파워 MOSFET PWM 인버터를 利用한 三相誘導電動機의 速度制御에 關한 硏究

A study on the 3 ϕ Induction Motor Speed Control using power MOSFET PWM Inverter

都 德 熙

Deok-Hee Do

KOREA MARITIME UNIVERSITY 1945 한국해양대학교

〈目 次〉

Abstract
기호설명
1. 序 論
2. PWM 인버터의 考察
2.1 PWM 인버터의 原理
2.2 파워 MOSFET 三相 인버터
2.3 PWM모드
3. 制御回路의 構成과 알고리즘
3.1 制御 시스템
3.2 制御 알고리즘
3.3 電壓制御精密波形發生器
3.4 三相分周器
3.5 三角波發生器
3.6 承算器
3.7 PWM 波形發生部
3.8 驅動部
4. 實驗 및 그 結果
4.1 實驗裝置
4.2 速度制御試驗 및 Simulation
4.3 實驗結果
5. 結 論
參考文獻
附 錄

Abstract

On this paper the author studied the inverter using power MOSFET for the variable speed control of three phase induction motor.

By utilizing the microprocessor and the simple hybrid control circuit, the natural sampled PWM waveforms are obtained and the PWM patterns can be changed in real time.

In this system, the microprocessor is used only for calculations directly related to the motor speed control works by the design of hybrid circuit that sends PWM signals to the inverter.

The inverter has been designed to operate the motor with PWM operation below the rated motor speed and square wave operation over the rated motor speed.

In the inverter the power MOSFET, BUZ211, having a large dynamic range and a very good linearity has been used to control the motor speed more smoothly.

It was verified experimentally that the motor speed control was nearly linearity between 6 Hz and 120 Hz of the inverter output frequency.

Collection

記 號 說 明

Eb	: amplitude of carrier wave voltage	〔V〕
eb	: triangular carrier wave signal	〔V〕
Ed	: D.C link output voltage	〔V〕
Es	: amplitude of modulation wave voltage	〔V〕
es	: sinusoidal modulation wave signal	〔V〕
F	: frequency	〔Hz〕
f	: frequency of clock input of three phase distributer	〔Hz〕
fb	: frequency of triangular carrier wave	〔Hz〕
fs	: frequency of sunusoidal modulation wave	〔Hz〕
Ir'	: rotor current referred to stator	〔A〕
Is	: stator current of induction motor	〔A〕
j	: complex number operator, $\sqrt{-1}$	
Kmn	: Fourier coefficient	
Lm	: mutual inductance per-phase	〔H〕
Lr'	: rotor inductance per-phase	〔H〕
Ls	: stator inductance per-phase	〔H〕
M	: modulation index	
Ncomp	: input compensation data of D/A converter	
Ns	: synchronous speed of motor	〔rpm〕
P	: number of poles	
R	: frequency ratio	
Rr'	: rotor resistance per-phase referred to stator turns	〔Ω〕
Rs	: resistance of the stator winding per-phase	〔Ω〕
S	: slip	

KOREA MARITIME UNIVERSITY 1945 한국해양대학교
dCollection

stmax : slip when maximum torque occurred

To : induced motor torque 〔N-m〕

Tmax : maximum torque 〔N-m〕

Vcomp : compensation value of carrier wave 〔V〕

Vdc : output voltage from 3ϕ rectifier 〔V〕

V_{IN} : input voltage of master voltage controlled oscillator 〔V〕

V_L : line voltage of D.C. link 〔V〕

Vout(line) : line voltage of maximum effective value 〔V〕

Vout(phase) : phase voltage of maximum effective value 〔V〕

Vph : phase voltage of motor 〔V〕

V_s : supply voltage per-phase 〔V〕

V_{TRI} : maximum amplitude of triangular wave 〔V〕

ω_b : angular frequency of carrier signal 〔rad/s〕

ω_m : angular frequency of rotor 〔rad/s〕

ω_s : angular frequency of modulating signal 〔rad/s〕

ω_{syn} : angular frequency of synchronous speed 〔rad/s〕

ϕ : phase angle

$XXXX : hexadecimal number

dCollection

1. 序 論

여러 種類의 電動機中에서 誘導電動機는 直流電動機에 比해 構造가 簡單하여 堅固하고 故障時 修理가 쉬우며 또한 價格이 低廉하다는 理由等으로 産業分野에서 널리 利用되고 있다.

그런데 유도전동기는 일반적으로 動特性이 非線形이기 때문에[1] 速度制御上의 難點으로 實除利用에 制約이 많으나 最近半導体 技術의 急激한 發展에 힘입어 半導体 電力素子를 利用한 誘導電動機의 速度制御에 關한 硏究가 活發히 展開되어 가고 있다.

誘導電動機를 可變速制御하기 爲해서 可變電源(可變電壓可變周波數 : VVVF)인 인버터 方式이 導入되고 있는데 本 硏究에서는 인버터 中에서도 파워 MOSFET의 特性을 살려서 構成된 파워 MOSFET 인버터를 誘導電動機에 應用하여 可變速制御 運轉을 圖謀하였으며, 이 인버터가 定格周波數 以下에서 誘導電動機를 驅動시키는 境偶 最大토오크를 基準으로 PWM모드(mode)운전을 하도록 하고 定格周波數 以上에서 誘導電動機를 驅動시키는 경우에는 一定 出力을 基準으로 하여 矩形波모드로 運轉되도록 하여 넓은 범위에서의 속도제어를 可能케 한다.

그리고 電動機의 速度制御에 可能한 實時間制御를 하기 위하여 6502 마이크로 프로세서(microprocessor), 리니어 IC(linear), CMOS IC等을 利用하여 簡易速度制御回路를 設計한 後 PWM 波形發生을 하아드웨어(Hardware)의 方法으로 發生處理하도록 했

dCollection

으며 6 ~ 120Hz 까지 制御可能한 내츄럴 샘플드 PWM (Natural Sampled PWM) 인버터를 構成하고 그 制御 로직 (Logic)을 提示한다.

이를 50 W 유도전동기에 적용시켜본 結果 175 ~ 3580 rpm에서의 速度制御가 可能하였다.

KOREA MARITIME UNIVERSITY 1945 한국해양대학교

dCollection

2. PWM 인버터의 考察

2.1 PWM 인버터의 原理

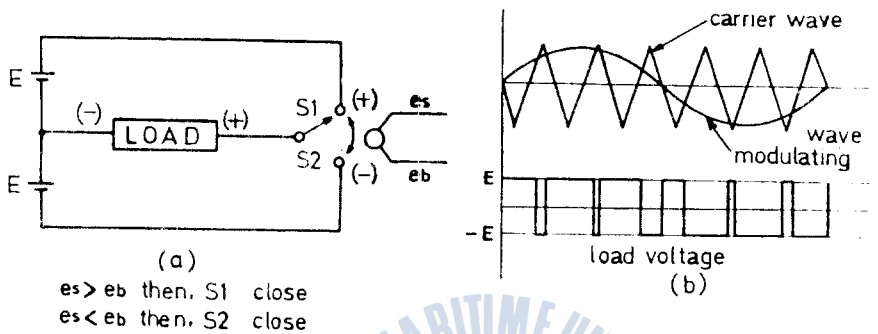


Fig. 1 Principle diagram of PWM inverter

펄스폭변조 인버터는 交流電動機의 可變速運轉과 無停電電源裝置 等에 利用되고 있는데 펄스幅變調方式中 正弦波 펄스폭 변조방식은 基本波 出力電壓이 正弦波에 가장 가까우므로 널리 利用되고 있다.[2]

普通 PWM 인버터라 함은 이 正弦波 PWM을 말하는데 그림 1은 正弦波 PWM의 原理를 나타내며 正弦波 信號 e_s와 三角搬送波 信號 e_b의 比較에 依해서 스위치 S1과 S2가 制御되는데 이때 正弦波의 振幅에 比例한 펄스幅을 가진 펄스로 만들어 반송파의 每周期當 平均電壓의 變化를 正弦波에 가깝게 만드는 方式이다.[3),4)]

또한, 펄스幅變調의 標本化 比較方式에는 내츄럴 샘플드 PWM (Natural Sampled PWM), 레귤러 샘플드 PWM (Regular Sampled

PWM), 및 옵티마이즈드(Optimized PWM)方式이 있는데 그림 1은 내츄럴 샘플드 PWM方式을 나타낸다.

負荷의 出力電壓의 크기를 決定하는 變調指數(Modulation Index) M과 出力周波數 成分에 影響을 미치는 周波數比(Frequency Ratio) R은 다음과 같이 정의된다.

$$M = \frac{E_s}{E_b} \qquad R = \frac{f_b}{f_s} = \frac{\omega_b}{\omega_s}$$

2.2 파워 MOSFET의 三相인버터

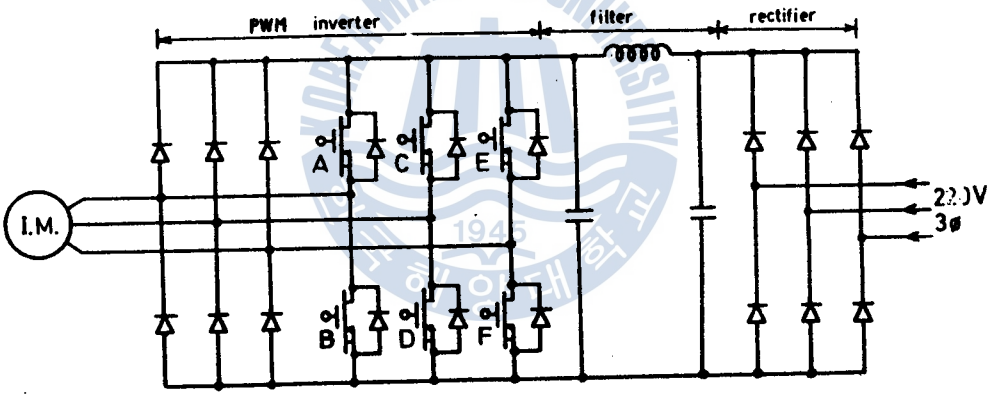


Fig. 2 Schemetic diagram of 3ϕ power MOSFET inverter

그림 2는 本 硏究에서 採擇된 三相파워 MOSFET 인버터의 槪略圖이다.

一般的으로 파워 MOSFET는 다른 半導体電力素子에 比해 다음과 같은 特徵이 있기 때문에 本 硏究에 利用하였다.

첫째, 多數캐리어 電力素子이기 때문에 캐리어 蓄積 時間이 짧고 高周波 領域에서 스위칭이 可能하다.

둘째, 파워트랜지스터(power transister)를 使用한 인버터에 比해 電壓制御素子이기 때문에 게이트 驅動回路가 간단하다.

셋째, 正의 溫度係數를 가지고 있기 때문에 溫度上昇에 依한 2次降伏이 없다.

넷째, 直並列接續이 容易하다. 等인데 各 相의 파워 MOSFET는 高耐壓化에 依해서 채널에 存在하는 內部抵抗이 急激히 增加함과 아울러 파워 MOSFET 內部에 存在하는 다이오드의 回復時間이 늦게 되는 문제점이 있다.

그래서 파워 MOSFET는 內部 다이오드의 回復時間을 해결하기 爲한 方法이 考慮되고 있지만 이것은 裝置全体가 크게 되어 効率外에 經濟的인 面에서도 不利하다.

이 점을 考慮하여 本 硏究에서의 파워 MOSFET는 S.I.P MOS 高速 다이오드가 內裝된 BUZ 211이 使用되었다.[5]

最近에는 高耐壓 素子가 開發되어 製造費用의 節減에도 奇與하고 있다.[6]

그림 3은 파워 MOSFET 인버터의 驅動部인 PWM信號 發生回路의 1相分의 개략도이다.

dCollection

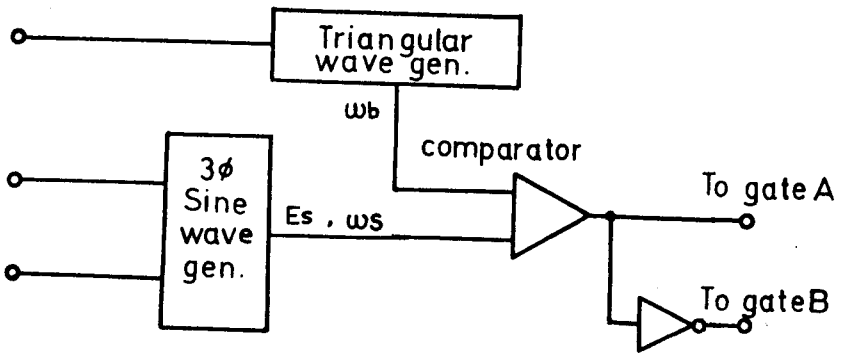


Fig.3 Schemetic diagram of PWM signal generator

2.2.1 波形考察 [7),8)]

인버터의 出力線間電壓은 다음과 같이 Fourier 級數로 表示된다.

$$Euv(\theta_s, \theta_b) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} [K_{mn} e^{j(mx+ny)} - K'_{mn} e^{j(mx+n(y-\frac{2}{3}\pi))}] \quad \cdots\cdots (1)$$

Fourier 係數는

$$K_{mn} = \frac{E}{(2\pi)^2} \int_0^{2\pi} \int_{\phi k}^{\phi k+3} e^{-j(mx+ny)} dxdy$$

$$K_{mn} = \frac{E}{(2\pi)^2} \int_0^{2\pi} \int_{\phi k+1}^{\phi k+2} e^{-j(mx+n(y-\frac{2}{3}\pi))} dx\,dy \quad \cdots\cdots (2)$$

여기서 $m = 0, \pm 1, \pm 2, \cdots\infty$ $n = 0, \pm 1, \pm 2, \cdots\infty$이다.

그리고 各 相當電壓은

$$Eu = Ev = Ew = \frac{Euv}{\sqrt{3}} \quad \cdots\cdots (3)$$

dCollection

따라서 電流 Iu는 다음식으로 表示된다.

$$Iu = \frac{Euv}{\sqrt{3}} \cdot \frac{1}{\left[\left\{R_s+\left(\frac{R_r'}{S}\right)\right\}^2 + \omega_s^2(L_s+L_r')^2\right]^{\frac{1}{2}}} \quad \cdots\cdots (4)$$

여기서 出力電壓을 살펴보면 大部分의 高調波成分은 變調波의 偶數倍周波數와 搬送波의 奇수배周波數의 合 및 差 혹은 變調波의 奇수배周波數와 搬送波의 偶數倍周波數의 合 및 差의 形態로만 나타나게 된다.

(附錄參照 式(51),(55))

2.3 PWM 모드

2.3.1 power utilization

펄스幅變調 인버터는 다른 方式의 인버터에 比하여 電力效率이 낮다는 것은 통상으로 알려져 있다.

그림 2의 D.C 링크(link)의 선간전압이 V_L인 三相交流 電源에서 全波整流하여 出力電壓 V_{DC}를 얻게 된다면 이때 V_{DC}는

$$V_{DC} = \frac{3}{\pi}\int_{-\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{3}} \sqrt{2}\cdot V_{ph}\cdot \cos\omega t\cdot d(\omega t) = 2.34\cdot V_{ph} = \frac{2.34}{\sqrt{3}}\cdot V_{AC}$$

$$= 1.35\cdot V_{AC} \quad \cdots\cdots (5)$$

가 된다.

正弦波 PWM을 考慮한다면 最大實効値 相電壓은

$$Vout(phase) = \frac{V_{DC}}{2\sqrt{2}} = 0.4773\cdot V_{AC} \quad \cdots\cdots (6)$$

dCollection

이며 相間의 電壓인 最大 실효치 선간전압은

$$Vout(line) = \sqrt{3} \cdot Vout(phase) = 0.8267 \cdot V_{AC} \quad \cdots\cdots (7)$$

矩形波의 경우 출력 상전압의 기본파 진폭 V는

$$V = \frac{V_{DC}}{2} \cdot \frac{4}{\pi} = 0.6366 \cdot V_{DC} \quad \cdots\cdots (8)$$

이 되며 各相의 실효치 출력전압은 식(5)를 代入하여

$$Vout(phase) = \frac{0.6366 \cdot V_{DC}}{\sqrt{2}} = 0.6077 \cdot V_{AC} \quad \cdots\cdots (9)$$

이 된다.

따라서 相間의 전압인 최대실효치 선간전압은

$$Vout(Line) = \sqrt{3} \cdot Vout(phase) = 1.053 \cdot V_{AC} \quad \cdots\cdots (10)$$

이 된다.

그러므로 PWM 인버터는 위의 두 方式 中 그 모드 選擇에 따라서 出力電壓이 작을 수 있고 식(10)에 보인 바와 같이 인버터의 출력전압은 出力波形이 矩形波일때 最大가 된다.

以上에서 PWM 모드의 최대전압과 矩形波모드의 電壓間에는 큰 差가 있음을 알 수 있다. 따라서 유도전동기가 넓은 周波數範圍에서 인버터로 運轉될때 인버터의 출력電壓을 높이기 위하여 PWM 모드에서 矩形波모드로 轉換이 이루어져야 한다. 그런데 이때 發生하는 큰 電壓隔差는 電動機의 運轉에 不安定 狀態를 招來한다.

dCollection

이 문제점을 해결하기 위하여 本 硏究에서는 6 ~ 59Hz 범위에서는 PWM모드, 48 ~ 59Hz 범위에서는 飽和形 PWM모드, 60~120 Hz에서는 矩形波모드로 운전하도록 制御시스템을 構成하였다.

그림 4는 飽和形 PWM 波形의 發生原理를 나타내며 周波數가 增加함에 따라 正弦變調波를 矩形波에 近似하게 漸進的으로 變形시켜 出力電壓을 점점 增加시켰다.

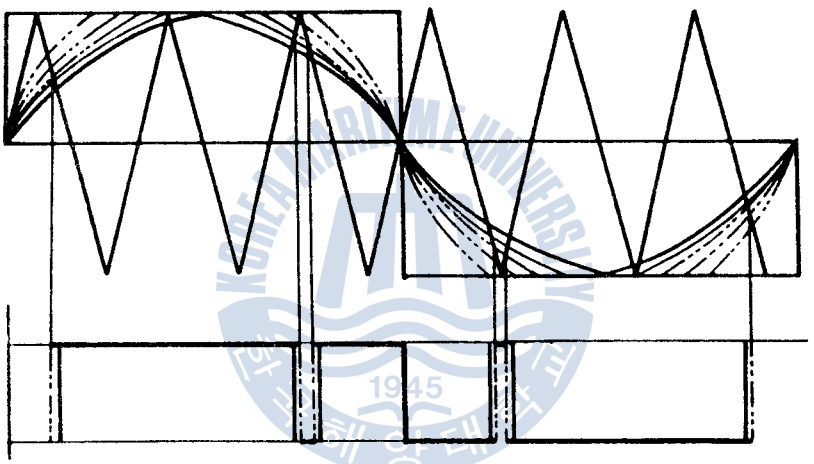


Fig. 4 Principle of Saturated PWM

2.3.2 Ratio Chango

PWM모드에서는 最小限의 스위칭 時間이 確保되어야 하며 周波數가 一定한 狀態로 낮은 주파수까지 電動機를 운전하는 경우 삼각반송파의 주파수가 정현변조파의 周波數에 同期이기 때문에 正弦變調波의 주파수가 변화할때 삼각반송파의 周波數도 함께 變化되어야 한다.[9]

dCollection

이때 주파수비가 너무 작을 경우에는 電動機의 누설 리액턴스값이 작아져서 電動機의 時定數가 減少하므로 電流의 平滑이 不良하게 되어 電流의 高調波 成分이 增加하게 된다.

따라서 낮은 周波數 運轉에서는 주파수 比의 증가가 이루어져야 하는데 周波數比가 너무 크게 될 경우 스위칭 損失이 커지게 된다.

以上의 문제점을 解決하기 위하여 PWM모드에서 Ratio Change 를 實施한다.

그림 5는 本 硏究에서 適用된 正弦變調波와 三角搬送波의 周波數 關係를 나타낸다.

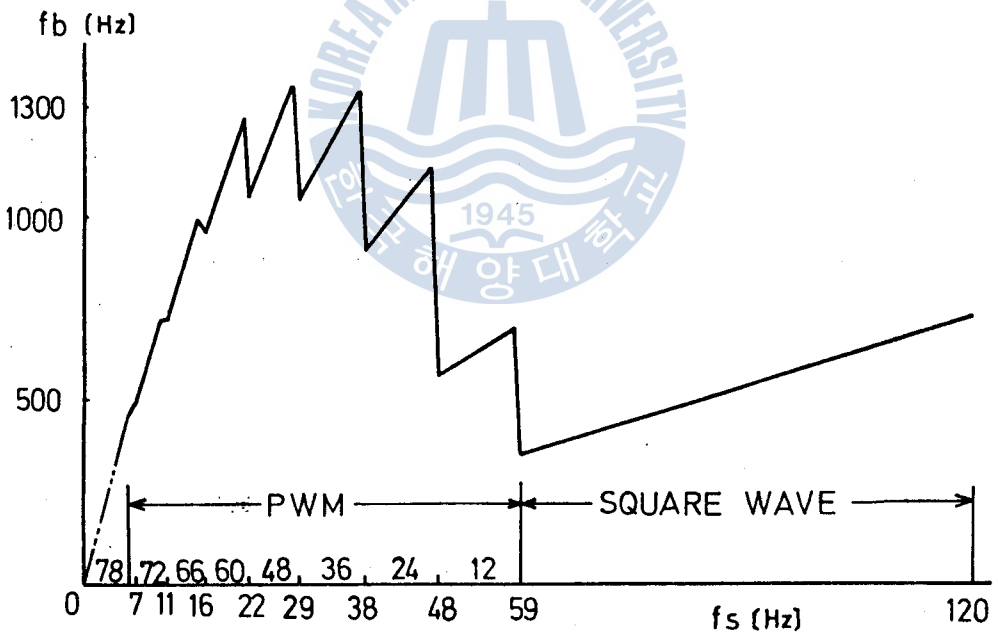


Fig. 5 Relations between output frequency and carrier wave frequency.

dCollection

3. 制御回路의 構成과 알고리즘

3.1 制御 시스템

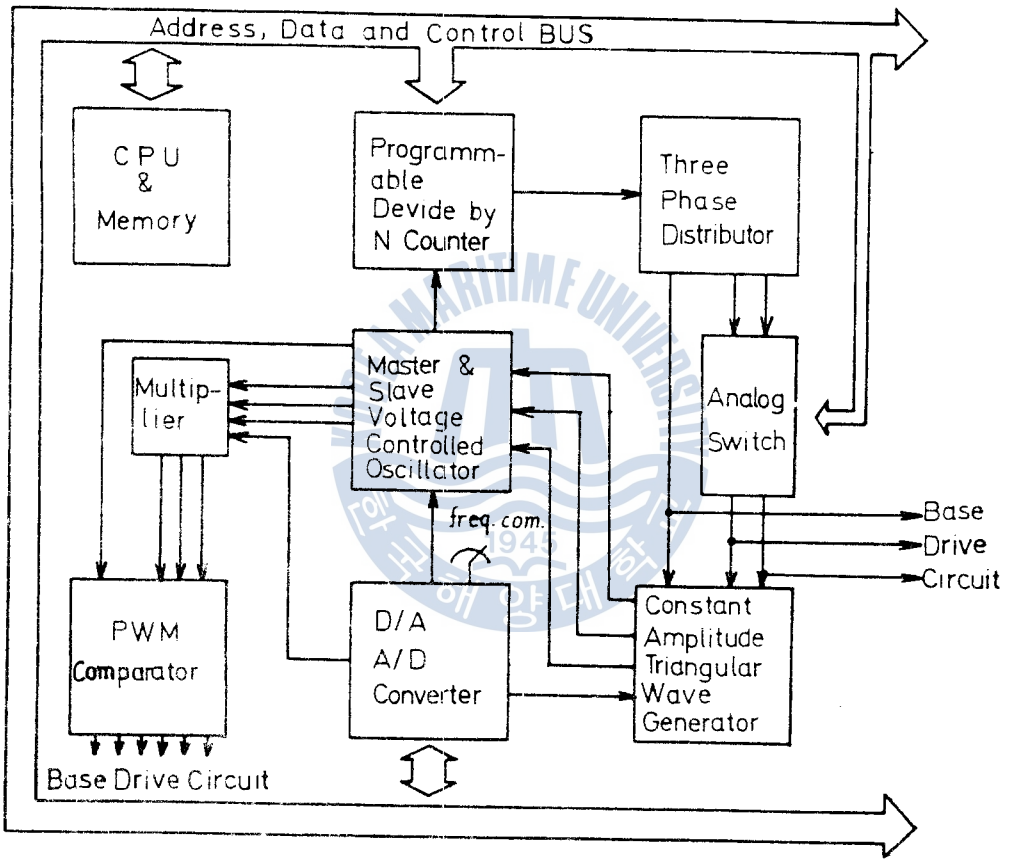


Fig. 6 Block diagram of 3ϕ natural sampled PWM controller

dCollection

3. 制御回路의 構成과 알고리즘

3.1 制御 시스템

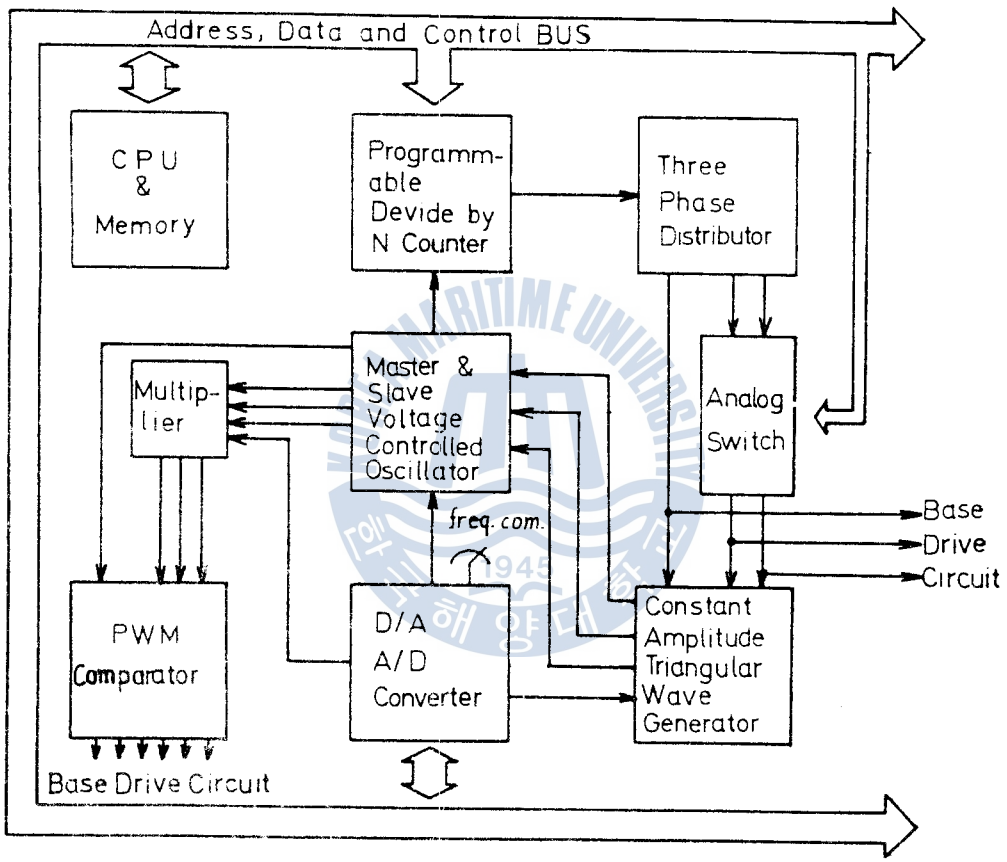


Fig. 6 Block diagram of 3φ natural sampled PWM controller

dCollection

그림 6은 簡易三相 내츄럴 샘플드 PWM 인버터의 驅動信號 發生部의 블록 線圖이다.

여기서 CPU와 메모리는 外部로부터 들어온 周波數 情報를 받아들이며 그 정보에 해당하는 모드선택, Ratio change, Carrier wave 주파수, Constant amplitude triangular wave input Vcomp, 正轉 또는 逆轉의 지령치를 내놓은 役割을 한다.

V.C.O.(Voltage controlled oscillator)는 D/A變換된 周波數 情

dCollection

3. 制御回路의 構成과 알고리즘

3.1 制御 시스템

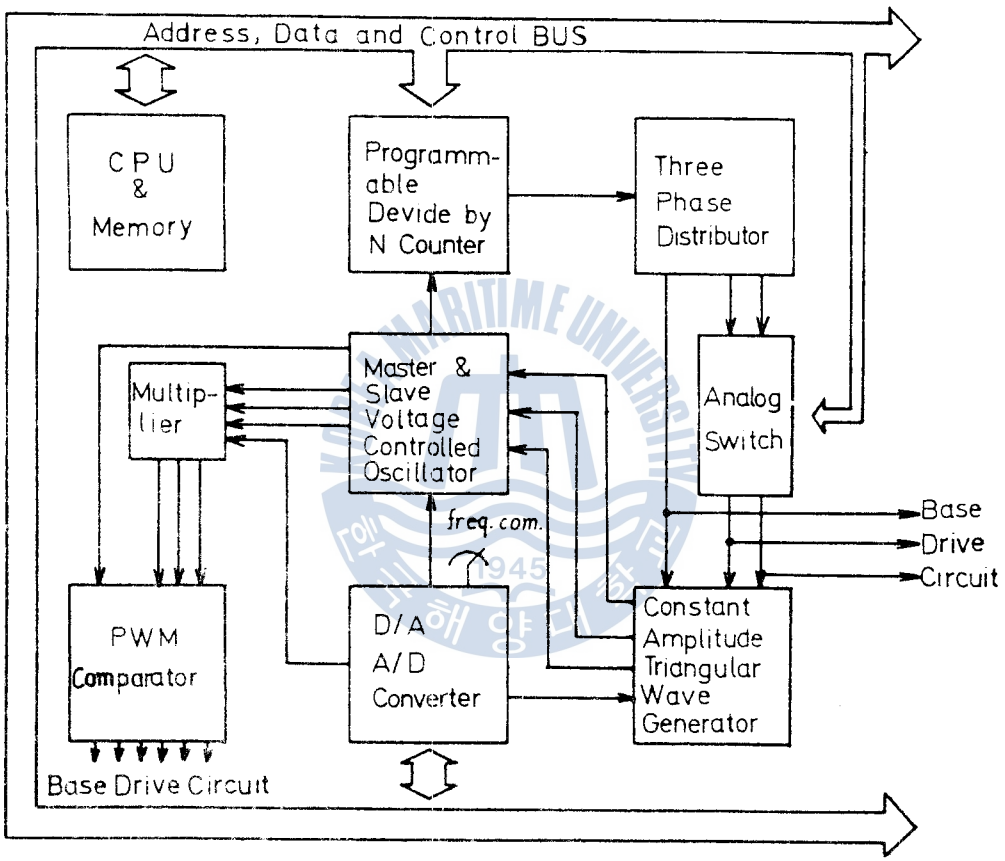


Fig. 6 Block diagram of 3ϕ natural sampled PWM controller

Collection

그림 6은 簡易三相 내츄럴 샘플드 PWM 인버터의 驅動信號 發生部의 블록 線圖이다.

여기서 CPU와 메모리는 外部로부터 들어온 周波數 情報를 받아들이며 그 정보에 해당하는 모드선택, Ratio change, Carrier wave 주파수, Constant amplitude triangular wave input Vcomp, 正轉 또는 逆轉의 지령치를 내놓은 役割을 한다.

V.C.O.(Voltage controlled oscillator)는 D/A變換된 周波數 情報를 받아 들여서 그에 該當하는 三角搬送波와 矩形波를 發生한다.

프로그램可能除算計數器 (Programmable devide by N counter)는 V.C.O로부터 받아들인 矩形波를 주파수비에 해당하는 크기로 나눈 矩形波를 發生한다.

三相分周期에서는 120° 씩 位相差를 가진 矩形波를 만들며 아날로그 스위치에서 전동기를 逆轉할 수 있도록 한다.

일정진폭 삼각파발생기는 三相分周된 矩形波를 받아 일정진폭의 삼각파를 發生한다.

한편 三相分周器에서 나온 三相矩形波는 矩形波 운전모드에서 인버터 驅動部로 가게 된다.

承算器에서는 V.C.O.로 부터 받아 들여진 正弦波의 振幅을 可變시키며 이 可變指令은 CPU로부터 받아 들인다.

比較器에서는 V.C.O로 부터 받아 들여진 三角搬送波와 承算器를 通해서 나온 正弦變周波를 比較하여 PWM 波形이 出力된다.

dCollection

3．2 制御 알고리즘

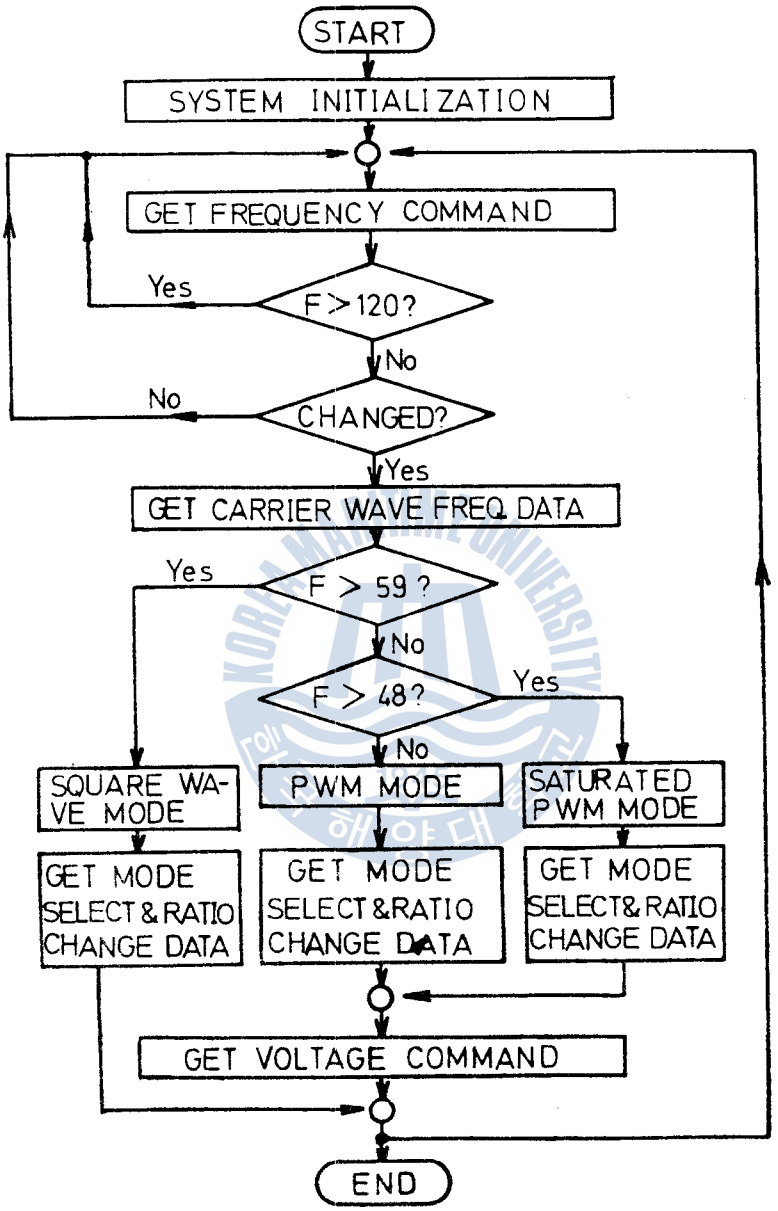


Fig. 7 Logical flowchart of control program

Collection

制御 알고리즘을 보면 0～120Hz까지의 周波數 範圍에서 0에서 48Hz까지는 PWM 모드운전, 49에서 59Hz까지는 포화형 PWM 모드運轉, 60에서 120Hz까지는 矩形波모드 運轉을 하도록 설계되어 있으며 0에서 59Hz까지는 周波數比變化가 되도록 하였다. 그리고 常用電源을 定格으로 하는 電動機를 인버터를 驅動시켜 可變電壓可變周波數(VVVF) 速度制御를 할 경우 定格周波數에서 정격출력으로 운전되려면 DC링크의 출력전압이 增加되어야 하며 定格周波數 外에서 속도제어를 실시할 경우 空隙磁束을 거의 一定하게 維持하기 위하여 공급전압을 周波數에 比例하여 變換시켜야 하기 때문에 60Hz이상에서는 式(9)에서 알 수 있는 바와 같이 矩形波일때의 인버터출력 최대 相電壓인 V_s = 134V를 일정히 유지하여 ω_s만 變化시키고 60Hz 미만에서는 V_s = 134V, 60Hz 구형파 일때의 Tmax값이 일정하도록 ω_s 變化에 對한 V_s를 變化시켜 이들 周波數와 電壓 데이타를 룩업테이블(Look-up table)에 차례로 넣어 두었다. 따라서 이 룩업테이블 內의 데이타만 自體的으로 變更시키면 여러가지 토오크－速度特性을 實現시킬 수 있다.

그림 7은 제어 프로그램의 順序圖로 그 動作은 다음과 같다.

① 우선 프로그램에서 利用하게 될 메모리의 제로 페이지(zero page) 領域을 初期化 시킨다.

② 外部로 부터 A/D 變換되어 메모리의 제로 페이지에 넣어져 있던 正弦變調波 周波數情報를 받아 낸다.

③ 받아낸 주파수 정보가 120Hz 이하이고 바로 以前의 주파수

情報와 比較하여 바뀌었으면 룩업테이블로 부터 삼각 반송파의 새로운 주파수 情報를 받아낸다.

(4) 正弦變調波 周波數가 59Hz보다 크면 구형파 모드를 59Hz 以下이면 飽和形 PWM 모드를 選擇한다.

(5) 이때 그 주파수 정보가 48Hz이하일때 PWM 모드를 選擇한다.

(6) 矩形波 모드의 경우에는 모드선택과 周波數比變化 데이타를 出力한 後 다시 다음의 周波數 指令을 기다린다.

(7) 飽和形 PWM 모드와 PWM 모드의 경우에는 모드선택, 주파수比 변화 데이타, 電壓命令 데이타를 얻어낸 후 다시 다음의 周波數 指令을 기다린다.

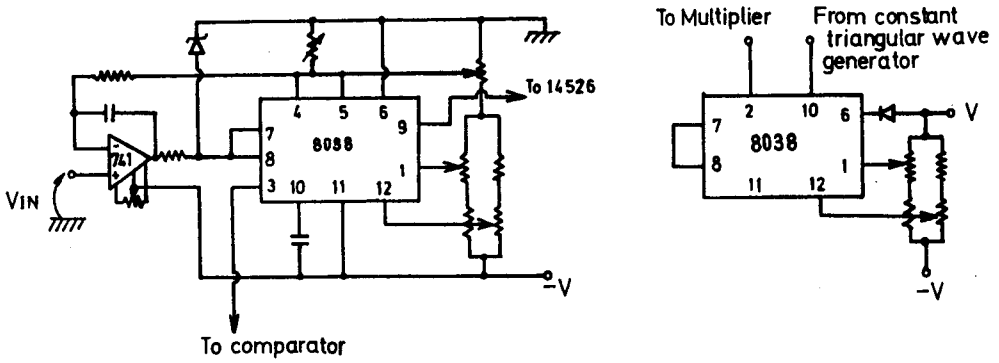
3.3 電壓制御精密波形發生器(V.C.O.)[10]

電壓制御精密波形發生器(Voltage Controlled Oscillator)는 마스터(Master)와 슬레이브(Slave)로 나누어지며 마스터 V.C.O.는 D/A 변환기로 부터 오는 주파수 指令値를 받아 그에 該當하는 周波數의 矩形波를 發生시켜서 MC 14526으로 보내며 동시에 주파수의 三角波를 發生시켜서 比較器에 보내게 된다.

슬레이브 V.C.O.는 一定振幅三角波發生器로 부터의 三角波를 받아 그에 該當하는 周波數의 正弦波를 發生시켜서 乘算器에 보내게 된다.

그림 8은 마스터와 슬레이브 V.C.O를 나타낸다.

dCollection



(a) Master (b) Slave

Fig. 8 Voltage controlled oscillator circuit

D/A변환기에서 오는 周波數 指令値에 해당하는 전압은 다음식 (11)로 된다.[11]

$$V_{IN} = \frac{Vref}{Rref} \cdot R_0 \cdot \left[\frac{D_7}{2}+\frac{D_6}{4}+\frac{D_5}{8}+\frac{D_4}{16}+\frac{D_3}{32}+\frac{D_2}{64}+\frac{D_1}{128}+\frac{D_0}{256}\right] \quad \cdots (11)$$

$$= K \cdot \left[\frac{D_7}{2}+\frac{D_6}{4}+\frac{D_5}{8}+\frac{D_4}{16}+\frac{D_3}{32}+\frac{D_2}{64}+\frac{D_1}{128}+\frac{D_0}{256}\right]$$

여기서 K는 D/A 변환기의 常數이다.

V.C.O 입력전압과 출력주파수의 관계는 다음식 (12)로 된다.

$$f_b = V_{IN} \times 5\,[Hz/mV] \quad \cdots\cdots (12)$$

따라서 식(11)과 (12)로부터 D/A변환기에 들어갈 데이타는 다음식 (13)으로 된다.

$$\left[\frac{D_7}{2}+\frac{D_6}{4}+\frac{D_5}{8}+\frac{D_4}{16}+\frac{D_3}{32}+\frac{D_2}{64}+\frac{D_1}{128}+\frac{D_0}{256}\right]=\frac{1}{K}\cdot\frac{f_b}{5}\cdot\frac{1}{1000} \quad \cdots (13)$$

N ($=D_7D_6D_5D_4D_3D_2D_1D_{0\,(2)}$) = 255 에서 $f_b = 1344$〔Hz〕가 되도록 K 값을 定했으며 6 ~ 120Hz 의 各 주파수 데이타를 윗식 (13) 에 의해 計算해서 룩업테이블에 넣어 두었다.

V.C.O. 와 D/A 변환기는 良好한 線形性을 가지고 있지만 完全한 線形이 아니므로 各 데이타에 對한 實際 出力周波數를 測定한 後 약간의 데이타 수정을 했다.

3.4 三相分周器

三相分周器는 주파수비變換器, 三相分周器 및 아날로그 스위치로 構成된다.

PWM모드에서의 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. 이 MC 14526 은 TTL to CMOS 인터페이스를 거쳐 앞단의 래치를 通過한 4 bit의 주파수비 변화 데이타를 받아 들여 V.C.O.로 부터 온 矩形波入力을 相當데이터 만큼 하나씩 down count 하여 0이 되는 瞬間 입력파형의 半周期에 該當하는 펄스를 發生한다.

즉 주파수비 변화 데이타가 N일 경우 구형파 입력 주파수를 N으로 나눈 周波數의 矩形波를 出力한다.[12),13)]

이 出力周波數는 MC 14027 을 通過한 後 120°의 位相差를 갖는 矩形波가 된다. 120°의 위상차를 갖는 이 三相矩形波는 電動機의

逆轉을 위하여 $COFI의 D_7 bit로 制御되는 아날로그 스위치를 通過하게 된다.

그림 9는 三相分周器回路를 나타낸다.

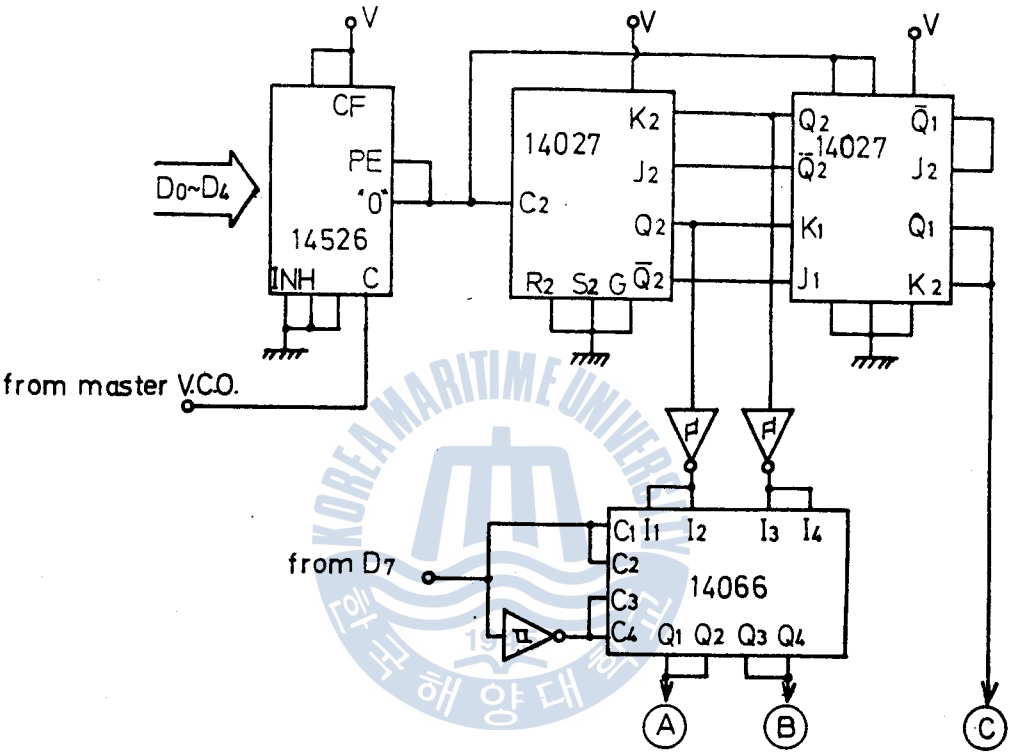


Fig. 9 Three phase distributer

三相分周器 출력주파수에 해당하는 한 周期의 출력파를 만들기 위해서는 6개의 클럭입력이 必要하므로 分周期의 출력주파수는 $\frac{f}{6N}$ 가 된다. (여기서 f는 클럭입력주파수)

그림 10은 MC 14526의 데이타가 1일 境遇의 三相分周器의 입·출력 波形이다.

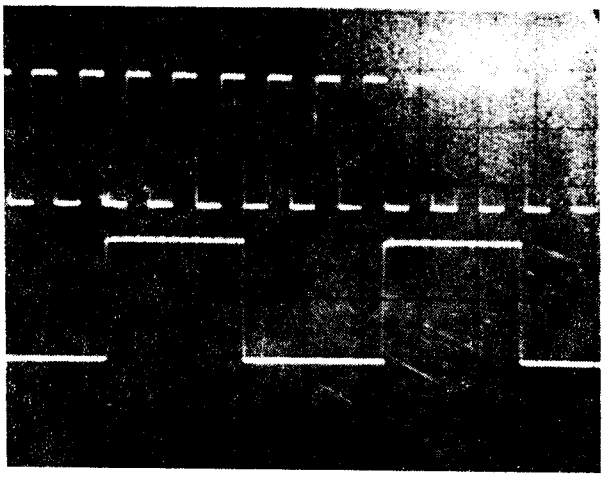


Fig. 10 Input and output waveforms of three phase distributer.

3.5 三角波發生器 [14]

三角波發生器는 DCAS(Digitally Controlled Analog Switch)와 積分器로 構成되어 있다.

적분기에서는 DCAS에 입력되는 矩形波의 周波數에 該當하는 三角波를 發生시킨다.

그림 11은 이 三角波發生器의 回路를 나타내며 積分器의 입력이 일정할 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의 입력측에 DCAS를 通하여 電壓이 補償되도록 하였다.

이 三角波의 最大振幅을 ±V_{TRI} 이라면

$$Vcomp = 2 \times V_{TRI} \times (R1 + R2) \times C \times 2 \times \frac{f}{6N} \quad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots (14)$$

dCollection

이고 D/A변환기 입력 데이타는

$$Ncomp = \frac{255}{10} \times (2 \times V_{TRI} \times (R1 + R2) \times C \times 2 \times \frac{f}{6N} + 5) \cdots\cdots (15)$$

(단, $0 \leq Ncomp \leq 255$ 의 정수) 이다.

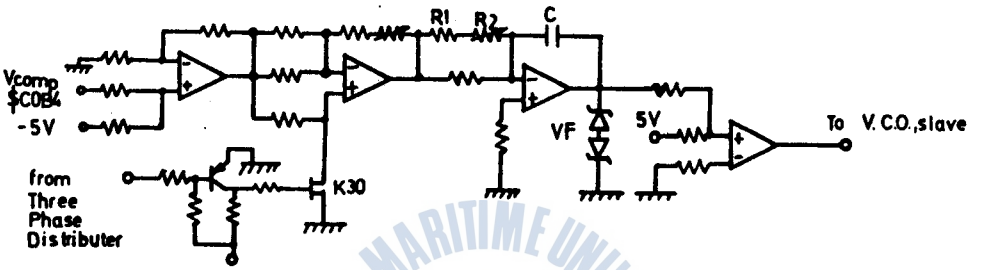


Fig.11 Constant amplitude triangular wave generator

6 에서 48Hz 사이의 PWM 모드에서는 식 (15) 의 計算値를 적용하였고 49Hz 에서 59Hz 사이의 飽和形 PWM 모드에서는 變調波를 矩形波에 가깝게 變形시키기 위하여 1Hz 씩 增加때마다 식 (15)의 계산치에 계속 3 씩 增加시켜 룩업테이블에 넣어 두었다.

3.6 乘算器

그림 12는 乘算器 回路를 나타내는데 V.C.O. 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. 乘算器의 出力電壓은 다음식 (16) 으로 表示된다.

dCollection

$$V_0 = \frac{2 \times (R3 + R4) \cdot Vx \cdot Vy}{R1 \times R2 + I} = K \cdot Vx \cdot Vy \quad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots (16)$$

本 硏究에서는 K를 0.1로 設定하였다.

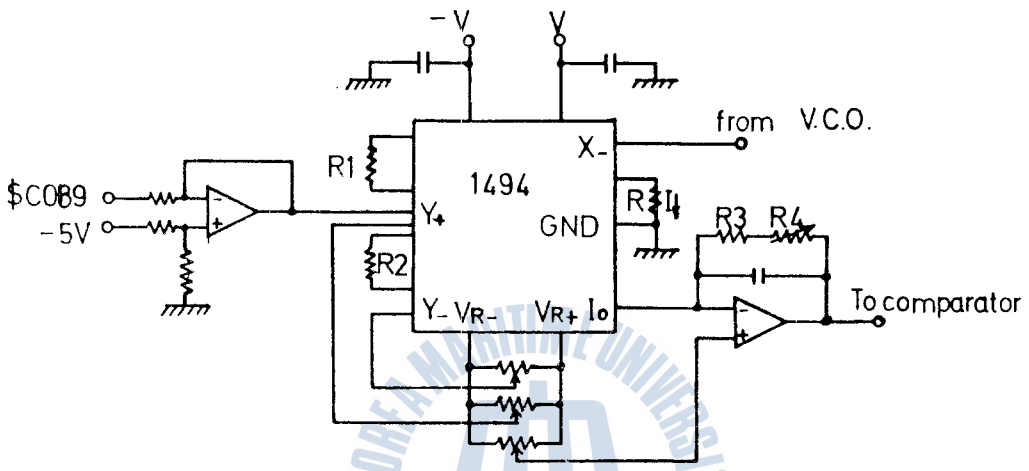


Fig. 12 Multiplier circuit

3.7 PWM 波形發生部

PWM波形發生部는 그림 13와 같으며 比較器와 모드選擇 아날로그 스위치로 構成되어 있다.

比較器에서는 乘算器를 通하여 슬레이브 V.C.O로 부터 오는 正弦波와 마스터 V.C.O로 부터 오는 三角波를 比較함으로써 PWM 波形을 發生시킨다.

MC 14066은 $COF1의 D_4 bit 情報에 依하여 矩形波모드 혹은 PWM 波形모드를 選擇할 수 있도록 되어 있다.

dCollection

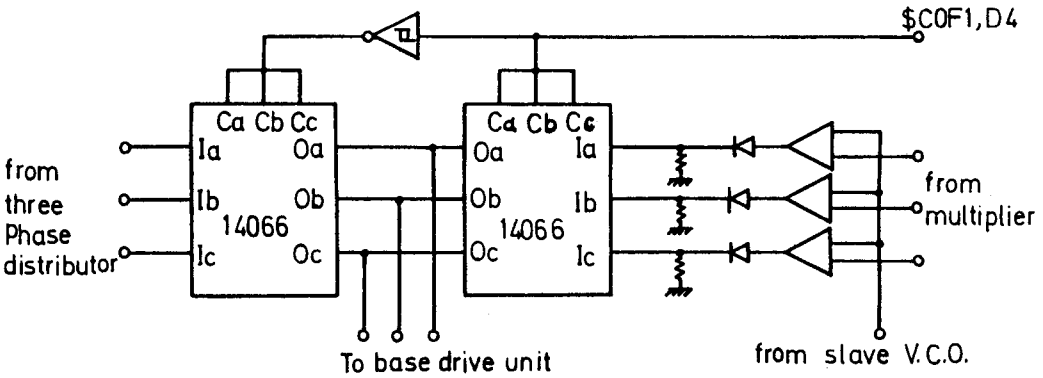


Fig. 13 Comparator and mode select circuit

3.8 驅動部

驅動部는 그림 14와 같으며 保護回路와 게이트分離驅動回路로 構成된다.

比較器 혹은 三相分周器로 부터 받아들인 波形은 인버터 한 相의 同列에 있는 두개의 MOSFET를 서로 反轉된 形態로 驅動시키게 되는데 같은 列에 있는 두개의 MOSFET가 電動機의 리액턴스等으로 因하여 同時에 導通이 되면 이때의 過多電流에 依해 MOSFET가 損傷될 念慮가 있는데 이를 防止하기 위하여 同時에 턴-오프되는 데드타임(Dead time)을 保護回路에서 實現시키게 된다. 本 硏究에서는 데드타임을 10μsec로 設定하였다.

또한 게이트 驅動部와 主電力部를 分離하면서 인버터를 驅動할 수 있도록 옵토커플러 4N28을 使用하였다.

dCollection

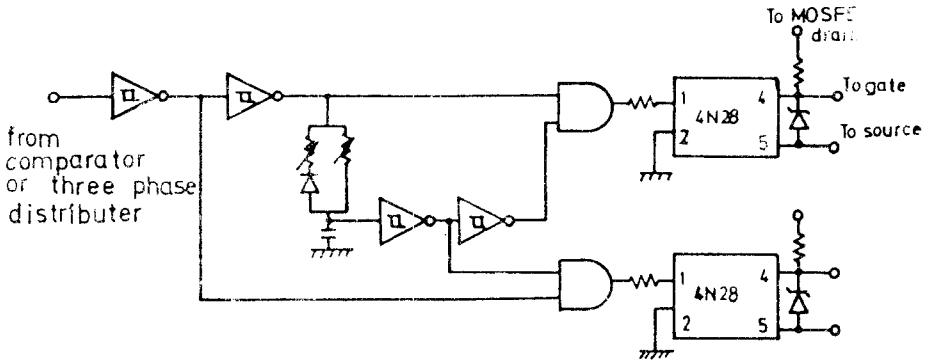


Fig. 14. Protection isolation and gate drive circuit.

KOREA MARITIME UNIVERSITY
1945
한국해양대학교
dCollection

4. 實驗 및 그 結果

以上과 같이 設計製作한 인버터를 三相籠型 유도전동기에 적용시켜 速度制御試驗을 行하고 인버터 出力電壓과 周波數를 測定하며 電動機의 諸般定數, 運轉條件 等을 利用하여 토오크 시뮬레이션을 行한다.

4.1 實驗裝置

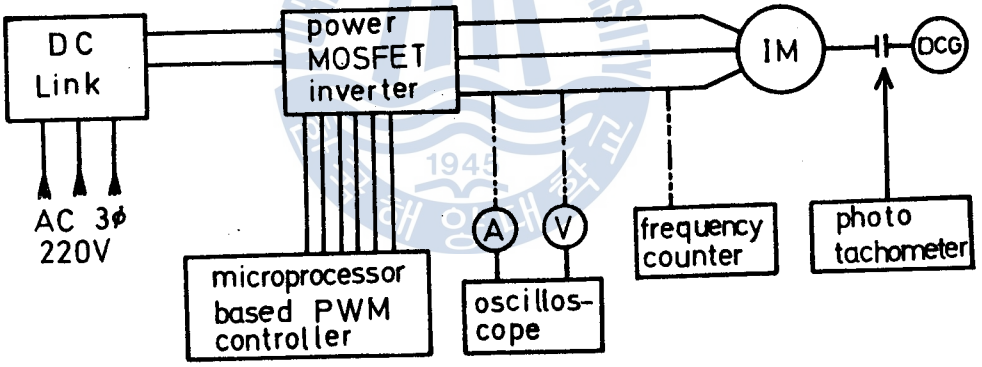


Fig. 15 Block diagram of experimental apparatus

그림 15는 實驗裝置의 概略圖로서 3φ DC 링크, 파워MOSFET 인버터, PWM 信號發生部 그리고 負荷로서는 直流 50W 發電機가 連結된 三相籠型 誘導電動機로 構成되었다.

dCollection

PWM信號와 인버터 出力電壓, 電流의 波形을 測定하기 위하여 오실로스코프가 使用되었고 電動機의 速度는 포토타코메타로 測定하였다.

그림 16은 完成된 實驗裝置의 寫眞이다.

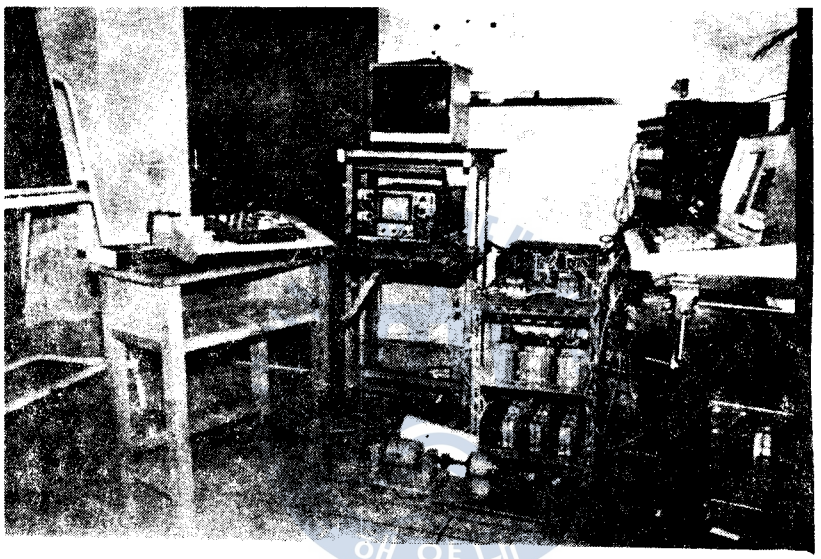


Fig. 16 The overall view of experimental apparatus

負荷로서 使用된 三相籠型誘導電動機의 仕樣은 表 1과 같으며 相當 T型 等價回路는 그림 17과 같고 拘束試驗과 無負荷試驗을 通해 얻은 回路定數는 表 2와 같다.

dCollection

Table 1. The specifications of used induction motor

Rated Voltage	220 〔V〕	Rated Speed	1750 〔rpm〕
Rated Power	50 〔W〕	Stator Wire Connection	Y
Number of pole	4		
Rotor type	B	Maker	Mitsubish Electric Co.

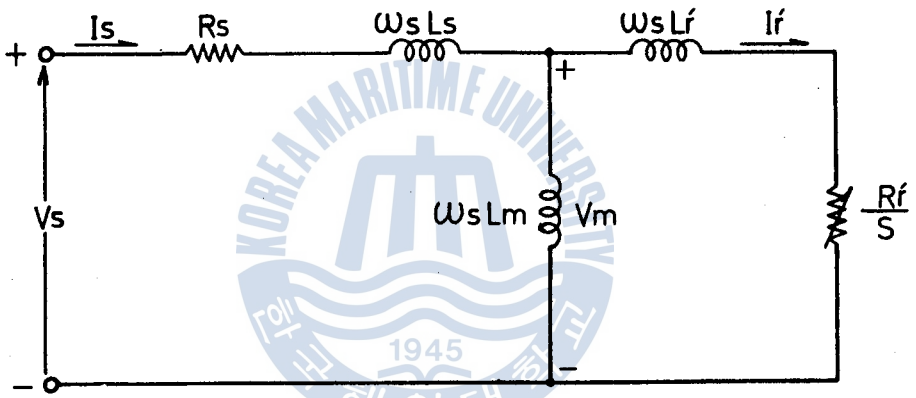


Fig. 17 Equivalent circuit of an induction motor per-phase

Table 2. Parameters of per-phase equivalent circuit

R_s	53 〔Ω〕	L_s	0.108 〔H〕	L_m	0.298〔H〕
R_r'	28.5 〔Ω〕	L_r'	0.108 〔H〕		

dCollection

4.2 速度制御試驗 및 Simulation

그림 17에서 보인바와 같이 인버터의 出力周波數가 ω_s 일때 同期周波數는 다음 식(17)과 같이 된다.

$$\omega_{syn} = \frac{2\omega_s}{P} \text{ [rad/sec]} \quad \cdots\cdots (17)$$

슬립은 다음식 (18)로 된다.

$$S = \frac{\omega_{syn} - \omega_m}{\omega_{syn}} \quad \cdots\cdots (18)$$

廻轉損失을 無視하면 전동기에 의해 發生된 內部 토오크는 다음식 (19)로 表現된다.

$$T_0 = \frac{3}{\omega_m} \cdot (1-S) \cdot \frac{R_r'}{S} (I_r')^2 \text{ [N-m]} \quad \cdots\cdots (19)$$

固定子의 漏洩 임피던스를 무시하면 I_r'는 다음식 (20)이 된다.

$$I_r' = \frac{V_s}{[\{R_s + (\frac{R_r'}{S})\}^2 + \omega_s^2 (L_s + L_r')^2]^{\frac{1}{2}}} \text{ [A]} \quad \cdots\cdots (20)$$

식(17)과 (18)로 부터

$$\frac{1-S}{\omega_m} = \frac{P}{2 \cdot \omega_s} \quad \cdots\cdots (21)$$

이 되고 식(20)과 (21)을 식(19)에 대입하면 다음식 (22) 가 된다.

$$T_0 = \frac{3}{\omega_s} \cdot \frac{P}{2} \cdot \frac{R_r'}{S} \cdot \frac{V_s^2}{[R_s + (\frac{R_r'}{S})]^2 + \omega_s^2 (L_s + L_r')^2} \text{ [N-m]} \cdots (22)$$

dCollection

最大토오크가 발생하는 슬립은 $\frac{dT_0}{ds} = 0$ 에서

$$S\,tmax = \frac{R_r'}{\left[R_s^2 + \omega_s^2 (L_s + L_r')^2\right]^{\frac{1}{2}}} \quad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \quad (23)$$

이고 그때의 토오크 Tmax는 다음식 (24)로 된다.[15),16),17)]

$$Tma = \frac{3}{\omega_s} \cdot \frac{P}{4} \cdot \frac{V_s^2}{\left[\left[R_s^2 + \omega_s^2 (L_s + L_r')^2\right]^{\frac{1}{2}} + R_s\right]} [N-m] \quad \cdots\cdots \quad [24)$$

식 (22)와 (24)를 利用하여 앞의 3.2節에서 論한 바와 같이 各各의 인버터 出力周波數에 대하여 슬립 0에서 1까지 變化시켜서 컴퓨터 시물레이션한 結果가 그림 18에 나타나 있다.

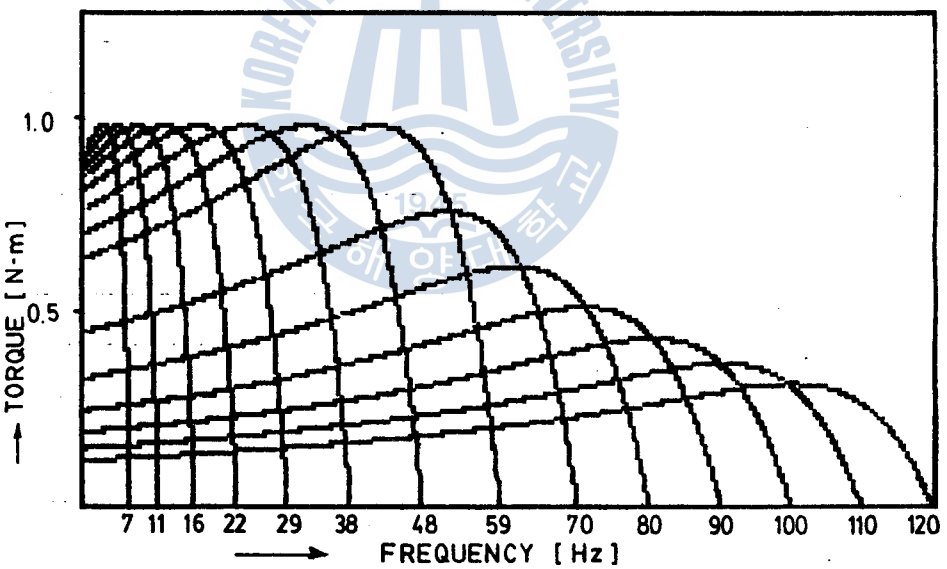


Fig. 18 Characteristic curve of frequency vs torque

dCollection

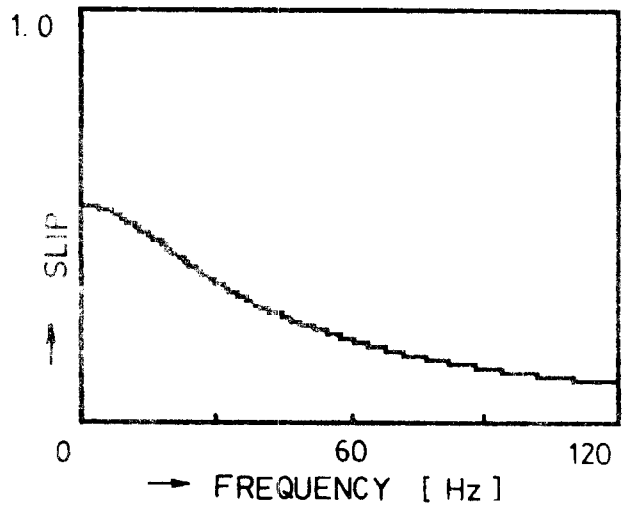


Fig. 19 Characteristic curve of Stmax at various frequency

그림 19는 식(23)을 利用하여 인버터의 出力周波數 f_s가 변하는 경우 最大토오크가 발생하는 슬립을 求한 曲線이다.

f_s가 6〔Hz〕일때 Stmax는 0.531이었으며 f_s가 增加함에 따라 Stmax는 減少하여 120〔Hz〕일때 0.166으로 되었다.

4.3 實驗結果

그림 20은 인버터 出力周波數 f_s를 變化시켜서 增速시킨 경우의 速度特性으로서 인버터 出力周波數가 낮을 때에는 슬립이 크며 周波數가 증가할수록 슬립이 적어져서 同期速度에 가까와지며 6～120Hz 사이에서 175～3580rpm의 거의 線形的인 속도제어가 可能했다.

dCollection

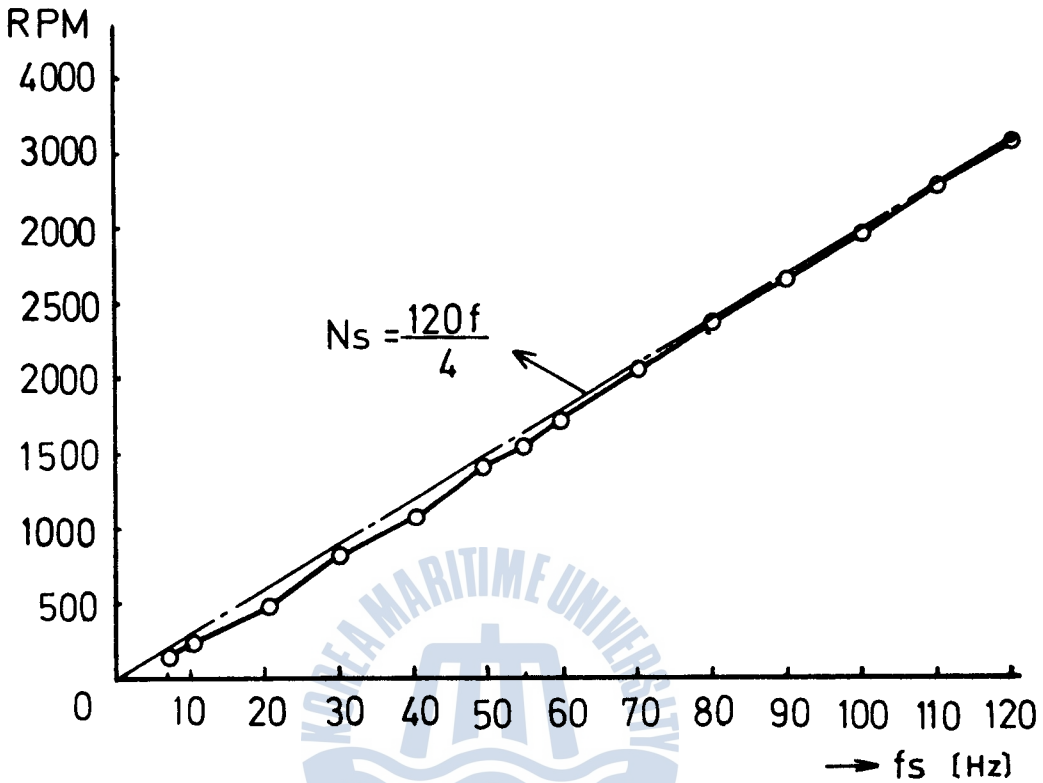


Fig. 20 Characteristic curve of frequency vs speed

그림 21은 負荷運轉狀態에서 인버터의 周波數가 變하는 경우 出力電壓을 나타낸 것으로 0～48〔Hz〕까지는 PWM 波形모드, 49～59〔Hz〕까지는 포화형 PWM波形모드, 그리고 60～120〔Hz〕까지는 矩形波모드로 運轉되도록 한 것인데 飽和形 PWM 모드를 採擇 함으로써 PWM 波形모드에서 矩形波모드로의 轉換時 생기는 電壓 變動量을 크게 줄일 수 있음을 알 수 있다.

dCollection

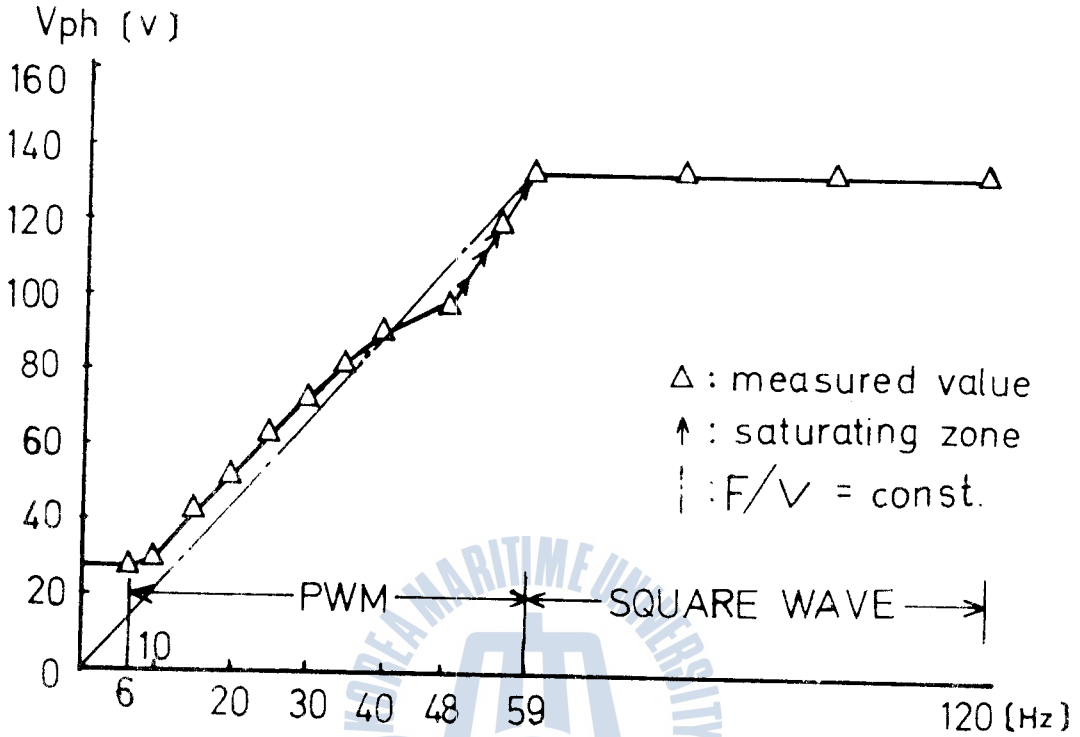


Fig. 21 Relations between phase voltage and frequency

dCollection

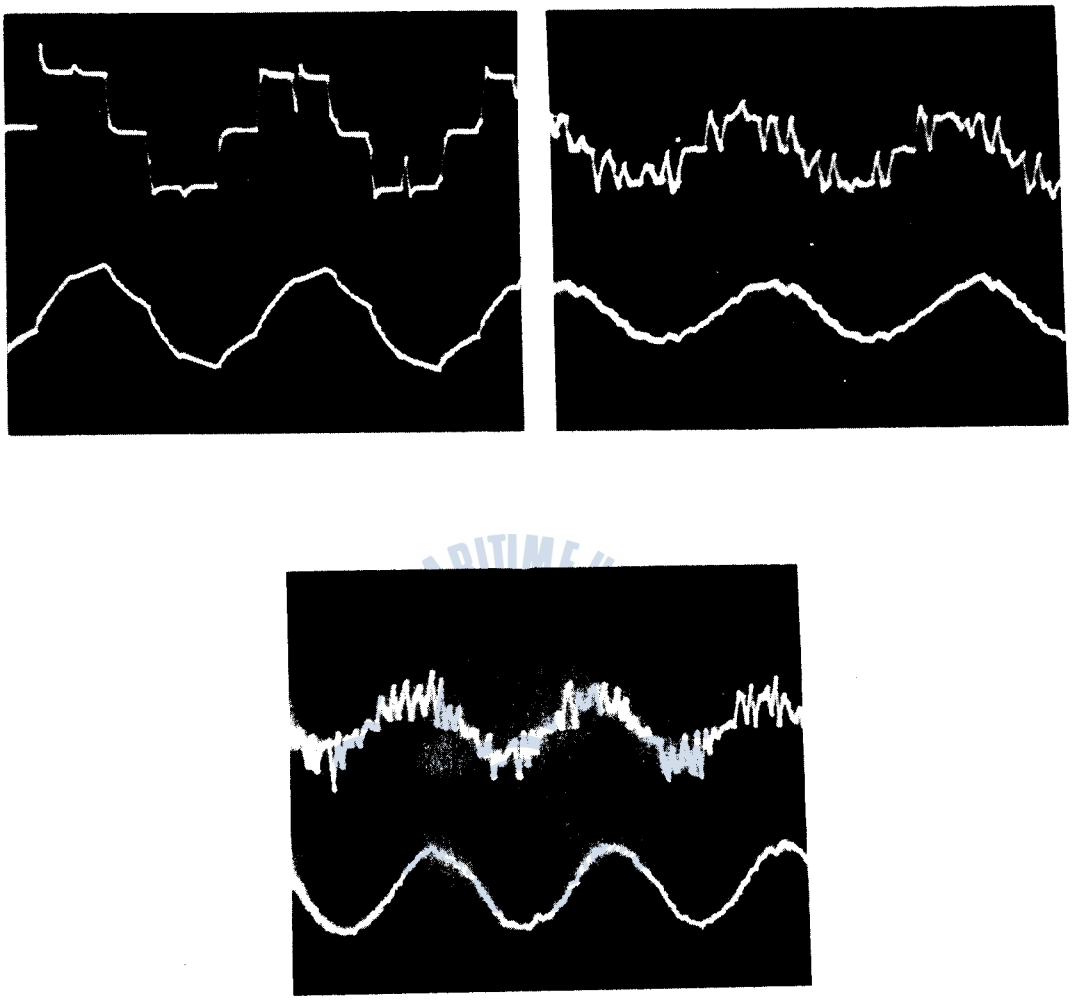


Fig. 22 Output voltage and current waveform for various R

그림 22는 設計製作된 인버터의 出力周波數를 변화시켜서 電動機를 驅動시킬때 나타나는 出力電壓·電流波形인데 周波數比가 높아짐에 따라 電流의 波形이 正弦波에 가까와 짐을 알 수 있다.

dCollection

5. 結　　論

以上과 같이 三相 파워 MOSFET인버터 驅動回路를 設計製作한 후 여기에 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. 파워 MOSFET를 使用한 三相 PWM 인버터를 제작하여 그 반송파 주파수를 增加시키면 固定子電流波形을 正弦波에 가깝게 할 수 있었다.
2. 周波數比變化와 飽和形PWM모드 運轉을 利用함으로써 보다 安定된 電動機의 運轉을 할 수 있음을 確認하였다.
3. 0～59〔Hz〕까지는 V/f를 一定하게 하고 60～120〔Hz〕까지는 電壓을 一定하게 되도록 6502 마이크로프로세서, CMOS IC, 리니어 IC等을 利用하여 制御回路를 構成하였다. 이러한 方法에 依해서 소프트웨어(software)가 簡素化되었다.
4. 하아드웨어(Hardware)의 變更없이 電壓과 周波數데이타만 修正하면 토오크-속도 特性을 달리할 수 있도록 되어 系統이 融通性이 增加되었다.
5. 인버터 출력을 50W 三相四極籠型 誘導電動機에 적용하여 運轉해 본 결과 175～3580rpm의 거의 線形的인 속도제어가 可能했다.
6. 現在로는 素子의 經濟性, 스위칭(Switching) 電力損失, 노이즈(Noise)等의 問題가 남아 있지만 이러한 問題點들이 解決된다

dCollection

면 보다 큰 容量의 負荷運轉이 可能할 것으로 사료되며 또한 硏究課題로 남아 있다.

KOREA MARITIME UNIVERSITY 1945 한국해양대학교

dCollection

參 考 文 獻

1. Rupprecht Gabriel & Werner Leonhard ; Field Orented Control of a standard A.C. Motor using microprocessors. IEEE Trans, IA-16, No.2. Mar/Apr 1980.

2. P.D. Ziogas ; The delta modulation technique in static PWM Inverters, IEEE Trans, Ind. Appl. Vol.Ia-17, pp.199-204, Mar/Apr, 1982.

3. D.A. Grant ; Technique for pulse dropping in pulse width Modulated Inverters, IEE Proc. Vol.128, pt. B, No.1,Jan. 1981.

4. Paresh C. Sen, G. Premchandran; Improved PWM Control strategy for Inverters and Induction Motor Drives, IEEE Trans, Ind. Electr, Vol. IE-31, No.1 Feb. 1984.

5. 劉權鐘, 中岡睦雄, 丸橋勇 ; 瞬時正弦波電流追從方式 パワー MOSFET インバータによる 誘導電動機制御 システム. Spc-86-1

6. 西村敏博, 井上孟, 村上俊彦, 黑岩和治, 秋山勇治 ; パワー MOSFET 使用 た 低騷音三相 PWM インバータ Spc-86-24

7. 노창주, 김영길 ; 마이크로 프로세서에 의한 3상 레귤러 샘플드 PWM 인버터의 설계, 한국해양대학 논문집, 제 8 집. pp397-459 1986.

8. 노창주, 임재문, 박중순 ; 마이크로 프로세서를 이용한 하이브리드 PWM인버터의 설계, 한국박용기관학회지 제 11권 제 2호 別刷

9. D.A. GRANT, R. SEINDER; Ratio Changing in Pulse-width Modula-

dCollection

ted Inverters, IEE Proc, Vol.128, No.5, pp.243-248, Sep. 1981.

10. INTERSIL ; ANALOG PRODUCTS CATALOG pp.5·232-5·240.

11. MOTOROLA INC. ; LINER AND INTERFACE INTEGRATED CIRCUITS, MC 1458 S, pp.3-97.

12. Jim Sather ; Understanding the Apple II Quality Software, pp.7·2-7·40.

13. Richard C. Hallgren ; Interface Projects for the Apple II, A spectrum book, pp.21-69.

14. 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.

15. S.B. Dewan and A. Straughen ; Power Semiconductor Circuits, Wiley, pp.449-461, 1975.

16. Dewan, Slemon, Straughen ; Power Semiconductor Drives, Wiley, pp.158-183, 1984.

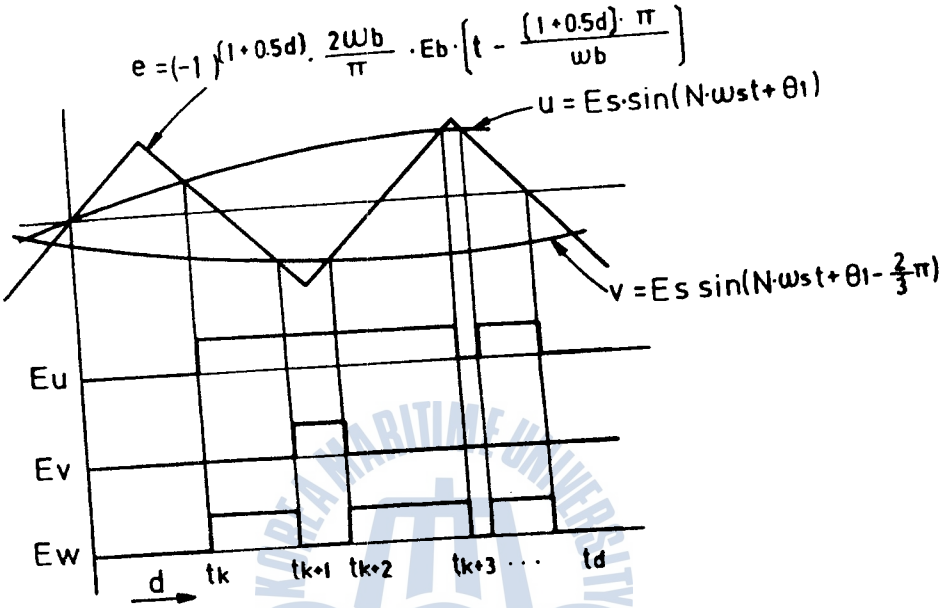
17. David Finney ; The Power Thyristor and Its Applications, Mcgraw Hill, pp.206-229, 1979.

18. MILLMAN & HALKIAS ; Electronic Devices and Circuits, Mcgraw Hill KOGAKUSHA, Chap. 14. 1967.

19. PAUL. M. CHIRLIAN ; Analysis and Design of Integrated Electronic Circuits, Halliday Lithograph Co. Cap. 3. 1981.

Collection

附 錄



(however, k = 4a , a= 0,1,2,3, · · ·)

when, k ≦d < k+1 (k = integer)

provided , [d]=k

$$\phi k = \omega b \cdot t k = \pi \left[(-1)^{p} \frac{M}{2} \sin y + p \right], \quad p = \left[1 + 0.5 k \right]$$

$$\phi k+1 = \omega b \cdot t k+1 = \pi \left[(-1)^{q} \frac{M}{2} \sin\left(y - \frac{2}{3}\pi \right) + q \right], \quad q = \left[1 + 0.5(k+1) \right]$$

$$\phi k+2 = \omega b \cdot t k+2 = \pi \left[(-1)^{r} \frac{M}{2} \sin\left(y - \frac{2}{3}\pi \right) + r \right], \quad r = \left[1 + 0.5(k+2) \right]$$

dCollection

$$\phi k+3=\omega b \cdot t k+3=\pi[(-1)^s \frac{M}{2} \sin y + S\,], \quad S=[\,1+0.5(k+3)\,]$$

출력선간전압은 다음과 같이 Fourier 級數로 表示된다.

$$Euv(\theta_s,\theta_b)=\sum_{m=-\infty}^{\infty}\sum_{n=-\infty}^{\infty}[K_{mn}\,e^{j(mx+ny)}-K'_{mn}\,e^{j(mx+n(y-\frac{2}{3}\pi))}] \quad \cdots\cdots (26)$$

여기서 $x=\omega_b \cdot t$, $y=N\omega_s t+\theta 1$ 이다.

$m=0, \pm 1, \pm 2, \cdots \infty, n=0, \pm 1, \pm 2, \cdots\cdots \infty$ 이며

Fourier 係數는

$$K_{mn}=\frac{E}{(2\pi)^2}\int_0^{2\pi}\int_{\phi k}^{\phi k+3} e^{-j(mx+ny)}\,dxdy \quad \cdots\cdots (27)$$

$$K'_{mn}=\frac{E}{(2\pi)^2}\int_0^{2\pi}\int_{\phi k+1}^{\phi k+2} e^{-j(mx+n(y-\frac{2}{3}\pi))}\,dxdy \quad \cdots\cdots (28)$$

인데 식(26),(27),(28)을 이용하여 고조파성분을 해석해보면

1) 直流成分

식(27),(28)에서

$$K_{00}=\frac{E}{(2\pi)^2}\int_0^{2\pi}\int_{\phi k}^{\phi k+3} dxdy=\frac{E}{2} \quad \cdots\cdots (29)$$

$$K_{00}=\frac{E}{(2\pi)^2}\int_0^{2\pi}\int_{\phi k+1}^{\phi k+2} dxdy=\frac{E}{2} \quad \cdots\cdots (30)$$

여기서 p, q, r, s는 식(25)에 정의한 바와 같이된다.

따라서 식(29), (30)을 식(26)에 代入하면

$$[Euv(\theta_s,\theta_b)]_{00}=0 \quad \cdots\cdots (31)$$

dCollection

2) 基本波成分 (m = 0 , n = 1 일때)

식 (26), (27)로 부터

$$K_{01} = \frac{E}{(2\pi)^2}\int_0^{2\pi}\int_{\phi k}^{\phi k+3} e^{-jy}\,dxdy = \frac{EM}{j4} \quad \cdots\cdots (32)$$

$$K'_{01} = \frac{E}{(2\pi)^2}\int_0^{2\pi}\int_{\phi k+1}^{\phi k+2} e^{-j(y-\frac{2}{3}\pi)}\,dxdy = \frac{EM}{j4} \quad \cdots\cdots (33)$$

여기서 $M = \frac{E_s}{E_b}$ 이다.

식 (32),(33)을 식 (26)에 대입하면

$$[Euv(\theta_s, \theta_b)]_{01} = \frac{E}{2}\cdot\frac{E_s}{E_b}\left[\sin y - \sin\left(y-\frac{2}{3}\pi\right)\right] \quad \cdots\cdots (34)$$

식 (34)에서 알 수 있듯이 出力電壓의 基本波는 반송파 주파수 ω_b에 無關하고 인버터에 공급되는 직류전압 E와 변조파의 진폭 E_b에 比例하고 반송파의 진폭 E_b에 反比例함을 알 수 있다.

3) 입력 정현파의 정수배 성분 (m = 0 , n > 1 일때)

식 (27),(28)에서

$$K_{0n} = \frac{E}{(2\pi)^2}\int_0^{2\pi}\int_{\phi k}^{\phi k+1} e^{-jny}\,dxdy = 0 \quad \cdots\cdots (35)$$

$$K'_{0n} = \frac{E}{(2\pi)^2}\int_0^{2\pi}\int_{\phi k+1}^{\phi k+2} e^{-jn(y-\frac{2}{3}\pi)}\,dxdy = 0 \quad \cdots\cdots (36)$$

식 (35),(36)을 식 (26)에 대입하면

$$[Euv(\theta_s, \theta_b)]_{0n} = 0 \quad \cdots\cdots (37)$$

dCollection

4) 반송파 주파수의 정수배 성분(m ≧ 1 , n = 0 일때)

식 (27) 에서

$$K_{m0} = \frac{E}{(2\pi)^2}\int_0^{2\pi}\int_{\phi k}^{\phi k+3} e^{-jmx}\,dxdy = 0 \quad \cdots\cdots (38)$$

$$K'_{m0} = \frac{E}{(2\pi)^2}\int_0^{2\pi}\int_{\phi k+1}^{\phi k+2} e^{-jmx}\,dxdy = 0 \quad \cdots\cdots (39)$$

식 (38), (39) 를 식 (26) 에 대입하면

$$[Euv(\theta_s, \theta_b)]_{m0} = 0 \quad \cdots\cdots (40)$$

5) 변조파와 반송파의 정수배 주파수의 合 및 差의 成分

(m ≧ 1 , n ≠ 1 일때)

식 (27),(28) 에서

$$K_{mn} = \frac{E}{(2\pi)^2}\int_0^{2\pi}\int_{\phi k}^{\phi k+3} e^{-j(mx+ny)}\,dxdy$$

$$= -\frac{1}{jm}\cdot\frac{1}{(2\pi)^2}\sum_{k=0}^{\pm\infty} J_k(\mu)\left[e^{-jm\pi s}\int_0^{2\pi} e^{-(n+k)y}\,dy\right.$$

$$\left. - e^{-jm\pi p}\int_0^{2\pi} e^{-j(n-k)y}\,dy\right] \quad \cdots\cdots (41)$$

여기서 $\mu = \frac{mM\pi}{2}$ 이다.

$$K'_{mn} = \frac{E}{(2\pi)^2}\int_0^{2\pi}\int_{\phi k+1}^{\phi k+2} e^{-j(mx+n(y-\frac{2}{3}\pi))}\,dxdy$$

$$= -\frac{1}{jm}\cdot\frac{E}{(2\pi)^2}\sum_{k=0}^{\pm\infty} J_k(\mu)\left[e^{-jm\pi r}\int_0^{2\pi} e^{-j(n+k)(y-\frac{2}{3}\pi)}\,dy\right.$$

dCollection

$$-e^{-jm\pi q}\int_0^{2\pi} e^{-j(n-k)(y-\frac{2}{3}\pi)}\,dy\,] \quad \cdots\cdots\cdots\cdots (42)$$

① $k \neq \pm n$ 일때

식 (41),(42)에서

$$K_{mn} = -\frac{1}{jm}\cdot\frac{E}{(2\pi)^2}\sum_{k=0}^{\pm\infty} J_k(\mu)\,[\,e^{-jm\pi s}\cdot\frac{1}{-j(n+k)}(e^{-j2\cdot(n+k)\pi}-1)$$

$$-e^{-jm\pi p}\cdot\frac{1}{-j(n-k)}(e^{-j2\cdot(n+k)\pi}-1)\,] = 0 \quad \cdots\cdots\cdots\cdots (43)$$

$$K'_{mn} = -\frac{1}{jm}\cdot\frac{E}{(2\pi)^2}\cdot\sum_{k=0}^{\pm\infty} J_k(\mu)\,[\,e^{-jm\pi r}\cdot\frac{1}{-j(n+k)}\,[\,e^{-j(n-k)(y-\frac{2}{3}\pi)}\,]_0^{2\pi}$$

$$-e^{-jm\pi q}\cdot\frac{1}{-j(n-k)}\,[\,e^{-j(n-k)(y-\frac{2}{3}\pi)}\,]_0^{2\pi}\,] = 0 \quad \cdots\cdots\cdots\cdots (44)$$

② $k = |n|$ 일때

식 (41),(42)에서

$$K_{mn} = \frac{1}{jm}\cdot\frac{E}{2\pi}\sum_{n=0}^{\pm\infty} J_n(\mu)(e^{-jm\pi p}-(-1)^n e^{-jm\pi s}) \quad \cdots\cdots\cdots\cdots (45)$$

$$K'_{mn} = \frac{1}{jm}\cdot\frac{E}{2\pi}\sum_{n=0}^{\pm\infty} J_n(\mu)(e^{-jm\pi p}-(-1)^n e^{-jm\pi s}) \quad \cdots\cdots\cdots\cdots (46)$$

따라서 $K_{mn} = K'_{mn}$

$a = 1, 2, \cdots\cdots, b = \pm 1, \pm 2$ …… 라면

i) $n = 2b$ (우수)인 경우

$$K_{mn} = K'_{mn} = \frac{1}{jm}\frac{E}{2\pi} J_{2b}(\mu)(e^{-jm\pi p}-(-1)^{2b}\cdot e^{-jm\pi p}) \quad \cdots\cdots\cdots\cdots (47)$$

dCollection

a) $m = 2a$ (우수)인 경우

식 (47)에서

$$K_{2a,2b} = K'_{2a,2b} = 0$$

$$[Euv(\theta_s, \theta_b)]_{2a,2b} = 0 \quad \cdots\cdots (48)$$

따라서 반송파 우수배 성분과 변조파의 우수배 성분의 合과 差로 表示되는 高調波成分은 包含되지 않고 있다.

b) $m = 2a + 1$ (기수)인 경우

식 (47)에서

$$K_{mn} = K_{2a+1,2b} = \frac{1}{j(2a+1)} \cdot \frac{E}{2\pi} \cdot J_{2b}(\mu)(e^{-j(2a+1)\pi p} - (-1)^{2b} e^{-j(2a+1)\pi s}) \quad \cdots\cdots (49)$$

$$K'_{mn} = K'_{2a+1,2b} = \frac{1}{j(2a+1)} \cdot \frac{E}{2\pi} \cdot J_{2b}(\mu)(e^{-j(2a+1)\pi p} - (-1)^{2b} \cdot e^{-j(2a+1)\pi s}) \quad \cdots\cdots (50)$$

$$[Euv(\theta_m, \theta_b)]_{2a+1,2b}$$

$$= \sum_{a=0}^{\infty} \sum_{b=1}^{\pm\infty} \frac{-2}{j(2a+1)} \cdot \frac{E}{2\pi} \cdot J_{2b}(\mu)[\cos((2a+1)x+2by) - \cos((2a+1)x+2b(y-\frac{2}{3}\pi)) + j[\sin((2a+1)x+2by) - \sin((2a+1)x+2b(y-\frac{2}{3}\pi))] \quad \cdots\cdots (51)$$

따라서 반송파의 기수배 성분과 변조파의 우수배 成分과의 合과 差로 表示되는 주파수의 高調波 成分이 包含되어 있다.

dCollection

ii) $n = 2b + 1$ (기수) 인 경우

$$K_{mn} = K'_{mn} = \frac{1}{jm} \cdot \frac{E}{2\pi} \cdot J_{2b+1}(\mu)(e^{-jm\pi p} - (-1)^{(2b+1)} \cdot e^{-jm\pi s}) \cdots (52)$$

a) $m = 2a$ (우수) 인 경우

$$K_{mn} = K_{2a,\,2b+1} = \frac{E}{j2\pi a} J_{2b+1}(\mu) \quad \cdots\cdots (53)$$

$$K'_{mn} = K'_{2a,2b+1} = \frac{E}{j2\pi a} J_{2b+1}(\mu) \quad \cdots\cdots (54)$$

$$[Euv(\theta_s, \theta_b)]_{2a,\,2b+1} =$$

$$= \sum_{a=1}^{\infty} \sum_{b=1}^{\infty} \frac{E}{j2\pi a} \cdot J_{2b+1}(\mu)\,[\cos(2ax + (2b+1)y) - \cos(2ax + (2b+1)(y - \frac{2}{3}\pi)) + j[\sin(2ax + (2b+1)y) - \sin(2ax + (2b+1)(y - \frac{2}{3}\pi))]] \quad \cdots (55)$$

따라서 반송파의 우수배 성분과 변조파의 기수배 성분의 合과 差로 表示되는 고조파 성분이 包含되어 있다.

b) $m = 2a + 1$ (기수) 인 경우

$$K_{mn} = K_{2a+1,\,2b+1} = 0 \quad \cdots\cdots (56)$$

$$K'_{mn} = K'_{2a+1,\,2b+1} = 0 \quad \cdots\cdots (57)$$

$$[Euv(\theta_s, \theta_b)]_{2a+1,\,2b+1} = 0 \quad \cdots\cdots (58)$$

따라서 반송파의 기수배 성분과 변조파의 기수배 성분과의 合과 差로 표시되는 수파수의 고조파 성분은 包含되어 있지 않다.

dCollection

船舶 디젤 發電機用 調速機의 性能 改善에 關한 硏究

A Study on the Performance Improvement of a Governor for a Marine Diesel Generator

李 光 仁

Kwong-In Lee

〈目 次〉

Abstract

記號說明

1. 서 론

2. 최적 조속기의 설계

2.1 시스템의 블럭 선도

2.2 상태 방정식 유도

2.3 최적조속기의 계수 선정

3. 수치 계산 및 시뮬레이션

3.1 모델 선정 및 정수 계산

3.2 시스템의 최적 응답 계산

3.3 계단상 부하 변동에 대한 응답 비교

4. 검토 및 고찰

5. 결 론

참고문헌

dCollection