

마이크로프로세서를 이용한 하이브리드 PWM 인버터의設計

盧彰注*·林栽文*·朴重淳**

A Design of Hybrid PWM Inverter Using Microprocessor

C. J. Noh, J. M. Lim, J. S. Park

Abstract

In an effort to conserve electric power, variable voltage variable frequency pulse width modulated(PWM) inverters are being applied increasingly to the variable speed control of the induction motors. The use of the PWM technique in motor drive applications is considered advantageous in many ways. For industrial applications, the PWM drive obtains its DC input through simple uncontrolled rectification of the commercial AC line and is favored for its good power factor, good efficiency, its relative freedom regulation problem, and mainly for its ability to operate the motor with nearly sinusoidal current waveforms.

The purpose of this paper is to design a three phase natural sampled PWM inverter using microprocessor with simple control algorithm and hybrid control circuit has been built to implement this PWM scheme.

In this system, the microprocessor can be used only for calculations directly related to motor control tasks by the design of hybrid circuit which sends PWM signals to the motor.

記號說明

C : capacitance[F]	L_r' : rotor inductance per-phase[H]
E : D.C link output voltage[V]	L_s : stator inductance per-phase[H]
E_b : amplitude of carrier wave voltage[V]	M : modulation index
E_s : amplitude of modulation wave voltage [V]	P : number of poles
f_b : frequency of carrier wave[Hz]	R : frequency ratio
f_s : frequency of modulation wave[Hz]	R_r' : rotor resistance per-phase referred to stator turns[Ω]
I_m : magnetizing current[A]	R_s : resistance of the stator winding per-phase[Ω]
I_r' : rotor current referred to stator[A]	s : slip
I_s : stator current of induction motor[A]	t : instantaneous time[sec]

* 正會員, 韓國海洋大學

** 正會員, 木浦海洋專門大學

- 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]

1. 序 論

誘導電動機 可變速運轉을 위한 可變電壓 可變周波數(VVVF, Variable Voltage Variable Frequency) 電原裝置 中 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에 近似하여 電動機 토크의 맥동을 軽減시키고 低速度 運轉時에도 高周波 成分의 除去로 손실이 減少하여 效率인 運轉을 할 수 있으며 出力電壓과 周波數를 인버터 內에서 制御할 수 있기 때문에 고정 DC 링크(Fixed DC link)의 使用이 可能的 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 最小 턴-오프 時間(Minimum turn-off time)과 低周波 領域에서의 最小 턴-온 時間(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을 마이크로프로세서의 演算에만 依存하는 경우에는 演算時間의 問題 때문에 마이크로프로세서는 電動機 控制에 關係된 演算에는 參與할 수 없게 되어 實時間 制御가 어렵게 된다.⁵⁾

따라서 本 研究에서는 PWM 波形發生을 모두

하드웨어로 처리하여 마이크로프로세서는 電動機 控制에 直接的으로 關係된 逻辑만 수행하도록 하여 實時間 制御가 可能하도록 하는데 目標을 두었다. 搬送波를 完全히 同期시키고 멀티 모드 方式을 實現할 수 있는 PWM 波形發生 및 回路構成을 간단히 하기 위하여 마이크로프로세서 6502, 리니어(Linear) IC, CMOS IC들을 利用하여 하이브리드(Hybrid) 回路를 設計한 後 電壓과 周波數를 獨立發으로 制御할 수 있으며 5~120Hz까지 使用 可能的 三相 내츄럴 샘플드 PWM 인버터를 提示하였고 아울러 그 制御逻辑을 提示하였다.

2. PWM 인버터의 一般的 概念

2.1 PWM 인버터의 考察

誘導電動機를 可變速運轉하기 위해서는 可變電壓 可變周波數(VVVF)의 交流電源이 必要하다. PWM 인버터도 이 중의 하나이며 고정 DC 링크로부터 VVVF의 交流電源을 만드는 方法으로 널리 利用된다.

그림 1은 PWM 인버터의 概念圖이다. U, V, W의 單極 雙投(One pole double throw) 스위치를 適切히 操作함에 따라 고정 DC 링크의 電壓이 짧은 期間씩 極性を 바꿔가며 電動機에 供給되어 可變電壓 可變周波數 出力을 얻게 된다.

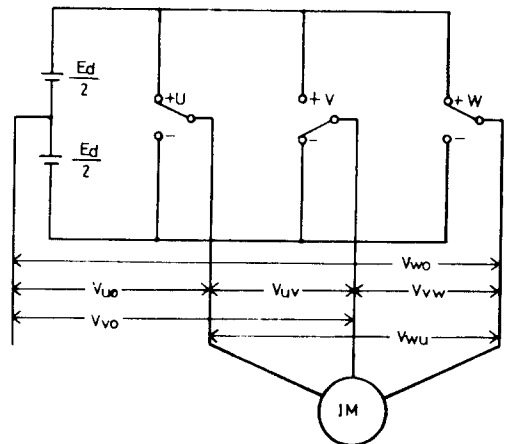


Fig. 1. Conceptual diagram of a PWM inverter

이 스위치를 操作하는 順序와 스위치의 動作期間은 變調方式에 의해 決定된다.

2.2 내추럴 샘플드 PWM

펄스폭 變調方式에는 내추럴 샘플드 PWM, 레귤러 샘플드(Regulav Sampled) PWM, 및 옵티마이즈드(Optimized) PWM이 있다. 이 중 내추럴샘플드 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 每 周期當 平均電壓의 變化를 正弦波에 가깝게 하는 方式이다.^{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

$$M = \frac{\text{變調波의 振幅}(E_s)}{\text{搬送波의 振幅}(E_b)}$$

$$R = \frac{\text{搬送波의 周波數}(f_b)}{\text{變調波의 周波數}(f_s)}$$

M 은 出力電壓의 크기를 決定하고 R 은 高調波成分들에 影響을 미친다. 一般의으로 M 은 1보다 작은 값이 되며 R 을 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 R 이 正確한 整數倍가 되면 基本波의 整數倍 周波數 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.

2.3 시스템의 設計

그림 3은 本 研究에서 使用되는 整流부와 인버터부의 概略圖이다. 시스템은 交流를 直流로 變換하는 三相全波 整流部, 인버터의주 스위칭 소자를 驅動하기 위한 信號를 만드는 制御部와 電力用 트랜지스터를 利用한 인버터부로 이루어져 있다. 인버터를 電力用 트랜지스터로 構成하는 경우에는 轉流(Commutation) 回路가 必要없기 때문에 回路가 簡單하고 5馬力 以下의 交流 電動機 驅動일 경우에는 다이리스터 인버터보다 經濟的이다.⁸⁾

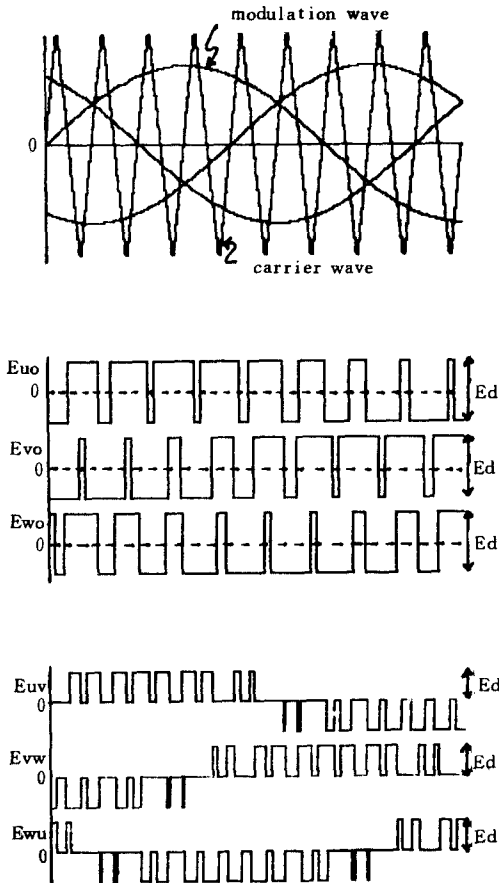


Fig. 2. Waveforms of Natural Sampled PWM

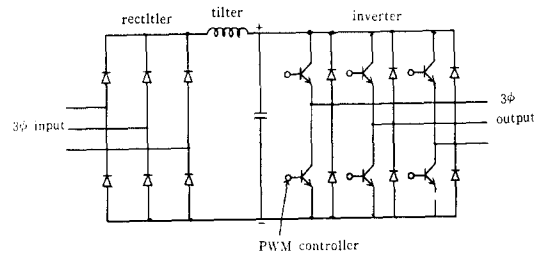


Fig. 3. Schematic diagram of system

3. 制御回路의 設計

3.1 制御回路

그림 4는 하이브리드 三相 내추럴 샘플드 PWM

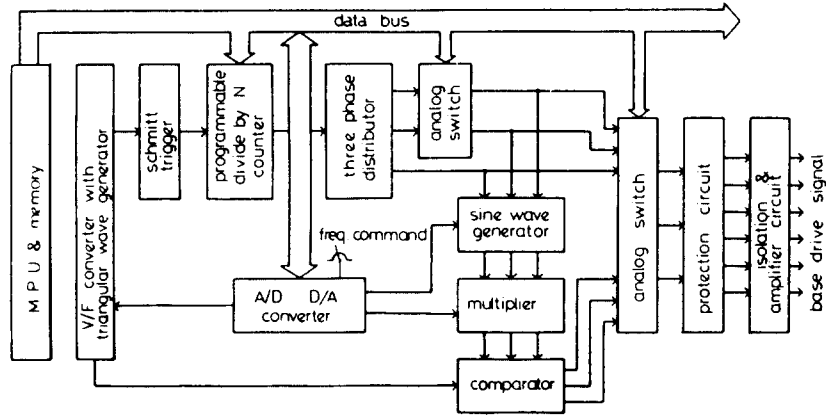


Fig. 4. Block diagram of 3-phase Natural Sampled PWM controller

인버터 신호 發生部의 블록도이다. 여기서 MPU (Microprocessor unit)와 메모리는 外部로 부터 力力된 周波數 情報을 받아들이고 이 情報에 따라 運轉 모드를 決定하여 각부 回路를 制御하고 각종 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 converter를 包含하며 MPU의 指令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 Ratio change를 實現하기 위한 Programmable divide by N counter, 三相分周器, 電動機 逆轉을 위해 2개의 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 MPU의 指令에 의한다. 이 乘算器의 可變 正弦波 出力은 三角搬送波로부터 N으로 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.

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

$$V_{dc} = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi/3}^{\pi/3} \sqrt{2} V_{ph} \cos \omega t \, d(\omega t) = 2.33 V_{ph} = 1.35 V_L \quad (1)$$

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 實効値는

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

이며, 線間電壓의 最大 實効値는 다음 式(3)이 된다.

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

矩形波의 경우 出力 相電壓의 基本波 振幅 V 는

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

이며 各 相의 實効値 電壓은

$$V_{out}(\text{phase}) = \frac{0.6366}{\sqrt{2}} \times 1.35 \times V_L = 0.608 V_L \quad (5)$$

이고 線間の 實効値 電壓은

$$V_{out}(\text{line}) = \sqrt{3} \times 0.608 V_L = 1.053 V_L \quad (6)$$

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 形矩波 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 작은 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 5~120Hz의 周波數 범위에서 5~60Hz는 PWM61~120Hz는 矩形波로 運轉하도록 設計하였다. PWM의 경우 周波數가 낮아질수록 周波數比가 增加하게 Ratio change를 實施하고 PWM 모드에서 矩形波 모드로 轉換時의 급격한 電壓變化를 防止하기 위하여 51~60Hz 區間에는 飽和形 PWM을 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 正進적으로 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 5에 表示하였다.

그림 6은 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

$$\omega_{syn} = \frac{2\omega_s}{P} \text{ [rad/sec]} \quad (7)$$

이고 슬립은

$$S = \frac{\omega_{syn} - \omega_m}{\omega_{syn}} \quad (8)$$

이다.

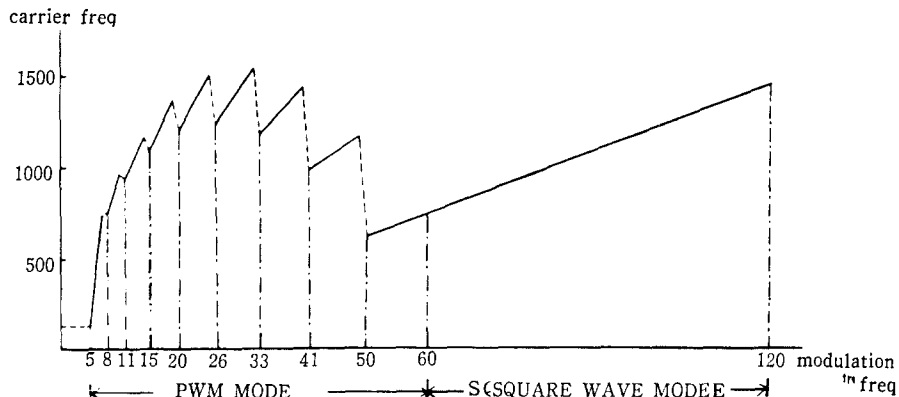


Fig. 5. Relation between modulation frequency and carrier frequency

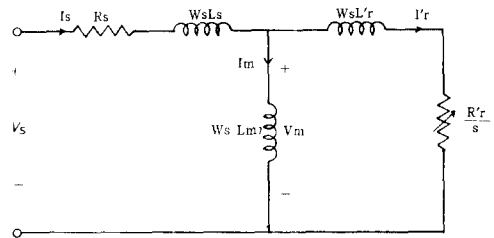


Fig. 6. Per-phase equivalent circuit of an induction motor

廻轉損失을 無視하면 電動機에 의해 發生된 内部토크는 다음 式(9)와 같다.

$$T_o = \frac{3}{\omega_m} (1-S) \frac{R_r'}{S} (I_r')^2 [N-m] \quad (9)$$

고정자의 누설임피던스를 無視하면 I_r' 는 다음 式(10)이 된다.

$$I_r' = \frac{V_s}{\sqrt{[R_s + (R_r'/S)]^2 + \omega_s^2 (L_s + L_r')^2}} \text{ [A]} \quad (10)$$

式(7)과, (8)로부터

$$\frac{\omega_m}{1-S} = \frac{2}{P} \omega_s \quad (11)$$

이고

式(10)과 (11)을 (9)식에 代入하면 式(12)가 된다.

$$T_o = \frac{3}{\omega_s} \cdot \frac{P}{2} \cdot \frac{R_r'}{S} \frac{V_s^2}{[R_s + (R_r'/S)]^2 + \omega_s^2 (L_s + L_r')^2} [N-m] \quad (12)$$

式(12)는 주어진 ω_s 에서 發生된 토크로 슬립 마의 函數이다.

$\frac{dT_0}{ds} = 0$ 에서 最大 토크 發生하며 이 때의 슬립은

$$S = \frac{R_r'}{[R_s^2 + \omega_s^2(L_s + L_r')^2]^{\frac{1}{2}}} \quad (13)$$

이고

그 때의 토크 T_{max} 는

$$T_{max} = \frac{3}{\omega_s} \cdot \frac{P}{4} \cdot \frac{V_s^2}{[(R_s^2 + \omega_s^2) \cdot (L_s + L_r')^2]^{\frac{1}{2}} + R_s} \quad (14)$$

[N-m]

로 된다.^{10, 11, 12)}

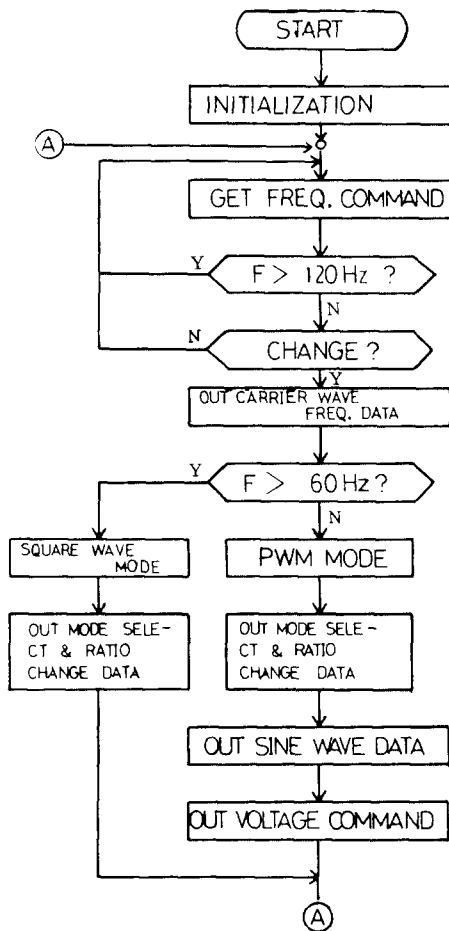


Fig. 7. Flowchart of program

$V_s = 134V$, 61Hz 矩形波를 基準으로 T_0 를 計算한 後 60Hz 以下에서는 61Hz의 T_0 값을 基準으로 ω_s 變化에 對한 V_s 를 決定하였고 61Hz 以上에서는 V_s 는 一定히 維持하고 ω_s 만 變化하도록 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 7은 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로부터 A/D 變換되어 제로 페이지에 貯藏된 周波數 指令을 받아들인다.
- 3) 周波數 指令이 120Hz 以下이고 以前의 指令値과 比較하여 바뀌었으면 룩-업 테이블로부터 三角搬送波의 周波數 指令을 出力한다.
- 4) 周波數 指令이 60Hz보다 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 Ratio change 데이터를 出力한 後 다시 다음의 周波數 指令을 기다린다.
- 6) PWM 모드의 경우에는 모드 選擇, Ratio change 데이터, 正弦波 데이터, 電壓명령(Voltage command) 데이터를 出力한 後 다시 다음의 周波數 指令을 기다린다.

2.3 三角波 發生器

三角波 發生器는 그림 8과 같이 V/F 콘버터를 包含하고 加算器, DCAS(Digitally Controlled Analog Switch), 積分器, 슈미트 트리거로 構成되어 있다. 슈미트 트리거의 出力은 DCAS의 狀態를 調節하고 積分器에서 陽(Posrtive)과 陰(Negative)의 方向이 交代로 積分되도록 하여 三角搬送波를 만든다.

여기서 三角搬送波의 周波數는¹³⁾

$$f_b = R \times f_s = \frac{4 \times V_s \times R_2 \times C_2}{V_{cf}} \quad (15)$$

(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

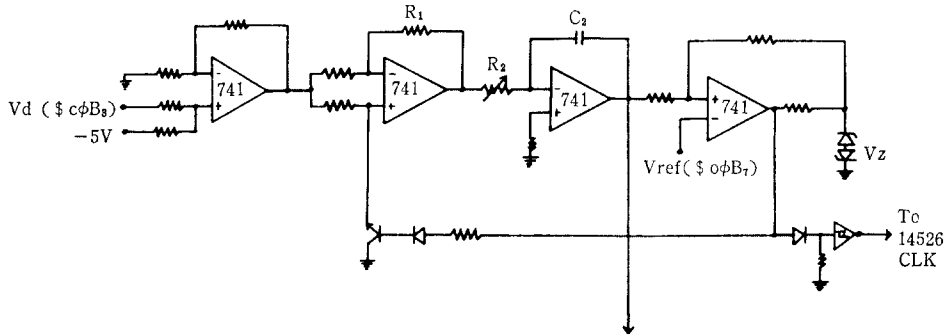


Fig. 8. Triangular carrier wave generator circuit

$$V_A = \frac{10}{255} \times N - 5 \quad (16)$$

(단, $0 \leq N \leq 255$ 의 정수)

이다. 따라서 원하는 주파수의 삼각搬送波를 발생시키기 위하여 D/A 변환器에 로드시킴 데이터는

$$N_{CA} = \frac{255}{10} (2 \times V_s \times R_2 \times C_2 \times \frac{2}{f} + 5) \quad (17)$$

(단, $0 \leq N_{CA} \leq 255$ 의 정수)

가 된다. $N_{CA} = 255$ 에서 $f = 1536\text{Hz}$ 가 되도록 R_2, C_2 를 選定하였으며 5~120Hz의 各 주파數 指令을 (17)式에 의해 計算하여 록-업 테이블에 貯藏하였다.

3.4 矩形波 發生器

矩形波 發生器는 그림 9의 Ratio change 回路와 그림 10의 三相分周器로 構成된다. PWM 모드에서의 Ratio chage를 實現하기 위하여 Programmable divide by N 4bit counter인 MC 14526

을 使用하였다. MC 14526은 TTL to CMOS 인터페이스를 거쳐 앞단의 래치로부터 4 bit의 Ratio change 데이터를 받아들여 V/F 콘버터로부터의 矩形波 入力을 다운 카운트(Down count)하여 0으로 되는 순간 入力波形的의 반주기에 該當하는 펄스를 發生한다. 즉, 入力 데이터가 m 일 경우 클럭 주파數를 m으로 나눈 주파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 programmable divide by N counter의 出力波를 클럭 入力으로 使用하였다. 電動機의 逆轉을 위하여 두 개의 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 $\$C0F_1$ 의 D_7 bit로 콘트롤하도록 하였다. 그림 10의 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.

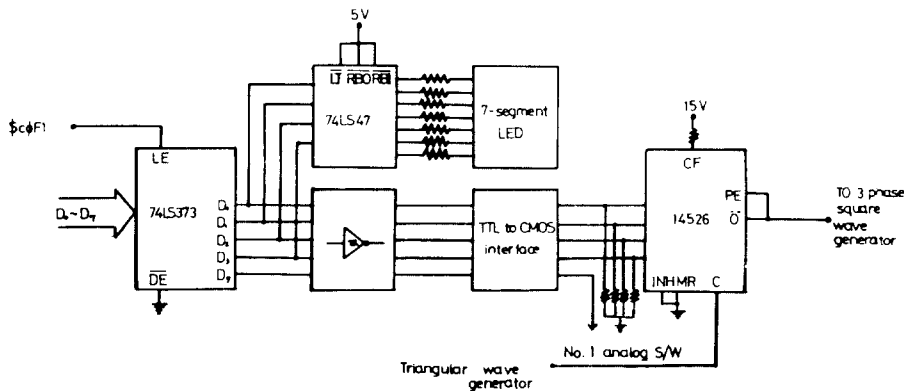


Fig. 9. Frequency ratio change circuit

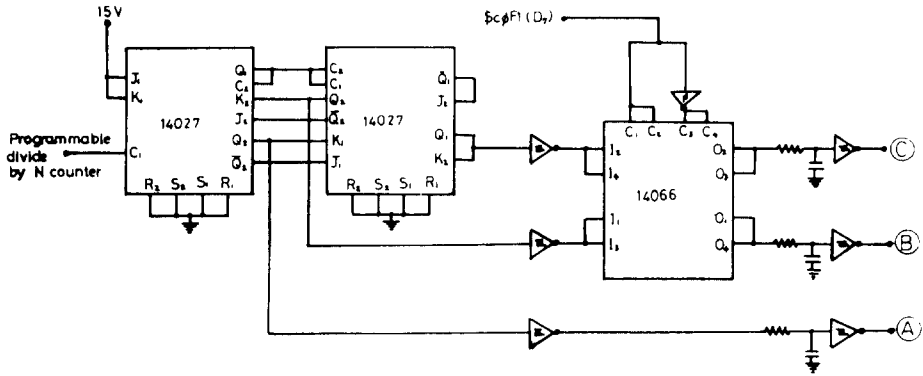


Fig. 10. Three phase square wave generator circuit

3.5 正弦波 發生器

그림 11은 正弦波 發生器 回路로 加算器, DCAS, 積分器, 變換器, 增幅器로 構成되어 있다. 積分器에서는 DCAS에 入力되는 矩形波의 周波數에 해당하는 三角波를 發生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 DCAS를 통하여 補償電壓을 넣어 주었다. 補償電壓은 D/A 變換器와 加算器를 통하여 得었다. 이 三角波의 最大 振幅을 $\pm V_{CA}$ 라 하면 DCAS 入力側 電壓은

$$V_{co} = 2 \times V_{CA} \times R_5 \times C_5 \times 2 \times F \quad (18)$$

이고 D/A 變換器 入力 데이터는

$$N_{co} = \frac{255}{10} \times (2 \times V_{CA} \times R_5 \times C_5 \times 2 \times F + 5) \quad (19)$$

(단, $0 \leq N_{co} \leq 255$ 의 整數)

이다. 5~50Hz의 PWM 모드에서는 (19)式的 計算值를 適用하였고 51~60Hz의 飽和形 PWM 모드에서는 變調波를 矩形波에 가깝게 變形시키 기 위하여 1Hz 增加時마다 (19)式的 計算值에

계속 3씩 增加시켜 록-업 테이블에 貯藏하였다.

積分器 出力側에 제너다이오드를 連結함으로 써 각 반주기의 대부분의 期間 동안에는 연산 증폭기(OP-amp)에서 積分이 되고 각 반주기의 마지막에는 飽和되도록 하여 入力 오프셋 電壓에 의해 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되도록 한다. 變形率이 적은 正弦波를 發生시키기 위해서는 그림 12의 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.

三角波의 正弦波로의 變換은 게이트 電壓을 固定시키고 드레인 電壓을 0에서 핀치 오프(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 13에서 三角波의 尖頭를 V_{Dsmax} 에 對應하도록 調整하면 채널을 흐르는 電流 I_{ps} 는 正弦波 形態로 된다. 따라서 $T_0 \sim T_1$ 까지의 入力 三角波에 대해 1/4周期分의 正弦波가 만들어지며 $T_1 \sim T_2$ 까지의

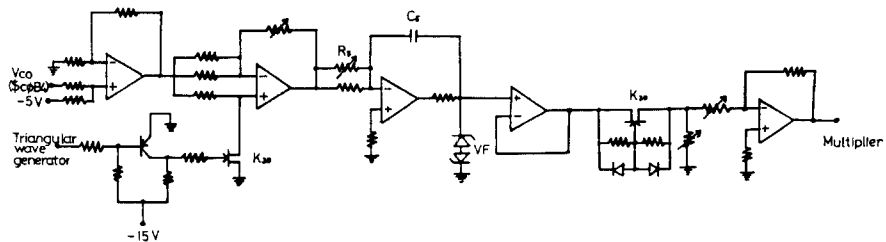


Fig. 11. Sine wave generator circuit

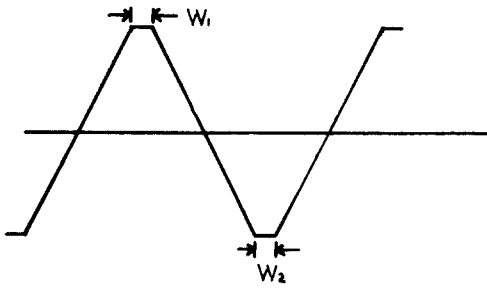


Fig. 12. Constant amplitude triangular wave

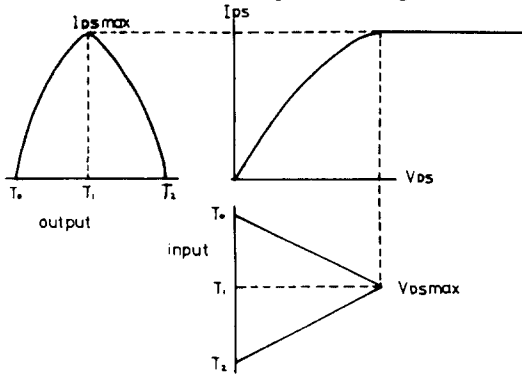
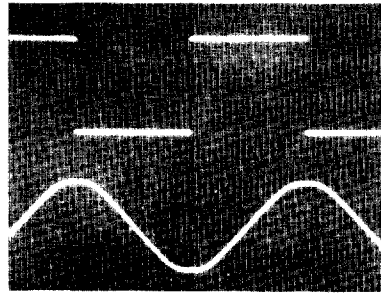


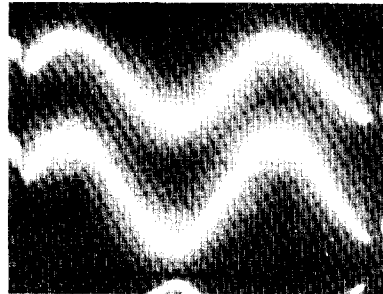
Fig. 13. Triangular wave to sine conversion

入力 三角波에 대해서는 드레인과 소스의 Reciprocal 특성에 의해 $T_1 \sim T_2$ 의 正弦波가 만들어진다. 게이트 極性이 一定히 維持되는 한 드레인 과 소스는 I_{Ds} 축을 中心으로 FET Transfer curve의 Mirror image를 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)

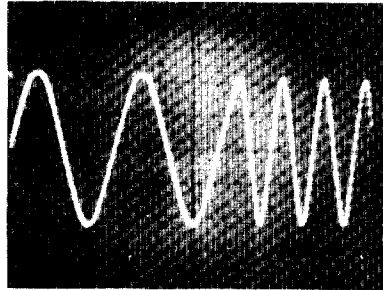
正弦波 發生器에서 만들어진 可變周波數 正弦 變調波의 振幅을 可變시키기 위하여 乘算器를 使用하였다. 그림 14가 乘算器의 回路이다. X축



(a) Input & output waveforms of sine wave generator



(b) Input & output waveforms of multiplier



(c) Output waveform of sine

Fig. 15. Output waveforms of sine wave generator

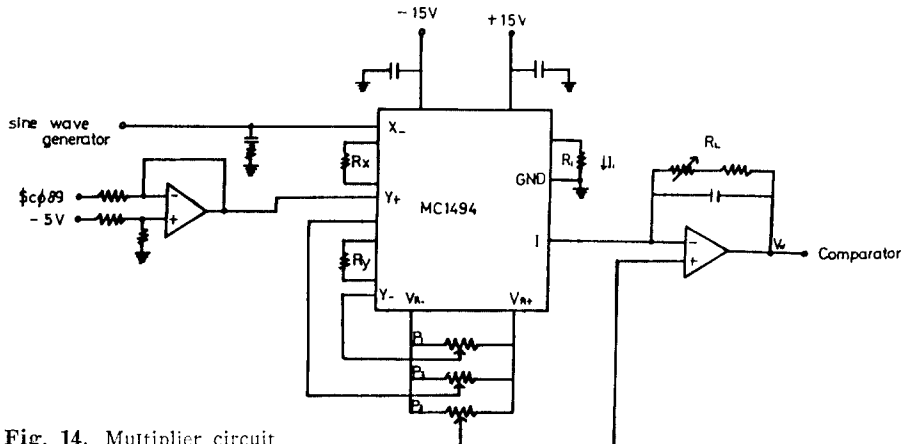


Fig. 14. Multiplier circuit

에 正弦變調波를 入力시키고 Y축에 變調比에 該當하는 電壓 指令值를 入力시킨다. 乘算器의 出力電壓은

$$V_0 = \frac{2 \cdot R_L \cdot V_X \cdot V_Y}{R_X \cdot R_Y \cdot I_1} = K \cdot V_X \cdot V_Y \quad (19)$$

이다. 本 研究에서는 K를 0.1로 設定하였다. 그림 15는 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.

3.6 比較器 및 모드 選擇 아날로그 스위치

그림 16은 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 \$D₄ bit 指令에 따라 6Hz 以上에서는 短形波를

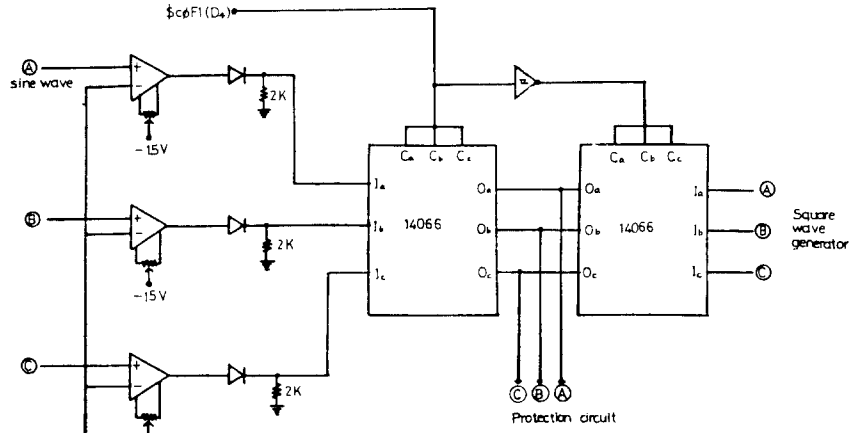


Fig. 16. Comparator and mode select circuit

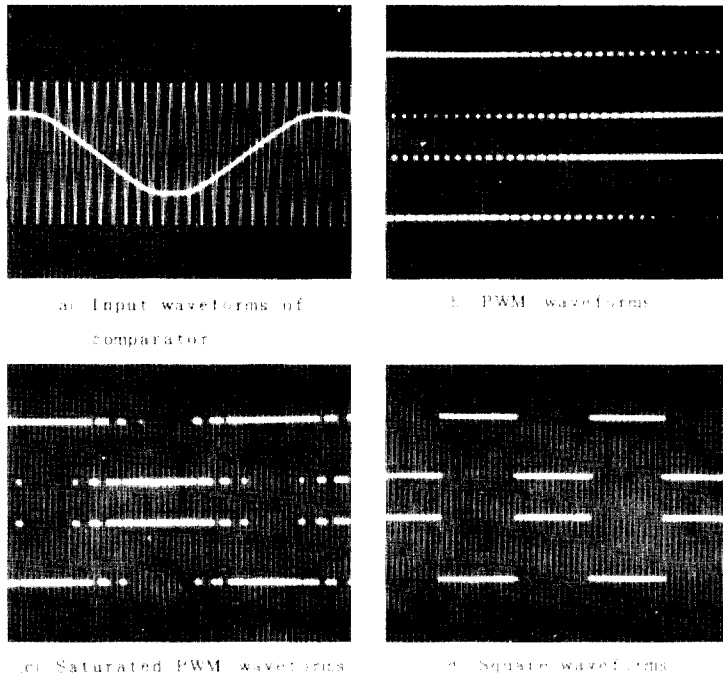


Fig. 17. Input and output waveforms for various mode

출력하고 60Hz 以下에서는 PWM 신호를 出力한다. 그림 17은 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 短形波 出力 波形이다.

3.7 驅動回路

制御部에서 만들어진 各 相의 신호는 인버터 한 相의 암(Arm)에 있는 두 개의 트랜지스터를 驅動하는 情報를 가지고 있으며 이들은 서로 反轉된 形態이다. 그러나 트랜지스터의 턴-오프 遲延과 電動機의 리액턴스 때문에 同時에 두 개의 트랜지스터가 導通되는 경우가 생겨 이 때 흐르는 過多電流에 의해서 트랜지스터가 破壞될 우려가 있다. 이를 防止하기 위하여 펄스의 論理狀態가 變할 때 두 개의 트랜지스터가 同時에 오프(off) 狀態가 되는 데드 타임(Dead time)을 設定해 두어야 한다. 本 研究에서는 이 데드 타임을 30μ sec로 設定하였으며 이를 위하여 그림 18과 같은 保護回路를 使用하였고 그림 19는 A와 \bar{A} 의 出力 波形이다.

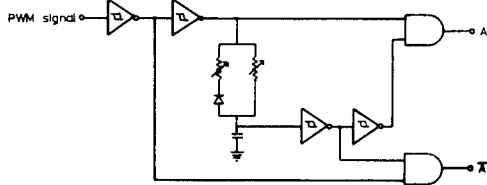


Fig. 18. Protection circuit

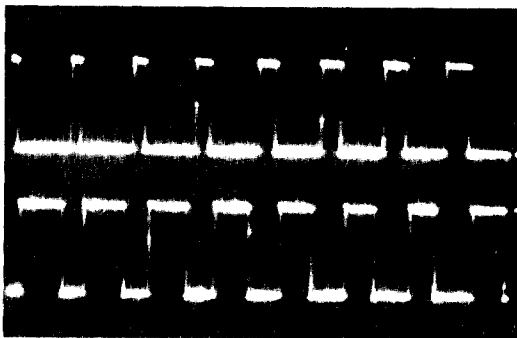


Fig. 19. Output waveforms of protection circuit

또한 마이크로프로세서를 비롯한 制御部를 主電力부와 分離하면서 인버터를 驅動시킬 수 있도록 옵토커플러(Optocoupler) 4N28을 使用하였

으며 4N28의 出力을 增幅시켜 主電力部の 트랜지스터 베이스에 인가하였다. 그림 20은 그 回路圖이다.

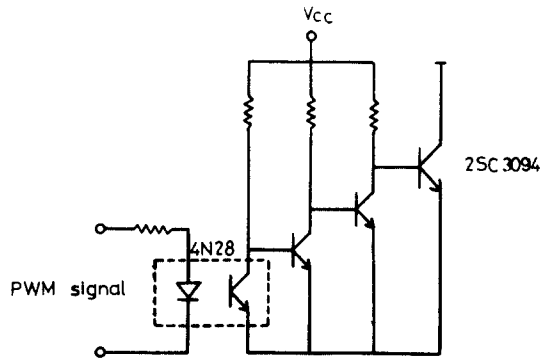


Fig. 20. Isolation and base drive circuit

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 오실로스코프로써 測定한다.

4.1 實驗裝置

그림 21은 實驗裝置의 블록도로서 PWM 신호 發生部, 고정 DC 링크, 트랜지스터 인버터, 負荷로 直流 50W 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

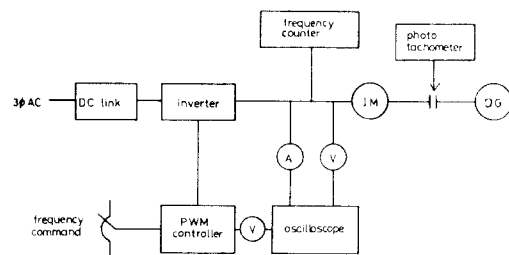


Fig. 21. Block diagram of experimental apparatus

測定하기 위하여 周波數 카운터를 使用하였으며 出力 波形을 測定하기 위하여 오실로스코프를 使用하였고 電動機 速度는 포토타코메타로 測定하였다. 그림 22는 完成된 全體 實驗裝置의 사진이다.

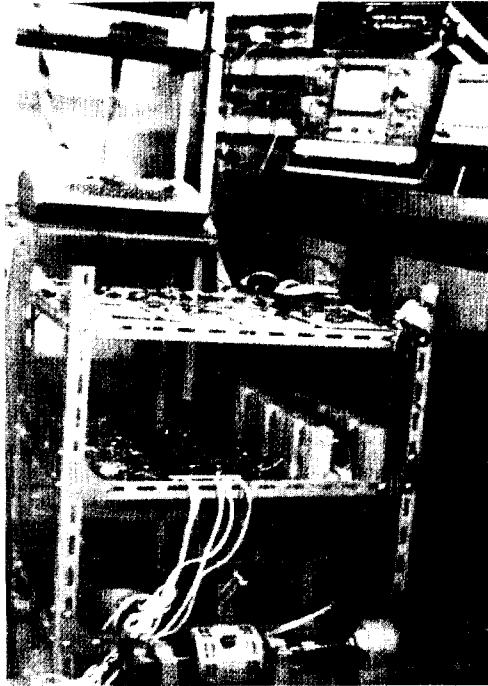


Fig. 22. The overall view of experimental apparatus

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

Table 1. Induction motor specification

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

Table 2. Constants of per-phase equivalent circuit

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

4.2 實驗結果

그림 23은 50W 直流發電機를 負荷로 連結하여 인버터 出力 周波數를 變化시켜 増速시킨 경우의 速度 特性으로서 5~120Hz사이에서 180~3570 rpm의 거의 線形的인 速度 制御가 可能하였다.

그림 24는 負荷運轉 狀態에서 인버터의 周波數가 變하는 경우 出力電壓을 나타낸 것으로 51~60Hz 區間에 飽和形 PWM을 使用함으로써 PWM에서 矩形波로 轉換時 電壓差를 顯著히 줄일 수 있었다.

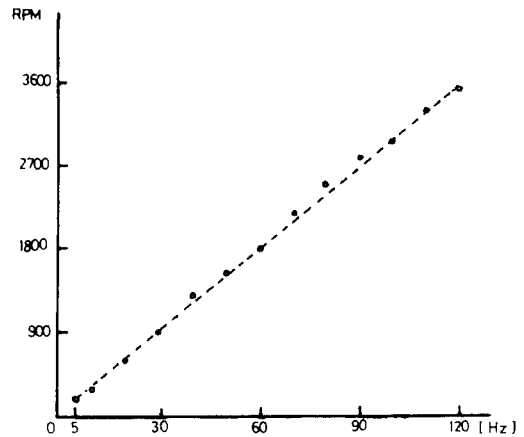


Fig. 23. Characteristics curve of frequency vs speed

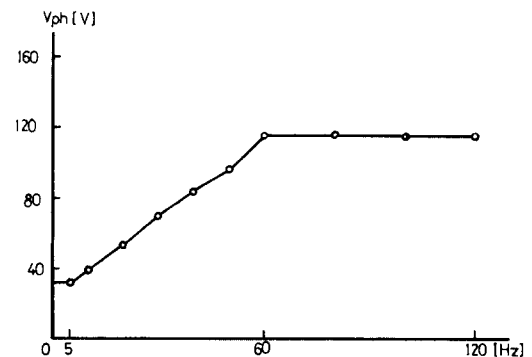


Fig. 24. V/F characteristics curve

그림 25는 製作된 인버터의 出力 周波數를 變化시켜가면서 電動機를 驅動시킬 때 나타나는 出力電壓 波形이다.

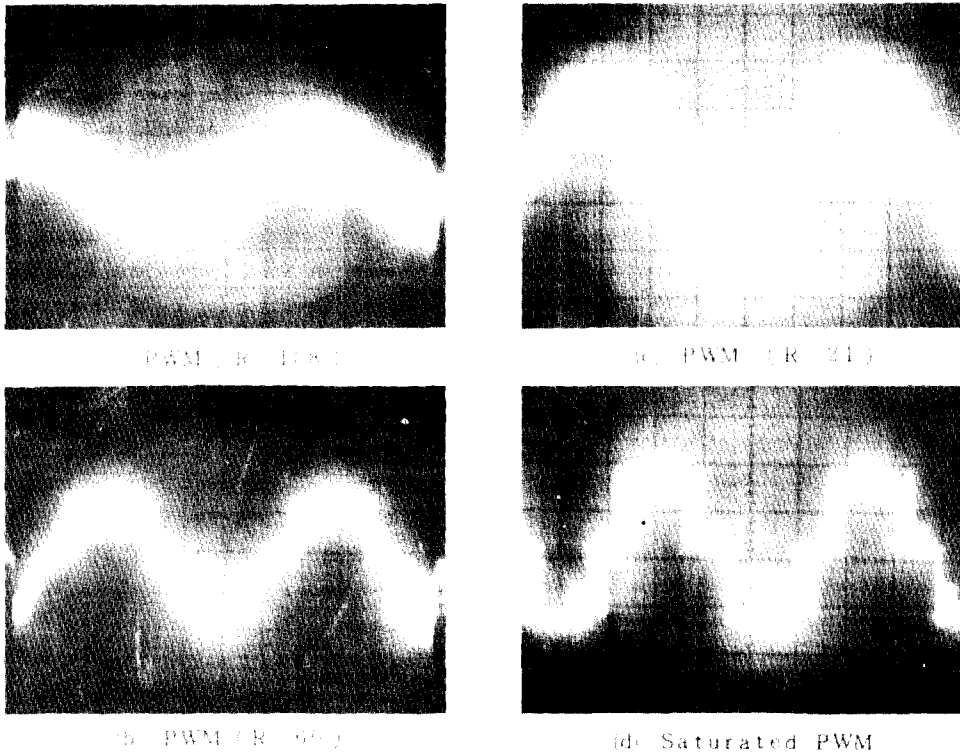


Fig.25. Output voltage waveforms for various frequency ratio

5. 結 論

내츨린 샘플드 PWM 방식을 採擇하여 마이크로프로세서 6502와 리니어 IC, CMOS IC들을 利用하여 三相 인버터를 設計 製作한 後 50W 三相 四極 籠型誘導電動機에 適用시켜 본 結果 다음과 같은 結論을 얻었다.

- 1) 하이브리드 回路構成으로 搬送波와 變調波를 完全히 同期시킬 수 있었으며 멀티 모드 방식을 實現하였고 制御回路를 간단히 할 수 있었다.
- 2) 마이크로프로세서를 利用하여 5~60Hz까지는 PWM 모드로, 61~120Hz까지는 短形波 모드로 使用할 수 있는 三相 내츨린 샘플드 PWM 인버터의 制御回路와 그 프로그램을 提示하였다.
- 3) 電壓과 周波數 데이터를 록-업 테이블에 貯藏하여 獨立인 制御가 可能하게 하였으므로 이 데이터의 變更만으로 여러 組合의 토오크-速度 特性을 實現할 수 있도록 하

였다.

- 4) 周波數 指令이 變更되었을 경우 인버터 出力 周波數가 變更된 周波數 指令에 追從하는데 要하는 時間은 各 모드의 경우마다 차이는 있으나 平均 120 μ sec에 불과하였다. 따라서 閉루우프 制御 알고리즘(Algorithm)을 本 프로그램에 追加할 경우에도 한 개의 마이크로프로세서만으로 충분히 實時間 制御가 可能할 것으로 思料된다.
- 5) 인버터 出力을 50W 三相 籠型 誘導電動機에 연결하여 180~3570rpm의 速度制御가 可能하였으며 PWM 모드에서 短形波 모드로 轉換時 變形된 變調波를 使用함으로써 電動機의 圓滑한 運轉이 可能하였다.
- 6) 좀 더 精密한 電動機 速度制御를 위하여 閉루우프 制御 알고리즘의 開發이 研究 課題로 남아 있다.

參 考 文 獻

- 1) Duncan A. Grant, John A. Houlsdworth,

- Kim N. Lower: A New-Quality PWM AC Drive, IEEE Trans. Ind. Appl. Vol. IA-19, No.2, March/April 1983.
- 2) H.S. Patel and R.G. Hoft: Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters, IEEE Trans. Ind. Appl. Vol. IA-10, pp.666-673, Sept./Oct. 1974.
 - 3) R.M. Green and T. Boys: Implementation of Pulsewidth Modulated Inverter Modulation Strategies, IEEE Trans. Ind. Appl. Vol. IA-18. No.2, March/April 1982.
 - 4) Jacob Zubek, Alberto Abbondanti, Graigj Nordby: Pulsewidth Modulated Inverter Motor Drives with Improved Modulation. IEEE Trans. Ind. Appl. Vol. IA-11 Nov./Dec. 1975.
 - 5) Shigeki Morinaga, Yasuyuki Sugiura, Nobuyosi Muto, Hironori Okuda, Kenji Nandoh, Hiroshi Fujii, Kouichi Yajima: Microprocessor Control System with I/O Processing Unit LSI for Motor Drive PWM Inverter. IEEE Trans. Ind. Appl. Vol. IA-20 November/December 1984.
 - 6) D. A. Grant: Technique for Pulse Dropping in Pulsewidth Modulated Inverters, IEE Proc. Vol.128, Pt.B, No.1. January 1981.
 - 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 PWM인버터의 설계, 한국해양대학 대학원 논문집, 제8집 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, Siemon, 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 P. 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.