

電力用 MOSFET을 이용한 三相 正弦波 PWM인버터의 變調信號에 관한 研究

A study on Modulating signal for Three-phase sinusoidal PWM Inverter using Power MOSFET

전희종 · 엄상오* · 문하룡 · 강범구

송실 대학교 · 부산 공업대 · 숭실 대학교 · 숭실 대학교

2. 三相 PWM 인버터의 原理

2.1 三相正弦波 PWM인버터

그림 2-1은 반도체 스위치 소자에 의한 三相브릿지 인버터를 스위치 모델로 표현한 것이다. 대표적인 正弦波변조신호에 의한 PWM제어방법과 인버터 출력파형이 그림 2-2에 나타나 있다.

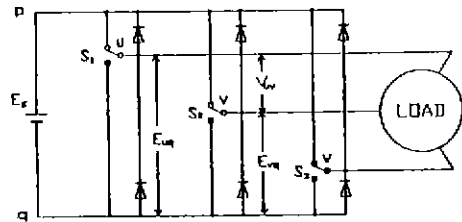


Fig. 2-1 Switching model of three-phase inverter

ABSTRACT : In this study, a new sinusoidal PWM inverter suitable for use with power MOSFETs is described. The output waveforms in the proposed PWM inverter are investigated both theoretically and experimentally.

A modulating signal for the three-phase PWM inverter is obtained by adding 3nth harmonics to the conventional three-phase sine wave.

By using the new modulating signal, the amplitude of the fundamental component is increased about 15 percent more than that of a conventional sine wave inverter and the commutation number of the inverter is decreased to two-thirds of a conventional one.

1. 序 論

인버터를 이용하여 交流電動機를 가변속 구동할 경우 인버터의 출력파형은 가변주파수, 가변전압의 正弦波가 이상적이다. 그러나 직류를 전원으로 하는 인버터의 출력은 구형파로 구성되어 있으므로 다른 교류부 하축을 위한 적절한 파형개선을 필요로 한다. 따라서 본 연구에서는 正弦波신호에 第3調波 뿐만 아니라, 모든 3倍數次 高調波를 正弦波변조신호에 추가시켜 새로운 변조파를 만들어 PWM파형을 발생시키는 방법을 제시하고, 종래방식의 三相正弦波 PWM출력보다 큰 基本波振幅를 가지고 스위칭회수를 적제한 三相正弦波調波 PWM인버터의 출력파형을 해석하고, 출력파형에 포함되는 각 주파수성분을 검토하며, 여기에 이용한 변조신호를 三相 PWM인버터에 적용할 수 있는 것을 이론적으로 설명하였다.

또한 마이크로컴퓨터에 의한 캐리어 주파수 일정 PWM방식의 인버터를 구성하여 출력파형을 측정하고, 파형해석 결과와의 비교검토를 하였다. 그리고 인버터 출력파형에 나타나는 高調波 성분은 필터에 의해서 波 整形이 용이한 것을 實驗적으로도 관측하였다.

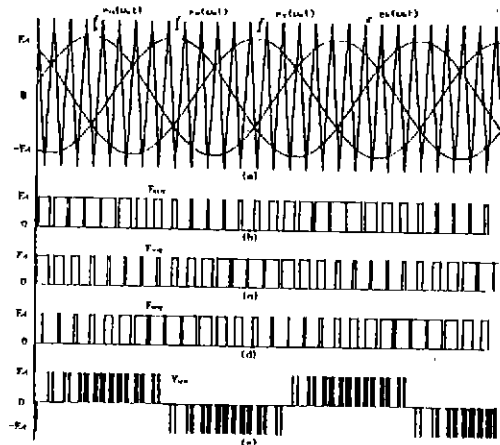


Fig. 2-2 Waveforms of three-phase PWM inverter based on sinusoidal modulating signal

캐리어 신호 e_b 는 진폭 E_b 와 각주파수 ω_b 를 가진다. 正弦波 e_u, e_v, e_w 는 변조신호라 하며 진폭 E_b 와 각주파수

ω_s 를 가지는 평衡三相정현파전압이다. 그리고 두 각주 파수 ω_b 와 ω_s 의 비는 일반적으로 정수가 아니므로 PWM 波는 非周期함수로 된다. 이와같이 正弦波변조에 의한 경우의 출력파형에 대해서는 ω_b 와 ω_s 의 비가 정수가 아닌 경우도 포함한 고조파해석은 二重 푸리에 급수를 사용하여 해석할 수 있다. 단자 u, q사이의 電壓 E_{uq} 의 PWM波形은 復素 二重 푸리에 급수로 나타내면 다음 식을 얻는다.

$$E_{uq}(\omega_b t, \omega_s t) = \sum_{m=0}^{\pm\infty} \sum_{n=0}^{\pm\infty} K_{mn} \exp[j(m\omega_b t + n\omega_s t)] \quad (2-1)$$

$$\text{但, } K_{mn} = \frac{1}{(2\pi)^2} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} E_d \exp[-j(m\omega_b t + n\omega_s t)] d\omega_b t d\omega_s t$$

여기서 K_{mn} 은 復素 푸리에 계수이고, 캐리어波와 변조파의 교차점으로 부터 얻어지는 삼플링 位相角으로 구하여진다. 그리고 E_d 는 直流전압원이고, $m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$,

$n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$, 이다.

단자전압 E_{vq} 와 E_{wq} 는 그림 2-2 (c)와 (d)의 펄스列로 되며, 선간전압 V_{uv} 는 u, v 두 단자간의 벡터의 인 差電壓으로써 그림 2-2 (e)의 파형으로 나타낼 수 있다. 따라서 平衡 P_n 相 변조신호를 위한 PWM 선간전압 $V_{uv}(\omega_b t, \omega_s t)$ 는 다음 식과 같이 주어진다.

$$V_{uv}(\omega_b t, \omega_s t) = \sum_{m=0}^{\pm\infty} \sum_{n=0}^{\pm\infty} K_{mn} \lambda_n \exp[j(m\omega_b t + n\omega_s t)] \quad (2-2)$$

$$\lambda_n = 1 - \exp(-j2n\pi/p_n) \quad (2-3)$$

여기서 P_n 은 相數이다.

결국 식(2-1)의 푸리에 계수 K_{mn} 에 식(2-3)의 변환 계수 λ_n 을 곱하면 PWM시킨 平衡 P_n 相 선간전압파형이 얻어진다.

三相인버터를 위한 변환계수 λ_n 은 다음과 같은 식으로 주어진다.

$$\lambda_n = [(1-(-1)^n)\cos(n\pi/6) - j(1+(-1)^n)\sin(n\pi/6)] \times \exp[j(n\pi/6)] \quad (2-4)$$

이 식은 식(2-3)에 $P_n=3$ 을 대입함으로써 얻어지며, $n=3*i$ ($i=0, 1, 2, 3, \dots$)에 대해서는 식(2-4)가 零이 되므로, 三相 PWM인버터의 변조신호에 三相正弦波외에 모든 $3n$ 次高調波 성분이 추가될 수 있다. 따라서 선간전압에는 直流성분($m=0, n=0$)과 캐리어 주파수의 고조파 定數倍성분($m \geq 1, n=0$)은 $\lambda_n = 0$ 이기 때문에 나타나지 않는다.

그러므로 正弦波변조로서의 復素 푸리에 계수를 계산하여 식(2-2)에 대입하여 푸리에 급수로 고치면 선간전압의 푸리에 급수 전개가 얻어지며, 그림 2-2의 正弦波변조신호에 대한 三相 PWM인버터의 uv간 전압은 다음식으로 된다.

$$V_{uv}(\omega_b t, \omega_s t) / E_d = \sqrt{3/2} M \sin(\omega_s t + \pi/6) + \sum_{m=1, 3, \dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 2, \pm 4, \dots}^{\pm\infty} \{4J_n(\nu/2)/\pi m\} \times \sin(n\pi/6) \cos\{m(\omega_b t + \pi/2) + n(\omega_s t + \pi/6)\} + \sum_{m=2, 4, \dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, \dots}^{\pm\infty} \{4J_n(\nu/2)/\pi m\} \times \cos(n\pi/6) \sin\{m(\omega_b t + \pi/2) + n(\omega_s t + \pi/6)\} \quad (2-5)$$

여기서 $M \leq 1$ ($M=E_s/E_b$: M 은 變調度라 부른다)

E_s : 正弦波변조신호의 진폭 E_b : 三角波캐리어 신호의 진폭

$J_n(\nu/2)$: Bessel함수 $\nu = m\pi n$

따라서, 출력전압기본파의 最大値는 $M=1$ 일때 0.866 E_d 이며, 식(2-5)의 右邊 둘째項과 셋째項에는 ω_b 와 ω_s 의 和 및 差의 주파수를 가진 고조파성분이 나타난다.

2. 2 三相正弦變調波 PWM인버터

인버터의 出力電壓방식은 直流電源의 스위칭에 의하여 이루어지므로 스위칭회로는 곧 인버터 회로의 스위칭 손실과도 직결된다. 따라서 그림 2-2는 전구간 스위칭 방식, 즉 相電壓제어방식인 것에 대하여 그림 2-3은 本 연구에서 제안 검토하고자 하는 線間電壓제어방식으로써, 인버터에서 PWM시킨 三相正弦波출력을 얻기 위해 새로운 기준신호 (e_x, e_y, e_z)를 고려할 때 三相正弦波신호의 각각에 임의의 전압 e_p 를 가하여도 선간전압에서는 변화가 발생하지 않는다. 따라서 새로운 기준신호는 다음식과 같이 될 수 있다.

$$e_x = e_u + e_p, \quad e_y = e_v + e_p, \quad e_z = e_w + e_p \quad (2-6)$$

또한 전압 e_p 는 여러 가지 형태로 고안되고 있지만, 원칙으로 기본주파수 f_b 의 3배의 주파수가 유효하다. PWM인버터에서 출력선간전압을 正弦波에 가깝게 출력시키기 위해서는 각상전압은 반드시 正弦波일 필요는 없다.

그림 2-3의 경우 e_p 는 三相正弦波신호의 負側 包絡線을 三角波의 負의 피크値에 일치시킨 것을 선택하고 있다. 즉 전압 e_p 는 다음식과 같이 된다.

$$e_p = -\min(e_u, e_v, e_w) - 1 \quad (2-7)$$

그림 2-3에서 e_b 는 주파수 f_b 의 三角波이다. 이와같이 하여 얻은 출력단자의 電位는 電源의 (-) 母線에 대해 각각 그림 2-3 (b), (c), (d)와 같이 되며 선간전압은 그림 2-3 (e)와 같이 된다.

제안한 신호에 의하면 相電壓 E_{uq}, E_{vq}, E_{wq} 에서 볼 수 있는 바와 같이 각상 單位인버터는 相電壓이 최소로 되는 1/3주기는 스위칭을 하지 않고 다른 두 相의 전압에 의해서 선간전압을 正弦波로 유지하고 있다.

따라서, 線間電壓제어를 할 때의 이점으로는

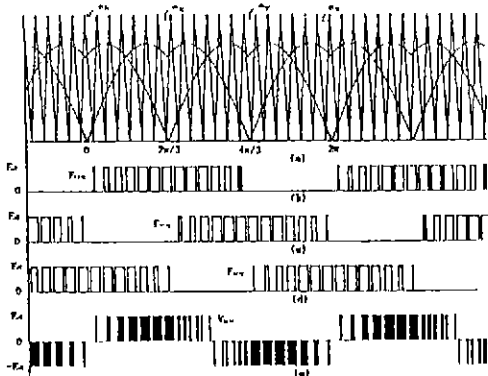


Fig. 2-3 Waveforms of three-phase PWM inverter based on proposed modulating signal

가) 그림 2-3 (b), (c), (d)에서 보는 바와 같이 인버터의 스위칭손실은 스위칭회수에 비례하기 때문에 스위칭이 1/3주기 동안 스위칭회수를 없게 함으로써 스위칭 손실과 스위칭 소자의 過熱을 경감시키고 있다.
나) 相電壓 제어 방식에 비해 最大出力 전압을 15[%] 정도 크게 할 수 있다.

2. 3 出力電壓 波形的 解析

그림 2-3에서 제안한 三相正弦變調波 PWM인버터에서 出力電壓 E_{uq} 의 펄스에이지(edge)가 생기는 샘플링 位相角은 三角波 캐리어 신호 e_b 와 변조파 e_x 와의 교점으로 주어진다. 그림 2-4에서 변조파 e_x 의 진폭을 E_s , 三角波 캐리어 신호 e_b 의 진폭을 E_b , 變調度 $M = E_s/E_b$ 로 하고 e_x 를 각 구간으로 나누어 펄스에이지가 생기는 샘플링 位相角을 구하면 다음과 같다.

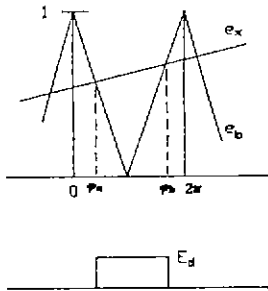


Fig. 2-4 Pulse Generation by means of carrier signal and sinusoidal modulating signal

- (1) [0, 2π/3] 구간
 $\phi_{a1} = -\pi (M \sin \omega_s t - 1)$
 $\phi_{b1} = \pi (M \sin \omega_s t + 1)$
- (2) [2π/3, 4π/3] 구간
 $\phi_{a2} = -\pi (M \sin(\omega_s t - \pi/3) - 1)$
 $\phi_{b2} = \pi (M \sin(\omega_s t - \pi/3) + 1)$
- (3) [4π/3, 2π] 구간
 $\phi_{a3} = 0, \quad \phi_{b3} = 0$

이 경우 復素 푸리에 계수는 다음과 같이 된다.

$$K_{mn} = \frac{1}{(2\pi)^2} \left\{ \int_0^{2\pi/3} \int_{\phi_{a1}}^{\phi_{b1}} e^{j(m\omega_b t + n\omega_s t)} d\omega_b t d\omega_s t + \int_{2\pi/3}^{4\pi/3} \int_{\phi_{a2}}^{\phi_{b2}} e^{j(m\omega_b t + n\omega_s t)} d\omega_b t d\omega_s t \right\} \quad (2-8)$$

여기서

$$e^{j(m\omega_b t + n\omega_s t)} = E_d \exp[-j(m\omega_b t + n\omega_s t)]$$

또한 식(2-8)을 각 주파수성분으로 나누어 구하면 다음과 같다.

- (1) 直流通分 ($m = 0, n = 0$)

$$K_{00} = (3\pi/2) M E_d \quad \lambda_0 = 0$$

$$\therefore K_{00} \lambda_0 = 0$$

- (2) 基本波성분 ($m = 0, n = 1$)

$$K_{01} = -j (M E_d / 2\sqrt{3}) \exp(-j\pi/6)$$

$$\lambda_1 = 2 \cos(\pi/6) \exp(j\pi/6) = \sqrt{3} \exp(j\pi/6)$$

$$\therefore K_{01} \lambda_1 = -j (M E_d / 2)$$

- (3) 基本波의 定數倍성분 ($m = 0, n = 1$)

$$K_{0n} = [M E_d / \{ 2\pi(1-n^2) \}] \{ 1 + \exp(-j2n\pi/3) + \exp(-j4n\pi/3) \}$$

$$\therefore K_{0n} \lambda_n = 0$$

- (4) 캐리어 周波數의 定數倍성분 ($m \geq 1, n = 0$)

$$K_{m0} = (-1)^m (E_d / m\pi^2) \times \sum_{k=\pm 1, \pm 3, \dots}^{\infty} \{ J_k(\nu) / k \} \{ 1 + \cos(k\pi/3) \} \quad \lambda_0 = 0$$

$$\therefore K_{m0} \lambda_0 = 0$$

- (5) 變調주파수와 캐리어수 및 差의 주파수성분 ($m \geq 1, n \neq 0$)

$$K_{mn} = -j (-1)^m (E_d / \pi m) \{ \{ 1 - (-1)^n \} \{ 1 + \exp(-jn\pi/3) \} \}$$

$$\{ J_n(\nu) / 6 \} + \{ \exp(-j2n\pi/3) / \pi \} \sum_{k=1, k \neq n}^{\infty} \{ 1 - (-1)^k \} J_k(\nu) \sin(k\pi/6) \{ k / (k^2 - n^2) \} \exp(jk\pi/6) \}$$

$$\therefore K_{mn} \lambda_n = -j (-1)^m (E_d / 3\pi m) \{ \{ 1 - (-1)^n \} \{ 1 + \cos(n\pi/3) \} \}$$

$$J_n(\nu) + j (-1)^{m+n} \{ 2 E_s \sin(n\pi/3) / (\pi^2 m) \} \left[\sum_{k=1, 3, \dots, k \neq n}^{\infty} J_k(\nu) \right]$$

$$\sin(k\pi/6) \{ k / (k^2 - n^2) \} \{ 2 \sin(k\pi/6) \sin(k\pi/2) - 1 \} \}$$

특히, (3)항에서 基本波의 定數倍성분의 계수 K_{0n} 은 n 이 3의 倍數 때만 값을 가지고, λ_n 은 n 이 3의 倍數 때 0이 되므로 변조신호의 定數倍성분(고조파성분)은 출력파형에 나타나지 않는다.

그러므로, 本 방식은 종래의 正弦波 변조신호에 3n 次調波를 가지고 λ_n 을 활용하여 고조파의 발생을 억제하고 출력의 基本波 진폭을 크게 하며, 또한 스위칭 회수들 2/3배로 줄이고 있는 것으로 된다.

이들의 계수를 식(2-2)에 대입하여 푸리에 급수로 고치면 선간전압의 출력파형은 다음 식으로 나타내어진다.

$$V_{uv}(\omega_b t, \omega_s t)/E_d = M \sin \omega_s t + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} A_{mn} \times \sin(m\omega_b t + n\omega_s t) \quad (2-9)$$

$$A_{mn} = 2(-1)^n \left[\frac{1 - (-1)^n}{3m\pi} J_n(\nu) \times \{1 + \cos(n\pi/3)\} - (-1)^{n+m} \right. \\ \left. (4/\pi^2 m) \times \sin(n\pi/3) \sum_{k=1,3,\dots, k \neq \pm n}^{\infty} J_k(\nu) \times \frac{k}{(k+n)(k-n)} (2 \sin \frac{k}{6} \pi - \sin \frac{k}{2} \pi - 1) \right] \quad (2-10)$$

제한한 三相變調 신호(線間電壓 제어 방식) 基本波의 최대치는 E_d 로써, $M=1$ 일 때 식(2-5)의 三相正弦波 변조 신호(相電壓 제어 방식)보다 15[%] 정도 크게 되고 신호파의 고조파는 나타나지 않는 것을 알 수 있다.

즉, 正弦信號에 3배周波數의 파형 e_p 를 가하고, λ_n 를 사용하여 고조파를 제거할 수 있게 된다.

3. 制御시스템의 構成

3.1 回路構成

그림 3-1은 본 연구를 위해 제작한 시스템 全體 구성도이며, 인버터부의 스위칭 소자는 최근에 주목되고 있는 高速 스위칭이 가능한 POWER MOS-FET을 사용하였다.

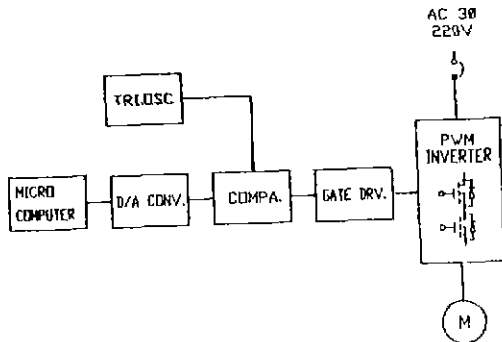


Fig. 3-1 Block diagram of the total system

3.2 PWM 펄스 發生回路

三相電壓形 PWM인버터 회로를 구동하기 위한 PWM 펄스 발생회로는 마이크로컴퓨터와 캐리어 발생회로, D/A 變換器, 比較器로 구성되어진다. 본 연구에서는 PWM 스위칭 패턴에 필요한 모든 데이터를 PC를 사용하여 프로그램에 의해 필요한 PWM 변조파형의 데이터를 계산하고, 이를 PC상의 RAM에 저장한 후, D/A 컨버터를 통하여 출력한다. 또한 PWM 스위칭에 필요한 데이터값을 프로그램에 의해 수정, 변경을 용이하게 하고, 補助 메모리(디스켓)상에 영구 저장할 수 있도록 하였다.

3.3 게이트 驅動回路

POWER MOS-FET의 게이트 구동회로에는 여러 가지의 방식이 있으나, 바이폴라 트랜지스터의 電流 제어에 비

해, POWER MOS-FET는 電壓 제어이기 때문에 小信號 트랜지스터로써 구동회로를 구성할 수 있으며, 또한 게이트 구동전력을 줄일 수 있다. 이같이 구동전력이 적으면 구동용 전원 구성도 간소화할 수 있다. 그리고 電壓 및 周波數 제어는 캐리어波의 주기와 크기를 일정하게 놓고, 正弦變調波의 주파수와 크기를 변화시켜 제어하는 非同期式 PWM인버터로 구성되고, 제한한 正弦變調波 교류신호와 캐리어波를 비교하여 만들어진 PWM 펄스波형은 인버터의 각 相에 있는 POWER MOS-FET의 ON, OFF신호를 만들어주어야 한다.

4. 實驗結果 및 檢討

그림 4-1은 본 연구에서 제안한 三相正弦變調 PWM 인버터에 있어서 D/A 變換部의 출력파형으로써, PWM 펄스 발생회로의 기준신호 e_x, e_y, e_z 를 나타내고 있다. 그림 4-2는 제안된 正弦變調波, 캐리어波 및 POWER MOS-FET의 게이트 신호파형을 나타내고 있다. 그림 4-3은 三相 PWM인버터 主회로에 있어서의 U相과 V相간의 相전압과 線間전압을 나타낸 것이다.

그림 4-4는 리액터 $L = 150[\mu H]$, 콘덴서 $C = 40[\mu F]$ 의 필터를 통해서 10[0]의 Y결선 저항부하에 접속한 경우의 三相負荷의 相전압 파형이다. 필터의 차단주파수는 약 2,055[Hz]이며, 출력파형에는 고조파성분이 상당히 감쇠되었음을 알 수 있다.

그림 4-5는 본 연구에서 사용한 三相誘導電動機를 부하로 하여 直流전원전압 $E_d=100V$, 變調신호주파수 $f_s = \omega_s/2\pi = 62.5Hz$, 캐리어 신호주파수 $f_b = \omega_b/2\pi = 500Hz, 2kHz$, 變調度 $M=0.8$ 인 경우에 대해 인버터를 운전했을 때의 선간전압과 전류파형이다. 이와같이 캐리어 주파수가 낮을수록 파형의 찌그러짐이 크며, 주파수가 높을수록 正弦波에 가까운 電流파형을 얻을 수 있으며, 이에따라 電動機의 토오크 脈動의 변화가 적게되며, 振動과 騒音도 또한 적은 양호한 운전을 행할 수 있다.

5. 結 論

三相正弦波 PWM인버터의 출력보다 큰 基本波 진폭을 가지고 스위칭회수를 적게한 正弦變調波 PWM인버터에 대한 출력파형을 캐리어 주파수일정 非同期 변조방식의 인버터를 구성하여 해석 및 실험적으로 고찰하였으며, 본 연구에서는 다음의 결론을 얻었다.

- 1) 基本波 진폭은 종래의 正弦波 PWM인버터보다 약 15[%] 정도 증가하였으며, 直流전원에 대한 변환효율이 증대되었다.
- 2) 동일 캐리어 주파수에 대해 인버터의 스위칭회수를 2/3배로 줄일 수 있다는 것을 확인하였다. 또한 1/3주기동안 스위칭 소자가 동작을 정지함으로써 스위칭 손실에 대한 소자의 過熱을 줄일 수 있었다.
- 3) 인버터 출력파형에는 고조파성분이 나타나기 때문에 필터에 의해서 용이하게 正弦波출력을 얻을 수가 있었으며, 또한 電動機와 같은 誘導負荷에 있어서는

필터가 없어도 正弦波형에 가까운 電流波형이 얻어지는 것을 실험적으로 나타내었다.

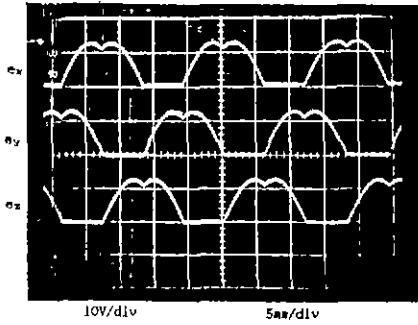


Fig. 4-1 Output waveforms of PWM pulse generation circuit

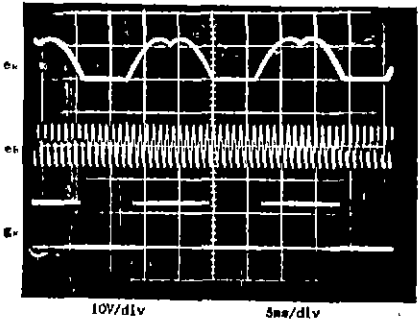


Fig. 4-2 PWM switching signals for inverter

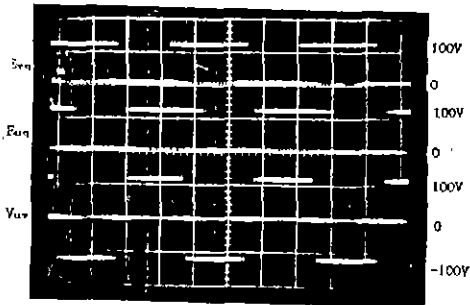


Fig. 4-3 Output waveforms of inverter (up : phase voltage, down : line voltage)

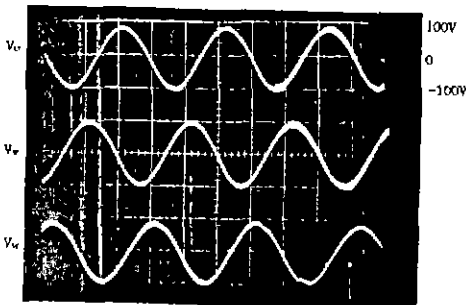
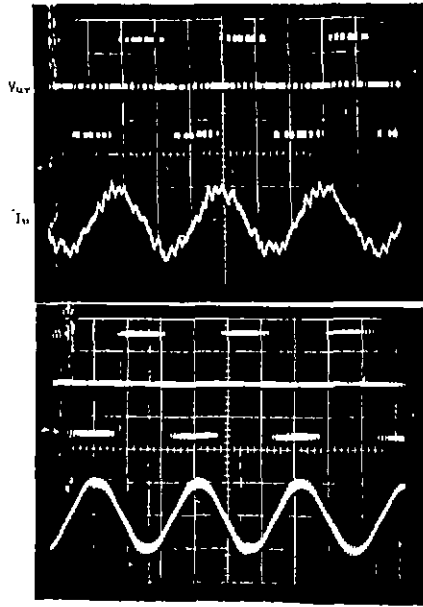


Fig. 4-4 Oscillogram of filtering output waveforms



$f_s = \omega_s / 2\pi = 62.5\text{Hz}$, $f_b = \omega_b / 2\pi = 500\text{Hz}$, $t = 5\text{ms/div}$
 $V = 50\text{V/div}$ $I = 1\text{A/div}$

Fig. 4-5 Voltage and Current waveforms of induction motor (up: line voltage down: line current)

参考文献

1. Hoang Le-Huy, "A Microprocessor-Controlled Pulsewidth Modulated Inverter," IEEE IECI, Proceedings of Industrial Applications of Microprocessor, pp223-226, March, 1978.
2. Bimal K. Bose & Hunt A. Sutherland, "A High-Performance Pulsewidth Modulator for an Inverter-Fed Drive System Using a Microcomputer," IEEE Trans. on Industry Appl. Vol. IA-19, No. 2, pp235-243, March/april, 1983.
3. 高橋, 宮入, "PWM인버터의 出力波형 と 게-트 制御信號との 關係," 電學論 B, pp5, 1973.
4. 入江, 谷口, "轉流回數의 少ない 三相正弦波 PWM 인버-타," 電學論 B, Vol.104, pp319, 昭 59-5.
5. Duncan A. Grant, John A. Houldsworth & Kim N. Lower, "A New High-Quality PWM AC Drivers," IEEE, Trans. Industry Applications, Vol. IA-19, No. 2, pp211, 1983
6. Shigeo Otaka, Takeaki Okabe, "Power MOSFET and Its Application to Motor Control," 日立評論, Vol. 65, No. 4, 1983.