

3相 誘導電動機의 運轉을 위한 Optimal PWM에 관한 研究

The Study on Optimal PWM for 3Phase Induction Motor Drive

李 允 鍾* · 徐 基 永** · 鄭 東 和***
(Yoon-Jong Lee · Ki-Young Seo · Dong-Wha Chung)

Abstract

This paper describes the OPTIMAL PWM strategy to reduce harmonic losses for a variable-speed drive of an induction motor. This OPTIMAL theory is the strategy which can reduce motor losses by defining harmonic losses as a performance index and achieving it's minimization.

This PWM strategy is compared with the conventional NATURAL PWM technique by a numerical method, and verified the validity of numerical method by a result of implementing in a practical 1 Hp-3 Phase induction motor drive system. Also, we could achieve a maximum efficiency to drive an induction motor by selecting appropriately one alternative between OPTIMAL and NATURAL PWM techniques, and employing it in a full driving range.

1. 序 論

最近에 와서 다이리스터 性能이 改善되고 高速 스위칭 素子(GTO, MOSFET, TR 등)와 마이크로 프로세서를 利用한 制御器의 開發로 可變速 電動機에 대한 制御性 및 效率向上, 信賴性 및 維持費向上이 이루되고 있으며, 이에 부응하여 誘導電動機의 可變速 運轉이 容易하게 되어 一般 産業界에 크게 脚光을 받고 있으며 이에 대한 研究가 계속 進歩 되고 있다.¹⁾

인버터 回路를 사용하여 誘導電動機를 可變速 運轉할 때 電動機에 入力되는 電壓 및 電流의 波形은 矩形波가 되므로 基本波以外的 많은 高調波가 포함되어 電動機의 損失을 증가시키고 溫度가 上昇하는 등의 原因이 되며, 이로 인해 電動機는 效率적인 運轉을 할 수 없게 된다.²⁾ 이러한 高調波 影響을 低減시키기 위한 方案으로 여러 PWM 方式들^{3)~9)}이 研究

되어 왔으며 이 方式은 한 週期の 펄스를 각각 다르게 變調시켜 電動機에 入力함으로써 高調波의 影響을 低減시킬 수 있는 방식이다.

1964年, Turnbull 氏가 發表한 SHE (Selected Harmonic elimination) 方式³⁾은 特定 高調波를 선정하여 직접 선정된 高調波分을 제거하는 方法 考이 에 대한 研究^{4),5)}가 계속되었고 制限된 軋流(modulation)數內에서 만족할 만한 結果를 얻을 수 있으나 制御器가 복잡해 진다. Schonung 과 Stemmler 氏는 SHO (Subharmonic Oscillation) 方式⁶⁾을 發表 하였으며 이는 두波의 비교에 의하여 軋流角을 구한 다음 인버터의 制御器에 加해 주는 方法이다. 마이크로 프로세서의 發達로 인해 SHO 方式이 改善되어 設置가 용이하고 사용하기 편리한 일반적인 方式인 Natural PWM 方式⁷⁾이 研究되었으 며 이 方式은 電動機에 入力되는 周波數와 같은 周波數의 正弦波와 이 보다 周波數가 큰 三角波를 重疊, 비교하여 스위칭角을 決定하게 되며 한 週期當 펄스數를 증가시키면 高調波를 현저히 低減시킬 수 있으나 半導體素子の ON, OFF 시간 또는 制御器의 應答速度 등의 制限要素 때문에 精確한 波形을 出力하기는 어렵다. 최근, 더욱 改善된 方式은 Buja 와 Indri 氏에 의해서 發表

*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 大學院 電氣工學科 博士課程
 接受日字: 1985年 7月 13日

된 Optimal PWM 방식⁸⁾이며 이는 같은 펄스수에서 高調波에 의한 損失을 最小化하여 스위칭角을 구하는 방법이다. 그런데, 이 研究에서는 단지 Inductive 負荷動作을 고려하여 理論的인 解析을 하였으며 效率의 最適化에 重點을 두었고 3相의 경우에서는 評價函數의 計算을 명확하게 언급하지 못했다.

本 研究에서는 이러한 點을 勘察하여 Optimal PWM 방식에 基礎를 두고 3相 PWM 방식에 있어서 高調波에 의한 損失을 評價函數로 정하고 이 評價函數를 最小化하여 스위칭角을 決定했으며 實際 3相 誘導電動機를 運轉시켜 보았다. 또한, Optimal PWM 방식을 損失面에서 Natural PWM 방식과 비교하여 600~1,300 [rpm]에서는 Natural PWM 방식, 1,300~2,000 [rpm]에서는 Optimal PWM 방식을 선정하여 運轉시킨 結果, 최소의 損失로써 效率的인 運轉을 할 수 있었다.

2. PWM 波形

2.1 Natural PWM 波形

그림 1은 마이크로 프로세서를 기초로 한 制御器에 대한 인버터의 構成圖를 나타내며 n은 DC 供給電壓V의 이론적인 中央탭을 表示한다. TR A, B 및 C는 PWM 波形에서 正電壓일때 動作하고, TR \bar{A} , \bar{B} 및 \bar{C} 는 負電壓일때 動作한다. 그림 2는 MW (Modulation Wave)인 sin 波와 CW (Carrier Wave)인 三角波의 比較에 의하여 인버터 出力電壓인 PWM 波를 形成한다. 그림 2 (b)는 a 相의 인버터 出力 相電壓이며 sin 波가 三角波보다 클때는

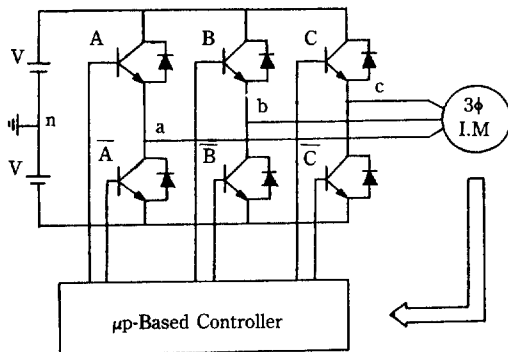


그림 1. 마이크로 프로세서를 基礎로한 制御器에 대한 3相 인버터의 基本 構成圖

Fig. 1. Basic structure of the inverter with the micro-processor-based controller.

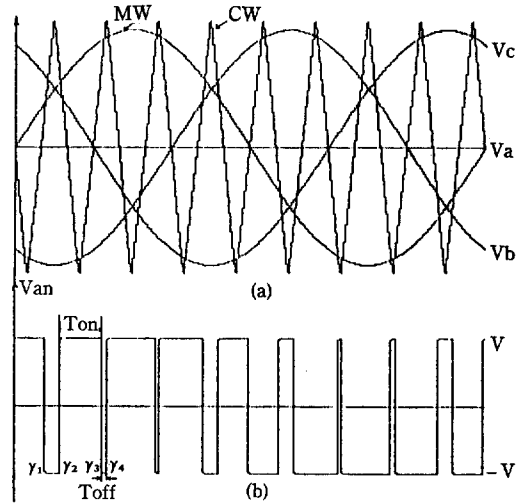


그림 2. Natural PWM 波形

(a) MW와 CW의 比較

(b) (a)에 의한 a 相의 인버터터端 相電壓

Fig. 2. Natural PWM Waveform

(a) MW and CW comparison.

(b) Inverter a phase voltage by (a).

+V인 正의 相電壓을 發生하고 sin 波가 三角波보다 작을때는 -V인 負의 相電壓을 發生하여 스위칭角 r_1, r_2, r_3, \dots 를 決定한다. V_{an} 에서 t_{on} 時間에는 TR A가 點弧하고 \bar{A} 는 消弧하며 t_{off} 時間에는 反對가 된다. 또한 B 및 C 相도 A 相과 마찬가지로 PWM 波形에 따라 TR가 스위칭된다.

sin 波와 三角波의 週期の 比를 FR (Frequency Ratio)라 하고 두 波의 最大値의 比를 MD (Modulation Depth)라 하는데 일반적으로 FR는 定數이고 MD는 1보다 작은 값을 갖는다. PWM 波形에서 FR가 증가할 수록 高調波 成分은 減小하지만 半導體素子の ON, OFF 시간이나 制御器의 應答速度等的 制限을 받게되고 MD가 증가할 수록 出力電壓이 감소하는 結果가 나타난다. 이에 대한 상세한 內容은 參考文獻을 參照하기 바란다.⁹⁾

2.2 Optimal PWM 방식

2.2.1 Optimal PWM 解析

그림 3은 인버터터端 相電壓이며 $\pi/2$ 에 대해 對稱인 半波對稱으로 假定한 Optimal PWM 波形이다. 이 波形의 스위칭角 r 는 $0 \sim \pi/2$ 사이의 스위칭數 $i=1, 2, \dots, M$ 일때 式(1)의 條件을 만족한다.

$$0 \leq r_1 \leq r_2 \leq r_3 \dots \leq r_M \leq \pi/2 \quad (1)$$

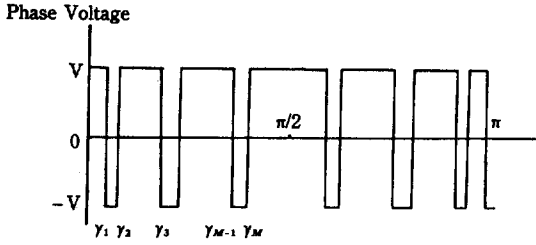


그림 3. Optimal PWM 波形

Fig. 3. Optimal PWM waveform.

計算을 쉽게 하기 위하여 $V=1$ 로 單位化하고 그림 3은 半波對稱으로 가정하였으므로 奇數 高調波만 包含하게 되며 高調波 피크值는 式(2)와 같다.

$$V_k = 4/\pi \int_0^{\pi/2} V(r) \sin kr dr$$

$$= \frac{4}{k\pi} [1 + 2 \sum_{i=1}^M (-1)^i \cos k\tau_i] \quad (2)$$

式(1)에서 $k=1$ 인 基本波는 다음식과 같이 表現된다.

$$V_1 = 4/\pi [1 + 2 \sum_{i=1}^M (-1)^i \cos \tau_i] \quad (3)$$

式(1)과 式(3)에서 基本波의 出力範圍는 다음과 같다.

$$0 \leq V_1 \leq 4/\pi \quad (4)$$

各 高調波에 대한 損失을 計算하기 위하여 式(2)의 高調波 電壓을 複素數 ($V_k/\sqrt{2} + j0$)로 하고 入力端에서 본 誘導電動機의 基本波에 대한 全 等價 임피던스를 ($R + j\omega L$)이라 하면 高調波에 대한 等價 임피던스는 ($R + jk\omega L$)이므로 高調波 電流는 다음과 같다.

$$I_k = V_k/\sqrt{2}(R + jk\omega L) = V_k(R - jk\omega L)/\sqrt{2} [R^2 + (k\omega L)^2] \quad (5)$$

式(5)에서 高調波의 次數 k 의 증가에 따라 $(k\omega L)^2$ 項은 급격히 증가하게 되므로 高調波 電流를 近似的으로 表現하면 다음과 같다.

$$I_k \approx V_k(R - jk\omega L)/\sqrt{2} (k\omega L)^2 \quad (6)$$

高調波 電力 및 高調波 有效電力은 다음과 같다.

$$P_k = I_k V_k/\sqrt{2} = V_k^2 (R - jk\omega L)/2(k\omega L)^2 \quad (7)$$

$$W_k = R/2(\omega L)^2 \cdot (V_k/k)^2 \quad (8)$$

高調波에 의한 損失은 全 高調波의 有效電力의 總으로 나타낼 수 있다.

$$W = \sum_{k=3}^{\infty} W_k = R/2(\omega L)^2 \cdot \sum_{k=3}^{\infty} (V_k/k)^2 \quad (9)$$

윗式에서 R, L 및 ω 는 電動機의 諸定數와 運轉 周波數에 의해 決定되는 常數이므로 高調波에 의한 損失은 級數의 總에 의해서 決定된다. 이 級數總을 評價函數로 定하고 이 評價函數에 式(2)를 代入하여 정리하면 다음과 같다.

$$f(r) = \sum_{k=3}^{\infty} (V_k/k)^2$$

$$= \sum_{k=3}^{\infty} \left[\frac{4}{k^2\pi} \cdot (1 + 2 \sum_{i=1}^M (-1)^i \cos k\tau_i) \right]^2 \quad (10)$$

單相 인버터의 경우는 k 를 奇數로 하면 되지만 3相 인버터의 경우는 各相의 位相差가 $2\pi/3$ 이므로 3倍數의 高調波 電流는 생기지 않기 때문에 k 는 3倍數가 아닌 奇數가 된다. 要求되는 出力電壓에 대해 式(1)을 만족하는 $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{M-1}$ 값을 式(3)에 代入하여 τ_M 을 구하면 式(11)과 같고 이를 式(10)에 代入하여 評價函數의 總을 計算하게 된다.

$$\tau_M = \cos^{-1} [\pi V_1/8 - 1/2 - 2 \sum_{i=1}^{M-1} (-1)^i \cos \tau_i] \quad (11)$$

2.2.2 Optimal PWM 解析 結果

$M=2, V_1=1$ 인 경우를 예를들면 $0 < \tau < \pi/2$ 일 때 式(11)에 의한 τ_2 와 式(10)에 대한 $f(r)$ 는 다음과 같다.

$$\tau_2 = \cos^{-1} [\pi V_1/8 - 1/2 + 2 \cos \tau_1] \quad (12)$$

$$f(r) = \sum_{k=3}^{\infty} [4/k^2\pi \cdot (1 - 2 \cos \tau_1 + 2 \cos \tau_2)]^2 \quad (13)$$

式(12)와 式(13)에서 구한 τ_1 變化에 대한 τ_2 對 $f(r)$ 의 曲線은 다음 그림 4와 같다.

그림 4에서 $f(r)$ 는 2個의 極小點을 가지므로 이 2個의 極小點中 最小值를 찾아야 한다. $M=2, V_1=1$ 일 경우 $f(r)$ 가 最小가 되는 點에서 $\tau_1=75^\circ, \tau_2=80^\circ$ 가 된다. 또한 $V_1=1$ 이 아닌 경우 V_1 의 變化에 따라서 $f(r)$ 의 最小值를 찾아 τ_1, τ_2 값을 決定하면

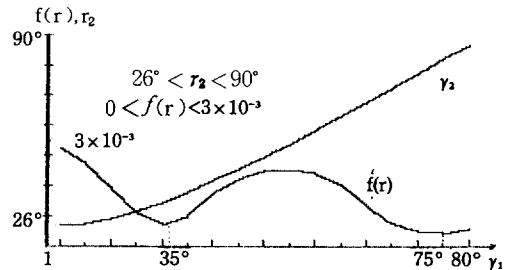


그림 4. $M=2, V_1=1$ 일때의 τ_1 變化에 대한 τ_2 對 $f(r)$ 曲線

Fig. 4. $\tau_2, f(r)$ versus τ_1 curve at $M=2, V_1=1$.

그림 5와 같다. 이때 不連續點은 그림 4의 $f(r)$ 그래프에서 두 極小點의 값이 같아지는 點이 된다. 評價函數의 最小值를 計算할때 한 週期當 M이 증가하면 式(1)과 式(3)을 만족하는 r_i 값이 매우 많아 지므로 計算하는데 많은 시간이 소요된다.

그림 6 및 그림 7은 M=3 및 M=4일때의 評價函數를 最小化하는 r 값이며 그림 8은 M=2, 3 및 4 일때의 評價函數를 最小化했을때 나타나는 값이다.

그림 8에서 나타난 바와 같이 $f(r)_{min}$ 은 M이 증가함에 따라 감소하고 이 曲線은 $V_1=1.25$ 近方에서 收斂하는 現象을 알 수 있다. r 와 $f(r)_{min}$ 을 구하기 위한 플로우 차트는 表 1과 같다.

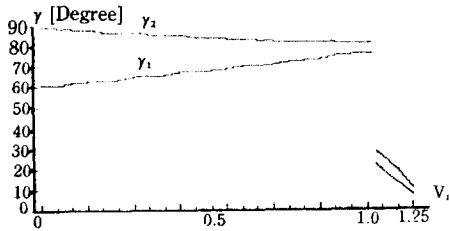


그림 5. M=2의 變調法
Fig. 5. Modulation law for M=2.

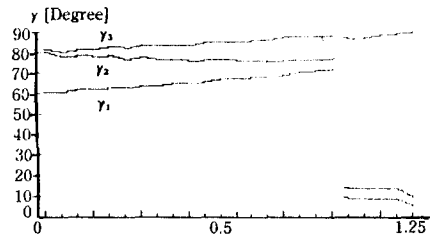


그림 6. M=3의 變調法
Fig. 6. Modulation law for M=3.

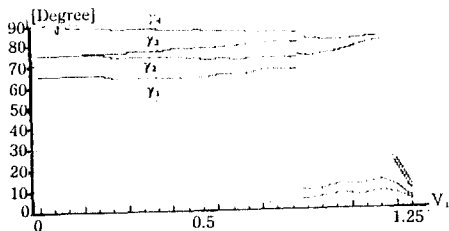


그림 7. M=4의 變調法
Fig. 7. Modulation law for M=4.

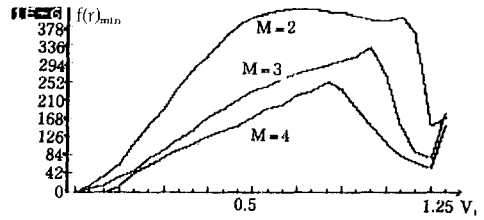
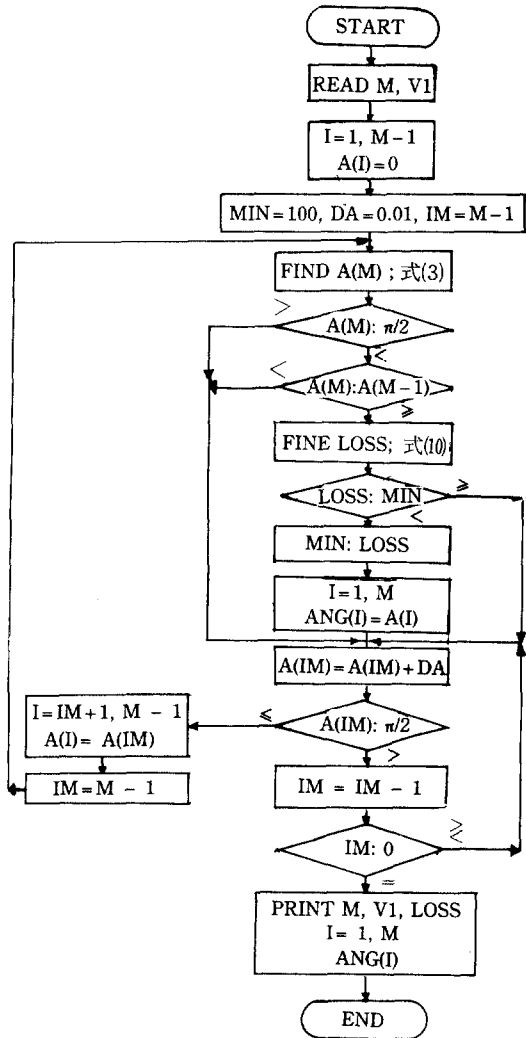


그림 8. $f(r)_{min}$ 對 V_1 曲線
Fig. 8. $f(r)_{min}$ versus V_1 curve.

표 1. r 와 損失 計算을 위한 flowchart
Table 1. Flowchart for γ and loss computation.



3. 두 방식(N-O PWM)의 비교

Natural PWM 방식의 경우에서 $FR=9$, $MD=$

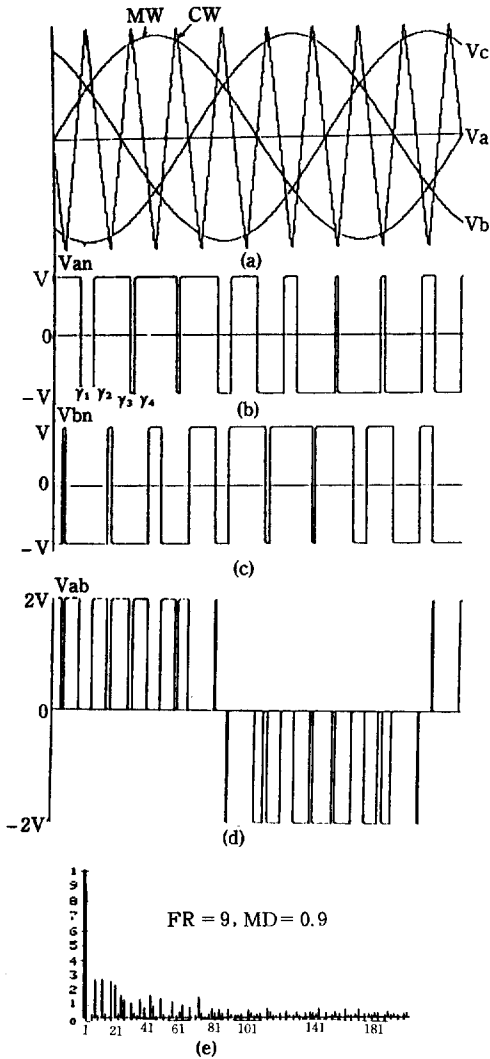


그림 9. Natural PWM 방식

- (a) MW 와 CW 比較
- (b) a相 인버터터 端相電壓
- (c) b相 인버터터 端相電壓
- (d) ab 인버터터 線間電壓
- (e) (d)의 高調波 스펙트럼

Fig. 9. Natural PWM strategy
 (a) MW and CW comparison
 (b) a phase inverter voltage
 (c) b phase inverter voltage
 (d) ab inverter line to line voltage
 (e) Harmonic spectrum of (d)

0.9 일때 그림 9(a)의 MW 인 sin 波와 CW 인 三角波의 비교에 의해서, 그림 9(b)의 인버터터 a 相電壓을 나타내며, r_1, r_2, \dots 의 스위칭角이 決定된다. 그림 9(c)는 인버터터의 b 相電壓을 나타내고, 그림 9(b)와 9(c)에 의해 그림 9(d)인 인버터터의 a, b 相 線間電壓을 나타낸다. 그림 9(d)에 의한 高調波成分은 그림 9(e)와 같다.

Optimal PWM 일 경우는 서로 비교하기 위해 $FR=9$ 인 Natural PWM 과 펄스數가 같은 $M=4$ 일때이며, 그림 10(c)는 인버터터의 a, b 相 線間電壓이며, 그림 10(d)는 高調波成分이다. 그림 9(e)와 그림 10(d)를 비교해 보면 電動機의 영향을 크게 미치

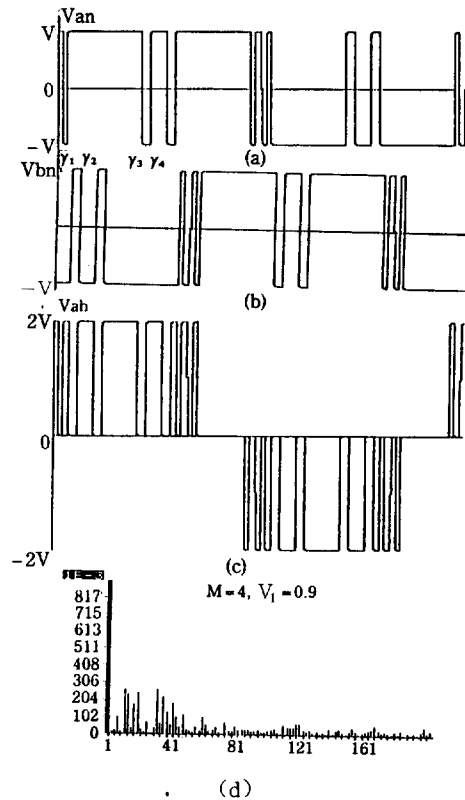


그림 10. Optimal PWM 波形

- (a) a相 인버터터 端相電壓
- (b) b相 인버터터 端相電壓
- (c) ab 인버터터 線間電壓
- (d) (c)의 高調波 스펙트럼

Fig. 10. Optimal PWM
 (a) a phase inverter voltage
 (b) b phase inverter voltage
 (c) ab inverter line to line voltage
 (d) Harmonic spectrum of (c)

는 低次高調次는 Optimal PWM 경우가 매우 적게 나타난다.

高次 高調波 成分은 Optimal PWM 경우가 Natural PWM 보다 약간 많이 나타나지만 이는 電動機에 크게 作用하지 않으므로 크게 問題가 되지 않는다. 高調波 成分의 비교에 의해서 명확한 損失을 比較하기 어렵기 때문에 Natural PWM과 Optimal PWM에서 구한 損失을 비교해 보면 確實히 알 수 있다. 그림 11은 O-N(Optimal and Natural) PWM方式을 펄스數를 變化하여 얻은 $f(r)_{min}$ 對 V_1 의 曲線이다. Natural PWM方式의 FR=9와 Optimal PWM方式의 M=4는 펄스數가 같으나 低速度인 경우에는 損失差가 매우적이고 高速度가 되면 매우 많은 損失差가 생기는 것을 알 수 있다.

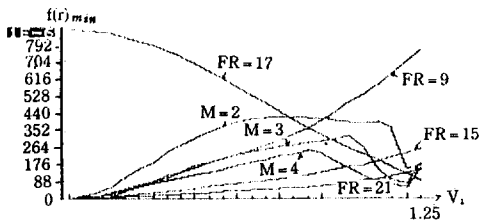


그림 11. $f(r)_{min}$ 對 V_1 曲線 (O-N PWM方式)
Fig. 11. $f(r)_{min}$ versus V_1 curve (O-N PWM strategy)

Natural PWM方式에서 波形은 FR와 MD에 의해서 決定되며 FR는 한 週期에서 펄스數가 되고 MD는 V_1 이 된다. 이때 FR와 같은 次數의 電壓 高調波는 매우 큰 값을 갖고 3相의 경우에는 3배數 高調波가 제거되기 때문에 FR가 3배數가 될 경우에는 다른 경우에 비해 損失이 매우 적어짐을 알 수 있다. Optimal PWM에서는 M이 증가할 수록 損失이 감소되며 $V_1 = 1.25$ 인 경우에서 損失曲線 $f(r)_{min}$ 이 한곳으로 收斂함을 알 수 있다. 그림 11에 나타나 있는 바와 같이 가장 最小의 損失로 나타나는 FR=21로 低速에서 運轉하다가 高速일 경우에는 M=4인 optimal로 運轉하면 最小의 損失로써 運轉할 수 있으나 펄스數가 많아 지면 인버터를 構成하는 半導體素子의 ON, OFF 시간 또는 制御器의 應答速度 등의 制限으로 어려운 點이 있게된다. 本 研究에서는 低速度일 경우는 Natural PWM方式의 FR=15로 선정하여 運轉하였고 高速일 경우에는 損失이 적게 나타나는 Optimal PWM方式의 M=4를 선정하여 運轉하였다.

4. 實驗

4.1 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 $8.6 + j17.4(\Omega)$, 2次等價 임피던스 $10.6 + j17.4(\Omega)$ 이며 勵磁 어드머턴스가 $7.4 \times 10^{-4} - j6.4 \times 10^{-3}(U)$ 인 誘導電動機를 使用하였다. PWM 인버터의 出力波形을 制御하기 위한 인버터와 制御器裝置는 그림 12와 같다.

먼저 그림 13과 같은 實驗裝置를 構成하고 損失을 各各의 PWM方式에서 測定한 다음(結果그림 14), 最小의 損失로 나타나는 PWM方式으로 運轉시켰다.

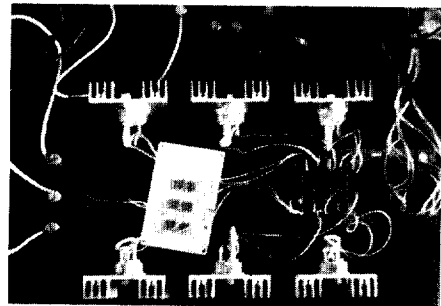
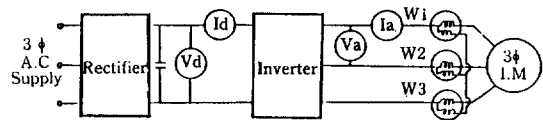


그림 12. PWM 인버터
Fig. 12. PWM inverter.



Id: 直流 電流計 Ia: 交流 電流計
Vd: 直流 電壓計 Va: 交流 電壓計
W1, W2, W3: 電力計

그림 13. 損失 測定을 위한 實驗回路

Fig. 13. Experimental circuit for loss measure.

4.2 實驗結果 및 考察

Optimal PWM方式과 Natural PWM方式에서 구한 스위칭角으로 實際 3相 誘導電動機를 運轉시켰을때 測定된 損失은 그림 14와 같다.

電動機를 運轉할때 600[rpm]에서 $V_1 = 0.5$ [P.U] 出力周波數는 약 23Hz로 하였으며 1800[rpm]일 때는 $V_1 = 1$ [P.U] 出力周波數는 약 65Hz로 하였다. 인버터의 出力電壓과 周波數를 調節하여 電動機를 600[rpm]에서 2,000[rpm]까지 運轉하였으며 全 速度範圍에서 負荷 토오크는 1Kg중으로

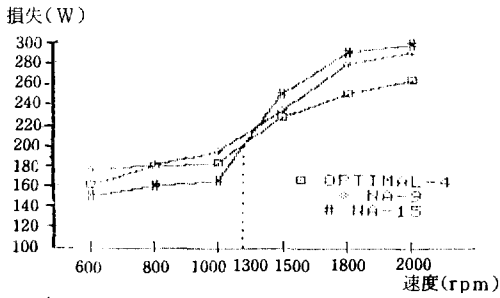


그림 14. 電動機 運轉時 速度에 대한 損失曲線
 Fig. 14. Loss versus speed curve for motor operation.

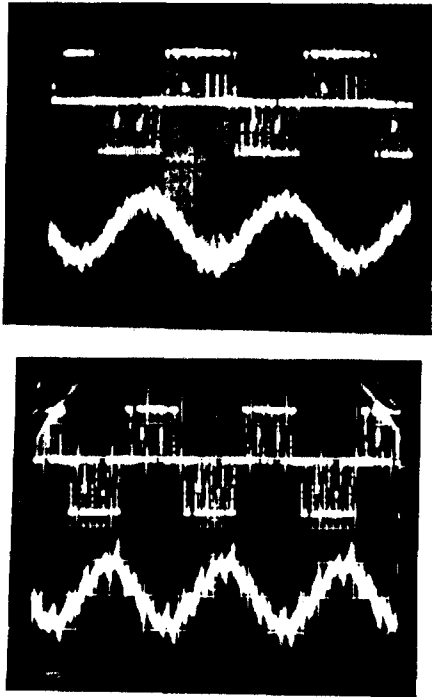


그림 15. PWM 인버터의 線間電壓 및 電流波形
 (a) FR=15, Natural PWM 方式
 (b) M=4, Optimal PWM 方式

Fig. 15. Output waveform of PWM inverter.
 (a) FR=15, Natural PWM strategy
 (b) M=4, Optimal PWM strategy

一定하게 하였다. 그림 14에서 나타나 있는 바와 같이 펄스수가 증가함에 따라 損失은 감소하나 單位時間當 펄스수가 많아지면 인버터를 構成하는 半導體 素子の ON, OFF 시간이나 制御器의 制限能力때문에 精確한 出力波形을 얻을 수 없다. 이 때문에 한 週期의 펄스수가 많은 경우인 低速度에서는 적은 損失로 運轉되나 速度가 增加할 수록 오히려 損失이 增加

하는 현상을 쉽게 알 수 있다.

本 研究에서 設計 製作한 TR 인버터의 경우 그림 14에서 나타난 바와 같이 電動機의 速度가 600~1300[rpm] 일 경우는 FR=15인 Natural PWM 方式으로 1,300~2,000[rpm] 일 경우에는 M=4인 Optimal PWM 方式으로 最小의 損失로써 運轉시켰다. 이때 인버터의 出力端에 나타나는 PWM 波形은 그림 15와 같고 그림 15(a)는 FR=15인 Natural PWM 方式일때 PWM 인버터의 出力線間電壓 및 電流波形이며 그림 15(b)는 M=4인 Optimal PWM 方式일때의 PWM 波形 및 電流波形이다. Optimal PWM 方式은 같은 펄스數로써 Natural PWM 方式보다 매우 적은 損失로 運轉시킬 수 있으나 M값에 따른 計算時間이 幾何級數의으로 增加하므로 M값을 計算하는데 어려움이 있게 된다.

本 研究에서 M=4까지 구했으며 $f(r)$ 의 計算을 위하여 사용된 컴퓨터는 VAX 780이며 M에 따른 計算時間은 M=2일때 10 sec, M=3일때 300 sec 및 M=4일때 14,400(sec)의 시간이 所要되었다. 만약 슈퍼 컴퓨터가 사용된다면 이 Optimal PWM 方式은 아주 우수한 방법이 될 것이라 생각된다.

5. 結 論

Optimal PWM 方式은 인버터에 의해 電動機를 運轉할때 高調波에 의한 損失을 低減시키기 위하여 適切한 評價函數를 選定하고 이를 最小化하여 스위칭角을 구하는 理論이다.

Optimal PWM 方式과 Natural PWM 方式을 比較 分析한 結果, 本 研究에서는 다음과 같은 結論을 얻었다.

- (1) Natural PWM에서 FR가 3의 倍数일때는 다른 경우에 비해서 損失이 매우 低減된다.
- (2) 出力의 한 週期當 펄스數가 같을때는 Optimal PWM 方式이 Natural PWM 보다 損失이 적다.
- (3) 스위칭 周波數가 높아지면 인버터는 精確한 波形을 出力할 수 없으므로 損失이 增加한다.
- (4) 電動機를 低速度로 運轉할때는 週期當 스위칭角을 쉽게 구할 수 있는 Natural PWM 方式이 유리하고 速度가 增加함에 따라 週期當 스위칭角이 감소되어야 하므로 이때는 Natural PWM 方式보다 損失이 적게 나타나는 Optimal PWM 方式이 유리하다.

本 研究에서는 600 ~ 1,300 [rpm]까지는 FR=15인 Natural 方式으로 1,300 ~ 2,000 [rpm]까지는 M=4인 Optimal PWM 方式으로 運轉시켜 최소의 損失으로써 効率的인 運轉을 할 수 있었다. 또한, 電動機의 損失을 나타내는 評價函數를 적절히 선정하여 스위칭角을 計算하였으나 한 週期當 스위칭數가 增加하면 計算時間이 많이 소요되는 어려움이 있었다.

앞으로 計算時間을 감소시킬 수 있는 새로운 評價函數의 선정에 관한 研究가 이룩된다면 이 Optimal PWM 方式은 아주 有用한 方式이 되리라 생각되며 本 筆者들은 이에 대한 研究를 계속할 計劃이다.

參考文獻

- 1) 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, 昭 58-9
- 2) 戶田孝, 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
- 3) F.G. Turnbull, “Selected harmonic reduction in static DC-AC inverter”, IEEE Trans. Comm. El., 83(73), pp. 374-378, 1964.
- 4) PATEL, H.S., and HOFT, R.F., “Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters: Part I — Harmonic elimination” IEEE Trans., IA-9, pp. 310-317, 1973.
- 5) PATEL, H.S., and HOFT, R.F., “Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters: Part II — Voltage control techniques”, IEEE Trans., IA-10, pp. 666-673, 1974.
- 6) A. Schonung and H. Stemmler, “Static frequency changers with ‘subharmonic’ control in conjunction with reversible variable-speed AC drive”, Brown Boveri Rev., 1964.
- 7) B. Mokrytzki, “Pulse width modulated inverters for AC motor drives”, IEEE Trans., Vol. IGA-3, pp. 493-503, 1967.
- 8) G.S. Buja and G.B. Indri, “Optimal pulse width modulation for feeding AC motors”, IEEE Trans., Vol. IA-13, pp. 38-44, 1977.
- 9) Gerald B. Kliman, “Harmonic effects in pulse width modulated inverter induction motor drives”, IEEE Trans., IAS, pp. 783-790, 1972.