, 그리고 토글플립플롭(74LS76)의 출력 파형 사진이다.

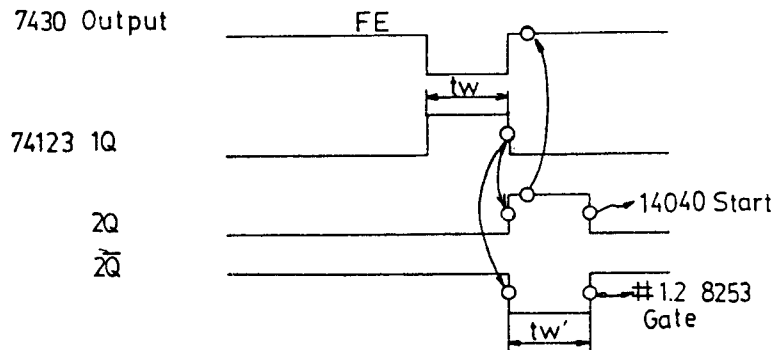
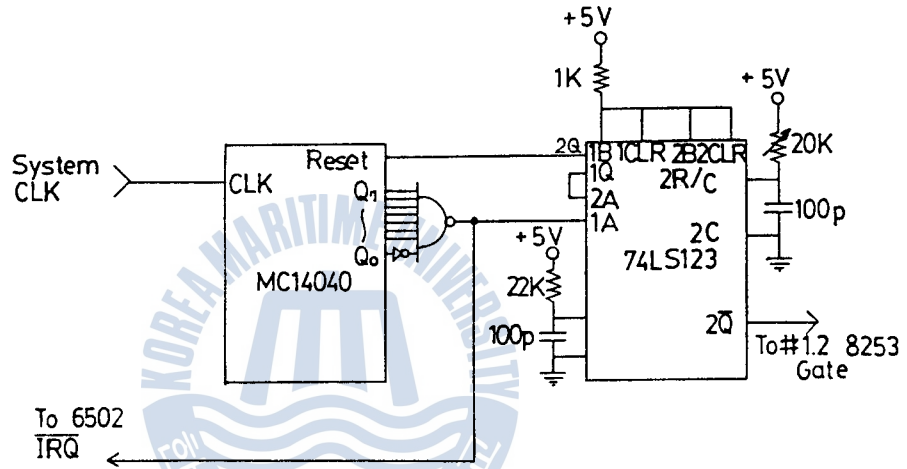


Fig. 14. Interrupt controller circuit .

Fig. 14는 인터럽트 制御部의 회로와 타이밍 차트이다. 12비트 카운터 MC 14040을 사용하여 주클럭 발생부에서 나오는 클럭을 카운트하여 출력측에 연결된 8입력 NAND 게이트(74 LS 30)에 의하여 FEH를 셀때마다 論理 Low 신호가 발생되며 이 신호는 CPU에 인터럽트를 요구하고 74 LS 123에 인가되며 이것이 반송파의 한 주기가 된다. R.C값에 의해서 결정되는 시간( $t_w$ )만큼 遲延된 후 MC 14040을 다시 Start시켜  $\overline{IRQ}$  단자를 論理 High로 되게 하고 # 1.2 8253을 게이트 시킨다. 이때

$$t_w = 0.05 C_{ext} [pF] + 0.45 R_{ext} [K\Omega] C_{ext} [pF] + 11.6 R_{ext} [K\Omega] [ns] \quad (44)$$

이다.

### 3.5 # 1.2 8253의 인터페이스

마이크로프로세서에 의하여 계산된 펄스폭의 데이터를 실제 3상 신호로 만들어주기 위하여 # 1.2 8253이 사용되며 搬送波의 반 주기를 중심으로 대칭인 Regular Sampled PWM 신호를 만들기 위하여 # 2 8253 출력을 反轉시켜서 # 1 8253의 출력과 論理的으로 습하였다.

서로 타이밍 조건이 다른 CPU 6502와 8253을 信賴性있게 동작시키기 위하여 어드레스, 데이터 및 콘트롤 신호들을 8253의 타이밍 조건에 맞추어 래치(74 LS 373)를 사용하여 개별적으로 만들어주었다.

Fig. 15는 # 1.2 8253의 인터페이스 회로이며 Fig. 16은 # 1.

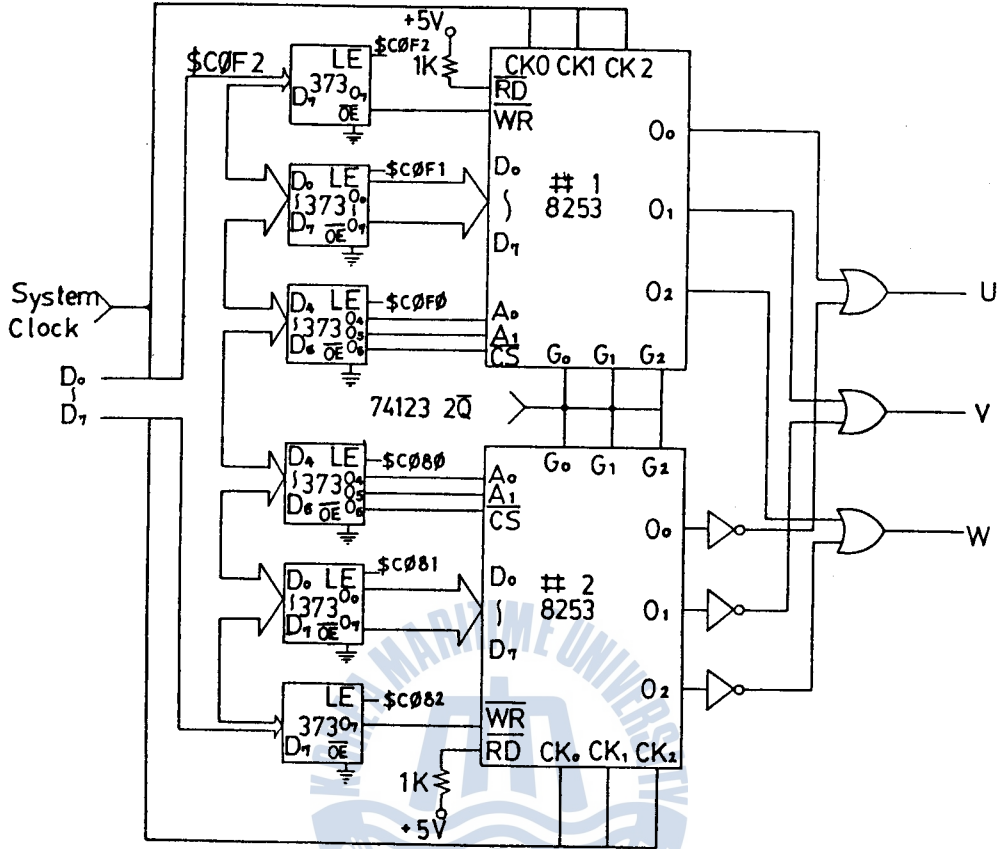


Fig. 15. #1.2 8253 interface circuit.

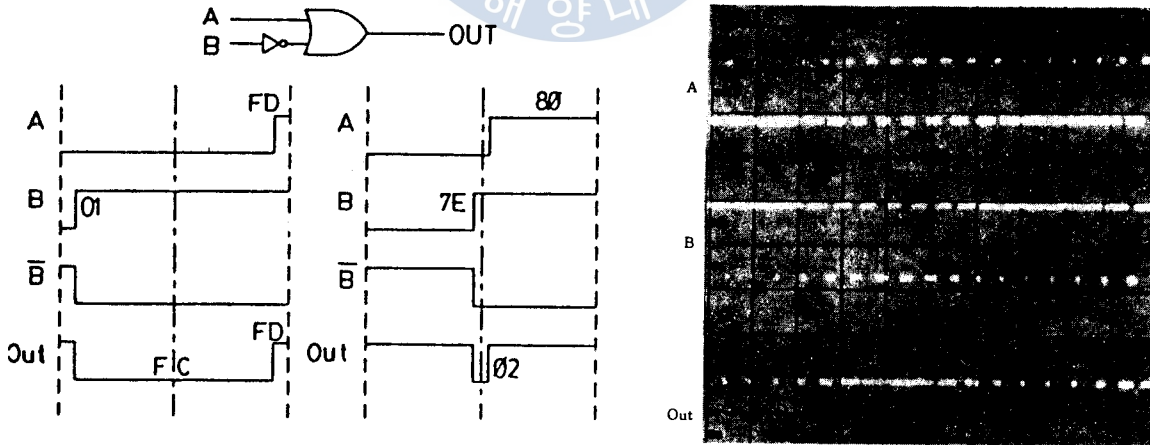


Fig. 16. Generation of regular sampled PWM signal with #1.2 8253.



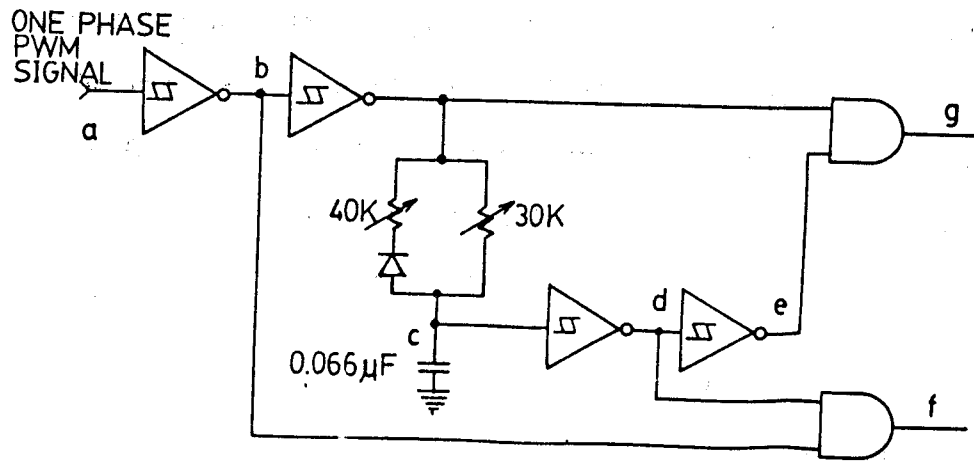
2 8253 에 펄스폭의 신호가 조정된 형태로 들어가 Regular Sampled PWM 신호를 만드는 과정을 보여주는 타이밍도와 파형 사진이다.

# 1 8253 의 출력을 A 라 하고 # 2 8253 의 출력을 B 라 할 때 FCH 의 펄스폭을 만들기 위하여 A 에는 FDH 가 B 에는 01H 가 출력되게 함을 알 수 있으며 이는 Table 1 의 식에 의한 것임을 알 수 있다.

### 3.6 驅動回路

驅動回路는 보호회로와 접지분리 및 증폭회로 그리고 主電力回路로 구성된다. 8253 에서 만들어진 각상의 PWM 신호는 인버터 한 상의 암(Arm)에 있는 두개의 트랜지스터를 서로 反轉된 형태로 구동시킨다. 그러나 트랜지스터의 턴 오프 지연(Turn-off Delay)과 전동기의 리액턴스에 의해서 동시에 두개의 트랜지스터가 導通되는 경우가 생겨 이때 흐르는 과다 전류에 의해서 트랜지스터가 破壞될 우려가 있다. 이를 방지하기 위해 펄스의 論理狀態가 변할때 두 개의 트랜지스터가 동시에 OFF 상태가 되는 Dead time 을 설정해 두어야 한다.

본 장치에서는 최소의 펄스폭을 가진 펄스가 消滅되지 않으면서 최대한의 안전상태를 유지하기 위하여 Dead time 을  $40 \mu s$  로 설정하였다. 이를 위하여 Fig. 17 과 같은 보호회로를 사용하였으며 Fig. 18 은 그 타이밍도와 파형 사진이다.



17. Protection circuit.

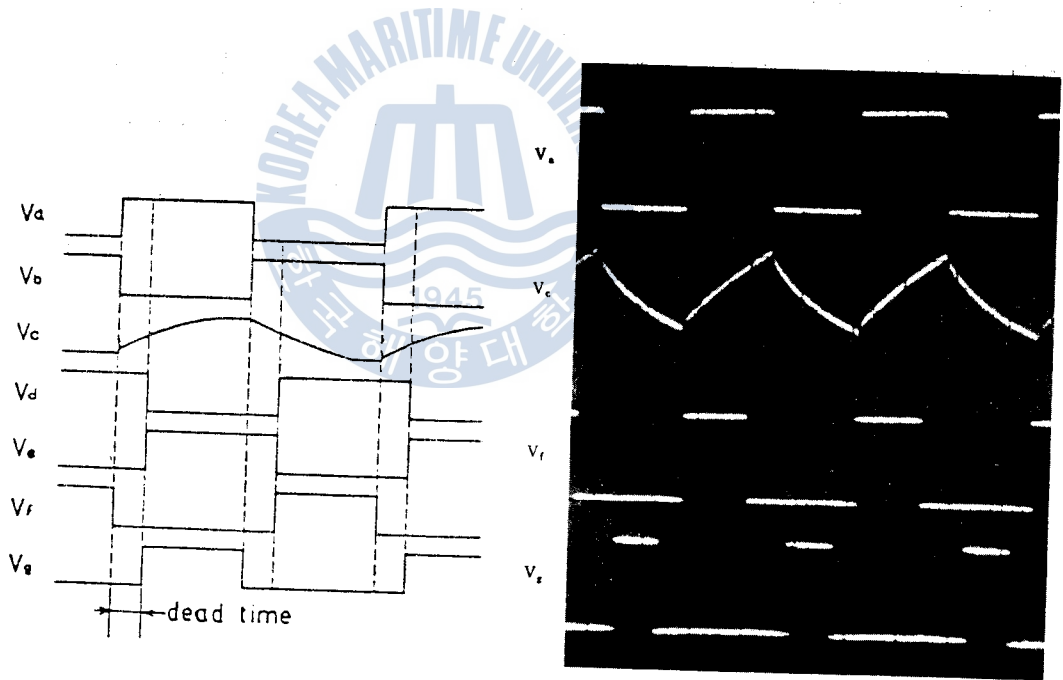


Fig. 18. Timing chart of protection circuit.

또한 마이크로프로세서를 비롯한 제어장치의 전원을 주전력부와 分離하면에 안전하게 인버터를 구동시킬 수 있도록 Optically-coupled Isolator FCD 820 을 사용하였으며 FCD 820 의 출력을 다시 증폭시켜 트랜지스터의 베이스에 인가시켰다.

Fig. 19는 그 회로도로서 트랜지스터와 MOSFET 에 공통으로 使用可能하도록 설계하였고 트랜지스터 구동에 사용될 경우 출력측에 다이오우드만 연결하여 사용하면 되게 하였다. 주전력회로는 Fig. 20 과 같이 6 개의 Power 트랜지스터로 구성되어 있다. 주전력부의 앞단에는 3 상 다이오우드 整流器가 있으며 이 정류기에서 DC Link의 전압을 얻는다. 정류기 출력 전압의 리플을 감소시키기 위하여 10 [ mH ]의 리액터와 1000 [  $\mu$ F ]의 콘덴서를 Low-pass Filter 로 사용하였다. 트랜지스터는 2 SC 3094 를 사용하였고 스위칭 過渡狀態로부터 보호하기 위하여 Snubber Circuit 를 부가하였다.

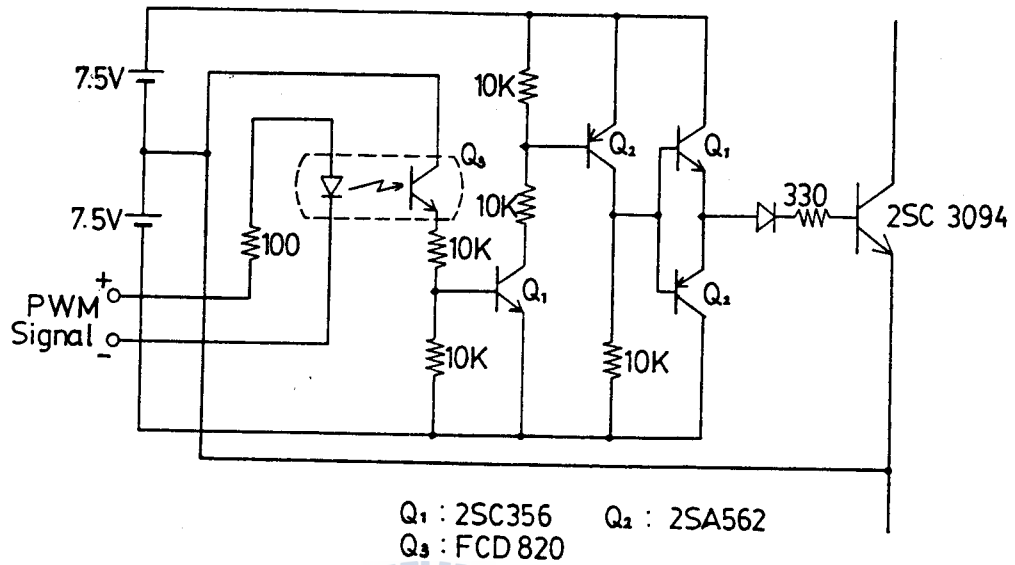


Fig. 19. Isolation and base drive circuit.

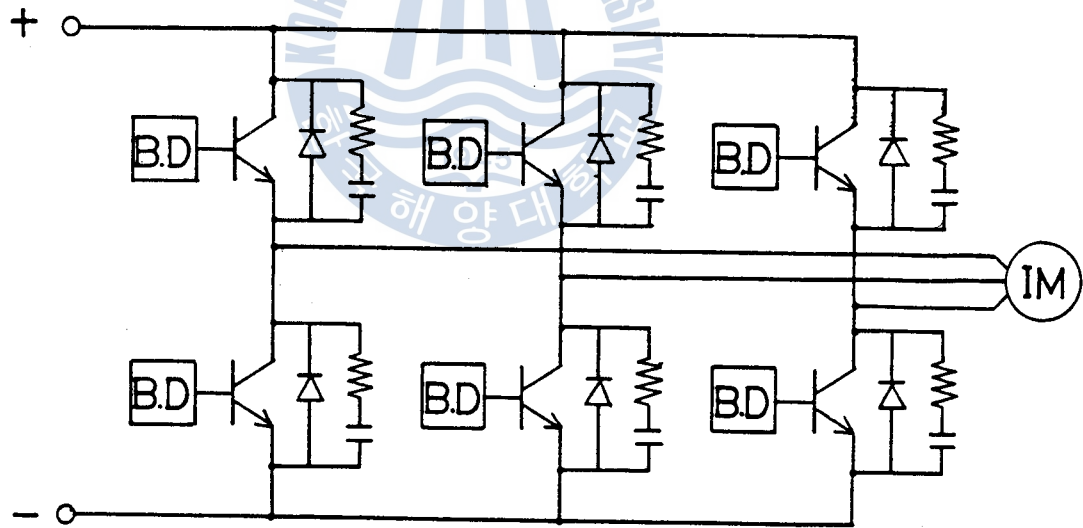


Fig. 20. Power circuit of PWM inverter.

## 4. 實驗 및 實驗結果 考察

이상과 같이 筆者가 設計製作한 인버터를 3상 4극 농형유도전동기에 引加하여 速度制御 試驗을 行하고 인버터 出力 電壓과 周波數, 그리고 電動機의 諸定數, 運轉 條件等を 利用하여 토오크 시뮬레이션을 行한다.

또 理論解析에서 얻어진 結果式을 利用하여 高調波 成分을 컴퓨터 시뮬레이션을 行하고, 스펙트럼 애널라이저 (Spectrum Analyzer)에 의해서 測定한 實驗値와 비교 檢討한다. 인버터 출력파형은 운전모드와 주파수비를 변화시키면서 오실로스코우프로써 측정한다.

### 4.1 實驗裝置

Fig. 21은 實驗裝置의 블록도로써 마이크로프로세서에 의한 PWM 신호발생부, DC Link 트랜지스터 인버터, 그리고 負荷로서는 직류 50W 발전기가 연결된 3상 籠型誘導電動機로 구성되었다. PWM 신호와 인버터 출력 전압, 전류의 波形을 측정하기 위하여 오실로스코우프가 사용되었고 高調波 成分들을 측정, 기록하기 위하여 스펙트럼애널라이저와 X-Y Recorder가 사용되었다. 또 전동기의 速度는 포토타코메타 (Phototachometer)로써 測定하였다.

Fig. 22는 完成된 實驗裝置의 사진으로써 a)는 全體 實驗裝置, b)는 마이크로프로세서에 의한 PWM 信號發生部이다. 부하로서 사용된 3상 농형유도전동기의 定格 및 仕様은 Table 2와 같으며 相當 T형 등가

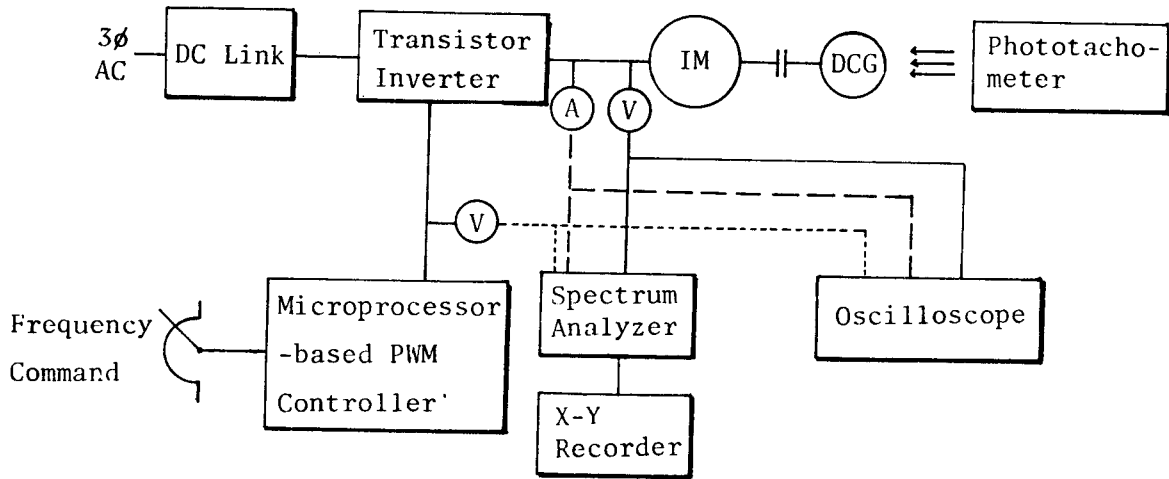


Fig. 21. Block diagram of experimental apparatus



Fig. 22. The overall view of experimental apparatus.

회로는 Fig. 23 과 같고 구속시험과 무부하 시험을 통하여 얻은 등가회로 정수는 Table 3 과 같다.

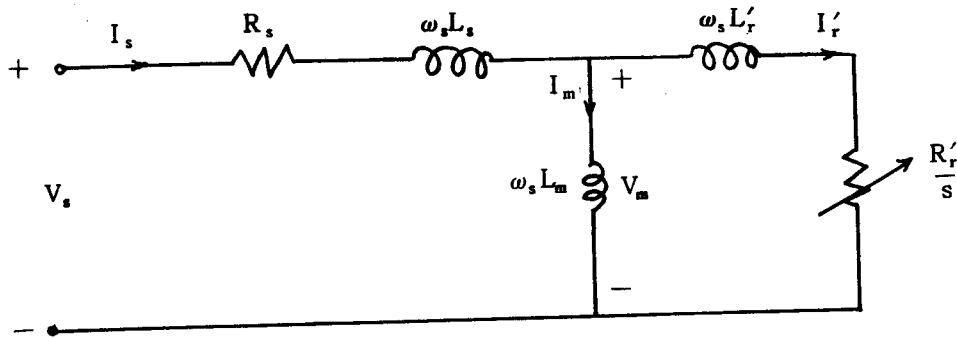


Fig. 23. Per-phase equivalent circuit of an induction motor

Table 2. Induction motor specifications

rated voltage	220 [V]	rated speed	1700 [rpm]
rated current	0.57 ~ 0.62 [A]	rated power	70 [W]
number of pole	4 pole	stator wire connection	Y
rotor type	B type	maker	Fuji Electric Co. LTD.

Table 3. Parameters of per-phase equivalent circuit

$R_s = 72 [\Omega]$	$L_s = 0.1476 [H]$	$L_m = 2.248 [H]$
$R_r' = 10.386 [\Omega]$	$L_r' = 0.1476 [H]$	Turn ratio = 1.071

#### 4.2 負荷試驗

인버터의 출력 주파수가  $\omega_s$  일때 理論的發生 토크  $T_o$  는

$$T_o = \frac{3}{\omega_s} \cdot \frac{P}{2} \cdot \frac{R_r'}{s} \frac{V_s^2}{[R_s + (R_r'/s)]^2 + \omega_s^2 (L_s + L_r')^2} \quad [\text{N-m}] \quad (45)$$

이며 최대 토오크가 발생하는 슬립은  $dT_o/ds = 0$  에서

$$s_{t\max} = \frac{R_r'}{[R_s^2 + \omega_s^2 (L_s + L_r')^2]^{1/2}} \quad (46)$$

이고, 그때의 토오크  $T_{\max}$  는

$$T_{\max} = \frac{3}{\omega_s} \cdot \frac{P}{4} \frac{V_s}{[R_s^2 + \omega_s^2 (L_s + L_r')^2]^{1/2}} \quad [\text{N-m}] \quad (47)$$

이다.

또한 DC Link 입력측에 3상 220 [V]가 인가되고, 61 [Hz]에서 구형파로 운전되는 인버터를 電動機에 연결했을때 電動機의 한상당 걸리는 전압은 134 [V]이며 그때 발생하는 최대 토오크는 식 (47)에 의해서 구해지며 0.69 [N-m]이다. 이때 토오크 값을 기준으로 인버터의 출력 주파수가 60 [Hz] 이하로 변할 경우에는 最大 토오크가 0.69 [N-m]로 一定하도록 전압을 결정하고, 61 [Hz] 이상으로 변할 경우에는 전압을 일정히 유지하여 주파수를 변화시키면서, 식 (45)에 의하여 각각의 인버터 출력 주파수에 대하여 슬립 0에서 1까지 변화시켜 컴퓨터 시뮬레이션 한 결과가 Fig. 24에 있다.

Fig. 25는 식 (46)을 이용하여 인버터의 出力周波數  $f_s$ 가 변하는 경우 最大 토오크가 발생하는 슬립  $s_{t\max}$ 를 구한 曲線이다.  $f_s$ 가 1 [Hz]일때  $s_{t\max}$ 는 0.144였으며  $f_s$ 가 증가함에 따라  $s_{t\max}$



는 감소하여 120 [Hz] 일때 0.044 로 되었다.

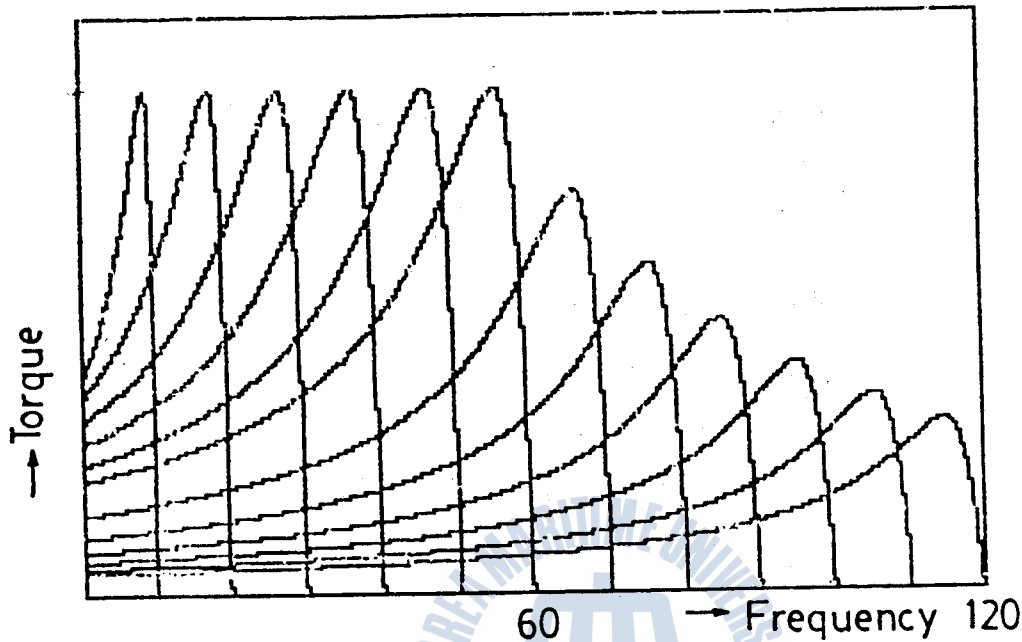


Fig. 24. Characteristics curve of frequency vs torque.

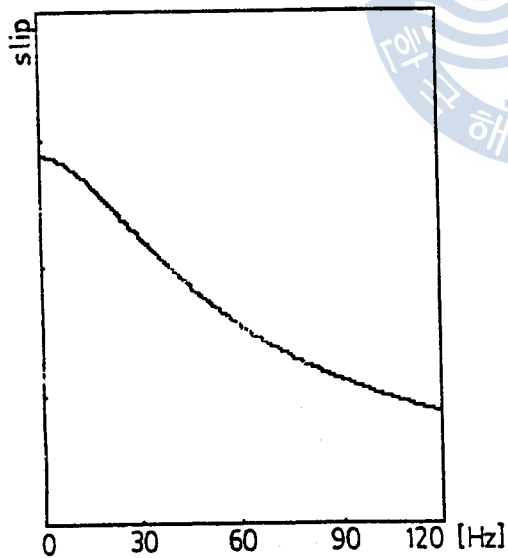


Fig. 25. Characteristics curve of  $s_{tmax}$  at various frequency

Fig. 26은 50W 직류 발  
전기를 부하로 연결하여 인  
버터 출력 주파수를 변화  
시켜서 増速시킨 경우의 속  
도 특성으로서 인버터의 출  
력 주파수가 낮을 때에는  
슬립이 크며 주파수가 증  
가할수록 슬립이 줄어들어  
동기속도에 가까와 짐을

알 수 있었다.

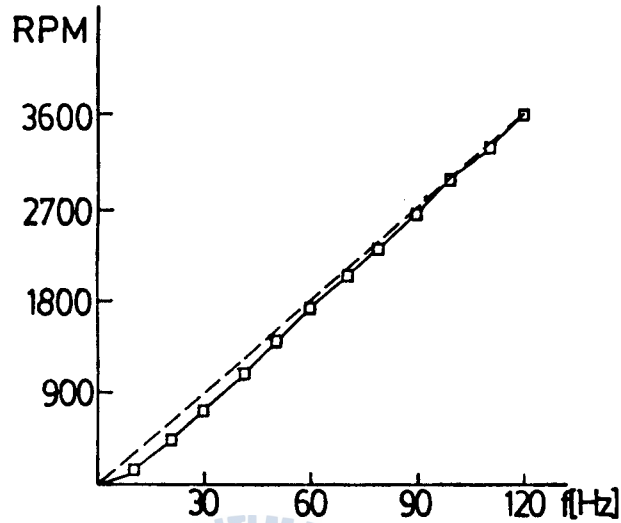


Fig. 26. Characteristics curve of frequency vs speed

4.3 인버터 出力電壓 및 波形考察

Fig. 27은 負荷運轉狀態에서 인버터의 주파수가 변하는 경우 出力電壓을 나타낸 것이다.

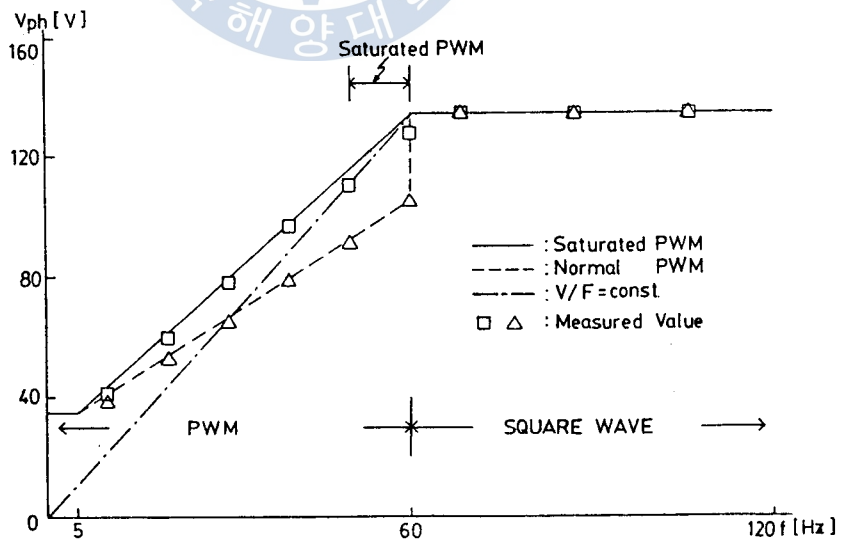


Fig. 27. V/F characteristics curve.

Fig. 27에서 實線으로 나타낸 선은 本 研究에서 採擇한 V-F 특성 곡선으로서, 0 ~ 50 [Hz]까지는 PWM, 51 ~ 60 [Hz]까지는 飽和型 PWM, 그리고 61 ~ 120 [r]까지는 矩形波로 運轉되게 된 것이다.

矩形波의 경우 출력 상전압은 133 [V]이며, 矩形波로 전환하기 직전인 60 [Hz]에서 破線으로 표시된 PWM을 사용한 경우 출력 상전압은 104 [V]로 구형파와 29 [V]의 隔差를 가지며 飽和型 PWM을 사용한 경우에는 130 [V]로 3 [V]의 격차로 줄어든다.

이와 같이 PWM에서 구형파로 전환시 飽和型 PWM을 거치면 전압격차가 현저히 줄어들을 알 수 있다.

Fig. 28은 제작된 인버터의 출력 주파수를 변화시켜가면서 전동기를 구동시킬때 나타나는 線間電壓과 線電流의 波形이다.

周波數比가 높아짐에 따라 전류의 파형이 正弦波에 가까와 짐을 알 수 있다.

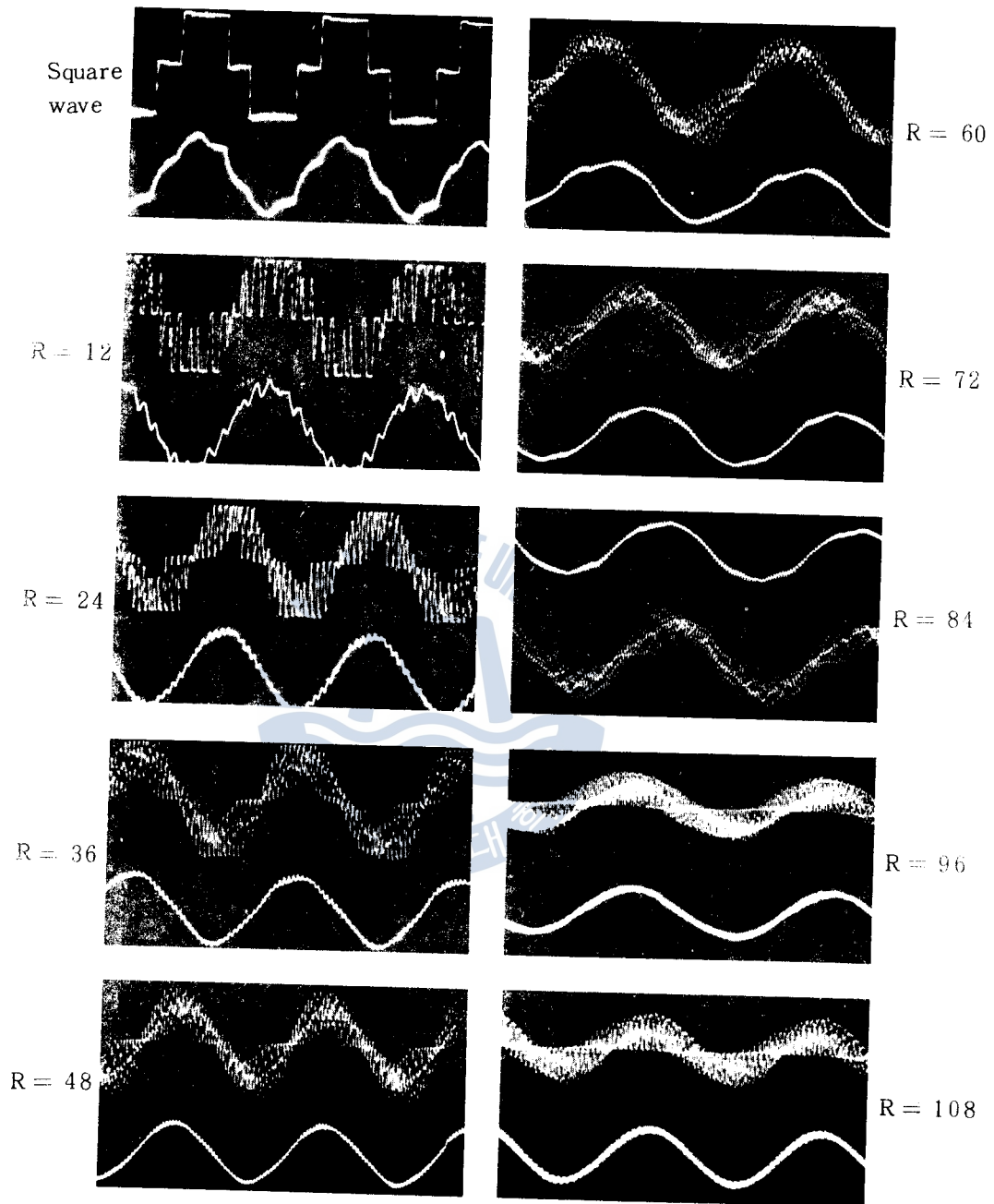


Fig. 28. Output voltage and current waveform for various  $R$ .

Fig. 29는 PWM과 飽和型 PWM 그리고 矩形波의 경우 線間電壓과 相電壓의 波形을 비교한 것이다.

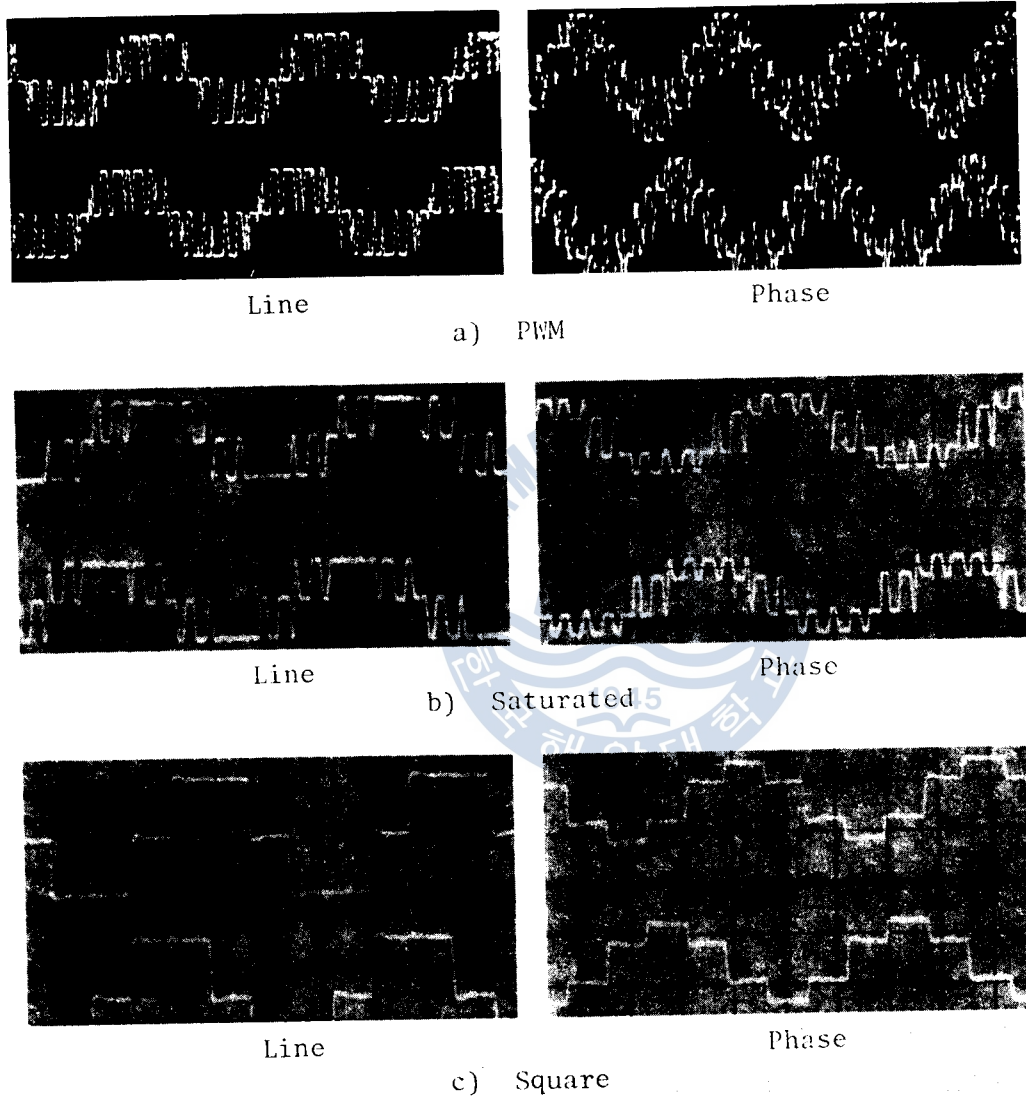


Fig. 29. Output waveforms of three different mode

## 4.4 高調波 成分 考察

Table 4 는 周波數比 12,  $f_b = 720$  [Hz],  $f_s = 60$  [Hz]인 경우 이론해 석 결과인 식 (29)와 (32)를 바탕으로 變調指數 1.0 에서 0 까지 0.1 간격으로 감소시켜가면서 컴퓨터 시뮬레이션에 의하여 얻어진 기본파성분과 고조파성분들의 데이터이다.

여기서 반송파의 정수배 주파수 ( $\omega_b$ )와 변조파의 정수배 주파수 ( $\omega_s$ )의 합 및 差의 형태로 나타나는 高調波成分은, 반송파의 정수배 주파수를 기준으로 해서  $\pm 5 \omega_s$  이내에서만 계산하였다. Fig. 30 은 이 데이터를 그림으로 나타낸 것이다.

Fig. 30 에서  $M=1.0$  일때 Dominant 는  $\omega_b \pm 2 \omega_s$  성분이나  $M=0.9$  이하의 경우에는는  $2 \omega_b \pm \omega_s$  성분으로 바뀔 수 있다.

Fig. 31 은 變調指數 0.9,  $f_b = 720$  [Hz],  $f_s = 60$  [Hz]인 경우 컴퓨터 시뮬레이션에 의해서 얻어진 高調波成分을 나타낸 그림이며 Dominant 는  $2 \omega_b \pm \omega_s$  성분임을 알 수 있다.

Fig. 32 는 인버터 출력을 誘導電動機에 인가했을때 측정된 구형파와 PWM의 선간전압 및 線電流의 주파수 스펙트럼으로서 전류의 高次 고조파 성분들의 전동기의 누설 리액턴스에 의하여 제거됨을 알 수 있다.

Fig. 33 은 變調指數  $M$ 을 1로 일정히 하고 주파수비를 변화시켜서 얻어진 전압의 주파수 스펙트럼으로서 주파수비를 높일수록 저차 고조파 성분이 소멸됨을 알 수 있다.

Table 4. Data of fundamental and harmonic components for various M.

Component M	Funda- mental	$\omega_b \pm 4\omega_s$	$\omega_b \pm 2\omega_s$	$2\omega_b \pm 5\omega_s$	$2\omega_b \pm 3\omega_s$	$2\omega_b \pm \omega_s$	$3\omega_b \pm 4\omega_s$	$3\omega_b \pm 2\omega_s$	$4\omega_b \pm 5\omega_s$	$4\omega_b \pm 3\omega_s$	$4\omega_b \pm \omega_s$
1.0	0.866	0.012	0.210	0.017	0.016	0.090	0.017	0.007	0.061	0.005	0.034
0.9	0.779	0.005	0.101	0.010	0.088	0.127	0.026	0.025	0.075	0.048	0.073
0.8	0.693	0.003	0.083	0.005	0.049	0.111	0.016	0.027	0.042	0.057	0.053
0.7	0.606	0.003	0.115	0.003	0.051	0.177	0.008	0.022	0.054	0.128	0.060
0.6	0.520	0.001	0.052	0.001	0.021	0.110	0.005	0.023	0.024	0.092	0.006
0.5	0.433	0.005	0.039	0.007	0.022	0.180	0.002	0.013	0.008	0.053	0.045
0.4	0.346	0.003	0.040	0.001	0.007	0.094	0.001	0.005	0.002	0.024	0.055
0.3	0.260	0.000	0.023	0.000	0.003	0.080	0.000	0.006	0.000	0.010	0.055
0.2	0.173	0.000	0.008	0.000	0.002	0.095	0.000	0.003	0.000	0.003	0.047
0.1	0.087	0.000	0.002	0.000	0.000	0.039	0.000	0.001	0.000	0.000	0.048

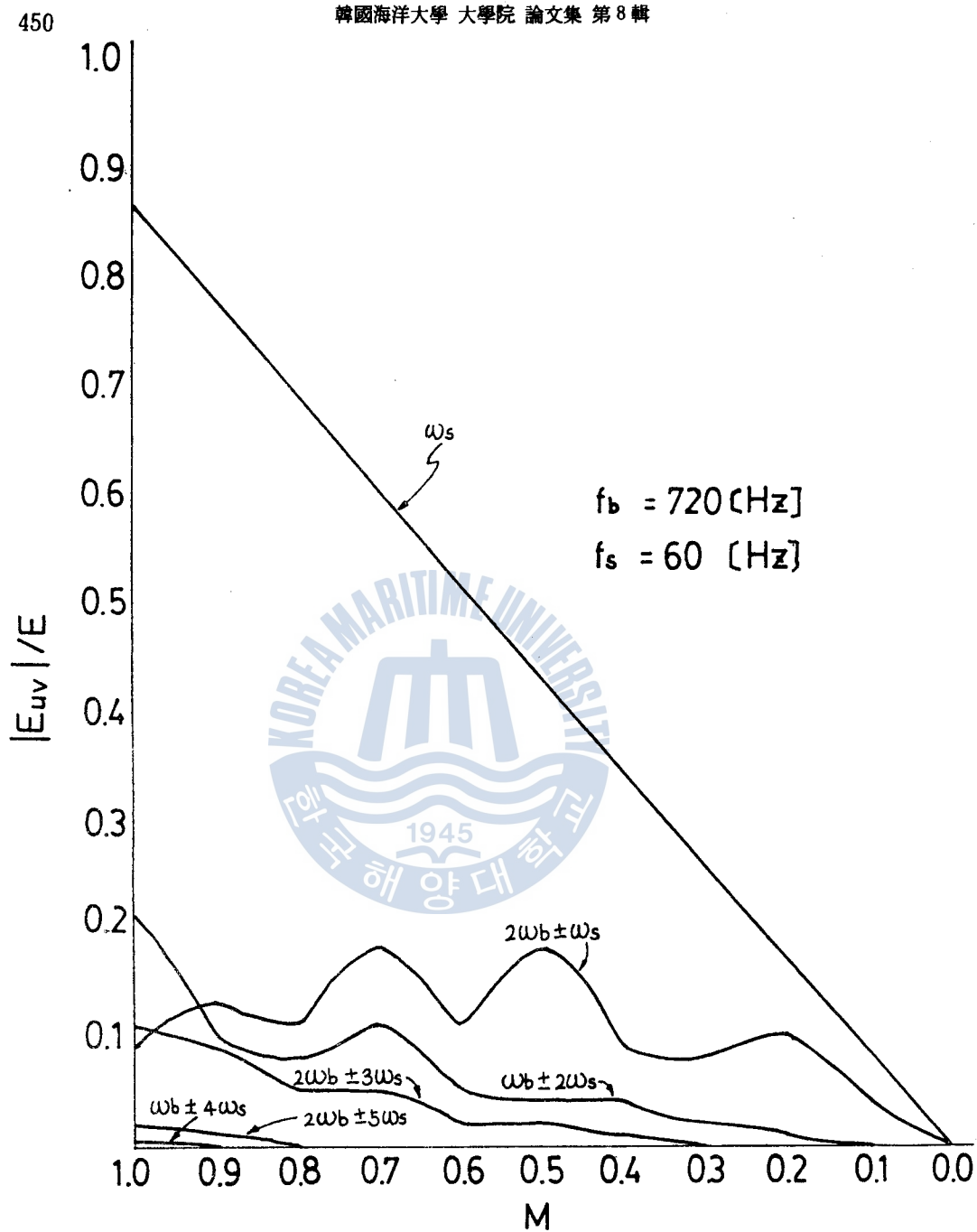


Fig. 30. Relation between modulation index and harmonic component.



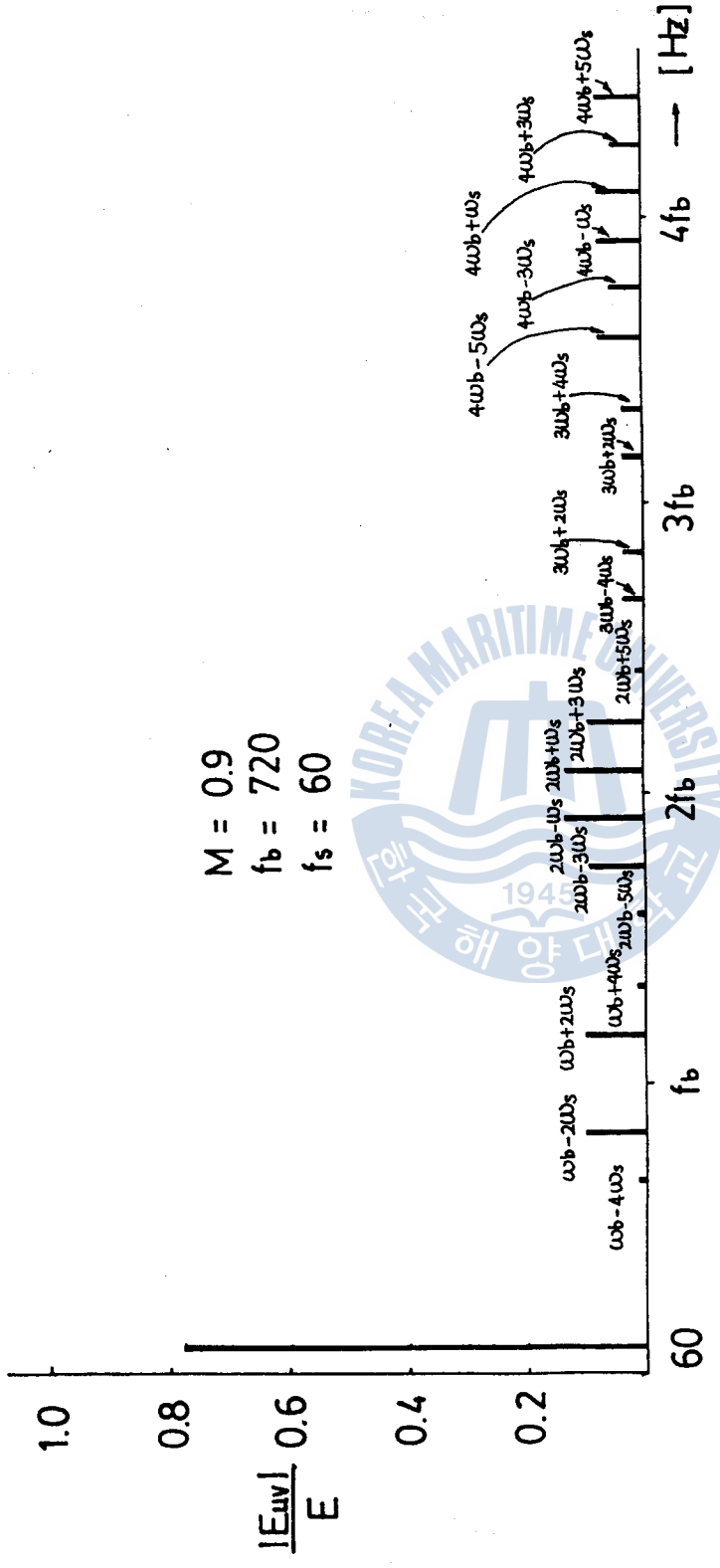


Fig. 31. Frequency spectrum of output voltage.

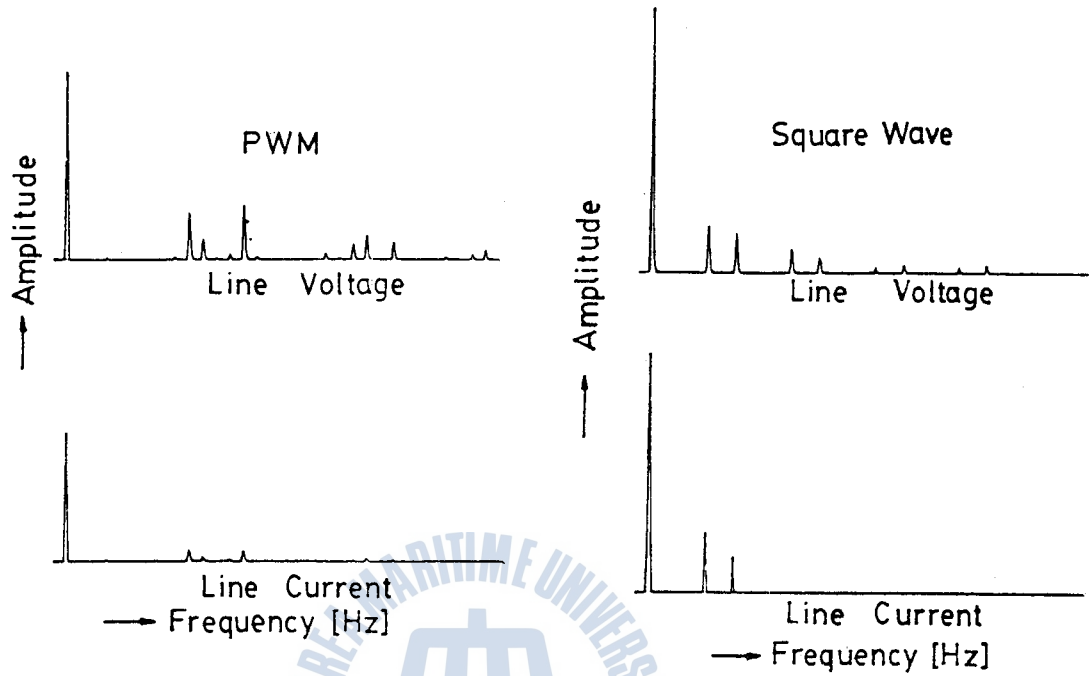


Fig. 32. Frequency spectrum of voltage and current.

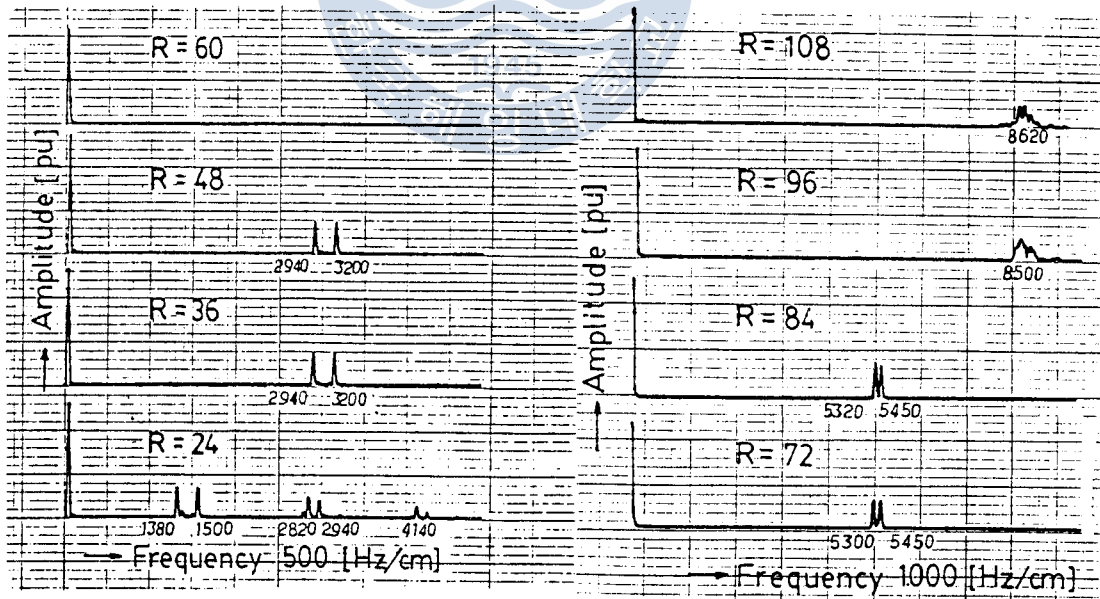


Fig. 33. Frequency spectrum of various R at M=1.0.

Fig. 34는 주파수비가 12일때 변조지수를 1에서 0으로 변화시켜 가면서 얻은 30차 이내의 주파수 스펙트럼이다. 변조지수가 1일때 Dominant는  $\omega_b \pm 2\omega_s$  성분이고 0.9 이하에서는  $2\omega_b \pm \omega_s$  성분으로 바뀔을 알 수 있으므로 Fig. 31의 이론 해석치와 잘 일치함을 알 수 있다.

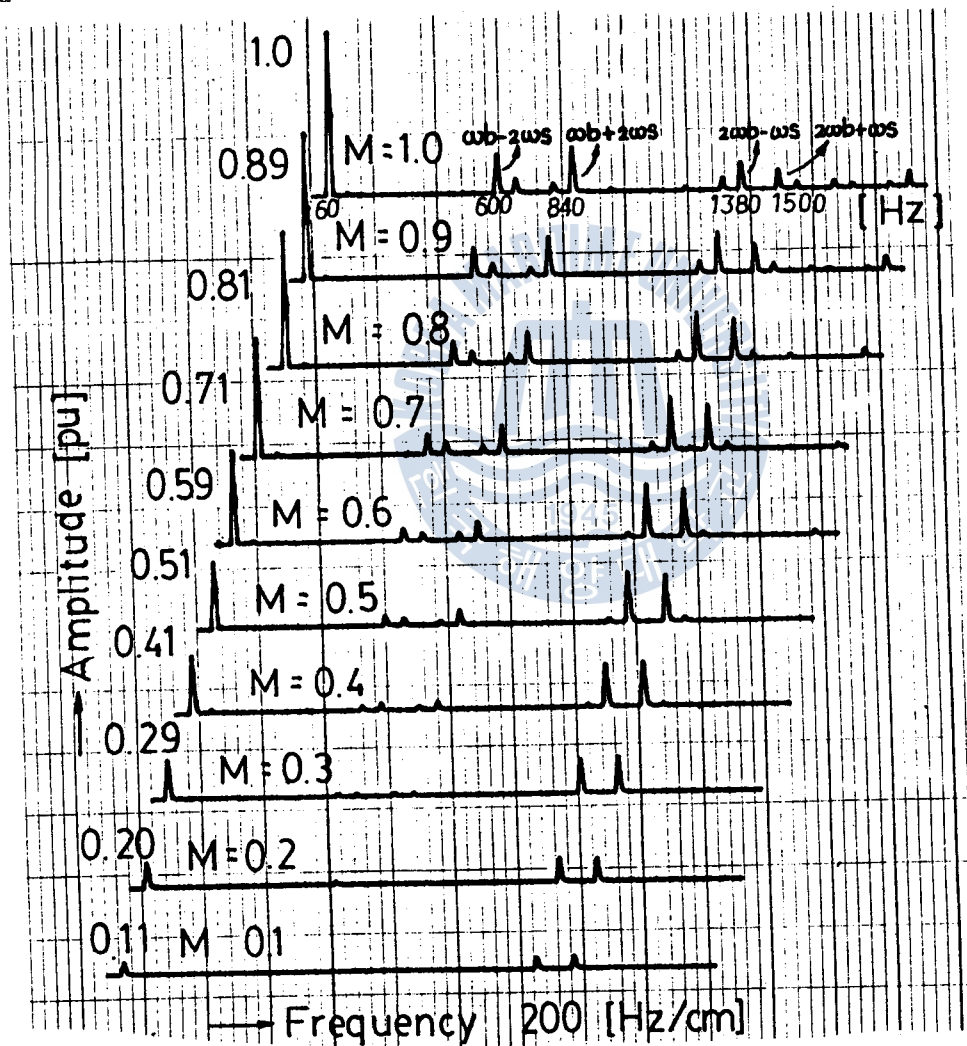


Fig. 34. Frequency spectrum of various M at R=12.

Fig. 35는 PWM, 飽和型 PWM 및 矩形波를 포함한 실제 운전시 나타나는 전압의 주파수 스펙트럼이다. 기본파 성분의 진폭을 관찰해 보면 PWM과 구형파간의 전압 격차를 포화형 PWM이 좁혀 줄 수 있다.

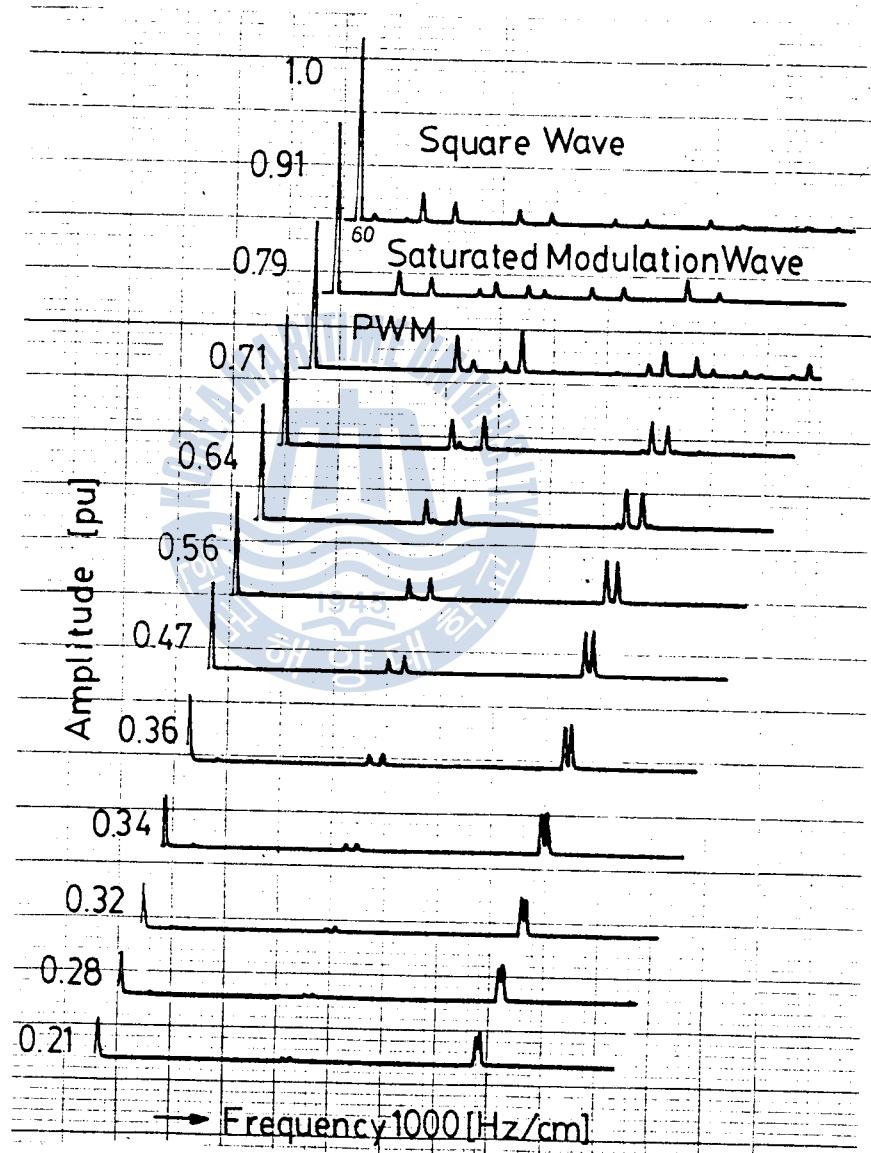


Fig. 35. Frequency spectrum of overall operating range.

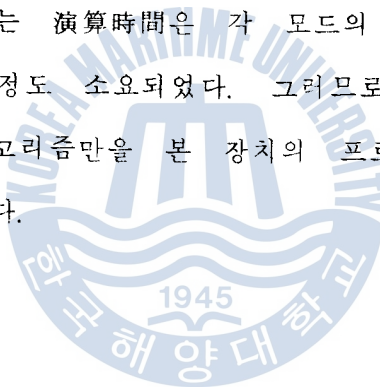
## 6. 結 論

이상과 같이 간단한 알고리즘으로 스위칭점을 구할 수가 있어서 市販되고 있는 8비트 마이크로프로세서에 의한 제어가 용이한 Regular Sampled PWM 방식을 채택하여 마이크로프로세서 6502와 Programmable Interval Timer 8253, 그리고 TTL IC들을 이용하여 3상 인버터를 설계 제작한후 여기에 70W 3상 농형 유도 전동기를 적용시켜 운전해본 결과 다음과 같은 결론을 얻을 수 있었다.

1. 마이크로프로세서를 이용하여 0 ~ 60 [Hz]까지 定トオク 運轉이 가능하고 61 ~ 120 [Hz]까지 定出力 運轉이 가능한 3상 Regular Sampled PWM 인버터의 제어회로와 프로그램을 設計하였다.
2. 3상 Regular Sampled PWM 인버터로부터 출력되는 파형의 高調波 성분을 Bessel 급수로써 해석하였고 스펙트럼 애널라이에 의한 측정을 통하여 이론 해석치와 실험치가 一致함을 확인하였다.
3. PWM에서 구형파로 轉換時 포화된 변조파를 이용하여 얻은 PWM 파형을 중간에 삽입하여, PWM에서 직접 구형파로 전환 시보다 전압격차를 29 [V]에서 3[V]로 10%정도까지 낮출 수 있어서 급격한 전압변동에 의한 전동기의 不安定狀態를 배제할 수 있었다.

4. 인버터의 출력을 50 W 직류발전기를 負荷로 하는 3상 4극 70 W 농형 유도전동기에 인가하여 운전한 결과 300 [RPM]에서 3550 [RPM]까지 속도제어가 가능했다.

본 연구에서는 研究費用의 切減을 위하여 주 전력부에 저용량의 전력용 반도체 소자를 사용하였으나, 대용량의 전력용 반도체 소자를 사용한다면 보다 큰 용량의 交流電動機를 광범위하게 가변속 제어 할 수 있을것으로 기대되며, 본 장치에서 주파수 지령이 변경되었을 경우 인버터 출력주파수가 변경된 주파수 지령치에 追從하는데 요하는 演算時間은 각 모드의 경우마다 차이는 있으나 평균 2.3 msec 정도 소요되었다. 그러므로 페루프제어를 위해서는 페루프제어 알고리즘만을 본 장치의 프로그램에 추가하면 가능할 것으로 思料된다.



參 考 文 獻

1. J. M. D. MURPHY: Thyristor Control of A. C. Motors: Pergamon Press Co., pp.104-122, (1975).
2. BIMAL K. BOSE: Adjustable Speed AC Drives - A Technology Status Review, Proceedings of the IEEE, VOL. 70, No.2, pp. 116-133, (1982).
3. PHOIVOS D. ZIOGAS, STEFANOS MANIAS, EDUARDO P. WIECHMANN: Application of Current Source Inverter in UPS systems, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY App., VOL. IA-20, No.4, pp. 742-752, (1984).
4. TADAO MIZUTANI, TOSHIHISA SHIMIZU, KAZUO KUROKI, TOSHIHIKO HOSHI: Power Transistorized Uninterruptible Power Supply, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY App. VOL. IA-20, No.4, pp.961-966, (1984).
5. F. DE BUCK, P. GISTELINCK, D. DE BACKER: Loss-Optimal PWM Waveforms for Variable-speed Induction Motor Drives, IEE PROCEEDINGS, VOL.130, No. 5, pp.310-320, (1983).
6. PRAKASH H. NAYAK, RICHARD G. HOFT: Optimizing the PWM Waveform of a Thyristor Inverter, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY App. pp.526-530, (1975).
7. S. R. BOWES: Computer-aided design of PWM Inverter Systems, IEE PROC. VOL. 129, No.1, pp.1-17, (1982).

8. BUJA, G. S., and INDRI, G. B.: Optimal pulse-width-modulation for feeding A. C. Motors, IA-13, pp.38-44, (1977).
9. D. A. GRANT: Technique for pulse dropping in pulse-width-modulated inverters, IEE PROC., VOL. 128, No.1, pp.67-72, (1981).
10. JOHN A. HOULDSWORTH, DUNCAN A. GRANT: The Use of Harmonic Distortion to Increase the Output Voltage of a Three-Phase PWM Inverter, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL. IA-20, No.5, pp.1224-1228, (1984).
11. D. A. GRANT, R. SEINDER: Ratio changing in Pulse-width Modulated Inverters, IEE PROC., VOL. 128, No.5, pp.243-248, (1981).
12. BEDFORD, B. D., and HOFT, R. G: Principles of Inverter Circuits, John Wiley & Sons, New York, pp.254-264, (1964).
13. S. R. BOWES, A. MIDOUN: Suboptimal Switching Strategies for Microprocessor-Controlled PWM Inverter Drives, IEE PROCEEDINGS, VOL. 132, No.3, pp.133-148, (1985).
14. BOWES, S. R., and MOUNT, M. J: Microprocessor Control of PWM Inverters, IEE PROC. B, ELECTR. POWER APPL., pp.293-305, (1981).
15. PATEL, H. S., and HOFT, R. G: Generalised Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters, IA 10, pp.666-673, (1974).



16. ERWIN KREYSZIG: Advanced Engineering Mathematics, John Wiley & Sons, New York, pp.173-182, (1983).
17. PETER WOOD: Switching Power Converters, Van Nostrand Reinhold Co., pp.142-159, (1981).



# 마이크로프로세서를 이용한 直流電動機의 速度制御에 관한 研究

盧 永 梧

A Study on the Speed Control of Separately  
Excited DC Motor with a Microprocessor

No Young-o

〈目 次〉

Abstract	(1) 評價函數
Nomenclature	(2) 最適 係數 決定
1. 緒 論	4.2 미니멀 프로토타입 制御 알고리즘
2. 하아드 웨어 解析	4.3 데드비트型 制御 알고리즘
2.1 概 要	5. 시스템의 安定性 解析
2.2 마이크로프로세서	5.1 理論的 考察
2.3 信號變換器	5.2 디지털 PID 制御 시스템
2.4 電源電壓制御回路	5.3 MP型 制御시스템
2.5 直流電動機	5.4 DB型 制御시스템
2.6 速度檢出器	6. 實驗 및 結果分析
3. 시스템 傳達函數	6.1 實 驗
3.1 시스템 構成	6.2 結果分析
3.2 直流電動機의 傳達函數	7. 結 論
3.3 SCR 브릿지 全波整流器의 傳 達函數	參考文獻
3.4 速度檢出器의 傳達函數	
3.5 시스템 傳達函數	
4. 制御器의 制御 알고리즘	
4.1 디지털 PID 制御 알고리즘	