

PAM-PWM 인버터에 의한 정현파출력

正會員 李 鉉 雨\* 正會員 鄭 錡 和\*\* 正會員 禹 精 仁\*\*\*

A Study on IGBT inverter for sinusoidal wave output PAM type

Hyun Woo Lee\*, Gi Wha Joung\*\*, Jung In U\*\*\* *Regular Members*

要 約

본 논문에서는 IGBT를 사용한 새로운 PAM-PWM 인버터를 제안한다. 제안된 PAM-PWM 인버터의 출력파형을 이론과 실험적으로 연구하였다. 선간전압파형은 기본파 성분과 캐리어주파수의 사이드밴드로 집중되며 저차고조파는 출력파형에 포함되지 않았으며, 각 인버터 아암은 2/3주 기간동안 휴지기간을 설정하므로써 소자의 발열도 줄어든다. 그러므로 방열판의 감소에 의하여 인버터 시스템의 크기도 작아진다.

ABSTRACT

This paper a new PAM-PWM inverter using IGBT is described. The output waveforms in the proposed PAM-PWM inverter are investigated both theoretically and experimentally. The line-voltage waveform is composed of fundamental component and the sidebands of carrier frequency. The lower order harmonics are not included in the output waveform. As each inverter arm does not operate during two-thirds period, the heats, generated in the devices are reduced. That is, the size of the inverter system can be minimized because of the reduction in the heat dissipating equipment.

I. 서 론

인버터나 무정전전원장치에 사용하는 스위칭 소자는 장치의 소형경량화, 대용량화, 제어성 향상 등의 목적을 위해서 고주파화, 대용량화, 저전력 구동화

등 사용자의 요구에 의해서 종래 사용하고 있던 바이폴라 트랜지스터나 MOSFET의 장점인 저포화전압 특성, 고전압구동 및 고속스위칭 특성을 만족하는 IGBT(Insulated Gate Bipolar Transister)가 개발되게 되었다<sup>(1,2)</sup>.

인버터의 직류전력 공급전압은 교류전원의 안정한 정류전압에 의하여 얻을 수 있다. 대전력제어에는 거의 다이리스터를 주로 사용했으나, 다이리스터의 전류(轉流)는 직류전력 공급전압에 의하여 크게 좌우된다. 따라서 다이리스터는 직류전력 공급전압에 의

\*慶南大學校 電氣工學科  
 \*\*海軍士官學校 電氣工學科  
 \*\*\*東亞大學校 電氣工學科  
 論文番號 : 92-52(接受1992. 2. 18)

하여 출력전압을 제어하는 PAM(Pulse Amplitude Modulation)인버터에는 적합하지 않다.

그러나 PTR, MOSFET, IGBT와 같은 최근의 전력용 반도체 소자는 스스로 턴-오프하며 높은 스위칭 특성을 가지고 있으므로, PAM 인버터에 적합하다. 또한 최근의 전력변환 시스템은 소음이 없는 시스템을 실현시키기 위하여 스위칭 주파수를 가장주파수 이상으로 올리고 있으며 높은 스위칭 주파수로 직류부에서 임의의 백동파형을 만들 수 있다. 인버터 출력의 전파정류파형이 직류회로와 같이 만들어질때 인버터는 한주기에서 스위칭 동작을 하지 않는 휴지기간을 만들 수 있다.<sup>8)10)</sup>

본 논문에서는 인버터의 입력단자전압에 삼상전압파형을 이용하고 변조신호에는 스위칭 손실을 고려한 유사제형파를 이용하여 정현파출력을 얻기위한 PAM-PWM 제어방식을 제안 한다. PAM방식으로 하여 스위칭 레귤레이터 기술을 활용하고 삼상 인버터의 각 상을 2/3 주기 휴지기간을 선정하여 스위칭 손실을 경감하는 특징을 살리는 것이 가능 하다. 또 캐리어주파수를 가장주파수 이상으로 스위칭하여 저소음화를 꾀하고, 인버터의 선간전압파형은 기본파 성분과 캐리어주파수의 사이드밴드로 집중되며 저차 고조파는 출력파형에는 포함되지 않았다. 그 결과 삼상 인버터의 각 상을 2/3주기동안 동작하지 않기 때문에 스위칭 손실및 고조파백동을 줄일 수 있는 정현파출력을 얻을 수 있었으며, 소자의 방열이 줄어들어서 방열판 감소에 따른 인버터 시스템의 소형화를 이룰수 있었고, 이를 입증하기 위해서 출력파형을 해석하고 실험하였다.

## II. PAM-PWM IGBT 인버터

### 2.1. PAM-PWM인버터의 원리

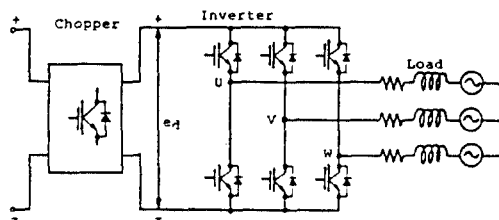


그림.2-1. PAM-PWM IGBT 인버터 시스템.  
Fig.2-1. PAM-PWM IGBT inverter system.

그림 2-1은 초퍼에 의하여 직류전원전압을 제어하는 전압제어 방식의 PAM-PWM IGBT 인버터 이다. 그림 2-1은 초퍼, 인버터, 부하의 세부부분으로 회로가 구성되어 있고, 초퍼부분에서 출력전압파형의 일부를 만들고, 정현파출력을 얻기위한 PWM 제어방식 이다. 이 제어방식에 있어서 초퍼와 인버터의 동작원리를 그림 2-2에 나타낸다.

지금까지 초퍼부분에서는 간단히 직류전원을 지령값에 따라서 일정히 유지하였지만, 이 제어방식에 있어서의 초퍼는 간단히 직류전원전압을 일정히 유지하는 것 만이 아니고, 삼상 PWM인버터 출력전압파형의 일부를 만들기 때문에 지령값에 따라서 그림 2-2(a)와 같은 삼상전압파형을 발생한다. 그림 2-2(b)는 삼상 PWM 인버터의 펄스 발생원리이다. PWM 인버터에는 삼각파 캐리어신호와 변조신호와의 비교로 PWM 펄스를 발생한다. 이 비교출력은 시간에 대하여 직선적으로 변화하는 삼각파 캐리어신호와의 비교에 의하여 PWM 펄스를 얻는 방법으로 변조신호가 삼각파 캐리어신호보다 크면 1, 작으면 0 을 출력하는 것이다.

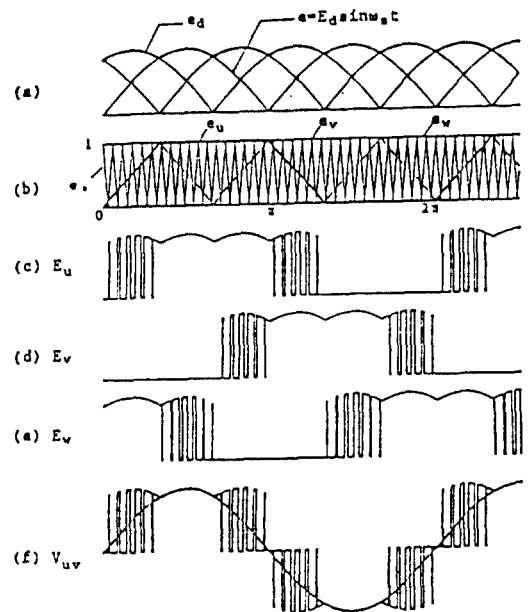


그림.2-2. 정현파출력 PAM-PWM 인버터의 PWM 펄스 발생원리.  
Fig.2-2. Generation principle of PWM pulse for sinusoidal output of PAM-PWM inverter.

여기에 사용하는 변조신호는  $e_u, e_v, e_w$ 의 평형삼상으로 각각 1 주기당  $4\pi/3$ 에 해당하는 평탄부분을 갖는다. 이 평탄부분이 인버터 동작의 휴지시간에 상당한다. 이 변조신호의 특별한 함수를 사용하는 것에 의하여 PWM 인버터 동작에 넓은 휴지시간을 가지면서 정현파를 얻을 수 있다<sup>(4)</sup>.

그림 2-2 (c), (d), (e)는 삼상 PWM 인버터의 아암전압  $E_u, E_v, E_w$ 로  $2/3$  주기동안 휴지하여 있는 것을 알 수 있다. 초퍼 출력파형의 삼상전파파형은 인버터의 입력전압파형이고, 삼상 PWM 인버터의 아암 전압파형은 삼상전파파형이 나타난다.

그림 2-2 (f)는 PWM 선간전압파형  $V_{uv}$ 이다. 이것은 기본파와 캐리어주파수의 사이드밴드에 나타나고 고조파성분은 출력파형에는 포함되지 않는다.

### 2.2. 출력파형의 해석

삼상 인버터 출력전압에서 U 상 단자전압  $E_u$ 는 캐리어신호  $e_b$ 와 변조신호  $e_u$ 의 교점으로 결정된다. 따라서 각 출력단자전압은 캐리어각주파수  $\omega_b$ 와 변조신호각주파수  $\omega_s$ 의 함수로 되고, 두 주파수의 비  $\omega_b/\omega_s$ 는 일반적으로 약분할 수 없으며, PWM파는 비주기적인 함수이다. 이러한 고조파의 해석은 이중 푸리에 급수를 사용하여 구할 수 있다. 평형 삼상선간전압  $V_{uv}(\omega_{bt}, \omega_{st})$ 는 다음식과 같다.

$$V_{uv}(\omega_{bt}, \omega_{st}) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=0}^{+\infty} K_{mn} \cdot \lambda_n \cdot \exp\{j(m\omega_{bt} + n\omega_{st})\} \quad (1)$$

$$\begin{aligned} \lambda_n &= 1 - \exp[-j(2n\pi/3)] \\ &= \{1 - (-1)^n \cos(n\pi/6) - j[1 + (-1)^n \sin(n\pi/6)]\} \\ &\quad \exp[j(n\pi/6)] \end{aligned} \quad (2)$$

$$m = 0, \pm 1, \pm 2 \dots$$

$$n = 0, \pm 1, \pm 2 \dots$$

$\lambda_n$ 은 선간전압계수로  $n=0$  일때

$$\lambda_0 = 0$$

여기서  $K_{mn}$ 은 복소 푸리에 계수이고,  $K_{mn}$ 은 캐리어파와 변조파의 교점에서 얻은 샘플된 위상각으로부터 구할 수 있다.

PAM-PWM 제어방식에 이용하는 변조신호는 그림 2-3에 표시한 유사제형파로 고정된 주파수인 삼각파와 캐리어신호는 가변되는 주파수인 삼상변조신호( $e_u, e_v, e_w$ )와 비교된다. 캐리어신호  $e_b$ 는 단위증폭이고, 각주파수는  $\omega_b$ 이다. U상 파형변조신호  $e_u$ 는 한 주기를 여섯구간으로 나누고 각 구간에서의 공급전압  $e_d$ 와 샘플 위상각은 다음식에 의하여 구할 수 있다.

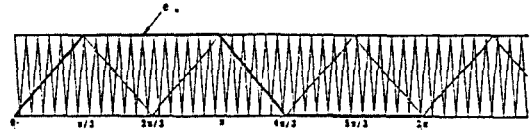


그림 2-3. 유사제형파 변조신호.

Fig.2-3. Similar trapezoidal modulating signal.

[1]구간  $[0, \pi/3]$  :

$$\begin{aligned} \Phi_{a1} &= \pi - \frac{\pi \cdot \sin y}{\sin(y + \pi/3)} & \Phi_{b1} &= \pi + \frac{\pi \cdot \sin y}{\sin(y + \pi/3)} \\ e_d &= E_d \sin(y + \pi/3) \end{aligned}$$

[2]구간  $[\pi/3, 2\pi/3]$  :

$$\Phi_{a2} = 0, \quad \Phi_{b2} = 2\pi \quad e_d = E_d \sin y$$

[3]구간  $[2\pi/3, \pi]$  :

$$\Phi_{a3} = 0, \quad \Phi_{b3} = 2\pi \quad e_d = E_d \sin(y - \pi/3)$$

[4]구간  $[\pi, 4\pi/3]$  :

$$\begin{aligned} \Phi_{a4} &= \pi - \frac{\pi \sin(y - \pi/3)}{\sin(y - 2\pi/3)} & \Phi_{b4} &= \pi + \frac{\pi \sin(y - \pi/3)}{\sin(y - 2\pi/3)} \\ e_d &= E_d \sin(y - 2\pi/3) \end{aligned}$$

[5]구간  $[4\pi/3, 5\pi/3]$  :

$$\Phi_{a5} = \pi, \quad \Phi_{b5} = \pi \quad e_d = E_d \sin(y - \pi)$$

[6]구간  $[5\pi/3, 2\pi]$  :

$$\Phi_{a1}=\pi, \quad \Phi_{b1}=\pi \quad e_d=Ed \sin(y-4\pi/3)$$

[4π/3, 2π] 구간은 아래 식에 의하여

$$\int_{\pi}^{\pi} e(x,y) dx=0 \text{ 로 되고}$$

$$K_{mn}=(Ed)/(2\pi)^2$$

$$\begin{aligned} & \times \left[ \int_0^{\pi/3} \int_{\Phi_{a1}}^{\Phi_{b1}} \sin(y+\pi/3) \cdot e(x,y) \cdot dx \cdot dy \right. \\ & + \int_{\pi/3}^{2\pi/3} \int_{\Phi_{a2}}^{\Phi_{b2}} \sin y \cdot e(x,y) \cdot dx \cdot dy \\ & + \int_{2\pi/3}^{\pi} \int_{\Phi_{a3}}^{\Phi_{b3}} \sin(y-\pi/3) \cdot e(x,y) \cdot dx \cdot dy \\ & \left. + \int_{\pi}^{4\pi/3} \int_{\Phi_{a4}}^{\Phi_{b4}} \sin(y-2\pi/3) \cdot e(x,y) \cdot dx \cdot dy \right] \end{aligned} \quad (3)$$

여기서  $e(x,y)=\exp[-j(mx+ny)]$ 이다.

계수  $K_{mn}$ 의 적분실행과 계수  $\lambda_n$ 에 의한  $K_{mn}$ 의 값의 증가는 다음과 같이 주파수성분의 증폭으로 구할 수 있다.

[1] 직류 성분 ( $m=0, n=0$ )

$$K_{00}=3Ed/2\pi \quad \lambda_0=0 \\ \therefore K_{00}\lambda_0=0$$

[2] 기본파 성분 ( $m=0, n=1$ )

$$K_{01}=j(Ed/2\sqrt{3}) \exp[j(\pi/6)] \\ \lambda_1=2\sqrt{3} \exp[j(\pi/6)] \\ \therefore K_{01}\lambda_1=jEd/2$$

[3] 고조파 성분 ( $m=0, n>1$ )

$$K_{0n}=\frac{Ed}{2\pi(1-n^2)} \{1+\exp(-j2n\pi/3)+\exp(-j4n\pi/3)\} \\ \lambda_n=1-\exp(-j2n\pi/3) \\ \therefore K_{0n}\lambda_n=0$$

[4] 캐리어 주파수가 정수배 일때의 고조파 성분

$$(m \geq 1, n=0) \\ K_{m0}=\frac{2(-1)^m Ed}{m(2\pi)^2} \\ \times \left[ \int_0^{\pi/3} \sin(y+\pi/3) \sin\{m\alpha(y)\} dy \right.$$

$$\left. + \int_{\pi}^{4\pi/3} \sin(y-2\pi/3) \sin\{m\beta(y)\} dy \right]$$

$$\lambda_0=0$$

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

$$\text{단, } \alpha(y)=\frac{\pi \cdot \sin y}{\sin(y+\pi/3)} \quad \beta(y)=\frac{\pi \cdot \sin(y-\pi/3)}{\sin(y-2\pi/3)}$$

[5] 캐리어 주파수의 사이드밴드에 나타나는 고조파 성분 ( $m \geq 1, n \neq 0$ )

$$K_{mn}=\frac{2(-1)^m Ed}{m(2\pi)^2}$$

$$\begin{aligned} & \times \left[ \int_0^{\pi/3} e^{jny} \sin(y+\pi/3) \sin\{m\alpha(y)\} dy \right. \\ & \left. + \int_{\pi}^{4\pi/3} e^{jny} \sin(y-2\pi/3) \sin\{m\beta(y)\} dy \right] \end{aligned} \quad \lambda_n \neq 0$$

따라서  $m \geq 1, n \neq 0$ 인 복소푸리에 계수  $K_{mn}$ 은 수치 계산에 의하여 얻을 수 있다. 이 값은 PWM 인버터의 출력전압에 포함되는 주파수성분의 진폭을 제공한다. 결국, 이 값은 기본파성분  $\omega_s$ 와 일치하지 않는 주파수 성분  $m\omega_b+n\omega_s$ 로 구성된 PWM 선간전압으로 나타내며 변조 신호의 고조파 성분은 포함되지 않고, 불필요한 주파수 성분은 캐리어 주파수의 사이드밴드에 나타난다.

각성분의 결과를 (1)식에 대입하여 푸리에 전개하면, 선간전압  $V_{uv}$ 는 다음과 같다.

$$V_{uv}(\omega_b t, \omega_s t)=Ed \sin(\omega_s t) + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-1}^1 Amn \sin(m\omega_b t+n\omega_s t+\theta mn) \quad (4)$$

여기서  $Amn$ 는 사이드밴드의 진폭

$\theta mn$ 는 사이드밴드의 위상각

따라서 기본파진폭은  $Ed$ 이고, 최저차의 고조파와 캐리어주파수의 정수배의 성분은 포함되지 않고, 변조신호주파수와 캐리어주파수의와합 및 차의 고조파 성분이 사이드밴드에 나타난다.

사이드밴드는  $\omega_b \gg \omega_s$ 일때 기본파 성분에서 떨어진 영역에서 고조파가 집중된다. 유도전동기와 같은 유도성 부하는 고조파성분의 증폭은 감소하고, 사이드밴드는 전동기운전에서는 관계가 없다. 출력 PWM 전압에서 기본파성분의 증폭은 일반적인 방법보다

15% 증가 하였다. 이 방법은 직류공급전압의 효과적인 이용과 전류회수를 2/3정도 감소시키는 것이 목적이다.

### Ⅲ. 정현파 출력의 회로구성

시스템 구성은 그림 3-1과 같은 실험장치이고, 인버터에 사용된 소자는 자기소호형 특성이 있을 뿐 아니라 저포화 전압특성과 고속 스위칭이 가능한 IGBT를 사용하였으며 구동회로는 IGBT 고속구동 전용 하이브리트 IC EXB 840을 사용하였다.

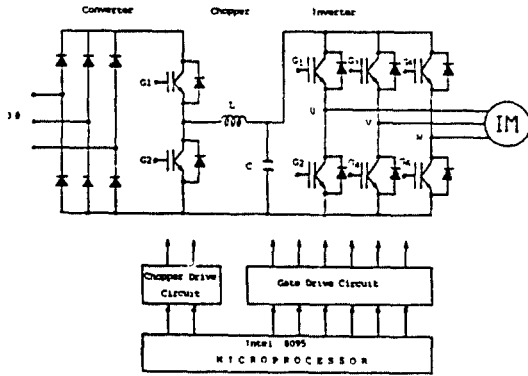


그림3-1. 실험장치의 구성.  
Fig.3-1. Configurations of experimental system.

전동기 구동용 회로의 제어신호는 Intel 8095 마이크로프로세서를 사용하여 미리 PWM 파형 작성 프로그램에서 작성된 DATA를 입력속도 지령에 의하여 주파수와 전압신호를 출력한다.

실험에 사용된 유도전동기는 정격 90[W], 4극, 60[Hz], 200[V], 0.8[A]인 삼상농형유도전동기이며 전동기 부하로는 정격 125[W], 125[V], 1[A], 1750[rpm]인 직류복권발전기를 이용하여 전동부하를 사용하였다.

직류효퍼는 이 PAM-PWM 인버터 제어방식에서는 인버터의 입력단자 전압의 이상적인 삼상전파파형전압을 만들어 낼 필요가 있다. 효퍼가 ON, OFF 동작하는 게이트신호는 삼상전파파형신호와 삼각파 캐리어신호와의 비교에 의해서 출력되는 삼상전파 PWM 신호이다.

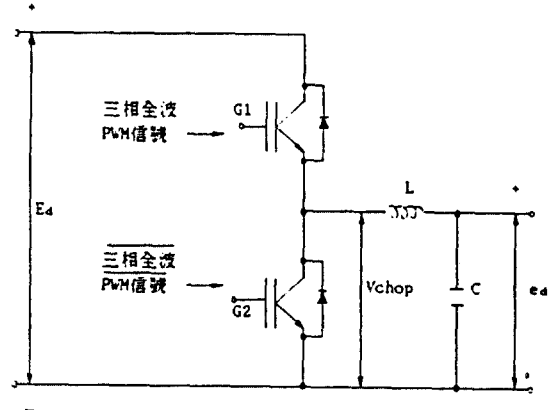


그림.3-2. 초퍼 회로.  
Fig.3-2 Chopper circuit.

초퍼에서 직접출력되는 전압  $V_{chop}$ 의 파형은 게이트신호와 같은 PWM 전압이다. 이것을 삼상전파 피펫전압으로 하면 리액턴스  $L[H]$ 의 코일과 정전용량  $C[F]$ 의 콘덴서를 직렬로 접속하여 필터를 구성하고 콘덴서 양단의 전압을 초퍼 부의 출력전압  $e_d$ 로 한다.

그림 3-2의 PWM 전압  $V_{chop}$ 에서 삼상전파파형 전압  $e_d$ 를 형성하는 코일과 콘덴서의 직렬접속부는 저역통과필터 (그림 3.3참조)이고 코일의 저항을  $R$ 로 하면 그 전달함수  $G(s)$ 는 다음식으로 나타낸다.

$$G(s) = \frac{V_2}{V_1} = \frac{1}{\frac{S}{\omega_0} \cdot \frac{1}{Q} \cdot \frac{S}{\omega_0} + 1} \quad (5)$$

단,  $S$ 는  $j\omega$ 이고

$$\omega_0 = \frac{1}{LC} \quad Q = \frac{R}{\omega L}$$

이 전달함수  $G(s)$ 는 입력전압  $V_1$ 에 포함된 각주파수  $\omega (=2\pi f)$ 가 공진 각주파수  $\omega_0 (=2\pi f_0)$  보다도 큰 경우 Gain이 1이하로 되고, 높은 주파수 성분은 -40 [db/decade]로서 제거하고 낮은 주파수 성분은 그대로 출력전압  $V_2$ 에 포함되는 특성을 나타낸다. 초퍼에서 출력되는 PWM전압은 높은 빈도의 스위칭에 의해서 고조파성분을 포함하고 있으며, 코일과 콘덴서를 통하는것에 의해서 초퍼 부에서 삼상전파파형 전압  $e_d$ 를 출력한다. 본 논문에서는 코일의 저항

$R=0.57[\Omega]$ , 인덕턴스  $L=1.30[mH]$ , 콘덴서의 정전 용량  $C=10[\mu F]$ 으로 구성하였고, 공진주파수  $f_0=1.4[kHz]$ 로 하였다.

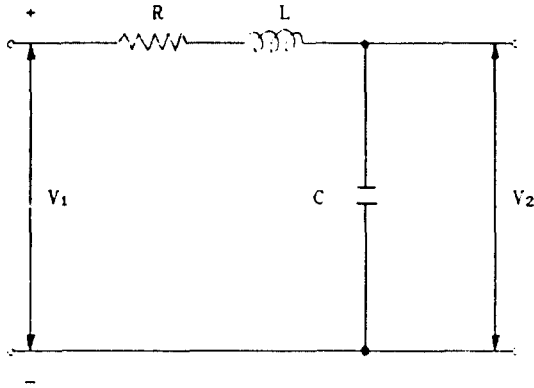


그림.3-3. 저역통과 필터.  
Fig.3-3. Low pass filter.

IV. 실험 결과 및 고찰

정현파 출력 PAM-PWM 인버터는 IGBT (MG50J2YS1)로 구성하였다. 컴퓨터에서 출력되고 있는 U, V, W 상의 변조신호는 V상은 U상보다도 120° 지연되고, W상은 U상 보다 240° 지연되는 파형이다.

그림 4-1은 U상 변조신호와 삼각파 캐리어신호와 의 비교에 의해서 출력되는 PWM 신호 이고, IGBT 모듈내의 게이트 G1, G2에 입력되는 PWM 신호는 "High"와 "Low"가 상호 역의 신호이다.

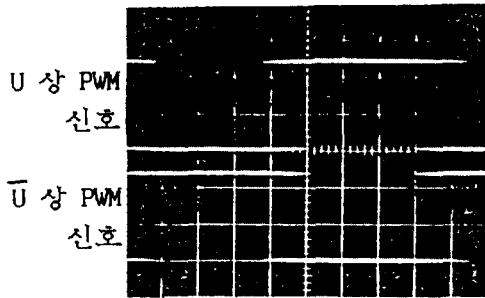


그림.4-1. PWM 신호.  
Fig.4-1. PWM signal.

그림 4-2은 인버터에서 출력되는 선간전압  $V_{uv}$ 이고, 그림 4-3는 캐리아 주파수를 20KHz, 출력 주파수가 60Hz인 주파수 스펙트럼이다. 본 방식의 특징인 2/3주기의 넓은 휴지기간을 얻어 스위칭 손실을 저감한 경우에도 20KHz, 40KHz의 사이드밴드에 집중하여 있어 저소음화를 도모할 수 있다.

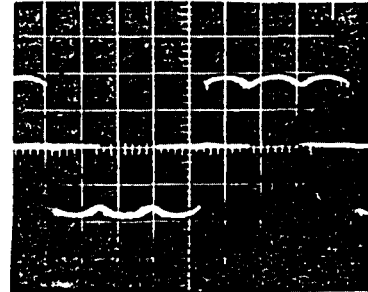


그림.4-2. 인버터 출력 선간전압.  
Fig.4-2. Output line voltage of inverter.

그림 4-4는 무부하에서 PAM-PWM 인버터의 전류손실을 나타내고 있다. 휴지기간이 없는 일반의 PWM 인버터의 전류손실이 제안된 PWM 인버터 보다 훨씬 많음을 알 수 있다. 또한 무부하 전류손실은 캐리아 주파수에 비례함을 알 수 있다. 실험값은 인버터의 데드타임 때문에 직선이 아니다. 무부하 손실은 제안된 방법이 일반적인 경우와 비교하여 50% 이상 감소하였다. 또한 스위칭소자에서 발생하는 열도 감소시킬 수가 있으며 장치의 소형화에 현신할 수 있다.

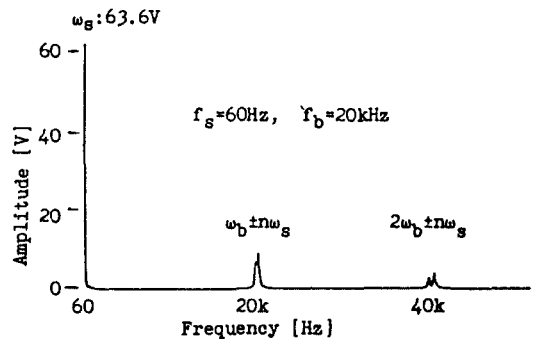


그림.4-3. 선간전압의 주파수 스펙트럼.  
Fig.4-3. Frequency spectrum of line-voltage.

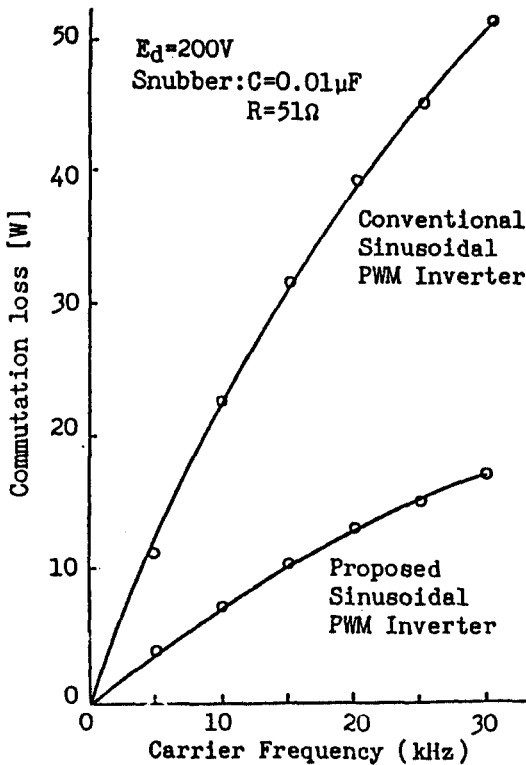


그림.4-4. 인버터의 전류손실.  
Fig.4-4. Commutation loss of inverter.

### V. 결 론

본 논문에서 제안하는 PAM형 PWM방식은 초퍼부에서 인버터 출력파형개선을 행하고 인버터에 넓은 휴지시간을 갖는 정현파 출력을 얻는 것이다. 제2장에서 기술하고 있는것 처럼 인버터 출력파형은 기본파성분과 캐리어주파수의 사이드밴드로 집중되며 고조파성분은 출력파형에는 포함되지 않았으며, 캐리어 주파수를 가청주파수 20[kHz]이상으로 하여 스위칭을 행하므로 저소음화를 꾀하고, 삼상 PWM 인버터의 각아압은 2/3주기동안 전류동작을 행하지 않으므로 스위칭에 의한 손실이 경감 된다.

본 연구에서 제안한 변조신호를 사용하여 인버터의 선간전압은 정현파 PAM형 PWM 파형을 얻었으며, 인버터의 각 상의 출력주기에서 240° 만큼 전류를 정지시킴으로서 스위칭손실을 경감시키고 전류회수도 일반적인 PWM 인버터보다 1/3정도 감소시킬

수 있었다. 이러한 사항들은 직류공급전압의 유용한 이용과 소자의 열화를 감소시킴을 알 수 있었다.

### 참 고 문 헌

1. Hyun-Woo Lee : "The technical trends of motor speed control," Vol.3, No.3-No.6, 1986.
2. 古畑, 昌一 外3名 : "MBT(IGBT)의 게트 驅動回路" 日本電氣學會 全國大會, No.463, 1989.
3. 中川明夫 外2名 : "500[V]ダブル게트 橫形 IGBT" 日本電氣學會 全國大會, No.472, 1989.
4. Hyun-Woo Lee et al : "Output waveform Analysis of sinusoidal PAM-PWM inverter" '89 International symposium on Power Electronics, pp. 68-72, 1989.
5. Taniguchi and Irie : "trapezoidal Modulating Signal for Three-Phase PWM Inverter," IEEE Trans on IE, Vol.IE-33, No.2, pp.193, 1986.
6. 谷口, 入江 : "三相正弦波 PWM 인버터의ための變調信號," 電氣學會論文誌, Vol.105B, No.10, pp.880, 1986.
7. Duncan A.Grant, John A.Houldsworth and Kim N.Lower : "A New High-Quality PWM AC Drives," IEEE Trans.on IA, Vol.IA-19, No.2, pp.221-, 1983.
8. 上田茂太, 本部光華, 植田明照 : "正弦波出力電流形 인버터의出力波形解析," 日電氣學會論文誌, Vol.109D, No.9, pp.653, 1989.
9. 大上正勝, 常廣, 今井博志, 細野勇 : "誘導機驅動汎用 인버터의PWM制御 패턴-と高周波解析法について," 日電氣學會論文誌, Vol.109D, No. 11, pp.809, 1989.
10. Yoshihiro Murai, Kazuharu Ohashi and Isamu Hosono : "New PWM Method for Fully Digitized Inverters," IEEE Trans.on IA, Vol. IA-23, No.5, pp.887, 1987.
11. Taniguchi, Irie and Kaku : "Real Time Operation of Three-Phase PWM Inverter," IEEE IAS '85 Annual Meeting SPCC-8, pp. 1264 /1268, 1985.



李 鉉 雨(Hyun Woo Lee) 정회원  
1953년 4월 28일생  
1979년 2월 : 동아대학교 전기공학과 학사  
1984년 8월 : 영남대학교 대학원 전기공학과 석사  
1991년 2월 : 동아대학교 대학원 전기공학과 박사수료

1992년~현재 : 경남대학교 공대 전기공학과 조교수



鄭 錡 和(Gi Wha Joung) 정회원  
1946년 12월 16일생  
1968년 2월 : 부산대학교 전기공학과 학사  
1979년 2월 : 단국대학교 대학원 전기공학과 석사  
1991년 2월 : 동아대학교 대학원 전기공학과 박사수료

1992년~현재 : 해군사관학교 전기공학과 부교수



禹 精 仁(Jung In U) 정회원  
1941년 2월 12일생  
1963년 2월 : 한양대학교 전기공학과 학사  
1984년 2월 : 중앙대학교 대학원 전기공학과 박사  
1985년 10월~1986년 9월 : 동경공업대 객원교수

1992년~현재 : 동아대학교 공대 전기공학과 교수