

윤 병 도  
김 은 수

중앙대학교  
중앙대학교\*

A study on waveform analysis of PWM Inverter for Trapezoidal modulating signal based on microprocessor

Abstract

Trapezoidal wave is suitable for the modulating signal of the microcomputer-based PWM inverter for the use of motor drives because the switching patterns can be generated by means of on-line computation.

In this paper, the output waveform of three-level modulation inverters for the trapezoidal modulating signal is investigated both theoretically and experimentally.

1. 서 론

PWM 인버터는 가변주파, 가변전압의 출력을 얻을수 있다는 점, 출력이 포함된 고조파 성분을 제거 또는 감소시킬 수 있다는 점 등의 이점이 있으므로 최근 교류전동기의 주파수제어 등에 활발히 응용되어 왔다.

(1)

그러나 PWM 출력파형에 있어서 기본파성분은 방형파에 비하여 기본파성분이 훨씬 적다. 따라서 DC 공급 전압에 대한 출력파형의 기본전압의 비를 더 높게 하고 제어능력을 고려할 필요성이 있게 되었다.

종래의 삼상 PWM 파형방식은 삼각파와 정현변조신호를 사용하여 이루어 왔고 이 출력파형은 상당히 개선 되어 왔지만 DC 공급전원에 대한 최대선간 기본파 성분의 비가 0.87이기 때문에 DC 전력공급의 이용률은 낮은 수준이었다. 또한 기본파 성분의 크기를 높이기 위한 변조기술이 제안되어 출력전압의 기본파 성분이 기존 정현파 인버터의 기본파 성분보다 15%정도 향상되었지만 여기서도 3조파가 정현변조신호에 부가 되고, 마이크로 컴퓨터의 ROM Table 에 저장한 미

리 계산된 PWM 패턴을 이용해야 하는 불편이 남아있다.

(2)

한편, PWM 패턴의 계산속도를 높이기 위해 정현변조 변조신호를 Trapezoidal wave 로 대체한 On-line 계산의 PWM 패턴을 사용함으로써 제어능력을 높인 변조 기술이 보고되었다. (3)

비록 Trapezoidal 변조신호에 대한 출력파형에 저차고조파를 포함하고 있지만 이 출력전압의 고조파를 감소시키는 것보다 차라리 제어능력을 높이고 출력전압의 기본파성분을 높이는 것이 바람직하리라 생각된다.

이에 대한 Two-level modulation의 파형분석은 보고된바 있다. (4)

본 논문은 Three-level modulation에 의한 파형 분석을 하고 이를 마이크로프로세서로 실현하고자 한다.

2. 이론적 고찰

그림 1은 Two-level 의 출력파형을 나타낸 것이고 그림 1b 는 본 연구에 사용하고자한 Three-level 출력파형을 나타냈다.

여기서  $e_c$  는 삼각파,  $e_r$  은 기준신호,  $E_b$ ,  $E_m$  는 각각 최대값을 표시한다. 이때

$$M = E_b / E_m \leq 1, \quad M_k = E_m / E_b$$

$$G = E_s / E_m = M / M_k$$

로 정의한다.

$G$  는 Trapezoidal wave 의 경사부분과 평평한 부분과의 비이고 0에서 1까지의 값을 갖는다. 또한  $2\phi$  는 Trapezoidal wave 평평한 부분의 각이고  $\phi$  와  $2\phi$  사이의 관계는

$$\phi = (1-G) / 2$$

로 주어진다.

여기서 샘플링 위상각은 삼각파와 Trapezoidal 변조신호의 교차점에 의해서 주어진다.

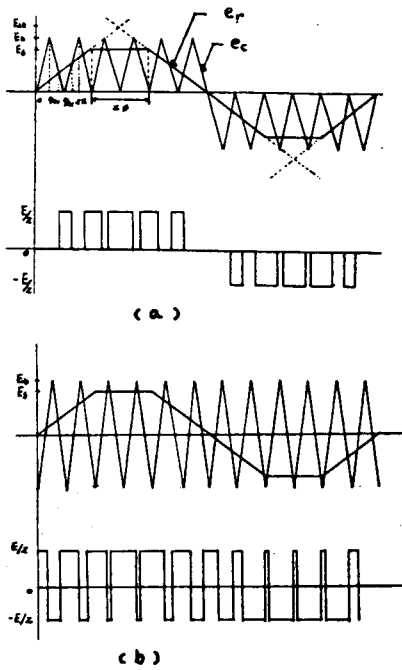


Fig1. Output waveform of two-level (a) and three-level (b) modulation inverters with the trapezoidal wave (\$M=1\$)

그림 1b 에서 나타낸 파형 \$e\_r\$ 의 한주기가 다음 여섯 구간으로 나누어질때 각 구간에 있어서 샘플링 위상각은 다음과 같다.

- (1) \$[0, \frac{\pi}{2}-\phi]\$ (4) \$[\pi, \frac{3\pi}{2}-\phi]\$
- \$\phi\_{a1} = -2M\_s y + \pi\$      \$\phi\_{a4} = -2M\_s (y-\pi) + \pi\$
- \$\phi\_{b1} = 2M\_s y + \pi\$      \$\phi\_{b4} = 2M\_s (y-\pi) + \pi\$
- (2) \$[\frac{\pi}{2}-\phi, \frac{\pi}{2}+\phi]\$ (5) \$[\frac{3\pi}{2}-\phi, \frac{3\pi}{2}+\phi]\$
- \$\phi\_{a2} = \pi(1-M)\$      \$\phi\_{a5} = \pi(1-M)\$
- \$\phi\_{b2} = \pi M\$      \$\phi\_{b5} = \pi(1+M)\$
- (3) \$[\frac{\pi}{2}+\phi, \pi]\$ (6) \$[\frac{3\pi}{2}+\phi, 2\pi]\$
- \$\phi\_{a3} = 2M\_s (y-\pi) + \pi\$      \$\phi\_{a6} = 2M\_s (y-2\pi) + \pi\$
- \$\phi\_{b3} = -2M\_s (y-\pi) + \pi\$      \$\phi\_{b6} = -2M\_s (y-2\pi) + \pi\$

또한, 상전압은 이종프리에 급수로 풀이 구할 수 있으며 상전압 \$E(\omega t, \omega t)\$ 는

$$E(\omega t, \omega t) = \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} k_{mn} \exp[j(m\omega t + n\omega t)]$$

로 표현된다. 여기서 프리에계수 \$k\_{mn}\$ 은

$$k_{mn} = [1/(2\pi)^2] \left( \int_0^{\pi-\phi} \int_{\phi_{a1}}^{\phi_{b1}} e(\alpha, y) d\alpha dy + \int_{\pi-\phi}^{\pi} \int_{\phi_{a4}}^{\phi_{b4}} e(\alpha, y) d\alpha dy \right. \\ \left. + \int_{\pi}^{\pi+\phi} \int_{\phi_{a2}}^{\phi_{b2}} e(\alpha, y) d\alpha dy + \int_{\pi+\phi}^{2\pi} \int_{\phi_{a5}}^{\phi_{b5}} e(\alpha, y) d\alpha dy \right. \\ \left. + \int_{2\pi-\phi}^{2\pi} \int_{\phi_{a3}}^{\phi_{b3}} e(\alpha, y) d\alpha dy + \int_{2\pi}^{2\pi+\phi} \int_{\phi_{a6}}^{\phi_{b6}} e(\alpha, y) d\alpha dy \right)$$

\$\alpha = \omega t\$, \$y = \omega t\$, \$e(\alpha, y) = E\_s/x e^{-j(m\alpha + ny)}\$  
 선전전압 \$V\_{uv}(\omega t, \omega t) = \text{Re} [ \lambda\_{uv} E ]\$      는

상전압의 Vector함이므로 선전전압을 구하기 위하여  
 $\lambda_{uv} = [(1-j^m) \cos(n\pi/6) - j(1+j^m) \sin(n\pi/6)] \exp(jm\pi/6)$   
 을 정의한다.

위 식을 이용하여 풀면 다음과 같다.

$$V_{uv}(\omega t, \omega t) = (4\sqrt{3}/E_s) M_s \cdot \cos\phi \sin(\omega t + \frac{\pi}{6}) \\ - \sum_{m=2,4,6,8,10,12,14,16,18,20,22,24,26,28,30,32,34,36,38,40,42,44,46,48,50,52,54,56,58,60,62,64,66,68,70,72,74,76,78,80,82,84,86,88,90,92,94,96,98,100} [ 8M_s \cos(n\pi/6) / (n\pi)^2 ] \cos(\frac{n\pi}{6}) \cos n(\omega t + \frac{\pi}{6}) \\ + \sum_{m=1,3,5,7,9,11,13,15,17,19,21,23,25,27,29,31,33,35,37,39,41,43,45,47,49,51,53,55,57,59,61,63,65,67,69,71,73,75,77,79,81,83,85,87,89,91,93,95,97,99,101} X_{mn} \sin [ m\omega t + n(\omega t + \frac{\pi}{6}) ] \\ + \sum_{m=1,3,5,7,9,11,13,15,17,19,21,23,25,27,29,31,33,35,37,39,41,43,45,47,49,51,53,55,57,59,61,63,65,67,69,71,73,75,77,79,81,83,85,87,89,91,93,95,97,99,101} Y_{mn} \sin [ m\omega t + n(\omega t + \frac{\pi}{6}) ]$$

$$X_{mn} = \begin{cases} - [ 4M_s (P_1 + P_2) / n\pi^2 ] \cos(\frac{n\pi}{6}) & \text{for } n \neq \pm 2mM_s \\ \mp [ (k_1 + k_2) / 2M_s \pi^2 n^2 ] \cos(\frac{2M_s n \pi}{3}) & \text{for } n = \pm 2mM_s \end{cases}$$

$$Y_{mn} = \begin{cases} [ 4M_s (P_1 + P_2) / n\pi^2 ] \cos(\frac{n\pi}{6}) & \text{for } n \neq \pm 2mM_s \\ \mp [ (k_1 + k_2) / 2M_s \pi^2 n^2 ] \cos(\frac{2M_s n \pi}{3}) & \text{for } n = \pm 2mM_s \end{cases}$$

$$P_1 = \frac{\sin[(n+2mM_s)\frac{\pi}{6}]}{(n+2mM_s)}, \quad P_2 = \frac{\sin[(n-2mM_s)\frac{\pi}{6}]}{(n-2mM_s)}$$

$$k_1 = 2mM_s \pi, \quad k_2 = \sin k_1$$

Three-level 의 출력파형과 Two-level 의 출력파형에 대한 선전전압을 비교해 보면 기본파성분과 고조파 성분은 같고 원치않은 주파수 성분 \$m\omega\_s\$ 와 \$n\omega\_s\$ 의 압과 차성분 만이 다르다. 그림 2.3은 이 관계를 도식한 것이다. \$\phi = \frac{\pi}{6}\$ 에서는 5고조파가 제거될 수 있으나

본 논문에서는 마이크로프로세서로 쉽게 실현하기 위해서 \$\phi = \frac{\pi}{6}\$ 중 일대를 선택하였다.

비록, \$\phi = \frac{\pi}{6}\$ 중 일대에서 5고조파가 포함되었다 할지라도 기본파 크기의 3.6% 이하 이므로 (\$M=1\$) 그 값은 작고 다른 고조파(7.11고조파 등)은 무시될 수 있을 정도로 작다.

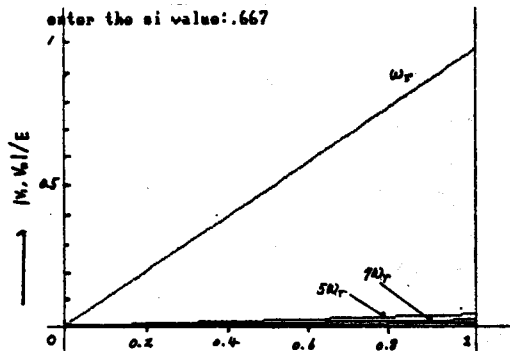


Fig2. Fundamental and harmonic components in output waveform at \$\phi = \frac{\pi}{6}\$ as a function of \$M\$

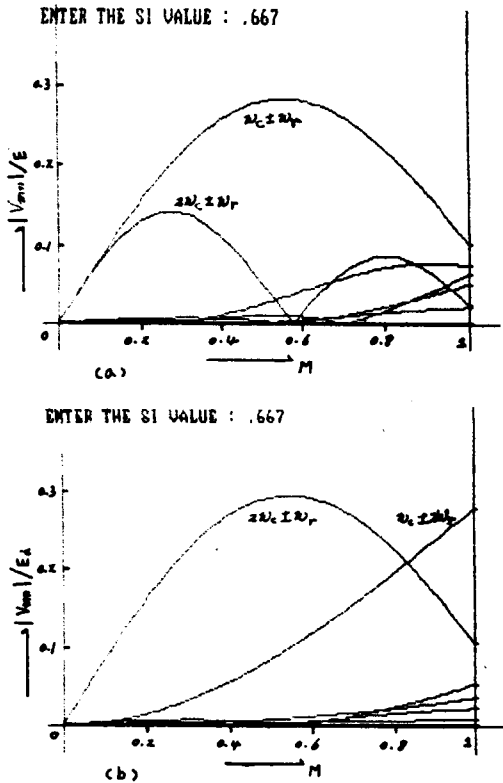


Fig3. Major components of  $m_{k1} \pm n_{k1}$  for line to line voltage of (a) Three-level and (b) Two-level modulation inverters as a function of M

3. 실험

On-line 계산에 의한 정연파 PWM 신호 발생장치를 8086  $\mu$ -processor를 사용하여 구성하였고, 전체 시스템의 구성도는 그림 4와 같다. 또한 이의 알고리즘은 그림 5와 같다. 여기서 Down counter의 8253 출력은 JK 플립플롭에 클럭으로 공급되어 Toggle 작용을 하게 되어 플립플롭은 PWM 파형을 출력하게 된다. 이때 그림 1(b)와 같이 기준 신호의 극성과 같은 극성의 삼각파 신호를 만들었으므로, PWM 제어 신호를 기준 신호의 반주기 동안 각상에 대해 1개의  $T_r$ 만을 on 시키고 다른  $T_r$ 은 off상태로 있게 했다.

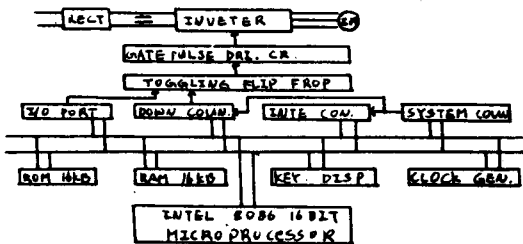


Fig4. System block diagram

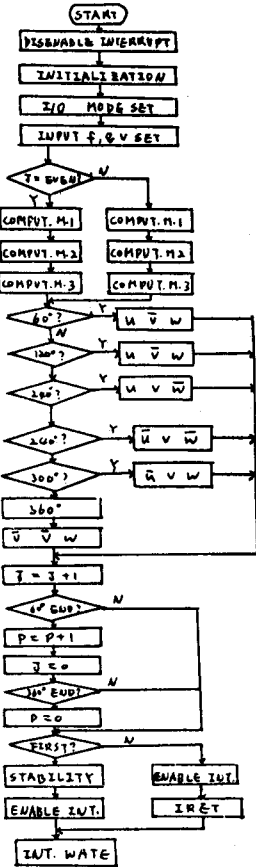


Fig5. Flowchart of pulse generation routine

4. 결론

Trapezoidal 변조신호를 사용한 Three-level출력 파형에 관한 파형해석을 하였고 이를 Two-level출력 파형과 비교하였다.

정연변조신호를 Trapezoidal wave로 대체함으로써 기본 파성분을 높일 수 있었고, On-line 계산 알고리즘에 의해 PWM 패턴의 계산속도를 높일 수 있었다. 또한 프로그램만을 간단히 변경시키는 것으로 응용범위가 넓어질수 있어서 3상인버터를 사용한 유도전동기 제어에 많은 도움이 될리라 생각된다.

참고 문헌

- (1) J.Zubek, A.Abbondanti & C.J.Norby : "Pulsewidth Modulated Inverter Motor Drives with Improved Modulation", IEEE Trans. Ind. Applic, IA-11, Nov./ Dec. 695 (1975)
- (2) D.A.Grant, J.A.Houldsworth, and K.N. Lower. "A new high quality PWM AC

- drivers." IEEE Trans.Ind.APPI.,Vol,  
IA-19,PP.211-216.Mar./Apr. 1983
- (3) M.Varnovisky,"A Microcomputer-based  
control signal generator for a three  
-phase switching power inverter."  
IEEE Trans.Ind.APPI.,Vol.IA-19.pp.  
228-234,Mar./Apr. 1983.
- (4) Katsvnnori Taniguchi, Hisaichi Irie,  
"Traoezoidal Modulating Signal for  
Three-phase PWM Inverter."IEEE  
Trans.,Vol.IE-33,pp.193-200.May,1986
- (5) 윤병도.전덕희 8086 마이크로 프로세서를 이용한  
정현파 PWM의 On-line 연산 알고리즘에 관한  
연구. . 대한전기학회 춘계학술회의 논문집.pp.  
53-57. 1987