

4 - 레벨 출력을 갖는 단상 인버터의 PWM

장 현수, 진 명철, 이 광원

아주 대학교

PWM for Single Phase Inverter with 4 - Level Output

Hyun Soo Jang, Myung Churl Chin, Kwang Won Lee

Ajou University

Abstract

In order to reduce harmonic contents in the inverter output, various PWM ( pulse with modulation ) techniques have been utilized.

This paper suggests a single phase inverter with 4-level output and its PWM control scheme.

The proposed 4-level output inverter shows better performance than the 3-level output one in respects of the current error and the switching frequency.

1 서론

전원용이나 전동기 구동용 인버터의 스위칭 방식으로 PWM 방식을 많이 사용한다. 이때 PWM을 하는 방법으로 여러가지 방식을 생각할 수 있는데 최근 반도체 소자의 스위칭 속도가 발라짐에 따라 전류를 순간 순간 제어할 수 있는 전류제어 PWM방식을 많이 시도하고 있다 [1]. 전류제어 PWM은 인버터의 출력전압을 제어하는 대신 전류를 제어함으로써 실제전류가 기준전류를 따라 가도록 하는 방식으로 기준전류 파형이 정현파에 가깝게 만들어진다면 실제전류의 고조파 성분을 줄일 수 있고 인버터의 공급 전압의 변동에도 별 영향을 받지않고 실제전류가 기준전류의 일정한 오차폭안에 들어 오도록 할 수 있다.

단상 인버터에서 인버터의 순간 출력전압은 H형 구조의 경우 +, 0, - 의 3개의 전압값을 얻을 수 있는데 인버터의 회로 구조를 달리하면 이보다 많은

출력전압값을 얻을 것이 가능하다. 그러나 이에따라 스위칭 소자수가 증가하는 것이 문제이다.

본 연구에서는 변압기 tap을 이용하여 4개의 출력전압을 낼 수 있는 인버터 구조를 생각 하고 최적 전류 PWM방식 [2-3]을 이용한 스위칭 방식을 제시 하였다.

2. 4-level 출력을 갖는 인버터의 구성

4개의 출력전압을 갖는 단상 인버터를

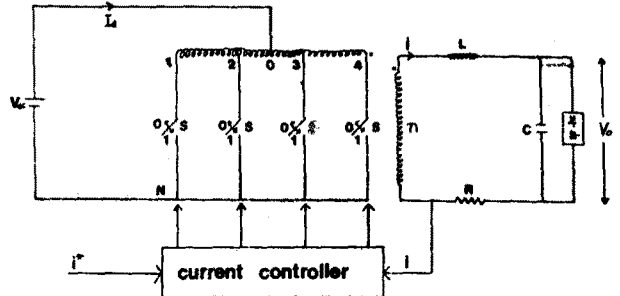


그림 2-1 4-level 출력 인버터

그림 2-1과 같이 구성했다. 변압기 1차측에 권선수가 1/3, 1/2, 2/3가 되도록 0, 1, 2, 3, 4 tap을 내고 DC전원은 0과 N사이에 가한다. 스위치  $s_1, s_2, s_3, s_4$  는 스위치간에 부우프의 형성을 방지하기 위하여 그림 2-2와 같이 구성한다. 스위칭 상태에 따라 출력전압은 표 1과 같이 나타난다.

$s_1$	$s_2$	$s_3$	$s_4$	출력전압
1	0	0	0	$V/3$
0	1	0	0	$V$
0	0	1	0	$-V$
0	0	0	1	$-V/3$

표 1 스위칭 상태에 따른 출력전압

4-레벨 출력을 갖는 단상 인버터의 PWM

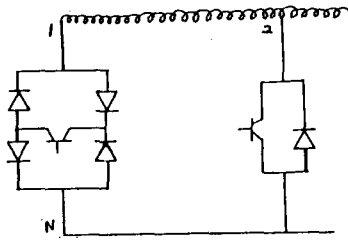


그림 2-2 스위칭 소자

출력전압이 정현파가 되도록 하기 위한 스위치  $s_1, s_2, s_3, s_4$ 가 ON이될 비율을 각각  $\delta_1, \delta_2, \delta_3, \delta_4$ 라 놓으면

$-1 \leq \sin\theta \leq 1/3$  일때

$$\begin{aligned} \delta_1 &= 0, & \delta_2 &= 0 \\ \delta_3 &= -\frac{3}{2} \left( \sin\theta + \frac{1}{3} \right) \\ \delta_4 &= 3 \left( \sin\theta + 1 \right) / 2 \end{aligned} \quad (2-1)$$

이고  $-1/3 \leq \sin\theta \leq 1/3$ 일때

$$\begin{aligned} \delta_1 &= (3\sin\theta + 1) / 2 \\ \delta_2 &= 0, & \delta_3 &= 0 \\ \delta_4 &= (1 - 3\sin\theta) / 3 \end{aligned} \quad (2-2)$$

이며  $1/3 \leq \sin\theta \leq 1$ 일때

$$\begin{aligned} \delta_1 &= 3(1 - \sin\theta) / 2 \\ \delta_2 &= (3\sin\theta - 1) / 2 \\ \delta_3 &= 0, & \delta_4 &= 0 \end{aligned} \quad (2-3)$$

이다. 이것을 그림 2-3에 나타냈다.

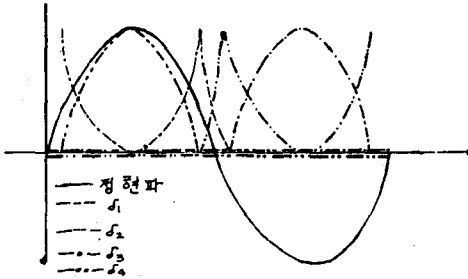


그림 2-3 스위칭의 기본동작 파형

2차측 전류가  $i = I_m \sin(\theta - \alpha)$ 이므로 1차측 직류전류  $I_d$ 는 모든 구간에서

$$I_d = nI_m (\cos\alpha - \cos(2\theta - \alpha)) / 2 \quad (2-4)$$

로 동일한 값을 얻을 수 있다. 이것이 그림 2-4이다.

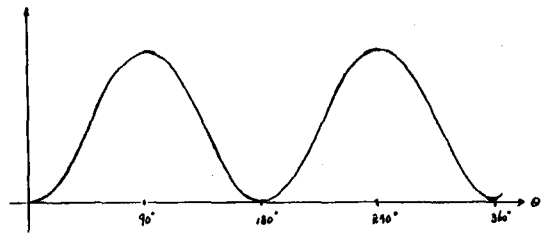


그림 2-4 1차측 직류전류 파형

3. 전류제어 PWM에 의한 4-level 출력 인버터 제어

그림 2-1의 단상 인버터에서 출력에 대한 전압, 전류 방정식을 나타내면 다음과 같다.

$$L \frac{di}{dt} + Ri + v_o = v(m) \quad (3-1)$$

- L : 정규화 filter Inductance
- R : 정규화 inductor 저항
- i : 정규화 전류
- $v_o$  : 정규화 부하 전압
- $v(m)$  : 정규화 인버터 출력전압

전류오차를  $\Delta i$ 라 하면 식 (3-1)은

$$L \frac{d\Delta i}{dt} = v_o - v(m) \quad (3-2)$$

로 생각할 수 있다. 식 (3-2)로부터  $t_k$ 에서 스위칭이 일어난후 다음번 샘플링순간인  $t=t_k+h$ 에서의 전류오차  $\Delta i(t)$ 는

$$\Delta i(t) = \{ v^*(t_k) - v(m) \} / \gamma \quad (3-3)$$

로 쓸 수 있다. 여기서  $v^*$ 는

$$v^* = \gamma \Delta i + v_o \quad (3-4)$$

단,  $\gamma = L/h$

이다.

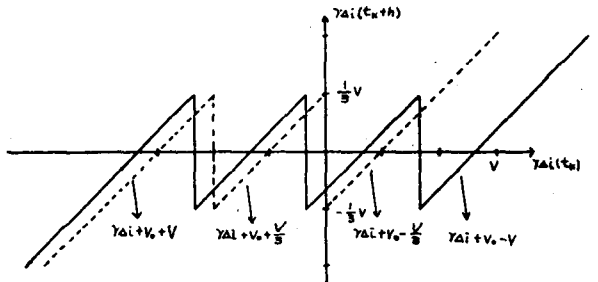


그림 3-1 상태에 따른 전류오차

그림 3-1은 상태에 따른 전류오차의 변화를 나타낸

것이다.  $|v_o| < V$ 이면  $|\gamma \Delta i(t_k+h)| < |\gamma \Delta i(t_k)|$  이므로 정상상태에서  $\gamma \Delta i$ 가 일정한 범위 이내가 되므로 전류제어가 가능하다.  $|v_o| > V$ 이면  $|\gamma \Delta i(t_k+h)| > |\gamma \Delta i(t_k)|$  이므로 전류오차가 발산되므로 전류제어가 불가능하다. 따라서 인버터의 DC 공급전압은 최대 출력전압보다 커야한다. 이때 최대 전류오차폭은  $\gamma \Delta i_{max} = V / 3$  이다.

일정 주기로  $\Delta i$ 를 샘플링 하는 경우  $v^*(t_k)$ 에 대하여 이 전압에 제일 가까운  $v(m)$ 을 선택하는 것이 다음번 샘플링 순간에서 전류오차의 절대값을 최소로 할 수 있다. 그러므로  $\gamma \Delta i$ 에 따른  $v(m)$ 은 그림 3-2와 같이 나타낼 수 있다.

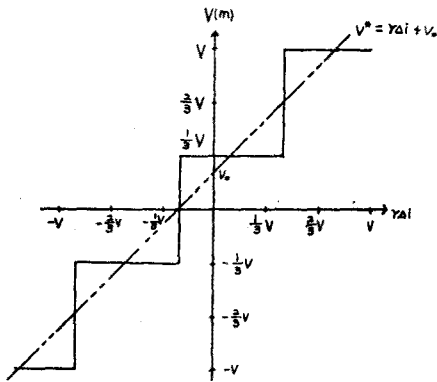


그림 3-2  $\gamma \Delta i$ 에 따른  $v(m)$ 과의 관계  
일정 맥동폭으로 샘플링하는 경우 전류의 일정한 맥동폭을 설정하고 전류오차가 오차폭에 도달한 순간에 스위칭 상태를 바꾸어 준다. 이때  $\tau = V/3\Delta i_{max}$ 이고 식 (3-2)로부터 스위칭 주기  $\Delta t$ 는

$$\Delta t = \frac{L}{r} \times \frac{1}{v_o - v(m)} \times (\gamma \Delta i) \quad (3-5)$$

단,  $\gamma \Delta i = \gamma \{ \Delta i(t_k+h) - \Delta i(t_k) \}$

이다. 식 (3-5)로부터  $v_o$ 에 따른 스위칭 주기  $\Delta t$ 와의 관계를 표현한 것이 그림 3-3이다.

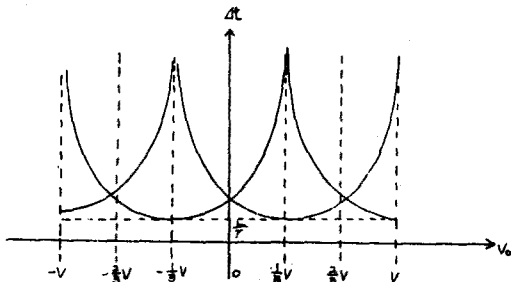


그림 3-3  $v_o$ 에 따른 스위칭 주기  $\Delta t$ 와의 관계

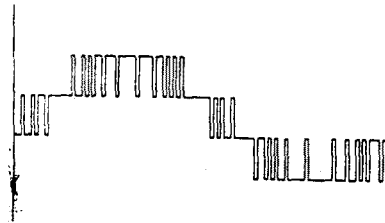
따라서 스위칭 주기  $\Delta t$ 는 항상  $\Delta t \geq L/r$  이며 스위칭 주기가 최대로 되는  $v(m)$ 을 선택하게 된다. 3-level 출력 인버터 [4]인 경우 최대 전류오차폭은  $\gamma \Delta i_{max} = V/2$ 이며 스위칭 주기는 4-level인 경우에 비하여 3/2배정도 빠르다.

#### 4 Simulation 결과

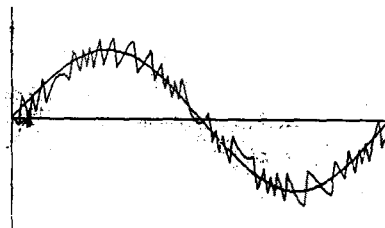
그림 4-1 a와 그림 4-2 a는 인버터 공급전압의 파형이다. 여기서 일정 맥동폭인 경우가 일정 샘플링인 경우 보다 스위칭 주기가 긴것을 볼 수 있다.

그림 4-1 b와 그림 4-2 b에서 보듯이 기준전류와 실제전류의 파형을 나타낸 것으로 일정 맥동폭인 경우 전류오차가 일정한 오차폭을 갖고있는 것을 볼 수 있으며 일정 샘플링인 경우 전류오차가 일정 맥동폭인 경우보다 작음을 볼 수 있다.

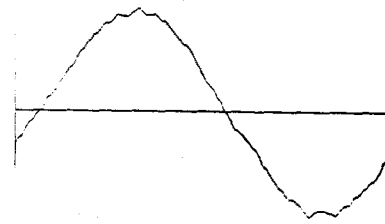
그림 4-1 c와 그림 4-2 c에서는 출력전압이 정현파에 매우 가깝게 나타남을 볼 수 있다.



( a )

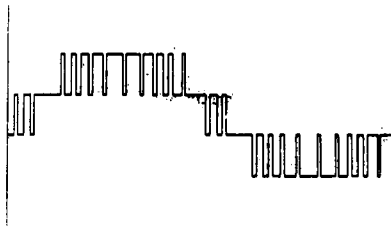


( b )

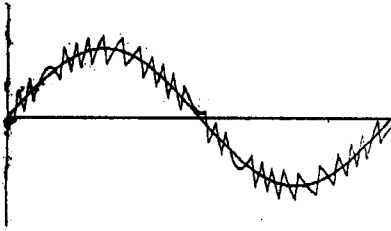


( c )

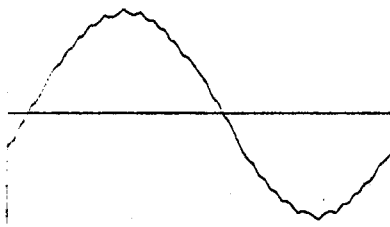
그림 4-1 일정주기 샘플링 (정격부하, 주기=150\mu)



( a )



( b )



( c )

그림 4-2 일정오차폭 (정격부하, 맥동률=0.2)

- [2] 이 광원, 박 송비, "전류제어 교류서어보 구동 장치용 위한 고정자 전압벡터의 새로운 선택 방법", 전기, 전자공학 학술대회 논문집, pp797-800, 1987.
- [3] Lee, K. W., and Park, S. B., "Novel current-control method for PWM inverters," Electronics Letters, 23, 1125-1127, 1987.
- [4] 박 훈경, 이 광원, 이 상혁, "전류제어 PWM에 의한 단상 인버터 제어", 전기공학 학술대회 논문집, pp277-280, 1988.

5 결론

3-level 출력을 갖는 H형 구조의 인버터보다 스위칭 소자를 크게 증가시키지 않고 4-level의 출력전압을 얻을 수 있는 인버터를 제시하였다.

최적 전류 PWM방식을 이용하는 경우 3-level 출력을 갖는 인버터에 비하여 좋은 특성이 기대된다.

참고 문헌

- [1] Bose, B. K., Power electronics and ac drives, Prentice-Hall, New Jersey, 1986.