

| |
|--------|
| 論 文 |
| 36~9~3 |

마이크로프로세서로 制御되는 PWM인버터의 새로운 스위칭 方式

New Switching Strategy of PWM Inverter Controlled by Microprocessor.

李允鍾* · 徐基永** · 鄭東和***

(Yoon-Jong Lee · Ki-Young Suh · Dong-Wha Chung)

ABSTRACT

A new suboptimal PWM is proposed, intended particularly for the reduction of acoustic noise and harmonics of the output current in the inverter-fed induction motor drive system.

This strategy is based on the Regular PWM and applied optimal technique. And it could solve a problem that computation time is very much when switching strategy is determined at the Optimal PWM. In case that the number of switching increases infinitely, this strategy could determine the switching pattern, and can realize Online, Real time of microprocessor.

Also, this strategy is applied to 1(Hp), three phase induction motor, and compared with the other PWMs. From the results, the validity of this strategy could be verified.

1. 序 論

PWM(Pulse Width Modulation)인버터는 電壓 및 周波數를 同時에 制御할 수 있으며 高調波 影響을 低感시킬 수 있는 長點때문에 UPS(Uninterruptable Power Supply)¹⁾, SFC(Static Frequency Changer)²⁾ 및 VSD(Variable Speed Drive)³⁾등 에 應用되어 一般 產業界에 크게 脚光을 받고 있다.

最近에 와서 새로운 高速 스위칭素子(Power Transistor, GTO, MOSFET, Fast Switching Thyristor 등)의 開發과 LSI(Large Scale Integration) 技術進歩로 인해 마이크로프로세서를 利用한 인버터의 PWM制御는 VSD에 많이 應用되어 制御性

向上, 効率向上, 信賴性 및 低價格化가 이룩되고 있는 實情이다.⁴⁾

이러한 PWM制御는 3相 誘導電動機의 VSD 를 위한 研究가 國內外的으로 活發하게 進行되어 왔으며^{5)~13)} 특히, 마이크로프로세서를 使用하므로써 더욱더 強力하고 多樣性있는 技術이 實現될 수 있는 可能性이 提示되었다.

인버터는 스위칭素子로 構成되어 있는데 이러한 素子の 스위칭作用으로 인해 많은 高調波가 포함되어 電動機의 損失, 토오크脈動, 電磁氣的 騒音 및 振動의 原因이 된다.¹⁴⁾ 이는 誘導電動機의 VSD 를 實現할 때 가장 重要한 問題로서 무엇보다도 먼저 解決해야 할 必須的인 것이라 할 수 있다.

이러한 問題點을 解決하기 위한 研究가 많이 이룩되어 왔으며^{9)~13)} 특히 近年에 와서는 Optimal PWM의 眞價가 認定되어^{9)~13)} 매우 흥미를 끌고 있으며 注目을 받고 있다. Optimal PWM은 인버터의 스위칭 作用으로 나타나는 影響, 즉, 電動機의 損失^{9)~16)}, 토오크脈動¹¹⁾, 電磁氣的 騒音 및 振動을 評價函數(Cost function)로 定하고 이를 最小化

* 正 會 員 : 漢陽大 工大 電氣工學科 教授 · 工博

** 正 會 員 : 慶南大 工大 電氣工學科 副教授

*** 正 會 員 : 漢陽大 工大 電氣工學科 講師 · 工博

接受日字 : 1987年 6月 5日

1次修正 : 1987年 8月 27日

2次修正 : 1987年 9月 18日

시켜 스위칭 방식을 결정하는 이론이다. 이러한 스위칭 방식은 고調波 影響을 最小化하는 많은 利點은 있었으나, 스위칭 방식을 결정할 때 計算時間이 스위칭數의 增加에 따라 幾何級數的으로 增加하게 되어 正確한 스위칭 방식을 결정하는 데 어려움이 있었다.

따라서 마이크로프로세서의 Online 計算을 利用할 수 있는 制御條件인 時間範圍內에서 Real time實現이 不可能하게 되어 一般 産業界의 適用에 많은 制限을 받았다. 특히, 高速應答이 要求되는 VSD의 마이크로프로세서 Online 計算總量은 PWM에서 必要한 應答과 마이크로프로세서의 速度에 의해 制限을 받게 된다. 이러한 制御條件을 이용할 수 있는 時間範圍內에서 Real time을 完全하게 實行할 수 있는 Microprocessor 制御의 새로운 PWM 스위칭 방식의 開發이 매우 重要하다.

SHE(Selected Harmic Elimination) PWM을 直線 近似化시킨 近似 Optimal PWM은 選定한 低次 高調波는 完全히 除去시킬 수 있었으나 除去시키지 못한 高次 高調波가 增加하는 어려움이 있었다.²⁾

本 研究에서는 이러한 點을 勘案하여 Optimal PWM에서 잠정적인 問題點이었던 스위칭 패턴 決定時 計算時間 問題를 解決하기 위하여 Boves 氏의 Regular PWM³⁾을 基礎로 最適化 技法을 適用하여 Suboptimal PWM을 開發하였다. 이 스위칭 방식은 스위칭數가 無限히 增加하더라도 스위칭 방식의 決定이 可能하며 Microprocessor의 Online, Real time實現이 可能할 수 있도록 하였다. 또한, Power Transistor로 構成된 電壓形 인버터를 設計하여 實現하였으며 이때 나타나는 結果를 比較, 分析하여 提示하였다.

2. 인버터의 PWM 방식

3相 誘導電動機의 VSD시스템은 그림 2.1과 같으며, 電源 60Hz AC電壓을 整流器에 의해 一定 DC電壓으로 整流시킨 다음 필터를 거쳐 인버터의 PWM 방식에 의해 電壓 및 周波數를 制御하여

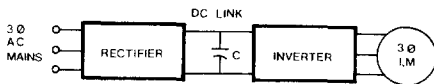


그림 2.1. 3相 誘導電動機의 VSD 시스템
Fig.2.1 VSD System of Three phase Induction Motor.

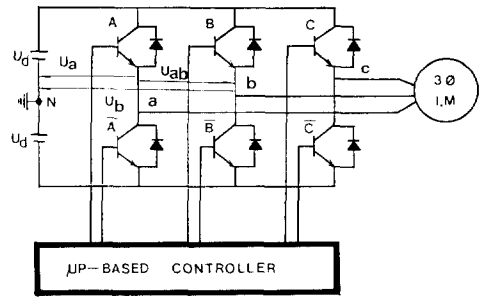


그림 2.2 Transistor를 利用한 3相 인버터 회로
Fig. 2.2 Three phase Inverter circuit Using Transistor.

3相 誘導電動機의 VSD를 實現하게 된다.

그림 2.2는 Transistor를 利用한 3相 인버터 회로이며 N은 DC 供給電壓 U_d의 理論的 中央點을 表示한다. Transistor A, B, C는 PWM波形에서 正電壓일 때 點弧하고 \bar{A} , \bar{B} , \bar{C} 는 負電壓일 때 點弧하며, 電壓 U_a는 인버터의 a相電壓이고 電壓 U_{ab}는 a相과 b相간의 線間電壓을 表示한다

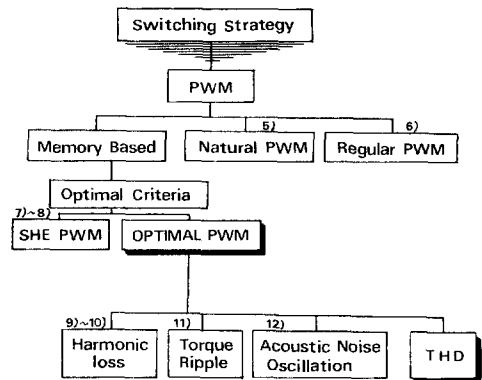


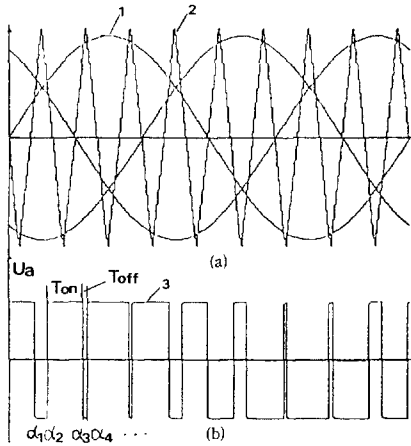
그림 2.3 인버터의 PWM스위칭 방식
Fig.2.3 PWM switching strategy of Inverter.

從來의 PWM特性을 分析해 보고 이 特性에서 나타난 結果는 本 Suboptimal PWM의 結果와 比較하기 위해서 첨가한다.

PWM 스위칭 방식의 分類는 그림 2.3과 같고 大別해 보면 Natural PWM, Regular PWM, SHE PWM 및 Optimal PWM이 있다.

2.1 Natural PWM

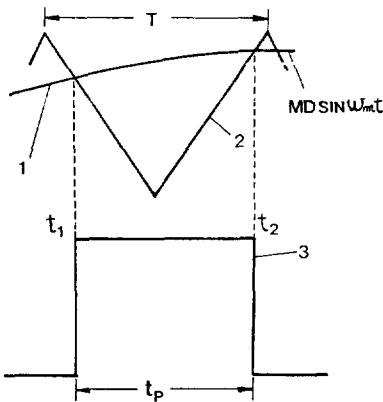
Natural PWM은 그림 2.4와 같이 MW (Modula-



1. MW (Modulation wave)
 2. CW (Carrier wave)
 3. PWM waveform.
- (a) sampling process
(b) output waveform

그림 2.4 Natural PWM 波形
Fig2.4 Natural PWM Waveform.

tion Wave)인 Sine波와 CW(Carrier Wave)인 三角波의 重畳, 比較에 의하여 MW가 CW보다 클 때는 $+U_a$, MW가 CW보다 적을 때는 $-U_a$ 인 相電壓을 發生하여 스위칭角 $\alpha_1, \alpha_2, \dots$ 가 決定된다. MW



1. MW (Modulation wave)
2. CW (Carrier wave)
3. PWM Waveform.

그림 2.5 Natural PWM의 한개의 펄스
Fig2.5 One pulse of natural PWM.

와 CW週期の 比를 FR(Frequency Ratio)라 하고 MW와 CW의 最大値의 比를 MD(Modulation Depth)라 하며 一般的으로 FR는 定數이고 MD는 1보다 적은 값을 갖는다.

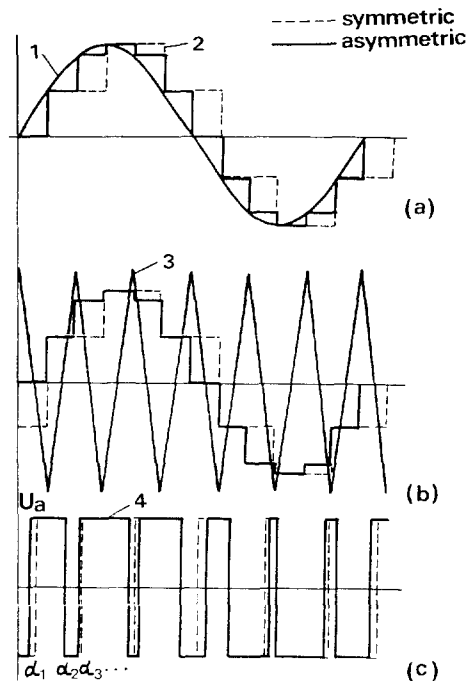
그림 2.5는 Natural PWM의 한개의 펄스를 상세하게 나타낸 것이며 펄스幅은 다음 식과 같이 表 現할 수 있다.

$$t_p = t_2 - t_1 = \frac{T}{2} \left[1 + \frac{MD}{2} (\sin \omega_m t_1 + \sin \omega_m t_2) \right] \quad (2.1)$$

Natural PWM은 Analog 實現으로 一般 産業界에 널리 使用되고 있으나 식(2.1)에서와 같이 sine 函數가 두개 包含되어 있으므로 Microprocessor의 On-line, Real time實現이 어렵다.

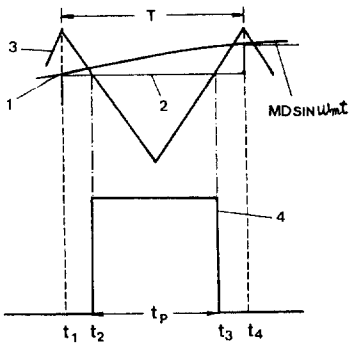
2.2 Regular PWM

Natural PWM을 Microprocessor實現에 可能하도록 改善된 方式이며 이 變調過程은 그림 2.6과 같다.



1. Reference modulation wave
2. Sample-and-hold modulation wave
3. CW (carrier wave)
4. PWM Waveform

그림 2.6 Regular PWM 波形 e
Fig2.6 Regular PWM Waveform.



1. Reference modulation wave
2. Sample-and-hold modulation wave
3. CW (carrier wave)
4. PWM Waveform.

그림 2.7 Regular PWM의 한개의 펄스
Fig 2.7 One pulse of Regular PWM.

變調方式에는 非對稱과 對稱이 있으며 그림 2.6 (b)에서 非對稱은 펄스의 앞, 뒤 點의 位置가 서로 다르며 對稱은 같다. Sample-and-hold MW와 CW의 重疊, 比較에 의해 그림 (c)의 PWM波가 決定된다. 그림 2.7은 對稱 Regular PWM의 한개의 펄스를 상세하게 나타낸 것이며 펄스幅은 다음과 같다.

$$t_p = \frac{T}{2} [1 + MD \sin \omega_m t_1] \quad (2.2)$$

펄스幅이 式(2.2)와 같이 간단하게 表現되기 때문에 Microprocessor를 利用한 Digital 實現이 可能하다.

2.3 SHE PWM

이 方式은 低次 高調波를 選定하여 選定될 高調波를 除去하므로서 PWM波를 決定한다.

그림 2.8과 같은 PWM波, 즉 $\pi/2$ 에 대해 對稱인 半波對稱을 假定한다.

그림 2.8에서 펄스의 크기는 $\pm U_a$ 이며 스위칭角은 $0 \sim \pi/2$ 사이의 스위칭數 $i=1, 2, 3, \dots, M$ 일 때

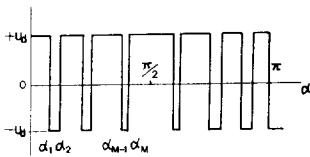


그림 2.8 인버터의 PWM 波形
Fig 2.8 PWM Waveform of Inverter.

다음 式을 만족한다.

$$0 \leq \alpha_1 \leq \alpha_2 \leq \alpha_3 \dots \leq \alpha_M < \pi/2 \quad (2.3)$$

PWM波를 Fourier級數로 展開하여 高調波 電壓의 크기를 구하면 式(2.4)와 같다.

$$U_k = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} U(\alpha) \sin K\alpha d\alpha \\ = \frac{4U_d}{K\pi} \left[1 + 2 \sum_{i=1}^M (-1)^i \cos K\alpha_i \right] \quad (2.4)$$

式(2.4)에서 基本波 電壓의 크기 U_1 은 式(2.5)로 表現할 수 있다.

$$U_1 = \frac{4U_d}{\pi} \left[1 + 2 \sum_{i=1}^M (-1)^i \cos \alpha_i \right] \quad (2.5) \\ (\alpha = [\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_M])$$

$\frac{1}{4}$ 週期當 인버터의 스위칭數 M에 대해 M-1高調波分을 除去(零)한 方程式은 다음과 같다.

$$f_n(\alpha) = 1 + 2 \sum_{i=1}^M (-1)^i \cos K_n \alpha_i = 0 \quad (2.6) \\ (n=1, 2, \dots, M-1)$$

Hamilton 演算子 H를 다음과 같이 定義한다.

$$H(\alpha, \lambda) = U_1(\alpha) \lambda^T \cdot f(\alpha) \quad (2.7) \\ \lambda = [\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_{M-1}]$$

M-1개의 高調波를 除去하고 U_1 을 最大로 하는 必要充分條件은 式(2.6)과 式(2.7)로부터 구할 수 있다.

$$H_\alpha(\alpha, \lambda) = \left[\frac{\partial H}{\partial \alpha_1} \frac{\partial H}{\partial \alpha_2} \dots \frac{\partial H}{\partial \alpha_M} \right]^T = 0 \quad (2.8)$$

M-1 高調波分을 除去시키고 U_1 變化에 대한 스위칭方式을 決定하기 위한 Newton-Raphson 反復式은 式(2.9)와 같다.

$$\begin{pmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \alpha_3 \\ \vdots \\ \alpha_M \end{pmatrix}_{p+1} = \begin{pmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \alpha_3 \\ \vdots \\ \alpha_M \end{pmatrix}_p = \left[\frac{8}{\pi} \begin{pmatrix} +\sin \alpha_1 & -\sin \alpha_2 & \dots & \pm \sin \alpha_M \\ +\sin 5\alpha_1 & -\sin 5\alpha_2 & \dots & \pm \sin 5\alpha_M \\ +\sin 7\alpha_1 & -\sin 7\alpha_2 & \dots & \pm \sin 7\alpha_M \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ +\sin K\alpha_1 & -\sin K\alpha_2 & \dots & \pm \sin K\alpha_M \end{pmatrix} \right]^{-1} \begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \\ \vdots \\ U_M \end{pmatrix} \quad (2.9)$$

式(2.9)의 解를 구하면 스위칭 方式이 決定된다.

2.4 Optimal PWM

電動機에서의 高調波 影響, 즉 高調波 損失^{9)~10)}, 토오크脈動¹¹⁾, 電磁氣의 騒音 및 振動¹²⁾을 評價函數로 定하고 이 評價函數를 最大化하는 스위칭 方式을 決定했던 Optimal PWM에서는 高調波의 影響들은 결국 高調波 電流에 基因됨을 확인할 수 있었다.

따라서, 高調波 電流, 즉 THD(Total Harmonic Distortion)를 評價函數로 定하면 이 評價函數는 電動機의 高調波 影響들을 모두 大변할 수 있는 一般의인 것이될 수 있다.

評價函數 THD는 式으로 表現하면 다음과 같다.

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{k=5}^{\infty} I_k^2}}{I_1} \tag{2.10}$$

高調波 電流 I_k 는 다음과 같다.^{9)~12), 15)}

$$I_k = \frac{U_k}{KX} \tag{2.11}$$

式(2.4)에서 $K=1$ 인 基本波 電壓의 크기는 다음과 같다.

$$U_1 = \frac{4U_a}{\pi} \left[1 + 2 \sum_{l=1}^M (-1)^l \cos \alpha_l \right] \tag{2.12}$$

式(2.3)과 式(2.12)에서 基本波 電壓의 出力範圍는 式(2.13)과 같다.

$$0 \leq U_1 \leq \frac{4U_a}{\pi} \tag{2.13}$$

式(2.3)과 式(2.13)을 만족하는 條件에서 式(2.4), (2.10), (2.11), (2.12)는 서로 相關關係가 有

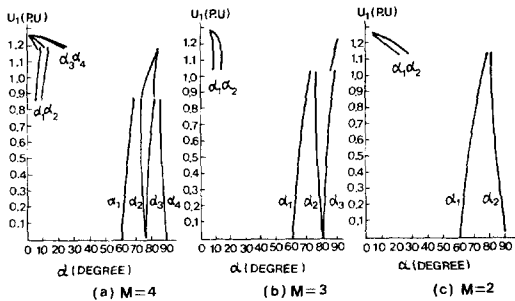


그림2.9 U_1 에 대한 α 曲線
Fig2.9 U_1 versus α curve.

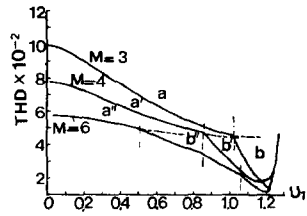


그림2.10 U_1 에 대한 THD 曲線
Fig2.10 U_1 versus THD curve.

으므로 最適化 技法을 適用하여 最適 스위칭 方式을 決定할 수 있다.^{9)~12)}

이때 決定된 Optimal 스위칭角은 그림 2.9에서 $M=2, 3, 4$ 를 例로써 提示했으며 그림 2, 10은 U_1 에 대한 THD 曲線이다.

3. Suboptimal PWM

3.1 基本理論

Optimal PWM에서 스위칭 方式을 決定할 때 計算 時間이 매우 增加하는 問題點을 解決하기 위하여 Regular PWM을 基礎로 하고 最適化 技法을 適用시켜 스위칭 方式을 決定하는 理論이다.

PWM의 變調過程은 그림 3.1과 같다.

變調波 a는 任意的 非正弦波(nonsinusoidal wave)라 假定하여 函數 $g(\omega t)$ 라 하고 變調波 C를 發生시키는데 使用된다. 여기서 b와 c를 比較하여 Sub Optimal PWM의 스위칭角 α_i 를 決定한다. 그런데

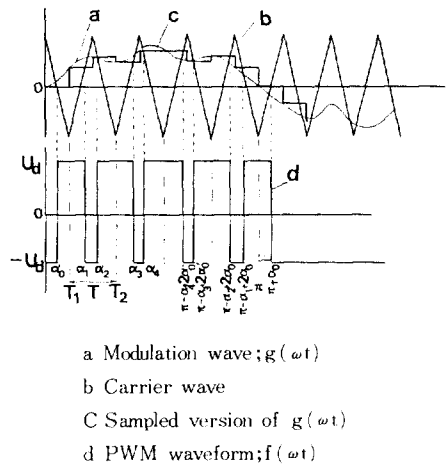


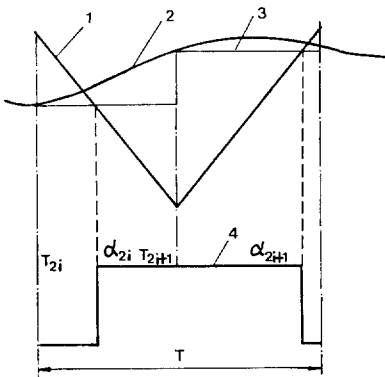
그림3.1 Suboptimal PWM 變調方式.
Fig3.1 suboptimal PWM modulation strategy.

變調波 $g(\omega t)$ 와 PWM波 $f(\omega t)$ 는 아직 결정되지 않았기 때문에 이를 最適化 技法을 適用해서 구할 수 있다.

3.2 數值的 解析

그림 3.1에서 알 수 있는 바와 같이 3相 시스템의 모델에 適用할 때 奇數 3倍數의 周波數比를 使用하면 PWM波가 α_0 에서 $\pi + \alpha_0$ 까지 半波對稱이 되므로 이는 Optimal PWM에서 假定했던 PWM波와 같은 形態가 된다.

그림 3.2는 그림 3.1의 變調過程을 다시 상세하게 나타낸 것이다.



- 1. Reference modulation
- 2. Sample-hold modulation
- 3. CW (carrier wave)
- 4. PWM waveform

그림3.2 한개의 PWM 펄스
Fig3.2 PWM one pulse.

스위칭角 α 는 다음式으로 決定할 수 있다.

$$\left. \begin{aligned} \alpha_{2i} &= T_{2i} + \frac{T}{4} [1 - g(T_{2i})] \\ \alpha_{2i+1} &= T_{2i+1} + \frac{T}{4} [1 + g(T_{2i})] \end{aligned} \right\} \quad (3.1)$$

여기서 $i=0, 1, 2, \dots$ 이며 T 는 角度로 表示한다.

그림 3.1에서 $g(T_0) = 0$ 이면 그림 3.2의 $\alpha_0 = T_0 + \frac{T}{4}$ 가 되고 T_0 가 零일 때 $\alpha_0 = \frac{T}{4}$ 가 된다. 이러한 條件을 利用하여 그림 3.2를 간단히 $\frac{T}{4}$ 만큼 이 동시키면 다음式과 같다.

$$\left. \begin{aligned} \alpha_{2i} &= T_{2(i+1)} - \frac{T}{4} g[T_{2(i+1)}] \\ \alpha_{2i+1} &= T_{2i+1} + \frac{T}{4} g[T_{2i+1}] \end{aligned} \right\} \quad (3.2)$$

式(3.2)를 一般의인 形態로 다시 表現하면 式(3.3)과 같다.

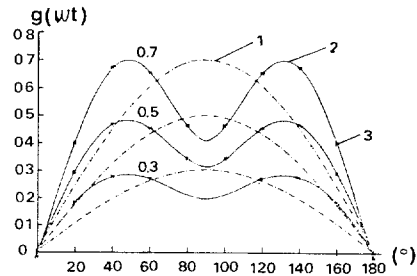
$$\alpha_i = T_i + (-1)^{i+1} g(T_i) \quad (i=1, 2, \dots, M) \quad (3.3)$$

式(3.3)의 스위칭角 α_i 를 決定하기 위해 먼저 $g(T_i)$ 가 定해져야 한다.

表1. 샘플링 點에서 $g(\omega t)$ 값 (FR=9)

Table 1. Values of $g(\omega t)$ at the sampling point (FR=9)

| U_1 | $g(20^\circ)$ | $g(40^\circ)$ | $g(60^\circ)$ | $g(80^\circ)$ | THD ($\times 10^{-2}$) |
|-------|---------------|---------------|---------------|---------------|-----------------------------|
| 0.3 | 0.181 | 0.274 | 0.268 | 0.207 | 7.950 |
| 0.5 | 0.297 | 0.459 | 0.460 | 0.335 | 6.620 |
| 0.7 | 0.402 | 0.653 | 0.670 | 0.445 | 5.440 |
| 0.9 | 0.457 | 0.901 | 0.914 | 0.516 | 4.520 |
| 1.0 | 0.450 | 1.000 | 1.000 | .618 | 4.190 |



- 1. Sinusoidal modulation ft.
- 2. modulation ft. $g(\omega t)$
- 3. Sampling points

(a) FR=9 (b) FR=15

그림3.3 1/2週期에서 變調函數 $g(\omega t)$ 의 變化 (FR=9)

Fig3.3 Variation of modulation function $g(\omega t)$ over a half period (FR=9)

3.3 變調函數의 決定

스위칭角 α_i 를 決定하기 위하여 最適인 $g(T_i)$ 를 먼저 구해야 한다.

式(2.4), (2.11), (3.3)을 式(2.10)에 代入하여 THD가 最小가 되는 點에서 $g(T_i)$ 의 값을 決定하

며 그 例는 表 1, 2와 같다.

表 1에서 FR = 9에 대한 $g(\omega t)$ 의 샘플링값을 쉽게 알아 보기 위하여 샘플링點에서 PACF (polynomial approximating curve-fitting routine)를 사용하여 等價連續 變調波를 얻으면 그림 3.3과 같다.

表 2. 샘플링 點에서 $g(\omega t)$ 값 (FR=15)

Table 2. Values of $g(\omega t)$ at the sampling point (FR=15)

| U_i | $g(12^\circ)$ | $g(24^\circ)$ | $g(36^\circ)$ | $g(48^\circ)$ | $g(60^\circ)$ | $g(72^\circ)$ | $g(84^\circ)$ | THD ($\times 10^{-3}$) |
|-------|---------------|---------------|---------------|---------------|---------------|---------------|---------------|-----------------------------|
| 0.3 | 0.094 | 0.215 | 0.264 | 0.254 | 0.264 | 0.243 | 0.215 | 4.750 |
| 0.5 | 0.124 | 0.392 | 0.463 | 0.395 | 0.441 | 0.414 | 0.351 | 3.950 |
| 0.7 | 0.085 | 0.631 | 0.720 | 0.472 | 0.607 | 0.606 | 0.478 | 3.220 |
| 0.9 | 0.017 | 0.926 | 1.000 | 0.518 | 0.759 | 0.794 | 0.624 | 2.580 |
| 1.0 | 0.013 | 1.000 | 1.000 | 0.683 | 0.875 | 0.818 | 0.727 | 2.360 |

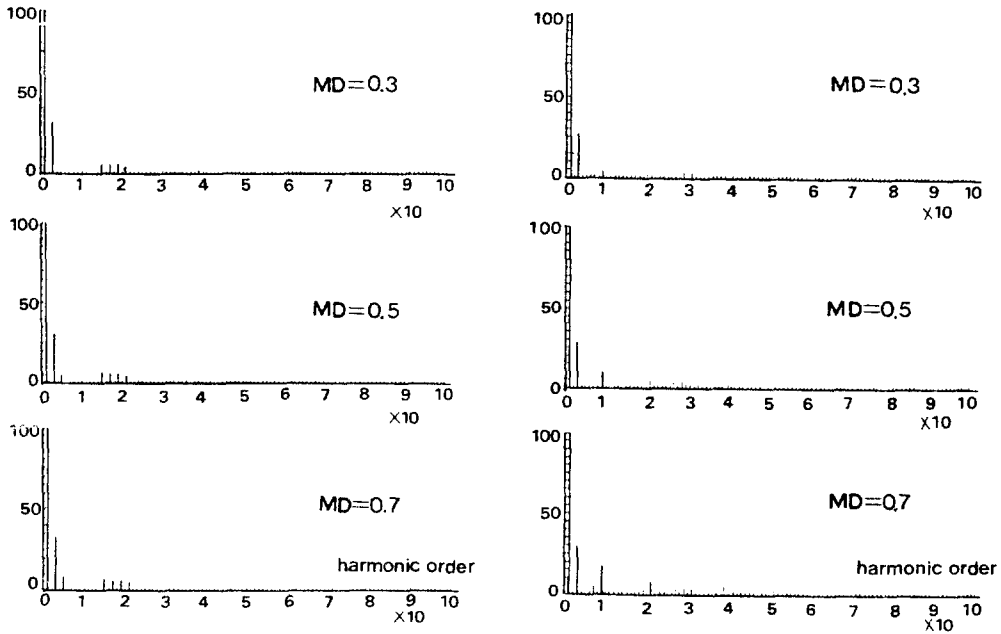


그림 3.4 $g(\omega t)$ 의 샘플 Version 스펙트럼

Fig3.4 Spectrum of sampled version of $g(\omega t)$

表 3. FR=9, 15의 데이터
Table 3. Data of FR=9, 15

(a) FR = 9

| | | | | | | | | | |
|-----------------------------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|
| U ₁ | 0.2 | 0.3 | 0.4 | 0.5 | 0.6 | 0.7 | 0.8 | 0.9 | 1.0 |
| MD | 0.2 | 0.3 | 0.4 | 0.5 | 0.6 | 0.7 | 0.8 | 0.9 | 1.0 |
| R' | 3.96 | 4.01 | 3.99 | 4 | 4 | 4 | 4 | 3.99 | 3.99 |
| THD (×10 ⁻²) | 5.17 | 4.75 | 4.35 | 3.96 | 3.60 | 3.28 | 2.99 | 2.77 | 2.62 |

(b) FR = 15

| | | | | | | | | | |
|-----------------------------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|
| U ₁ | 0.2 | 0.3 | 0.4 | 0.5 | 0.6 | 0.7 | 0.8 | 0.9 | 1.0 |
| MD | 0.2 | 0.3 | 0.4 | 0.5 | 0.6 | 0.7 | 0.8 | 0.9 | 1.0 |
| R' | 3.96 | 3.97 | 3.97 | 3.95 | 3.95 | 3.94 | 3.93 | 3.92 | 3.91 |
| THD (×10 ⁻²) | 8.65 | 7.96 | 7.92 | 6.65 | 6.04 | 5.50 | 5.02 | 4.64 | 4.38 |

그림 3. 3에서 變調函數는 샘플링 變調點에서 순수 sine波에 一致하지 않고 PWM波의 基本波가 增加할 수록 3倍數 高調波가 增加한다. 따라서 g(ωt)의 變化는 어떤 特定한 形態에 適當하지 않고 주어진 FR에 대해서도 기대할 수 없기 때문에 매우 복잡하게 된다.

FR=9, 15일 때 g(ωt)를 Fourier級數로 變換하여 高調波 스펙트럼 分析해 보면 그림 3. 4와 같다.

모든 FR에 대해서 一般的으로 存在하는 가장 큰 高調波는 3次이므로 變調函數 g(ωt)는 近似的인 函數로 表現할 수 있다.

$$g(\omega t) = MD[\sin \omega t + R \sin 3\omega t] \quad (3.4)$$

式(3.3)과 (3.4)를 利用하여 스위칭角을 다음과 같이 表現할 수 있다.

$$\alpha_i = T_i + (-1)^{i+1} \frac{T}{4} MD[\sin(T_i) + R \sin(3T_i)] \quad (3.5)$$

여기서, 式(3.5)를 式(2.4)에 代入하여 THD가 最小가 되는 3次 高調波의 크기를 구하면 表 3과 같다.

表 3은 全 U₁의 範圍에 대한 FR=9, 15의 計算 結果이며 파라미터 R'=1/R은 3次 高調波에 대한 基本波 크기의 比를 나타낸다. 여기서 比 R'는 全 FR와 U₁ 範圍에서 近似的으로 4임을 알 수 있다.

따라서 變調波 g(ωt)는 다음式과 같이 定할 수 있다.

$$g(\omega t) = MD\left[\sin(\omega t) + \frac{1}{4} \sin(3\omega t)\right] \quad (3.6)$$

式(3.6)은 순 FR에 대해 無關하며 MD에 대해 線型的으로 變化하게 되므로 주어진 FR와 U_1 에 대해 쉽게 定할 수 있다. 式(3.6)을 式(3.3)에 代入하면 스위칭角은 쉽게 구할 수 있다.

3.4 結果 및 比較

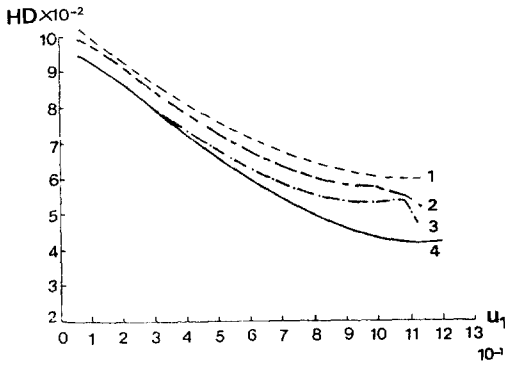
그림 3.5는 本 Suboptimal PWM과 Natural, Regular PWM에 대한 THD의 比較이다.

이 그림에서 Suboptimal PWM方式이 從來의 Natural, Regular PWM 보다 THD가 低減됨을 알 수 있었다.

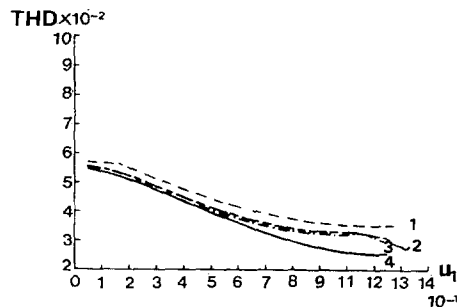
그림 3.6은 本 Suboptimal PWM과 Optimal PWM, SHE PWM에 대한 THD의 比較이다.

그림 3.6(a)에서는 本 Suboptimal PWM이 SHE 보다 THD가 적지만 Optimal PWM보다는 약간 크게 나타났다. 그러나, (b)에서는 低電壓일 경우, Optimal PWM과 거의 같게 나타났고 SHE PWM 보다는 적게 나타남을 알 수 있다.

電動機를 運轉시킬 때 低電壓에서 高調波 影響이 매우 重要하게 되므로 本 Suboptimal PWM 方式이 매우 有效하며, 또한 Optimal PWM에서 스위칭方



(a) FR = 9 (M = 4)

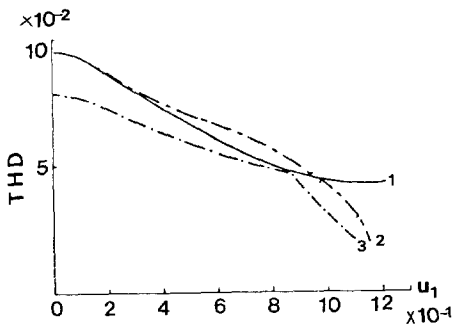


(b) FR = 15 (M = 7)

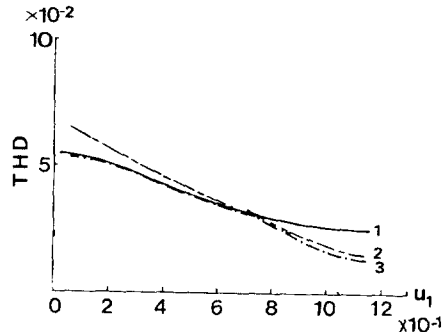
1. Natural PWM 2. Regular symmetric PWM 3. Regular asymmetric PWM 4. Suboptimal PWM

그림3.5 PWM의 比較

Fig3.5 Comparison of PWM



(a) FR = 9 (M = 4)



(b) FR = 15 (M = 7)

1. Suboptimal PWM 2. SHE PWM 3. Optimal PWM

그림3.6 PWM의 比較

Fig3.6 Comparison of PWM

式을 決定할 때 計算時間이 많이 所要되었던 點을 解決하여 마이크로프로세서의 實現에 應用할 수 있도록 하였다.

4. VSD시스템의 適用 및 檢討

4.1 3相 誘導電動機의 VSD特性

3相 誘導電動機의 速度는 式(4.1)과 같고 電動機의 電壓은 式(4.2)와 같다.

$$N \approx \frac{120F}{P} (1 - S) \tag{4.1}$$

$$U_1 = 4.44K\omega \phi f_w \tag{4.2}$$

電動機의 速度를 制御하기 위하여 式(4.1)의 周波數를 制御해야 하며, 式(4.2)에서 磁束을 一定하게 하면 周波數의 制御에 대해 電壓도 同時に 制御해야 한다.

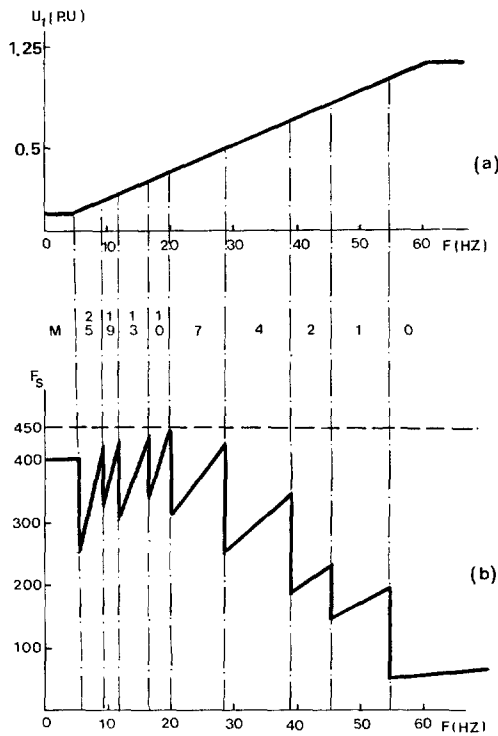


그림 4.1 (a) 一定磁束에 대한 \$U_1/F\$ 특성
(b) 인버터터의 스위칭 周波數
Fig4.1 (a) \$U_1/F\$ characteristics for constant flux.
(b) Inverter switching frequency

그림 4.1은 一定 磁束에 대한 VSD特性을 나타내며, (a)는 “\$U_1/F\$ = 一定”制御이고 (b)는 인버터터를 스위칭 周波數의 限界內에서 運轉시키기 위하여 低速에서는 많은 스위칭數로 運轉하다가 高速이 될수록 차츰 스위칭數를 減少시켜 運轉시킨 인버터터의 스위칭 周波數이다.

4.2 實驗結果 考察

實驗對象의 誘導電動機는 3相, 1[hp], 定格220[V], 3.5[A], 1800[rpm], 60[Hz]이며 VSD 시스템의 實驗裝置는 그림 4.2와 같다.



그림 4.2 實驗裝置
Fig4.2 Experimental apparatus.

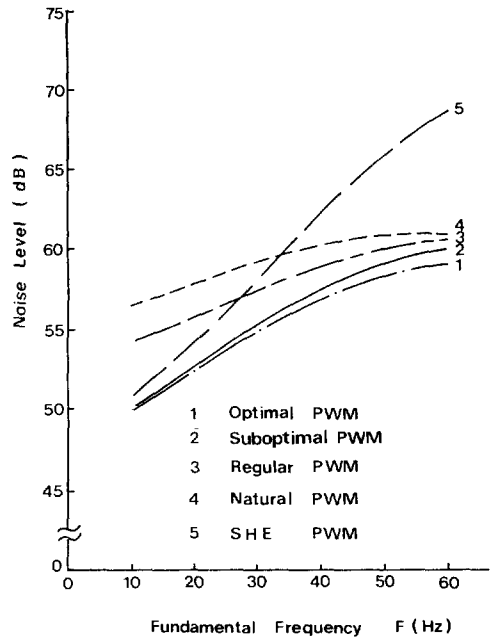
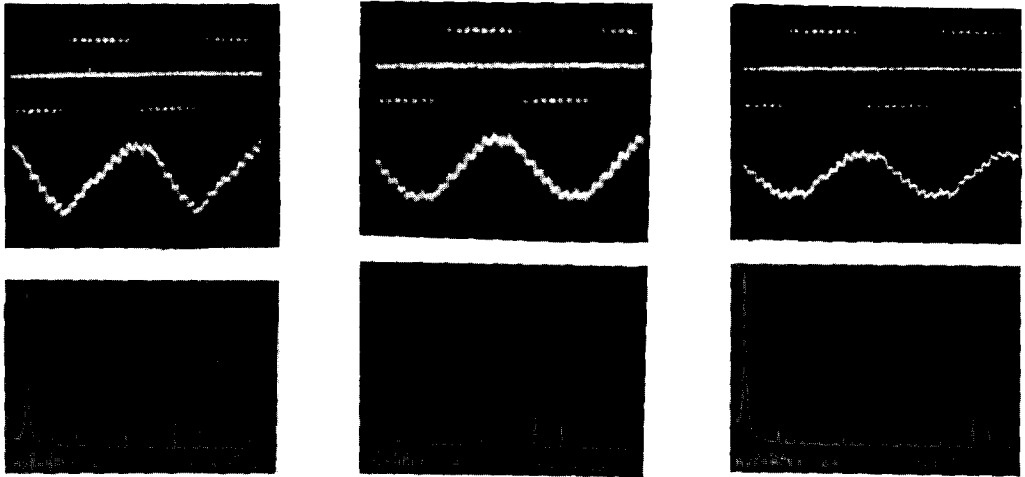


그림 4.3 電動機의 騒音레벨
Fig4.3 Noise level of motor.



(a) SHE PWM (M=4)

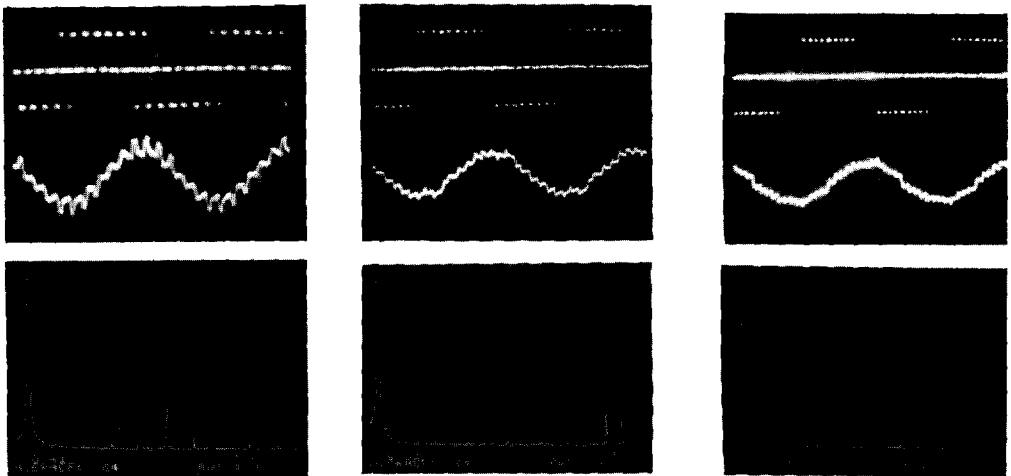
(b) Suboptimal PWM (M=4)

(c) Optimal PWM (M=4)

그림 4.4 인버터의 線間電壓, 電流 및 電流 高調波스펙트럼

Fig4.4 Line-to-Line voltage, current and current harmonic spectrum of Inverter.

(F=30(Hz), $U_1=0.6(p.u)$)



(a) Natural PWM (FR=9)

(b) Regular PWM (FR=9)

(c) Suboptimal PWM (M=4)

그림 4.5 인버터의 線間電壓, 電流 및 電流 高調波스펙트럼

Fig4.5 Line-to-Line voltage, current and current harmonic spectrum of Inverter.

(F=30(Hz), $U_1=0.6(p.u)$)

그림 4.2와 같은 實驗裝置를 構成한 後, 그림 4.1의 스위칭方式대로 Natural, Regular, SHE, Optimal 및 Suboptimal PWM으로 VSD를 實現하였다.

이 때 高調波 影響으로 나타나는 騒音레벨을 測定하면 그림 4.3과 같다.

SHE方式은 低 周波數에서는 Optimal PWM과比較할 때 騒音이 큰 差異를 보이고 있지 않지만 高 周波數에서는 騒音이 매우 增加한다. 이는 低 周波數에서는 除去하는 高調波가 많고 高 周波數에서는 除去하는 高調波가 적기 때문이다.

本 Suboptimal PWM은 從來의 Natural, Regular, SHE PWM 보다는 騒音이 매우 低減되는 現象을 알 수 있었고 Optimal PWM方式과 거의 類似함을 알 수 있었다.

FR = 9 (M = 4)일 때 인버터의 線間電壓, 電流 및 電流 高調波 스펙트럼을 測定한 結果가 그림 4.4, 4.5와 같다.

그림 4.4는 Suboptimal PWM이 從來의 Natural, Regular PWM보다 高調波가 적게 나타남을 확인할 수 있었다. 그림 4.5에서는 SHE가 低次 高調波가 크게 나타나고 電流의 歪率이 심하게 나타나는데 이는 세계의 高調波만 除去시켰기 때문이며, Suboptimal PWM은 SHE보다는 훨씬 양호하고 Optimal PWM과는 거의 類似한 結果를 얻을 수 있었다.

5. 結 論

本 研究은 Optimal PWM에서 스위칭方式을 決定할 때 計算時間이 많이 所要되었던 點을 解決하기 위하여 Regular PWM을 應用하여 Optimal PWM과 類似한 效果를 얻을 수 있는 Suboptimal PWM을 開發하였다. 理論 및 實驗을 통하여 本 研究에서 얻어진 結論은 다음과 같다.

(1) Regular PWM을 基礎로 하여 最適技法을 適用하여 開發한 Suboptimal PWM은 THD 比較에서 Optimal PWM과 거의 類似하였고 從來의 Natural, Regular, SHE PWM 보다는 훨씬 양호함을 알 수 있었다.

(2) Optimal PWM에서 항상 問題點으로 지적되어 왔던 스위칭方式의 決定時 많이 所要되었던 計算時間 問題를 解決하였으며 Microprocessor의 On-Line, Real time實現이 可能함을 알 수 있었다.

(3) 낮은 인버터의 動作周波數에서 使用이 可能하므로 周波數範圍를 확장할 수 있었다.

(4) 高調波 影響인 騒音레벨의 比較에서 U_1 의 全範圍에 대해 Optimal PWM과 거의 類似하였고 從來의 Natural, Regular, SHE 보다는 훨씬 우수하였다.

(5) 인버터의 線間電壓, 電流 및 電流 高調波 스펙트럼의 比較에서도 Optimal PWM과는 거의 類似하였지만 Natural, Regular, SHE 보다는 훨씬 양호함을 알 수 있었다.

高調波 影響을 低減시키기 위한 本 Suboptimal PWM이 誘導電動機뿐만 아니라 同期電動機, PM 電動機등의 他 交流電動機에서도 適用이 可能하며 一般 產業界에 適用한다면 매우 有用한 方式이 될 것이라고 期待해 본다.

REFERENCE

- 1) P. D. Ziogas, "Optimum voltage and harmonic control PWM techniques for three phase static UPS systems." in conf. Rec., IAS 1979, pp. 370~374
- 2) Bowes, S. R., et al., "Transient performance of inverter system.", IEE Proc. B, Electr. Power Appl., 1982, 129(6), pp. 301~314
- 3) Bowes, S. R., et al., "Digital computer simulation of variable speed PWM inverter-machine drives.", IEE proc. B, Electr. Power Appl., 1983, 130(3), pp. 149~160.
- 4) 難波江章, "最近의 可變速 電動機의 技術動向.", 電氣學會雜誌, 103卷(9號), pp. 869-870, 1984.
- 5) B. Mokrytzki, "Pulse width modulated inverters for AC motor drives.", IEEE Trans., vol. IGA-3, pp. 493~503, 1967.
- 6) Bowes, S. R., et al., "New sinusoidal pulse width modulated inverters.", vol. 23, NO. 11, November, pp. 1279~1285, 1975.
- 7) Patel, H. S., et al., "Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverter: part I - Harmonic elimination.", IEEE Trans., vol. IA-9, pp. 310~317, 1973.
- 8) Patel, H. S., et al., "Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverter: part II - voltage control techniques.", IEEE Trans., IA - 10, pp. 666~673, 19

- 74.
- 9) G. S. Buja, etal, "Optimal pulse width modulation for feeding AC motors.", IEEE Trans., vol. IA - 13, pp.38~44, 1977.
 - 10) 李允鍾, 徐基永, 鄭東和, "3相 誘導電動機의 運轉을 위한 Optimal PWM에 관한 研究.", 大韓電氣學會, 34권, 9호 pp.28~35, 9월, 1985.
 - 11) 李允鍾, 鄭東和, "可變速 3相 誘導電動機의 토오크脈動 最小化를 위한 Optimal PWM方式.", 大韓電氣學會誌, 35권, 6호 pp.9~17, 6월, 1986.
 - 12) 李允鍾, 鄭東和, "Optimal PWM方式에 의한 可變速 誘導電動機의 騒音 및 振動 低減 研究.", 大韓電氣學會誌, 36권, 2호 pp.27~34, 2호, 1987.
 - 13) 李允鍾, 鄭東和, 吳元錫, "可變速 誘導電動機의 高調波 影響을 低減하기 위한 새로운 PWM方式.", 大韓氣學會, 秋季學術研究 發表論文集 第7回, pp.60~62, 1986.
 - 14) 戸田孝, 寺嶋正之, "高調波의 影響と低減", 電氣學會雜誌, 103卷(9號), pp.887~890, 昭58-9.
 - 15) 鄭東和, "3相 誘導電動機의 高調波 影響을 最小化하기 위한 인버터의 最適 스위칭方式." 漢陽大學校, 博士學位論文, 1987. 6