



2重 正弦波 PWM 인버터에 관한 研究 (上)

A Study on Double Sinusoidal Modulated PWM Inverter

車 得 根*

Cha, Duk Guen

Abstract

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

The double sinusoidal modulated waves are produced during the interval $4\pi/3$ [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

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의 向上에 의해 취급하기에 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 가변시킴에 따라 교류전동기를 효율 좋게 속도제어 할 수 있는 특징을 갖고 있으며, 특히, 구조가 간단하고 견고한 誘導電動機를 이용한다면 耐環境性이나 補修性的의 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^(1~5) 출력파형의 高調波를 전반적으로 줄여서 부하의 손실을 감소시키는 Optimal PWM 方式등^(6,7)이 있으며, 또한 일반적으로 이용, 연구되고 있는 正弦波 PWM 方式이 있다.^(8,9)

正弦波 PWM 方式은 出力波형이 개선된 반면 직류 공급전원 전압에 대한 出力線間電壓의 기본과 진폭치가 낮은 편이다.

이것을 개선하기 위하여 正弦波 變調信號 대신에 梯形波를 사용하는 방법⁽¹⁰⁾과 正弦波 變調信號에 고조파를 첨가하는 방법등^(11,12)이 발표된 바 있다.

本 研究에서는 正弦波 變調信號 대신에 位相差가 다른 2개의 정현파를 重疊시킨 2重 正弦波 變調信號를 이용하여 인버터의 스위칭 손

*電氣 技術士(電氣機器) • 東義大學校 工大 電氣工學科 助教授(工博)

실을 輕減시키고, 출력 선간전압을 증가시키는 방법을 고찰하고자 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.

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

$$\begin{aligned} e_a &= \sin\theta \\ e_b &= \sin(\theta - 2\pi/3) \\ e_c &= \sin(\theta - 4\pi/3) \end{aligned} \quad \dots\dots(1)$$

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.

$$\begin{aligned} e_a' &= e_a + e_m \\ e_b' &= e_b + e_m \\ e_c' &= e_c + e_m \\ e_a'b' &= e_{ab} \\ e_b'c' &= e_{bc} \\ e_c'a' &= e_{ca} \end{aligned} \quad \dots\dots(2)$$

$$\dots\dots(3)$$

따라서, 그림 1의 e_a, e_b, e_c 에 의하여 형성된 파형의 負(-)의 包絡線을 添加하므로써 그림 2와 같이 e_a' 는 $2\pi/3$ 區間에 "0"의 값이 됨을 알 수 있다. 이때 e_m 의 添加에 따른 e_a' 의 값은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} 0 \leq \theta \leq \pi/2 \\ e_a' &= e_a - e_b \\ &= \sin\theta - \sin(\theta - 2\pi/3) \\ &= \sqrt{3} \cos(\theta - \pi/3) \end{aligned} \quad \dots\dots(4)$$

$$\begin{aligned} \pi/2 \leq \theta \leq \pi/2 + 2\pi/3 \\ e_a' &= e_a - e_c \\ &= \sin\theta - \sin(\theta - 4\pi/3) \\ &= \sqrt{3} \cos(\theta - 2\pi/3) \end{aligned} \quad \dots\dots(5)$$

$$\begin{aligned} \pi/2 + 2\pi/3 \leq \theta \leq \pi/2 + 4\pi/3 \\ e_a' &= e_a - e_a \\ &= 0 \end{aligned} \quad \dots\dots(6)$$

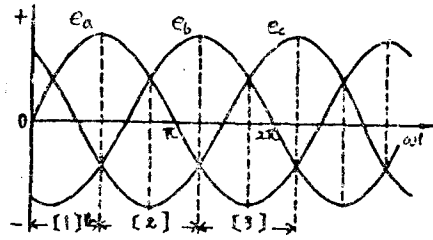


그림 1. 3相의 순시전압

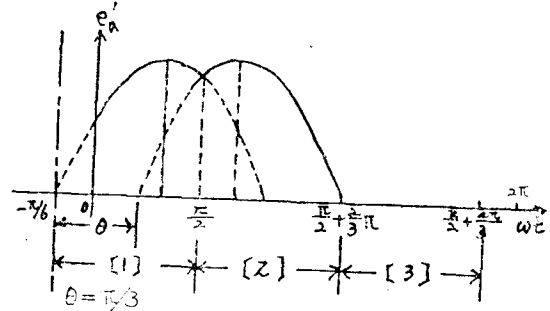


그림 2. 식 (2)에 의한 파형

이 결과의 파형을 나타내면 그림 2와 같이 된다.

그림 2와 같은 파형을 變調信號로 이용했을 경우 적합한가를 알아보기 위하여 2상의 變調信號를 컴퓨터 시뮬레이션에 의해 합성 해본 결과 그림 3에서와 같이 위상각 θ 가 $\pi/3$ [rad]일 때 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 그림 4에서와 같이 位相角 θ 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의 출력파형을 각 구간으로 나누어 pulse edge가 일어나는 位相角을 구하면 식 (7)~(9)와 같다.

$$\begin{aligned} (1) \text{ 區間}(0[\text{rad}] \sim 2\pi/3[\text{rad}]) \\ \left. \begin{aligned} \varphi_1 &= -\pi(M\sin y - 1) \\ \varphi_2 &= \pi(M\sin y + 1) \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots(7) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} (2) \text{ 區間}(2\pi/3[\text{rad}] \sim 4\pi/3[\text{rad}]) \\ \left. \begin{aligned} \varphi_3 &= -\pi \left\{ M \sin \left(y - \frac{\pi}{3} \right) - 1 \right\} \\ \varphi_4 &= \pi \left\{ M \sin \left(y - \frac{\pi}{3} \right) + 1 \right\} \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots(8) \end{aligned}$$

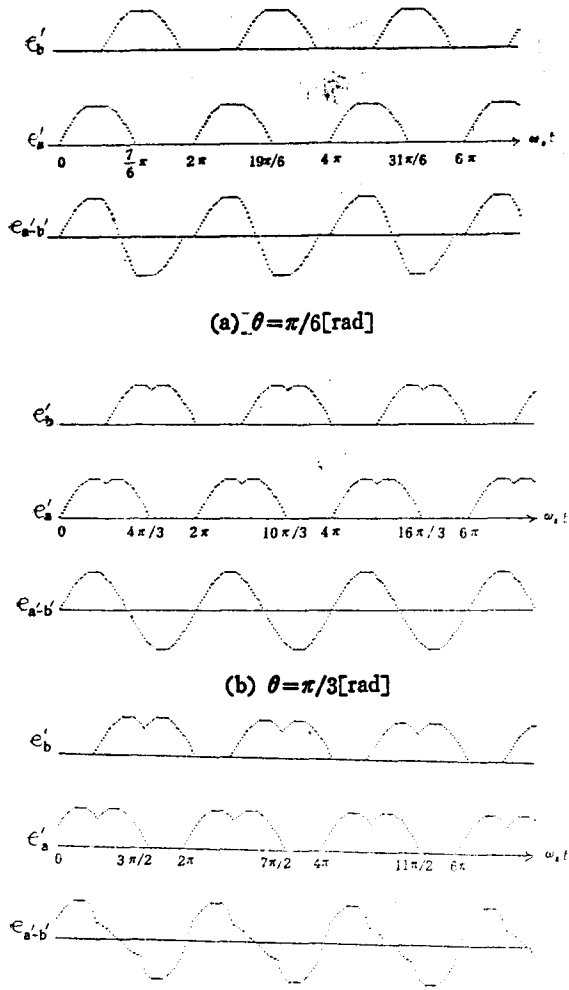


그림 3. θ 의 변화에 따른 선간電壓 波形

(3) 區間($4\pi/3$ [rad]~ 2π [rad])

$$\left. \begin{aligned} \varphi_b &= 0 \\ \varphi_c &= 0 \end{aligned} \right\} \dots\dots(9)$$

여기서, M =變調度(E_s/E_r)

$$y = \omega t$$

위의 각 구간에 대하여 출력파형을 2중복 소 푸리에 급수로 전개하면 다음과 같다.

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

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

$$C_{mn} = -j \frac{V_{LK}}{6\pi m} (-1)^m \{1 - (-1)^n\}$$

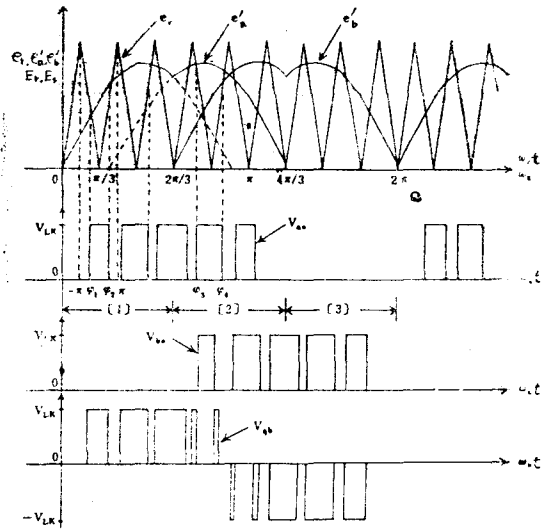


그림 4. 2重 正弦波 變調信號에 의한 PWM 波形

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

複素 푸리에 係數 C_{mn} 에 변환계수 λ_n 을 곱하면 식(12)와 같이 된다.

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

여기서, λ_n 은 상변량을 선간변량으로 변환하

는 변환계수이며 식(13)과 같이 나타낼 수 있다.

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

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

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

따라서, 기본파 성분은 식(15)와 같이 된다.

$$R_s 2C_{01}\lambda_1 e^{-jy} = V_{LK} M \sin \omega_s t \quad \dots\dots(15)$$

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

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

實 푸리에 係數 D_{mn} 은 식(17)과 같이 주어진다.

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

기본파의 정수배 성분($m=0, n>1$)의 複素 푸리에 係數 C_{0n} 은 (18)식과 같이 되어진다.

$$C_{0n} = [MV_{LK} / \{2\pi(1-n)^2\}] \left(1 + e^{-j\frac{2n\pi}{3}} + e^{-j\frac{4n\pi}{3}} \right) \quad \dots\dots(18)$$

여기서,

$$n \neq 3 \text{의 배수 일때} \\ C_{0n} = 0 \\ \lambda_n \neq 0 \quad \dots\dots(19)$$

$$n = 3 \text{의 배수 일때} \\ C_{0n} \neq 0 \\ \lambda_n = 0 \quad \dots\dots(20)$$

으로 되어 線間電壓에는

$$C_{0n}\lambda_n = 0 \quad \dots\dots(21)$$

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

$$e_a' = E_D + E_m \sin \theta + E_{m_0} \cos \theta + \sum_{n=1}^{\infty} E_{mn} \sin 3n\theta + \sum_{n=1}^{\infty} E'_{mn} \cos 3n\theta \dots\dots(22)$$

식(4), (5), (6)의 조건을 적용하면,

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

여기서

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

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

그리고 식(14)에서와 같이 이론적으로 분석해 본 결과 2重 正弦波 變調信號를 이용했을 경우의 인버터 출력 선간전압의 기본파의 최대치는 직류전원 전압 V_{LK} 와 같게 된다 이 값은 종래의 正弦波 PWM 방식에서의 값 $\sqrt{3} V_{LK}/2$ 보다 1.15배 정도 증가됨을 알 수 있다.

(다음호에 계속)

Reference

1. Boris Mokrytzki : "Pulsewidth Modulated Inverter for AC Motor drives." IEEE, TRANSACTIONS ON INDUSTRY AND GENERAL APPLICATIONS, 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 Industry Applications, Vol. IA-17, No. 2, March/April 1981.
6. Giuseppe. BUJA : "Optimal Pulsewidth Modulation for Feeding AC Motors." IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY AND GENERAL APPLICATIONS, Vol. IA-13, No. 1, 1977. 1, pp. 38~44.
 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 インバダの諸特性", 電氣學會半導體 電力變換研究會 SPC-84-10, pp. 1~10, 1984.
 11. 朴旻鎬, 洪淳瓚 外 1 : "고주파 주입에 의한 PWM 인버터의 출력전압증대" 대한전기학회 논문지, 38[5], pp. 362~369, 1989년 5월
 12. 谷口, 入江 : "三相 正弦波 PWM インバダ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, pp. 47~55, 1985.
 13. 城戸健一 : "FFT アナライザ活用マニュアル", 日本プラントメンテナンス協會, 昭和 59-3, pp. 73~113.