

## 論 文

# VSI-PWM 인버터의 高調波 影響을 最小化하기 위한 새로운 Optimal PWM 方式

正會員 李 允 鍾\* 正會員 李 侑 炯\* 正會員 鄭 東 和\*\*

## New Optimal PWM Scheme for Minimizing the Harmonic Effects of VSI-PWM Inverter

Yoon Jong LEE\*, Il Hyeong LEE\*, Dong Hwa CHUNG\*\* *Regular Members*

**要 約** 본 논문은 PWM 패턴의 連續 펄스幅 사이에서 定義된 線型關係에 基礎한 새로운 optimal PWM 方式을 提示하였다. 새로운 PWM 方式에서 펄스幅 計算은 MW와 CW의 方程式에 依存하지않고 遂行할 수 있다. 이 方式에 의해 마이크로프로세서로 制御되는 인버터를 위한 PWM 패턴은 패턴의 連續 펄스幅에서 最適 増分値를 얻으므로서 쉽게 構成할 수 있다. 더구나, PWM 인버터의 出力에서 高調波레벨은 본 PWM 패턴이 最小 THD를 基礎로 選定되기 때문에 항상 적다.

本 方式을 1(Hp), 三相 誘導電動機에 適用시키 從來의 regular PWM 方式과 比較해 보았다. 計算 및 實驗의 結果에서 새로운 optimal PWM 方式이 VSI-PWM 인버터에서 高調波를 最小化하기 위한 效果적인 一般化 研究임을 보였다.

**ABSTRACT** This paper is proposed new optimal PWM scheme is based on a defined linear relationship between the successive pulsewidths of the PWM pattern. The calculation of the pulsewidths in the new PWM scheme is carried out without referring to the equations of CW and MW. With this scheme, the PWM pattern for microprocessor controlled inverters can be composed easily by obtaining the optimal increment in successive pulsewidths of the pattern. Furthermore, the harmonic level at the output of PWM inverter are always very low because this PWM pattern is selected on the basis of minimum THD.

This scheme is applied to 1(Hp), three phase induction motor, and compared with conventional regular PWM scheme. The results of calculations and experiments show that new optimal PWM scheme could provide an effective generalized approach for minimization of harmonics in the VSI-PWM inverter.

### I. 序 論

VSI-PWM (Voltage Source Inverter- Pulse Width Modulation) 인버터는 電壓의 크기 및

周波數를 同時에 制御할 수 있기 때문에 制御하기가 쉽고 制御回路가 簡單하며 電壓源으로 電動機에 交流電力을 供給하므로 電動機의 力率과 인덕턴스의 影響을 거의 받지 않고 運轉할 수 있는 長點이 있다. 이러한 長點과 더불어 最近의 새로운 電力用 半導體素子の 開發과 마이크로프로세서 및 LSI 技術進歩로인해 驅動回路 및

\* 漢陽大學校 電氣工學科

Dept. of Electrical Engineering, Hanyang Univ.

\*\* 順天大學 電氣工學科

Dept. of Electrical Engineering, Suncheon Nat'l Univ.

論文番號 : 90-90 (接受 1990. 8. 23)

制御回路가 더욱 簡單해지고 細分化된 精密制御가 可能하게 되어 PWM 인버터는 一般 産業界에서 한층 매력을 끌고 있다<sup>1)</sup>. 그러나 電動機端子에서의 短絡事故時 過大電流가 흐르게 되므로 짧은 時間內에 인버터를 保護해야 할 必要가 있으며 또한 電動機에 흐르는 實際電流에 많은 高調波가 包含하게 된다. 이러한 高調波는 인버터의 스위칭 作用에 의해 나타나게 되며 電動機의 손실, 토오크 脈動, 電磁氣의인 騒音 및 振動의 問題를 惹起시켜 結局에는 電動機의 運轉 및 效率에 影響을 미치게 된다.

高調波의 影響을 解決하기 위하여 여러 PWM 방식이 適用되어 있으며 VSI의 PWM 방식은 電流制御方式<sup>2)</sup>과 電壓制御方式<sup>3)</sup>으로 크게 分類할 수 있다. 電流制御方式은 NC 工作機械, 엘리베이터 驅動등과 같이 벡터 制御 理論을 適用하여 高速應答이 要求되는 特殊 인버터에 使用되며 電壓制御方式은 팬, 펌프, 클로어 및 콘베이어의 負荷에 利用하는 汎用 인버터에 使用된다. 電壓制御方式은 出力周波數에 比例하여 出力電壓을 制御하는 VVVF(Variable Voltage Variable Frequency) 制御이며 現在 가장 많이 使用되고 있으므로 本 研究에서는 電壓制御方式에 重點을 두고 問題點을 解決하고자 한다.

電壓制御의 PWM 방식에서는 다음과 같이 크게 두 部類로 發展되어 왔다.

(1) MW(Modulation Wave)와 CW(Carrier Wave)의 重疊, 比較 방식<sup>4),5)</sup>.

(2) 메모리에 基礎한 最適化 基準 방식<sup>6)-10)</sup>.

이와 같은 여러 PWM 방식들의 窮極의 設計目的은 다음과 같이 대략 두 가지로 歸結될 수 있다.

(a) 인버터 出力에서 高調波를 最小化하기 위한 PWM 방식

(b) 具現possible한 PWM 방식에 대하여 效率의인 制御 PWM 방식

電壓制御의 PWM 방식中 (1)은 아나로그 또는 디지털을 利用하여 簡單하게 具現possible한 방식으로 一般 産業界에 많이 適用되었으며 設計目的 (b)를 어느 정도 滿足시켰으나 設計目的

(a)의 高調波 問題는 여전히 남아 있다. 그리고 PWM 방식 (2)는 最適化 技法을 適用하여 高調波를 除去 또는 最小로 할 수 있는 有力한 방식이며 設計目的 (a)를 滿足시켰으나 PWM 패턴을 決定할 때 計算時間이 엄청나게 所要되는 點, 마이크로 프로세서의 온라인, 實時間 具現이 不可能한 點등과 設計目的 (b)를 滿足시키기에 不足한 點이 있다.

이와 같은 PWM 방식에서 나타난 問題點을 克服하고 설계목적 (a), (b)를 滿足시키기 위하여 PWM 방식의 唯一한 방식인 새로운 Optimal PWM 방식을 提示하고자 한다. 提示한 방식은 PWM 패턴에서 連續 펄스幅 사이에서 線型關係를 適用시켜 一般化 公式을 誘導한 後 THD (Total Harmonic Distortion)를 最小化하여 펄스 패턴을 決定한다. VSI IM(Voltage Source Inverter Induction Motor) 驅動시스템을 設計하여 本 研究의 새로운 optimal PWM 방식으로 運轉시켜 騒音레벨, 電壓 및 電流 波形, 高調波 스펙트럼을 測定하여 分析하고 從來의 PWM 방식인 (1)과 比較, 檢討하여 그 結果를 提示하고자 한다.

## II. 새로운 optimal PWM 방식의 原理

### 1. 從來의 PWM 방식

먼저 새로운 optimal PWM 방식과 比較할 從來의 PWM 방식을 알아본다. 從來의 VSI의 電壓制御 PWM 방식中 MW와 CW의 重疊, 比較 방식으로 natural PWM 방식과 regular PWM 방식이 代表的이다. natural PWM 방식은 아나로그로 簡單하게 具現possible한 방식이며 regular PWM 방식은 natural PWM 방식을 基礎로 하여 디지털 하드웨어 및 마이크로 소프트웨어 처리가 有用한 방식으로 改善시킨 방식이다. 本 研究의 比較對象은 regular PWM 방식을 使用할 것이다.

VSI-IM 驅動 시스템에서 PTR(Power TRansistor)를 利用한 三相 인버터는 그림 1

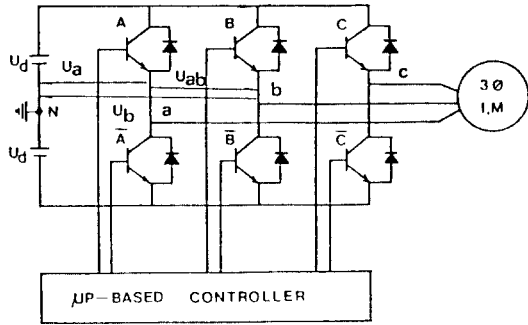
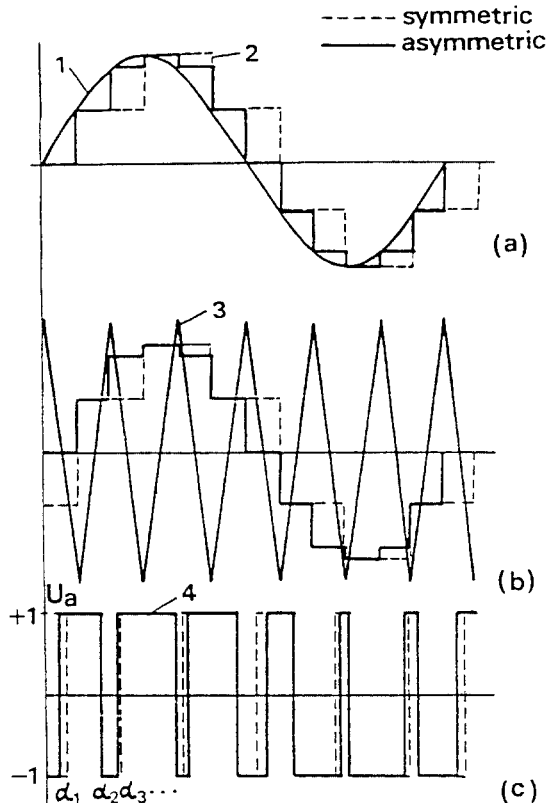


그림 1. 三相 인버터 회로  
Fig. 1. Three phase inverter



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

그림 2. Regular PWM 패턴  
Fig. 2. Regular PWM pattern

과 같고 regular PWM 방식의 변조과정은 그림 2와 같다.

그림 2의 regular PWM 방식에는 對稱과 非對稱의 변조 방식이 있으며 sample hold MW와 CW에 의하여 그림 2(c)의 PWM 패턴이 결정된다.

## 2. 새로운 optimal PWM 방식

대부분 PWM 패턴이 一般의 特徵은 1/4 週期當 어떤 톨스幅이 앞 톨스幅과 같거나 크다는 事實이다. 즉 그림 3의 PWM 패턴에서  $\beta$ 가 톨스幅이러면 連續 톨스 사이의 關係는 다음과 같다.

$$\beta_1 \leq \beta_2 \leq \beta_3 \dots \leq \beta_1 \quad (1)$$

여기서  $\beta_1$ 은 첫번째 톨스幅이고  $\beta_n$ 은 n번째 톨스幅이다.

式(1)을 滿足하는 톨스幅 사이의 어떤 關係는 PWM 패턴에 基因하므로 PWM 패턴의 톨스幅 사이에는 매우 많은 關係를 가질 수 있다. 그러나 式(1)을 滿足하는 가장 簡單한 形態의 하나로 線型 關係를 豫測할 수 있으며 이는 PWM 波形에서 高調波의 最小化에 基因한 最適의 結果로 나타난다. 톨스幅 사이의 그러한 線型 關係의 가장 簡單한 例는 그림 4와 같다.

그림 4에서 線型 PWM 形態는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \alpha_1 &= \alpha_1 \\ \alpha_2 &= \alpha_1 + \delta \\ \alpha_3 &= \alpha_1 + 2\delta \\ \alpha_4 &= \alpha_1 + 3\delta \\ \alpha_1 &= \alpha_1 + (1-1)\delta \end{aligned} \quad (2)$$

여기서  $\delta$ 는 定義된 增分値이다.

式(2)는  $\alpha_2 = \alpha_1 + 3\delta$ ,  $\alpha_3 = \alpha_2 + b\delta \dots$ , 또는 이와 類似한 形態의 다른 形態로 表現할 수 있다. 그러나 모든 그러한 關係는 線型이며  $\delta$ 의 여러 값에 따라 高調波의 最小値를 誘導할 수 있다.

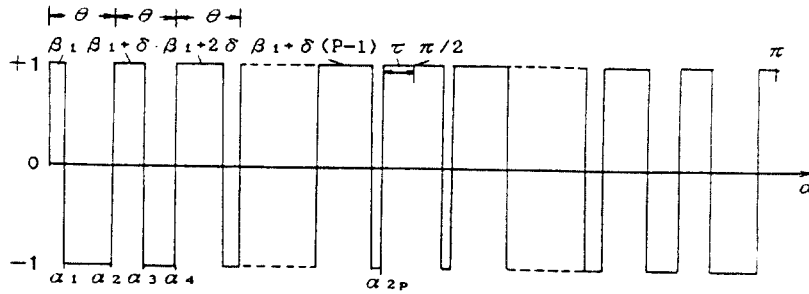


그림 3. PWM 패턴의 初期條件  
Fig. 3. Initial condition of PWM pattern

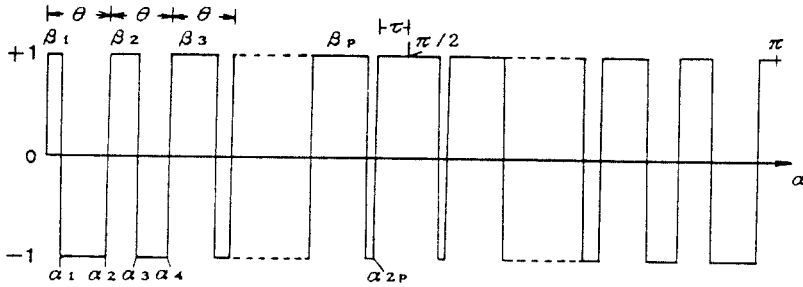


그림 4. 簡單한 PWM 패턴  
Fig. 4. Simple PWM pattern

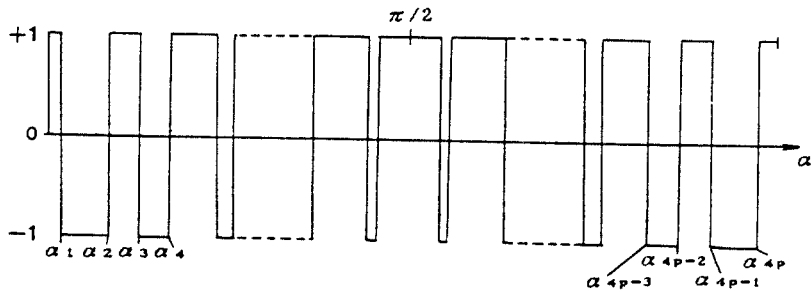


그림 5. 代表的인 PWM 패턴  
Fig. 5. Typical PWM pattern

따라서, 式(2)는 PWM 펄스폭 사이의 가장 간단한 선형관계이며 고調波의 最小化의 條件을 滿足한다.

### Ⅲ. 새로운 optimal PWM 방식의 一般化 公式

그림 5는 1/4 週期當 P 定數 펄스를 가진 一般의 PWM 波形을 나타낸다. 이 波形의

Fourier series는 다음과 같이 表現할 수 있다.

$$f(\alpha) = \sum_{n=1}^{\infty} [A_n \sin(n\alpha) + B_n \cos(n\alpha)] \quad (3)$$

여기서,

$$A_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} f(\alpha) \sin(n\alpha) d\alpha \quad (4)$$

$$B_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} f(\alpha) \cos(n\alpha) d\alpha \quad (5)$$

$f(\alpha)$ 는 奇數  $1/4$  週期 對稱과 單位 크기를 가진 週期波라고 假定하였다.

그림 5의 PWM 波形에서 모든  $n$ 에 대해  $B_n = 0$  이며 偶數  $n$ 에 대해  $A_n = 0$ 이고 奇數  $n$ 에 대한  $A_n$ 은 다음과 같다.

$$A_n = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi} f(\alpha) \sin(n\alpha) d\alpha \quad (6)$$

式(6)을 計算하여 다시 整理하면 다음과 같다.<sup>6)</sup>

$$A_n = \frac{4}{\pi} [1 + 2 \sum_{i=1}^p (-1)^i \cos(n\alpha_i)] \quad (7)$$

$$\alpha_1 < \alpha_2 < \alpha_3 < \dots < \alpha_p < \pi/2$$

여기서  $P$ 는  $1/4$  週期當 킨스의 定數이다.

그림 3의 波形이 그림 5의 波形과 같은 條件을 가지므로 式(7)은 그림 3에 適用할 수 있다. 그림 3의 킨스幅  $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \dots$  사이의 線型關係를 設定하기 위하여 式(7)을 다음과 같이 整理할 수 있다.

$$A_n = (4/n\pi) \{1 + 2[\cos(n\alpha_2) - \cos(n\alpha_1) + \cos(n\alpha_4) - \cos(n\alpha_3) + \dots + \cos(n\alpha_{2p}) - \cos(n\alpha_{2p-1})]\} \quad (8)$$

式(8)을 三角函數의 公式를 利用하여 다시 整理하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} A_n &= \frac{4}{n\pi} \{1 - 4[\sin[n \frac{\alpha_2 - \alpha_1}{2}] \sin[n \frac{\alpha_2 + \alpha_1}{2}] \\ &\quad + \sin[n \frac{\alpha_4 - \alpha_3}{2}] \sin[n \frac{\alpha_4 + \alpha_3}{2}] + \dots \\ &\quad + \sin[n \frac{\alpha_{2p} - \alpha_{2p-1}}{2}] \sin[n \frac{\alpha_{2p} + \alpha_{2p-1}}{2}]\} \\ &= \frac{4}{n\pi} \{1 - 4 \sum_{i=1}^p \sin[n \frac{\alpha_{2i} - \alpha_{2i-1}}{2}] \\ &\quad \times \sin[n \frac{\alpha_{2i} + \alpha_{2i-1}}{2}]\} \quad (9) \end{aligned}$$

$i=1, 2, 3, \dots, p$ 이며 그림 3에서  $\alpha_{2i}$ 와  $\alpha_{2i-1}$ 은 다음과 같이 表現할 수 있다.

$$\alpha_{2i} = i\theta \quad (10)$$

$$\alpha_{2i-1} = (i-1)\theta + \beta_1 \quad (11)$$

여기서  $i\theta < \pi/2, \beta_1 < \beta_2 < \beta_3 < \dots < \beta_1 < \dots < \beta_p, \theta$ 는 全 킨스幅이며  $\beta = (+)$  轉流이다.

式(10)과 (11)에 의해 다음 式을 얻을 수 있다.

$$\alpha_{2i} - \alpha_{2i-1} = \theta - \beta_1 \quad (12)$$

$$\alpha_{2i} + \alpha_{2i-1} = \theta(2i-1) + \beta_1 \quad (13)$$

式(9)에 式(12), (13)을 代入하여 整理하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} A_n &= \frac{4}{n\pi} \{1 - 4 \sum_{i=1}^p \sin[n \frac{\theta - \beta_1}{2}] \\ &\quad \sin[n \frac{\theta(2i-1) + \beta_1}{2}]\} \quad (14) \end{aligned}$$

그림 3에서 다음 式이 成立한다.

$$\theta = \frac{\pi - 2\tau}{2P} \quad (15)$$

式(15)를 式(14)에 代入하여 整理하면 다음과 같다.

$$A_n = \frac{4}{n\pi} \left[ 1 - 4 \sum_{i=1}^P \sin\left[n \frac{\pi - 2\tau}{4P} - \frac{\beta_i}{2}\right] \times \sin\left[n \frac{(\pi - 2\tau)(2i-1)}{4P} + \frac{\beta_i}{2}\right] \right] \quad (16)$$

式(16)에서 P와  $\tau$ 가 어떤 n에 대해 固定된 값이면  $A_n$ 은 단지  $\beta_i$ 의 函數이며 다음과 같이 表現할 수 있다.

$$A_n = H\left(n, \sum_{i=1}^P G(\beta_i)\right) \quad (17)$$

여기서 H는 n,  $\tau$ ,  $\beta_i$ 의 函數이다.

#### IV. 高調波를 最小化하여 PWM 패턴 決定

式(17)은 인버터의 代表的인 出力波形에서 高調波 크기의 一般化 形態이며 PWM 패턴에서 高調波의 存在를 計算하는데 使用할 수 있다. 式(17)은 非線形 特性이기 때문에 解를 구할 때는 매우 複雜하다. 그러므로 다음 假定에 의해 더욱 簡單하게 整理해 보도록 한다. 그림 3에서 다음 假定을 한다.

$$\tau = 0, \beta_p = \theta \quad (18)$$

그런 다음

$$\beta_i = \theta - \delta(P-1) \quad (19)$$

式(2)와 (19)로 부터

$$\beta_i = \theta - \delta(P-i) \quad (20)$$

$\beta_i < \theta$ 와  $i=1, 2, 3, \dots, P$ 이다.

式(15)와 式(19)로 부터

$$\theta = \pi / 2P \quad (21)$$

여기서  $P=N/4$ (N은 한 周期當 펄스數)이며 式(22)는 다음과 같다.

$$\beta_i = \pi / 2P - \delta(P-i) \quad (22)$$

式(17)에 式(22)를 代入하여 整理하면 다음과 같다.

$$A_n = H\left[n, \sum_{i=1}^P G\left(\frac{\pi}{2P} - \delta(P-i)\right)\right] \quad (23)$$

어떤 n에 대해 P가 固定된 값이면 式(23)은 變數로서는 단지  $\delta$ 뿐이다. 式(23)을 數值的 技法을 使用하여 最適  $\delta$ 는 最小 高調波 크기에 대하여 얻을 수 있다. 더구나 THD(Total Harmonic Distortion)는 高調波 歪率基準을 使用하여 最小化할 수 있다.

本 PWM 방식의 가장 重要한 利點中의 하나는 選定된 패턴에서 高調波를 推定하여 最小化하는 計算方法이 매우 簡單하다는 點이다. 여기서의 目的은 인버터에서 發生한 高調波 電流의 實効值을 最小化하여 펄스幅을 구하는 것이다. 이는 THD를 最小化하여 얻을 수 있으며 數學的 으로는 다음과 같이 表現할 수 있다<sup>10)</sup>.

$$THD = \left[ \sum \left( \frac{A_n}{n} \right)^2 \right]^{1/2} \quad (24)$$

여기서  $n=3, 5, 7, \dots, \infty$ 이고 THD는 全 高調波 歪率이다.

式(24)에서 THD의 重要한 點은 連結시스템과 獨立의으로 定할 수 있으므로 高調波 方程式이 주어질 때 PWM 패턴에서 어떤 高調波群의 나타남을 推測하여 適用할 수 있다. 따라서 式(23)과 式(24)를 使用하여 最適  $\delta$ 는 한 周期當 N펄스에 의해 PWM 패턴에서 THD를 最小化하여 얻을 수 있다.

## V. PWM 패턴의 計算方法

### 1. 計算方法

初期條件과 解를 얻기 위한 過程은 그림 6의 플로우 차트와 같으며 解를 구하기 위한 段階는 다음과 같이 要約할 수 있다.

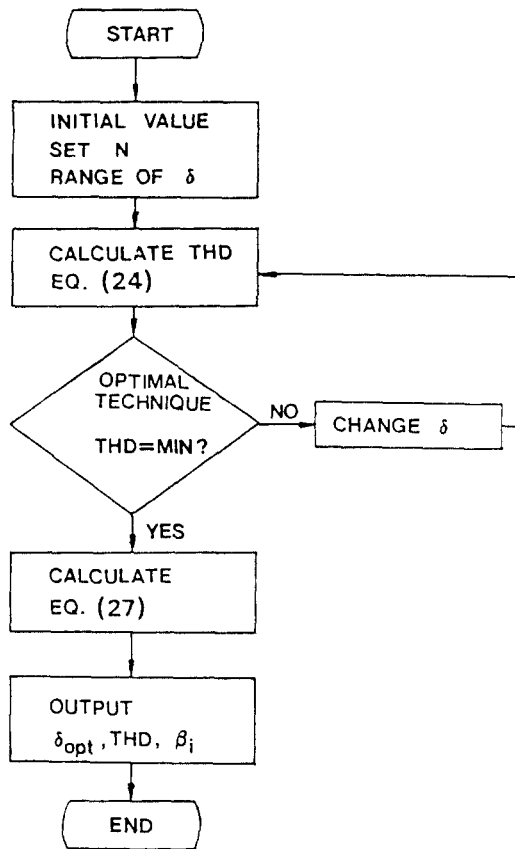


그림 6. 最適  $\delta$ , THD와  $\beta_i$ 를 計算하기 위한 플로우 차트  
Fig. 6. Flow chart for calculating optimal  $\delta$ , THD and  $\beta_i$

(1) 한 周期當 全體 펄스數를 選定한다. 한 周期當 全體 펄스數가 N이고 그림 3에서  $\tau=0$ ,  $\beta_p=\theta$ 라고 하면 1/4 周期當 펄스의 定數는 다음과 같다.

$$P=N/4 \quad (25)$$

(2) 式(21)로 부터 全 펄스幅  $\theta$ 는 다음과 같다.

$$\theta=\pi/2P \quad (26)$$

(3)  $\delta$ 의 最低 限界值는 0보다 크며 最高 限界值는 한 周期當 펄스數 N에 依存한다. 적은 N에 대해서는 增分値  $\delta$ 는 相對的으로 크며 많은 N에 대해서는 작다.

(4) 위 限界值를 固定시간 後, 最小 THD를 式(21)로 부터 얻을 때 까지  $\delta$ 를 微少스텝 變化시킨다.

(5) 段階(4)를 다른 N에 대해서도 反復하여 求민해 最小 THD를 求한다. 이 段階는 PWM 인버터 시스템의 目的에 따라서 本 PWM의 여러 패턴을 구하기 위해 여러 N에 대해 反復하여 求한다.

(6) 必要한 PWM 패턴의 펄스幅은 다음과 같다.

$$\beta_i=\pi/2P-\delta_{opt}(P-i) \quad (27)$$

여기서  $i=1, 2, 3, \dots, P$  이다.

### 2. 計算結果

그림 6의 플로우 차트에 의해 解를 구하는 段階는 最小 高調波分을 維持하면서 여러 펄스數에 대한 本 새로운 optimal PWM 방식의 스위칭 패턴을 구하는 것이다. 14個의 N에 대해 計算을 하였으며 各 N에 대한 최적  $\delta$ 와 THD를 計算한 結果는 表 1과 같다.

펄스數에 대한 THD는 그림 7에 나타내었으며 펄스數가 40 以下에서는 N이 增加할수록 THD가 逐漸 減少되어 40 以上에서는 거의 0.75에 近接하여 一定하게 된다. 이는 N이 적어지면 矩形波에 가까워 되어 THD가 크게 나타나기 때문이다.

3가지 PWM 패턴의 解를 구하는 段階에서 다음과 같이 要約할 수 있다.

표 1. PWM 패턴에 대해서 계산한 THD와最適  $\delta$   
Table 1. Calculated THD and optimal  $\delta$  for PWM pattern.

N	THD	$\delta(^{\circ})$	N	THD	$\delta(^{\circ})$
8	4.283	3.98	48	0.786	3.35
16	3.968	3.91	60	0.736	3.22
24	3.756	3.85	72	0.761	3.15
28	3.547	3.56	80	0.769	3.12
32	3.353	3.60	96	0.742	3.085
36	2.907	3.50	120	0.739	3.054
40	1.521	3.50	180	0.733	3.024

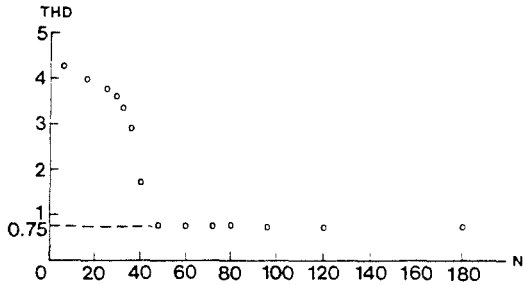


그림 7. 펄스數 N에 대한 THD 變化  
Fig. 7. Variation of THD with pulse number N

(1) 不必要한 高調波範圍는 시스템의 條件에 따라 選擇된다. 例를 들면 選定 高調波次數는 5, 7, 11, ..., 97이며 3倍數 高調波는 三相 運轉 시스템에서 나타나지 않기 때문에 包含하지 않는다.

(2) 式(23)에서  $\delta$ 는 式(23)을 式(24)에 代入할 때  $N=24$ 는  $\delta$ 를 0.1스텝으로 0.2에서 0.15까지 變化시키고  $N=48$ 은 0.05스텝으로 0.05에서 1까지의 應答 最高範圍까지 變化시키며,  $N=96$ 의 경우에는  $\delta$ 를 0.01스텝으로 0.01에서 0.2까지 變化시킨다. 이러한  $\delta$ 에 대한 THD 變化는 그림 8에서 그림 10까지 나타냈으며  $\delta$ 의 0值는 3.0으로 考慮한다. 따라서 이 그림에서  $N=24$ 에서 最小  $\delta$ 는  $3.85^{\circ}$  (THD= $3.756\%$ ),  $N=48$ 에서 最小  $\delta$ 는  $3.35^{\circ}$  (THD= $0.786\%$ ) 이고  $N=96$ 에서 最小  $\delta$ 는  $3.085^{\circ}$  (THD= $0.742\%$ )가 되며 表1과 같게 된다.

(3) 表 1을 利用하여  $\beta_1, \beta_2, \beta_3, \dots, \beta_p$ 는 式(27)로 부터 計算하여 PWM 패턴을 決定한다.

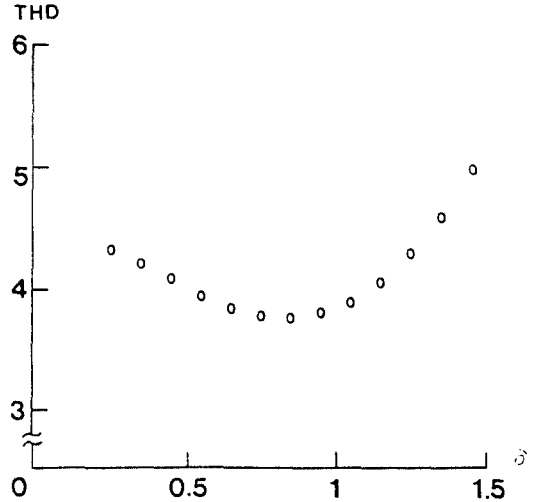


그림 8.  $N=24$ 에 대한 펄스幅 増分値  $\delta$ 에 대한 THD 變化  
Fig. 8. Variation of THD with pulsewidth increment  $\delta$  for  $N=24$  pulses

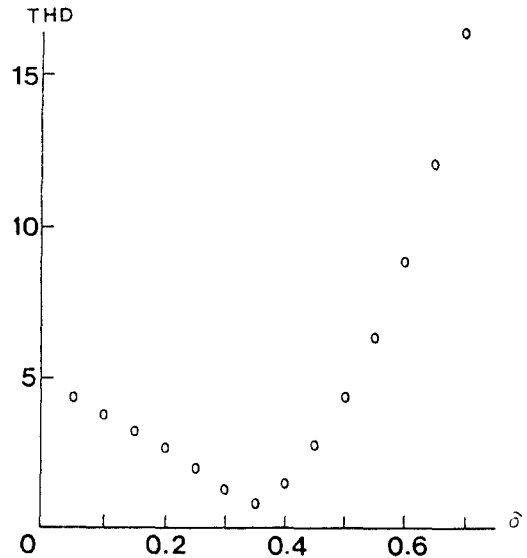


그림 9.  $N=28$ 에 대한 펄스幅 増分値  $\delta$ 에 대한 THD 變化  
Fig. 9. Variation of THD with pulsewidth increment  $\delta$  for  $N=48$  pulses



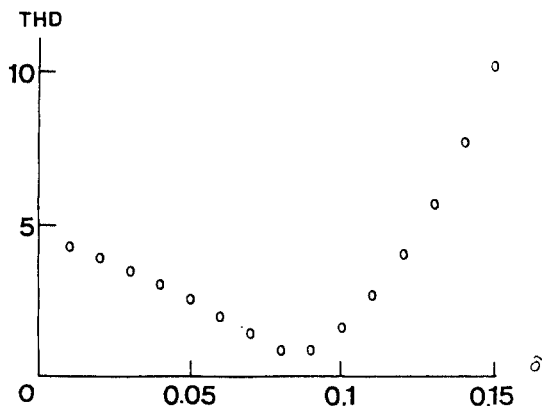


그림 10. N=96에 대한 펄스폭 증분값δ에 대한 THD 변화  
 Fig. 10. Variation of THD with pulsewidth increment δ for N=96 pulses

VSI PWM 인버터에서 高調波分の 低減에 대한 本 PWM 方式을 適用한 計算의 結果를 使用하여 N=48에 대한 高調波의 結果를 從來의 regular PWM 方式과 比較한 結果를 그림 11에 나타내었다. 本 PWM 方式이 從來에 많이 使用되어 왔던 regular PWM 方式 보다 高調波가 현저히 低減됨을 알 수 있다.

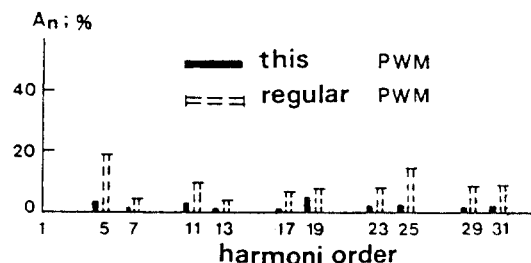


그림 11. 本 PWM 方式과 regular PWM 方式에서 高調波  
 Fig. 11. An의 스펙트럼 比較  
 Comparison spectrum of harmonic content An in this PWM scheme and regular PWM scheme

## VI. 實驗結果의 檢討

PTR로 인버터를 設計하여 VSI-IM 驅動시스템을 그림 12와 같이 構成한 後 實驗을 行한다. 實驗에 使用한 IM은 三相, 60(Hz), 1(Hp), 定格

電壓 220(V), 定格電流 3.5(A), 回轉數 1,800 (rpm)이다.



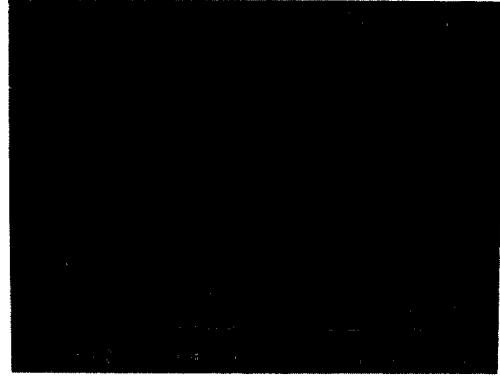
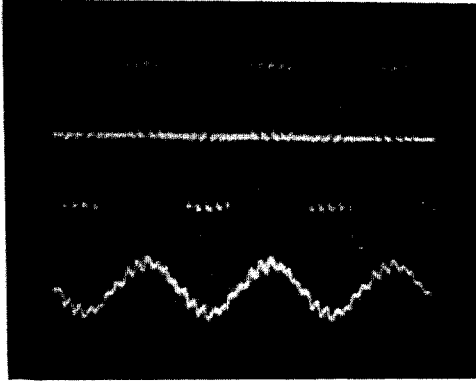
그림 12. VSI-IM 驅動시스템의 實驗  
 Fig. 12. Experiment of VSI-IM drive system

인버터의 스위칭작용으로 인한 高調波는 電動機의 損失, 토크오버脈動, 電磁氣의 輻射音 및 振動의 結果를 가져오며, 式(24)의 THD는 이러한 高調波影響의 量率이다. 本 PWM 方式 및 從來의 regular PWM 方式으로 그림 12의 實驗裝置에서 같은 條件에서 各各 試驗運轉을 한다. 그리고 10(Hz)의 各 運轉周波數이다. 騒音레벨을 測定하여 그 結果를 表2의 같다.

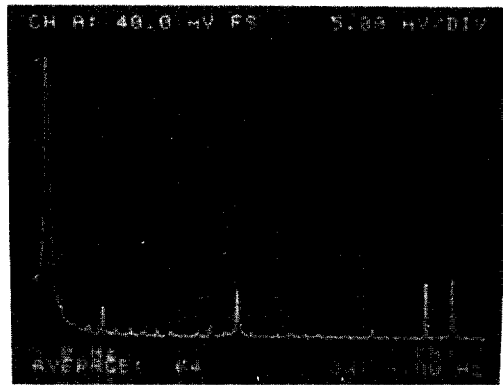
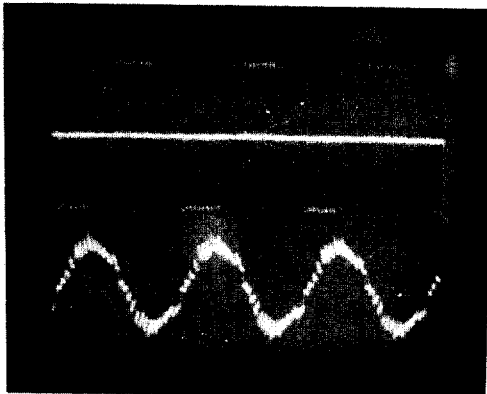
표 2. PWM 方式의 騒音레벨  
 Table 2. Noise level of PWM scheme

周波數(Hz)	騒音레벨		
	本 PWM 方式	regular PWM	Optimal PWM
10	50.0	51.3	50.1
20	52.5	55.7	52.7
30	51.2	57.0	51.5
40	55.4	58.2	55.8
50	56.8	58.8	56.9
60	57.0	59.2	57.2

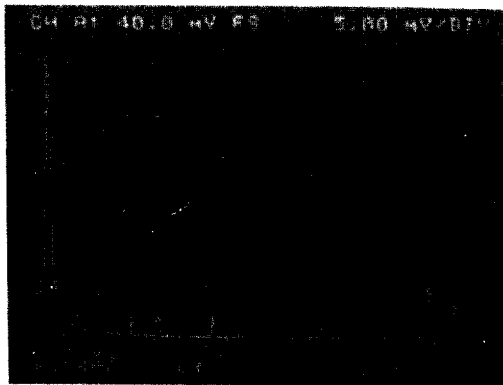
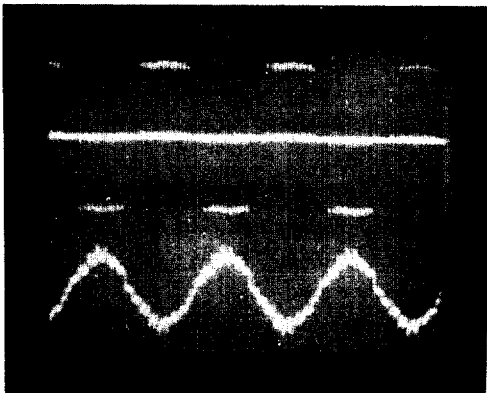
本 PWM 方式은 optimal PWM 方式과 騒音레벨이 거의 類似하게 나타나지만 optimal PWM 方式에서는 스위칭레벨을 決定할 때 計算時間이



(a) 새로운 optimal PWM 방식(N=8, f=40(Hz))



(b) Regular PWM 방식 (N=28, f=20(Hz))



(c) 새로운 optimal PWM 방식(N=28, f=20(Hz))

그림 13. 인버터의 선간전압, 전류 및 고調波 스펙트럼  
Fig. 13. Line-to line voltage, current and harmonic spectrum of inverter

많이 所要되는 點과 마이크로프로세서의 應用에 是當히 어려운 點이 있었다<sup>(8, 10, 12, 16)</sup>. 그러나 本 PWM 方式은 從來의 regular PWM 方式보다 是 騒音레벨이 約 2~4(dB) 정도로 低減됨을 알 수 있었다.

다음은 스위칭패턴의 結果로 나타나는 線間電壓, 電流 및 전류 高調波 스펙트럼을 測定하여 比較, 檢討해 본다.

그림 13은 인버터의 線間電壓, 電流 및 고조파 스펙트럼을 나타내며 그림 13(a)는 本 PWM 方式으로 40(Hz)의 運轉狀態에서 測定한 結果의 波形이며 電流波形은 歪率이 매우 적고 高調波도 작게 나타난다. 그림 13(b)는 從來의 regular PWM 方式으로 20(Hz)의 運轉狀態에서 測定한 結果의 波形이고 그림 13(c)는 本 PWM 方式으로 20(Hz)의 運轉狀態에서 測定한 結果의 波形이다. 그림 13(c)의 本 PWM 方式이 그림 13(b)의 從來의 regular PWM 方式보다 電流波形의 歪率이 低減 되고 高調波도 減少됨을 알 수 있다.

## Ⅶ. 結 論

本 研究에서는 VSI PWM 인버터의 電壓制御 PWM 方式의 高調波 最小와 効率的인 制御의 設計目的을 위하여 PWM 패턴의 連續펄스 사이 에 線型關係를 適用시켜 一般化 公式을 誘導한 後 THD를 最小化하여 PWM 패턴을 決定하였다. 여기서 구한 PWM 패턴을 利用하여 VSI IM 驅動 시스템을 運轉시켜 인버터의 出力波形을 測定하였다. 測定한 結果의 波形을 從來의 regular PWM 方式과 比較, 檢討해 본 結果 다음과 같다.

(1) 本 PWM 方式은 從來의 regular PWM 方式과 같이 CW와 MW를 重疊, 比較할 必要없이 高調波分 및 스위칭 周波數와 같은 設計데이터를 直接 計算하여 PWM 패턴의 解를 매우 簡單化시켰다.

(2) 적은 펄스數로서 많은 高調波를 除去시킬

수 있어 인버터의 스위칭 損失을 低減시킬 수 있었고 電動機의 運轉効률도 向上시킬 수 있었다.

(3) regular PWM 方式의 MW와 CW의 重疊, 比較에 依存하지 않고 PWM 패턴을 쉽게 決定할 수 있어 마이크로프로세서의 具現이 容易하다.

(4) 實驗結果에서 THD의 影響인 騒音레벨을 本 PWM 方式이 從來의 regular PWM 方式보다 約 2~4(dB) 정도 低減시켜 電動機의 運轉効률을 向上시킬 수 있었다.

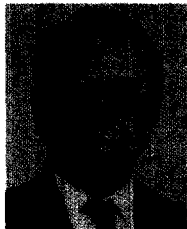
(5) 實驗結果에서 本 PWM 方式이 從來의 regular PWM 方式보다 電流波形의 歪率이 低減되고 高調波가 減少됨을 알 수 있었다.

VSI PWM 인버터는 速度를 自由롭게 制御할 수 있고 電力에너지를 20~40% 以上 節減할 수 있을 뿐만 아니라 各種 産業用 펄스, 送風機, 콘베어등의 核心機器로 使用되고 있다. 또한 서보 드라이브, UPS, 航空機 및 로봇트등에 應用可能하므로 이 分野의 産業展望이 매우 밝고 앞으로 VSI의 電壓制御 PWM 方式은 물론 高速, 精密制御의 電流制御 PWM 方式등 많은 研究가 繼續되리라 본다.

## 參 考 文 獻

1. B. K. Brod, "Power Electronics An Emerging Technology", IEEE Trans. on IA, Vol. 36, No. 3, pp. 403~412, 1989.
2. D. M. Brod, et al., "Current control of VSI-PWM inveter", IEEE Trans. on IA, Vol. IA 21, No. 4, pp. 562~570, 1985.
3. Bower, S. R. et al., "A new PWM switching strategy for microprocessor controlled inverter drive", Proc. IEEE, Pt. B, Electr., Power Appl., Vol. 133, No. 1, pp. 237~257, 1986.
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., "New sinusoidal pulse width modulated inverter", Proc. IEEE, Pt. B, Electr., Power

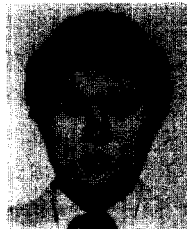
- Appl., Vol. 122, No. 11, pp. 1279~1285, 1975.
6. Patel, H. S., et al., "Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverter: part I -harmonic elimination", IEEE. Trans. on IA, Vol. IA-9, pp. 310~317, 1973.
  7. Patel, H. S., et al., "Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverter: part II -voltage control techniques", IEEE Trans. on IA, Vol. IA 10, pp. 666~673, 1974.
  8. Buja, S. R., et al., "Optimal pulse-width modulation for feeding AC motors", IEEE Trans., Vol. IA 13, pp. 38-44, 1977.
  9. Y. J. Lee, et al., "Optimal PAWM strategy for variable speed drive of three phase induction motor", KIEE Trans., Vol. 34, No. 9, pp. 28~35, 1987.
  10. Y. J. Lee et al., "Optimal switching pattern of SHE PWM for VSI-IM drive system", KITE journal, Vol. 26, No. 11, pp. 200-209, 1989.
  11. Williamson, S., et al., "A comparison of PWM switching strategies on basis of drive system efficiency", IEEE Trans. on IA, Vol. IA 20, pp. 146~147, 1984.
  12. Y. J. Lee, et al., "Optimal switching pattern of voltage source inverter", KICS journal, Vol. 12, No. 4, pp. 386~398, 1987.
  13. D. H. Im, 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.
  14. Y. J. Lee, et al., "The characteristic comparison of various PWM strategies for generating pulse signal of voltage source inverter", KICSjournal, Vol. 15, No. 5, pp. 384~394, 1990.
  15. Y. J. Lee, et al., "Optimal PWM strategy for minimization of torque ripple of a various speed 3 phase induction motor", KIEE Trans., Vol. 35, No. 6, pp. 9~17, 1986.
  16. Y. J. Lee, et al., "The study on decreasing acoustic noise and oscillation of various speed induction motor by optimal PWM strategy", KIEE Trans., Vol. 36, No. 2, pp. 27~34, 1987.



**李允鍾 (Yoon Jong LEE)** 正會員  
 1924年9月14日生  
 1948年2月: 서울대학교 電氣工學科 卒業  
 1971年2月: 漢陽대학교 大學院 電氣工學科 卒業(工學博士)  
 1950年2月~現在: 漢陽대학교 電氣工學科 教授



**鄭東和 (Dong Hwa CHUNG)** 正會員  
 1955年8月15日生  
 1979年2月: 嶺南대학교 電氣工學科 卒業(工學士)  
 1981年2月: 漢陽대학교 大學院 電氣工學科 卒業(工學碩士)  
 1987年8月: 漢陽대학교 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



**李佺炯 (Il Hyeong LEE)** 正會員  
 1957年11月8日生  
 1980年2月: 漢陽大 電氣科 卒業  
 1983年2月: 漢陽大 電氣科 大學院 (碩士)  
 1984年3月~現在: 漢陽大 大學院 電氣科 博士課程  
 1987年8月~現在: KIET 責任研究員