

PWM과 位相制御의 조합에 의한 交流電力 制御回路에 관한 研究

A Study on the AC Pow A Study on the AC Power Control
Circuit by Combining PWM and Phase Contol

鄭 和 均* · 金 伊 坤** · 張 永 學***

(Hwa-Kyun Chung, Yi-Kon Kim, Young-Hak Chang)

요 약

一般的으로 單相 交流電力 制御는 點弧角을 變更하는 位相制御 方式으로 制御되고 있다. 位相制御는 制御의 容易性 및 單純한 回路構成 等の 長點을 갖는 反面에 點弧角의 遲延 때문에 純抵抗 負荷일지라도 電流의 位相이 遲延되고, 스위칭 素子가 없는 境遇에 比하여 單相 交流電力 制御回路의 力率이 低下되고 高調波로 인해서 效率이 低下되는 缺點이 있다.

本 研究에서는 이러한 缺點을 向上시키기 爲하여 單相 交流電力 制御回路에 關한 새로운 PWM 制御方式을 提案하였다. 提案된 方式에 依한 單相 交流電力 制御回路의 諸般 特性을 理論적으로 考察한 結果, 既存의 다른 方式에 比하여 力率과 負荷電流의 派形이 크게 改善됨을 알 수 있다.

Abstract

Mostly, phase control method is used to control the single phase AC power. The phase control method has some advantages such as ease to control and simple configuration. But the retardation of firing angle causes a lagging current enen if load is purely resistive. So phase control causes a lagging power factor and a low efficiency at the input side in comparing with the system without switching device.

A new PWM control method which can improve these defects for single phase AC power control circuit is proposed in this paper. The performances of the single phase AC power control circuit using the proposed method was investigated theoretically. Both power factor and waveform of load current can be improved better than those of the conventional methods.

*正會員 : 여수수산대학 기관과 교수

**正會員 : 여수수산대학 조교

***正會員 : 목포대학교 전기공학과 전임강사

接受日字 : 1991年 2月 1日

1. 序 論

交流電力 制御回路는 誘導電動機의 一次 電壓制御, 調光裝置, 電熱制御 等に 利用되고

있다. 交流電力의 制御는 變壓器, 리액터 等을 使用하였으나, 電力用 半導體 素子が 開發되어 現在에는 온, 오프시키는 스위칭 模式를 利用한 電力用 半導體 素子が 制御에 主로 利用되고 있다. 그 中에서 SCR의 逆並列 接續 또는 トライ액(TRIAC)을 利用한 回路에서 點弧角을 變更하는 位相制御 方法이 主된 것이었다.^{1)~4)}

位相制御는 回路構成이 簡單하고 制御가 容易한 長點을 가지고 있으나, 負荷電壓을 制御하는 過程에 있어서 力率의 低下, 負荷電壓 波形的 歪曲, 負荷力率에 따라 制御特性이 變化하는 缺點이 있다. 이러한 問題點을 解決하기 爲하여 強制轉流 回路를 利用하여 電源電壓 半週期에 1회만 온·오프시키는 펄스 폭 변조 方法(Pulse Width Modulation : PWM)이 發表되었다. Revanker는 對稱角 制御方法(Symmetrical Angle Control PWM : SAC-PWM)에 對하여 發表하였으며,⁵⁾ Krishnamurthy는 非對稱角 制御方法(Asymmetrical Angle Control PWM : AAC-PWM)을 發表하였다.⁶⁾ 이러한 制御方法들은 負荷電流의 不連續性 및 좁은 制御範圍 그리고 낮은 力率 等の 短點을 크게 改善하지 못하였다.

그런데 El-Bidweihy는 負荷電流에 對한 還流路(Free wheeling circuit)를 導入시켜서 負荷電流의 不連續性을 改善시켰으며,⁷⁾ Cotta와 Malesani는 電源電壓의 半週期에서 數回 턴 온, 턴오프 할 수 있는 PWM制御 方法을 提案하였다.^{8), 9)} 그러나 이러한 制御方法들은 負荷電流의 波형은 개선이 되었으며 負荷力率도 향상되었으나, 電源側의 力率을 크게 향상시킬 수 없었다.

따라서 本 研究에서는 지금까지 제안되어 온 PWM制御방식보다는 電源側 力率과 負荷電流의 波형을 개선시킬 수 있는, PWM과 位相制御의 조합에 의한 方法을 제시하고자 한다. 제안된 方法에 의한 交流電力制御 回路의 제반특성을 이론적으로 산출하며, 이를 誘導性 負荷에 연결한 경우 電源側 電流의 力率 및 歪形率, 負荷側의 歪形率을 계산하였다. 또한, 제안된 方法을 입증하기 위해 기존의 PWM 方法

의 결과와 비교검토 함으로써 개선효과를 확인하고자 한다.

2. 單相 交流電力의 制御 方法

2.1 PWM制御 方法

電壓을 制御하는 方法으로서, 一般적으로 널리 使用되는 다이리스터(Thyristor)의 位相制御 方法은 큰 交流電力을 比較的 쉽게 制御할 수 있는 利點이 있지만 位相制御의 固有한 特性으로 인한 몇가지 制限이 있다. 즉 位相制御 回路에서는 電源力率이 負荷力率과 一致하는 것은 負荷電力이 最大가 될 때 뿐이며, 力率이 낮은 負荷에서는 그 差異가 더욱 甚하게 된다. 高調波 特性도 位相制御 方法에서 入力이나 負荷電流가 매우 큰 歪曲과 高調波 性分을 含有하게 되며 負荷가 작을 때는 더욱 커진다. 따라서 다이리스터에 依한 位相制御 方法에 比하여 回路의 應答速度가 빠르고, 誘導性 負荷에서도 比較的 넓은 範圍로 出力 電壓을 制御할 수 있는 電力用 MOS FET素子를 使用한다.

單相 交流電力 制御回路는 그림 1과 같이 逆並列로 連結된 두 雙의 電力用 MOS FET로 構成된다. 電源과 直列로 連結된 전력용 MOS FET 스위칭素子는 負荷로 供給되는 電力을 制御하고, 負荷와 並列로 連結된 전력용 MOS FET 스위칭素子는 直列로 連結된 전력용 MOS FET의 턴 오프時 負荷의 인덕턴스에 蓄積된 에너지가 放出될 수 있는 還流路를 構成시켜 준다.

그림 1과 같은 回路를 效率의 으로 解析하기 爲하여 다음과 같이 假定하였다.

- 1) 電源電壓 e_s 는 正弦波이며, 電源 임피던스는 零이다.
- 2) 스위칭素子는 理想的 特性을 가지고 있다. 즉 漏泄電流는 零이고, 導通時의 電壓 降下는 없으며, 턴 온·턴오프 時間은 零이다.
- 3) 스위칭은 S_2 가 오프일 때는 S_1 은 온이 되고, S_1 이 오프일 때는 S_2 는 온이 되며, 各 半 사이클에서 對稱의 으로 點弧한다.
- 4) 主 스위치 S_1 과 還流用 스위치 S_2 는 轉流할 때 重流는 없다.

以上の假定下에서, 電源電壓의 半 週期間에 n 회 턴 온, 턴오프 시킬 수 있는 펄스幅 制御를 行하는 境遇에 關하여 檢討한다.

正弦波 電源電壓 일때, 스위칭 函數 α_n 에 따라 전력용 MOSFET를 制御하면 負荷電壓(e_o)은 그림 2(a)와 같이 펄스幅이 變調되는 形態로 나타나며, 回路의 各 部分에서는 그림 2(b)~(d)와 같은 電流가 흐르게 된다. 出力 電壓이 펄스形이기는 하지만 半 週期에 걸쳐 나타나므로, 특히 力率面에서 位相制御方法에 비해 有利함을 알 수 있다. 이때 각 펄스의 時點까지 制御한다면 高調波의 抑制도 아울러 可能하게 될 것이다.

그림 2(a)에서 보는 바와 같이 電壓制御를 한 境遇 초핑數가 n 이면 制御 1週期 τ 는 다음과 같다.

$$\tau = \frac{\pi}{n} \dots\dots\dots(1)$$

α_n, β_n 은 n 번째의 온·오프 瞬間[rad]이며, 導通 時間比(duty factor) d_r 는 다음 式과 같다.

$$d_r = \frac{\beta_1 - \alpha_1}{\tau} = \frac{\beta_2 - \alpha_2}{\tau} = \dots\dots = \frac{\beta_n - \alpha_n}{\tau} \dots\dots(2)$$

2.2 제안된 PWM 制御 方法

제안된 PWM 制御 交流電力 制御 回路는 종래의 대칭형 PWM 制御方法과 같은 그림 1의 구조이다. 式 (1), (2)에 依한 方法으로 單相 交流電力을 制御할 수 있으나, 그림 3(a)에서 보는 바와 같이 電源電壓 波形에 있어서 T_{on} 기

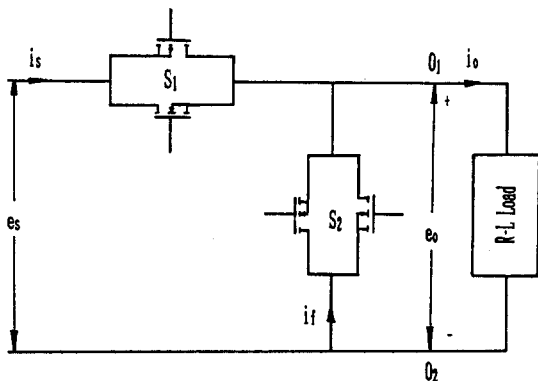


그림 1. 단상교류 전력제어 회로
Fig. 1. Single phase AC power control circuit

간을 制御하는 새로운 PWM 制御方法에 對하여 考察하고자 한다. 제안된 PWM 制御 方法은 PWM과 위상制御의 조합에 의한 方法으로, 電壓, 電流 波形은 그림 3(b)~(d)에 나타난다.

그림 3(a)에서 보는 바와 같이 초핑數를 n 으로 하면 制御 1週期 τ 는 다음 式과 같다.

$$\tau = \frac{\pi - \alpha_2}{n - 1} \dots\dots\dots(3)$$

이때의 導通 時間比 d_r 는 다음 式과 같다.

$$d_r = \frac{\beta_1 - \alpha_1}{\alpha_2} = \frac{\beta_2 - \alpha_2}{\tau} = \dots\dots = \frac{\beta_n - \alpha_n}{\tau} \dots\dots(4)$$

이러한 關係를 各 半 사이클에서 對稱的으로 維持한다. 또 負荷電壓 e_o 를 制御하기 爲하여 d_r 를 調節한다. 즉 式(3)에서와 같이 n, d_r, β 를

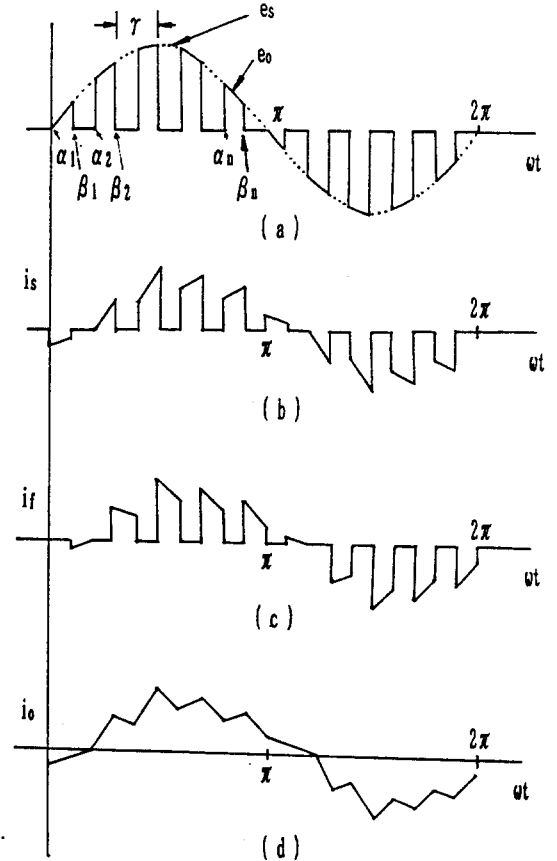


그림 2. PWM제어에 의한 전압과 전류파형
Fig. 2. Voltage and current waveform in PWM control

制御함으로써 單相 交流電力을 制御할 수 있다. 式(3), (4)에서 α_n, β_n 은 다음 式과 같이된다.

$$\alpha_1 = 0 \dots\dots\dots(5)$$

$$\alpha_2 = (\beta_1 - \alpha_1)/d_f \dots\dots\dots(6)$$

$$\alpha_n = \alpha_2 + (n - 2)\tau, (n > 2) \dots\dots\dots(7)$$

$$\beta_n = \alpha_n + \tau \cdot d_f, (n > 2) \dots\dots\dots(8)$$

3. 誘導性 負荷의 計算 알고리즘

誘導性 負荷(R-L load)에서 力率과 歪形率에 關한 關係式을 誘導하며, 電源側과 負荷側을 分離하여 計算을 行하게 한다.

3.1 電源側의 電流

그림 1 및 그림 3에서 스위치 S_1 을 온하고, S_2 를 오프시킬 때, 즉 電源電流가 導通期間인 $\alpha_n \sim \beta_n$ 사이의 電壓은

$$e_s(t) = \sqrt{2}E_s \sin wt \dots\dots\dots(9)$$

이 되며

$$Ri_s + L \frac{di_s}{dt} \sqrt{2}E_s \sin wt \dots\dots\dots(10)$$

이 成立한다. 式(10)의 解를 求하면 다음과 같다.

$$i_s(wt) = \frac{\sqrt{2}E_s}{Z} \sin(wt - \phi_s) + \{I_s(\alpha_n) - \frac{\sqrt{2}E_s}{Z} \sin(\alpha_n - \phi_s)\} \cdot \exp(-\frac{R}{X}(wt - \alpha_n)) \dots\dots\dots(11)$$

단, $\phi_s = \tan^{-1}(X/R) \dots\dots\dots(12)$

$I_s(\alpha_n)$ 은 $wt = \alpha_n$ 에서 電源電流 i_s 의 初期值이다.

또, S_1 이 오프이고, S_2 가 온인 境遇, 즉 電源에서 回路가 分離되어 還流電流가 흐르는 期間인 $\beta_{n-1} \sim \alpha_n$ 사이에서는

$$Ri_f + L \frac{di_f}{dt} = 0 \dots\dots\dots(13)$$

이 되고, 式(13)의 解를 求하면 다음과 같다.

$$i_f(wt) = I_f(\beta_{n-1}) \exp(-\frac{R}{X}(wt - \beta_{n-1})) \dots\dots\dots(14)$$

이때, $X = \omega L \dots\dots\dots(15)$

$$Z = \sqrt{R^2 + X^2} \dots\dots\dots(16)$$

$I_f(\beta_{n-1})$ 은 $wt = \beta_{n-1}$ 에서 還流電流 i_f 의 初期值이다.

또, $wt = \alpha_n$ 에서는

$$I_s(\alpha_n) = i_f(\alpha_n) \dots\dots\dots(17)$$

$wt = \beta_n$ 에서는

$$I_f(\beta_n) = i_s(\beta_n) \dots\dots\dots(18)$$

가 됨을 그림 3에서 알 수 있다.

$i_s(wt)$ 의 一週期는 2π 이며, 각 半 사이클에 對稱이므로 奇數調波만 存在한다. 따라서 푸리에 급수로 電源側 電流를 나타내면 다음과 같다.

$$i_s(wt) = \sum_{h=1}^{\infty} Y_{2h+1} \cos\{(2h+1)wt - \phi_{2h+1}\} \dots\dots\dots(19)$$

$$\text{단, } Y_{2h+1} = \sqrt{K_{2h+1}^2 + L_{2h+1}^2} \dots\dots\dots(20)$$

$$\phi_{2h+1} = \tan^{-1}(L_{2h+1}/K_{2h+1}) \dots\dots\dots(21)$$

$$K_{2h+1} = \frac{I_{sm}}{\pi} \sum_{j=1}^n \left\{ \frac{\cos \phi_s}{2h} [\cos 2h\beta_j - \cos 2h\alpha_j] + \frac{\cos \phi_s}{2(h+1)} [\cos(2h+2)\alpha_j - \cos(2h+2)\beta_j] \right\}$$

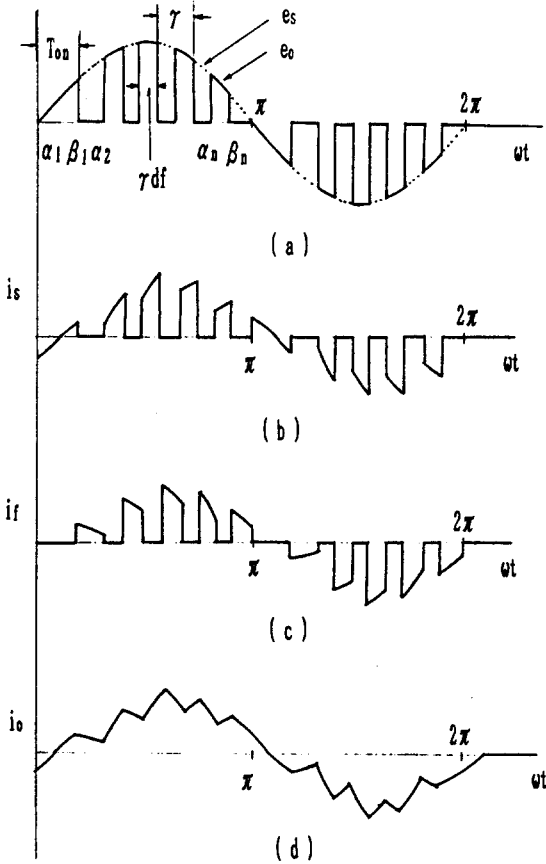


그림 3. 제안된 PWM제어에 의한 전압과 전류파형

Fig. 3. Voltage and current waveform in proposed PWM control

$$\begin{aligned}
& + \frac{\sin\phi_s}{2h} [\sin 2h\beta_j - \sin 2h\alpha_j] \\
& + \frac{\sin\phi_s}{2(h+1)} [\sin(2h+2)\beta_j - \sin(2h+2)\alpha_j] \\
& + \frac{2I_{sm}}{\pi} \sum_{j=1}^n \frac{1}{\{(R/X)^2 + (2H+1)^2\}} \{ \exp \\
& (-\frac{R}{X}(\beta_j - \alpha_j)) \cdot [\frac{R}{X} \cos(2h+1)\beta_j - \\
& (2h+1) \cdot \sin(2h+1)\beta_j] - [\frac{R}{X} \cos(2h \\
& +1)\alpha_j - (2h+1) \cdot \sin(2h+1)\alpha_j] \} \dots\dots(22) \\
L_{2H+1} = & \frac{I_{sm}}{\pi} \sum_{j=1}^n \{ \frac{\cos\phi_s}{2h} [\sin 2h\beta_j - \sin 2h\alpha_j] \\
& + \frac{\cos\phi_s}{2(h+1)} [\sin(2h+2)\alpha_j - \sin(2h+2)\beta_j] \\
& + \frac{\sin\phi_s}{2h} [\cos 2h\alpha_j - \cos 2h\beta_j] \\
& + \frac{\sin\phi_s}{2(h+1)} [\cos(2h+2)\alpha_j - \cos(2h+2)\beta_j] \} \\
& + \frac{2I_{sm}}{\pi} \sum_{j=1}^n \frac{1}{\{(R/X)^2 + (2h+1)^2\}} \{ \exp \\
& (-\frac{R}{X}(\beta_j - \alpha_j)) \cdot [\frac{R}{X} \sin(2h+1)\beta_j + \\
& (2h+1)\cos(2h+1)\beta_j] - [\frac{R}{X} \sin(2h \\
& +1)\alpha_j + (2h+1)\cos(2h+1)\alpha_j] \} \dots\dots(23)
\end{aligned}$$

이며, 式(22)와 式(23)에서

$$I_{sm} = \sqrt{2E_2/Z} \dots\dots(24)$$

$$I_{sm} = I_s(\alpha_n) - I_{sm}(\alpha_n - \phi_s) \dots\dots(25)$$

이다.

$i_s(wt)$ 의 實效値를 I_s , 各 調波의 實效値를 $I_{s1}, I_{s3}, I_{s5}, \dots\dots$ 라 하면 다음 式과 같다.

$$I_s = \sqrt{I_{s1}^2 + I_{s3}^2 + I_{s5}^2 + \dots\dots} \dots\dots(26)$$

電源側 基本波 力率 $\cos\phi$ 는 式(9), (19)로 부터 $\cos\phi = \cos(\pi/2 - \phi_1) \dots\dots(27)$

이 된다. 電源電流 $i_s(wt)$ 의 歪形率 μ_s 는 다음 式으로 된다.

$$\mu_s = \frac{I_{s3}^2 + I_{s5}^2 + \dots\dots}{I_s^2} = 1 - (\frac{I_{s1}}{I_d})^2 \dots\dots(28)$$

3.2 負荷側의 電流

그림 1 및 그림 3에서 負荷電壓 $e_0(wt)$ 는

$$e_0(wt) = \sqrt{2E_s} \sum_{h=0}^{\infty} Y'_{2h+1} \cos\{(2h+1)wt - \phi'_{2h+1}\} \dots\dots(29)$$

이 된다.

$$\text{단, } Y'_{2h+1} = \sqrt{C_{2h+1}^2 + S_{2h+1}^2} \dots\dots(30)$$

$$\phi'_{2h+1} = \tan^{-1}(S_{2h+1}/C_{2h+1}) \dots\dots(31)$$

이다.

$h \geq 1$ 에서

$$C_{2h+1} = \frac{K'_{2h+1}}{\sqrt{2E_s}} \dots\dots(32)$$

$$S_{2h+1} = \frac{L'_{2h+1}}{\sqrt{2E_s}} \dots\dots(33)$$

$$K'_{2h+1} = \frac{\sqrt{2E_s}}{\pi} \sum_{j=1}^n \left\{ \frac{\cos 2h\beta_j - \cos 2h\alpha_j}{2h} - \frac{\cos(2h+1)\beta_j - \cos(2h+1)\alpha_j}{2h+1} \right\} \dots\dots(34)$$

$$L'_{2h+1} = \frac{\sqrt{2E_s}}{\pi} \sum_{j=1}^n \left\{ \frac{\sin 2h\beta_j - \sin 2h\alpha_j}{2h} - \frac{\sin(2h+1)\beta_j - \sin(2h+1)\alpha_j}{2h+1} \right\} \dots\dots(35)$$

이 된다.

負荷電流 $i_0(wt)$ 은 다음과 같다.

$$i_0(wt) = \sqrt{2E_s} \sum_{h=0}^{\infty} \left[\frac{Y'_{2h+1}}{\sqrt{R^2 + ((2h+1)X)^2}} \cos\{(2h+1)wt - \phi'_{2h+1} - \phi''_{2h+1}\} \right] \dots\dots(36)$$

$$\text{단, } \phi''_{2h+1} = \tan^{-1}((2h+1)X/R) \dots\dots(37)$$

이다.

負荷電流의 實效値 電流 I_0 은 다음 式과 같이 된다.

$$I_0 = \sqrt{I_{01}^2 + I_{03}^2 + I_{05}^2 + \dots\dots} \dots\dots(38)$$

負荷電流의 歪形率 μ_0 은 다음 式과 같다.

$$\mu_0 = \frac{I_{03}^2 + I_{05}^2 + \dots\dots}{I_{01}^2} = 1 - (\frac{I_{01}}{I_0})^2 \dots\dots(39)$$

3.3 單相 誘導電動機의 토크

자연소호방식으로 單相 誘導電動機의 電壓을 制御하는 경우에는 固定子電流가 불연속으로 되는 경우가 있으며, 回轉子에 흐르는 電流가 固定子에 電壓을 유기한다. 그 경우는 계산이 대단히 복잡하게 된다. 그러나, PWM制御에서는 환류회로가 있을때, 부하시의 單相 誘導電動機의 R/Z 는 작은것이 되므로, 固定子電流는 연속으로 되는 경우가 많다. 여기서는 固定子電流가 연속인 경우로 해석한다.

그림 4의 分相形 單相 誘導電動機를 그림 1의 O_1-O_2 단자에 접속한다. 그림 4에서 R_1 은 固

定子抵抗, l_1 , L_1 은 固定子の 누설인덕턴스, 자기인덕턴스이며, 回轉子は 3상권선으로 그 1상의 抵抗을 R_2 , 누설인덕턴스를 l_2 , 자기인덕턴스를 L_2 , 각속도는 w 이며, 상호인덕턴스는 M 이다.

電動機의 固定子電流 $i_1(wt)$ 는 3.2절에 있어서 R, X 의 대신에 식(40), (41)을 대입한다.¹⁵⁾

$$R \cong R_{2h+1} = R_1 + (2h+1)X_m^2 R_2 * \{ (2h+s) / [R_2^2 + (2h+s)^2 X_2^2] + (2h+2-s) / [R_2^2 + (2h+2-s)^2 X_2^2] \} \dots\dots\dots(40)$$

$$X_s \cong X_{2h+1} = X_1 - X_m^2 X_2 * \{ (2h+s)^2 / [R_2^2 + (2h+s)^2 X_2^2] + (2h+2-s)^2 / [R_2^2 + (2h+2-s)^2 X_2^2] \} \dots\dots\dots(41)$$

$$\text{단, } X_1 = w(l_1 + L_1) \dots\dots\dots(42)$$

$$X_2 = w(l_2 + 3L_2/2) \dots\dots\dots(43)$$

$$X_m = w\sqrt{3}M/2 \dots\dots\dots(44)$$

$$s = (w - w') / w \dots\dots\dots(45)$$

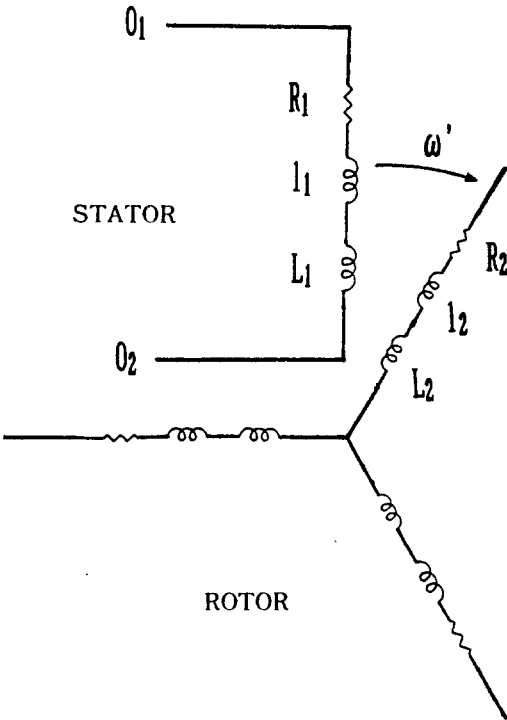


그림 4. 단상유도전동기의 동가회로
Fig. 4. Equivalent circuit of single phase induction motor

3.4 시뮬레이션과정

誘導性 負荷(R-L load)에서 電源側과 負荷側의 力率과 歪形率에 관한 흐름선도는 그림 5와 같다.

4. 結果 및 考察

4.1 導通 時間比에 의한 電壓制御

負荷側의 電壓을 制御하기 爲하여, 電源側의 電壓을 一定하게 維持하고 導通 時間比인 d_r 를 變化시킨 結果 負荷側 電壓 E_0 가 그림 6과 같이 變化함을 알 수 있었다. 이 때의 條件은 $E_s = 100[V]$, $n=10$, $R=70[\Omega]$, $L=56.5[mH]$ 이며, d_r 가 增加함에 따라 E_0 가 增加하나 比例하지는 않는다. α_n, β_n 때문에 그 크기가 變化되는 d_r 에 依해서 交流電力을 制御함을 알 수 있다.

4.2 電源側 電流의 力率 및 歪形率

그림 7은 제안된 PWM과 위상제어의 조합에 의한 단상교류전력제어 회로에 있어서 電源

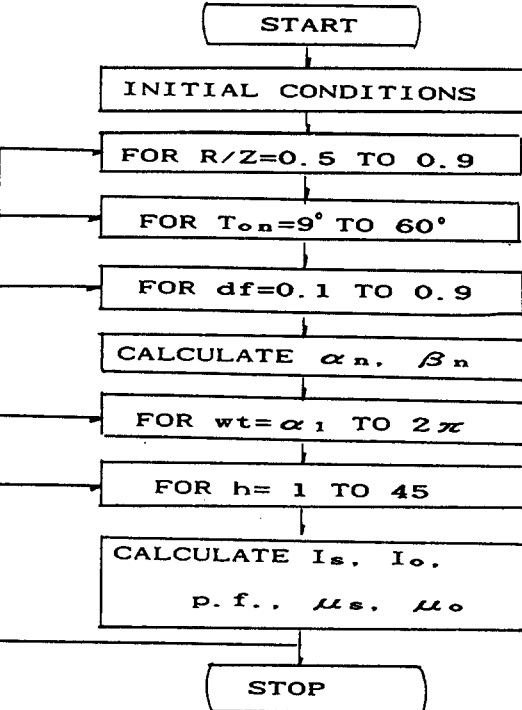


그림 5. 흐름선도
Fig. 5. Flow chart

側 基本波 力率의 개선효과를 나타내고 있다. 그림 7에서는 PWM제어 보다는 제안된 PWM 과 위상제어의 조합에 의한 제어방법이 力率 개선 효과가 크다. 그림 8에서는 T_{on} 이 크면

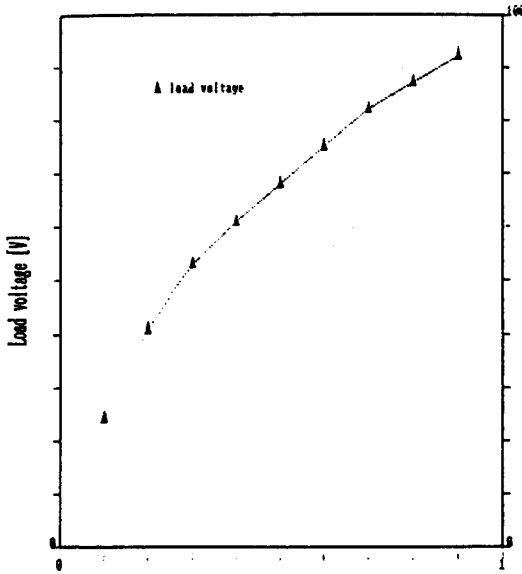


그림 6. 도통률과 부하전압의 관계
Fig. 6. Duty factor vs load voltage

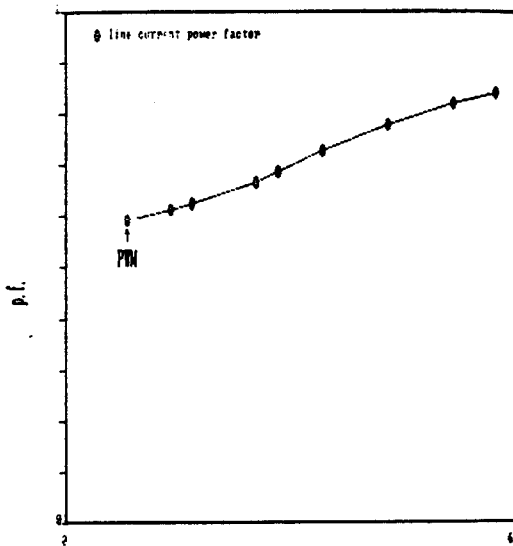


그림 7. 전원측전류의 역률과 T_{on} 의 관계
Fig. 7. The relation between power factor of input current and T_{on}

역률개선효과가 크며, 도통시간비 d_f 가 커질수록 力率은 약간씩 감소한다. 그림 9에서는 負荷力率 R/Z 가 클수록 역률개선효과가 큰 것을 알 수 있다.

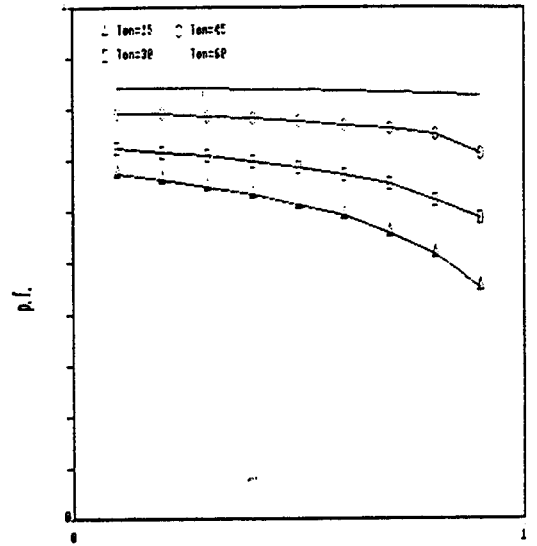


그림 8. 입력전류의 역률과 d_f 의 관계
Fig. 8. The relation between power factor of input current and d_f

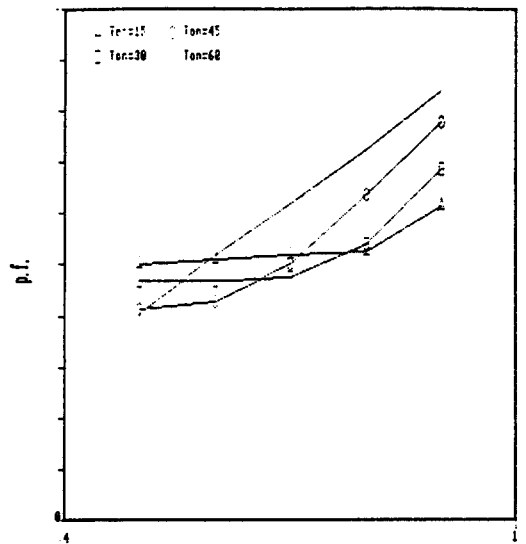


그림 9. 입력전류의 역률과 R/Z 의 관계
Fig. 9. The relation between power factor of input current and R/Z

그림 10은 제안된 PWM과 위상제어의 조합에 의한 단상교류전력제어 회로에 있어서 電源側 歪形率을 나타내고 있다. 그림 10에서는 PWM제어 보다는 제안된 PWM과 위상제어의

조합에 의한 제어방법이 歪形率이 크다. 그림 11에서는 Ton이 크면 歪形率이 크며, 도통시간비 d_f 가 커질수록 歪形率이 크다. 그림 12에서는 負荷力率 R/Z가 클수록 歪形率은 약간

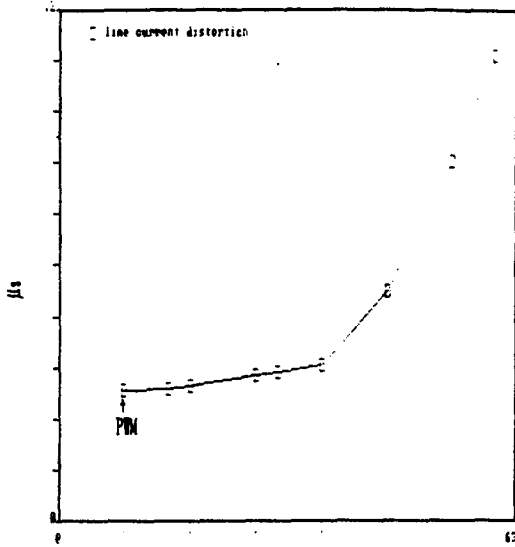


그림10. 입력전류의 왜형률과 Ton의 관계
Fig. 10. The relation between distortion factor of input current and Ton

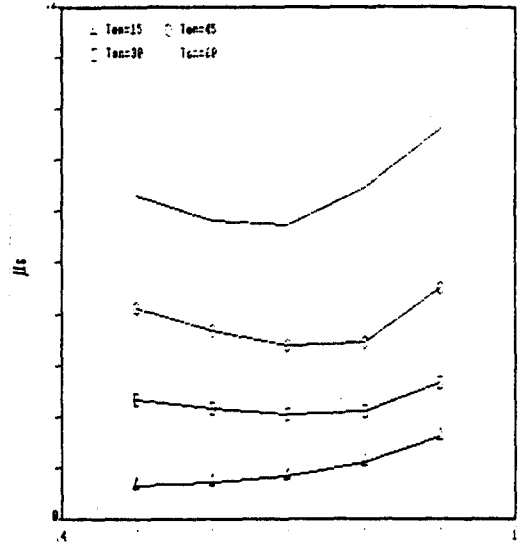


그림12. 입력전류의 왜형률과 R/Z의 관계
Fig. 12. The relation between distortion factor of input current and R/Z

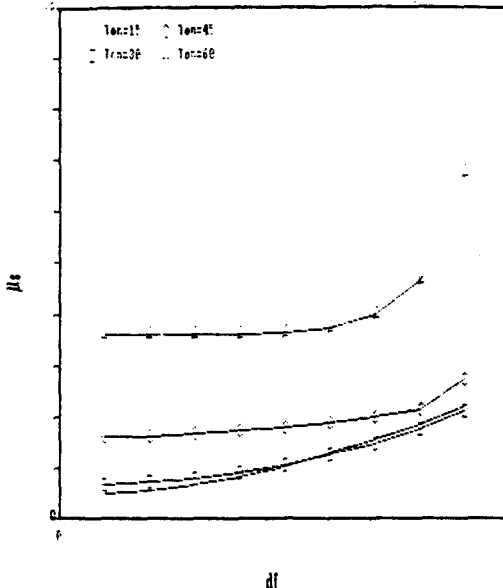


그림11. 입력전류의 왜형률과 df의 관계
Fig. 11. The relation between distortion factor of input current and df

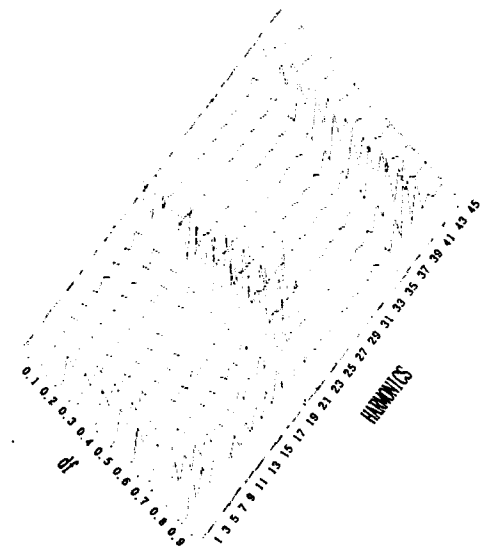


그림13. 입력전류의 고조파의 df의 관계
Fig. 13. The relation between harmonics of input current and df

감소하나, $R/Z > 0.8$ 인 경우는 증가한다. 그림 13에서는 도통시간비 d_r 와 歪形率의 관계를 나타내고 있으며, d_r 의 변화에 관계없이 21차, 23차 고조파가 가장 크게 나타난다. 電源側力率을 개선시킴에 따라 歪形率이 증가되는 상반된 결과가 나타나므로, 電源側에 나타나는 고조파를 제거하기 위하여 필터를 도입하면 된다.

4.3 負荷側 電流의 力率 및 歪形率

그림 14는 단상 교류전력 제어회로에 있어서 PWM제어방법 보다는 제안된 PWM과 위상제어의 조합에 의한 방법이 負荷側 力率을 개선됨을 알 수 있다. 그림 15에서는 PWM제어방법 보다는 제안된 PWM과 위상제어의 조합에 의한 방법이 負荷側 歪形率을 개선시키는 효과가 있다. 그러나 $T_{on} > 45^\circ$ 인 경우는 오히려 歪形率 커진다. 그림 16에서는 도통시간비 d_r 에 대한 負荷側 歪形率을 나타내고 있다. d_r

< 0.5 에서는 T_{on} 이 클수록 歪形率이 적으나, $d_r > 0.5$ 에서는 T_{on} 이 클수록 歪形率이 커진다. 그림 17에서는 負荷力率 R/Z 가 클수록 歪形率은 약간 증가한다. 그림 18은 도통시간비 d_r 와 歪形率의 관계를 나타내고 있으며, d_r 의 변화에 관계없이 21차, 23차 고조파가 크게 나타난다. 負荷側 力率을 개선시킴에 따라 歪形率이 증가됨을 알 수 있다. 그림 19는 펄스 수에 대한 부하전류의 歪形率을 나타내고 있으며, 펄스 수를 증가시키면 歪形率이 감소함을 알 수 있다.

4.4 단상유도전동기의 전압제어 특성

그림 20은 제안된 PWM과 위상제어의 조합에 의한 단상유도전동기에 있어서 전원측 기본파 역률의 개선효과를 나타내고 있다. T_{on} 이 크면 역률개선효과가 크며, 도통시간비 d_r 가 커질수록 역률은 약간씩 감소한다.

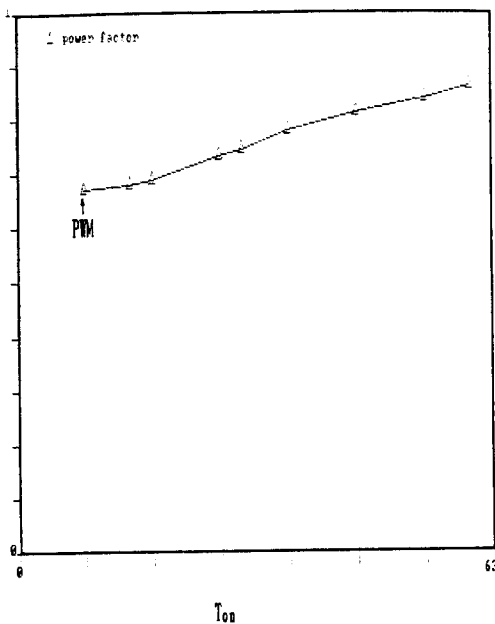


그림 14. 부하전류의 역률과 T_{on} 의 관계
Fig. 14. The relation between power factor of load current and T_{on}

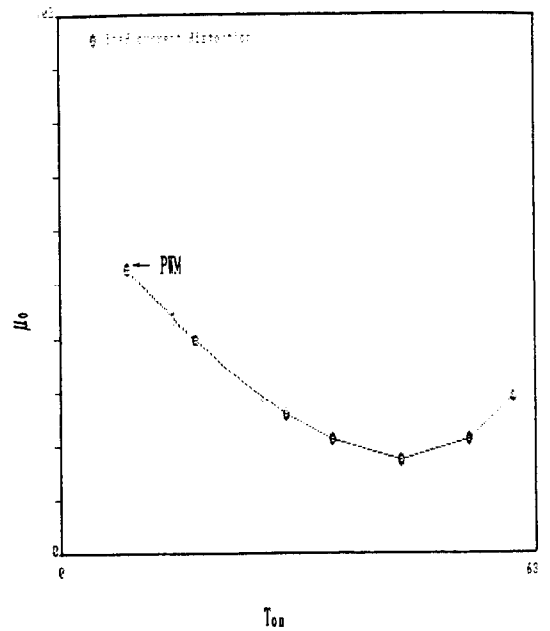


그림 15. 부하전류의 왜형률과 T_{on} 의 관계
Fig. 15. The relation between distortion factor of load current and T_{on}

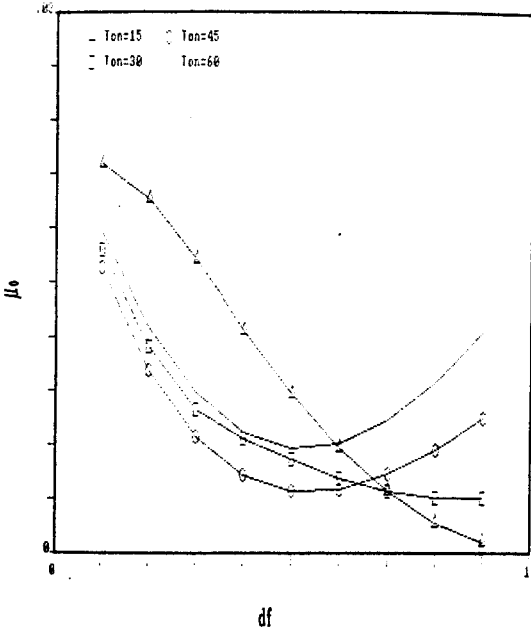


그림 16. 부하전류의 왜형률과 df의 관계
Fig. 16. The relation between distortion factor of load current and df

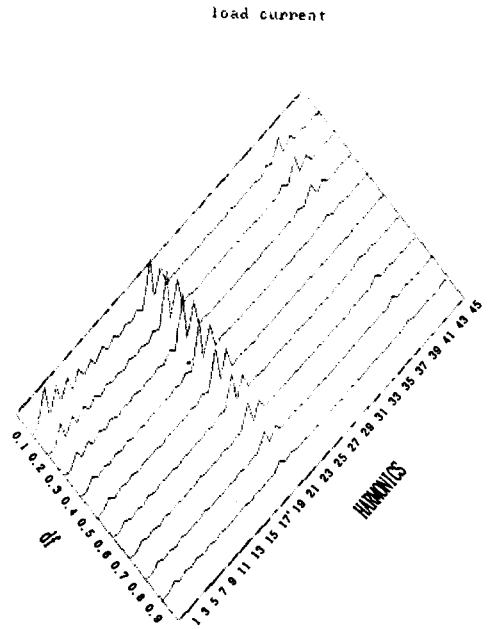


그림 18. 부하전류의 고조파의 df의 관계
Fig. 18. The relation between harmonics of load current and df

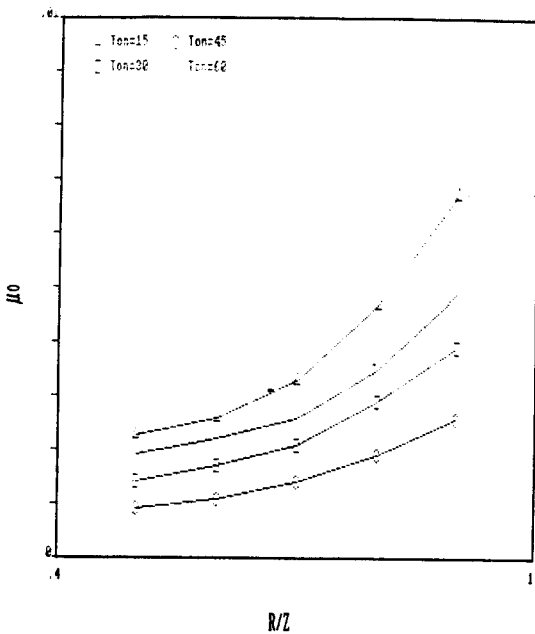


그림 17. 부하전류의 왜형률과 R/Z의 관계
Fig. 17. The relation between distortion factor of load current and R/Z

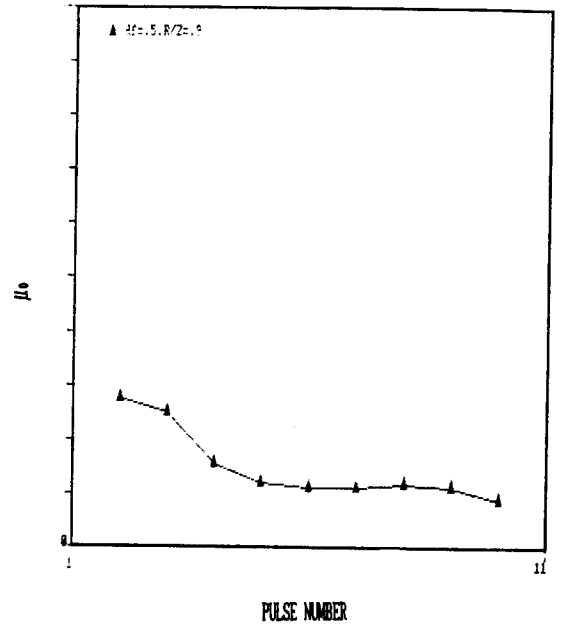


그림 19. 부하전류의 왜형률과 펄스수의 관계
Fig. 19. The relation between distortion factor of load current and pulse number

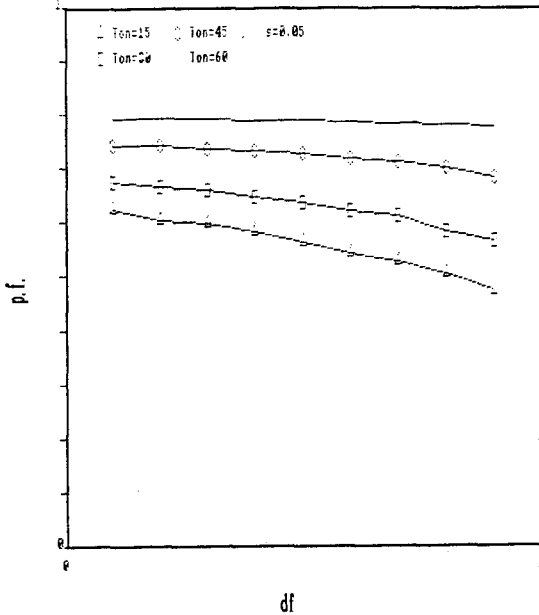


그림20. 단상유도전동기부하에 있어서 전원측 전류의 역률과 Ton의 관계
Fig. 20. The relation between power factor of input current and Ton in single phase induction motor

5. 結 論

單相 交流電力 制御回路에 있어서 PWM과 위상제어의 조합에 의한 制御 方法을 誘導性 負荷에 適用시켜 電壓制御를 한 結果 다음과 같은 結論을 얻었다.

- 1) 單相 交流電力을 制御하기 爲하여 제안된 PWM制御 方法을 利用하고 一週期당 導通 時間인 導通 時間比 d_r 를 增加시키면 負荷 電壓이 增加하므로 負荷電壓을 쉽게 調整할 수 있다.
- 2) 제안된 PWM制御 方法은 PWM制御 方法에 比하여 電源側 基本波 力率이 顯著히 改善된다. Ton이 커지면 力率 改善效果도 顯著하다.
- 3) 제안된 PWM制御 方法은 負荷電流의 波形 改善에 있어서 改善效果가 매우 크다. 改善

效果는 Ton 또는 펄스 數를 增加시키면 더욱 크게된다.

- 4) 제안된 PWM制御 方法은 Ton이 增加할 수록 電源電流 歪形率이 增加한다.
- 5) 펄스 數를 增加시키면 負荷電流의 歪形率은 減少함을 알 수 있었다.
- 6) 단상유도전동기에 적용한 결과 전원측 기본 파역율이 개선됨을 알 수 있었다.
- 7) 電源側 電流에 약간 包含되어 있는 高調波는 필터를 使用하여 除去함으로써, 電源側 電流 波形을 改善시킨다면 産業現場에서의 廣範圍한 應用이 期待된다.

本 研究는 1989年度 文教部 學術研究 助成費에 依하여 研究되었음.

參 考 文 獻

- 1) J.D.VanWyk, H.C.Skudelny, and A. Muller Hellmann, "Power electronics control of the electromechanical energy conversion process and some applications", IEE Proceedings, Vol.133, pt.B, No.6, pp.369~399, 1986.
- 2) W.Shepherd, "Steady-State Analysis of the Series Resistance-Inductance Circuit Controlled by Silicon Controlled Rectifiers", IEEE Trans. Industry and General Application, Vol. IGA-1, pp. 259~265, 1965.
- 3) T.G.Bland, "Steady-State Analysis of the Series Resistance-Inductance Circuit Controlled Switches", IEEE Trans. Industrial Electronics and Control Instrumentation, Vol. IECI-23, No. 2, pp. 171~178, 1976
- 4) B.W.Lingard, R.W.Johnson, and W. Shepherd, "Steady-State Performance and Analysis of the Series Resistance-Capacitance Circuit with Control by Adjustable Thyristor Triggering", IEEE Trans. Industry and General Appli-

- cation, Vol.IGA-4, No. 6, pp.644~654, 1968.
- 5) G.N.Revankar, D.S.Trasi, "Symmetrically Pulse With Modulated AC Chopper", IEEE Trans. Industrial Electronics and Control Instrumentation, Vol. IECI-24, No. 1, pp.39~44, 1977.
 - 6) K.A.Krishnamurthy, G.K.Dubey, and G. N.Revankar, "AC Power Control of an R-L Load", IEEE Trans. Industrial Electronics and Control Instrumentation. Vol. IECI-24, No. 1, pp.138~141, 1977.
 - 7) E.El-Bidweihy, Al-Badwaih, M.S. Metally, and M.El-Bedwihy, "Power Factor of AC Controller for Inductive Loads", IEEE Trans Industrial Electronics and Control Instrumentation, Vol. IECI-27, No. 3, pp.210~212, 1980.
 - 8) B. Cotta, M.Mazzucchelli, G.Sciutto, "AC Chopper Regulation using Power Transistors", Proceeding of POWER-CON 8, Dallas Texas, pp.G1-4, 1981.
 - 9) L.Malesani, P. Tenti, "AC Chopper with Controlled Free-Wheeling", IFAC Control in Power Electrical Drives, Lausanne Switzerland pp.173~179, 1983.
 - 10) T.J.Takeuchi, M.Kohata, "Analysis of Single-Phase Back to Back SCR Circuit having Unbalanced Firing Angles", JIEE, Vol. 86, No. 10, 1966.
 - 11) K.Kinoshita, "Voltage control by Pulse", JIEE Conference, pp.745, 1981.
 - 12) T.J.Takeuchi, Theory of SCR Circuit and Application to Motor Control, Tokyo E. E. College Press, Tokyo, pp.67~73, 1968.
 - 13) S.Tida, S.Miyairi, "Effects of PWM Applied in Single Phase AC Power Control Circuit", JIEE, Vol.103, pp.7~14, 1983.
 - 14) M.H.Rashid, "Power Electronics, "Prentice-Hall, Inc., New Jersey, pp.137~179, 1988.
 - 15) 竹内, SCR回路理論と 電動機制御への 應用, オ-ム社, p.95, 1985.