

論 文

電壓源 인버터의 펄스信號를 發生시키기 위한 PWM 方式의 特性 比較

正會員 鄭 東 和* 正會員 李 允 鍾** 正會員 吳 元 錫**

The Characteristic Comparison of Various PWM Strategies for Generating Pulse Signal of Voltage Source Inverter

Dong Hwa CHUNG*, Yoon Jong LEE**, Won Seok O** *Regular Members*

要 約 本 研究는 電壓源 인버터의 펄스信號를 發生시키기 위한 PWM 方式의 特性 및 長短點을 比較하여 提示하였다. 電壓源 인버터를 PTR로 設計하여 VSD를 構成한 후 各 PWM 方式으로 誘導電動機를 可變速 運轉시켜 騒音레벨, 線間電壓 및 電流 波形, 電流 高周波 스펙트럼을 測定하였다.

그 結果, Suboptimal PWM 方式은 高周波 影響이 Optimal PWM 方式과 類似한 結果로 良好하게 나타나며 microprocessor 應用이 可能하였고, TP PWM 方式은 3相中 2相만 制御하기 때문에 CPO에 要하는 處理負擔을 줄일 수 있으며 出力電壓을 增大시킬 수 있는 優秀한 方式임을 알 수 있었다.

ABSTRACT This paper compares and shows the characteristics of various PWM strategies used to generate pulse signals of voltage source inverter.

We designed the inverter using PTR and constituted the variable speed drive (VSD) system. For each PWM strategy, acoustic noise level, line-to-line voltage and current waveform, and current harmonic spectrum are measured with respect to the VSD of induction motor.

The Suboptimal PWM strategy showed the similar harmonic effects to those of the Optimal PWM strategy. In addition, the microprocessor application was available to the former. The TP PWM strategy was excellent in that it could reduce the CPU load and increase the output voltage since the strategy could control only two phase of the three.

I. 序 論

電壓源 인버터의 펄스信號를 發生시키기

위한 PWM(Pulse Width Modulation) 方式은 電壓 및 周波數를 同時에 制御할 수 있으며, 高周波 影響을 低感시킬 수 있는 特徵때문에 VSD(Variable Speed Drive)¹⁾, UPS(Uninterruptable Power Supply)²⁾ 및 SFC(Static Frequency Changer)³⁾등에 應用되어 一般 産業界에 많은 呼應을 받고 있다. PWM 方式에 대한 研究

* 順天大學 電氣工學科
Dept. of Electrical Engineering, Suncheon Nat'l Univ.
** 漢陽大學校 電氣工學科
Dept. of Electrical Engineering, Hanyang Univ.
論文番號 : 90-40(接受1990. 2. 3)

는 1960年代에 Natural PWM analog 方式이 最初로 始作되어⁴⁾, 1970年代 初期에는 digital 方式을 利用한 Regular PWM 方式이 提案되었고⁵⁻⁶⁾ 1970年 中期, 末期에는 microprocessor를 基礎로 한 SHE(Selected Harmonic Elimination)⁷⁻⁸⁾ 및 Optimal PWM 方式⁹⁾이 開發되었다. 그리고 1980年代부터 最近에는 SHE 및 Optimal PWM 方式의 眞價가 認定되어 改善된 새로운 方式이 登場하고 있다.¹⁰⁾⁻²²⁾

Natural PWM 方式은 analog 方式의 實現이 容易하여 지금까지 一般 産業界에 많이 使用되었으며 digital hardware 및 microsoftware의 實現에는 다소 어려움이 있었다. Regular PWM 方式은 本質적으로 digital 實現이 容易하도록 開發하였기 때문에 離散 digital hardware, LSI 및 microsoftware를 使用하여 매우 効率的으로 實現 可能한 方式이었다.

最適化 技法을 基礎로하는 SHE와 Optimal 方式은 인버터의 스위칭 損失을 最小化할 수 있을 뿐만 아니라 THD(Total Harmonic Distortion)을 最小化할 수 있는 點이 特徵이라 할 수 있다. 그러나 Natural과 Regular PWM에서와 같이 잘 正義된 變調過程이 없기 때문에 最適 스위칭方式을 決定할 때 計算時間이 스위칭數M의 增加에 따라 幾何級數적으로 增加하게 되어 매우 어렵게 된다. 따라서 最適化 PWM方式은 最適 스위칭角을 決定할 때 main frame 컴퓨터 및 數值的 最適化技法을 使用하여 오프라인에서 開發되어 왔다.

高速應答이 要求되는 VSD의 microprocessor 計算總量은 PWM에서 필요한 應答과 microprocessor의 速度에 의해 制限을 받게 되며, 이러한 條件을 利用할 수 있는 時間範圍내에서 온라인, 實時間을 利用할 수 있는 最適化 PWM이 必要하게 되었다. 이는 Optimal PWM方式의 改善된 方式인 Suboptimal PWM 方式을 利用하여 解決할 수 있다.

새로운 TP PWM(Two Phase PWM) 方式은 3相中 1相의 電壓은 固定시키고 다른 2相으로 制御하기 때문에 CPU 處理에 要하는 負擔을

줄일 수 있고, PTR(Power Transistor)의 스위칭 數를 줄여 스위칭 損失을 低感시킬 수 있으며 出力電壓을 增加시킬 수 있어 一般 産業界에 適用하면 有效한 方式이 될 수 있을 것이다.

本 研究에서는 PTR로 構成된 電壓源 인버터를 設計하여 各 PWM 方式으로 誘導電動機를 可變速 運轉시켜 보았다. 이 때 나타나는 PWM 方式의 特徵, 長短點을 考察하여 提示하고자 한다.

II. 인버터의 PWM 方式

3相 誘導電動機의 VSD 驅動 시스템은 그림 1과 같이 PTR를 利用한 인버터 回路는 그림 2와 같다.

그림 2의 controller에서 制御 펄스信號를 TR 베이스에 가해 주는 方法이 PWM 方式이다.

1. Natural PWM 方式

Natural PWM 方式은 그림 3과 같이 MW (Modulation Wave)인 sine波와 CW(Carrier Wave)인 三角波를 重疊, 比較에 의하여 MW

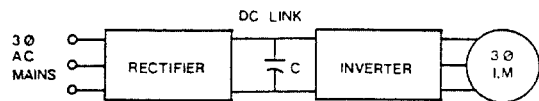


그림 1. 3相 誘導電動機의 VSD 驅動 시스템
Fig.1. VSD drive system of three phase induction motor

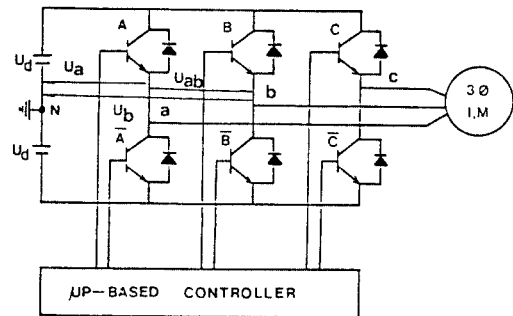
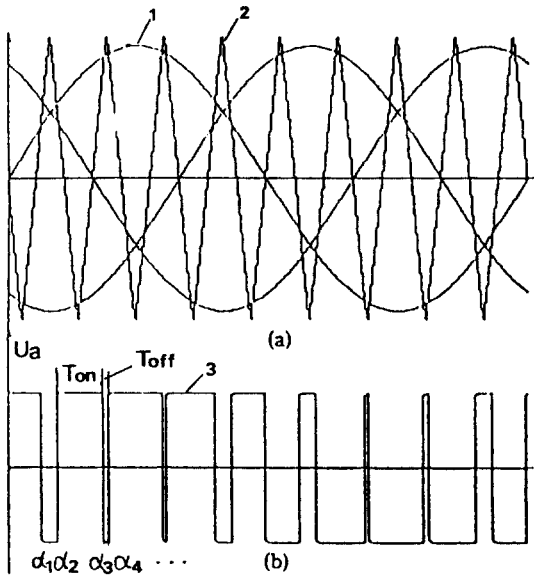


그림 2. PTR를 利用한 3相 인버터 回路
Fig.2. Three phase inverter circuit using PRT.



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

그림 3. Natural PWM 방법
Fig.3. Natural PWM strategy

가 CW보다 클 때에는 $+U_d$, MW가 CW보다 적을 때는 $-U_d$ 인 相電壓을 發生하여 스위칭角 $\alpha_1, \alpha_2, \dots$ 가 決定된다.

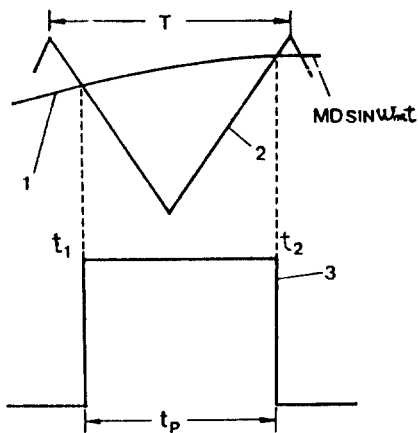
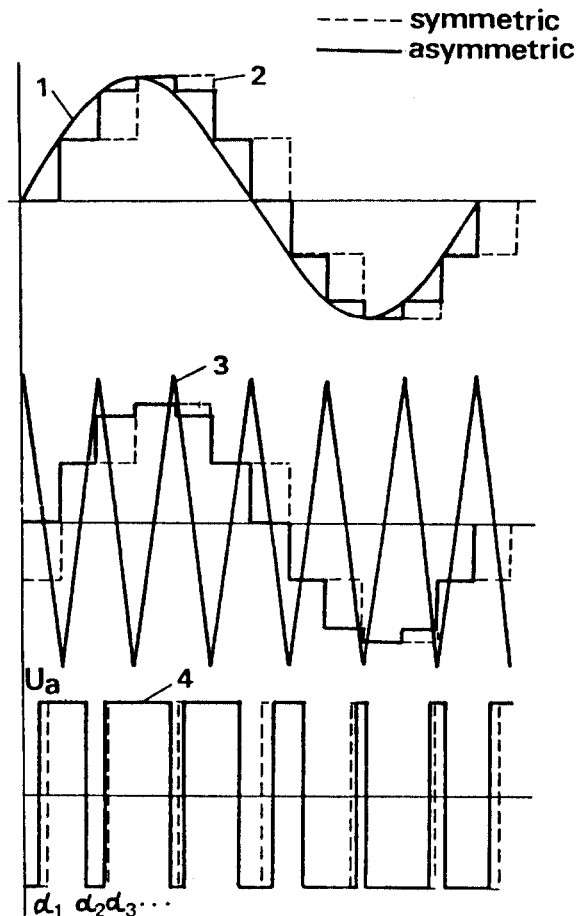


그림 4. Natural PWM의 한개의 펄스
Fig.4. One pulse of Natural PWM

MW와 CW의 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 4는 Natural PWM의 한개의 펄스를 詳細하게 나타낸 것이며 펄스幅은 다음과 같이 表現할 수 있다.

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



1. reference modulation wave
2. sample-hold modulation wave
3. CW (Carrier Wave)
4. PWM Waveform

그림 5. Regular PWM 波形
Fig.5. Regular Pwm 波形

Natural PWM은 analog 實現으로 一般 產業界에 많이 使用되어 왔다.

2. Regular PWM 方式

Natural PWM 方式을 microprocessor 實現에 可能하도록 改善된 方式이며 이 方式의 變調過程은 그림 5와 같다.

變調方式에는 對稱과 非對稱이 있으며 그림 5에서 對稱은 펄스의 앞, 뒷 點의 位置가 서로 같고 非對稱은 서로 다르다. sample-and-hold MW와 CW의 重疊, 比較에 의해 그림(c)의 PWM 波가 決定된다.

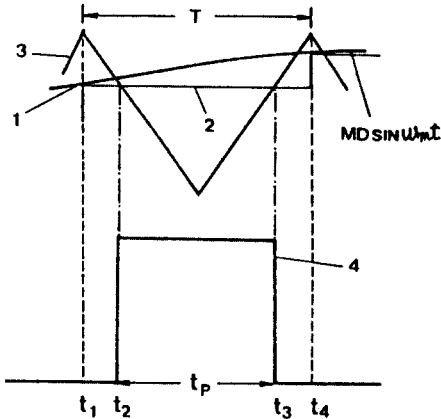


그림 6. Regular PWM의 한개의 펄스
Fig.6. One pulse of Regular PWM

그림 6은 非對稱 Regular PWM 方式의 한개의 펄스를 詳細하게 나타낸 것이며 펄스幅은 다음과 같다.

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

펄스幅이 식(2)와 같이 簡單하게 表現되기 때문에 microprocessor를 利用한 digital 實現이 可能하다.

3. SHE PWM 方式

이 方式은 低次 高調波를 選定하여 選定된

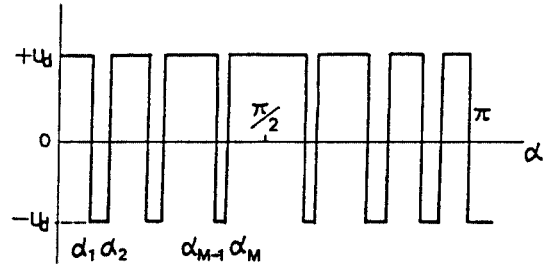


그림 7. 인버터의 PWM 波形
Fig.7. PWM waveform of inverter

高調波를 除去하므로서 PWM 波를 決定한다. ¹¹⁾²⁰⁾ 그림 7에서 펄스폭기는 $+U_d$ 이며 스위칭角은 $0 - \pi/2$ 사이의 스위칭數 $i=1,2,3,\dots,M$ 일 때 다음식을 滿足한다.

$$0 \leq \alpha_1 \leq \alpha_2 \leq \dots \leq \alpha_M < \pi/2 \quad (3)$$

PWM波를 fourie series로 展開하여 高調波 電壓의 크기를 구하면 식(4)와 같다.

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

식(4)에서 基本波 電壓의 크기 U_1 은 식(5)로 表現할 수 있다.

$$\begin{aligned} U_1 &= \frac{4U_d}{\pi} [1 + 2 \sum_{i=1}^M (-1)^i \cos \alpha_i] \\ (\alpha &= [\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_M]) \end{aligned} \quad (5)$$

1/4週期當 인버터의 스위칭數M에 대해 (M-1) 高調波分을 除去한 方程式은 다음과 같다.

$$f_n(\alpha) = 1 + 2 \sum_{i=1}^M (-1)^i \cos k_n \alpha_i = 0 \quad (6)$$

Hamilton 演算子 H를 다음과 같이 正義한다.

$$\begin{aligned} H(\alpha, \lambda) &= U_1(\alpha) + \lambda^T f(\alpha) \\ (\lambda &= [\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_{M-1}]) \end{aligned} \quad (7)$$

(M-1)個의 高調波를 除去하고 U_1 를 最大로 하는 必要充分 條件은 式(6)과 (7)로 부터 구할 수 있다.

$$H_x(\alpha, \lambda) = \left[\frac{\partial H}{\partial \alpha_1}, \frac{\partial H}{\partial \alpha_2}, \dots, \frac{\partial H}{\partial \alpha_M} \right]_{T=0} \quad (8)$$

(M-1)個의 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(9)와 같다.

$$\begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \vdots \\ \alpha_M \end{bmatrix} = \frac{8}{\pi} \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \vdots \\ \alpha_M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} +\sin\alpha_1 \\ +\sin 5\alpha_1 \\ \vdots \\ +\sin k\alpha_1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} -\sin\alpha_2 \cdots \pm \sin\alpha_M \\ -\sin 5\alpha_2 \cdots \pm \sin 5\alpha_M \\ \vdots \\ -\sin k\alpha_2 \cdots \pm \sin k\alpha_M \end{bmatrix} - 1 \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ \vdots \\ U_M \end{bmatrix} \quad (9)$$

式(9)의 解를 구하면 스위칭 方式이 決定된다.

4. Optimal PWM 方式

電動機에서의 高調波 影響, 즉 高調波 損失¹⁾, 토오크 脈動¹¹⁾, 電磁氣的인 騒音 및 振動¹²⁾등을 評價函數로 定하고 이 評價函數를 最小化하여 스위칭 方式을 決定했던 Optimal PWM方式에서 高調波 影響들은 결국 高調波 電流에 基因함을 알 수 있었다.²³⁾

따라서 高調波 電流, 즉 THD (Total Harmonic Distortion)을 評價函數로 定하면 이 評價函數는 電動機의 高調波 影響들을 代辯할 수 있는 一般的인 것이 될 수 있다.

評價函數 THD는 다음式과 같다.

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{k=5}^{\infty} I_k^2}}{I_1} \quad (10)$$

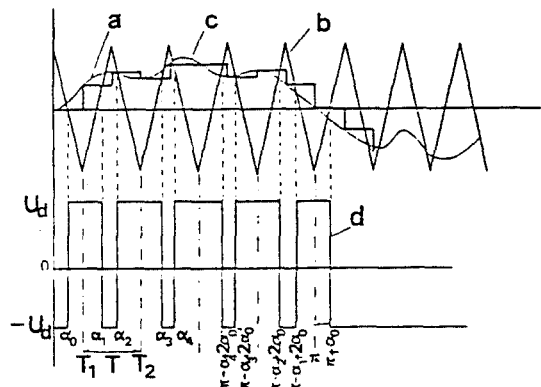
高調波 電流 I_k 는 다음과 같다.

$$I_k = \frac{U_k}{kX} \quad (11)$$

式(4)에서 $k=1$ 인 基本波 電壓의 크기는 다음과 같다.

$$u_1 = \frac{4u_d}{\pi} \left[1 + 2 \sum_{i=1}^M (-1)^i \cos\alpha_i \right] \quad (12)$$

式(3)과 (13)을 滿足하는 條件에서 式(4), (10), (11) 및 (12)는 서로 相關關係가 있으므로 最適化 技法을 適用하여 最適스위칭 方式을 決定할 수 있다.



a. Modulation wave : $g(wt)$
 b. Carrier wave
 c. Sampled version of $g(wt)$
 d. PWM waveform : $f(wt)$

그림 8. Suboptimal PWM의 變調方式
 Fig.8. Suboptimal PWM modulation strategy

5. Suboptimal PWM 方式

Optimal PWM에서 스위칭 方式를 決定할 때 計算時間이 매우 增加하는 問題點을 解決하고 microprocessor 온라인, 實時間에서 使用可能한 Suboptimal PWM 方式는 Regular PWM 方式를 基礎로 하고 最適化 技法을 適用시켜 스위칭 方式를 決定하는 理論이다.¹⁴⁾²³⁾

그림 8의 PWM 變調過程에서 變調波 a는 任意的 非正弦波라 假定하여 函數 g(wt)라 하고 變調波 c를 發生시키는데 使用한다. 여기서 b와 c를 比較하여 Suboptimal PWM의 스위칭角 α_1 를 決定한다.

一般화된 變調波 g(wt)는 式(13)과 같이 구하고 α_1 의 一般化 스위칭角은 式(14)와 같이 구한다.

$$g(wt) = MD[\sin(wt) + \frac{1}{4} \sin(3wt)] \quad (13)$$

$$\alpha_i = T_i + (-1)^{i+1} \frac{T}{4} g(T_i) \quad (14)$$

(i=1,2,...,M)

低 電壓의 경우에는 式(13)은 全 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(13)을 式(14)에 代入하여 스위칭角을 쉽게 決定할 수 있다.

高 電壓의 경우에는 그림 9과 같이 premodulation 方式에 의해 스위칭角을 決定할 수 있다.

PWM波는 1/4週期에 대해 對稱인 半波對稱으로 假定하면 PWM 스위칭角의 一般式을 다음과 같이 表現할 수 있다.

$$\alpha_i = T_i + (-1)^{i+1} \frac{T_c \cdot MD}{4} \cdot \sin(T_i) \quad (15)$$

$$(T_i = \frac{iT_c}{2}, FR = \frac{T}{T_c})$$

式(15)를 式(4)에 代入하여 定理하면 다음式과 같다.

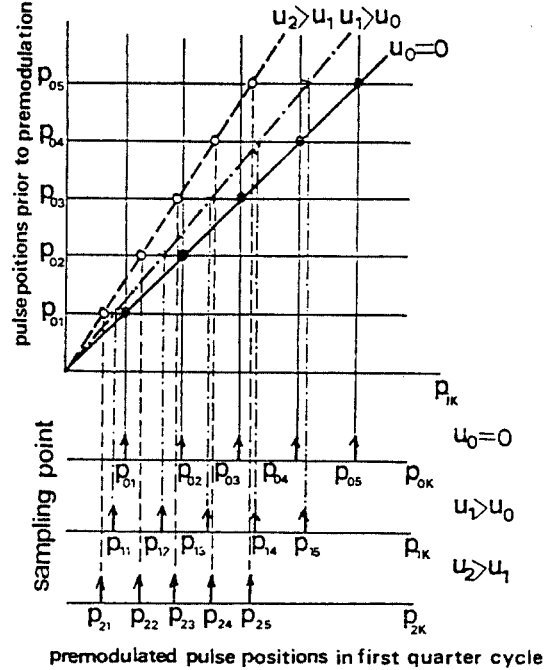


그림 9. 여러 基本波 電壓레벨에 대한 펄스位置와 샘플링點
Fig.9. 에서 連續的인 premodulation의 影響
Effects of continuous premodulation on pulse position and sampling points for different fundamental voltage level

$$U_k = \frac{4}{K\pi} [1 + 2 \sum_{i=1}^M (-1)^i \cos(k[\frac{iT}{2FR} + (-1)^{i+1} \frac{T \cdot MD}{4FR} \sin(\frac{iT}{2FR})])] \quad (16)$$

式(16)에서 다음式과 같은 汎函數의 關係를 考慮하여 最適 스위칭角을 決定할 수 있다.

$$FR = f(M, MD, U_1, THD) \quad (17)$$

6. TP PWM 方式

앞에서 敍述했던 PWM 方式들은 펄스信號를 만들기 위해 3相 變調方式를 使用하였으나 TP (Two Phase) PWM 方式는 3相中 1相의 電壓은 固定시키고 다른 2相으로 變調시키는 方式이다. 이 方式는 3相中 2相을 制御하기 때문에 CPU의 처리에 필요한 부담을 줄일 수 있으며 出力 電壓을 增加시킬 수 있는 利點이 있다.

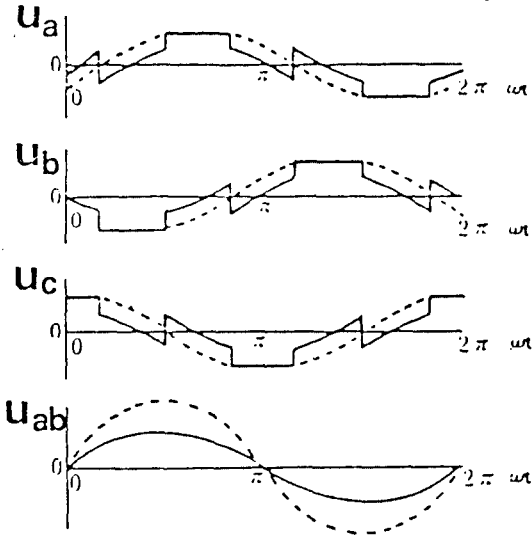


그림 10. TP PWM 방식의 변조원리
Fig.10. Modulation principle of TP PWM strategy

그림 10은 TP PWM 방식의 변조원리를 나타냈으며 그림 11은 TP PWM波形 발생회로의 블록도를 나타내었고, waveform 발생에 필요한 Data는 그림 12과 같이 Table로 만들었으며 이 Data를 사용할 펄스폭 연산법은 그림 13과 같다.

그림 13에서 펄스폭을 계산하면 다음 식과 같다.

$$T_{on} = U^* \cdot T_c \cdot f(\theta) \quad (18)$$

$$T_{off} = (T_c - T_{on}) / 2$$

(T_c : Carrier 週期)

(U^* : 指令 電壓)

그림 14는 그림 12의 Data Table과 그림 13의 펄스폭 연산법에 의해 만들어진 PWM波形

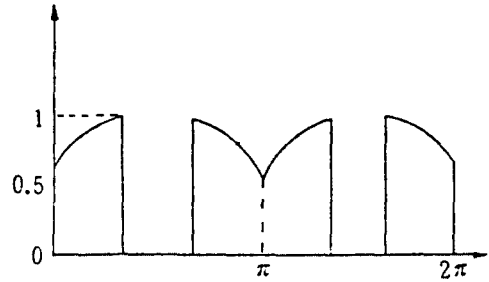


그림 12. 데이터 테이블
Fig.12. Data table

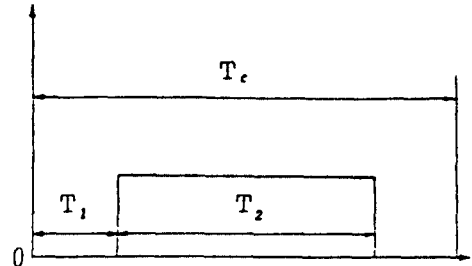


그림 13. 펄스폭 연산
Fig.13. Pulse width calculation

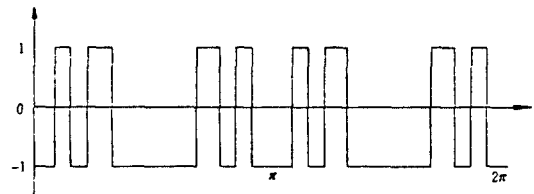


그림 14. PWM 波形
Fig.14. PWM waveform

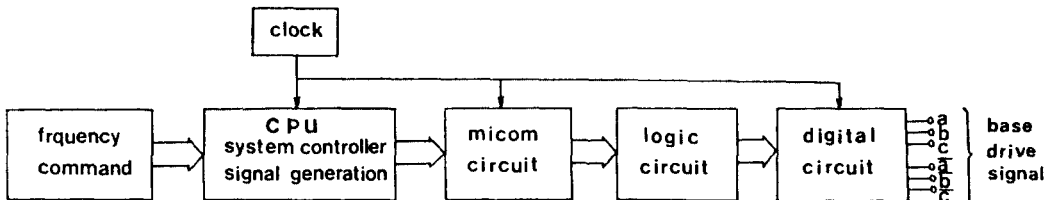


그림 11. TP PWM 波形發生 回路의 블록圖
Fig.11. Block diagram of TP PWM waveform generation

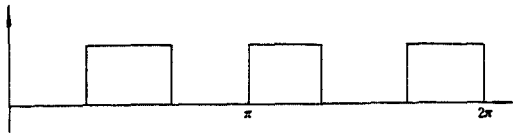


그림 15. 周波數의 3倍 波形
Fig.15. Triple waveform of frequency

이다. 이는 點에 대하여 線對稱 波形이므로 正弦波 PWM 波로 變換하기 위해서는 CPU로 부터 周波數의 3배되는 矩形波를 그림 15과 같이 發生시킨다.

그림 15의 矩形波에서 正일 경우에 PWM波를 反轉시키고 負일 경우에 反轉시키지 않고 그대로 使用하므로써 그림 16과 같은 正弦波에 類似한 PWM 波形을 發生시킬 수 있다.

VSD 시스템을 構成하여 인버터의 周波數를 60(Hz)에서 10(Hz) 單位로 내리면서 負荷變化時의 速度-토크 特性을 測定한 結果는 그림 17과 같다. 全 區間에서 定格 토크로 圓滑하게 運轉되었으며 낮은 周波數에서도 電壓의 自動補償으로 슬립이 크게 增加하지 않고 定格 토크까지 運轉이 可能하였다.

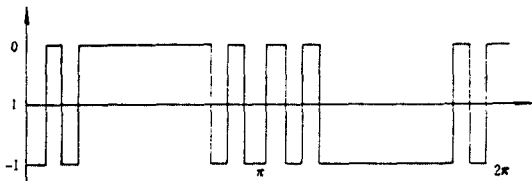


그림 16. 正弦波 PWM 波形
Fig.16. Sinusoidal PWM waveform

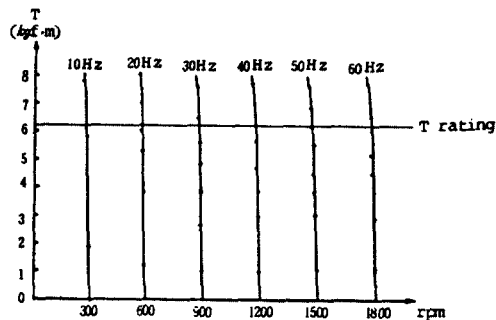


그림 17. 速度 토크의 特性曲線
Fig.17. Characteristic curve of speed-torque

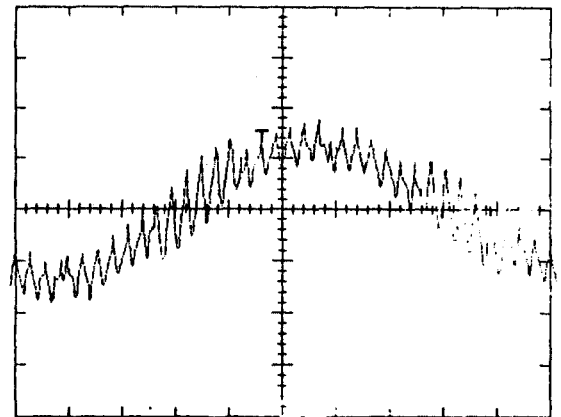
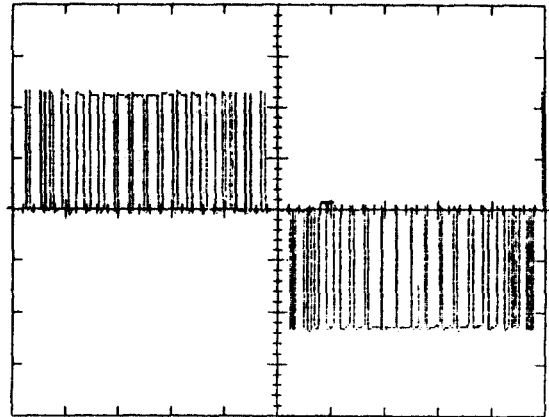
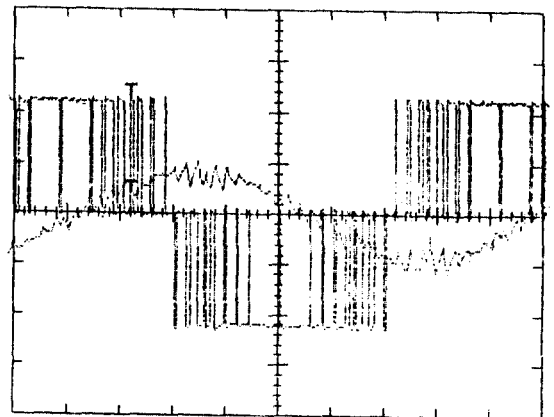


그림 18. 인버터의 出力 線間電壓 및 電流 波形 (50Hz)
Fig.18. Output line-to-line voltage and current waveform of inverter



(a)

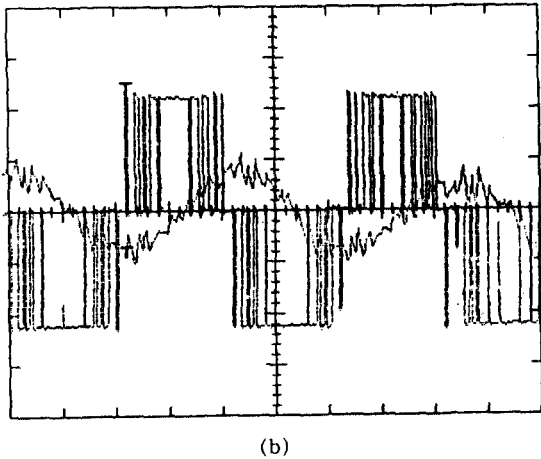


그림 19. 인버터의 출력波形
(a) 60(Hz) (b) 120(Hz)
Fig.19. Output waveform of inverter

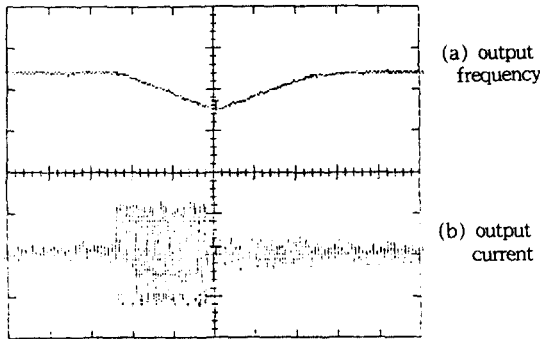


그림 20. 定速中 stall 動作
Fig.20. Stall operation for constant speed

그림 18는 인버터의 출력 선間電壓 및 電流의 PWM 波形을 50(Hz)에서 測定한 結果이고 그림 19는 60(Hz)와 120(Hz)에서 測定한 線間電壓 및 電流의 波形이며 매우 良好한 結果로 나타났다.

그리고 그림 20은 定速運轉중 衝格負荷가 印加되었을 때 stall防止 動作을 나타내며, 衝格負荷가 印加되어 負荷電流가 制限値까지 上昇하면 周波數를 減少시켜 負荷電流를 一定하게 한다. 그런 다음 衝格負荷가 없어지면 周波數를 上昇시켜 設定된 周波數로 運轉하게 하였다.

이러한 TP PWM 방식은 實際 一般 産業界에 適用한다면 매우 効率的인 方式이 될 수 있을 것이다.

III. VSD 시스템의 適用 및 檢討

1. VSD 시스템의 特性

PTR로 인버터를 設計하여 VSD 시스템을 構成하였으며 電動機는 3相, 1(Hp), 定格 220(V), 3.5(A), 1800(rpm), 60(Hz) 및 起動電流는 13(A)인 誘導電動機를 使用하였다. 誘導電動機의 入力電壓은 다음式과 같다.

$$U_1 = 4.44k_w \phi f_w \quad (19)$$

여기서, k_w : 卷線係數

ϕ : 磁束

w : 卷線數

電動機의 速度를 制御하기 위해서는 周波數를 變換시켜 制御할 수 있으며 式(19)에서 磁束을 一定하게 하면 周波數 變化에 대하여 電壓도 一定하게 變化시켜야 한다.

그림 21은 一定磁束에 대한 VVVF(Variable Voltage Variable Frequency)를 나타내며 인버터의 스위칭 周波數의 限界內에서 運轉하기 위하여 低速에서는 많은 스위칭 周波數로 運轉하다가 高速이 되면 차츰 스위칭數를 減少시켜 運轉하게 된다.

2. 實驗結果 考察

인버터에 펄스信號를 加하는 方法은 Natural, Regular, SHE, Optimal 및 Suboptimal PWM 方式으로 같은 條件下에서 試驗輪轉을 행한다. 運轉中 THD의 要素인 騒音레벨을 周波數 40(Hz)에서 각각 測定하고 이때 인버터의 출력 線間電壓, 電流 및 電流 高調波 스펙트럼도 測定한다.

그림 22은 각각 PWM 方式을 使用하여 騒音레벨을 測定한 結果이며 Suboptimal PWM 方式

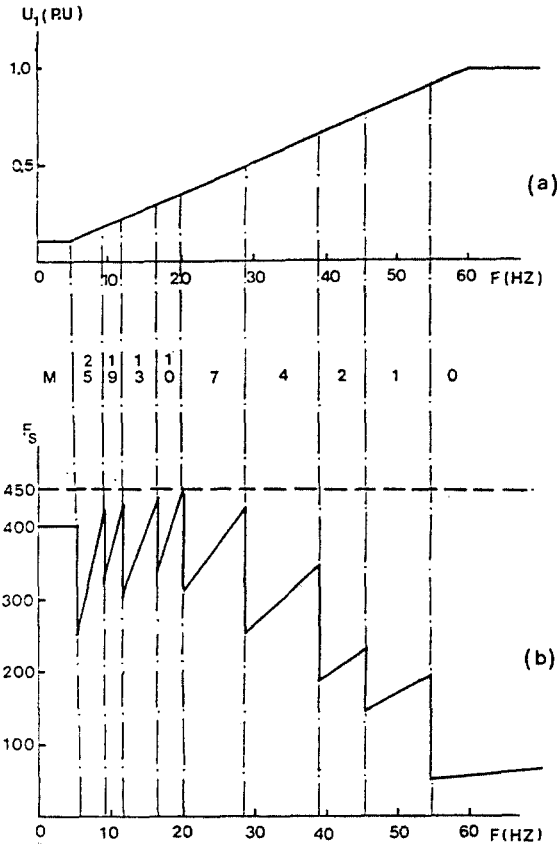


그림 21. (a) 一定磁束에 대한 U_1/F 特性
(b) 인버터의 스위칭 周波數
Fig.21. (a) U_1/F characteristics for constant flux operation
(b) Inverter switching frequency

이 Optimal PWM 方式과 거의 類似한 騒音레벨로 나타나고 他 PWM 方式보다는 騒音레벨이 현저히 低減됨을 알 수 있었다.

그림 23는 인버터의 線間電壓, 電流 및 電流 高周波 스펙트럼을 周波數 40(Hz)의 運轉狀態에서 測定한 結果이며 Optimal과 Suboptimal PWM 方法이 Natural, Regular 및 SHE PWM 方式보다 電流波形이 더욱 正弦波에 近似하고 高調波도 훨씬 低減됨을 알 수 있었다.

그림 23에서 Suboptimal PWM 方式은 Regular PWM 方式과 電流 波形이 약간 類似하며 高調波를 부면 Optimal PWM 方式과 약간 類似한 結果로 나타났다. 이는 Suboptimal PWM

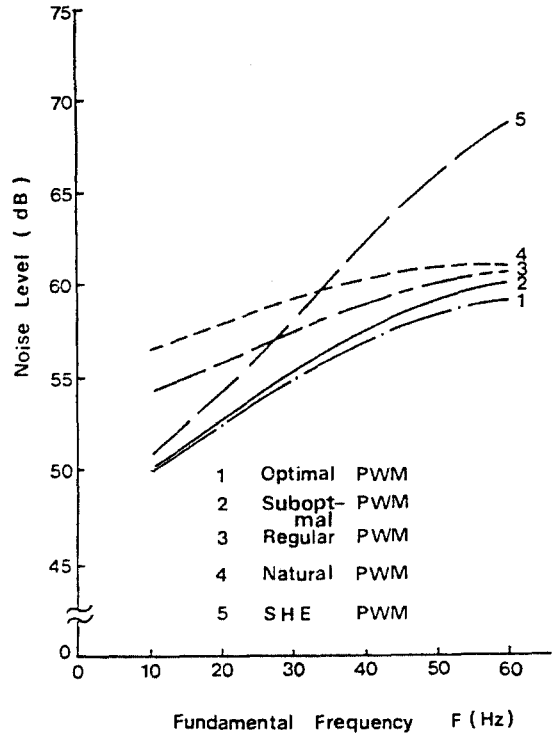


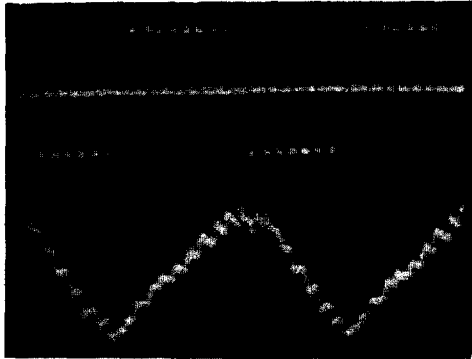
그림 22. 誘導電動機의 騒音레벨
Fig.22. Noise level of induction motor
(a) Natural PWM 方式 (FR=9)
(b) Regular PWM 方式 (FR=9)
(c) SHE PWM 方式 (M=4)
(d) Suboptimal PWM 方式 (M=4)
(e) Optimal PWM 方式 (M=4)

方式이 Regular PWM 方式을 基礎로하여 Optimal 技法을 適用시킨 結果라 생각된다.

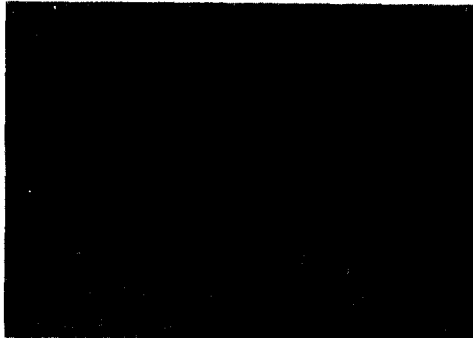
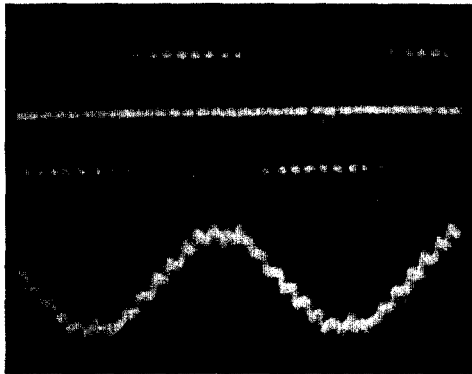
SHE PWM 方式은 選定된 低次 高調波를 완전히 除去시켰지만 選定되지 않은 高次 高調波分은 남아있게 되어 시스템에 高調波 影響을 미치게 된다. 이러한 SHE PWM 方式은 스위칭 限界 周波數의 範圍內에서 選定 高調波數를 增加시켜 많은 高調波를 除去한다면 有用한 方式이 될 수 있을 것이다.

IV. PWM 方式의 特性 및 比較

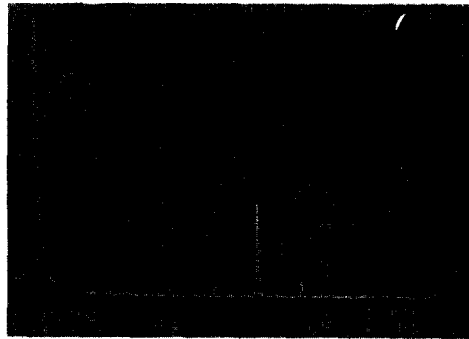
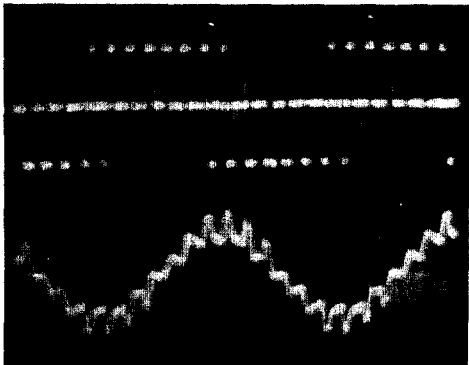
電壓源 인버터의 펄스信號를 發生시키기 위한 PWM 方式은 電壓 및 周波數를 同時에



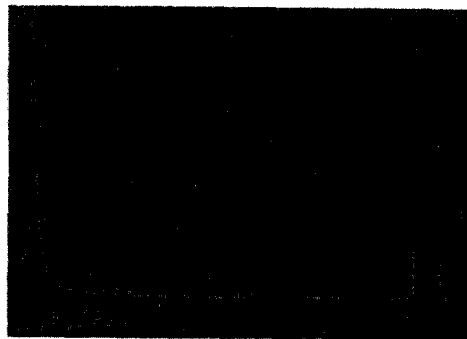
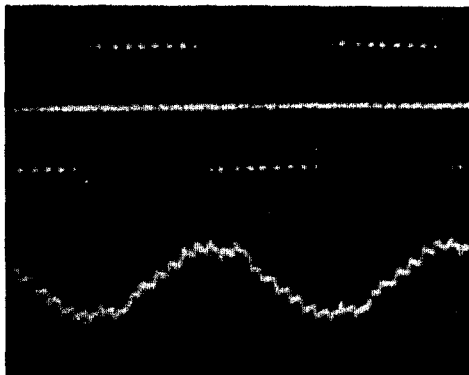
(a) Natural
PWM 方式
(FR=9)



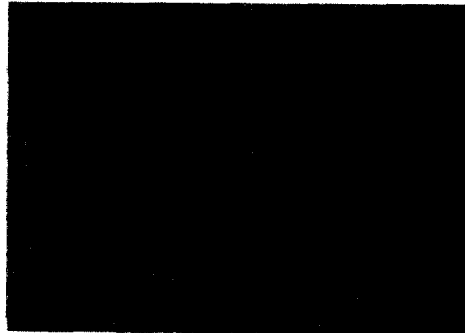
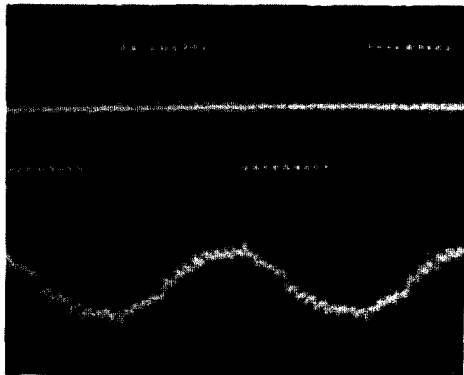
(b) Regular
PWM 方式
(FR=9)



(c) SHE
PWM 方式
(M=4)



(d) Suboptimal
PWM 方式
(M=1)



(e) Optimal PWM 方式 (M=4)

그림 23. 인버터의 선간전압 및 전류 파형, 전류고조파 스펙트럼
Fig.23. Line to-line voltage and current waveform, current harmonic spectrum.

制御할 수 있으며 高調波 影響을 低減시킬 수 있는 特徵 때문에 一般 産業界의 VSD, UPS 및 SFC 등에 많이 應用되고 있으며 앞으로는 電力電子 應用機器에 더욱 더 普及될 展望이다.

지금까지 敍述했던 PWM 方式들의 特性을 考察하고 각각의 長短點을 比較, 檢討해 보기로 하겠다.

Natural PWM 方式은 波形 發生方法이 analog 方式으로 簡單하게 實行可能하므로 一般 生産界에서 많이 使用되어 있었다. 그러나 다음과 같은 考慮할 點이 있다.

(1) digital hardware 및 microsoftware의 處理가 어렵다.

(2) 變調方式은 簡單하지만 高調波가 매우 크게 나타난다.

이러한 Natural PWM 方式이 問題點을 解決하기 위하여 Regular PWM 方式이 提示되었다. 이 方式은 Natural PWM 方式을 基礎로 하여 Uniform한 PWM 方式으로 開發하였으며 變調方式도 簡單하고 digital hardware 및 microsoftware의 處理가 有用한 方式이다. 그러나 Regular PWM 方式에서도 高調波 問題는 여전히 남아 있게 되었다.

最近에 와서는 인버터의 스위칭 作用으로 인하여 電動機에 高調波 影響을 미치는 電動機의 損失, 토오크 脈動, 電磁氣的 騒音 및 振動등의

低減에 대하여 많은 關心을 가지고 이를 低減하기 위한 새로운 PWM 方式이 必要하게 되었다.

한편 最適化 技法에 基礎한 SHE 및 Optimal PWM 方式이 登場했으며 SHE PWM 方式은 選定된 低次高調波를 強制로 全部 除去시키는 方式으로 매우 有用한 方式이었으나 다음과 같은 問題點이 있었다.

(1) 選定한 高調波分은 完全히 除去할 수 있으나 選定하지 않은 나머지 高調波는 남아 있게 되었다.

(2) 스위칭 方法을 決定할 方程式이 非線型 方程式이 되어 Newton Raphson 法에 의해 解를 구하기가 매우 어려웠다.

Optimal PWM 方式은 負荷인 電動機를 考慮하여 電動機側에 나타나는 高調波 影響을 評價函數로 定하고 이 評價函數를 最小化하여 스위칭 方法을 決定하는 理論이다. 이 方式에서는 電動機가 어떠한 運轉狀態가 되더라도 항상 高調波의 影響이 最小이 되므로 매우 効率인 方式이었다.

그러나 Optimal PWM 方式이 高調波 影響에서는 最適인 方式이지만 實用化되지 못했던 問題點이 다음과 같이 남아 있게 되었다.

(1) 스위칭角을 計算할 때 스위칭數의 增加에 따라 計算 時間이 幾何 級數의 增加하기 때문에 스위칭角의 計算이 매우 어려웠다.

(2) microprocessor의 온라인, 實時間 實現이 거의 不可能 하였다.

이러한 SHE 및 Optimal PWM 方式을 改善하기 위하여 스위칭方式에 대한 研究가 많이 이루어져 왔다.¹⁹⁾⁻²²⁾ 그 中 Suboptimal PWM 方式이 매우 有用한 方式으로 認定되어 關心을 끌고 있으며 이 方式은 離散 digital hardware, LSI 및 microsoftware의 使用이 可能한 Regular PWM 方式을 基礎로하여 最適化 技法을 適用시킨 PWM 方式이다. 이 方式은 高調波 影響을 最小化하는 長點을 維持하면서 스위칭角을 計算하는 計算時間을 대폭 줄여 microprocessor의 온라인, 實時間 制御가 可能한 方式이다.

TP PWM 方式은 3相中 1相의 電壓을 固定시키고 다른 2相을 變調시키는 方式이며 3相中 2相을 制御하기 때문에 CPU 處理에 必要한 負擔을 줄일 수 있으며 出力電壓을 增加시킬 수 있는 特性을 가지고 있다. 이러한 TP PWM 方式은 一般 產業界에 適用한다면 매우 有用한 方式이 되리라 생각되며 最適化 技法의 適用도 可能하리라 보며 이 方式에 대한 研究가 매우 흥미가 있으리라 생각된다.

V. 結 論

本 研究에서는 電壓源 인버터를 設計 하여 各 PWM 方式으로 誘導電動機를 可變速 運轉시켜 본 結果 PWM 方式의 特徵 및 長短點은 다음과 같다.

- (1) Natural PWM 方式은 analog 方式으로 簡單하게 實現 可能하였지만 고조파가 많이 나타나게 되었다.
- (2) Regular PWM 方式은 digital hardware 및 microsoftware의 處理가 有用한 方式이었다.
- (3) SHE PWM 方式은 選定된 低次 高調波는 모두 除去시킬 수 있었으며 除去하지 않은 남은 高次 高調波는 選定 高調波數를 增加시켜 除去하면 解決될 수 있다.

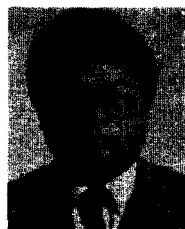
- (4) Optimal PWM 方式은 騒音 및 高調波分은 가장 低減된 實驗結果로 나타났다.
- (5) Optimal PWM 方式의 스위칭角에 대한 函數가 非線型이므로 스위칭角을 決定할 때 많이 所要되었던 計算 時間 問題는 Suboptimal PWM 方式에서 解決할 수 있었다.
- (6) Suboptimal PWM 方式에서는 microprocessor 의 온라인, 實時間 制御가 可能하며 周波數比도 擴張 할 수 있었다.
- (7) Suboptimal PWM 方式은 騒音레벨 및 高調波分은 Optimal PWM 方式과 거의 類似하며 他 方式인 Natural, Regular 및 SHE PWM 方式보다는 훨씬 低減되었다.
- (8) TP PWM 方式은 3相中 1相의 電壓을 固定시키고 2相만 變調하여 CPU 處理負擔을 줄이고 出力電壓을 增大시킬 수 있는 有用한 方式이었다.

高周波 影響을 最小化할 수 있고 microprocessor 의 應用이 可能한 Suboptimal PWM 方式과 3相中 2相을 變調시키는 TP PWM 方式은 強力한 스위칭 方式이 될 것이며, 本 研究에서 適用한 VSD 뿐만 아니라 UPS 및 SFC 등 電力 電子 機器에 適用可能하다. 또한 誘導電動機뿐만 아니라 同期電動機, PM 電動機 등 他 交流電動機에도 適用할 수 있으며 一般 產業界에 應用된다면 매우 有用한 方式이 될 것이다.

參考文獻

1. Bowes, S.R., et al, "Digital computer of variable speed PWM inverter-machine drives", IEEE Proc., electr., Power Appl., 130(2), pp.149-160, 1983.
2. P.D. Ziogas, "Optimum voltage and harmonic control techniques for three phase static UPS system", IEEE IAS, conf.rec., pp.370-374, 1979.
3. Bowes, S.R., et al, "Transient performance of inverter system", IEEE Proc. B, Electr., Power Appl., 129

- (6), pp.301-314, 1982.
4. A.Schonung, et al, "Static frequency changers with 'Subharmonic' control in conjunction with reversible variable-speed AC drive", Brown Boveri Rev., 51, pp.555-577, 1964.
 5. Bowes, S.R., et al, "Novel approach to the analysis and synthesis of modulation process in power converters", Proc. IEEE, 122, No.5, pp.507-513, 1975.
 6. Bowes, S.R., et al, "New sinusoidal pulse width modulated inverter", Proc. IEEE, Vol.122, No.11, pp. 1279-1285, 1985.
 7. Patel, H.S., et al, "Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverter : Part I-harmonic elimination", IEEE trans., IA-9, pp.310-317, 1973.
 8. Patel, H.S., et al, "Generalized techniques of harmonic eliminatin and voltage control in thyristor inverter : Part II -voltage control techniques", IEEE trans., IA-10, pp.666-673, 1974.
 9. Buja, S.R., et al, "Optimal pulse-width-modulation for feeding AC motors", IEEE trans. Vol.IA-13, pp. 38-44, 1977.
 10. Y.J. Lee and D.H. Chung, "The study on optimal PWM for 3 phase induction motor drive", KIEEE trans., Vol.34, No.9, pp.28-35, 1985.
 11. Y.J. Lee and D.H. Chung, "Optimal PWM strategy for minimization of torque ripple of a variable speed 3 phase induction motor", KIEE trans., Vol.35, NO. 6, pp.9-17, 1986.
 12. Y.J. Lee and D.H. Chung, "The study on decreasing acoustic noise and oscillation of variable speed induction motor by optimal PWM strategy", KIEE trans., Vol.36, No.2, pp.27-34, 1987.
 13. Y.J. Lee and D.H. Chung, "Optimal PAWM strategy for variable speed drive of three phase induction motor", KIEE trans., Vol.36, No.9, pp.8-14, 1987.
 14. Bowes, S.R., et al, "A new PWM switching strategy for microprocessor-controlled inverter drive", IEEE Proc.B, Electr., Power Appl., 133(4), pp.237-257, 1986.
 15. F.C. Zach, et al, "Efficiency optimal control for AC drive with PWM inverters", IEEE trans., IAS 198 3 annual meeting, Oct.3-7, pp.651-658, 1983.
 16. Y.J. Lee and D.H. Chung, "Optimal switching patten of voltage source inverter", KICS Journal, Vol.12, No.4, pp.386-398, 1987.
 17. Y.J. Lee and D.H. Chung, "New switching strategy of PWM inverter controlled by microprocessor", KIEE trans., Vol.36, No.9, pp.15-27, 1987.
 18. D.H. Chung, et al, "MM PWM scheme for high performance and harmonic effects minimization of VSI-IM drive system", KITE Journal, Vol.25, No. 1, pp.42-48, 1988.
 19. D.H. Chung, et al, "Optimal PWM of converter for minimizing source harmonic components", Journal of KIIEIE, Vol.1, No.1, pp.75-82, 1988.
 20. Y.J. Lee and D.H. Chung, "Optimal switching pattern of SHE PWM for VSI-IM drive system", KITE Journal, Vol.26, No.11, pp.200-209, 1989.
 21. P.D. Ziogas, et al, "A Model Reference Adaptive PWM technique", IEEE IAS conf. rec., Vol.1, pp. 695-703, 1989.
 22. P.D. Ziogas, et al, "New current control scheme for PWM inverter", IEEE Proceeding, Vol.135, Pt.B, No.4, July, pp.172-179, 1988.
 23. D.H. Chung, "Optimal switching strategy of inverter for minimizing the harmonic effects induction motor", PhD thesis, H.Y. Univ., 1987, 6.



鄭 東 和 (Dong Hwa CHUNG) 正會員
 1955年 8月 15日生
 1979年 2月 : 嶺南大學校 電氣工學科 卒業 (工學士)
 1981年 2月 : 漢陽大學校 大學院 電氣工學科 卒業 (工學碩士)
 1987年 8月 : 漢陽大學校 大學院 電氣工學科 卒業 (工學博士)
 1988年 3月 ~ 1989年 3月 : 現代重電機(株) 技術研究所 責任研究員
 1989年 4月 ~ 現在 : 順天大學 電氣工學科 專任講師

李 允 鍾(Yoon Jong LEE) 正會員
1924年 9月14日生
1948年 2月：서울大學校 電氣工學科 卒業
1971年 2月：漢陽大學校 大學院 電氣工學科 卒業(工學博士)
1950年 2月～現在：漢陽大學校 電氣工學科 教授



吳 元 鍾(Won Seok O) 正會員
1962年 2月19日生
1985年 2月：漢陽大學校 電氣工學科 卒業(工學士)
1987年 2月：漢陽大學校 大學院 電氣工學科 卒業(工學碩士)
1987年 3月～現在：漢陽大學校 大學院 電氣工學科 博士過程