

PAM형 PWM 인버터의 出力特性에 관한 研究

A Study on Output Characteristic of PNA-PWM Inverter

李 鉉 雨 * · 禹 靖 仁 **

(Hyun-Woo Lee · Chung-in Woo)

요 약

電力用 MOSFET를 사용한 새로운 PAM-PWM 인버터를 제안한다. 제안된 PAM-PWM 인버터의 出力波形을 이론과 실험적으로 연구했다. 線間電壓波形은 基本波成分과 캐리아 주파수의 사이드밴드로 集中되며 低次 高調波는 출력파형에 포함되지 않았다.

各 인버터 아암은 2/3주기 동안 동작하지 않음으로 素子の 發熱도 줄어든다. 그러므로 방열판의 감소에 의하여 인버터 시스템의 크기도 작아진다.

Abstract

A new PAM-PWM inverter suitable for use with power MOSFET is described. The output waveforms in the proposed PAM-PWM inverter are investigated both theoretically and experimentally. The line-to-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 heat generated in the devices are reduced. That is, the size of the inverter system is minimized because of the reduction in the heat dissipating equipment.

* 正會員：慶南大學校 電氣工學科 助教授

** 正會員：東亞大學校 電氣工學科 教授 · 工博

接受日字：1991年 7月 31日

1. 序 論

교류전동기 구동용 인버터의 直流電力 供給 電壓은 交流電源의 安定한 整流電壓에 의하여 얻을 수 있다. 大電流制御에는 거의 다이리스터를 주로 사용했으나 다이리스터의 轉流는 직류전력 공급전압에 의하여 크게 좌우된다. 따라서 다이리스터는 직류전력공급전압에 의하여 出力電壓을 제어하는 PAM 인버터에는 적합하지 않는다. 그러나 電力用 트랜지스터나 MOSFET와 같은 최근의 전력용소자는 스스로 턴 오프하며 높은 스위칭특성을 가지고 있으므로 최근의 소자는 PAM 인버터의 특성 향상에 크게 기여하고 있다.¹⁾²⁾

PAM 방식의 특징으로서는

- 1) 스위칭 레귤레이터기술을 활용할 수 있다.
- 2) 필요하면 전기적 절연을 얻는 것도 가능하다.
- 3) 낮은 출력에서도 인버터소자의 dv/dt 를 경감할 수 있다.
- 4) 인버터에 넓은 休止期間을 두어 스위칭손실을 경감시킬 수 있다.

또한 최근의 電力變換 시스템은 騒音이 없는 시스템을 실현시키기 위하여 스위칭 주파수를 可聽周波數 이상으로 올리고 있으며, 높은 스위칭 周波數는 直流部에 의하여 임의의 脈動波形을 만들 수 있다. 인버터출력의 파형이 직류회로의 全波整流波形과 같이 만들어질때, 인버터는 한주기에서 스위칭동작을 하지 않는 休止期間을 갖는다.³⁾⁴⁾⁵⁾

이 논문에서는 전압형 인버터에서 각 상의 스위칭 패턴으로 특정구간의 休止期間을 갖는 PAM-PWM 인버터를 제안한다. 제안된 펄스 패턴은 2/3 주기동안 스위칭 휴지기간을 갖게 하여 스위칭 손실과 고조파동을 줄일 수 있는 정현파출력을 얻을 수 있으며, 이를 입증하기 위해서 出力波形을 해석하고 이 실험결과를 고찰했으며, 出力周波數 스펙트럼을 연구하였다.

2. MOSFET를 사용한 PAM-PWM 시스템

그림 1은 콘버터와 인버터에 의하여 구성된 전력변환 시스템이다. 일반적으로 교류전원으로 부터의 整流電壓은 콘버터에 의하여 제어한다. 인버터의 直流電力 供給電壓은 整流電壓의 安定化에 의하여 얻을 수 있다. 基準電壓의 빠른 直流電壓의 應答은 基準電壓의 反復周波數가 20kHz를 넘기 때문이다. 또한 최근의 스위칭 레귤레이터 기법은 높은 속도와 高精度로 直流電壓을 제어할 수 있다.⁶⁾⁷⁾

PWM 인버터의 출력파형은 캐리어 주파수와 基本 出力周波數의 높은 비에 의하여 개선되나 높은 주파수는 스위칭 에너지 손실이 증가한다. 만약 인버터가 한 周期中에 스위칭 동작을 정지시킨다면 소자에서 열을 줄일 수 있으며 인버터 시스템의 크기도 작게 할 수 있다.

3. PAM-PWM 인버터

제안하는 PWM 인버터는 出力周波數의 제어 및 三相波形을 개선한다. 스위칭 동작에서 인버터가 정지하는 休止期間을 얻을 수 있고, 이 PWM 인버터는 출력전압의 크기는 제어되지 않으며 출력전압은 콘버터에 의해서 조절된다.

그림 2에 PAM-PWM 인버터를 위한 PWM 펄스를 나타내고 있다. 콘버터는 그림 2(a)처럼 삼상 인버터의 출력파형의 일부를 만들기 위한 지령치에 따라서 三相全波整流的 脈動電壓을 만든다. 삼상인버터를 위한 PWM 기법을 그림 2(b)에서 설명하고 있다.

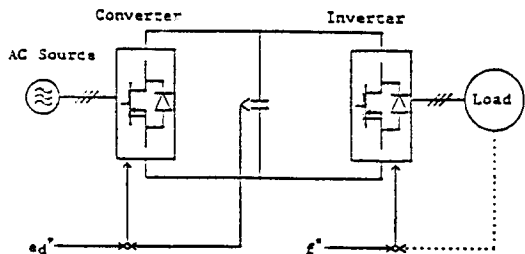


그림 1. PAM-PWM 인버터의 시스템
Fig. 1. PAM-PWM inverter system

고정된 周波數인 三角波 캐리어 신호는 가변되는 주파수인 三相 變調信號 (e_u, e_v, e_w)와 비교된다. 캐리어 신호 e_c 는 單位增幅이고, 角周波數는 ω_c 이다. 變調信號 e_u 는 다음식에 의하여 구한다(단, $y=\omega_c t$)

$$1) \text{ Interval } [0, \pi/3] : e_u = \frac{\sin y}{\sin(y+\pi/3)} = \alpha(y) \quad (1)$$

$$2) \text{ Interval } [\pi/3, \pi] : e_u = 1$$

$$3) \text{ Interval } [\pi, 4\pi/3] : e_u = \frac{\sin(y-\pi/3)}{\sin(y-2\pi/3)} = \beta(y) \quad (2)$$

$$4) \text{ Interval } [4\pi/3, 2\pi] : e_u = 0$$

變調信號 e_v 과 e_w 는 e_u 보다 각각 $2\pi/3$ 과 $4\pi/3$ 지연된 位相角 $\omega_c t$ 일때 얻을 수 있다.

삼상 PAM-PWM파형 (E_u, E_v, E_w)는 그림 2(c), (d), (e)에서 보인바와 같이 PWM 인버터처럼 동작한다. 인버터의 각 상은 주기의 2/3 주기동안 스위치가 온된다. 인버터의 선간전압은 그림 2(f)에 보인 바와 같이 그 기본파성분은 정현파이다.

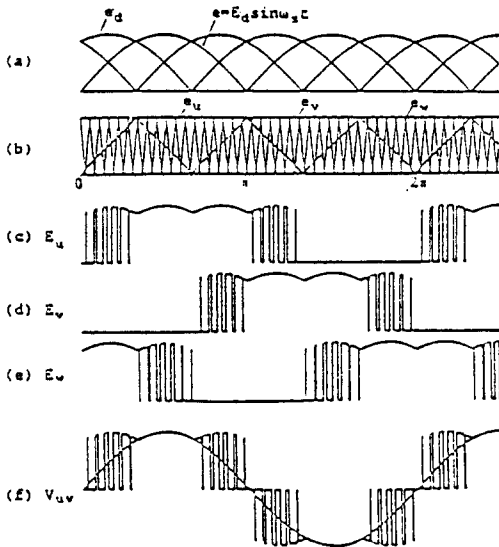


그림 2. PAM 형 PWM 인버터의 PWM 펄스의 발생원리

Fig. 2. Generation principle of PWM pulses for PAM-PWM inverter.

4. 出力 波形 解析

三相 波形的 일반적인 PWM 기법에서 두 주파수의 比 ω_b/ω_s 는 일반적으로 약분할 수 없으며 PWM 파는 非 周期的인 함수이다. 이러한 高調波의 해석은 이중 푸리에 급수를 사용하여 할 수 있다.

平衡 三相 變調信號를 위한 線間電壓波形 $V_{uv}(\omega_b t, \omega_s t)$ 는 다음식에 의하여 구할 수 있다.

$$V_{uv}(\omega_b t, \omega_s t) = \sum_{n=0}^{\pm\infty} \sum_{m=0}^{\pm\infty} K_{mn} \lambda_n \cdot \exp [j \{ m \omega_b t + n \omega_s t \}] \quad (3)$$

$$\lambda_n = 1 - \exp[-j(2n\pi/3)] = [1 - (-1)^n] \cos(n\pi/6) - j[1 + (-1)^n] \sin(n\pi/6) \exp[j(n\pi/6)] \quad (4)$$

여기에서 K_{mn} 은 복소 푸리에 계수이고, $m=0, 1, 2, \dots, n=0, 1, 2, 3, \dots$, 푸리에 係數 K_{mn} 는 캐리어와 變調波의 交点에서 얻은 샘플된 位相角으로 부터 구할 수 있다.

그림 2(b)에서 보인 變調信號 e_u 의 한 주기를 여섯구간으로 나누어지고 각 구간에서의 供給電壓 e_d 와 샘플 위상각은 다음식에 의하여 구할 수 있다.

$$1) \text{ Interval } [0, \pi/3] :$$

$$\Phi_{a1} = \pi - \alpha(y), \Phi_{b1} = \pi + \alpha(y), e_d = E_d \sin(y + \pi/3)$$

$$2) \text{ Interval } [\pi/3, 2\pi/3] :$$

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

$$3) \text{ Interval } [2\pi/3, \pi] :$$

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

$$4) \text{ Interval } [\pi, 4\pi/3] :$$

$$\Phi_{a4} = \pi - \beta(y), \Phi_{b4} = \pi + \beta(y), e_d = E_D \sin(y - 2\pi/3)$$

$$5) \text{ Interval } [4\pi/3, 5\pi/3] :$$

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

$$6) \text{ Interval } [5\pi/3, 2\pi] :$$

$$\Phi_{a6} = \pi, \Phi_{b6} = \pi, e_d = E_D \sin(y - 4\pi/3)$$

그래서 푸리에 계수 K_{mn} 은 다음과 같다.

$$K_{mn} = (E_D) / (2\pi)^2 \times \left[\int_0^\pi \int_{\Phi_{a1}}^{\Phi_{b1}} \sin(y + \pi/3) e(x, y) dx dy \right]$$

$$\begin{aligned}
& + \int_{\pi/3}^{2\pi/3} \int_{\Phi_{a2}}^{\Phi_{b2}} \sin y e(x, y) dx dy \\
& + \int_{2\pi/3}^{\pi} \int_{\Phi_{a3}}^{\Phi_{b3}} \sin(y - \pi/3) e(x, y) dx dy \\
& + \int_{\pi}^{4\pi/3} \int_{\Phi_{a4}}^{\Phi_{b4}} \sin(y - 2\pi/3) e(x, y) dx dy \\
& + \int_{4\pi/3}^{5\pi/3} \int_{\Phi_{a5}}^{\Phi_{b5}} \sin(y - \pi) e(x, y) dx dy \\
& + \int_{5\pi/3}^{2\pi} \int_{\Phi_{a6}}^{\Phi_{b6}} \sin(y - 4\pi/3) e(x, y) dx dy \quad (5)
\end{aligned}$$

여기서 $e(x, y) = \exp\{-j(mx + ny)\}$ 이고, $x = \omega_b t$, $y = \omega_s t$, ω_s 는 각주파수이다.

계수 K_{mn} 의 적분 실행과 계수 λ_n 에 의한 K_{mn} 의 값의 증가는 다음과 같이 周波數成分의 진폭으로 구할 수 있다.

1) 直流成分 ($m=0, n=0$)

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

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

2) 基本波成分 ($m=0, n=1$)

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

$$\lambda_1 = 2 \cos(\pi/6) \exp(jn\pi/6)$$

$$\therefore K_{01}\lambda_1 = -jEd/2$$

3) 高調波成分 ($m=0, n \geq 1$)

$$K_{0n} = \frac{Ed}{2\pi(1-2^2)} \{1 + \exp(-j2n\pi/3) + \exp(-j4n\pi/3)\} \quad (7)$$

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

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

4) 캐리어 周波數가 正數倍 일때의 高調波成分 ($m \geq 1, n=0$)

$$K_{m0} = -(-1)^m (2Ed) / \{m(2\pi)^2\}$$

$$\times \left[\int_0^{\pi/3} \sin(y + \pi/3) \sin\{m\alpha(y)\} dy \right.$$

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

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

5) 캐리어 周波數의 사이드밴드에 나타나는 高調波成分

$$(m \geq 1, n=0)$$

$$\begin{aligned}
& K_{mn} = -(-1)^m (2Ed) / \{m(2\pi)^2\} \\
& \times \left[\int_0^{\pi/3} e^{-jny} \sin(y + \pi/3) \sin\{m\alpha(y)\} dy \right. \\
& \left. + \int_{\pi}^{4\pi/3} e^{-jny} \sin(y - 2\pi/3) \sin(m\beta(y)) dy \right]
\end{aligned}$$

이 방정식의 값은 積分으로 구할 수 있기 때문에 數值計算에 의하여 얻을 수 있다. 이 값은 PWM 인버터의 出力電壓에 포함되는 周波數成分의 振幅을 제공한다. 결국, 이 값은 基本波成分 ω_s 와 원하지 않는 周波數成分 $m\omega_b + n\omega_s$ 로 구성된 PWM 線間電壓으로 나타내며 변조신호의 고조파성분은 포함되지 않는다. 불필요한 주파수성분은 캐리어 주파수의 사이드밴드에서 나타난다.

식(3) 대신에 $V_{uv}(\omega_b t, \omega_s t)$ 를 확장하여 PWM의 선간전압을 푸리에 급수로 나타내면 다음과 같다.

$$V_{UV}(\omega_b t, \omega_s t) = Ed \sin \omega_s t$$

$$+ \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-1}^{\pm 1} A_{mn} \sin[m\omega_b t + n\omega_s t + \theta mn] \quad (9)$$

위에서 A_{mn} 는 사이드밴드의 振幅이고, θmn 는 사이드밴드의 位相角이다. 사이드밴드는 $W_s \gg W_b$ 일때 기본파성분에서 떨어진 영역에서 高周波가 집중된다. 誘道電動機와 같은 유도성성분은 高調波成分의 진폭은 감소하고, 사이드밴드는 電動機運轉에서는 관계가 없다. 출력 PWM 전압에서 基本波成分의 진폭은 일반적인 방법보다 15% 증가하였다. 이 방법은 直流供給電壓의 효과적인 이용과 電流回數를 2/3정도 감소시키는 것이 목적이다.

5. 實驗結果

正弦波 PAM-PWM 인버터를 電力用 MOSFET에 의하여 구성시켰다. 부하는 저항 $5(\Omega)$ 와 리액턴스 $30(mH)$ 의 直列誘道負荷이다. 그림3(a)는 인버터의 直流供給電壓 e_d 와 $3kHz$ 의 낮은 캐리어 주파수에서 인버

터 아암전압 E_u 이다. 出力周波數는 60Hz이다. 그림3(b)는 선간전압 V_{uv} 와 전류파형 I_u 를 나타내고 있다. 전류파형은 고조파왜형이 낮은 것을 얻을 수 있었다. 출력전압의 기본파성분 ω_s 와 ω_s 외에 $\omega_b \pm 2\omega_s, \omega_b \pm 4\omega_s, \omega_b \pm 8\omega_s, \dots$, $2\omega_b \pm \omega_s, 2\omega_b \pm 5\omega_s, 2\omega_b \pm 7\omega_s, \dots$. 등이 사이드밴드에서 나타난다.

그림5에 무부하에서 PAM-PWM 인버터의 轉流損失을 나타내고 있다. 전류손실은 회로에 걸리는 전압과 흐르는 전류의 곱이다. 休止期間이 없는 일반의 PWM 인버터의 轉流損失이 제안된 PWM 인버터 보다 훨씬 많음을 알 수 있다.

또한 無負荷 電流損失은 캐리아 주파수에 비례함을 알 수 있다. 실험값은 인버터의 데드타임 때문에 직선이 아니다. 무부하손실은 제안된 방법이 일반적인 경우와 비교

하여 50% 이상 감소하였다. 또한 스위칭소자에서 발생하는 열도 감소시킬 수가 있으며 장치의 소형화가 가능하다.

그림6은 캐리아 주파수를 20kHz, 출력주파수가 60Hz인 주파수스펙트럼이다. 본 방식의 특징인 2/3주기의 넓은 휴지기간을 얻어 스위칭 손실을 저감한 경우에도 20kHz, 40kHz의 사이드밴드에 집중하여 있어 저소음화를 도모할 수 있다.

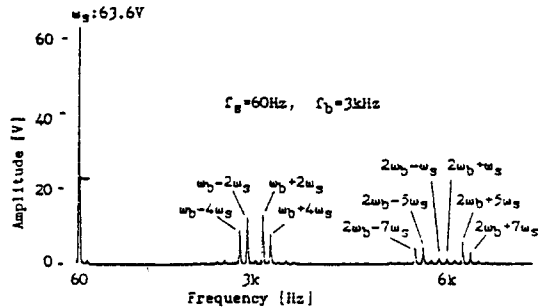


그림 4. 선간전압의 주파수 스펙트럼
Fig. 4. Frequency spectrum of line-to-line voltage.

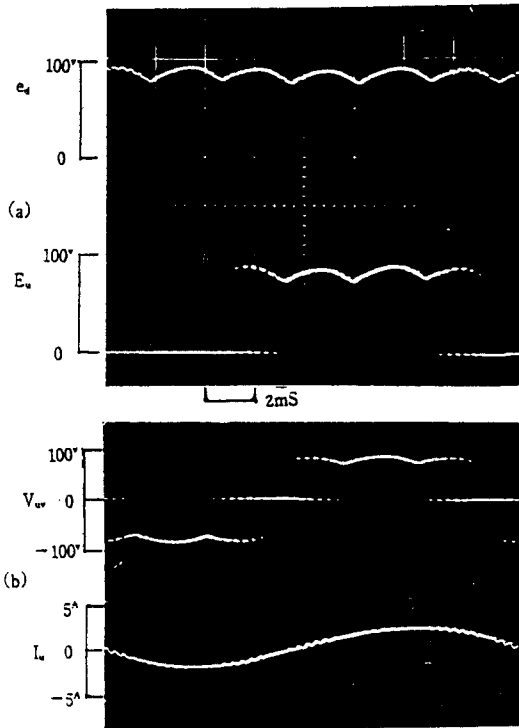


그림 3. 實驗回路的 電壓波形
Fig. 3. Voltage oscillograms of experimental circuit.

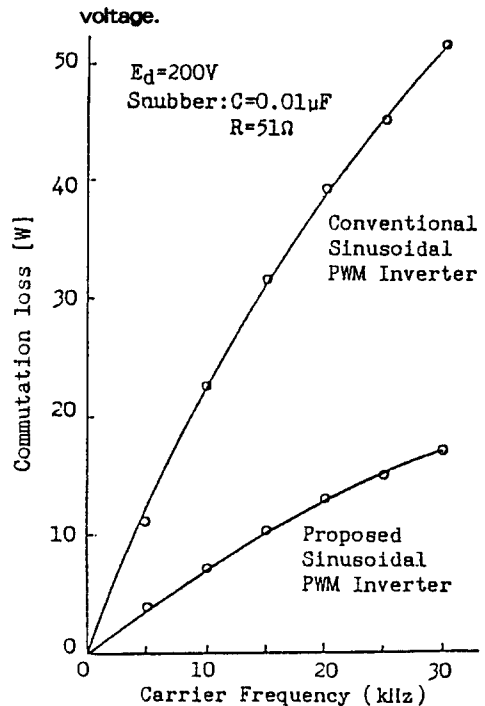


그림 5. 실험한 인버터의 電流損失
Fig. 5. Commutation loss of tested inverter.

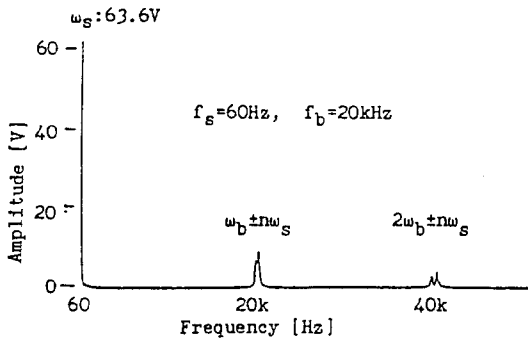


그림 6. 20kHz 캐리어 周波數 일때의 出力 周波數 스펙트럼

Fig. 6. Output frequency spectrum at 20kHz carrier frequency.

6. 結 論

새로운 정현파 PAM-PWM 인버터를 제안하고 특별히 기본周波數비가 높은 캐리어를 취급할 수 있는 전력용 MOSFET를 사용하여 PAM-PWM 인버터에 알맞는 파형 해석과 실험을 했다.

새로운 變調信號를 사용하여 인버터의 선간전압은 정현파 PAM-PWM 파형이 되었으며 기본파성분의 진폭은 일반적인 정현파 인버터 보다 15% 증가되었으며, 인버

터의 각 상의 출력주기에서 240°만큼 轉流를 정지시킴으로써 스위칭손실을 경감시키고 전류회수도 일반적인 PWM 인버터와 비교하여 1/3 정도이다. 이러한 사항들은 直流供給電壓의 유용한 이용과 소자의 열화를 감소시킴을 알 수 있었다.

참 고 문 헌

- 1) 委員會, “高周波用電力半導體 테”ハ“이스應用的技術動向”, 日本電氣學會, pp. 3~7, 1985.
- 2) 西村, 井上, 失野, “電流制御型 PAM電源による單相誘道電動機的低騒音化の 一方法”, 日本電氣學會研究會, Vol. SPC-85~9, pp. 75~84, 1985.
- 3) TANIGUCHI, IRIE, “Trapezoidal Modulation Signal for Three-Phase PWM Inverter”, IEEE Trans, Vol. IE-33, No. 2, pp. 193~200, 1986~5.
- 4) Taniguchi, ogino, irie, “PWM Technique for MOSFET Inveter”, IEEE Trans, Vol. PE-3, No. 3, pp. 328~334, 1988-10.
- 5) 西村, 井上, 失野, “パワ-MOSFETを用いた低騒音可變周波數電源試作”, 日本電氣學會研究會, SPC. 85-10, pp. 85~94, 1985.
- 6) 西村, 井上, 中岡, 丸稿, “20kHzキャリヤ正弦波 PWMインバ-”による誘道電動機的低騒音 化の評價”, 日本電氣學會論文誌, Vol. 107-D, No. 5, pp. 620~627, 1987.
- 7) TANIGUCHI, OGINO, OHISHI, “Novel PWM Strategy for power MOSFET Converter” IEEE IES, IECON'88, pp. 634-639, 1988-10.