

論 文

電壓源인버터의 最適스위칭패턴

正會員 鄭 必 善* 正會員 鄭 東 和** 正會員 李 允 鍾***

Optimal Switching Pattern of Voltage Source Inverter

Pil Soun CHUNG*, Dong Wha CHUNG**,
Yoon Jong LEE*** *Regular Members*

要 約 本 論文은 PWM (Pulse Width Modulation)인버터의 스위칭作用에 의해서 發生하는 高調波 影響을 最小化하기 위한 Suboptimal PAWM (Pulse Amplitude Width Modulation)을 提示하였다. 本 方式은 Suboptimal PWM에서 THD (Total Harmonic Distortion)가 最小가 되는 固定點(基本波 電壓 $u_1=1.2$)에서 하나의 스위칭패턴을 決定하였다. 그리고 電壓은 DC Link에서 DC Chopper에 의해 制御하게 하고 인버터에서는 단지 周波數만을 制御하도록 하였다. 本 方式을 3相 誘導電動機의 VSD (Variable Speed Drive)에 適用하여 電動機의 騒音, 인버터의 線間電壓 및 電流, 電流高調波 스펙트럼을 測定하였으며, 他 方式과 比較해 보았다. 그 結果로부터 本 方式의 妥當性을 立證할 수 있었다.

ABSTRACT This paper is proposed the Suboptimal PAWM (Pulse Amplitude Width Modulation) for minimize harmonic effects generated by switching operation of PWM Inverter. This strategy determine one switching pattern at a fixed point (fundamental) voltage $u_1 = 1.2$ which THD (Total Harmonic Distortion) are minimized in the suboptimal PWM strategy, and controls only frequency in the inverter while voltage control is carried out by DC Chopper in the DC Link. This strategy is applied at VSD (Variable Speed Drive) of Three phase induction motor, and acoustic noise of motor, line to line voltage and current of inverter, current harmonic spectrum was estimated and also compared with other switching strategy. From the results, the validity of this strategy can be verified.

I. 序 論

Optimal PWM (Pulse Width Modulation) 인버터는 高周波 影響을 最小化할 수 있을 뿐만

아니라 電壓 및 周波數를 制御하여 誘導電動機를 可變速 運轉(VSD: Variable Speed Drive) 할 수 있는 長點때문에 一般 產業界에서 많은 關心을 갖게 되었다. 더욱 最近에 와서 새로운 高速 스위칭素子 (Power Transistor, MOSFET, GTO, 高速 Thyristor 등)의 出現과 LSI (Large Scale Integration) 技術의 進歩 및 Microprocessor의 應用範圍가 擴大되어 인버터의 Optimal PWM의 眞價가 유감없이 발휘될 전망이다.

그러나, 지금까지 提示되었던 Optimal PWM

*弘益工專大 電氣科

Dept. of Electricity Hong ik Technical college

** , *** 漢陽大學校 電氣工學科

Dep. of Electrical Engineering Hanyang Uni.

論文番號 : 87-39 (接受 1987. 6. 18)

(1)~(5)은 最適 스위칭패턴을 決定할 때 컴퓨터 計算時間이 스위칭數M의 增加에 따라 幾何級數的으로 增加하게 되어 Microprocessor Online 計算의 時間範圍內에서 Real Time 實現이 不可能하였다. 특히, 高速應答이 要求되는 VSD의 Microprocessor Online 計算總量은 PWM에서 必要한 應答과 Microprocessor의 速度에 의해 制限을 받게 된다. 이러한 制御條件을 利用할 수 있는 Microprocessor의 새로운 스위칭 方式의 開發이 매우 重要하다고 할 수 있다.

近年, 이러한 어려운 點을 解決하기 위하여 SHE (Selected Harmonic Elimination) PWM을 直線 近似化시킨 近似 Optimal PWM이 提示되었다⁽⁴⁾. 이 方式에서는 Microprocessor의 Online, Real Time 實現이 可能하며 選定될 低次 高調波는 除去시킬 수 있으나 選定되지 못한 高次 高調波는 매우 增加하게 되었다.

따라서, 高調波 影響을 最小化할 수 있고 Microprocessor의 Online, Real Time 實現이 可能한 새로운 스위칭制御가 必要하게 되었다.

本 研究에서는 이러한 點을 勘案하여 高調波 影響 즉, THD (Total Harmonic Distortion) 를

最小化하는 스위칭方式을 Soboptimal PWM에 의해 決定하였으며, 이 스위칭패턴만으로 인버터에서 周波數를 制御하고 電壓은 DC Link의 DC Chopper에서 制御하는 Suboptimal PAWM (Pulse Amplitude Width Modulation)을 提示하였다.

이러한 理論的 提案의 妥當性을 立證하기 위하여 3相 誘導電動機의 VSD 시스템에 適用하여 實際 實驗을 하였으며 Microprocessor On

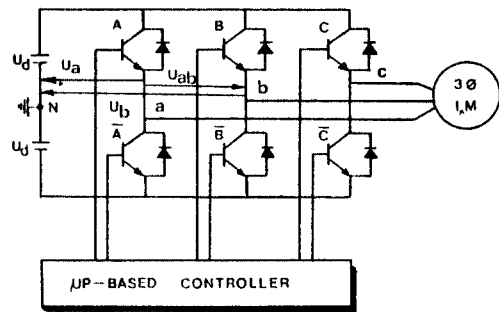


그림 I - 1 TR를 사용한 3相 인버터回路
Three phase Inverter circuit using TR.

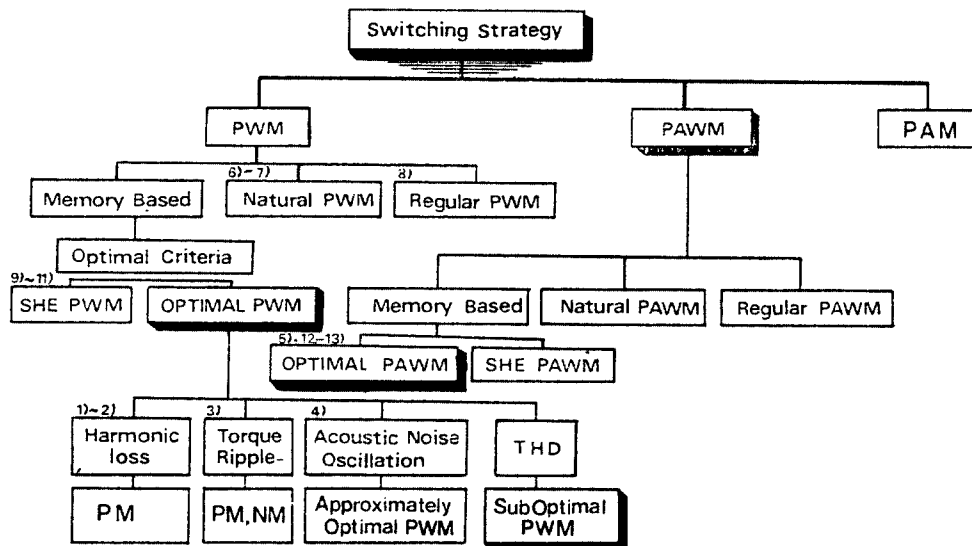


그림 II - 1 스위칭方式의 分類
Classification of switching strategy.

line, Real Time 實現이 可能하도록 하였다. 이 때 나타나는 인버터의 線間電壓 및 電流 波形, 電流高調波 스펙트럼, 電動機의 高調波 影響인 騒音등을 測定하여 比較, 分析한 結果를 提示하였다.

II. 인버터의 스위칭패턴

그림 I - 1은 TR(Transistor)를 利用한 3相 인버터이며 N은 DC 供給電壓 U_d 의 理論的인 中央값을 表示한다. 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한다. 電壓 U_a 는 인버터의 a相 電壓이며 電壓 U_{ab} 는 a와 b相의 線間電壓을 나타낸다.

인버터는 半導體素子인 TR로 構成되어 있기 때문에 TR素子の 스위칭作用으로 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. 이러한 問題는 誘導電動機의 VSD 實現時 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 위하여 여러스위칭 方式이 研究되어 왔으며 이에 대한 詳細한 分類는 그림 II - 1와 같다.

III. Suboptimal PWM

Optimal PWM에서 式(III - 1)의 THD를 評價函數로 定하고 이를 最小化하여 스위칭패턴을 決定한다.

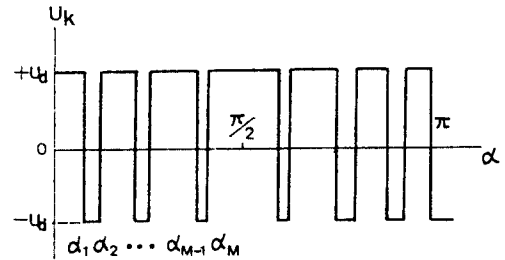


그림 III - 1 PWM 波形
PWM Waveform.

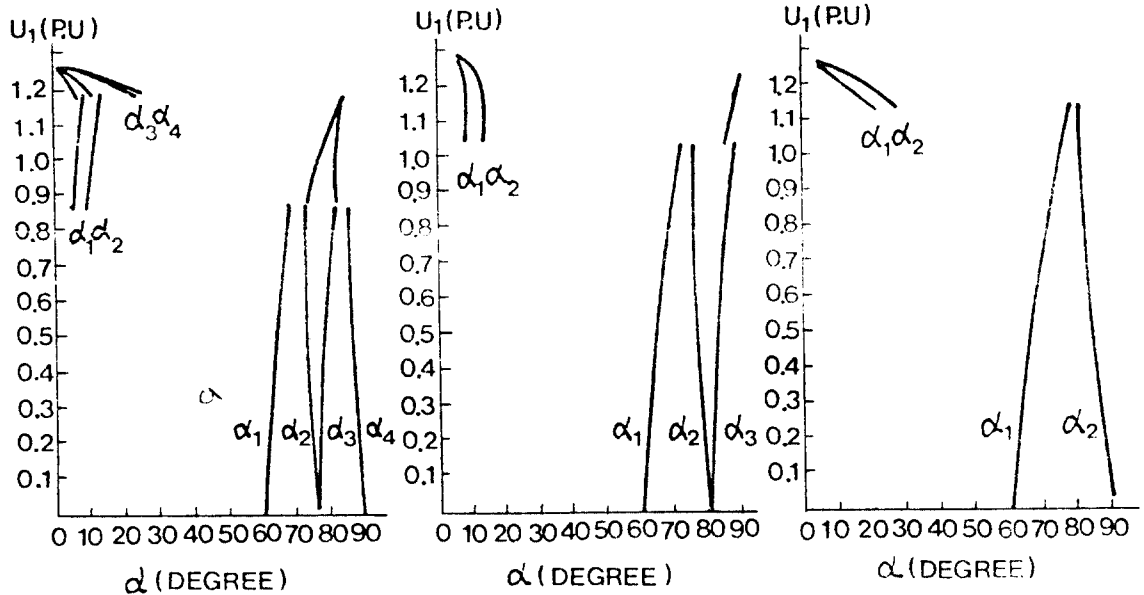


그림 III - 2 基本波 電壓에 대한 스위칭角
Switching angle for fundamental voltage.

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{k=3}^{\infty} I_k^2}}{I_1} \quad (1)$$

PWM波를 $\pi/2$ 에서 線對稱, π 에서 點對稱인 波를 그림 III-1 과 같이 假定해 두고 最適化 技法을 適用하면 그림 III-2의 스위칭角, 그림 III-3의 最小 THD를 얻을 수 있다. 이에 대한 詳細한 內容은 參考文獻을 參照하면 된다^{(1)~(5), (12)}.

Optimal PWM에서는 高調波 影響을 最小化하는 利點은 있지만 스위칭패턴을 決定할 때 M의 增加에 따라 計算時間이 幾何級數의 增加하게 된다. Microprocessor의 Online Real Time 實現이 不可能하여 非經濟的이기 때문에 새로운 스위칭패턴, 즉 Suboptimal PWM을 提示하였다.

Optimal PWM의 波形은 그림 III-2에서 알 수 있듯이 U_1 의 變化에 따라서 스위칭패턴에 不連續點이 나타나며 不連續點 以上에서는 스위칭패턴이 $0^\circ, 90^\circ$ 의 極點으로 이동하고 있는 現象을 알 수 있다. 그리고, U_1 과 스위칭패턴사이에서는 非線型關係이며, 그림 III-3에서 $U_1 = 1.2$ 근방에서 THD가 最小가 되는 現象을 發見할 수 있다. 이러한 PWM特徵을 利用하여 높은 電壓에서 一般的인 스위칭패턴, 즉 Suboptimal PWM

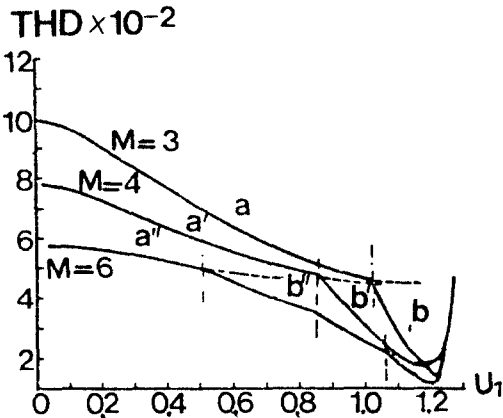


그림 III-3 U_1 에 대한 最小 THD
Minimum THD for U_1 .

波를 決定할 수 있다.

III-1 最適 變調過程

Suboptimal PWM은 Regular PWM을 基礎로 하여 Optimal 技法을 適用하였다.

그림 III-4는 1/4週期當 펄스의 位置를 事前 變調하는 過程을 나타냈으며, 初期펄스의 位置는 P_{0k} 이고 다음 變調펄스의 位置는 P_{1k} 이며, 다음은 P_{2k} 이다. 이는 電壓이 增加함에 따라 PWM波가 가장자리쪽으로 샘플링點이 이동하고 있기 때문이다.

이러한 premodulation 影響은 그림 III-5에서 三角 CW의 샘플링點을 決定하게 되며, 샘플링點으로 定해지는 三角波의 피크值를 移動하면 CW의 周波數가 增加하게 된다.

III-2 2重 變調過程의 數值的 解析

PWM波는 1/4週期當 奇數의 스위칭角을 가지고 1/4週期에 對해 對稱인 半波對稱으로 假定

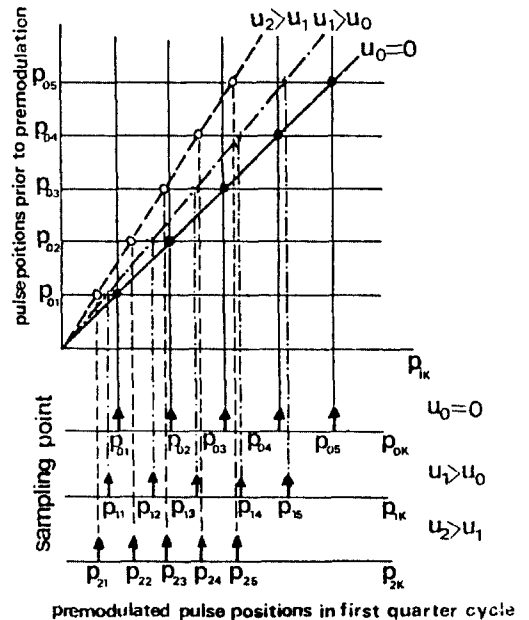


그림 III-4 여러 基本波 電壓에 對한 펄스의 位置와 샘플링點에서 連續的인 premodulation의 影響
Effects of continuous premodulation on pulse positions and sampling points for different fundamental voltage.

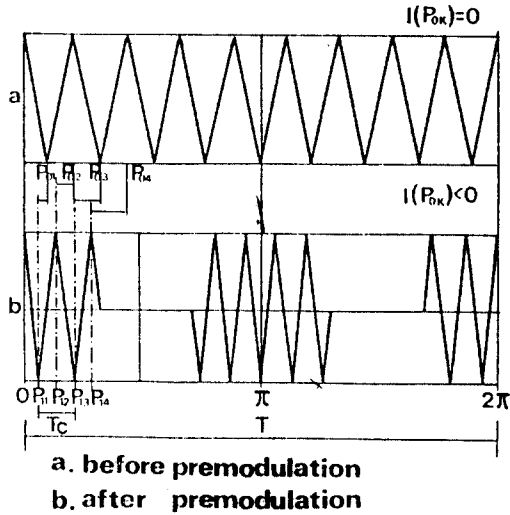


그림 Ⅲ - 5 Carrier波에서 Premodulation의 影響
Effects of premodulation on carrier waveform.

하면 PWM 스위칭角 α_i 는 Regular PWM과 그림 Ⅲ - 5에서 應用하여 그림 Ⅲ - 6에서 다음과 같이 誘導할 수 있다.

$$\alpha_i = T_i + (-1)^{i+1} \frac{T_c \cdot MD}{4} \sin(T_i) \quad (2)$$

여기서, $T_i = iT_c/2, i=1, 2, \dots, M$
 周波數比를 $FR = T/T_c$ 라 定하면 이 周波數比는 Regular PWM에서의 周波數比와 같다.
 그림 Ⅲ - 1에서 PWM波를 Fourier級數로 展開하여 高調波 電壓의 크기를 구하면 式(3)과 같다.

$$U_k = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} U(\alpha) \sin k\alpha \, d\alpha \quad (3)$$

式(3)에서 基本波 電壓의 크기는 다음과 같다.

$$U_1 = \frac{4U_d}{\pi} \left[1 + 2 \sum_{i=1}^M (-1)^i \cos \alpha_i \right] \quad (4)$$

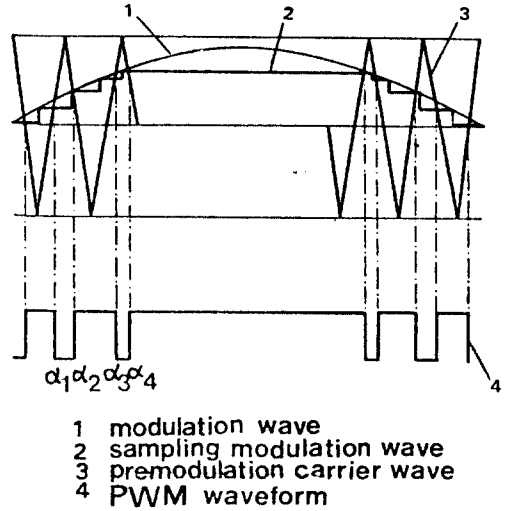


그림 Ⅲ - 6 Premodulation을 利用한 PWM波 發生 過程
PWM waveform generation process using Premodulation.

그리고 高調波 電流 I_k 는 다음과 같다.

$$I_k = U_k / KX \quad (5)$$

式(2)를 式(3)에 代入하여 定理하면 다음과 같다.

$$U_k = \frac{4}{k\pi} \left\{ 1 + 2 \sum_{i=1}^M (-1)^i \cos k \left[\frac{iT}{2FR} + (-1)^{i+1} \frac{T \cdot MD}{4FR} \sin \left(\frac{iT}{2FR} \right) \right] \right\} \quad (6)$$

式(6)을 式(5)에 代入한 後, 이를 다시 式(1)에 代入하면 THD를 구할 수 있으며, THD가 最小가 되는 最適 FR(Frequency Ratio)를 구할 수 있다.

Ⅲ - 3 變調時 parameter의 相關關係

여러 FR에 대해 U_1 과 MD(Modulation Depth)사이의 關係는 線型性의 特徵이 있기 때문에 FR, U_1 을 알면 MD를 구할 수 있다. 따라서 FR, U_1 , MD, M의 값을 알면 式(1)의

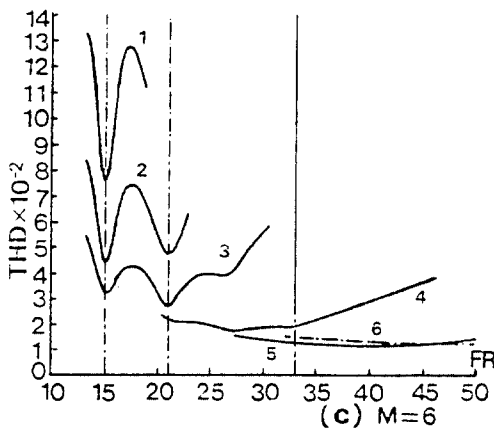
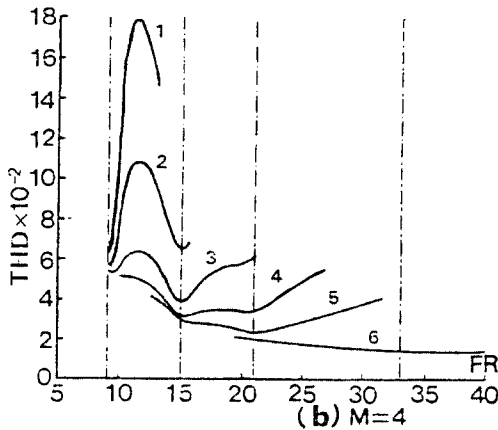
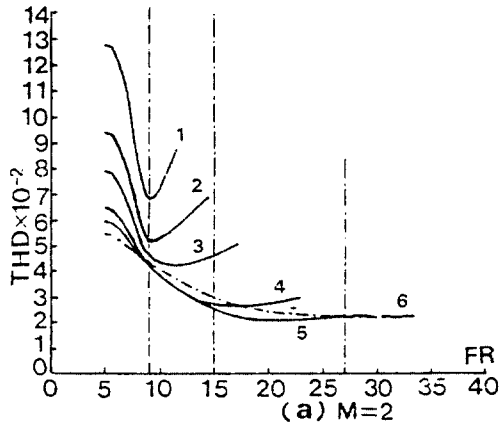


그림 III - 7 여러 基本波 電壓 U_1 에 대한 FR 對 THD 變化
Variation of THD with FR for various fundamental voltage

THD를 구할 수 있으며, 이 때 計算된 값은 그림 III - 7 과 같다.

그림 III - 7 에서 THD의 最小值가 한개 以上이 存在하게 되므로 THD가 最小가 되는 한개의 FR를 決定해야할 必要가 있다.

III - 4 最適 FR 決定

그림 III - 8 은 $U_1 = 1$, $M = 4$ 일 때 FR를 變化시키면서 高調波 스펙트럼을 分析한 結果이며, FR의 變化에 따라 高調波分이 各各 다르게 나타난다.

따라서, 最適 FR를 決定하는 方法은 먼저 U_1 을 定하고 MD를 구한 後, 임의의 M 값에서 모든 FR를 計算하여 MD가 最小가 되는 한개의 FR를 決定할 수 있다. 이러한 FR를 決定하기

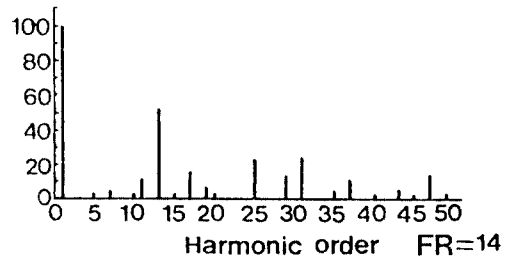
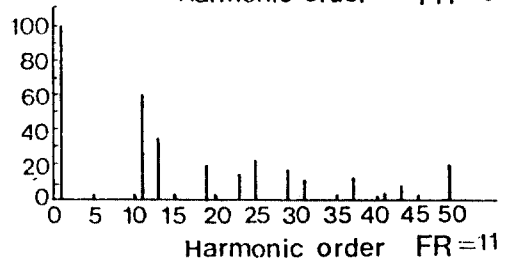
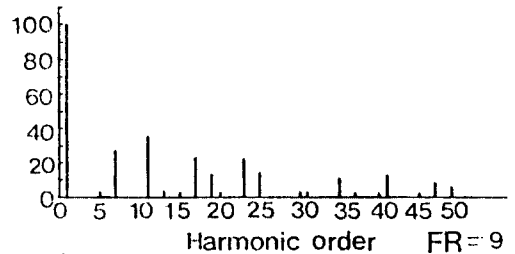


그림 III - 8 여러 周波數比에 대한 電壓高調波 스펙트럼
Voltage harmonic spectrum for different Frequency Ratio for $U_1 = 1$ and $M = 4$.

위한 汎函數의 關係는 다음式과 같다.

$$FR = F(M, U_1, MD, THD) \quad (7)$$

예를들면, 그림 III-7(c)에서 $U_1 = 1$ 일 때 最小가 되는 FR는 15와 21로 나타나는데 FR=21이 더욱 最小值이기 때문에 $U_1 = 1, M = 6$ 에서 FR=21을 決定하게 된다. 이와같이 計算한 FR를 U_1 變化에 대해 $M = 2, 4, 6$ 에서 구하면 그림 III-9와 같다.

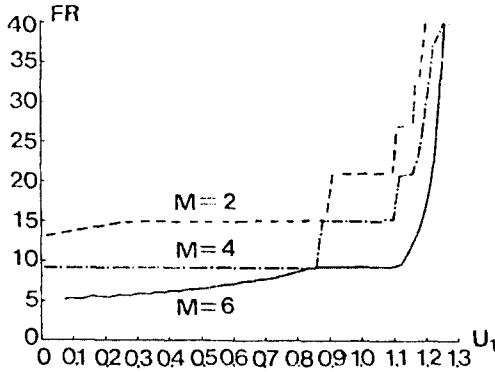


그림 III-9 THD를 最小化한 最適 FR
Optimal FR for minimized THD

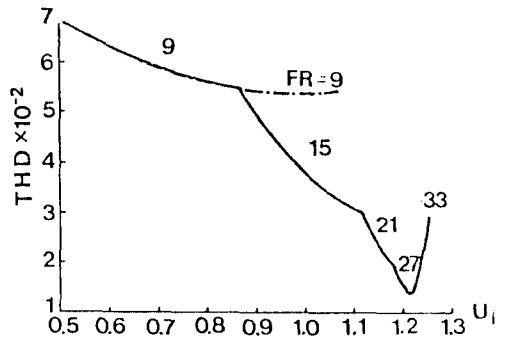
그림 III-9에서 THD를 最小化한 最適 FR는 $M = 4$ 일 때 FR=9, 15, 21로 增加하는 規則的인 패턴으로 나타남을 알 수 있다. 특히, 3相 시스템에서는 3倍數 高調波가 除去되기 때문에 奇數 3倍數 FR를 使用하는 것이 有用하며, 最適 FR는 $FR = 3(2K + 1)$ ($K = 1, 2, \dots$)로 定할 수 있다. U_1 이 增加할 때 FR에서 FR+6으로 奇數 3倍數를 無限히 增加시킬 수 있으며 FR를 다소 容易하게 決定할 수 있다. 따라서 許容 最小 펄스幅으로 THD가 最小가 되는 FR를 구하여 使用하며, Regular PWM과의 THD의 比較는 그림 III-10과 같다.

그림 III-10에서 本 Suboptimal PWM이 從來의 Regular PWM 보다 THD를 현저히 低減시킬 수 있다. 이러한 高調波 影響의 低減은 電動機

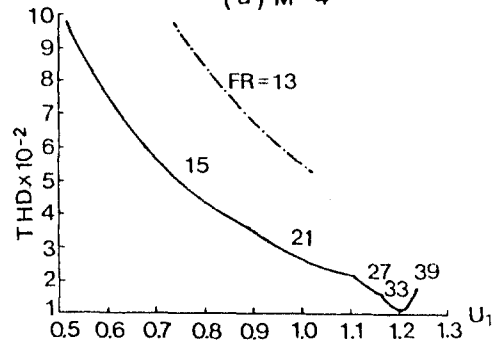
의 高調波 損失, 토오크脈動, 電磁氣의 騒音 및 振動 低減시켜 VSD 시스템의 效率를 改善시킬 수 있다.

IV. Suboptimal PAWM (Pulse Amplitude-Width Modulation)

그림 III-10에서 $U_1 = 1, 2$ 근방에서 THD가 最小點이 나타나므로 이 點을 固定點으로 하여 PWM을 制御하면 THD가 最小化가 된다. 그러나, $U_1 = 1, 2$ 근방의 THD가 最小가 되는 固定 스위칭方式으로 PWM을 制御할 때 出力電壓이 制御되지 않는다. 그러므로, VSD를 實現할 경우 DC Link 電壓을 制御해야 한다.



(a) M=4



(b) M=6

———— HVSO PWM
- - - - - Regular PWM

그림 III-10 Regular PWM과 比較
Comparison with Regular PWM.

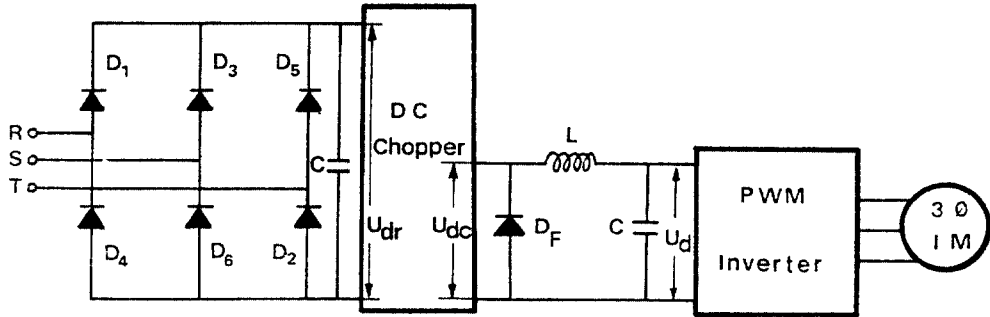


그림 IV - 1 PAWM을 위한 VSD시스템構成
VSD system configuration for PAWM.

그림 IV - 1 은 PAWM 制御를 위한 3相 誘導 電動機의 VSD시스템을 나타낸다.

3相 AC電源을 Diode Rectifier에 의해 整流 시켜 一定 DC電壓을 얻은 후 이를 다시 DC Chopper 回路에 의해 DC電壓을 制御하고, 인버터에서는 Suboptimal PWM에서 決定한 하나의 스위칭패턴만으로 周波數만을 制御하게하여 3相 誘導電動機의 VSD를 實現하는 方式이다.

그림 IV - 2 는 Chopper回路의 出力波形을 나타내며, 그림(a)는 U_{dr} 電壓을 制御하기 위하여 DC 波인 MW와 三角波인 CW를 重疊, 比較하여 MW가 CW보다 클 때에는 DC Chopper를 點弧, MW가 CW보다 작을 때에는 消弧시켜 그림(b)와 같은 DC 出力波形을 얻을 수 있다.

여기서, 一定週期T는 點弧時間 T_{on} 과 消弧時間 T_{off} 의 합이며 Chopper回路의 出力電壓制御는 式 (8)과 같다.

$$U_{ac} = \frac{T_{on}}{T} U_{ar} \quad (8)$$

式 (8)에서 T와 U_{ar} 는 一定하므로 U_{ac} 를 制御하기 위하여 T_{on} 을 變化시켜야 하며, 이는 그림 IV - 2(a)의 MW를 適切히 調節하므로써 그림 IV - 2(b)와 같은 出力電壓을 얻을 수 있다. 이러한 出力電壓은 Filter를 거쳐 PWM 인버터

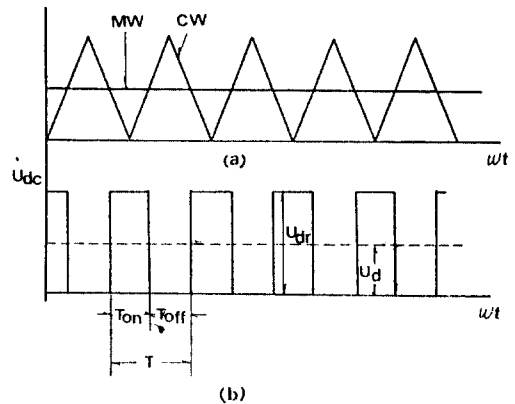


그림 IV - 2 Chopper回路의 샘플링 變調過程
Sampling modulation process for chopper circuit.

에 入力시킨 다음 周波數를 制御하여 3相 誘導 電動機를 可變速 運轉시킨다.

3相 誘導電動機의 可變速 運轉時 可變電壓, 可變周波數(VVVF) 制御를 實現해야 하며, 그림 IV - 3은 一定 磁束에 대한 VVVF 制御이다. 인버터의 스위칭 周波數의 限界內에서 VVVF를 制御하기 위하여 低速에서는 많은 스위칭數로 運轉하다가 高速에서는 차츰 스위칭數를 減少시켜 運轉하게 된다. 그림 IV - 3(a)는 VVVF 制御를 나타내며 그림 IV - 3(b)는 인버터의 스위칭 周波數를 나타낸다.

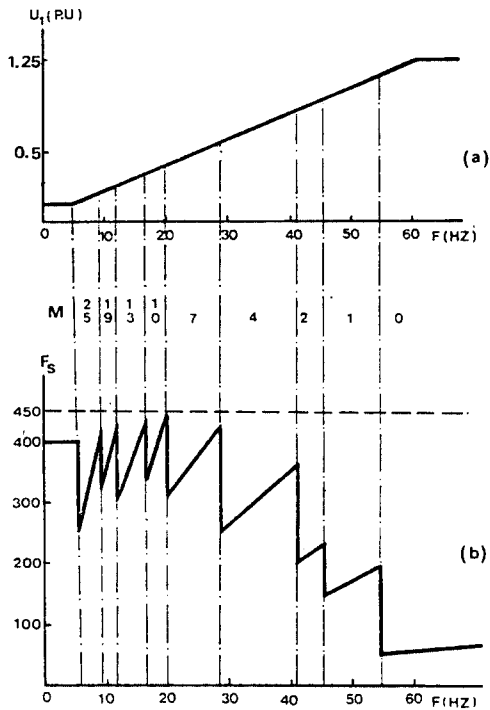


그림 IV - 3 VVVF(Variable Voltage Variable Frequency) 제어
 (a) " $U_1/F = \text{一定}$ " 제어
 (b) 인버터의 스위칭 周波数
 VVVF control
 (a) " $U_1/F = \text{const}$ " Control
 (b) Switching frequency of Inverter.

V. 實驗結果 및 檢討

電動機의 運轉實驗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 어드미턴스 $7.4 \times 10^{-4} - j6.4 \times 10^{-3}(\text{U})$ 인 誘導電動機를 使用했으며 VSD 시스템의 實驗裝置는 그림 V-1 과 같다.

그림 V-1 과 같은 實驗裝置를 構成한 後, 그림 IV-3 의 스위칭數에 따라 試驗運轉을 하였다. 그림 V-2 는 高調波 影響中^{(1)~(4)} 騒音を 測定한 結果이며, 本 研究의 Suboptimal PAWM 은

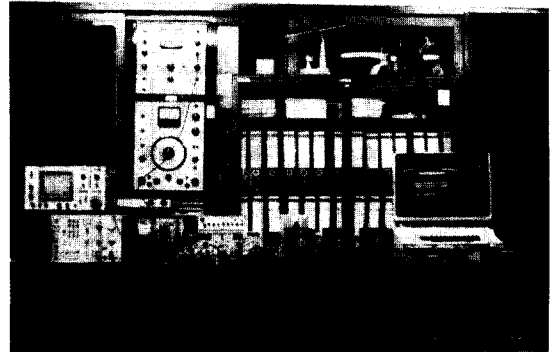


그림 V - 1 VSD 시스템을 위한 實驗裝置
 Experimental Apparatus for VSD system.

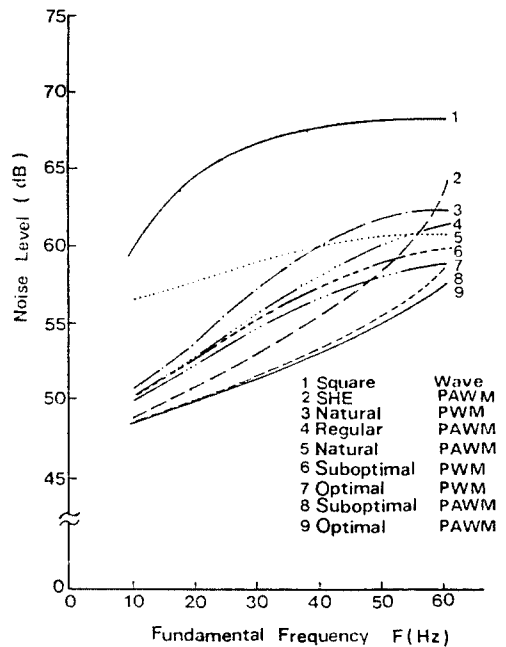
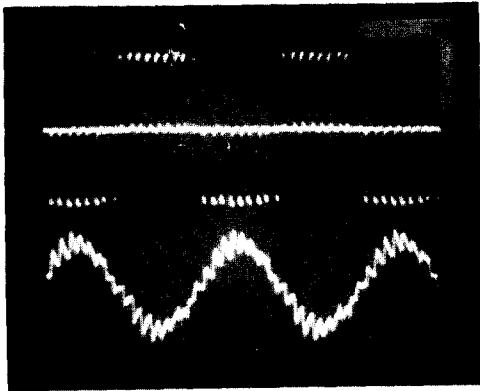
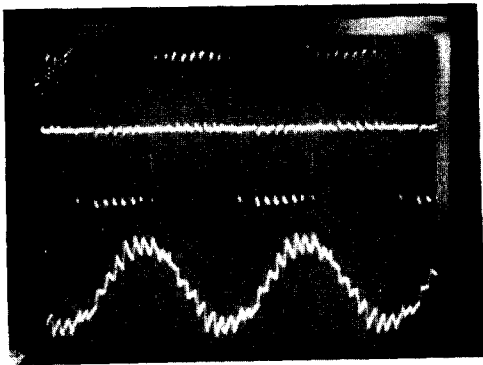


그림 V - 2 電動機의 運轉周波數에 따른 騒音
 Acoustic Noise with operation frequency of motor.

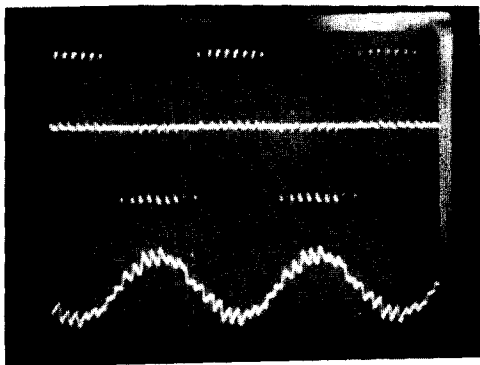
Optimal PAWM 과 거의 騒音이 近似한 結果로 나타났다. 그러나, 스위칭패턴을 決定할 때 計算時間問題를 解決할 수 있기 때문에 Micro-processor 의 Online, Real Time 實現이 可能하다.



(a) Natural PAWM(FR = 9)

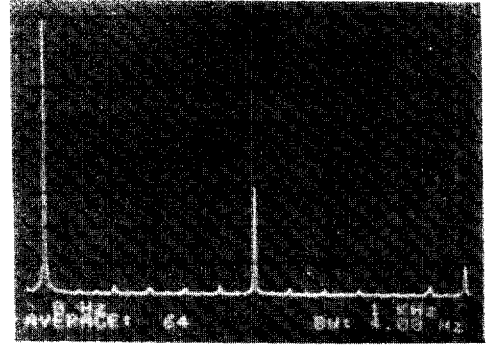
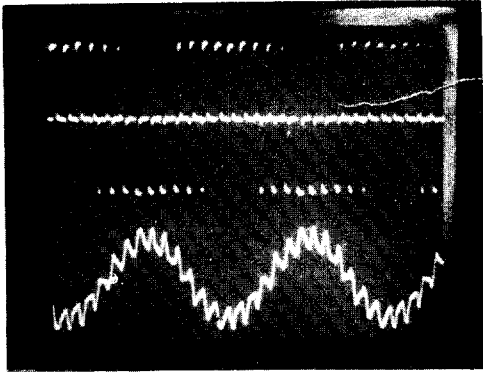


(b) Regular PAWM(FR = 9)

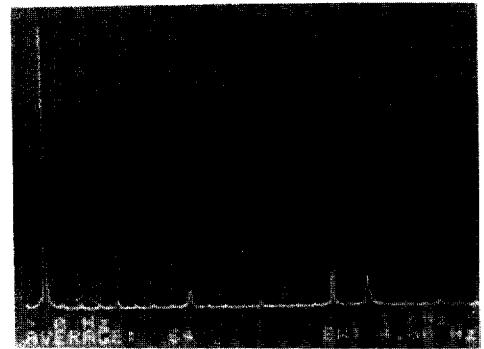
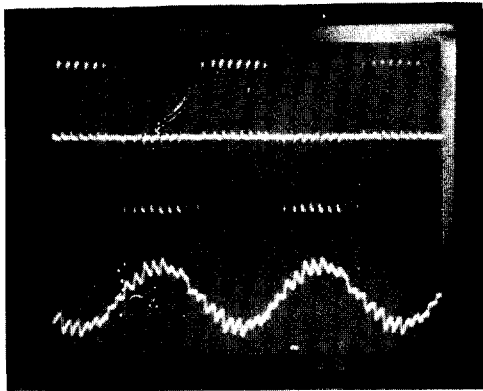


(c) Suboptimal PAWM(M = 4)

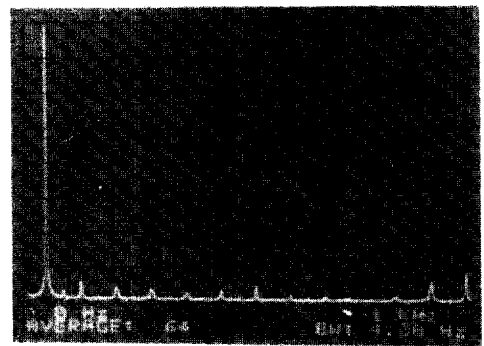
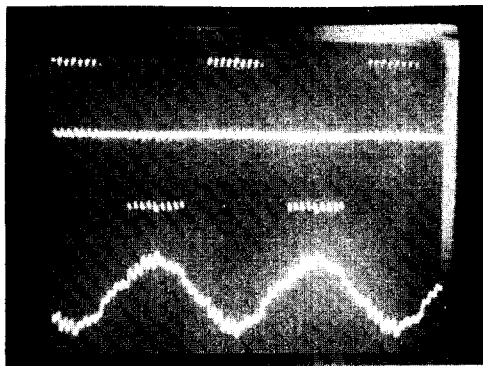
그림 V - 3 인버터의 線間電壓, 電流과 電流스펙트럼
Line to-line voltage, current and current spectrum of Inverter.



(a) SHE PAWM: M=4



(b) Suboptimal PAWM: M=4



(c) Optimal PAWM: M=4

그림 4. 선간이상의 線間調製, 電流의 電流의 電流의
Line to line voltage, current and current
spectrum of Inverter

그리고 본 Suboptimal PAWM 방식은 他 방식들 보다는 현저히 騒音을 低減시킬 수 있었다.

그림 V-3 과 V-4는 인버터의 線間電壓, 電流 및 電流 高調波 스펙트럼을 測定한 實驗結果의 한 例이며, 서로 比較하기 위해서 스위칭數는 1/4 週期當 4로서 같게 하였고, 運轉周波數도 $F=40$ (Hz)로 같은 條件이 되도록 하였다.

그림 V-3에서 一般的으로 많이 使用했던 Natural PAWM과 Regular PAWM보다 본 Suboptimal PAWM이 電流波形 및 高調波 스펙트럼은 양호하며, Suboptimal PAWM이 Regular PAWM과 類似한 形態로 나타나는 原因은 Regular PWM을 基礎로 Optimal 技法을 適用시킨 結果로 생각된다.

그림 V-4에서 Suboptimal PAWM은 Optimal PAWM과 比較할 때 인버터의 電流波形 및 高調波 스펙트럼은 거의 類似한 特性으로 나타나고 있다. SHE PAWM의 電流 및 高調波 스펙트럼이 양호하지 못한 原因은 1/4 週期 當 스위칭數 $M=4$ 이므로 除去시킨 高調波는 5, 7, 11次 밖에 되지 않기 때문이며, 除去하지 못한 高調波는 매우 增加하는 現象이 나타나고 있음을 알 수 있다.

따라서 본 Suboptimal PAWM은 Optimal PAWM과 거의 類似한 高調波 影響이 나타났으며 他 방식들 보다는 훨씬 양호함을 알 수 있었고 Microprocessor 制御에 適用될 수 있는 有用한 방식임을 알 수 있었다.

VI. 結 論

本 研究은 高調波 影響을 最小化할 수 있고 스위칭 방식의 決定時 計算時間이 많이 所要되었던 點을 解決할 수 있는 Suboptimal PAWM 방식을 開發하였다. 이 방식을 實際 3相 誘導 電動機의 VSD 시스템에 適用하여 實驗을 해 본 結果, 다음과 같은 結論을 얻을 수 있었다.

(1) Optimal PWM에서 항상 問題點이 되어 왔던 스위칭 방식의 決定時, 많이 所要되었던 計算時間을 Suboptimal PWM에서 低減시킬 수

있었으며 Microprocessor의 Online, Real Time 實現이 可能하였다.

(2) Suboptimal PWM에서 한개의 스위칭 방식을 決定하여 인버터에서는 周波數만을 制御하고, DC Chopper에서는 電壓을 制御하는 Suboptimal PAWM은 效率적인 制御가 可能하고 高調波 影響도 한층 低減시킬 수 있었다.

(3) Suboptimal PAWM은 高調波 影響에서는 Optimal PWM과 類似하였지만 他 방식보다는 상당히 우수하였고, Microprocessor의 on-line, Real Time 制御에서는 Optimal PAWM보다 훨씬 容易하게 實現할 수 있었다.

(4) Suboptimal PAWM은 인버터의 線間電壓 및 電流, 電流 高調波 스펙트럼, 電動機의 騒音등이 Optimal PAWM과 거의 類似하였고, 他 방식보다는 훨씬 양호함을 알 수 있었다.

따라서, 高調波 影響을 低減시킬 수 있는 본 Suboptimal PAWM이 誘導電動機뿐만 아니라 他 交流電動機에 適用 可能하며, VSD, UPS, SFC 등의 應用에 많이 期待되어지고, 一般 産業界에 適用한다면 매우 有用한 방식이 되리라 생각된다.

參 考 文 獻

- (1) G. S. Buja and G. B. Indri, "Optimal pulse width modulated Inverter Induction Motor drives.", IEEE Trans., vol. IA-13, pp.38~44, 1977.
- (2) 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.
- (3) 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 방식", 大韓電氣學會誌, vol. 35, no. 9, pp. 9~17, June, 1986.
- (4) 李允鍾, 鄭東和, "Optimal PWM에 의한 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.
- (5) 李允鍾, 鄭東和, "可變速 誘導電動機의 高調波 影響을 低減하기 위한 새로운 PWM 방식", 大韓電氣學會, 秋季學術發表會 論文集, 電力電子, pp. 60~62, 1986.
- (6) A. Schonung and H. Stemmler, "Static frequency changer with 'Subharmonic' control in conjunction with reversible variable-speed AC drive", Brown Boveri Rev., 1964.

(7) B. Mokrytzki, "Pulse width modulated inverter for AC motor drives.", IEEE Trans. vol. IGA-3, pp. 493~503, 1967.
 (8) Bowes, S. R., et al, "New sinusoidal pulse width-modulated inverter", Proc., IEEE, vol. 122, no. 11, November, 1975, pp 1279~1285.
 (9) F. G. Turnbull, "Selected Harmonic reduction in static DC-AC inverter.", IEEE Trans., Comm. EI., 83(73), pp. 374~378, 1964.
 (10) Patel, H. S. and Hoft, R. F., "Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverter: part I Harmonic elimination, IEEE Trans., IA-

9, pp. 310~317, 1973
 (11) Patel, H. S. and Hoft R. F., "Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverter: part II - voltage control techniques.", IEEE Trans., IA-10, pp. 666~673, 1974
 (12) 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 大學院 博士學位論文, 1987. 6.
 (13) 李允鍾, 鄭東和, 鄭必善, "3相誘導電動機의 可變速 運轉을 위한 Optimal PAWM方式", 大韓電氣學會, 夏季學術研究發表論文集, 電氣機器 研究會, 1987. 7.



鄭必善(Pil Soun CHUNG) 正會員
 1928年9月11日生
 1958年3月:漢陽大學校電氣工學科卒業
 1975年2月:弘益大學校 大學院 電氣工學科卒業(工學碩士)
 1987年7月:漢陽大學校 大學院 博士課程
 1987年7月~現在:弘益工業專門大學 教授



鄭東和(Dong Wha CHUNG) 正會員
 1955年8月15日生
 1975. 3~1979. 2:嶺南大學校 電氣工學科 卒業(工學士)
 1979. 3~1981. 2:漢陽大學校 大學院 電氣工學科 卒業(工學碩士)
 1981. 3~1987. 8:漢陽大學校 大學院 電氣工學科 卒業(工學博士)

1987現在:漢陽大學校 工科學 電氣工學科 講師



李允鍾(Yoon Jong LEE) 正會員
 1924年9月14日生
 1948年:서울大學校工科學電氣工學科 卒業
 現 在:漢陽大學校 工科學 電氣工學科 教授(工學博士)