

正弦波出力 PAM형 IGBT 인버터에 관한 연구

이현우, 박종기*, 이수훈, 권순철, 서기영, 우경인*
 경남대학교 *동아대학교

A Study on IGBT inverter for sinusoidal wave output PAM type

Hyun-Woo Lee, Jong-Gil Park*, Soo-Heum Lee, Jung-In U*
 Soon-Kurl Kwon, Ki-Young Suh
 Kyungnam University *Dong-A University

ABSTRACT

In variable speed driving system of three phase induction motor controlled by an inverter, because of the switching of semiconductor devices in inverter, an appreciable amount of harmonic components of voltage waveform can cause the motor to generate losses, torque ripple, acoustic noise and oscillation of semiconductor devices.

In this paper a new PAM type PWM inverter using IGBT is described. The output waveforms in the proposed PAM type 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.

1. 서론

유도전동기를 가변속 운전할때 인버터를 많이 적용하는데 인버터를 구성하는 반도체소자의 스위칭동작으로 많은 고조파가 인버터의 출력에 포함되어 유도전동기의 운전시 중요한 특성들인 전동기의 손실, 토오크 맥동, 전자기적인 소음 및 진동의 원인이 된다.⁽¹⁾

본 논문에서는 이러한 문제점을 최소화 할 수 있는 전력용 IGBT를 사용한 새로운 PAM형 PWM 인버터를 제안한다. 제안된 PAM형 PWM 인버터의 출력파형을 이론과 실험적으로 연구 확인 하였다.

선간전압파형은 기본파성분과 캐리어주파수의 사이드밴드로 집중되며 저차고조파는 출력파형에는 포함되지 않았으며, 각 인버터 아암은 2/3주기동안 휴지시간을 설정하므로 소자의 발열도 줄어든다. 그러므로 방열판의 감소에 의하여 인버터 시스템의 크기도 작아진다.

2. PAM형 PWM인버터의 원리

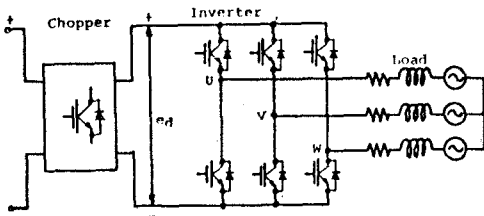


그림 1. PAM형 IGBT 인버터 시스템
 Fig.1 PAM type IGBT inverter system.

그림 1은 초퍼에 의하여 직류전원전압을 제어하는 전압제어 방식의 PAM형 IGBT 인버터이다. 그림 1은 초퍼, 인버터, 부하의 세부분으로 회로가 구성되어 있고, 초퍼부분에서 출력전압파형의 일부를 만들고, 정현파출력을 얻기위한 PWM 제어방식이다. 이 제어방식에 있어서 초퍼와 인버터의 동작원리를 그림 2에 나타낸다. ⁽²⁾

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(a)와 같은 삼상전압파형을 발생 한다. 그림 2(b)는 삼상 PWM 인버터의 펄스 발생 원리이다. PWM 인버터에는 삼각파 캐리어신호와 변조신호와의 비교로 PWM 펄스를 발생 한다. 이 비교출력은 시간에 대하여 직선적으로 변화하는 삼각파 캐리어신호와 비교에 의하여 PWM 펄스를 얻는 방법으로 변조신호가 삼각파 캐리어신호보다 크면 1, 작으면 0을 출력하는 것이다.

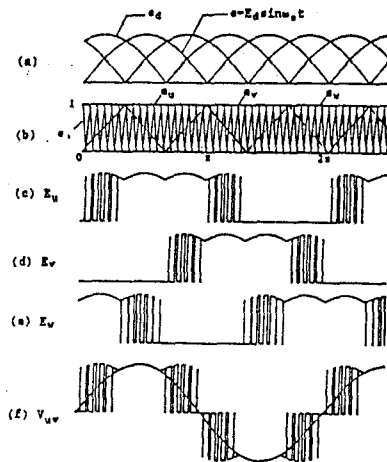


그림 2. 정현파출력 PAM형 인버터의 PWM펄스 발생원리
 Fig.2 Generation principle of PWM pulse for sinusoidal output of PAM type inverter.

여기에 사용하는 변조신호는 e_u, e_v, e_w 의 평형삼상으로 각각 1 주기당 $4\pi/3$ 에 상당하는 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. ^(3,5)

그림 2(c),(d),(e)는 삼상 PWM 인버터의 아암전압 E_u, E_v, E_w 로 2/3주기동안 유지하여 있는것을 알 수 있다. 초퍼 출력파형의 삼상전파형은 인버터의 입력전압파형이고, 삼상 PWM 인버터의 아암 전압파형은 삼상전파형이 나타난다.

그림 2(f)는 PWM 선간전압파형 V_{uv} 이다. 이것은 기본파와 캐리어주파수의 사이드밴드에 나타나는 고조파성분은 출력 파형에는 포함되지 않는다.

3. 출력파형 해석

삼상 인버터 출력전압에서 U 상 단자전압 E_u 는 캐리어신호 e_b 와 변조신호 e_u 의 교점으로 결정 된다. 따라서 각 출력단자전압은 캐리어각주파수 ω_b 와 변조신호각주파수 ω_s 의 합수로 되고, 두 주파수의 비 ω_b/ω_s 는 일반적으로 약 분할 수 없으며, PWM 파는 非 주기적인 합수 이다. 이러한 고조파의 해석은 이중 푸리에 급수를 사용하여 구할 수 있다. (3-5) 평형 삼상선간전압 $V_{uv}(\omega_b t, \omega_s t)$ 는 다음식과 같다.

$$V_{uv}(\omega_b t, \omega_s t) = \sum_{m=0}^{+\infty} \sum_{n=0}^{+\infty} K_{mn} \cdot \lambda_n \cdot \exp\{j(m\omega_b t + n\omega_s t)\} \quad \dots\dots\dots(1)$$

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

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

$$\lambda_0 = 0, \pm 1, \pm 2 \dots\dots$$

λ_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.

PAM형 PWM 제어방식에 이용하는 변조신호는 그림 2(b)에 표시한 擬梯形波로 고정된 주파수인 삼각파 캐리어신호는 가변되는 주파수인 삼상변조신호 (e_u, e_v, e_w)와 비교된다. 캐리어신호 e_b 는 단위증폭이고, 각주파수는 ω_b 이다. U 상 파형변조신호 e_u 는 다음식으로 나타낼 수 있다.

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

[2] 구간 $[\pi/3, \pi]$: $e_u = 1$

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

[4] 구간 $[4\pi/3, 2\pi]$: $e_u = 0 \quad \dots\dots\dots(3)$

단, $Y = \omega_s t$ 이고, ω_s 는 각주파수 이다.

e_v, e_w 는 e_u 에서 각각 $120^\circ, 240^\circ$ 지연되는 파형이다. 그림 2(a)에서 직류전압 E_d 를 인버터의 입력전압으로서 V_{uv} 가 발생 한다. 이때 펄스 매칭이 생기는 위상각을 결정 하면 K_{mn} 을 계산할 수 있고, 변조신호 e_u 의 0에서 2π 까지를, $\pi/3$ 씩 구분하여 잘만 각 구간의 펄스의 첫시작의 위상각을 $\Phi_{a1}, \Phi_{a2}, \dots, \Phi_{a6}$, 펄스의 끝나는 위상각을 $\Phi_{b1}, \Phi_{b2}, \dots, \Phi_{b6}$ 로 하면 K_{mn} 은 다음식과 같이 된다.

$$K_{mn} = (E_d)/(2\pi)^2 \times \left[\int_0^{\pi/3} \int_{\Phi_{a1}}^{\Phi_{b1}} \sin(y+\pi/3) e(x,y) dx dy + \int_{\pi/3}^{\pi} \int_{\Phi_{a2}}^{\Phi_{b2}} \sin y e(x,y) dx dy \right]$$

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

단 $X = \omega_b t, Y = \omega_s t$
 $e(x,y) = \exp[-j(mx + ny)]$

그림 2(b)에서 보인 변조신호 e_u 의 한 주기를 여섯구간으로 나누고 각 구간에서의 공급전압 e_d 와 샘플 위상각은 다음식에 의하여 구할 수 있다.

[1] 구간 $[0, \pi/3]$:

$$\Phi_{a1} = \pi - \frac{\pi \cdot \sin y}{\sin(y+\pi/3)} \quad \Phi_{b1} = \pi + \frac{\pi \cdot \sin y}{\sin(y+\pi/3)}$$

$e_d = E_d \sin(y+\pi/3)$

[2] 구간 $[\pi/3, \pi]$:

$$\Phi_{a2} = 0 \quad \Phi_{b2} = 2\pi$$

$e_d = E_d \sin y$

[3] 구간 $[2\pi/3, \pi]$:

$$\Phi_{a3} = 0 \quad \Phi_{b3} = 2\pi$$

$e_d = E_d \sin(y-\pi/3)$

[4] 구간 $[\pi, 4\pi/3]$:

$$\Phi_{a4} = \pi - \frac{\pi \sin(y-\pi/3)}{\sin(y-2\pi/3)} \quad \Phi_{b4} = \pi + \frac{\pi \sin(y-\pi/3)}{\sin(y-2\pi/3)}$$

$e_d = E_d \sin(y-2\pi/3)$

[5] 구간 $[4\pi/3, 5\pi/3]$:

$$\Phi_{a5} = \pi \quad \Phi_{b5} = \pi$$

$e_d = E_d \sin(y-\pi)$

[6] 구간 $[5\pi/3, 2\pi]$:

$$\Phi_{a6} = \pi \quad \Phi_{b6} = \pi$$

$e_d = E_d \sin(y-4\pi/3)$

[$4\pi/3, 2\pi$] 구간은 (4)식에 의하여

$$\int_{\pi}^{2\pi} e(x,y) dx = 0 \quad \text{로 되고}$$

$$K_{mn} = (E_d)/(2\pi)^2 \times \left[\int_0^{\pi/3} \int_{\Phi_{a1}}^{\Phi_{b1}} \sin(y+\pi/3) \cdot e(x,y) \cdot dx \cdot dy + \int_{\pi/3}^{\pi} \int_{\Phi_{a2}}^{\Phi_{b2}} \sin y \cdot e(x,y) \cdot dx \cdot dy + \int_{\pi}^{4\pi/3} \int_{\Phi_{a3}}^{\Phi_{b3}} \sin(y-\pi/3) \cdot e(x,y) \cdot dx \cdot dy + \int_{4\pi/3}^{2\pi} \int_{\Phi_{a4}}^{\Phi_{b4}} \dots \right]$$

$$+ \left[\frac{4\pi/3}{\pi} \left[\begin{array}{l} \Phi_{b4} \\ \sin(y-2\pi/3) \cdot e(x,y) \cdot dx \cdot dy \\ \Phi_{a4} \end{array} \right] \right] \dots\dots\dots(5)$$

여기서 $e(x,y) = \exp[-j(mx + ny)]$ 이다.
 계수 K_{mn} 의 적분실행과 계수 λ_n 에 의한 K_{mn} 의 값의 증가는 다음과 같이 주파수성분의 증폭으로 구할 수 있다.

[1] 직류성분 ($m=0, n=0$)

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

$$\lambda_0 = 0$$

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

[2] 기본파성분 ($m=0, n=1$)

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

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

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

[3] 고조파성분 ($m=0, n > 1$)

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

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

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

[4] 캐리어주파수가 정수배 일때의 고조파성분 ($m \geq 1, n=0$)

$$K_{m0} = -\frac{2(-1)^m \cdot E_d}{m(2\pi)^2}$$

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

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

$$\lambda_0 = 0$$

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

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

[5] 캐리어주파수의 사이드밴드에 나타나는 고조파성분 ($m \geq 1, n \neq 0$)

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

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

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

$$\lambda_n \neq 0$$

따라서 $m \geq 1, n \neq 0$ 일때 K_{mn} 은 수치계산에 의하여 얻을 수 있다. 이 값은 PWM 인버터의 출력전압에 포함되는 주파수성분의 진폭을 제공한다. 결국, 이 값은 기본파성분 ω_n 와 일치하지 않는 주파수성분 $m\omega_b + n\omega_c$ 로 구성된 PWM 선간전압으로 나타내며 변조신호의 고조파성분은 포함되지 않

고, 불필요한 주파수성분은 캐리어주파수의 사이드밴드에 나타난다.

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

$$V_{uv}(\omega_b t, \omega_c t) = E_d \sin(\omega_b t)$$

$$+ \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} A_{mn} \sin(m\omega_b t + n\omega_c t + \theta_{mn}) \dots\dots(6)$$

여기서 A_{mn} 는 사이드밴드의 振幅
 θ_{mn} 는 사이드밴드의 位相角

따라서 기본파진폭은 E_d 이고, 최저차의 고조파와 캐리어주파수의 정수배의 성분은 포함되지 않고, 변조신호주파수와 캐리어주파수의 합 및 차이 고조파성분이 사이드밴드에 나타난다.

4. 실험결과 및 고찰

시스템 구성은 그림 3과 같은 실험장치이고, 인버터에 사용된 소자는 자기소호형 특성이 있을 뿐 아니라 저포화전압 특성과 고속스위칭이 가능한 IGBT를 사용하였으며 구동회로는 IGBT 고속구동전용 하이브리드 IC인 EXB 840을 사용하였고, 모듈내의 IGBT의 방은 단락사고를 방지하기 위해서 한쪽이 도통하고 있으면 다른쪽은 개방상태가 되어야 하고, 게이트신호는 "High"와 "Low"가 상호 완전히 역의 신호를 출력하도록 구성 하였다.

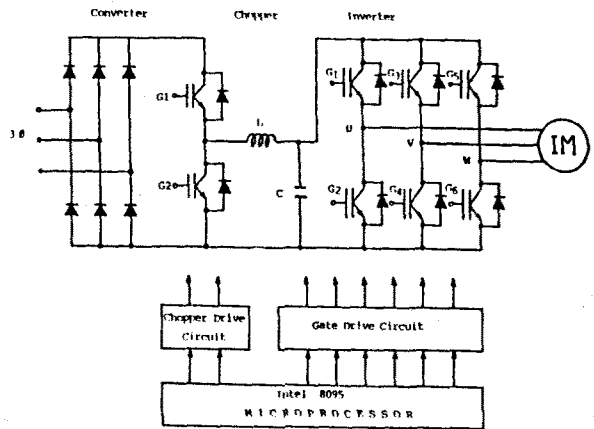


그림 3. 실험장치의 구성
 Fig.3 Configurations experimental system.

직류조퍼는 반도체 스위칭 소자들에 의해서 직류전압을 높은 빈도로서 ON, OFF 동작을 반복하는 것에 의해서 일정전압의 직류전원에서 변압기를 사용하지 않고 직접다른 직류전압으로 변환하는 장치로서 강압조퍼, 승압조퍼 등이 있다. 이 PAM형 PWM 인버터 제어방식에서는 인버터의 입력단 지전압은 이상적인 삼상전파파형전압을 만들어 낼 필요가 있다. 조퍼가 ON, OFF 동작하는 게이트신호는 삼상전파파형신호와 삼각파 캐리어신호와의 비교에 의해서 출력되는 삼상전파 PWM 신호이다.

조퍼에서 직접출력되는 전압 V_{chop} 의 파형은 게이트신호와 같은 PWM 전압이다. 이것을 삼상전파파형전압으로 하면 리액턴스 L[H]의 코일과 정전용량 C[F]의 콘덴서를 접속하여 필터를 구성하고 콘덴서 양단의 전압을 조퍼 배의 출력전압 e_d 로 한다.

그림 4는 이득곡선 이고, PWM 전압 V_{chop} 에서 삼상전파파형전압 e_d 를 형성하는 코일과 콘덴서의 직렬접속부는 저

역통과필터 (Low Pass Filter)이고 코일의 저항을 R 모 하면 그 전달함수 G(s)는 다음식으로 나타낸다.

$$G(s) = \frac{V_2}{V_1} = \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + \frac{1}{Q} \left(\frac{s}{\omega_0}\right) + 1} \dots\dots (7)$$

단, $S=j\omega$, V_1 =초퍼입력전압, V_2 =초퍼출력전압

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

이다,

이 전달함수 G(s)는 입력전압 V_1 에 포함된 角周波數 ω ($= 2\pi f$)가 공진 角周波數 ω_0 ($= 2\pi f_0$)보다도 큰경우 Gain이 1 이하로 되고, 높은 주파수성분은 -40 [db/decade]로 서 제거하고 낮은 주파수성분은 그대로 출력전압 V_2 에 포함되는 특성을 나타낸다. 초퍼에서 출력되는 PWM 전압은 높은 빈도의 스위칭에 의해서 고주파성분을 포함하고 있으며, 코일과 콘덴서를 통하는것에 의해서 초퍼 部에서 삼상전파 파형전압 e_d 를 출력한다. 본 논문에서는 코일의 저항 $R=0.57[\Omega]$, 인덕턴스 $L=1.30[mH]$, 콘덴서의 정전용량 $C=10[\mu F]$ 으로 구성하였고, 공진주파수 $f_0=1.4[kHz]$ 로 하였다.

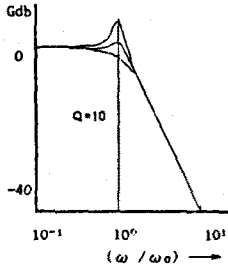


그림 4. Gain 곡선
Fig.4 Gain-curve.

컴퓨터에서 출력되고 있는 U,V,W 상의 변조신호는 V 상은 U 상보다도 120° 지연되고, W 상은 U 상보다 240° 지연되는 파형 이다.

그림 5는 인버터 출력 선간전압 Vuv의 고주파 스펙트럼 측정결과이고, 측정결과 고주파는 기본파에 比하여 충분히 작은 값인 것을 알수 있었으며 고주파는 캐리어주파수대 부근으로 집중 된다.

사이드밴드는 $\omega_b \gg \omega_0$ 일때 기본파성분에서 떨어진 영역에서 고주파가 집중 된다. 유도전동기와 같은 유도성부하는 고주파성분의 증폭은 감소하고, 사이드밴드는 전동기운전에서는 관계가 없다. 출력 PWM 전압에서 기본파성분의 증폭은 일반적인 방법보다 15% 증가 하였다. 이 방법은 직류공급전압의 효과적인 이용과 轉流回數를 2/3정도 감소시키는 것이 목적 이다.

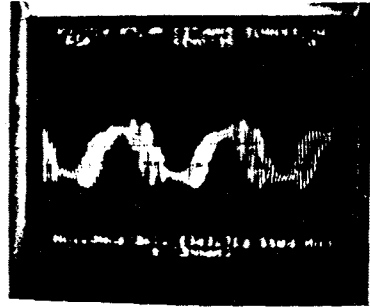
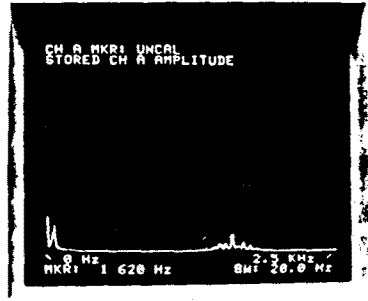


그림 5. 線間電壓의 周波數 스펙트럼
Fig.5 Frequency spectrum of line-voltage.

6. 결 론

본 연구에서 제안한 변조신호를 사용하여 인버터의 선간 전압은 정현파 PAM형 PWM 파형을 얻었으며, 기본파성분의 증폭은 일반적인 정현파 인버터보다 15% 증대 되었으며, 인버터의 각 상의 출력주기에서 240° 만큼 轉流를 정지시킴으로서 스위칭손실을 경감시키고 轉流回數도 일반적인 PWM 인버터보다 1/3정도 감소 시킬 수 있었다. 이러한 사항들은 직류공급전압의 유효한 이용과 소자의 열화를 감소시킬수 있었다.

참고문헌

- [1] 李鉉雨: "電動機 速度制御의 技術動向" 電氣設備, Vol.13, No.3-No.6, 1986.
- [2] Hyun-Woo Lee et al: "Output waveform Analysis of sinusoidal PAM-PWM inverter" '89 International symposium on Power Electronics May, 1989, PP.68-72.
- [3] 谷口, 狄野 "變形台形波變調信號による三相PWM인버터의 諸特性", 電氣學會半體電力變換研究會資料, SPC-87-13 (1987)
- [4] 谷口勝則 "PWM인버터", 파워-에レクト로닉스研究會資料
- [5] Taniguchi, Ohishi and Ogino "PAM-PWM Inverter using Power MOSFETs for AC motor Drives" IEEE Industrial Electronics Society, IEEE ICN'87, SPIE Proceedings Vol. 854, No. 24, pp369/374(1987-11)