

VSI-IM 驅動시스템의 高動作 및 高調波影響 最小化를 위한 MM PWM方式

(MM PWM Scheme for High Performance and Harmonic Effects Minimization of VSI-IM Drive System)

金旻洙*, 任達鎬**, 鄭東和**

(Min Soo Kim, Dal Ho Im and Dong Hwa Chung)

要 約

VSI(voltage Source inverter)-IM(induction motor) 驅動시스템의 高動作 및 高調波影響 最小化를 위한 MM(multimode) PWM(pulse width modulation)을 提示하였다. 低周波數에서는 近似 optimal, sub-optimal 및 optimal PWM을 使用하였고, 高周波數에서는 矩形波動作으로 實現하였다. 펄스幅 變調器는 약 1KHz에서 動作하는 트랜지스터(TR) 인버터에서 制御信號를 發生시킬 수 있다. 디지털比較를 제외한 모든 機能은 소프트웨어로 實現하여 經濟性, 有用性 및 信賴性이 있도록 하였다.

펄스幅 變調器를 設計하여 實驗적으로 試驗하였으며, 提案한 理論의 効用性 및 信賴性을 確認하기 위하여 1Hp, 3相 IM에 適用하였다.

이때, 나타나는 인버터의 線間電壓 및 電流, 電流 高調波스펙트럼, 電動機의 騒音등을 分析, 檢討해 본 結果, MM PWM이 從來의 他 方式보다 優秀함을 알 수 있었다.

Abstract

MM (multimode) PWM (pulse width modulation) Suitable for high performance and harmonic effects minimization of VSI (voltage source inverter)-IM (induction motor) drive system is proposed. The approximated optimal, suboptimal and optimal PWM are implemented in the low frequency range, while square wave operation is realized in the high frequency range. The pulse width Modulator is capable of generating control signals to a transistorized inverter operating at about 1KHz. All functions except digital comparison have been implemented in software making the scheme economical, flexible and reliable.

Pulse width modulator is built and tested experimentally. In order to confirm the effectiveness and reliability of the theoretical proposition, this scheme is applied to 1Hp, Three phase IM.

As results, it is concluded that the scheme of MM PWM is superior to other conventional switching scheme through the discussions or analysis carried out on the items such as line-to-line voltage, current and spectrum of current harmonic components observed at the output terminal of inverter, noise level of motor.

*正會員, 京畿工業開放大學

(Dept. of Elec. Eng., Nat'l Kyonggi Open Univ.)

**正會員, 漢陽大學校 電氣工學科

(Dept. of Elec. Eng., Hanyang Univ.)

接受日字: 1987年 8月 27日

I. 序 論

PWM(pulse width modulation)를 利用한 VSI(voltage source inverter)는 IM(induction motor)의 速度制御 및 高調波 影響을 低減시킬 수 있는 長點때문

에 一般 産業界의 UPS(uninterruptable power supply)^[1], SFC(static frequency changer)^[2] 및 VSD(variable speed drive)^[3] 등에 應用되어 크게 脚光을 받고 있다.

이러한 VSI는 인버터의 驅動시스템으로 부터 必要한 動作을 얻기 위한 複雜한 變調技法이 必要하다. 高動作 AC驅動 시스템을 위하여 直接的인 analog/digital 技法을 使用한 正確한 PWM波를 發生시키기가 어렵다.

最近에 와서 새로운 高速 스위칭素子(power transistor, GTO, MOSFET, 高速 thyristor 등)의 開發과 LSI(large scale integration) 技術進歩로 인해 microprocessor를 利用한 PWM 信號發生은 比較的 容易하게 되었고 IM의 VSD에 應用되어 制御性 向上, 效率 向上, 信賴性 向上 및 低價格化가 이룩되고 있는 實情이다.^[4]

Microprocessor를 基礎로 한 시스템은 많은 有用性과 信賴性이 있지만 microcomputer에서 PWM 制御信號의 發生은 高周波數比에서 어려움이 있다.

1977年, W. J. Tuten은 集積信號 스위칭 module을 위하여 PWM 制御信號를 發生시키는 controller를 microprocessor를 基礎로 提示되었다.^[5] 1982年, G. S. Buja는 8748 Microprocessor의 하드웨어와 소프트웨어를 單相 PWM 인버터에 대해 controller를 設計하는 目的에서 使用되어졌다.^[6] 1981年, S. Morinaga 등은 PWM 信號發生, 開루프制御 및 多樣한 制御機能을 위하여 精密한 LSI칩을 使用하였으나, 周波數比가 낮고 단지 SPWM(sinusoidal PWM)을 使用하였다.^[7]

出力周波數가 減少할수록 스위칭數가 增加하고 또한 메모리條件은 LUT(look up table)을 使用한 條件에서 增加하게 된다. 出力周波數를 增加시키면 microprocessor의 高速應答에 따라 動作하는데 必要한 計算時間이 增加하게 된다. 하드웨어素子와 소프트웨어 프로그램의 正確한 選定에 의해 MM(multimode) PWM 動作은 높은 周波數比에 대해서도 適宜하게 할 수 있다.

한편, 인버터의 스위칭作用으로 高調波가 포함되어 인버터의 出力 線間電壓 및 電流의 波形은 非正弦波가 되며, 이러한 波가 電動機에 入力되면 電動機의 損失, 토오크 脈動, 電磁氣的인 騒音 및 振動의 原因이 된다.^[8] 이러한 高調波 影響은 IM의 VSD에서 매우 重要한 問題이며 이를 解決하기 위한 研究가 多角的인 側面에서 檢討되어 왔다.^[9-11]

1964年, A. Schonung은 SHO(subharmonic oscillation)^[9], 1975年 S. R. Bowes는 Regular PWM^[10]을 提

示하였다. 1964年, F. G. Turnbull은 SHE(selected harmonic elimination)^[11], 1977年, G. S. Buja는 optimal PWM^[12]가 提示된 以後, 많은 研究가 活氣를 찾고 있다.^[12-16]

따라서, 本 研究는 1(KHz)의 스위칭 周波數內에서 캐리어 周波數 및 스위칭 패턴은 소프트웨어의 變更만으로 可能하게 하였고, 實際, VSI-IM 시스템을 構成하여 MM PWM方式으로 實驗을 해보았다. 實驗結果로 나타나는 인버터의 線間電壓, 電流, 電流 高調波스펙트럼 및 騒音레벨을 分析, 檢討한 後, 提示하였다.

II. MM(multimode) PWM의 스위칭方式

3相 IM의 VSD시스템은 그림 1과 같고, 電源 60(Hz) AC電壓을 整流器에 의해 一定 DC電壓으로 整流시킨 다음 필터를 거쳐 인버터의 PWM의 스위칭方式에 의해 電壓 및 周波數를 制御하여 3相 IM을 VSD實現하게 된다.

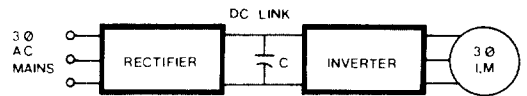


그림 1. 3相 誘導電動機의 可變速 運轉시스템
Fig. 1. A variable speed drive system of three phase induction motor.

그림 2는 TR를 利用한 3相 인버터의 回路이며 N은 DC供給電壓 U_d 의 理論的 中央탭을 나타낸다. TR 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_a 는 인버터의 a相電壓이고 電壓 U_{ab} 는 a와 b相間의 線間電壓을 表示한다.

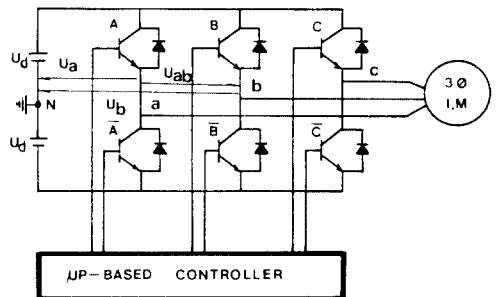


그림 2. Transistor를 使用한 3相 인버터回路
Fig. 2. Three phase inverter circuit using Transistor.

그림 3은 PWM의 스위칭方式의 分類를 나타내며, natural,⁹⁾ regular,¹⁰⁾ SHE(selected harmonic elimination)¹¹⁾ 및 optimal PWM¹²⁻¹⁶⁾이 있다.

그림 4는 여러 周波數範圍에서 인버터의 MM PWM의 動作을 나타낸다.

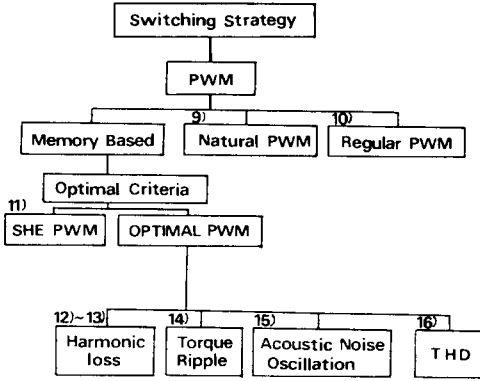


그림 3. PWM의 스위칭方式
Fig. 3. Switching Scheme of PWM.

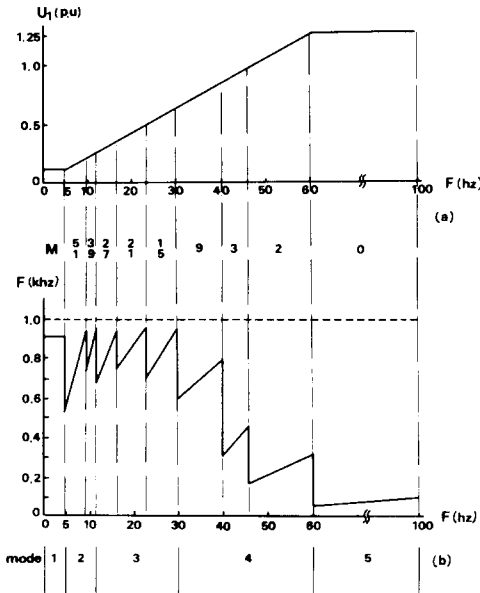


그림 4. 인버터의 MM PWM
Fig. 4. MM PWM of inverter.
(a) U/F characteristics for constant flux operation.
(b) Inverter switching frequency.

스위칭周波數는 인버터에서 使用한 TR의 스위칭速度에 의존하게 되는데, 그림 4에서 알 수 있는 바와 같이 1(KHz)의 限界 스위칭周波數를 使用하였다. 인버터의 動作은 인버터의 出力周波數에 의해 mode1~mode5으로 分割하여 運轉하도록 하였다.

- mode 1 : 非同期 ASHE(approximated SHE) PWM¹⁵⁾
- mode 2 : 同期 ASHE PWM¹⁵⁾
- mode 3 : 同期 LVSO (low voltage suboptimal) PWM¹⁶⁾
- mode 4 : 同期 Optimal PWM¹²⁻¹⁴⁾
- mode 5 : 同期 Square Wave

mode1은 出力周波數는 變化하고 인버터의 스위칭周波數는 一定한 非同期 ASHE PWM을 使用하였다. 高調波 스펙트럼은 스위칭周波數Fs의 倍數로 나타나기 때문에 驅動速度가 낮을 때 매우 낮은 周波數에서 有用하다. 非同期 mode에서는 高調波分을 除去시킬 수 있기 때문에 電動機의 動作을 改善시킬 수 있다. 따라서 電動機의 損失, 토오크脈動, 電磁氣의 인 騒音 및 振動도 低減시킬 수 있다.

mode2~mode5까지는 같은 相을 維持하면서 出力周波數에 따라 스위칭周波數도 變化하는 同期 PWM을 使用하였다. mode2에서는 ASHE PWM을 使用하였는데,¹⁵⁾ 이는 SHE PWM에서 나타나는 스위칭패턴을 直線 近似化시켜 一般化하여 스위칭패턴을 決定하게 된다. 그림 5는 스위칭數 M=3일 때 SHE方式의 直線 近似化를 나타내고 있다.

直線 近似化된 스위칭角 α_i 는 다음과 같이 表現할 수 있다.

$$\alpha_i = \frac{60^\circ (i+1)}{(M+1)} - \left[\frac{2 \times 60^\circ}{(M+1)} \times \frac{\Delta i \times u_i}{0.8} \right] \quad (i; \text{奇數})$$

$$\alpha_i = \frac{60^\circ \cdot i}{(M+1)} + \left[\frac{2 \times 60^\circ}{(M+1)} \times \frac{\Delta i \times u_i}{0.8} \right] \quad (i; \text{偶數}) \quad (1)$$

여기서 $i=1, 2, 3, \dots, M$ 이며 M은 인버터의 相電壓의 $0 \sim \pi/2$ 사이의 스위칭數이다.

mode1과 mode2에서 ASHE PWM을 使用하는 長點은 스위칭數가 無限히 增加 하더라도 스위칭 패턴의 決定이 容易하며 M-1高調波를 除去할 수 있으므로 많은 高調波를 除去시킬 수 있다.

mode3에서는 LVSO PWM을 使用하였으며,¹⁶⁾ 이 방식은 optimal PWM에서 스위칭패턴의 決定이 어려운 M=10이상일 경우에 regular PWM을 基礎로 하여 optimal 技法을 適用시킨 것이다.

그림 6과 같은 MW(modulation wave)와 CW

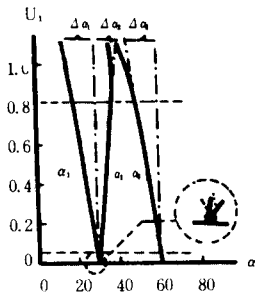
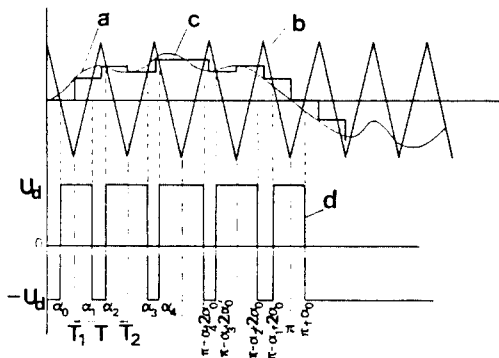


그림 5. SHE方式의 直線近似化 (M=3)
 Fig. 5. Straight line approximation of SHE Scheme (M=3).



(a) Modulation wave $g(\omega)t$ (b) carrier wave
 (c) sampled version of $g(\omega)t$ (d) d PWM wave $f(\omega)t$

그림 6. LVS0 PWM方式
 Fig. 6. LVS0 PWM scheme.

(carrier wave)의 重疊, 比較에 의해 最適化 技法을 適用하여 一般의인 스위칭패턴을 決定한다.

따라서 一般화된 스위칭角 α_1 는 다음과 같다.

$$\alpha_1 = T_1 + (-1)^{i-1} \frac{T}{4} MD.$$

$$[\sin(T_1) + 1.4 \sin(3T_1)] \quad (2)$$

여기서 MD(modulation depth)는 MW와 CW의 크기의 比를 나타낸다. LVS0 PWM의 特徵은 optimal PWM에서 구하기 어려웠던 스위칭패턴을 쉽게 解決할 수 있으며 optimal PWM과 거의 類似한 高調波 影響의 低減效果를 얻을 수 있다.

mode 4에서는 optimal PWM을 使用하였으며^{12, 13)} natural, regular PWM 보다 高調波 影響을 最小化할 수 있다는 點에서 最近에 와서 關心을 가지게 된 方式이다. 高調波 影響인 電動機의 損失, 토오크 脈

動, 電磁氣의인 騒音 및 振動, HD(harmonic distortion)를 評價函數로 定하고 이 評價函數를 最小化하여 인버터의 스위칭패턴을 決定하게 된다. Optimal PWM의 스위칭패턴은 M=3일 때 그림 7과 같다.

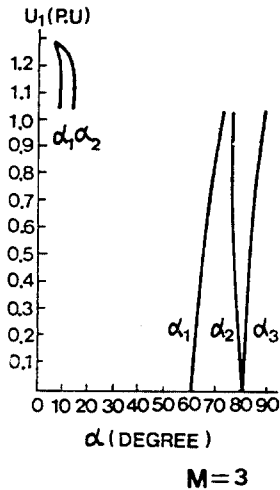


그림 7. Optimal PWM의 스위칭角
 Fig. 7. Switching angle of optimal PWM.

mode 3에서는 矩形波領域으로 電動機에 供給된 電壓은 出力周波數가 100(Hz)까지 增加함에 따라 一定하게 維持시킨다. IM은 基本周波數 60(Hz)까지는 토오크를 一定하게 하여 運轉하고 60(Hz)以上에서는 出力을 一定하게 하여 VSD를 實現시켰다.

III. 實 驗

1. 實驗方法

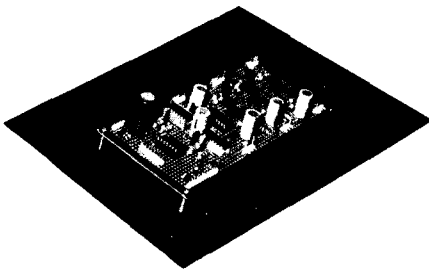
電動機의 運轉試驗에는 3相, 1(Hp), 定格220(V), 3.5(A), 起動電流13(A), 1800(rpm), 60(Hz)이고 1次 임피던스 8.6+j17.4(Ω), 2次 等價임피던스는 10.6+j17.4(Ω)이며 勵磁어드미턴스가 $7.4 \times 10^{-4} - j6.4 \times 10^{-3}$ (Ω)인 誘導電動機를 使用하였다.

VSI-IM 驅動시스템의 實驗裝置는 그림 8과 같고 PWM 制御器 및 回路는 그림 9와 같다.

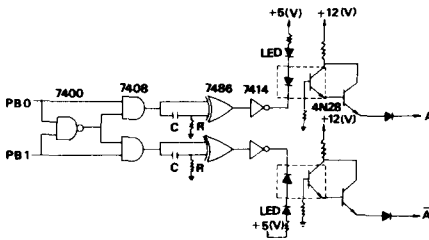
그림 4와 같이 本 MM PWM으로 可變速 運轉시켜 高調波의 影響인 騒音을 測定하고 電動機의 入力에 대한 線間電壓 및 電流, 電流 高調波스펙트럼을 測定한다. 그리고 本 MM PWM과 比較, 分析을 위하여 從來 스위칭方式인 natural PWM, regular PWM 및 SHE PWM도 스위칭패턴이 그림 4와 같도록 運轉시킨다.



그림 8. 實驗裝置
Fig. 8. Experimental apparatus.



(a) controller



(b) controller circuit

그림 9. 制御器의 構成
Fig. 9. Configuration of controller.

2. 實驗結果 및 檢討

그림8과 같은 實驗裝置를 構成한 後, 그림 4와 같은 스위칭패턴으로 natural PWM, regular PWM, SHE PWM 및 本 MM PWM으로 運轉시켜 騒音을 測定한 結果는 그림10과 같다.

그림10에서 알 수 있는 바와 같이 矩形波보다는 natural PWM의 特性이 양호하게 나타나고 있으나 natural PWM이 regular PWM 보다는 騒音 레벨이 많이 나타나고 있음을 알 수 있다. 그리고 SHE PWM은 低周波數에서는 騒音레벨이 상당히 低減 되지만 高周波數가 되면 騒音레벨이 매우 크게 나타난다. 이

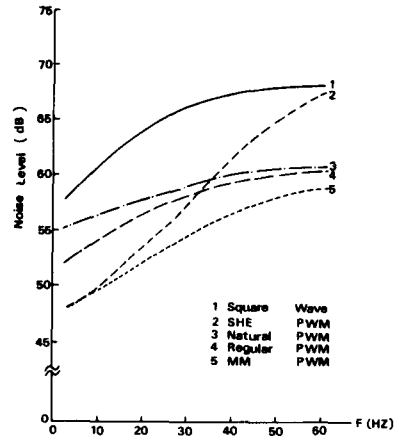
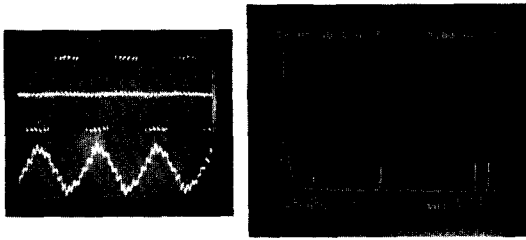


그림10. 電動機의 運轉 周波數에 따른 騒音레벨
Fig. 10. Acoustic noise level by operation frequency of motor.

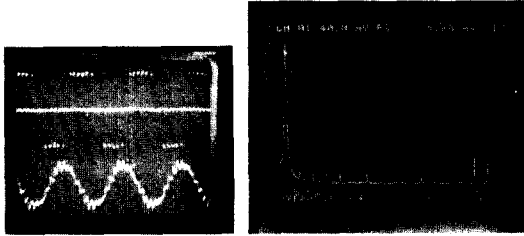
는 스위칭數M에 따라 除去되는 高調波에 影響을 미치게 되기 때문이다. 즉 M=51일 때는 50개의 高調波가 除去되고 M=2일 때는 1개의 高調波가 除去되는데 一般的으로 스위칭數가 M일 때 M-1 高調波가 除去된다.

本 研究의 MM PWM은 12(Hz)까지는 近似 SHE PWM을 使用했기 때문에 SHE PWM과 거의 騒音레벨이 같게 나타나지만 12(Hz) 이상에서는 從來의 SHE PWM 보다 훨씬 騒音레벨이 減少됨을 알 수 있다. 그리고 矩形波, natural PWM 및 regular PWM 보다는 本 MM PWM이 훨씬 騒音레벨에서는 양호한 現象이 나타남을 알 수 있다. 이를 좀 더 確實하게 比較하기 위하여 電動機의 入力에 대한 線間電壓, 電流 및 電流 高調波스펙트럼을 測定하여 比較해 보았다.

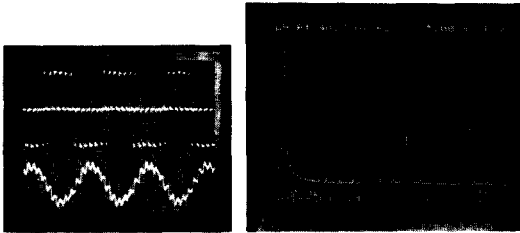
그림11는 왼쪽위에 있는 波形이 線間電壓이고 왼쪽 아래에 있는 波形이 電流이며 오른쪽이 電流 스펙트럼을 測定한 結果이다. Regular PWM은 natural PWM보다 低次 高調波分의 크기가 적게 나타나며 SHE PWM에서는 2개의 高調波가 除去되고 남은 高次 高調波는 매우 크게 나타나게 된다. 本 MM PWM에서는 많은 低次 高調波分이 적게 나타남을 알 수 있다. Natural PWM과 regular PWM에서 FR (frequency ratio)는 1/2週期當의 스위칭數이며 SHE PWM과 MM PWM의 M은 1/4週期當의 스위칭數이므로 그림 11에서는 모두 스위칭數가 같은 條件에서 比較하였다. 그리고 電流의 波形을 比較해 보면 本 研究의 MM PWM이 從來의 natural PWM, regular-



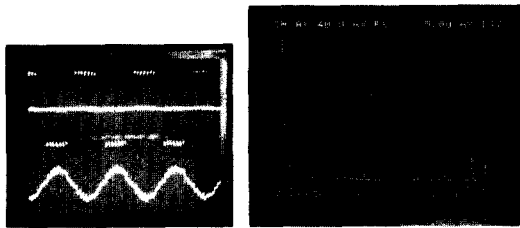
(a) Natural PWM(FR=7)



(b) Regular PWM (FR=7)



(c) SHE PWM (M=3)



(d) MM PWM (M=3)

그림11. 電動機 入力의 線間電壓, 電流 및 電流스펙트럼

Fig.11. Line to line voltage current and current spectrum of motor input.

PWM 및 SHE PWM보다는 훨씬 正弦波와 近似함을 알 수 있다.

따라서, 本 MM PWM이 從來의 他 PWM보다 양호함을 立證할 수 있었다.

IV. 結 論

本 研究는 높은 스위칭周波數에서 動作이 可能하고

高調波 影響을 最小化할 수 있는 인버터의 MM PWM을 提示하여 實際, IM의 VSD를 實現시켜 본 結果, 다음과 같은 結論을 얻을 수 있었다.

(1) 1(KHz)의 높은 스위칭周波數에서도 인버터의 高動作을 양호하게 할 수 있었다.

(2) 本 MM PWM이 從來의 natural PWM, regular PWM 및 SHE PWM보다 高調波 影響인 騒音레벨이 훨씬 低減됨을 알 수 있었다.

(3) 本 MM PWM이 從來의 他 PWM 보다 電流 高調波分이 훨씬 低減됨을 알 수 있었다.

(4) 低周波數에서 近似 Optimal PWM과 suboptimal PWM을 使用함으로써 從來의 SHE PWM과 optimal PWM의 使用時 스위칭패턴의 決定이 어려웠던 周波數範圍까지도 확장하여 有用하게 使用할 수 있었다.

高調波 影響을 最小化하기 위한 本 MM PWM이 IM뿐만 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 産業界에서 많이 使用되어 왔던 矩形波 또는 natural PWM을 本 MM PWM으로 代替하여 使用한다면 매우 有用한 방식이 되리라 期待해 본다.

參 考 文 獻

- [1] P.D. Ziogas, "Optimum voltage and harmonic control PWM technique for three phase static UPS systems," *in conf. Rec., IAS.* pp. 370-374, 1979.
- [2] Bowes, S.R., etal, "Transient Performance of inverter system.," *IEE Proc. B, Electr. Power Appl.*, 129(6), pp. 301-314, 1982.
- [3] Bowes, S.R., etal, "Digital computer simulation of variable speed PWM inverter-machine drives.," *IEE Proc. B, Electr. Power Appl.*, 130(3), pp. 149-160, 1983.
- [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, 458-9.
- [5] W.J. Tuten, "Microprocessor controller for integrated power module inverter.," *in IEEE/IAS Intl. Semi. Power conv. conf.*, pp. 470-475, 1977.
- [6] G.S. Buja, etal, "Microcomputer control of PWM inverters.," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. IE-29, pp. 212-216, Aug. 1982.
- [7] S. Morinaga, etal, "Microprocessor control system with I/O processing unit LSI for motor dirve PWM Inverter.," *In conf. Rec. 16th Annu. Meet. IEEE Ind. Appl. Soc.*, pp. 1197-1202, 1981.

- [8] 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.
- [9] A. Schonung and H. Stemmler, “Static frequency changer with “subharmonic” control in conjunction with reversible variable-speed AC drive,” *Brown Boveri Rev.*, 1964.
- [10] Bowes, S.R., et al, “New sinusoidal pulse width-modulated inverter,” *Proc. IEE*, vol. 122, no. 11 pp. 1279-1285, November 1976.
- [11] F.G. Turnbull, “Selected Harmonic reduction in static DC-AC inverter,” *IEEE Trans., Comm. EI.*, 83(73), pp. 374-378, 1964.
- [12] G.S. Buja and G.B. Indri, “Optimal pulse width modulated inverter Induction Motor drives,” *IEEE Trans.*, vol. IA-13, pp. 38-44, 1977.
- [13] 李允鍾, 鄭東和, “3相 誘導電動機의 運轉을 위한 Optimal PWM에 관한 研究,” 大韓電氣學會誌, vol. 34, no. 9, pp. 28-35, September 1985.
- [14] 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, vol. 35, no. 6, pp. 9-17, June, 1986.
- [15] 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 vol. 36, no. 2, pp. 27-34, February 1987.
- [16] 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,” 博士學位論文, 漢陽大學校 大學院, 電氣工學科, 1987, 6.