

論文
3-3-3

# 2重 正弦波 PWM 인버터에 關한 研究

A Study on the Double Sinusoidal Modulated PWM Inverter

尹 炳 道\* · 李 良 雨\*\* · 車 得 根\*\*\*  
(Byung-Do Yoon · Yang-Woo Lee · Duk-Guen Cha)

### 요 약

本 論文은 2重 正弦波 變調 PWM 인버터의 출력전압 파형을 해석하고 6502 마이크로 컴퓨터에 의한 3상 유도전동기의 인버터 구동특성을 고찰하였다.

2重 正弦波 變調信號는 1주기에  $4\pi/3[\text{rad}]$  기간 동안 變調信號가 발생되게 하였으므로 인버터의 스위칭 손실은 正弦波 PWM 인버터보다 감소시킬 수 있다.

인버터 출력 선간전압의 기본파 진폭치는 2重 正弦波 PWM 인버터가 종래의 正弦波 PWM 인버터 보다 이론치는 1.15배 되지만 FFT 분석기에 의한 실제 측정값은 1.13배로 나타났다.

### Abstract

This paper presents an analysis of the output voltage waveforms of the double sinusoidal modulated PWM inverter, and is studied on the driving characteristics through the 3 phase induction motor using 6502 microcomputer.

The double sinusoidal modulated waves are produced during the interval  $4\pi/3[\text{rad}]$  for one cycle, and the switching loss can be reduced.

The amplitude of fundamental wave of double sinusoidal modulated PWM inverter is 1.15 times higher than that of the sinusoidal PWM inverter, but the practical measured value by FFT analyzer is 1.13 times.

## 1. 緒 論

\*正會員: 中央大學校 工大 電氣工學科 教授(工博)

\*\*正會員: 東義大學校 工大 電氣工學科 助教授

\*\*\*正會員: 東義大學校 工大 電氣工學 助教授(工博)

最近 파워 엘렉트로닉스의 발전으로 電力用 半導  
體素子の 모듈化 및 제어회로의 集積化와 디지털化

에 의한 기능이나 信賴性的 向上에 의해 淸급하기에 편리한 인버터가 교류전동기의 可變速 驅動에 널리 보급되고 있다. 인버터는 可變周波數, 可變電壓電源이고, 그 出力電壓, 周波數를 가변 시킴에 따라 교류전동기를 효율 좋게 속도제어 할 수 있는 특징을 갖고 있으며, 특히, 구조가 간단하고 견고한 誘導電動機를 이용 한다면 耐環境性이나 補修性的 측면에서 우수한 交流 可變速 驅動 시스템이 될 수 있다.

인버터에 의한 驅動 特性을 개선하는 方法에는 캐리어 信號와 變調信號와의 비교에 의해 펄스 패턴을 결정하는 펄스幅 變調(PWM) 方式이 있다. 이 방식에는 特定 高調波를 제거하는 SHE PWM 방식과<sup>(4)</sup> 출력파형의 高調波를 전반적으로 줄여서 부하의 손실을 감소시키는 Optimal PWM 方式등<sup>(6)(7)</sup>이 있으며, 또한 일반적으로 이용, 연구되고 있는 正弦波 PWM 方式이 있다.<sup>(8)(9)</sup>

정현파 PWM 방식은 출력파형이 개선된 반면, 직류 공급전원 전압에 대한 출력 선간전압의 기본파 진폭치가 낮은 편이다.

이것을 개선하기 위하여 정현파 變調信號 대신에 梯形波를 사용하는 방법<sup>(10)</sup>과 정현파 變調信號에 고조파를 첨가하는 방법등<sup>(11)(12)</sup>이 발표된 바 있다.

本 研究에서는 正弦波 變調信號 대신에 위상차가 다른 2개의 정현파를 重疊시킨 2重 正弦波 變調信號를 이용하여 인버터의 스위칭 손실을 경감시키고, 출력 선간전압을 증가시키는 방법을 고찰 하고자 한다.

## 2. 2重 正弦波 PWM 變調 解析

인버터에 있어서 3相 正弦波의 線間電壓을 얻기 위하여 正弦波 變調信號를 3角波의 캐리어 신호와 비교하여 PWM 제어신호를 얻는 경우가 보통이다. 그러나, 인버터 출력의 선간전압을 정현파로 하기 위하여 변조신호는 반드시 정현파가 될 필요는 없다.

그림1에서  $e_a, e_b, e_c$ 는 3상의 순시상전압을 나타내며 식(1)과 같이 나타낼 수 있다.

$$e_a = \sin\theta$$

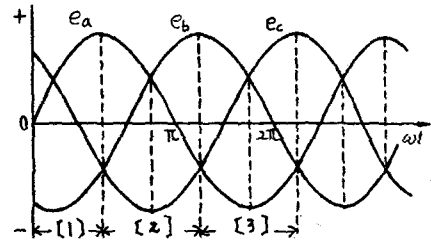


그림1. 3相의 순시전압

Fig. 1. The instantaneous voltage of three phase

$$e_b = \sin(\theta - 2\pi/3) \dots \dots \dots (1)$$

$$e_c = \sin(\theta - 4\pi/3)$$

식 (1)의 순시 상전압,  $e_a, e_b, e_c$ 에 식 (2)와 같이 임의의 순시값  $e_m$ 을 더하여도 선간전압은 식 (3)과 같이 된다.

$$e_a' = e_a + e_m$$

$$e_b' = e_b + e_m \dots \dots \dots (2)$$

$$e_c' = e_c + e_m$$

$$e_a' b' = e_{ab}$$

$$e_b' c' = e_{bc} \dots \dots \dots (3)$$

$$e_c' a' = e_{ca}$$

따라서, 그림1의  $e_a, e_b, e_c$ 에 의하여 형성된 파형의 負(-)의 포락선을 첨가함으로써 그림2와 같이  $e_a'$ 는  $2\pi/3$  구간에 "0"의 값이 됨을 알 수 있다. 이때  $e_m$ 의 첨가에 따른  $e_a'$ 의 값은 다음과 같다.

$$0 \leq \theta \leq \pi/2$$

$$e_a' = e_a - e_b$$

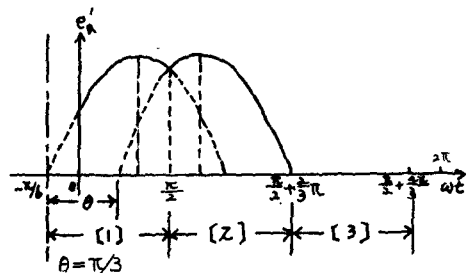


그림2. 식 (2)에 의한 波形

Fig. 2. Waveform of the equation(2)

$$= \sin\theta - \sin(\theta - 2\pi/3)$$

$$= \sqrt{3} \cos(\theta - \pi/3) \dots \dots \dots (4)$$

$$\pi/2 \leq \theta \leq \pi/2 + 2\pi/3$$

$$e_a' = e_a - e_c$$

$$= \sin\theta - \sin(\theta - 4\pi/3)$$

$$= \sqrt{3} \cos(\theta - 2\pi/3) \dots \dots \dots (5)$$

$$\pi/2 + 2\pi/3 \leq \theta \leq \pi/2 + 4\pi/3$$

$$e_a' = e_a - e_a$$

$$= 0 \dots \dots \dots (6)$$

이 결과의 파형을 나타내면 그림2와 같이 된다. 그림2와 같은 파형을 變調信號로 이용했을 경우

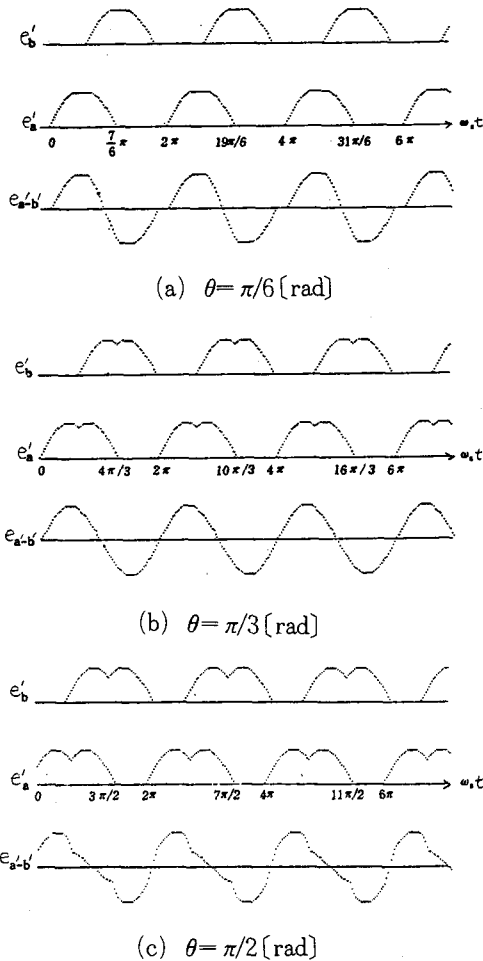


그림3.  $\theta$ 의 變化에 따른 線間電壓波形  
Fig. 3. Waveforms of the line voltage according to the values.

적합한가를 알아보기 위하여 2상의 變調信號를 컴퓨터 시뮬레이션에 의해 합성해본 결과 그림3에서와 같이 위상각  $\theta$ 가  $\pi/3$ [rad]일때 가장 적합하다는 것을 알 수 있었다. 이 경우 1相分 變調信號의 발생기간은  $4\pi/3$ [rad]이 되고  $2\pi/3$ [rad]만큼은 신호가 발생하지 않게 된다.

따라서, 本 研究에서는 그림4에서와 같이 位相角  $\theta$ 가  $\pi/3$ [rad]인 2重 正弦波 變調信號를 이용하여 3相 PWM 인버터의 出力 線間電壓 波形을 얻고자 한다. 이 경우 1相分の 출력파형을 각 구간으로 나누어 pulse edge가 일어나는 位相角을 구하면 식 (7)-(9)와 같다.

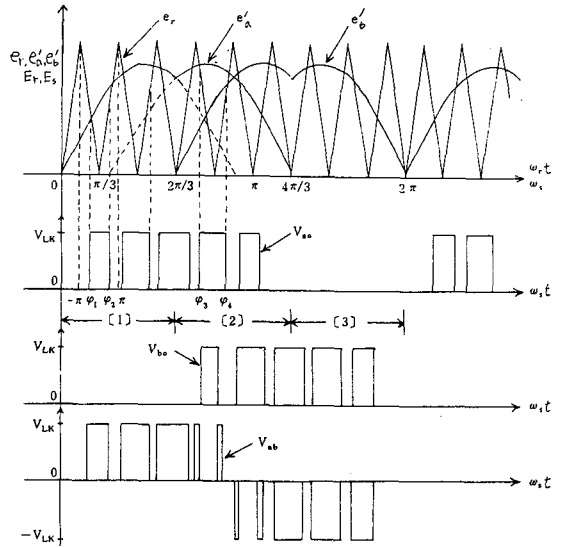


그림4. 2重 正弦波 變調信號에 의한 PWM 波形  
Fig. 4. PWM waveform based on double sinusoidal modulated signal

- (1) 區間(0[rad]~ $2\pi/3$ [rad])  
 $\varphi_1 = -\pi(M\sin y - 1) \dots \dots \dots (7)$   
 $\varphi_2 = \pi(M\sin y + 1)$  즉,  $\varphi_2 = \pi(M\sin y + 1)$
- (2) 區間( $2\pi/3$ [rad]~ $4\pi/3$ [rad])  
 $\varphi_3 = -\pi\{M\sin(y - \frac{\pi}{3}) - 1\}$   
 $\varphi_4 = \pi\{M\sin(y - \frac{\pi}{3}) + 1\} \dots \dots \dots (8)$
- (3) 區間( $4\pi/3$ [rad]~ $2\pi$ [rad])  
 $\varphi_5 = 0 \dots \dots \dots (9)$   
 $\varphi_6 = 0$

여기서,  $M = \text{變調度}(E_s/E_r)$

$$y = \omega_s t$$

위의 각 구간에 대하여 출력과형을 2중 복소 푸리에 급수로 전개 하면 다음과 같다.

$$V_{ab}(\omega_r t, \omega_s t) = \sum_{m=0}^{+\infty} \sum_{n=0}^{+\infty} C_{mn} \lambda_n e^{j(m\omega_r t + n\omega_s t)} \dots\dots\dots (10)$$

식(10)의 복소 푸리에 계수  $C_{mn}$ 을 구해보면 식(11)과 같이 된다.

$$C_{mn} = -j \frac{V_{LK}}{6\pi m} (-1)^m \{1 - (-1)^n\} \left\{1 + e^{-j\frac{n\pi}{3}}\right\} \times \left\{ J_{|n|}(\nu) + (-1)^m \frac{V_{LK}}{2\pi^2 m} e^{-j\frac{2n\pi}{3}} \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq n}}^{\infty} \{1 - (-1)^k\} \times \frac{k}{k^2 - n^2} J_{|k|}(\nu) \times \left\{2\sin \frac{k\pi}{2} \sin \frac{k\pi}{6} - 2\cos \frac{2n\pi}{3}\right\} \right\} \dots\dots\dots (11)$$

複素 푸리에  $C_{mn}$ 에 변환계수  $\lambda_n$ 을 곱하면 식(12)와 같이 된다.

$$C_{mn}\lambda_n = -j(-1)^m \left\{ \frac{V_{LK}}{6\pi m} \right\} \{1 - (-1)^n\} \left\{1 + e^{-j\frac{n\pi}{3}}\right\} \left\{1 - e^{-j\frac{2n\pi}{3}}\right\} J_n(\nu) + (-1)^m \times \frac{V_{LK}}{2\pi^2 m} e^{-j\frac{2n\pi}{3}} \left(1 - e^{-j\frac{2n\pi}{3}}\right) \sum_{\substack{k=1, 3, \dots \\ k \neq n}}^{\infty} \frac{2k}{k^2 - n^2} J_{|k|}(\nu) \left\{2\sin \frac{k\pi}{2} \sin \frac{k\pi}{6} - 2\cos \frac{2n\pi}{3}\right\} \dots\dots\dots (12)$$

여기서,  $\lambda_n$ 은 상변량을 선간변량으로 변환하는 변환계수이며 식(13)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\lambda_n = 1 - e^{-j\frac{2n\pi}{3}} \dots\dots\dots (13)$$

그리고, 기본과 성분( $m=0, n=1$ )에 대한  $C_{mn}$  계수는 식(14)와 같다.

$$C_{01}\lambda_1 = \frac{V_{LK}}{4\pi^2} \left[ \int_0^{2\pi/3} e^{-j\nu} (\varphi_2 - \varphi_1) d\nu + \int_{2\pi/3}^{4\pi/3} e^{-j\nu} (\varphi_4 - \varphi_3) d\nu \right] \times \left[1 - e^{-j\frac{2\pi}{3}}\right] = -j \frac{V_{LK}}{2} M \dots\dots\dots (14)$$

따라서, 기본과 성분은 식(15)와 같이 된다.

$$Re \ 2C_{01}\lambda_1 e^{-j\nu} = V_{LK} M \sin \omega_s t \dots\dots\dots (15)$$

식(10)을 實 푸리에 級數로 展開하여 出力波形的 線間電壓을 구하면 식(16)으로 된다.

$$V_{ab}(\omega_r t, \omega_s t) = V_{LK} M \sin \omega_s t + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} D_{mn} \times \sin(m\omega_r t + n\omega_s t) \dots\dots\dots (16)$$

實 푸리에 係數  $D_{mn}$ 은 식(17)과 같이 주어진다.

$$D_{mn} = 2(-1)^m \{1 - (-1)^n\} \left\{ \frac{V_{LK}}{3\pi m} \right\} \left\{1 + \cos \times \frac{n\pi}{3}\right\} J_{|n|}(\nu) - (-1)^{m+n} \times \frac{4V_{LK}}{\pi^2 m} \sin \frac{n\pi}{3} \times \sum_{\substack{k=1, 3, \dots \\ k \neq n}}^{\infty} \frac{k}{k^2 - n^2} J_k(\nu) \left\{2\sin \frac{k\pi}{2} \sin \frac{k\pi}{6} - 2\cos \frac{2n\pi}{3}\right\} \dots\dots\dots (17)$$

기본과의 정수배 성분( $m=0, n>1$ )의 複素 푸리에 係數  $Con$ 은 (18)식과 같이 되어진다.

$$Con = [MV_{LK} / \{2\pi(1-n)^2\}] \left(1 + e^{-j\frac{2n\pi}{3}} + e^{-j\frac{4n\pi}{3}}\right) \dots\dots\dots (18)$$

여기서,  
 $n \neq 3$ 의 배수 일때  
 $Con = 0$   
 $\lambda_n \neq 0$  } ..... (19)  
 $n = 3$ 의 배수 일때

$$\left. \begin{matrix} \text{Con} \neq 0 \\ \lambda_n = 0 \end{matrix} \right\} \dots\dots\dots(20)$$

으로 되어 線間電壓에는

$$\text{Con } \lambda_n = 0 \dots\dots\dots(21)$$

가 되므로 變調波의 高調波는 나타나지 않는다.

그리고, 相 電壓에 3의 배수 高調波가 나타나고 있음은 本 研究에 사용한 變調波에 3의 高調波가 첨가되어 있음을 의미한다.

즉 變調波  $e_a'$ 는

$$e_a' = E_0 + E_m \sin \theta + E_{m0} \cos \theta + \sum_{n=1}^{\infty} E_{mn} \sin 3n\theta + \sum_{n=1}^{\infty} E_{mn}' \cos 3n\theta \dots\dots\dots(22)$$

식 (4), (5), (6)의 조건을 적용하면

$$e_a' = \frac{3}{2\pi} E_m' + \frac{E_m'}{\sqrt{3}} \sin(\theta - \frac{\pi}{6}) + \sum_{n=1}^{\infty} E_{mn}' \cos 3n\theta \dots\dots\dots(23)$$

여기서

$$E_{mn}' = \frac{3}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{1-9n^2} E_m' \dots\dots\dots(24)$$

따라서 本 방식은 正弦波 變調信號에 3n 高調波를 첨가한 變調方式이라 볼 수 있다.

그리고 (14)식에서와 같이 이론적으로 분석 해 본 결과 2重 正弦波 變調信號를 이용 했을 경우의 인버터터 출력 선간전압의 기본파의 최대치는 직류 전원 전압  $V_{LK}$ 와 같게 된다. 이 값은 종래의 正弦波 PWM 方式에서의 값  $\sqrt{3} V_{LK}/2$ 보다 1.15배 정도 증가 됨을 알 수 있다.

### 3. 電動機 驅動 시스템 및 實驗 結果

本 시스템은 그림5와 같이 6502 마이크로 컴퓨터와 인터페이스 회로 및 전력 변환장치로 구성 되어 있으며, 本 實驗에 사용된 誘導電動機의 정격은 3상 220[V], 1/20[Hp]이다.

특성 검토를 위한 피 實驗기의 부하율은 70[%]로 하였으며 측정계기는 측정 개소에 따라 가장 적합한計器를 선정하여 측정하였다. 그리고 출력측

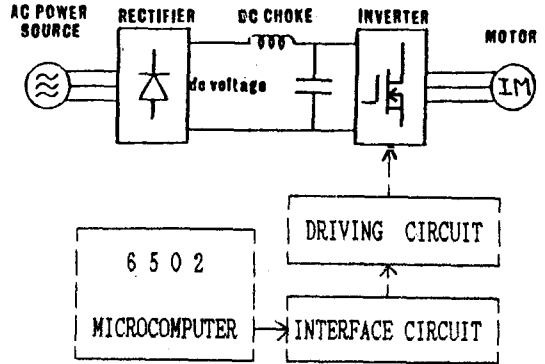


그림5. 實驗 시스템의 구성도

Fig. 5. Composition diagram of experimental system

전압. 전류의 高調波 分析은 FFT analyzer로 分析 하였다.<sup>(13)</sup>

인버터터 回路는 그림6과 같이 파워 MOS-FET(K313, 450V 3A)을 사용하여 인터페이스 回路에서 발생되는 PWM 제어 파형으로 동작되며 3相 誘導電動機를 驅動한다.

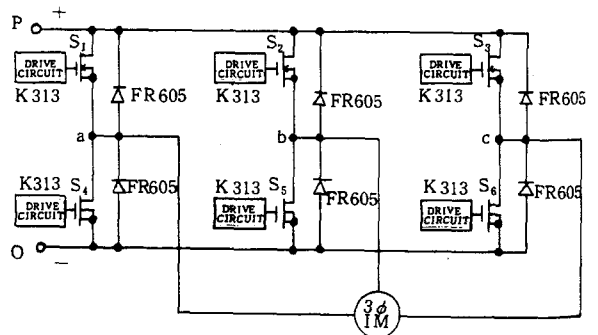
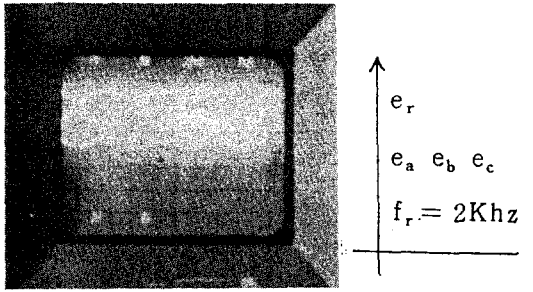


그림6. 인버터터 回路

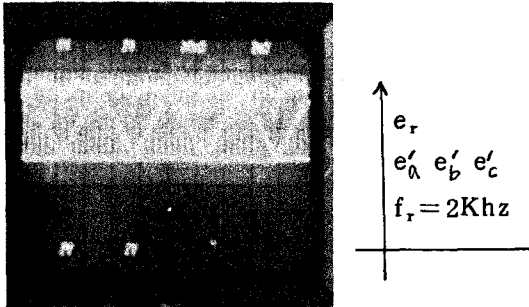
Fig. 6. Inverter Circuit

#### 3.1 PWM 信號 發生

그림7은 PWM 인버터터의 변조신호와 캐리어 信號波形을 나타낸 것이며, 그림8은 本 實驗에 이용된 변조신호와 파워 MOSFET의 게이트 제어 신호 파형을 나타낸 것이다.



(a) 正弦波



(b) 2重 正弦波

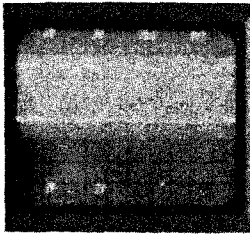


그림7. PWM 인버터의 變調信號와 캐리어 信號 波形

Fig.7. Modulated waveform and carrier waveform of PWM inverter

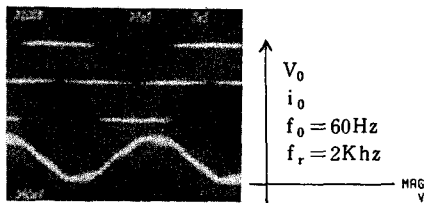


그림9. 正弦波 PWM 인버터의 出力電壓, 電流波形과 高調波 스펙트럼

Fig.9. The Output voltage, current waveforms and harmonic spectra of sinusoidal PWM inverter

3.2 出力 電壓, 電流波形과 스펙트럼 分析

그림9는 正弦波 PWM 인버터의 出力전압, 전류 파형과 각각의 스펙트럼을 分析한 것이다.(M=0.8) 그림9와 같이 인버터의 出力전압, 전류에 포함되어 있는 低次 高調波 成分은 거의 나타나지 않고, 캐리어 周波數(fr)의 정수배 부근(side band)에서 出力 기본과 진폭값에 대한 側帶波의 진폭값은  $\omega_r \pm \omega_s$ 에서 26.4[%],  $2\omega_r \pm \omega_s$ 에서 10.7[%]로 나타났다.

그리고, 그림10은 본 연구에 이용된 2重 正弦波 PWM 인버터의 出力전압, 전류파형과 스펙트럼을 나타낸 것으로(M=0.8) 出力전압, 전류에 포함되어 있는

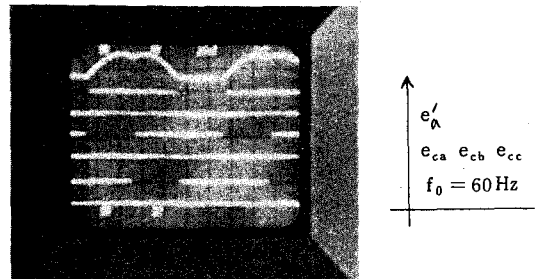
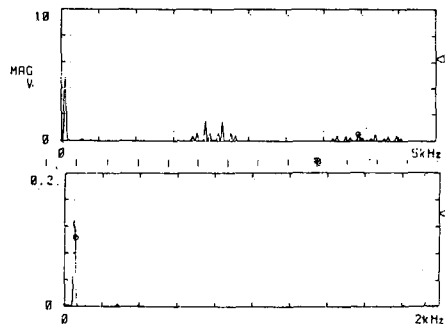


그림8. 2重 正弦波 變調 PWM 인버터의 變調信號와 게이트 제어신호 波形

Fig. 8. Modulated signal and gate control signal waveforms of double sinusoidal modulated PWM inverter



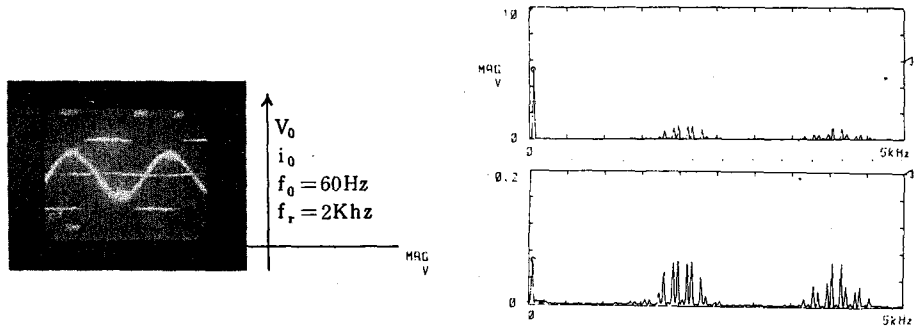
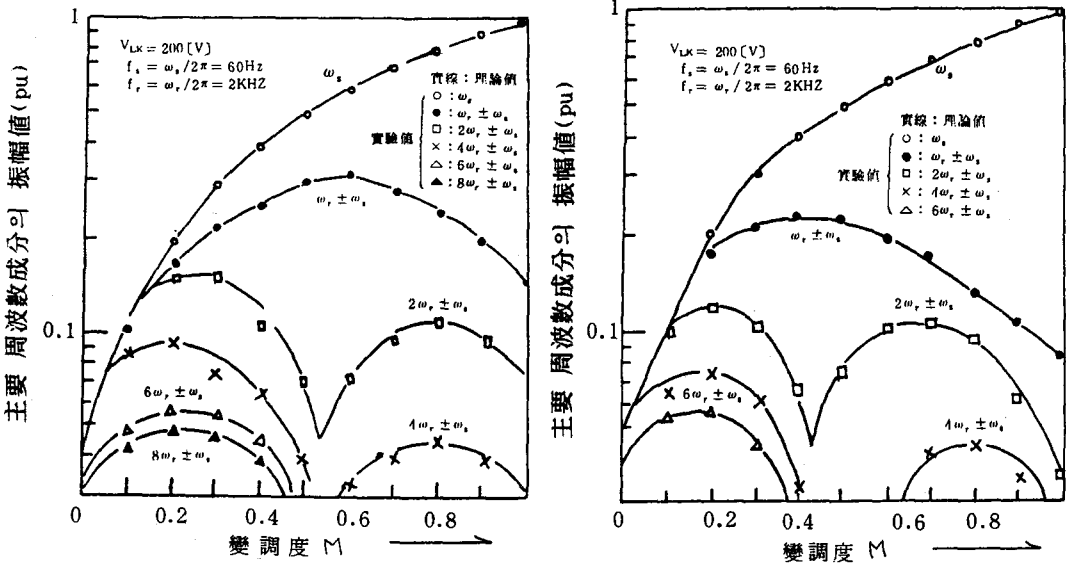


그림10. 2重 正弦波 變調 PWM 인버터의 출력전압, 전류파형과 高調波 스펙트럼

Fig. 10. The output voltage, current waveforms and harmonic spectra of double sinusoidal modulated PWM inverter



(a) 正弦波 PWM 인버터

(b) 2重 正弦波 PWM 인버터

그림11. 變調度 M에 대한 주요 주파수 성분(側帶)의 振幅值

Fig. 11. Amplitude of the major components(side band) as a function of modulated degree M)

低次高調波 성분은 그림9와 같이 거의 나타나지 않았으며 캐리어 주파수 정수배 부근  $\omega_r \pm \omega_s$ 에서 18.5[%],  $2\omega_r \pm \omega_s$ 에서 15.7[%]로 나타났다.

그림9와 그림10에 나타난 스펙트럼 분석결과를 종합하여 나타내면 각각 그림11과 같이 나타낼 수 있다.

그림에서 횡축은 캐리어 신호의 진폭값에 대한

변조신호의 진폭비( $M = E_s/E_r \leq 1$ )에 변조도를 나타내며, 종축은 인버터 出力線間電壓의 기본파 주파수( $f_0 = 60[\text{Hz}]$ ) 진폭값에 대한 側帶波의 진폭값 비를 나타낸다.

이상의 실험결과 그림9와 그림10의 스펙트럼에서 알 수 있는 바와 같이 출력 선간 전압의 기본파 진폭값은 그림10의 2重 正弦波 變調信號를 이용한 경우

가 그림9의 정현파 변조신호를 이용한 경우보다 다소 높게 나타남을 알 수 있으며, FFT analyzer에 의한 실제 측정값은 2중 正弦波 PWM 방식이 13[%]정도 높게 나타났다.

#### 4. 結 論

본 연구는 6502 마이크로 컴퓨터에 의해 2중 正弦波 變調信號를 발생시켜 3相 파워 MOSFET 인버터를 驅動하였으며 그 결과를 要約하면 다음과 같다.

(1) 본 연구에 사용한 2중 正弦波 變調信號는 正弦波 變調信號에 高調波를 적절히 첨가하는 방식이라 할 수 있다.

(2) 인버터 출력 선간전압의 기본파 진폭값은 2중 正弦波 PWM 인버터의 진폭값이 종래의 正弦波 PWM 인버터의 경우보다 이론적으로는 1.15배 정도 증가 되었으나, FFT analyzer에 의한 실제 측정값은 1.13배 정도가 되었다.

(3) 2중 正弦波 變調파형은 1周期에  $2\pi/3$ [rad]의 休止區間이 발생하게 되므로 인버터의 스위칭 손실이 輕減 될 것으로 豫想된다.

이상의 결과를 갖는 2중 正弦波 PWM 인버터를 마이크로 컴퓨터에 의하여 용이하게 구동시킬 수 있었으며, 앞으로 용량이 큰 파워 MOSFET가 쉽게 공급되어 진다면 交流電動機의 가변속 구동기술에 널리 이용될 것으로 기대된다.

#### 기 호 표

- $V_{LK}$ : 인버터의 DC 입력전압
- $C_{mn}$ : 複素 푸리에 係數
- $D_{mn}$ : 實 푸리에 係數
- $m, n: 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$
- $E_s$ : 變調 信號 전압의 진폭치
- $e_a', e_b', e_c'$ : 變調信號의 순시 相電壓
- $V_{ao}$ : 인버터 출력 상전압
- $V_{ab}$ : 인버터 출력 선간전압( $V_o$ )
- $E_r$ : 캐리어 신호 전압의 진폭치
- $e_r$ : 캐리어 신호의 순시전압
- $f_o$ : 인버터 출력 周波數
- $f_r$ : 캐리어 신호 周波數

- $M: E_s/E_r$ (變調度)
- $\omega_r$ : 캐리어 信號 角周波數
- $\omega_s$ : 變調信號의 角周波數
- $x: \omega_r t$
- $y: \omega_s t$
- $J_{|n|}(\nu)$ : Bessel函數
- $\nu: m\pi M$
- $\theta$ : 2개의 正弦波 信號의 位相差

#### 참 고 문 헌

- 1) Boris Mokrytzki: "Pulsewidth Modulated Inverter for AC Motor drives." IEEE Trans. on Ind. and Gen. Appl., Vol. IGA-3, No.6, 1967, 11, pp.493-503.
- 2) F.G. Turnbull: "Selected harmonic Reduction in Static DC.AC Inverters", IEEE Trans. Comm Elect-, 83, pp.374-378, 1964.
- 3) 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, pp.310-317, May/June 1973.
- 4) 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, pp. 666-673, Sept/Oct. 1974.
- 5) PHOIVOS D. ZIOGAS: "The Delta Modulation Technique in Static PWM Inverters." IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. IA-17, No. 2, March/April 1981.
- 6) Giuseppes. BUJA: "Optimal Pulsewidth Modulation for Feeding AC Motors." IEEE Trans. on Ind. and Gen. Appl., Vol. IA-13, No.1, pp.38-44, 1977.
- 7) Min Ho Park and Seung Ki Sul: "Microprocessor Based Optimal Efficiency Drive of Induction Motor." IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. IE-31, No.1, FEBRUARY



- 1984.
- 8) Jorn A. Houldsworth and Kim N. Lower :  
"A New High-Quality PWM AC Drive." IEEE Trans. Industry Applications, Vol. IA-19, No.2, pp.211-216, March/April, 1983.
  - 9) IT BAU HUANG and WEI SONG LIN :  
"Harmonic Reduction in Inverters by Use of Sinusoidal Pulsewidth Modulation." IEEE Trans. on Industrial Electronics and Control Instrumentation, Vol. IECI-27, No.3, August 1980.
  - 10) 谷口, 入江 : "臺形波 變調信號による三相 PWM インバタの諸特性", 電氣學會 半導體電力變換研究會 SPC-84-10, p.1~10, 1984.
  - 11) 朴旻鎬, 洪淳璨 外 1 : "고주파 주입에 의한 PWM 인버터의 출력전압 증대" 대한전기학회 논문지, 38[5], pp.362-369, 1989년 5월
  - 12) 谷口, 入江 : "三相正弦波 PWM インバタにおける 非同期變調方式の特性" 電氣學會 半導體電力變換研究會 SPC-85-6 No.1-17, p.47~55, 1985.
  - 13) 城戸健一 : "FFT アナライザ活用 ヌニユアル", 日本プラントメンテナンス協會, 昭和 59-3, p.73~113.