

마이크로프로세서를 이용한 하이브리드 PWM 인버터에 관한 研究

林 裁 文

A Study on the Hybrid PWM Inverter Using Microprocessor

Jae-moon Lim

〈目 次〉

Abstract

記號說明

- | | |
|--------------------------------------|------------------------------|
| 1. 序 論 | 3. 4 矩形波 發生器 |
| 2. PWM 인버터의 一般的 概念 | 3. 5 正弦波 發生器 |
| 2. 1 PWM 인버터의 考察 | 3. 6 比較器 및 모드선택 아날
로그 스위치 |
| 2. 2 내추럴 샘플드(Natural
Sampled) PWM | 3. 7 驅動回路 |
| 2. 3 시스템의 設計 | 4. 實驗 및 實驗結果 |
| 2. 4 波形解析 | 4. 1 實驗裝置 |
| 3. 制御回路의 設計 | 4. 2 實驗結果 |
| 3. 1 制御回路 | 5. 結 論 |
| 3. 2 制御方法 | 參考文獻 |
| 3. 3 三角波 發生器 | |

T_o : induced motor torque [N-m]

V_{dc} : output voltage from 3 ϕ rectifier [V]

V_o : output voltage from multiplier [V]

V_s : supply voltage per-phase [V]

V_z : breakdown voltage of zener diode [V]

W_1, W_2 : peak width of constant amplitude triangular wave

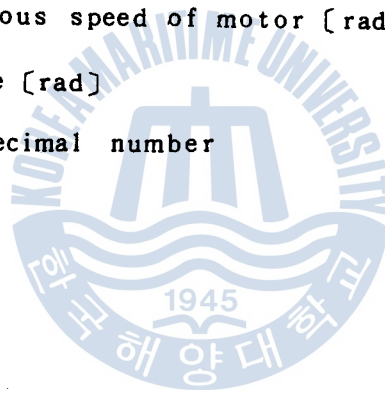
ω_b : angular frequency of carrier signal [rad/s]

ω_s : angular frequency of modulating signal, stator frequency [rad/s]

ω_{syn} : synchronous speed of motor [rad/sec]

φ : phase angle [rad]

\$XXXX : hexadecimal number



1. 序 論

一般的인 電動機 중에서 誘導電動機는 特徵上的 利點 및 經濟的인 理由에서 産業用 動力機器로 널리 利用되고 있으나 運轉速度가 入力電源의 周波數에 依存하기 때문에 一定周波數 電源에서는 넓은 範圍의 運轉速度를 얻기는 困難하였다. 그러나 最近에는 반도체 技術의 發達로 高速, 高耐壓, 大用量的 電力電子素子の 開發과 靜止電力變換器에 관한 研究가 계속되어 넓은 範圍에서의 誘導電動機 可變速運轉이 可能하게 되었다.

誘導電動機 可變速運轉을 위한 可變電壓 可變周波數 (VVVF) 電源 裝置 중 PWM (Pulse Width Modulation) 인버터는 制御回路가 複雜하고 出力電壓이 낮은 問題點은 있으나 出力波形이 正弦波와 近似하여 電動機 토오크의 맥동을 경감시키고 低速度 運轉時에도 高調波 成分의 除去로 損失이 減少하여 效率的인 運轉을 할 수 있으며 出力電壓과 周波數를 인버터 내에서 制御할 수 있기 때문에 고정 DC 링크 (Fixed DC link)의 使用이 可能한 利點이 있다. (1), 2), 3), 4)

그러나 이를 아날로그 方式으로 구현하는 경우에는 搬送波와 變調波의 同期化가 어려우며 高周波 領域에서의 최소 턴-오프 시간 (Minimum turn-off time) 과 低周波 領域에서의 최소 턴-온 시간 (Minimum turn-on time) 確保를 위해 멀티 모드 (Multi mode) 方式을 實現하려면 回路가 대단히 複雜해지는 어려움이 있었다. 最近들어 마이크로프로세서가 활발히 응용됨에 따라 아날로그 方式에서의 어려움을 克服할 수는 있게 되었으나 PWM 波形發生

2.2 내추럴 샘플드 PWM

펄스폭 변조 방식에는 내추럴 샘플드 PWM, 레귤러 샘플드 (Regular Sampled) PWM, 및 옵티마이즈드 (Optimized) PWM이 있다. 이 중 내추럴 샘플드 PWM은 三角搬送波와 正弦變調波의 자연적인 交點을 比較하여 變調波가 클 경우 $+\frac{E_d}{2}$, 搬送波가 클 경우 $-\frac{E_d}{2}$ 로 하여 搬送波의 매 周期當 平均電壓의 變化를 正弦波에 가깝게 하는 방식이다.^{6),7)}

그림 2는 내추럴 샘플드 PWM 波形發生 原理를 나타내는 그림이다.

이 때 變調指數 M (Modulation index)과 周波數比 R (Frequency ratio)은 다음과 같이 定義된다.

$$M = \frac{\text{變調波의 振幅 (} E_s \text{)}}{\text{搬送波의 振幅 (} E_b \text{)}} \quad R = \frac{\text{搬送波의 周波數 (} f_b \text{)}}{\text{變調波의 周波數 (} f_s \text{)}}$$

M은 出力電壓의 크기를 決定하고 R은 高調波 成分들에 影響을 미친다. 一般的으로 M은 1보다 작은 값이되며 R을 增加시키면 高調波 成分은 減少하나 스위칭 損失이 增加한다. 搬送波와 變調波가 非同期 (Asynchronous)로 되는 경우에는 出力의 基本波 成分 以下의 周波數 成分 (Subharmonics)이 發生하여 電動機 運轉에 深刻한 惡影響을 미치게 된다. 그러나 R이 正確한 整數倍가 되면 基本波의 整數倍 成分만 存在하고 이를 電動機에 연결하면 電動機의 漏泄 리액턴스가 高次 高調波 成分들에 대하여 큰 임피던스로 作用하여 高次 高調波들이 抑制된다.

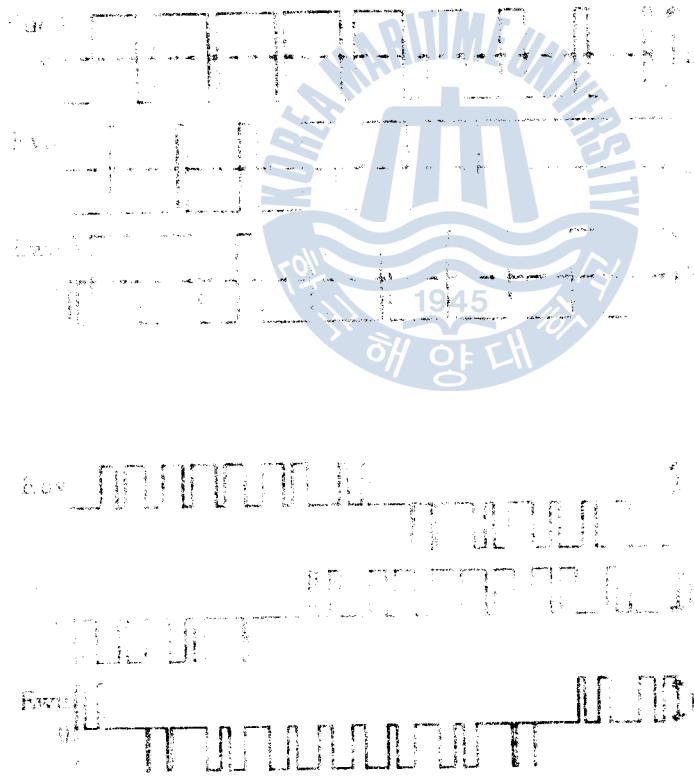
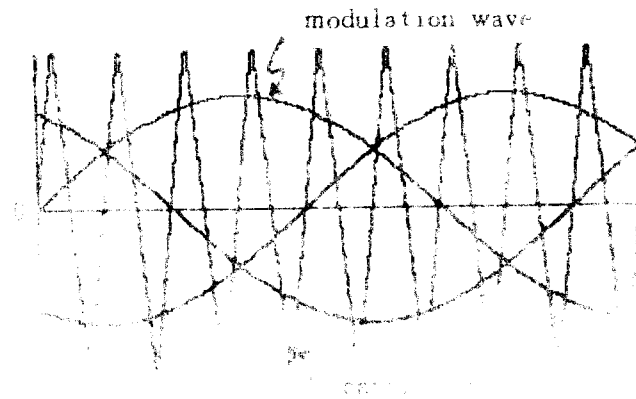


Fig.2 Waveforms of Natural Sampled PWM

$$\begin{aligned}\varphi_2 &= \omega_b t_2 = -\frac{\pi}{2} \left\{ 1 + M \sin \left(y - \frac{2}{3} \pi \right) \right\} \dots\dots\dots (3) \\ \varphi_3 &= \omega_b t_3 = \frac{\pi}{2} \left\{ 1 + M \sin \left(y - \frac{2}{3} \pi \right) \right\} \\ \varphi_4 &= \omega_b t_4 = \frac{\pi}{2} (1 + M \sin y)\end{aligned}$$

이다. 여기서 $M = \frac{E_s}{E_b}$, $y = \omega_{st} + \theta_1$ 이다.

出力電壓 E_{uv} 는 다음의 式으로 表示된다.

$$\begin{aligned}E_{uv}(\omega_{st}, \omega_{bt}) &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} K_{mn} e^{j\{m\omega_{bt} + n(\omega_{st} + \theta_1)\}} \\ &\quad - K'_{mn} e^{j\{m\omega_{bt} + n(\omega_{st} + \theta_1 - \frac{2}{3}\pi)\}} \dots (4)\end{aligned}$$

式(4)에서 Fourier 係數 K_{mn} , K'_{mn} 은 다음의 式(5)가 된다.

$$K_{mn} = \frac{E}{(2\pi)^2} \int_0^{2\pi} \int_{\varphi_1}^{\varphi_4} e^{-j(mx + ny)} dx dy \dots\dots (5)$$

$$K'_{mn} = \frac{E}{(2\pi)^2} \int_0^{2\pi} \int_{\varphi_2}^{\varphi_3} e^{-j\{mx + n(y - \frac{2}{3}\pi)\}} dx dy$$

여기서 $x = \omega_{bt}$, $m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$, $n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ 이다.

1) 直流成分

式(5)에서 $m = n = 0$ 이면 다음의 式(6)이 성립한다.

$$K_{00} = \frac{E}{(2\pi)^2} \int_0^{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \frac{1+M\sin y}{1+M\sin y} dx dy = \frac{E}{2} \dots\dots\dots (6)$$

$$K'_{00} = \frac{E}{(2\pi)^2} \int_0^{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \frac{\{1+M\sin(y-\frac{2}{3}\pi)\}}{\{1+M\sin(y-\frac{2}{3}\pi)\}} dx dy = \frac{E}{2}$$

式(6)의 關係式을 式(4)에 代入하면 直流成分 電壓은

$$[E_{uv}(\omega_{st}, \omega_{bt})]_{00} = 0 \dots\dots\dots (7)$$

이다.

2) 基本波 成分

式(4)와(5)에서 $m=0, n=1$ 인 경우이며 다음의 式(8)이 된다.

$$K_{01} = \frac{E}{(2\pi)^2} \int_0^{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \frac{1+M\sin y}{1+M\sin y} e^{-jy} dx dy = -j \frac{EM}{4} \dots\dots\dots (8)$$

$$K'_{01} = \frac{E}{(2\pi)^2} \int_0^{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \frac{\{1+M\sin(y-\frac{2}{3}\pi)\}}{\{1+M\sin(y-\frac{2}{3}\pi)\}} e^{-j(y-\frac{2}{3}\pi)} dx dy = -j \frac{EM}{4}$$

式(8)의 關係式을 式(4)에 代入하면 出力電壓의 基本波 成分은

$$[E_{uv}(\omega_{st}, \omega_{bt})]_{01} = \frac{E}{2} \cdot \frac{E_s}{E_b} \left\{ \sin y - \sin\left(y - \frac{2}{3}\pi\right) \right\} \dots\dots\dots (9)$$

로 된다. 式(9)에서 出力電壓의 基本波는 搬送波의 周波數 ω_b 에 無關하고 直流電源電壓 E 와 變調波의 振幅 E_s 에 比例하고 搬送波의 振幅 E_b 에 反比例한다.

3) 變調波의 整數倍 周波數 成分

式(5)에서 $m=0, n>1$ 이면 다음의 式(10)이 成立한다.

$$K_{on} = \frac{E}{(2\pi)^2} \int_0^{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}(1+M\sin y)}^{\frac{\pi}{2}(1+M\sin y)} e^{-jny} dx dy = 0 \dots\dots\dots (10)$$

$$K'_{on} = \frac{E}{(2\pi)^2} \int_0^{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}\{1+M\sin(y-\frac{2}{3}\pi)\}}^{\frac{\pi}{2}\{1+M\sin(y-\frac{2}{3}\pi)\}} e^{-jn(y-\frac{2}{3}\pi)} dx dy = 0$$

式(10)의 關係式을 式(4)에 代入하면 變調波의 整數倍 周波數 成分 電壓은

$$[E_{uv}(\omega_{st}, \omega_{bt})]_{on} = 0 \dots\dots\dots (11)$$

이다.

4) 搬送波의 整數倍 周波數 成分

式 (5) 에서 $m \geq 1, n = 0$ 이면 다음의 式 (12) 가 成立한다.

$$K_{m0} = \frac{E}{(2\pi)^2} \int_0^{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}(1+M\sin y)}^{\frac{\pi}{2}(1+M\sin y)} e^{-jmx} dx dy = 0 \dots\dots\dots (12)$$

$$K'_{m0} = \frac{E}{(2\pi)^2} \int_0^{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}\{1+M\sin(y-\frac{2}{3}\pi)\}}^{\frac{\pi}{2}\{1+M\sin(y-\frac{2}{3}\pi)\}} e^{-jmx} dx dy = 0$$

式 (12) 의 關係式을 式 (4) 에 代入하면 搬送波의 整數倍 周波數 成分 電壓은

$$[E_{uv}(\omega_{st}, \omega_{bt})]_{m0} = 0 \dots\dots\dots (13)$$

이다.

5) 搬送波와 變調波의 整數倍 周波數의 合 및 差의 成分

式 (5) 에서 $m \geq 1, n \neq 0$ 이면 다음의 式 (14) 가 成立한다.

$$K_{mn} = \frac{E}{(2\pi)^2} \int_0^{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}(1+M\sin y)}^{\frac{\pi}{2}(1+M\sin y)} e^{-j(mx+ny)} dx dy$$

$$= -\frac{1}{jm} \cdot \frac{E}{(2\pi)^2} \sum_{k=0}^{\pm\infty} J_k(\nu) \left\{ e^{-j\frac{m\pi}{2}} \int_0^{2\pi} e^{-j(n+k)y} dy \right. \\ \left. - e^{j\frac{m\pi}{2}} \int_0^{2\pi} e^{-j(n-k)y} dy \right\} \dots\dots\dots (14)$$

$$K'_{mn} = \frac{E}{(2\pi)^2} \int_0^{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \{1 + M \sin(y - \frac{2}{3}\pi)\} \\ \{1 + M \sin(y - \frac{2}{3}\pi)\}$$

$$e^{-j\{mx + n(y - \frac{2}{3}\pi)\}} dx dy$$

$$= -\frac{1}{jm} \cdot \frac{E}{(2\pi)^2} \sum_{k=0}^{\pm\infty} J_k(\nu) \left\{ e^{-j\frac{m\pi}{2}} \right.$$

$$\int_0^{2\pi} e^{-j(n+k)(y - \frac{2}{3}\pi)} dy$$

$$\left. - e^{j\frac{m\pi}{2}} \int_0^{2\pi} e^{-j(n-k)(y - \frac{2}{3}\pi)} dy \right\}$$

$$\text{단, } \nu = \frac{mM\pi}{2} \text{ 이다.}$$

A) $K \neq \pm n$ 인 경우 式 (14) 에서

$$K_{mn} = -\frac{1}{jm} \cdot \frac{E}{(2\pi)^2} \sum_{k=0}^{\pm\infty} J_k(\nu) \left[e^{-j\frac{m\pi}{2}} \frac{1}{-j(n+k)} \right. \\ \left. \{ e^{-j \cdot 2 \cdot (n+k)\pi} - 1 \} \right. \\ \left. - e^{j\frac{m\pi}{2}} \frac{1}{-j(n-k)} \{ e^{-j \cdot 2(n-k)\pi} - 1 \} \right] = 0 \\ \dots\dots\dots (15)$$

$$K'_{mn} = -\frac{1}{jm} \cdot \frac{E}{(2\pi)^2} \sum_{k=0}^{\pm\infty} J_k(\nu) \left[e^{-j\frac{m\pi}{2}} \cdot \frac{1}{-j(n+k)} \right. \\ \left. \{ e^{-j(n+k) \cdot \frac{4}{3}\pi} - e^{j(n+k) \cdot \frac{2}{3}\pi} \} \right. \\ \left. - e^{j\frac{m\pi}{2}} \cdot \frac{1}{-j(n-k)} \{ e^{-j(n-k) \cdot \frac{4}{3}\pi} - e^{j(n+k) \cdot \frac{2}{3}\pi} \} \right] = 0$$

B) $K = |n|$ 인 경우 式 (14) 에서

$$K_{mn} = K'_{mn} = \frac{1}{jm} \cdot \frac{E}{2\pi} \sum_{n=0}^{\pm\infty} J_n(\nu) \{ e^{j\frac{m\pi}{2}} - (-1)^n e^{-j\frac{m\pi}{2}} \} \quad (16)$$

$\ell_1 = 1, 2, \dots, \ell_2 = \pm 1, \pm 2, \dots$ 라 하면

① $n = 2\ell_2$ (偶數)인 경우

$$K_{mn} = K'_{mn} = \frac{E}{m\pi} J_{2\ell_2}(\nu) \sin \frac{m\pi}{2} \dots\dots\dots (17)$$

a) $m = 2\ell_1$ (偶數)인 경우 式(17)에서

$$K_{2\ell_1, 2\ell_2} = K'_{2\ell_1, 2\ell_2} = 0$$

$$[E_{uv}(\omega_{st}, \omega_{bt})]_{2\ell_1, 2\ell_2} = 0 \dots\dots\dots (18)$$

即 搬送波의 偶數倍 成分과 變調波의 偶數倍 成分의 合과 差로 表示되는 周波數의 成分은 存在하지 않는다.

b) $m = 2\ell_1 + 1$ (奇數)인 경우 式(17)에서

$$[E_{uv}(\omega_{st}, \omega_{bt})]_{2\ell_1+1, 2\ell_2} = \sum_{\ell_1=0}^{\infty} \sum_{\ell_2=1}^{\pm\infty} \frac{2E}{(2\ell_1+1)\pi} J_{2\ell_2}$$

$$\left\{ \frac{(2\ell_1+1)M\pi}{2} \right\} \sin \frac{(2\ell_1+1)\pi}{2} [\cos \{(2\ell_1+1)x + 2\ell_2 y\}$$

$$- \cos \{(2\ell_1+1)x + 2\ell_2(y - \frac{2}{3}\pi)\}] \dots\dots\dots (19)$$

即 搬送波의 奇數倍 成分과 變調波의 偶數倍 成分의 合과 差로 表示되는 周波數의 高調波 成分은 存在한다.

② $n = 2\ell_2 + 1$ (奇數)인 경우

$$K_{mn} = K'_{mn} = \frac{1}{jm} \frac{E}{2\pi} J_{2\ell_2+1}(\nu) \cos \left(\frac{m\pi}{2} \right) \dots\dots\dots (20)$$

a) $m = 2\ell_1 + 1$ (奇數) 인 경우 式 (20) 에서

$$K_{2\ell_1 + 1, 2\ell_2 + 1} = K'_{2\ell_1 + 1, 2\ell_2 + 1} = 0$$

$$[E_{uv}(\omega_{st}, \omega_{bt})]_{2\ell_1 + 1, 2\ell_2 + 1} = 0 \dots\dots\dots (21)$$

即 搬送波의 奇數倍 成分과 變調波의 奇數倍 成分의 合과 差로 表示되는 周波數의 高調波 成分은 存在하지 않는다.

b) $m = 2\ell_1$ (偶數) 인 경우 式 (20) 에서

$$[E_{uv}(\omega_{st}, \omega_{bt})]_{2\ell_1, 2\ell_2 + 1} = \sum_{\ell_1=1}^{\infty} \sum_{\ell_2=1}^{\infty} \frac{E}{\ell_1 \pi} J_{2\ell_2 + 1}$$

$$(\ell_1 M \pi) \cos(\ell_1 \pi) [\sin\{2\ell_1 x + (2\ell_2 + 1)y\} - \sin\{2\ell_1 x$$

$$+ (2\ell_1 + 1)(y - \frac{2}{3}\pi)\}] \dots\dots\dots (22)$$

即 搬送波의 偶數倍 成分과 變調波의 奇數倍 成分의 合과 差로 表示되는 周波數의 高調波 成分은 存在한다.

3. 制御回路의 設計

3.1 制御回路

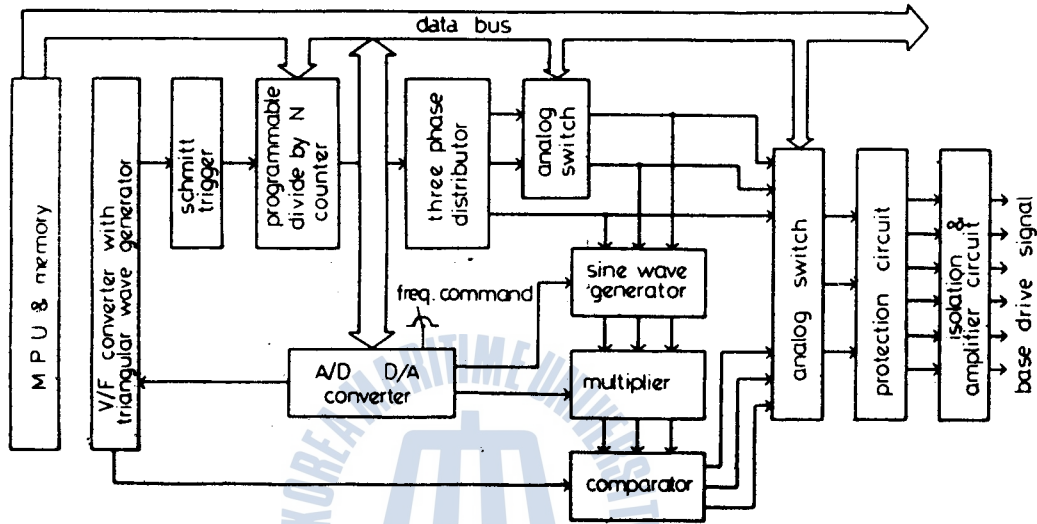


Fig.5 Block diagram of 3-phase Natural Sampled PWM controller

그림 5는 하이브리드 三相 내추럴 샘플드 PWM 인버터 신호 발생부의 블록도이다. 여기서 MPU(Microprocessor unit)와 메모리는 外部로부터 入力된 周波數 情報를 받아 들이고 이 情報에 따라 運轉 모드를 決定하여 각부 回路를 制御하고 各種 데이터를 記憶하는 役割을 한다.

三角波 發生器는 電壓을 周波數로 變換하는 V/F 콘버터를 包含하며 MPU의 指示에 해당하는 周波數의 三角搬送波를 發生한다.

矩形波 發生器는 PWM 運轉 모드에서의 周波數比 變化(Ratio change)를 實現하기 위한 프로그램 可能 除算 計數器(Programmable divide by N counter), 三相分周器, 電動機 逆轉을 위해

2 개의 相을 바꾸기 위한 아날로그 스위치로 構成되며, 각각 120° 位相差의 三相 矩形波를 出力한다. 矩形波 運轉 모드에서는 이 矩形波 出力을 主電力部の 베이스 구동 (Base drive) 신호로 使用한다.

正弦波 發生器는 矩形波 發生器의 出力 三相 矩形波를 三相 正弦波로 變換시키며 이 正弦波의 振幅을 可變시키기 위하여 乘算器를 使用하고 振幅의 變化는 MPU 의 指示에 의한다. 이 乘算器의 可變 正弦波 出力은 三角搬送波로 부터 N 으로 나누어진 波形이며 三角搬送波와 완전히 同期한다. 比較器는 이 三角搬送波와 正弦變調波를 比較하여 PWM 신호를 發生한다. 한편 保護回路와 接地分離 및 增幅回路는 아날로그 스위치 出力端의 PWM 신호나 矩形波 신호를 接地分離 및 增幅시켜 主電力부에 있는 트랜지스터의 베이스를 驅動한다.

그림 6 의 (a)는 三角波 發生器의 出力 三角波, (b)는 슈미트 트리거 (Schmitt trigger) 의 出力波, (c)는 三相分周器의 한 相의 出力波, (d)는 正弦波 發生器에서 發生한 一定 振幅의 三角波이고, (e)는 正弦波 發生器의 出力 正弦波이다. (a) 의 周波數는 (e) 의 整數 倍로 (a) 와 (e) 는 완전히 同期한다.

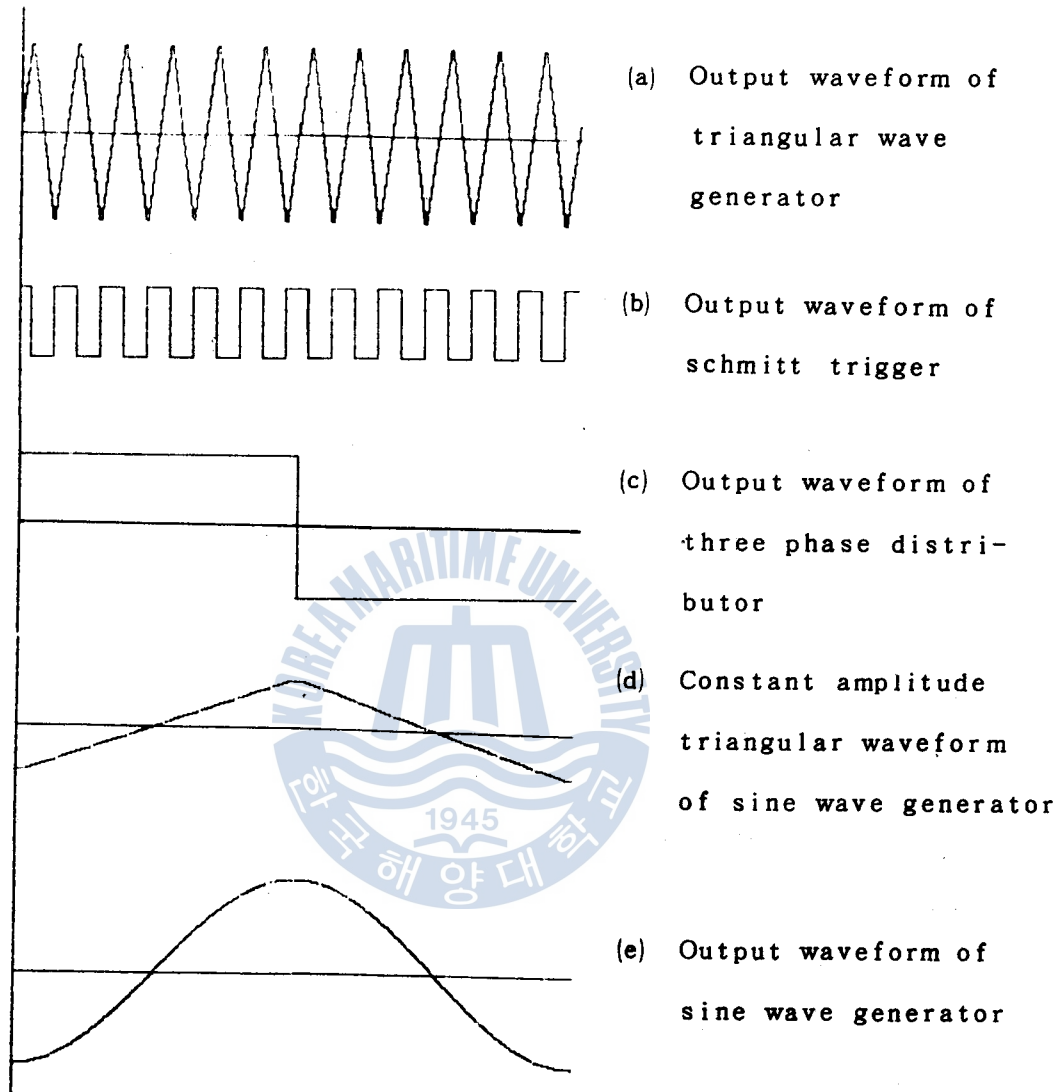


Fig.6 Important waveforms of the circuit

3.2 制御方法

그림 3의 DC 링크에 線間電壓 V_L 의 交流 電源이 인가 되었을 때 出力電壓 V_{dc} 는

$$V_{dc} = \frac{3}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{3}} \sqrt{2} V_{ph} \cos \omega t \, d(\omega t) = 2.33 V_{ph} = 1.35 V_L \dots\dots (23)$$

가 된다. 正弦波를 變調波로 使用한 正弦 PWM의 경우 인버터 出力 相電壓의 最大 實效値는

$$V_{out (phase)} = \frac{V_{dc}}{2\sqrt{2}} = 0.4773 V_L \dots\dots (24)$$

이며, 線間電壓의 最大 實效値는 다음 式(25)가 된다.

$$V_{out (line)} = \sqrt{3} \times 0.4773 V_L = 0.8267 V_L \dots\dots (25)$$

矩形波의 경우 出力 相電壓의 基本波 振幅 V 는

$$V = \frac{V_{dc}}{2} \times \frac{4}{\pi} = 0.6366 V_{dc} \dots\dots (26)$$

이며 各 相의 實效値 電壓은

$$V_{out (phase)}' = \frac{0.6366}{\sqrt{2}} \times 1.35 \times V_L = 0.608 V_L \dots\dots (27)$$

이고 線間의 實效値 電壓은

$$V_{out (line)}' = \sqrt{3} \times 0.608 V_L = 1.053 V_L \dots\dots (28)$$

이다.

따라서 PWM 인버터는 適用分野에 따라서는 出力電壓이 작을 수 있고 인버터의 出力電壓은 出力波形이 矩形波일 때 最大가 된다. 그러나 PWM 波와 矩形波의 현저한 電壓差는 PWM 모드에서 矩形波 모드로의 轉換時 電動機 運轉에 不安定 狀態를 초래한다. 한편 PWM 모드에서는 高周波 領域의 최소 턴-오프 시간과 低周波 領域의 최소 턴-온 시간이 確保되어야 하고, 周波數比가 너무 작을 경우에는 電流의 平滑 (Smoothing)이 適切치 못하며 周波數比가 너무 클 경우에는 스위칭 損失이 커지는 등의 問題點이 있다.

以上の 問題點을 解決하기 위하여 本 研究에서는 5 ~ 120 Hz 의 周波數 범위에서 5 ~ 60Hz 는 PWM, 61 ~ 120Hz 는 矩形波로 運轉하도록 設計하였다. PWM 의 경우 周波數가 낮아질수록 周波數比가 增加하게 周波數比 變化를 實施하고, PWM 모드에서 矩形波모드로 轉換時의 급격한 電壓變化를 防止하기 위하여 51 ~ 60 Hz 區間에는 飽和形 PWM 을 使用하였다. 이 區間에서는 周波數가 增加함에 따라 正弦變調波를 矩形波에 近似하게 점진적으로 變形시켜 出力電壓을 增加시켰다. 本 研究에서 採擇한 變調波와 搬送波의 關係를 그림 7 에 表示하였고 그림 8 (a) 에 飽和形 PWM 의 波形發生原理, (b)에 正弦變調波와 變形된 變調波 및 出力 PWM 波形의 사진을 나타내었다.

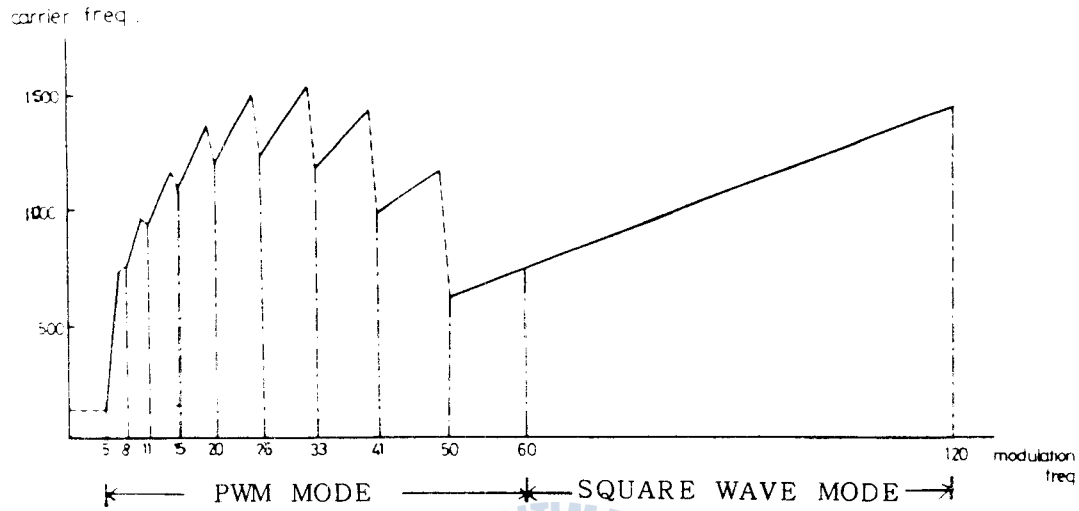
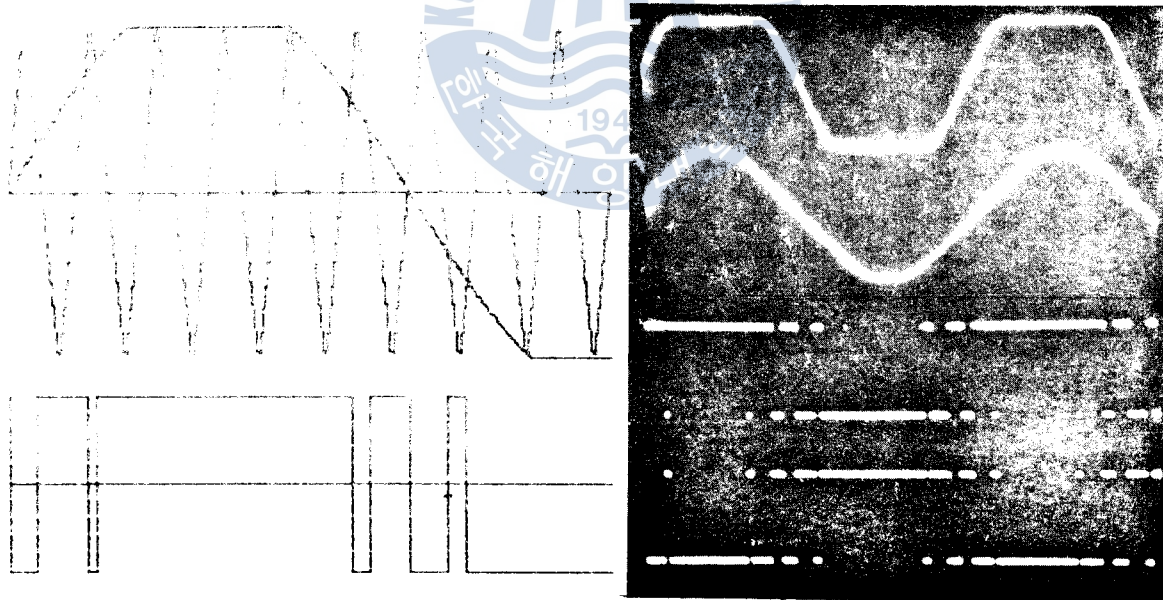


Fig.7 Relation between modulation frequency and carrier frequency



(a) Principle of saturated PWM

(b) Output waveform of saturated PWM

Fig.8 Generation of saturated PWM wave

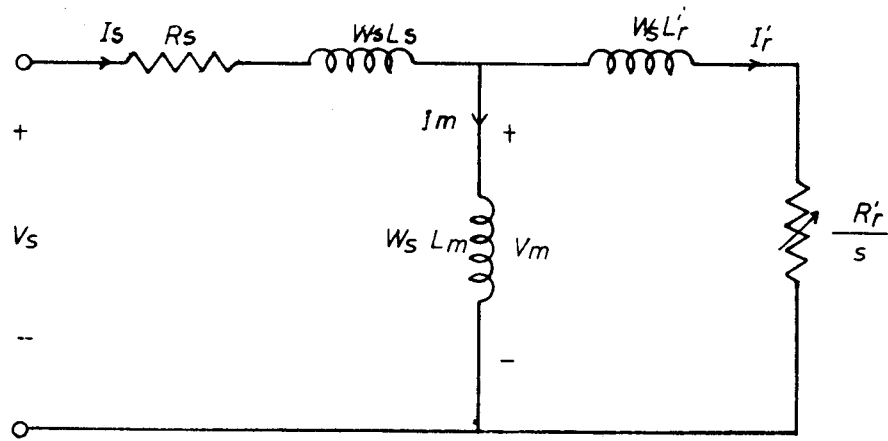


Fig.9 Per-phase equivalent circuit of an induction motor

그림 9는 可變周波數 電源에서 驅動되는 誘導電動機의 相當 等價 回路이다. 인버터의 出力 周波數가 ω_s 일 때 同期周波數는

$$\omega_{syn} = \frac{2\omega_s}{P} \text{ [rad/sec]} \dots\dots\dots (29)$$

이고 슬립은

$$S = \frac{\omega_{syn} - \omega_m}{\omega_{syn}} \dots\dots\dots (30)$$

이다.

廻轉損失을 無視하면 電動機에 의해 發生된 內部 토오크는 다음 式(31)과 같다.

$$T_o = \frac{3}{\omega_m} (1 - S) \frac{R_r'}{S} (I_r')^2 \text{ [N-m]} \dots\dots\dots (31)$$

고정자의 누설임피던스를 無視하면 I_r' 는 다음 式(32)가 된다.

$$I_r' = \frac{V_s}{\left[\{R_s + (R_r' / S)\}^2 + \omega_s^2 (L_s + L_r')^2 \right]^{\frac{1}{2}}} \text{ [A]} \dots\dots\dots (32)$$

式(29)와 (30)으로 부터

$$\frac{\omega_m}{1-S} = \frac{2}{P} \omega_s \dots\dots\dots (33)$$

이고

式(32)와 (33)을 式(31)에 代入하면 式(34)가 된다.

$$T_o = \frac{3}{\omega_s} \cdot \frac{P}{2} \cdot \frac{R_r'}{S} \cdot \frac{V_s^2}{\left[R_s + (R_r' / S) \right]^2 + \omega_s^2 (L_s + L_r')^2} \text{ [N-m]} \dots\dots (34)$$

式(34)는 주어진 ω_s 에서 發生된 토오크로 슬립만의 函數이다.

$\frac{dT_o}{dS} = 0$ 에서 最大 토오크 發生하며 이 때의 슬립은

$$S = \frac{R_r'}{\left[R_s^2 + \omega_s^2 (L_s + L_r')^2 \right]^{\frac{1}{2}}} \dots\dots\dots (35)$$

이고

그 때의 토오크 T_{max} 는

$$T_{max} = \frac{3}{\omega_s} \cdot \frac{P}{4} \cdot \frac{V_s^2}{\left\{ R_s^2 + \omega_s^2 (L_s + L_r')^2 \right\}^{\frac{1}{2}} + R_s} \text{ [N-m]} \dots\dots\dots (36)$$

로 된다.^{10), 11), 12)}

$V_s = 134 \text{ V}$, 61Hz 矩形波를 基準으로 T_o 를 計算한 後 60Hz 以下에서는 61 Hz 의 T_o 값을 基準으로 ω_s 變化에 대한 V_s 를 決定하였고 61 Hz 以上에서는 V_s 는 一定히 維持하고 ω_s 만 變化하

도록 하여 이 電壓과 周波數 데이터를 룩-업 테이블(Look-up table)에 貯藏하였다. 따라서 이 룩-업 테이블만 修正하면 여러가지 토크-速度 特性을 實現할 수 있게 된다.

그림 10은 制御 프로그램의 흐름도로 그 動作은 다음과 같다.

- 1) 프로그램에서 使用하게 될 제로 페이지(Zero page) 領域을 初期化 한다.
- 2) 外部로 부터 A/D 變換되어 제로 페이지에 貯藏된 周波數 情報를 읽는다.
- 3) 周波數 情報가 120Hz 以下이고 以前의 情報와 比較하여 바뀌었으면 룩-업 테이블로 부터 三角搬送波의 周波數 情報를 出力한다.
- 4) 周波數 情報가 60Hz 보다 크면 矩形波 모드를, 以下이면 PWM 모드를 選擇한다.
- 5) 矩形波 모드의 경우에는 모드 選擇(Mode select)과 周波數比 變化 데이터를 出力한 後 다시 다음의 周波數 指示를 기다린다.
- 6) PWM 모드의 경우에는 모드 選擇, 周波數比 變化 데이터, 正弦波 데이터, 電壓명령(Voltage command) 데이터를 出力한 後 다시 다음의 周波數 指示를 기다린다.

도록 하여 이 電壓과 周波數 데이터를 룩-업 테이블(Look-up table)에 貯藏하였다. 따라서 이 룩-업 테이블만 修正하면 여러가지 토오크-速度 特性을 實現할 수 있게 된다.

그림 10은 制御 프로그램의 흐름도로 그 動作은 다음과 같다.

- 1) 프로그램에서 使用하게 될 제로 페이지(Zero page) 領域을 初期化 한다.
- 2) 外部로 부터 A/D 變換되어 제로 페이지에 貯藏된 周波數 情報를 읽는다.
- 3) 周波數 情報가 120 Hz 以下이고 以前의 情報와 比較하여 바뀌었으면 룩-업 테이블로 부터 三角搬送波의 周波數 情報를 出力한다.
- 4) 周波數 情報가 60Hz 보다 크면 矩形波 모드를, 以下이면 PWM 모드를 選擇한다.
- 5) 矩形波 모드의 경우에는 모드 選擇(Mode select)과 周波數比 變化 데이터를 出力한 後 다시 다음의 周波數 指示를 기다린다.
- 6) PWM 모드의 경우에는 모드 選擇, 周波數比 變化 데이터, 正弦波 데이터, 電壓명령(Voltage command) 데이터를 出力한 後 다시 다음의 周波數 指示를 기다린다.

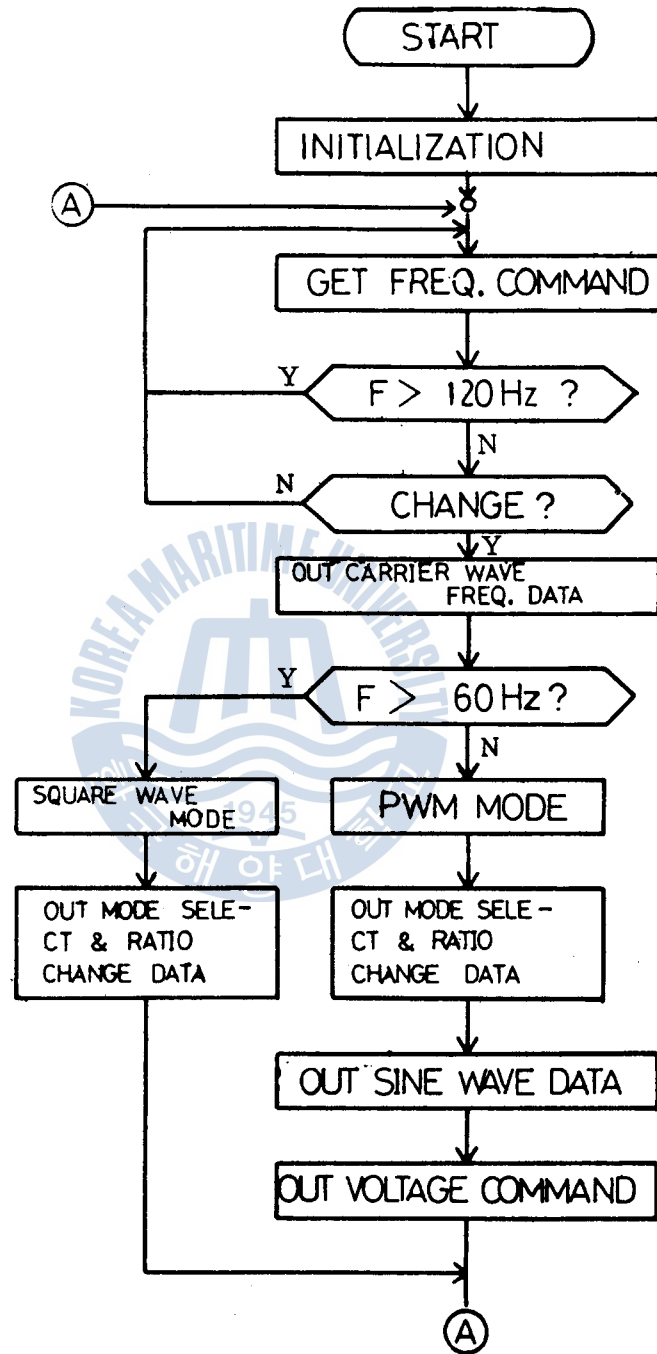


Fig.10 Flowchart of program

3.3 三角波 發生器

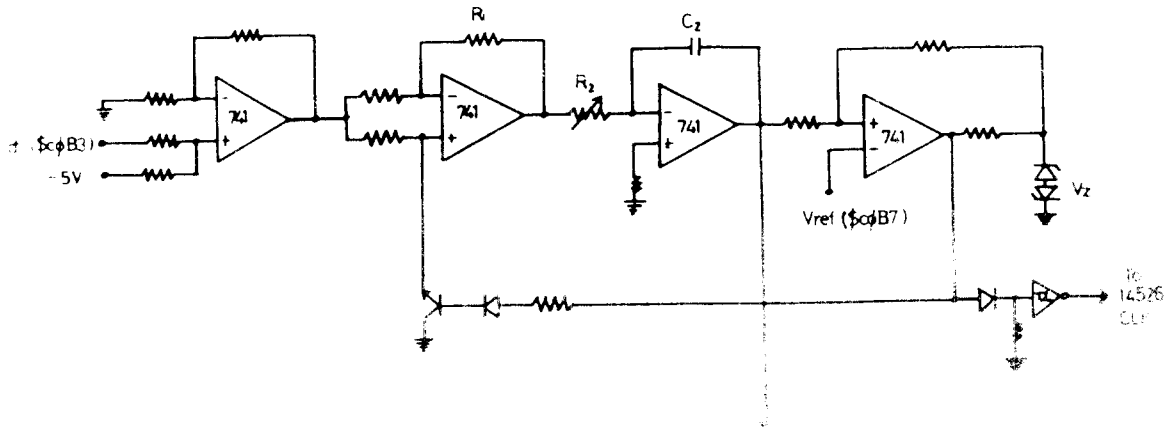


Fig.11 Triangular carrier wave generator circuit

三角波 發生器의 構成은 Fig.11과 같다. 여기서 V_{ref} 는 741의 출력에 의해
 보정된 DC 전압이다. Carrier wave generator는 積分器와 積分器와
 비교器로 構成되어 있다. 여기서 V_{ref} 는 741의 출력에 의해
 보정된 DC 전압이다. 積分器의 1차 Positive와 Negative의
 방향이 交代로 積分되도록 하여 三角搬送波를 만든다.

여기서 三角搬送波의 周波數는 ¹³⁾

$$f_b = R \times f_s = \frac{4 \times V_z \times R_2 \times C_2}{V_{cf}} \dots \dots \dots (37)$$

(R ; 周波數比 f_s ; 變調波의 周波數)

이고 D/A 變換器 入力 데이터와 加算器 出力電壓의 關係는

$$V_A = \frac{10}{255} \times N - 5 \dots \dots \dots (38)$$

(단, $0 \leq N \leq 255$ 의 整數)

이다. 따라서 원하는 周波數의 三角搬送波를 發生시키기 위하여 D/A 變換器에 로드시킬 데이터는

$$N_{CA} = \frac{255}{10} \times \left(2 \times V_z \times R_2 \times C_2 \times \frac{2}{f} + 5 \right) \dots\dots\dots (39)$$

(단, $0 \leq N_{CA} \leq 255$ 의 整數)

가 된다. $N_{CA} = 255$ 에서 $f = 1536 \text{ Hz}$ 가 되도록 R_2, C_2 를 選定 하였으며 5 ~ 120 Hz 의 各 周波數 情報를 (39) 式에 의해 計算 하여 록-업 데이터블에 貯藏하였다. D/A 變換器와 加算器의 線形性이 良好하기는 하나 完全한 線形은 아니므로 各 情報에 대한 실제 出力 周波數를 測定하여 약간의 데이터 修正을 實施하였다.

3.4 矩形波 發生器

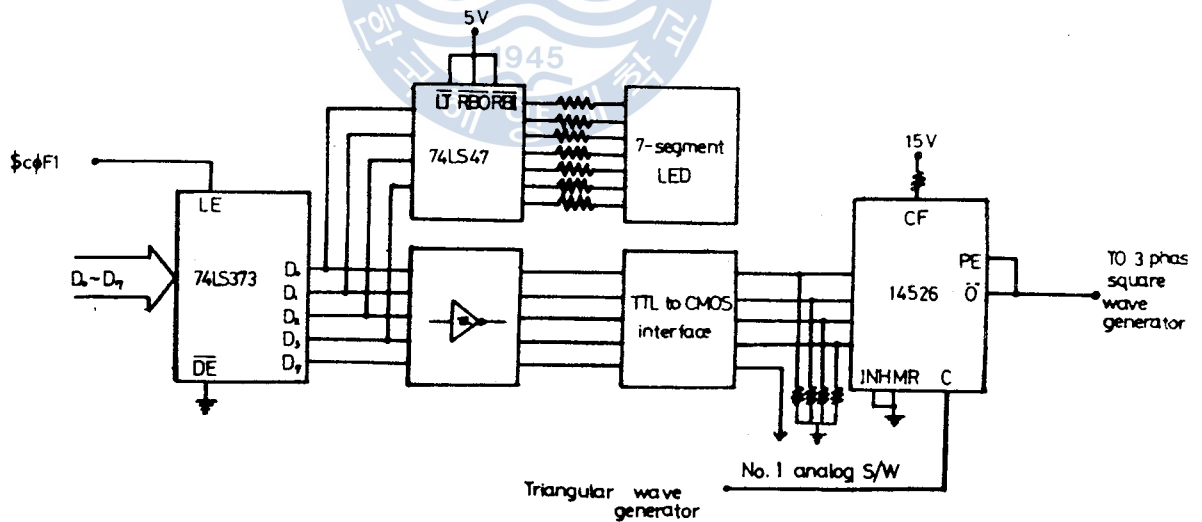


Fig.12 Frequency ratio change circuit

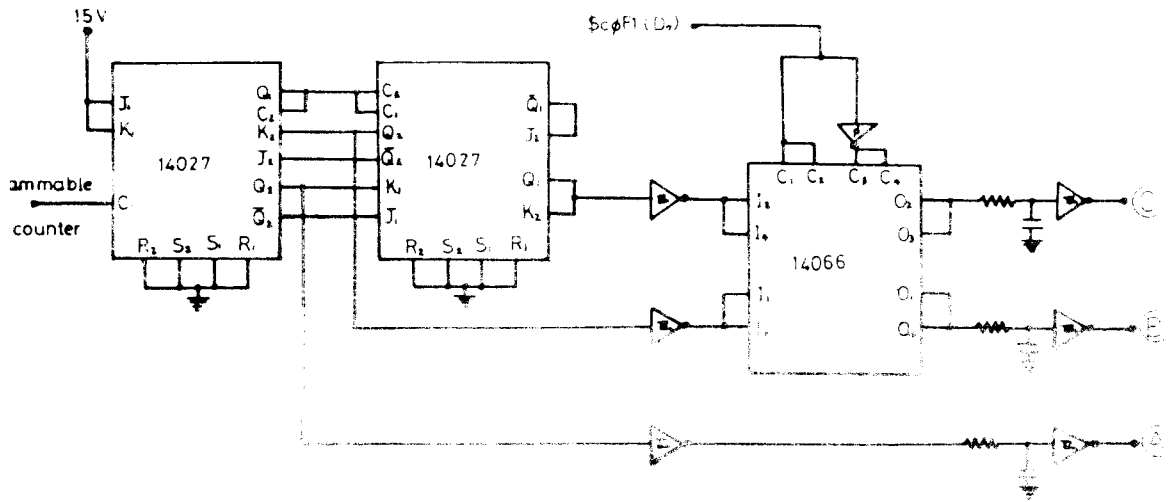


Fig.13 Three phase square wave generator circuit

矩形波 發生器는 그림 12의 周波數比 變化 回路와 그림 13의
 三相分周器로 構成된다. PWM 모드에서의 周波數比 變化를 實現하기
 위하여 프로그램 可能 除算 計數器인 MC 14526 을 使用하였다.
 MC 14526 은 TTL to CMOS 인터페이스를 거쳐 앞단의 레지스터
 부터 4 bit 의 周波數比 變化 데이터를 받아들여 V/F 콘버터로
 부터의 矩形波 入力を 다운 카운트 (Down count) 하여 0으로 되
 은 순간 入力波形的 반주기에 該當하는 펄스를 發出한다.
 즉, 入力 데이터가 m일 경우 클럭 (Clock) 周波數를 n으로 하
 는 周波數를 出力한다.^{14),15)} 또한 각각 120°의 位相差를 갖는
 三相 矩形波를 發生시키기 위하여 三相分周 回路를 構成 하였으며
 프로그램 可能 除算 計數器의 出力波를 클럭 入력으로 使用하였다.
 電動機의 逆轉을 위하여 두개의 相을 反轉시킬 수 있도록 B相과
 C相을 아날로그 스위치를 通過시켰으며 두 개의 相의 反轉은

\$COF1의 D₇ bit 로 콘트롤 하도록 하였다. 그림 13의 三相分周器에서 한 周期의 出力波를 만들기 위해서는 12개의 클럭 入力이 必要하므로 矩形波 發生器의 出力波의 周波數 F는 $f/12m$ 이 된다.

그림 14는 프로그램 可能 除算 計數器의 入力 데이터가 2일 경우의 矩形波 發生器의 入力과 出力 波形 사진이다.

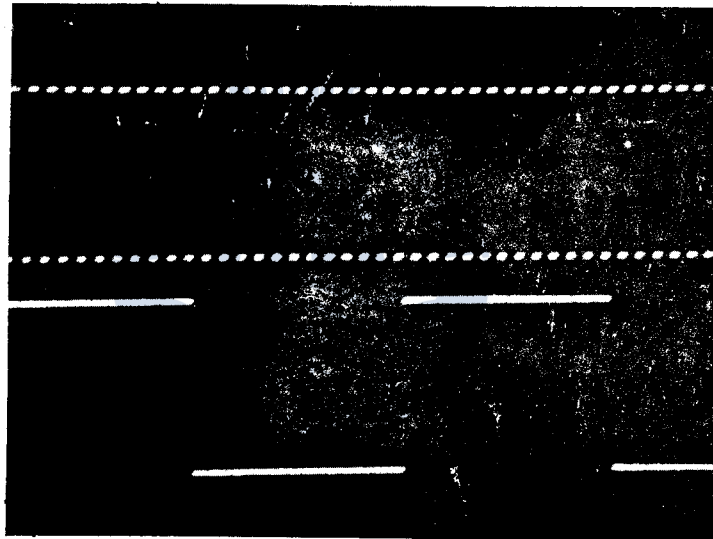


Fig.14 Input & output waveforms of square wave generator

3.5 正弦波 發生器

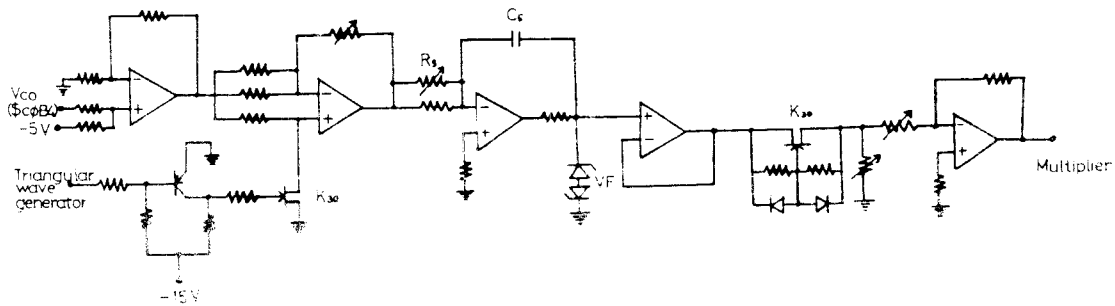


Fig.15 Sine wave generator circuit

그림 15는 正弦波 發生器 回路로 加算器, DCAS, 積分器, T/S (Triangle to sine) 變換器, 增幅器로 構成되어 있다. 積分器에 서는 DCAS 에 入力되는 矩形波의 周波數에 해당하는 三角波를 發 見시킨다. 積分器의 入力이 一定할 경우에는 三角波의 振幅이 周波 數와 함께 減少되므로 一定 振幅의 三角波를 만들기 위하여 積分 器 入力側에 DCAS 를 통하여 補償電壓을 넣어 주었다. 補償電壓 은 D/A 變換器와 加算器를 통하여였다. 이 三角波의 最大振幅을 $\pm V_{CA}$ 라 하면 DCAS 入力側 電壓은

$$V_{CO} = 2 \times V_{CA} \times R_5 \times C_5 \times 2 \times F \quad \dots\dots\dots (40)$$

이고 D/A 變換器 入力 데이터는

$$N_{CO} = \frac{255}{10} \times (2 \times V_{CA} \times R_5 \times C_5 \times 2 \times F + 5) \quad \dots\dots\dots (41)$$

(단, $0 \leq N_{CO} \leq 255$ 의 整數)

이다. 5~50Hz의 PWM 모드에서는 (41)식의 計算値를 適用하였고 51~60 Hz의 飽和形 PWM 모드에서는 變調波를 矩形波에 가깝게 變形시키기 위하여 1 Hz 增加時마다 (41)식의 計算値에 계속 3 씩 增加시켜 록-업 테이블에 貯藏하였다.

積分器 出力側에 제너다이오드를 連結함으로써 각 반주기의 대 부분의 期間 동안에는 연산 증폭기 (Op-amp)에서 積分이 되고 各 반주기의 마지막에는 飽和되도록 하여 入力 오프셀 電壓에 의 해 계속 積分되는 것을 防止하였고 이 飽和에 의해 평평해진 尖 頭 (Peak) 部分은 正弦波로 變換時 正弦波의 尖頭 部分이 除去되 도록 한다. 變形率이 적은 正弦波를 發生시키기 위해서는 그림 16 의 W_1 과 W_2 가 같아야 하는데 이것은 DCAS의 피이드 백 抵抗 으로 調整하였고 積分器의 入力抵抗을 調整함으로써 $W_1 = W_2$ 의 크기를 適切히 調整하였다.

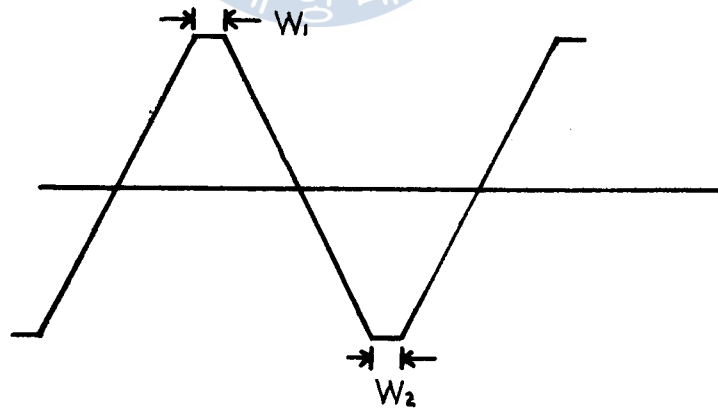


Fig.16 Constant amplitude triangular wave

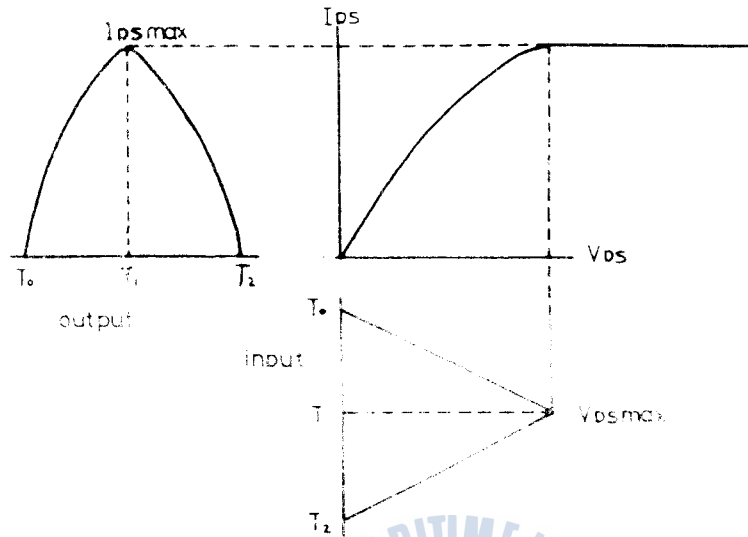


Fig.17 Triangular wave to sine wave conversion

三角波의 正弦波로의 變換은 게이트 電壓을 固定시킴으로써 드레인 電壓을 0에서 pinch off)까지 變化시키면 드레인 電流가 正弦波形으로 變化하는 FET의 性質을 利用한다. 그림 17에서 三角波의 尖頭를 $V_{GS\ max}$ 에 對應하도록 調整하면 채널을 흐르는 電流 I_{DS} 는 正弦波 形態로 된다. 따라서 $T_0 \sim T_1$ 까지의 入力 三角波에 대해 $\frac{1}{4}$ 周期分の 正弦波가 만들어지며 $T_1 \sim T_2$ 까지의 入力 三角波에 대해서는 드레인과 소스의 相反(Reciprocal) 特性에 의해 $T_1 \sim T_2$ 의 正弦波가 만들어진다. 게이트 極性이 一定히 維持되는 한 드레인과 소스는 I_{DS} 축을 中心으로 FET 移送 曲線(Transfer curve)의 鏡像(Mirror image)을 만들기 위해 相互 交換될 수 있다. 따라서 陰(Negative)의 三角波 入力은 陰의 正弦波 出力을 만든다. (16), (17), (18), (19), (20)

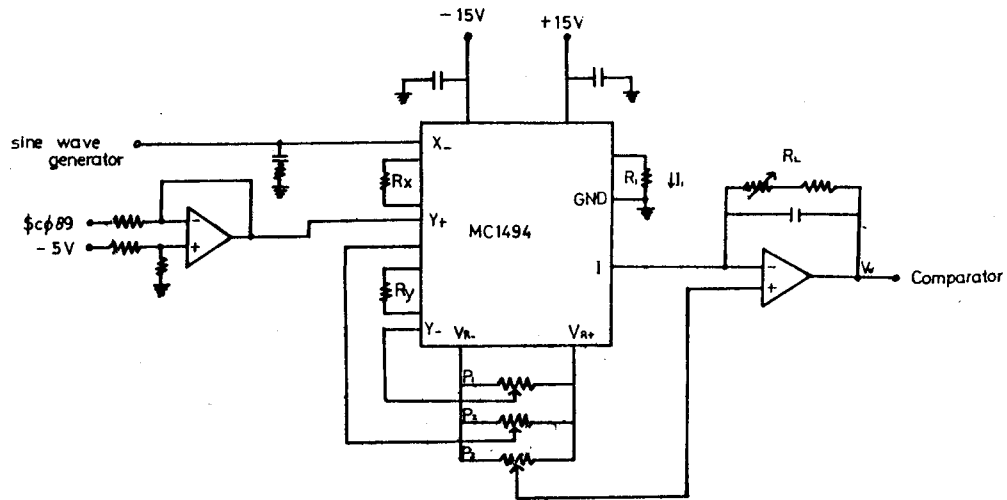


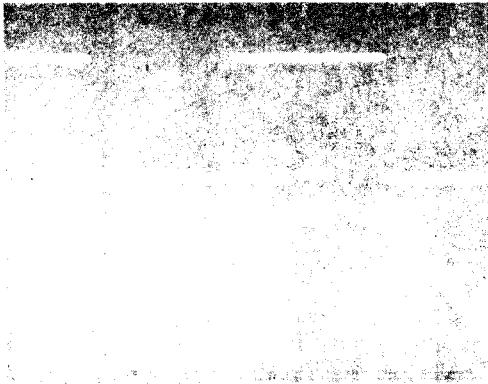
Fig.18 Multiplier circuit

正弦波 發生器에서 만들어진 可變周波數 正弦變調波의 振幅을 可變시키기 위하여 乘算器를 使用하였다. 그림 18 이 乘算器의 回路이다. X 축에 正弦變調波를 入力시키고 Y 축에 變調比에 該當하는 電壓 指示值를 入力시킨다.

乘算器의 出力電壓은

$$V_o = \frac{2 \cdot R_L \cdot V_X \cdot V_Y}{R_X \cdot R_Y \cdot I_1} = K \cdot V_X \cdot V_Y \dots\dots\dots (42)$$

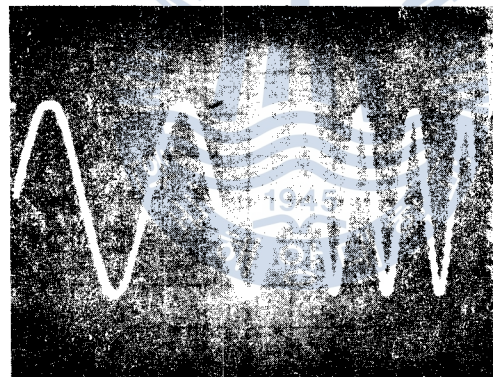
이다. 本 研究에서는 K를 0.1로 設定하였다. 그림 19 는 正弦波 發生器 各部 波形 사진으로 (a) 는 正弦波 發生器 入·出力 波形, (b) 는 乘算器 入·出力 波形, (c) 는 周波數 情報가 變했을 경우의 正弦波 發生器 出力 波形이다.



(a) Output waveform of sine wave generator at 100 Hz



(b) Output waveform of sine wave generator at 200 Hz



(c) Output waveform of sine wave generator when freq. command is changed

Fig.19 Output waveforms of sine wave generator

3.6 比較器 및 모드 選擇 아날로그 스위치

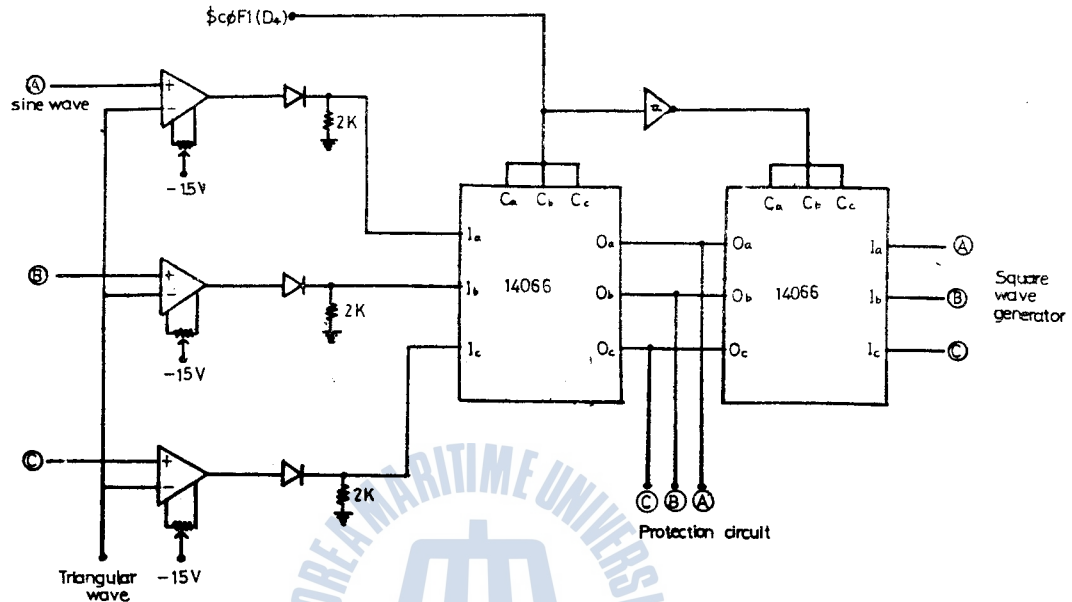
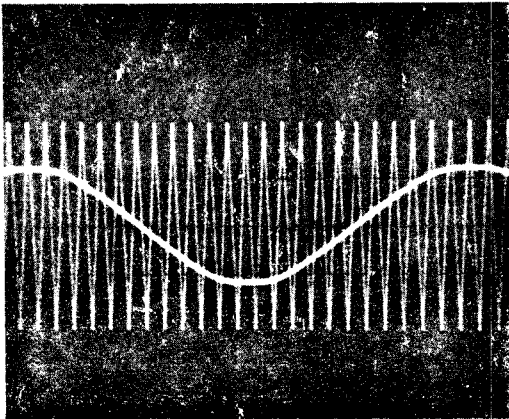


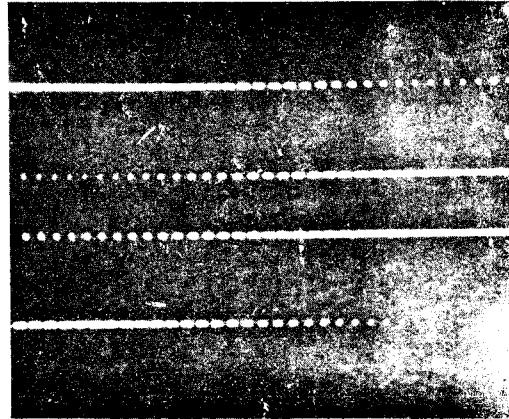
Fig.20 Comparator and mode select circuit

그림 20 은 比較器 및 모드 選擇回路이다. 比較器에서는 變調波와 搬送波를 比較하여 PWM 신호를 出力한다.

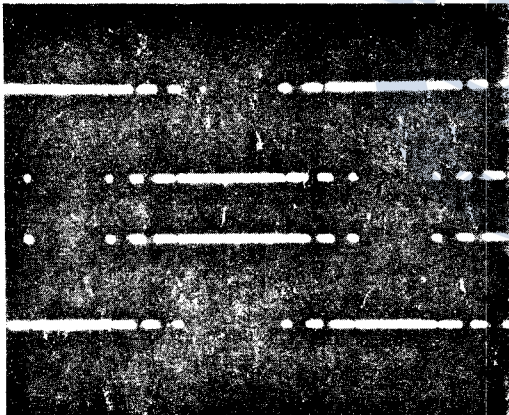
아날로그 스위치는 \$COF1의 D_4 bit 情報에 따라 61Hz 以上에서는 矩形波를 出力하고 60Hz 以下에서는 PWM 신호를 出力한다. 그림 21 은 各部 波形 사진으로 (a) 는 比較器 入力 波形 (b) 는 PWM (c) 는 飽和形 PWM (d) 는 矩形波 出力 波形이다.



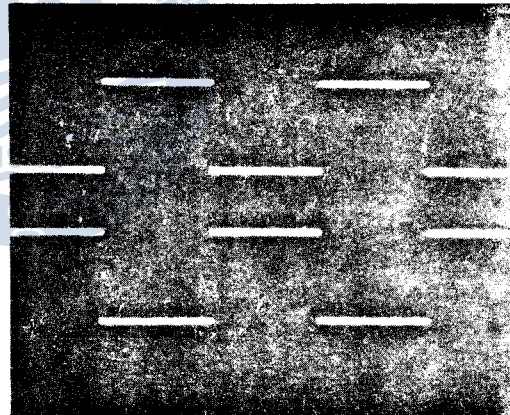
(a) Input waveforms of comparator



(b) PWM waveforms



(c) Saturated PWM waveforms



(d) Square waveforms

Fig.21 Input and output waveforms for various mode

4. 實驗 및 實驗結果

以上과 같이 設計 製作한 인버터를 三相 四極 籠型 誘導電動機에 연결하여 速度制御 試驗을 行하고 인버터 出力電壓과 周波數를 測定하며 인버터 出力 電壓波形을 運轉 모드와 周波數比를 變化시키면서 오실로스코우프로써 測定한다.

4.1 實驗裝置

그림 25는 實驗裝置의 블록도로서 PWM 신호 發生部, 고정 DC 링크, 트랜지스터 인버터, 負荷로 直流 50 W 發電機가 連結된 三相 籠型 誘導電動機로 構成되었다. 인버터 出力 周波數를 測定하기 위하여 周波數 카운터를 使用하였으며 出力 波形을 測定하기 위하여 오실로스코우프를 使用하였고 電動機 速度는 포토타코메타로 測定하였다. 그림 26은 完成된 全體 實驗裝置의 사진이다.

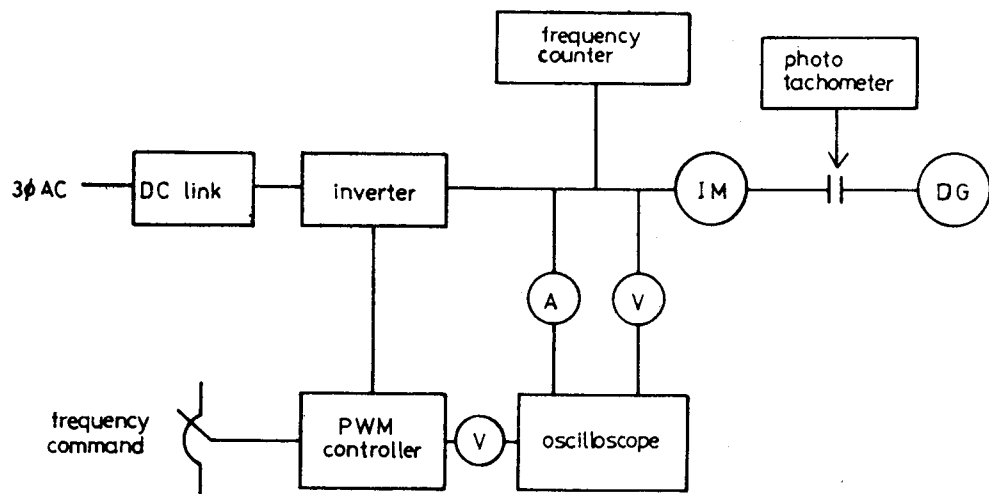


Fig.25 Block diagram of experimental apparatus

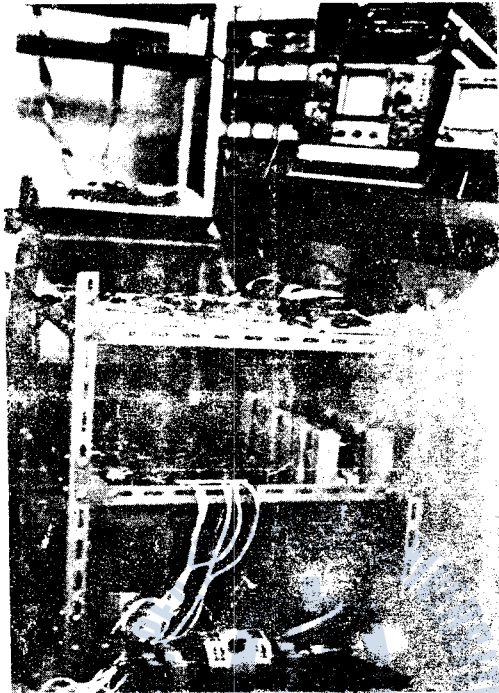


Fig.26 The overall view of experimental apparatus

實驗에 使用된 誘導電動機 仕様은 表1과 같으며 拘束試驗과 無負荷試驗을 거쳐 얻은 回路整數는 表2와 같다.

Table 1. Induction motor specification

Rated Voltage	220 V	Rated Speed	1750 rpm
Rated Power	50 W	Stator Wire Connection	Y
Number of Pole	4 pole		
Rotor Type	B	Maker	Mitsubishi Electric Co.

Table 2. Constants of per-phase equivalent circuit

$R_s = 53 \text{ } [\Omega]$	$R_r' = 28.5 \text{ } [\Omega]$
$L_s = 0.108 \text{ } [H]$	$L_r' = 0.108 \text{ } [H]$
$L_m = 0.298 \text{ } [H]$	

4.2 實驗結果

그림 27 은 50 W 直流發電機를 負荷로 連結하여 인버터 出力 周波數를 變化시켜 增速시킨 경우의 速度 特性으로서 5~120 Hz 사이에서 180 ~ 3570 rpm 의 거의 線形的인 速導制御가 可能하였다.

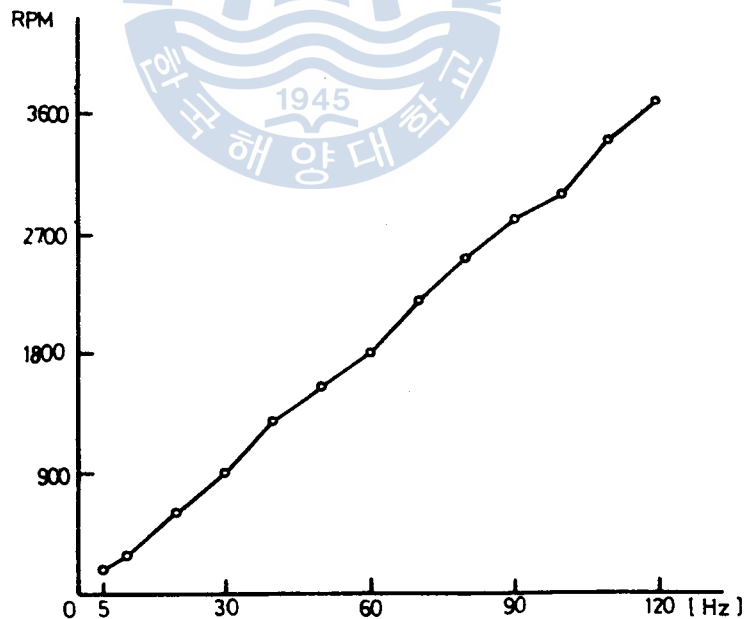


Fig.27 Characteristics curve of frequency vs speed

그림 28 은 負荷連轉 狀態에서 인버터의 周波數가 變하는 경우 出力電壓을 나타낸 것으로 51 ~ 60 Hz 區間에 飽和形 PWM 을 使用함으로써 PWM 에서 矩形波로 轉換時 電壓差를 顯著히 줄일 수 있었다.

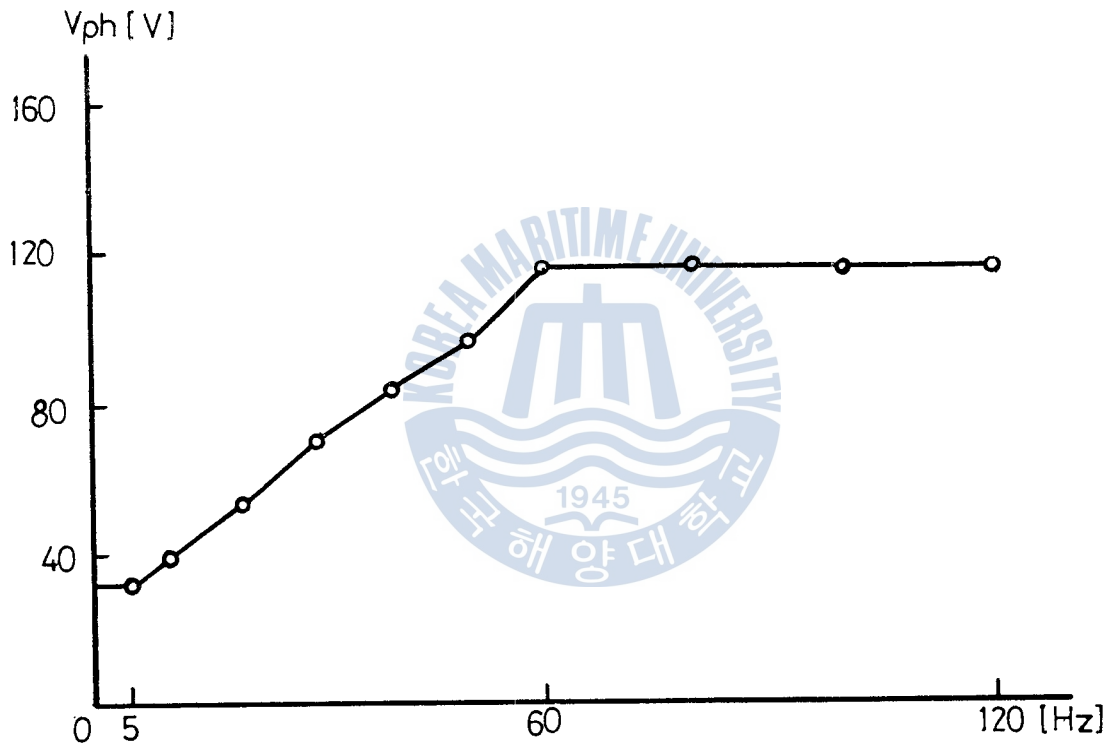


Fig.28 V/F characteristics curve

그림 29 는 製作된 인버터의 出力 周波數를 變化시켜 가면서 電動機를 驅動시킬 때 나타나는 出力電壓 波形이다.

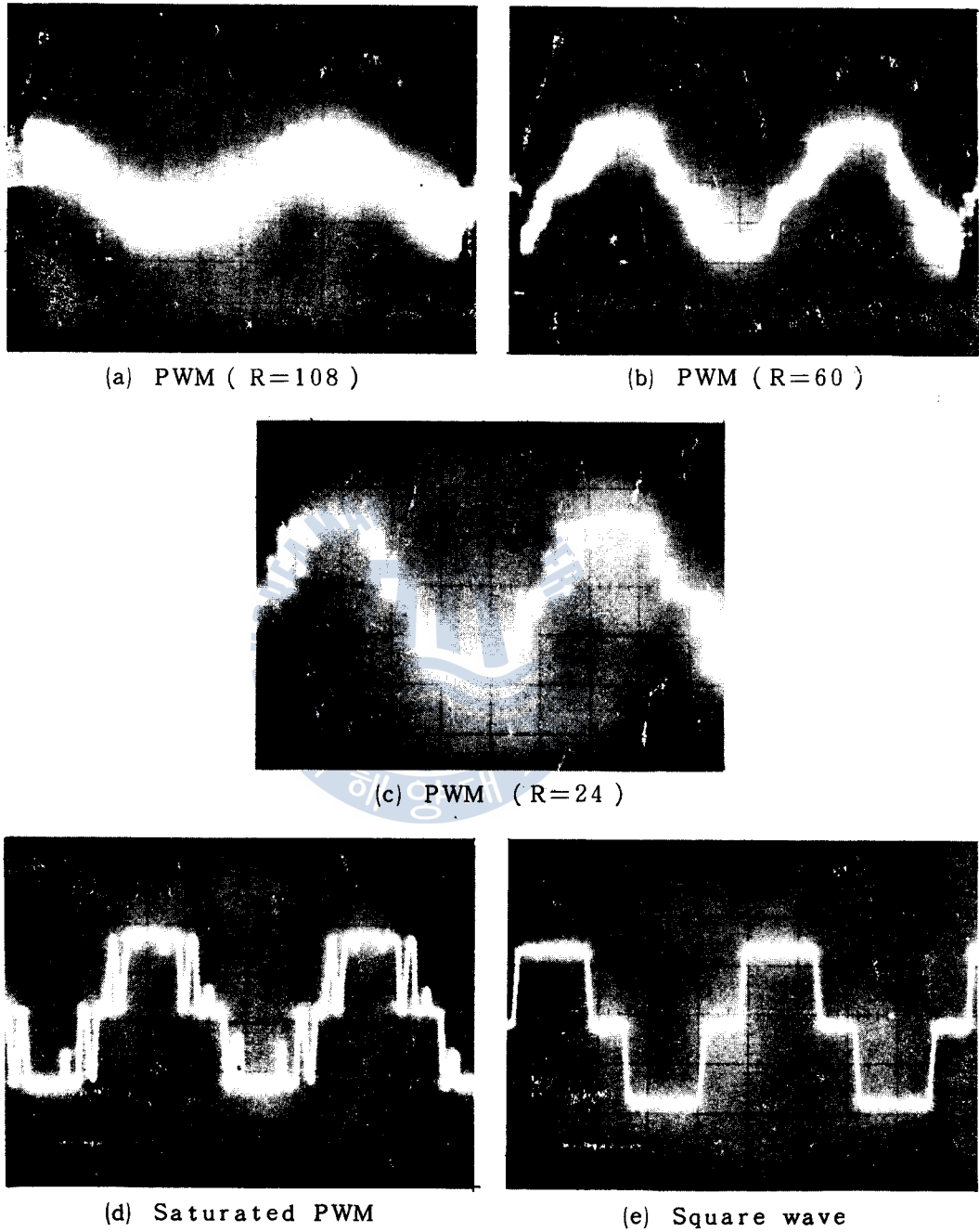
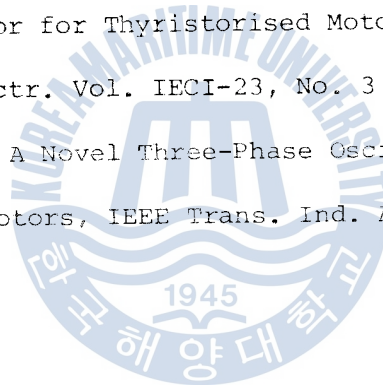


Fig.29 Output voltage waveforms for various frequency ratio

- 7) Paresh C. Sen, G. Premchandran: Improved PWM Control Strategy for Inverters and Induction Motor Drives, IEEE Trans. Ind. Electr. Vol. IE-31, No.1 February 1984
- 8) J.M.D Murphy: Thyristor Control of AC Motors, Pergamon Press Co., pp. 37-68 1975
- 9) 노창주, 김영길 : 마이크로프로세서에 의한 3상 Regular Sampled PWM 인버터의 설계, 한국해양대학 대학원 논문집, 제 8 집 pp.397-459 1986
- 10) S.B. Dewan and A. Straughen: Power Semiconductor Circuits, Wiley, pp.449-461 1975
- 11) David Finney: The Power Thyristor and Its Applications, Mcgraw Hill, pp. 206-229 1979
- 12) Dewan, Slemon, Straughen: Power Semiconductor Drives, wiley, pp. 158-183 1984
- 13) V.P. Ramamurthi and Bellamkonda Ramaswami: A Novel Three - Phase Reference Sine Wave Generator for PWM Inverters, IEEE Trans. Ind. Electr. Vol. IE-29, No.3, August 1982
- 14) Jim Sather: Understanding the Apple II , Quality Software, pp. 7.2 - 7.40
- 15) Richard C. Hallgren: Interface Projects for the Apple II , A Spectrum Book, pp.21-69
- 16) William E. Peterson: Field Effect Transistor Converts Triangles to Sines, Electronics, August 1970.

- 17) John F. Walden and Fred G. Turnbull: Adjustable Voltage and Polyphase Sine Wave Signal Generator, IEEE Trans. Ind. Appl. Vol. IA-12, No.3, May/June 1976
- 18) D.A.G. Pedder, A.M. Issawi, H.R. Polton: A Solid State, Variable Frequency, 3-Phase Power Source with Individual Harmonic Control, IEEE Trans. Ind. Electr. Vol. IECI-24, No.1 February 1977
- 19) M.K. Parasuran and B. Ramaswami: A Three Phase Sine Wave Reference Generator for Thyristorised Motor Controllers, IEEE Trans. Ind. Electr. Vol. IECI-23, No. 3 August 1976
- 20) Samir K. Patta: A Novel Three-Phase Oscillator for the Speed Control of AC Motors, IEEE Trans. Ind. Appl. Vol. IGA-7, No.1 January 1971.



機械的 임피던스法에 의한 船用디젤機關 推進軸系の 強制減衰縱振動 計算에 關한 研究

朴 賢 虎

A Study on the Calculation of Forced Axial Vibration
with Damping for the Marine Diesel Engine Shafting
by the Mechanical Impedance Method

Hyun - ho Park

〈目 次〉

Abstract

1. 序 論
2. 船用디젤機關 推進軸系の 縱振動系
3. 機械的 임피던스法에 의한 縱振動的 計算
4. 機械的 임피던스法에 의한 縱振動計算의 電算프로그램
5. 船用디젤機關 推進軸系の 縱振動 計算例
6. 結 論

參考文獻