

# UPS용 인버터 出力波形 改善技法

論 文

2-3-4

## Output waveform Improvement of Inverter for Uninterruptible Power Supply.

尹 炳 道\* · 宋 彦 彬\*\*  
(Byung-Do Yoon · Eon-Bin Song)

### 요 약

UPS용 5레벨 PWM인버터의 디지털 소프트웨어 제어기법을 개발하였다. 새로운 제어기법을 채용한 5레벨 PWM인버터는 제어모드 선택에 따라 高調波成分을 쉽게 제거할 수 있다. 周波數比가 6이고, 變調指數가 1.2~2.0인 제어모드에서 대부분의 高調波成分이 제거되고 基本波成分이 最大가 되었다.

### Abstract

This paper develops the digital software control technique of 5 level PWM inverter for uninterruptible power supply(UPS) system. The 5 level PWM inverter adopting the new control technique has been easily eliminated harmonic components by selecting the control mode. In the control mode where the frequency ratio is 6 and the modulation index is 1.2~2.0, the developed inverter system has been mostly eliminated harmonic components and maximized the magnitude of fundamental component.

## 1. 序 論

UPS(Uninterruptible Power Supply) 시스템에서는 인버터의 出力波形에 포함된 高調波成分을 최대한 제거함으로써 출력필터용량을 줄이고 인버터 效率를 높일 수 있다.<sup>1)</sup> UPS시스템에서는 出力周波數가 고정되고 出力電壓의 범위가 제한되므로 出力波形에 포함된 高調波成分은 중요한 고려사항이 되고 있다. 이러한 高調波成分을 제거하여 出力波形을 개선하기 위한 여러가지 PWM(Pulse width Modulation) 방식이 연구되고 있다.<sup>2), 3), 4)</sup> 대체적으로 出力波形은 3 레벨 PWM 형태로 되는데 出力波形이 5 레벨 PWM으로 되면 스위칭소자수가 2배 증가하지만 인버터 용량이 2배 증가하며

高調波成分은 감소하는 특징을 나타낸다.<sup>5)</sup>

本 研究에서는 5레벨 PWM인버터의 制御部를 디지털 소프트웨어로 제어하는 기법을 개발하였다. 특히 搬送波와 變調波를 소프트웨어적으로 발생시키는 방법을 이용함으로써 高調波를 제거하기 위한 周波數比와 變調指數의 선택이 용이한 특징이 있다. 개발된 인버터의 出力波形을 분석하고 UPS 용으로 활용하기 위한 周波數比와 變調指數의 범위를 提示하였다.

## 2. 主回路 構成과 動作

本 研究에서 구성된 인버터의 主回路는 그림 1과 같다.

\*正會員 : 중앙대학교 전기공학과 교수

\*\*正會員 : 한국건설기술연구원 설비연구실장

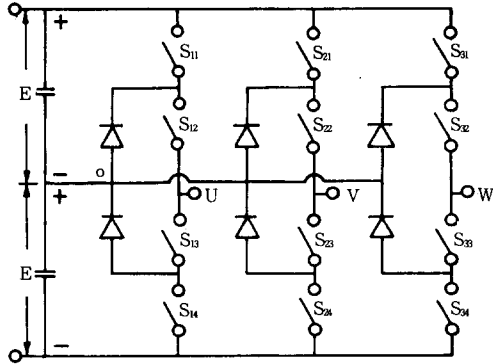


그림 1. 인버터의 主回路  
Fig. 1. Main Circuit of Inverter.

5레벨 PWM인버터의 동작은 그림 1의 主回路에서 스위치  $S_{11}$ ,  $S_{12}$ 가 ON되고,  $S_{13}$ ,  $S_{14}$ 가 OFF되면 中性點 0에 대하여 U相에는 TE의 電壓이 걸린다.  $S_{12}$ ,  $S_{13}$ 가 ON되고,  $S_{11}$ ,  $S_{14}$ 가 OFF되면 U相에는 中性點 電壓 0이 걸리게 된다.  $S_{13}$ ,  $S_{14}$ 가 ON될 때  $S_{11}$ ,  $S_{12}$ 가 OFF되면 中性點 0에 대해서 U相에  $-E$ 의 電壓이 걸리게 된다. 이렇게 되면 U相의 電壓레벨은  $+E$ ,  $0$ ,  $-E$ 가 되어 3레벨이 되고 이때 V相은 電壓角으로  $2/3\pi(\text{rad})$  만큼 移相되어 있는 것외에는 스위치 ON, OFF 형태는 동일하다. U, V相間에는 U相에 의한 3레벨 電壓과 이에 대해  $2/3\pi(\text{rad})$  만큼 移相된 V相의 3레벨 電壓에 의해 出力波形은 그림 2와 같이  $+2E$ ,  $+E$ ,  $0$ ,  $-E$ ,  $-2E$ 의 5레벨 電壓이 출력된다.

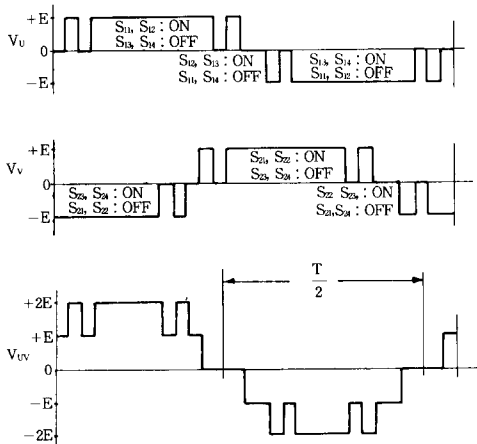


그림 2. 5레벨 PWM 인버터의 出力波形  
Fig. 2. Output Waveform of 5level PWM Inverter

5레벨 PWM 인버터를 구동하기 위한 PWM 제어신호는 종전 아나로그방식에서 처럼 三角波인 搬送波(Carrier Wave)와 正統波인 變調波(Modulation Wave)를 디지털 소프트웨어로 발생시켜 펄스 幅變調신호를 만들고 있다. 周波數比(搬送波의 周波數/變調波의 周波數)와 變調指數(變調波의 振幅/搬送波의 振幅)를 소프트웨어적으로 변화시킴으로써 여러가지 형태의 出力波形을 얻을 수 있고 基本波 成分과 高調波 成分도 달라지게 된다.

### 3. 制御 알고리즘

#### 3.1 PWM 信號發生

正弦波의 1/4週期에 해당하는 電氣角  $\pi/2(\text{rad})$

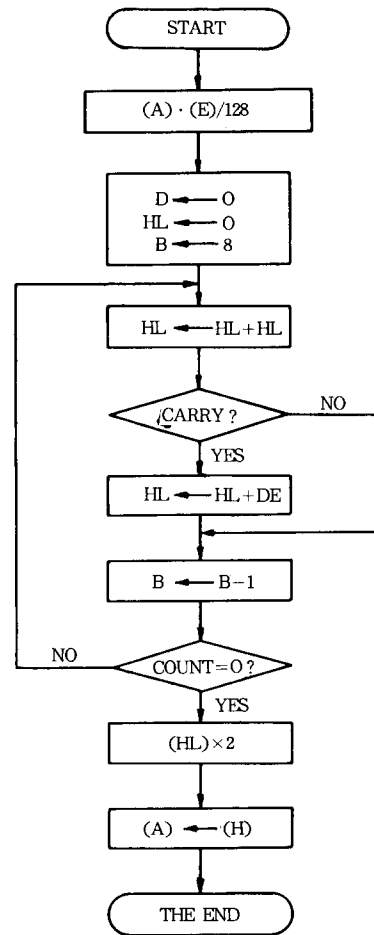


그림 3. 變調波의 연산흐름도  
Fig. 3. The flow Chart of modulation wave.

의 구간에 대하여  $256\sin\theta$ 의 연산 결과값들을 일정 구간으로 등분하여 기본데이터로 지정된 메모리(RAM)의 일정영역에 저장시킨다. 변調指數를 바꾸기 위해서는 搬送波의 振幅은 그대로 두고 변調波의 振幅을 變化시키는 방법을 사용한다. 변調波의 振幅을 바꾸려면 入出力장치를 통하여 외부에서 入力信號가 들어오면 컴퓨터 내부의 연산에 의하여 振幅을 계산하는 방법을 사용한다.

외부에서 入力된 信號의 크기를  $V$ 라 하고, 이미 메모리에 저장된 기본데이터를  $Y$ 라 하면 변調波의 振幅  $A$ 는 다음과 같이 계산된다.

$$A = \frac{V \cdot Y}{128} = 2V \sin\theta \quad (3-1)$$

식(3-1)에서  $V$ 는 0~127 범위에서 定數값으로 입력되도록 하고 入力된 定數값은 일정한 레지스터(Register)에 옮겨져서 저장되도록 하고 있다. 그림 3은 변調波의 발생을 위한 디지털 소프트웨어 흐름도이다.

搬送波의 경우 周波數比를 24로 한다면 변調波의 기본데이터의 1/6에 해당하는 구간을 10등분하고 각구간의 중앙값을 계산하여 메모리의 일정한 번지에 저장하여 둔다. 이 데이터를 이용하여 소프트웨어적으로 搬送波가 발생되며, 搬送波와 변調波를 비교하여 PWM制御信號를 발생하게 된다.

### 3.2 인버터 제어

인버터 出力周波數의 可變과 PWM信號의 可變은 컴퓨터외부에서 制御되도록 設計하였다. 인버터 制御시스템의 블록도는 그림 4와 같고, 인버터 制御를 위한 주프로그램의 흐름은 그림 5

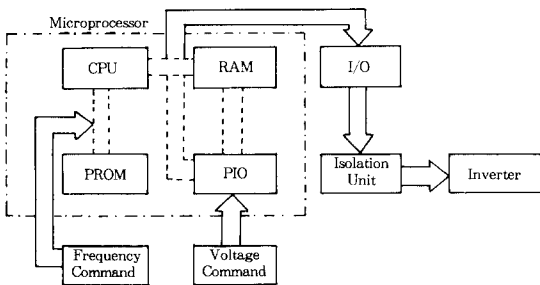


그림 4. 인버터 制御시스템의 블록도  
Fig. 4. The block diagram of inverter control system.

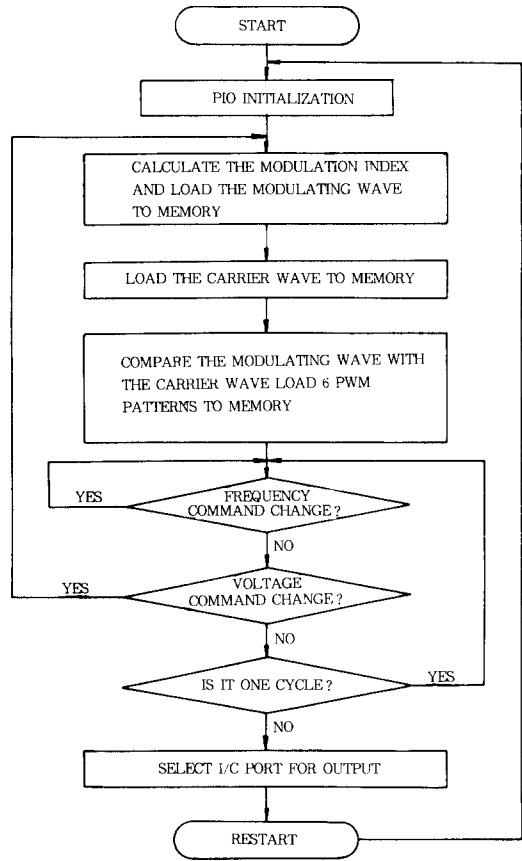


그림 5. 주제어 프로그램 흐름도  
Fig. 5. The flow chart of main control program.

와 같다. 개발된 制御方法은 종전의 아나로그방식에 비하여 制御回路가 단순화되었고, 디지털방식인 look up table 방식에 비하여 PWM 信號의 수정이 용이하고 기본데이터의 입력이 간단하여 제어 프로그램이 단순화된 특징을 갖고 있다.

### 4. 出力波形的 解析

5레벨 PWM인버터의 出力電壓 波形的의 일반적인 형태는 그림 6과 같다.

出力電壓  $V(\theta)$ 는 주기  $2\pi$ 이고, 한주기내에  $n-1$ 구간의 연속 및  $n$ 번 불연속인 주기함수이므로 다음식으로 표시된다.<sup>11)</sup>

$$V(\theta)e^{-jk\theta} \Big|_{2\pi} = V(\theta_2-0)e^{-jk\theta_2} - V(\theta_1+0)e^{-jk\theta_1} + V(\theta_3-0)e^{-jk\theta_3}$$

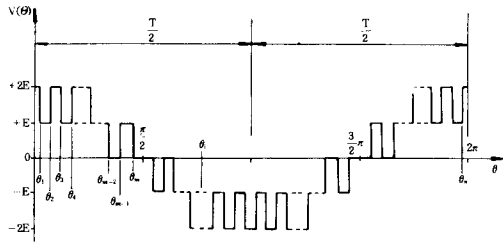


그림 6. 5레벨 PWM 파형의 일반적인 형태  
Fig. 6. General Type of 5 level PWM waveform.

$$\begin{aligned}
 & -V(\theta_2+0)e^{-jk\theta_2} + V(\theta_4-0)e^{-jk\theta_4} \\
 & -V(\theta_3-0)e^{-jk\theta_3} + \dots + V(\theta_n-0)e^{-jk\theta_n} \\
 & -V(\theta_{n-1}+0)e^{-jk\theta_{n-1}} \quad (4-1)
 \end{aligned}$$

식(4-1)에서  $V(\theta_i-0)$ 는 레벨이 바뀌는 점  $\theta_i$ 에서 좌측값을  $V(\theta_i+0)$ 는 우측값을 나타내고,  $V(\theta_i-0)e^{-jk\theta_i} = V(\theta_n-0)e^{-jk\theta_n}$  이므로

$$\begin{aligned}
 V(\theta)e^{-jk\theta} \Big|_0^{2\pi} &= -\{V(\theta_1+0) - V(\theta_1-0)\}e^{-jk\theta_1} \\
 & + \{V(\theta_2+0) - V(\theta_2-0)\}e^{-jk\theta_2} + \dots \\
 & + \{V(\theta_i+0) - V(\theta_i-0)\}e^{-jk\theta_i} + \dots \\
 & = -\sum_{i=1}^n \delta_i e^{-jk\theta_i} \quad (4-2)
 \end{aligned}$$

여기서,  $\delta_i = V(\theta_i+0) - V(\theta_i-0)$ 이다.  
Fourier 계수  $\phi_k$ 의 복소함수 형태는

$$\begin{aligned}
 \phi_k &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} V(\theta) e^{-jk\theta} d\theta \\
 &= \frac{1}{\pi} \left\{ -\frac{1}{jk} V(\theta) e^{-jk\theta} \Big|_0^{2\pi} + \frac{1}{jk} \int_0^{2\pi} V'(\theta) e^{-jk\theta} d\theta \right\} \quad (4-3)
 \end{aligned}$$

식(4-3)에서  $V'(\theta) = 0$  이므로,

$$\begin{aligned}
 \phi_k &= -\frac{1}{jk\pi} V(\theta) e^{-jk\theta} \Big|_0^{2\pi} \\
 &= \frac{1}{jk\pi} \sum_{i=1}^n \delta_i e^{-jk\theta_i} \quad (4-4)
 \end{aligned}$$

식(4-4)에 그림 6의 값들을 적용하면,

$$\begin{aligned}
 \phi_k &= \frac{E}{jk\pi} (1 - e^{-jk\pi}) (-e^{-jk\theta_1} + e^{-jk\theta_2} - e^{-jk\theta_3} + e^{-jk\theta_4} - \dots \\
 & \dots + e^{-jk\theta_{n-1}} - e^{-jk\theta_n} + e^{jk\theta_1} - e^{jk\theta_2} + \dots - e^{jk\theta_{n-1}} \\
 & + e^{jk\theta_n}) \\
 &= \frac{2E}{k\pi} (1 - e^{-jk\pi}) (\sin k\theta_1 - \sin k\theta_2 + \sin k\theta_3 \\
 & - \sin k\theta_4 + \dots - \sin k\theta_{m-1} + \sin k\theta_m) \quad (4-5)
 \end{aligned}$$

식(4-5)에서  $k$ 가 偶數이면  $1 - e^{-jk\pi} = 0$ 이므로 偶數高調波 성분은 존재하지 않는다.  $k$ 가 奇數이

면  $1 - e^{-jk\pi} = 2$ 이므로 奇數高調波 성분만 존재한다.  
따라서,

$$\begin{aligned}
 \phi_k &= \frac{4E}{k\pi} (\sin k\theta_1 - \sin k\theta_2 + \sin k\theta_3 - \sin k\theta_4 + \dots \\
 & \dots - \sin k\theta_{m-1} + \sin k\theta_m) \quad (4-6)
 \end{aligned}$$

여기서  $k = 2\mu + 1, \mu = 0, 1, 2, 3, \dots$

식(4-6)에서 5레벨 PWM은 奇數高調波 성분이 존재하나  $\theta_1, \theta_2, \theta_3, \theta_4, \dots, \theta_n$  등은 周波數比와 變調指數에 따라 달라지게 되므로 이를 조정하면 奇數高調波 성분을 대폭 제거할 수 있는 모드를 찾을 수 있다.

### 5. 實驗結果

소프트웨어적으로 제어되는 3相 5레벨 PWM 인버터를 개발하여 周波數比를, 6, 12, 24로 변화시키면서 變調指數를 0.1~2.0로 可變시켜 出力波形

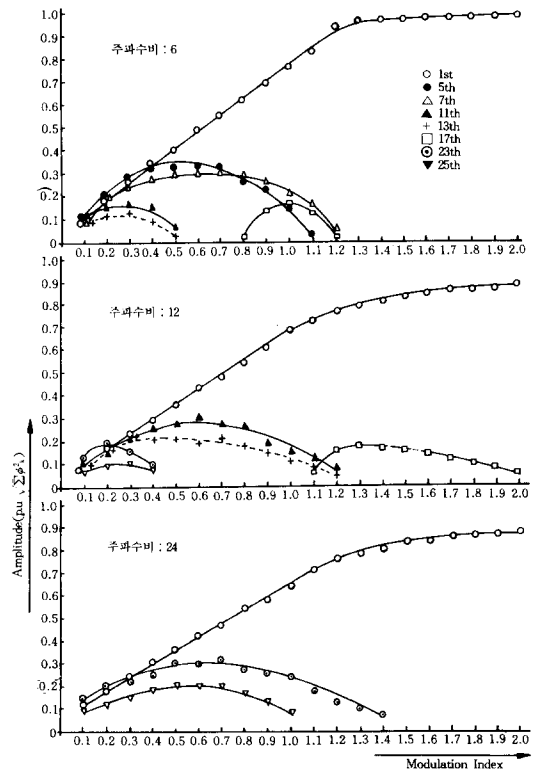
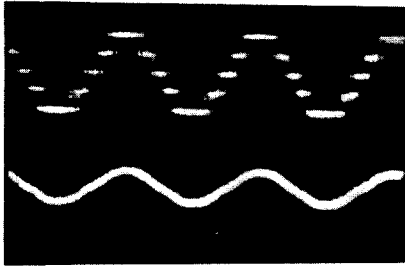


그림 7. 出力波形의 高調波 성분, 分析結果  
Fig. 7. Harmonic Components of output waveforms analysis result



주파수비 : 24, 변조지수 : 20, Voltage Waveform :  
100V/div, Current Waveform:1A/div (2msec/div)

그림 8. 出力電壓 및 電流波形

Fig. 8. Waveforms of output voltage and current

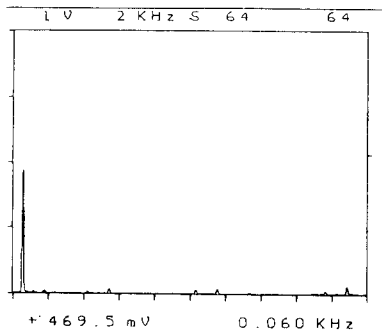


그림 9. 5 레벨 PWM의 高調波成分(주파수비 : 24,  
변조지수 : 20)

Fig. 9. Harmonic Components of 5 level PWM.  
(Frequency Ratio : 24, Modulation Index :  
20)

에 포함된 高調波成分을 관찰하였다. 出力波形에 포함된 高調波成分의 分析結果는 그림 7과 같다.

그림 7(a)는 周波數比가 6인 경우의 高調波成分 分析結果이다. 變調指數가 0.1~1.1의 범위에서 제 5, 7, 11, 13, 17차 高調波를 포함하고 있으며, 變調指數가 1.2~2.0의 범위에서는 대부분의 高調波가 제거되고 있다.

그림 7(b)는 周波數比가 12인 경우의 高調波成分의 分析結果이다. 變調指數가 0.1~1.0의 범위에서는 제11, 13, 23, 25차 高調波가 포함되고 있으며, 變調指數가 약간 포함되고 대부분 제거되고 있다.

그림 7(c)는 周波數比가 24인 경우의 高調波成分 分析結果이다. 變調指數가 0.1~1.3의 범위에서는 제23, 25차 高調波가 포함되고 있으며, 變調指

數가 1.4~2.0의 범위에서는 대부분 제거되고 있다.

變調指數가 2.0인 모드를 기준으로 할 때, 周波數比가 6인 경우는 24인 경우에 비하여 基本波의 振幅이 약 128% 증가하고, 周波數比가 12인 경우는 24인 경우에 비하여 약 2% 증가한다. 이는 周波數比가 증가하면 펄스 폭이 달라지면서 초핑수가 증가하므로 基本波成分이 감소되는 것으로 판단된다. 5레벨 PWM 인버터를 60Hz, PF0.8, 220V, 0.2kw인 3相 誘導電動機負荷로 운전할 때 出力電壓波形과 傳流波形은 그림 8과 같다. 또한 周波數比가 24, 變調指數가 2.0인 모드로 운전할 때 高調波成分의 實測例는 그림 9와 같다.

## 6. 結 論

디지털 소프트웨어로 制御되는 5레벨 PWM 인버터를 개발하고, 운영실험을 통하여 다음과 같은 結論을 얻었다.

1. 周波數比 6인 모드에서는 變調指數가 0.1~1.1의 범위에서 제5, 7, 11, 13, 17차 高調波가 포함되나 變調指數 1.2~2.0의 범위에서 대부분의 高調波成分이 제거되고 있다.

2. 周波數比12인 모드에서는 變調指數가 0.1~1.0의 범위에서는 제11, 13, 23, 25차 高調波가 포함되고, 變調指數 1.1~2.0의 범위에서 제17차 高調波가 포함되고 있다.

3. 周波數比24인 모드에서는 變調指數 0.1~1.3의 범위에서 제23, 25차 高調波가 포함되나, 變調指數 1.4~2.0의 범위에서 대부분의 高調波가 제거되고 있다.

4. 變調指數 2.0을 기준으로 할 때, 周波數比 6인 경우가 24인 경우에 비하여 基本波 振幅이 약 128% 증가하고 周波數比12인 경우는 24인 경우에 비하여 基本波 振幅이 약 2% 증가하므로, 개발된 인버터를 UPS용으로 이용할 경우 周波數比 6인 경우가 效率이 높다.

## 참 고 문 헌

- 1) P. D. Ziogas, "Optimum voltage and Harmonic control PWM Technique for Three Phase static UPS Systems", IEEE Trans, Ind. Appl.,

- Vol. IA-16, No. 4, pp. 542-546, 1980.
- 2) Paresh C. Sen and G. Premchandran, "Improved PWM Control Strategy for Inverters and Induction Motor Drives," IEEE Trans. Ind. Elec., Vol. IE-31, No. 1, pp. 43-50, 1984.
  - 3) Duncan A. Grant, M. Stevens, and John A. Houldsworth, "The effect of word length on the Harmonic content of Microprocessor based PWM Waveform Generators," IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-21, No. 1, pp. 218-225, 1985.
  - 4) It Bau Huang and Wei Song Lin, "Harmonic Reduction in Inverter by use of Sinusoidal Pulse Width Modulation," IEEE Trans. IECEI, Vol. IECEI-27, No. 3, pp. 201-207, 1980.
  - 5) Akira Nabae, Isao Takahashi, and Hirofumi Hkagi, "A new neutral point clamped PWM Inverter," IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-17, No. 4, pp. 518-523, 1981.
  - 6) H. S. Patel and R. G. Hoft, "Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters Part I Harmonic Elimination," IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-9, No. 3, pp. 310-317, 1973.
  - 7) H. S. Patel and R. G. Hoft, "Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor," Inverters : Part II. Voltage control Techniques," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-10, No. 5, pp. 666-673, 1974.
  - 8) G. S. Buja, "Optimum output Waveforms in PWM Inverters," IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-16, No. 6, pp. 830-836, 1980.
  - 9) P. D. Ziogas and Photis N. D. Photiadis, "An exact Input current Analysis of ideal static PWM Inverters," IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-19, No. 2, pp. 281-295, 1983.
  - 10) Marlen Varnovitsky, "A Microcomputer based Control Signal Generator for a Three Phase switching Power Inverter, IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-19, No. 2, pp. 228-234, 1983.
  - 11) P. P. Biringer and M. A. Slonim, "Determination of Harmonics of Converter current and /or Voltage Waveforms(New Method for Fourier Coefficient Calculations), Part I : Fourier Coefficients of Homogeneous Functions," IEEE Trans. Appl., Vol. IA-16, No. 2, pp. 242-247, 1980.
  - 12) Johan Hamman and Loureus P. Du Toit, "A New Microcomputer Controlled Modulator for PWM Inverters," IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-22, No. 2, pp. 281-285, 1986.
  - 13) Katsunori Taniguchi and Hisaichi Irie, "Trapezoidal Modulating Signal for Three Phase PWM Inverter," IEEE Trans. Ind. Elec., Vol. IE-33, No. 3, pp. 193-200, 1986.
  - 14) G. N. Acharya, S. S. Shakhawat, William Shepherd, U. M. Rao and Yuan M. Ng, "Microprocessor based PWM Inverter using Modified Regular Sampling Technique," IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-22, No. 2, pp. 286-292, 1986.
  - 15) A. Zuckerberger and Abraham Alexandrovitz, "Determination of Commutation Sequence with a View to Eliminating Harmonics in Microprocessor Controlled PWM Voltage Inverter," IEEE Trans. Ind. Elec., Vol. IE-33, No. 3, pp. 262-270, 1986.
  - 16) S. R. Bowes and R. R. Clements, "Computer Aided Design of PWM Inverter Systems," IEEE Proc, Vol. 129, pt. B, No. 1, pp. 1-17, 1982.
  - 17) Yo. Shihoro Murai, Kazuharu Ohashi and Isamu Hosono, "New PWM Method for Fully Digitized Inverters," IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-23, No. 5, pp. 887-893, 1987.
  - 18) Yoone Ho Kim and Mehrdad Ehsani, "An Algebraic Algorithm for Microcomputer based (Direct) Inverter Pulse width Modulation," IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-23, No. 3, pp. 654-660, 1987.