

Current-controlled PWM for voltage source single phase inverter

°Hoon Kyung Park, Kwang Won Lee, Sang Hyuk Lee
Ajou University

ABSTRACT

In the current-controlled PWM, the actual current tracks the sinusoidal reference wave within desired hysteresis band. This paper suggests the current control scheme for voltage-fed single-phase inverter and presents the simulation results. It is expected that the inverter with this control method produces no significant lower-order harmonics.

1. 서 론

전력용 인버터는 부정전 전원이나 전동기 제어를 위하여 사용 되어져 왔다. 이때 전력용 인버터의 변환부 손실이 크면 방열이 곤란하기 때문에 스위칭 방식을 사용할 수 밖에 없는데 출력파형의 고조파 성분을 줄이기 위하여 여러가지 PWM방식이 연구되고 있다[1].

PWM방식은 대략 정현파 PWM, 특정 고조파 제거 PWM, Phase-shift PWM, 전류제어 PWM과 같은 4가지 방법으로 나눌 수 있다. 정현파PWM은 기존 정현파와 이보다 주파수가 높은 삼각 반송파를 비교하여 스위칭 상태를 결정하는 방식인데 반송파와 기준파의 주파수를 정수로 하는 경우 기준파의 주파수가 낮아질때

반송파의 주파수가 지나치게 떨어지는 것을 막기 위해서 주파수비를 바꿔 주어야 한다는 불편이 있다. 특정 고조파 제거 PWM은 한 주기의 스위칭 횟수를 일정하게 할때 출력 파형의 각 고조파 성분을 스위칭하는 각의 함수로 나타낼 수 있으므로 특정 고조파를 제거하는 조건에서 스위칭 각도를 미리 계산하는 방식으로 기본 주파수 성분의 크기를 일정하게 하여야 하는 전원장치로는 좋으나 on-line으로 제어하기 어려운 단점이 있다. Phase-shift PWM은 인버터를 2개 이상 사용하는 경우 위상에 차이를 줌으로써 각 인버터가 만드는 출력전압의 phasor가 위상차를 갖게하고 이 위상 차이를 변화 시킴으로써 벡터합의 크기가 달라지게 하는 방식으로 출력 전압을 제어하기는 쉬우나 다른 PWM제어에 비해 출력파형이 좋지 않다. 전류제어 PWM은 인버터의 출력전압을 제어하는 대신 전류를 제어 함으로써 출력전류가 기준전류의 파형을 잘 따라가게 하는 것인데 기존 전류만 잘 계산하면 입력 전압변동에도 별 영향을 받지않고 출력 전류가 기준전류를 중심으로 일정한 오차폭 안에 있게 할 수 있다.

본 연구에서는 전류제어 PWM을 이용하여 전류의 맥동을 제어하고 최적인 출력으로 전류와 전압을 제어하는 인버터를 설계

하였다.

2. 인버터 시스템 구성 및 전류제어 PWM

단상 인버터에서 전압과 전류가 귀환되고 PWM방식으로 전류를 제어하는 경우 제어 계통도는 그림.1과 같이 나타낼 수 있다.

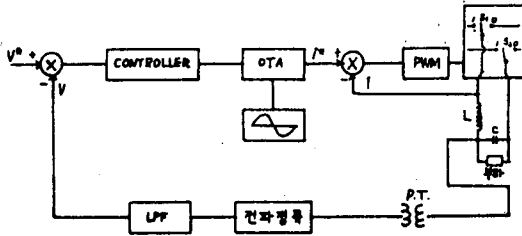


그림.1 단상 인버터 제어 계통도

그림.1의 인버터에서 인버터의 전압 전류를 정규화된 변수로 나타내었을때 출력에 대한 회로 방정식은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$L \frac{di}{dt} + Ri + V_o = V(m) \quad (1)$$

L : 정규화 filter Inductance

R : 정규화 inductor 저항

i : 정규화 전류

V_o : 정규화 부하전압

V(m) : 정규화 인버터 출력전압

식(1)에서 V(m)은 스위칭 상태에 따라 표.1과 같은 값을 가질 수 있다.

m	S ₁	S ₂	V(m)
0	0	0	0
1	1	0	+V
2	0	1	-V
3	1	1	0

표.1 스위칭 상태에 따른 출력전압

식(1)에서 순간 순간의 가장 적합한 m을 찾는 전류제어 PWM 방법이 문제이다.

그림.1의 블럭도에서 기준전류를 i*라 하면 전류오차는

$$\Delta i = i^* - i \quad (2)$$

여기서 $i^* = |i^*| \sin(\omega t + \alpha)$

이고, 이것을 (1)식에 대입하면

$$L \frac{d\Delta i}{dt} + R\Delta i = L \frac{di^*}{dt} + Ri^* + V_o - V(m) \approx V_o - V(m) \quad (3)$$

이 된다. 식(3)은 짧은 스위칭 주기 때문에 RΔi가 LdΔi/dt에 비하여 작고 임피던스 강하 |R+jωL| × |i*|를 무시할 수 있는 경우 얻을 수 있다. 식(3)에서 한 스위칭간격 동안 i*와 V_o가 일정하다고 보면 t_k에서 스위칭 상태가 바뀌는 전류 오차는

$$\Delta i(t) = \Delta i(t_k) + \frac{t-t_k}{L} \{ V_o(t_k) - V(m) \} \quad (4)$$

이 되며 t=t_k+h 에서 Δi(t)=0이 되도록 하려면

$$V(m) = \frac{L}{h} \Delta i(t_k) + V_o(t_k) \quad (5)$$

가 성립하여야 한다.

최적의 인버터 출력은 식(5)의 모양과 관계가 있으므로

$$V^* = \gamma \Delta i + V_o \quad (6)$$

를 정의하고 V*에 가장 가까운 V(m)을 인버터의 출력이 되게하는 그림.2와 같은 제어기를 구성한다. 제어기의 구조는 바꾸지 않고 목적에 따라 γ만 변경하여

(1) 일정 주기로 Δi 샘플링을 하는 경우

(2) Δi가 일정 백동폭을 갖게하는 경우

로 동작이 가능하게 하였다[2,3].



그림.2 전류 제어기

1) 일정 주기로 Δi 샘플링을 하는 경우

먼저 일정주기 h로 전류오차를 검출하여 인버터의 출력을 결정하는 경우 식(5)에서의 계수와 같이

$$\gamma = \frac{L}{h} \quad (7)$$

로 정하면 식(6)으로 부터

$$\Delta i(t_k+h) = \frac{h}{L} \{ V^*(t_k) - V(m) \} \quad (8)$$

을 얻는다. 식(8)에서 보편 주어진 $V^*(t_k)$ 에 대하여 이 전압에 제일 가까운 $V(m)$ 을 선택하는 것이 $t=t_k+h$ 에서 전류오차의 절대값을 최소로 한다는 것을 알 수 있다. V^* 가 $V/2$ 를 넘으면 제일 가까운 전압 $V(1)$ 을 선택하고 $-V/2$ 를 넘으면 $V(2)$ 를 선택한다. V^* 가 $V/2$ 와 $-V/2$ 사이 에 있을 때는 0을 선택한다. 이것을 나타내면 그림.3과 같다. 이것을 $\tau \Delta i$ 에 대하여 그린것이 그림.4이다. $|\tau \Delta i(t_k)| < V/2$ 가 된 정상 상태에서 $|\tau \Delta i(t_k)|$ 는 식(8)로부터 $|\tau \Delta i(t_k+h)| = |V^*(t_k) - V(m)| \leq V/2$ (9)를 얻을 수 있다.

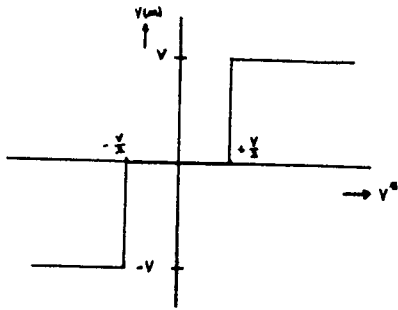


그림.3 일정주기 샘플링에서 출력전압 선택

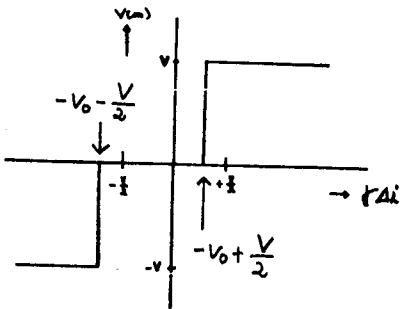


그림.4 단상 인버터 최적 스위칭 출력 (일정 주기 샘플링)

주는 제어방법에서는 스위칭 주기가 최대가 되도록 인버터의 출력을 선택 하는 것이다. 그림 .2에서 제어기의 이득 τ 를

$$\tau = \frac{V}{2\Delta i_{max}} \quad (10)$$

로하면 $\tau \Delta i$ 가 $|V/2|$ 범위 안에 있을 때는 스위칭을 하지 않다가 $\tau \Delta i$ 가 $|V/2|$ 에 닿았을 때 스위칭을 바꿔 주어야 한다. $\tau \Delta i$ 가 $|V/2|$ 에 닿았을 때 $V(m)$ 은 V^* 에 따라 선택 되므로 $|V^*| < V/2$ 이면 0을 선택하고 $V^* > V/2$ 이면 $V(1)$ 을 선택하고 $V^* < -V/2$ 이면 $V(2)$ 를 선택한다. 이것을 $\tau \Delta i$ 로 표시한 것이 그림.5이다. 그림.5에서 $V_0 > 0$ 일 때는 $V(m)$ 이 0 또는 $+V$ 가 되고 $V_0 < 0$ 일 때는 $-V$ 또는 0가 되는 것을 알 수 있다.

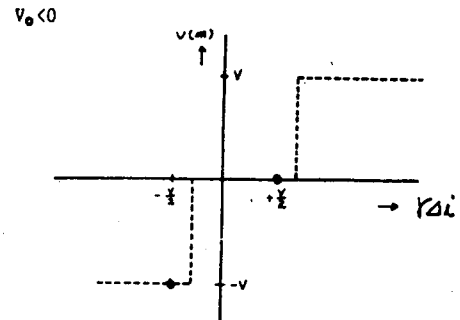
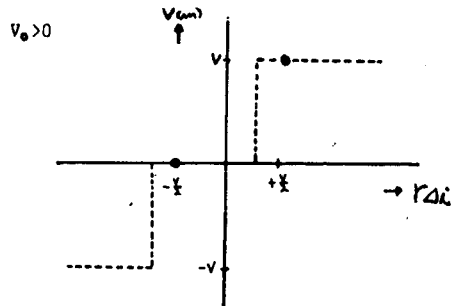


그림.5 단상 인버터 최적 스위칭 출력 (일정 맥동폭)

2) Δi 가 일정 맥동폭을 갖게하는 경우

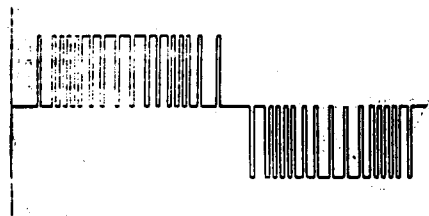
전류오차가 일정한 오차폭 안에 유지되도록 정해진 오차폭을 넘을 때 스위칭 상태를 바꾸어

3. Simulation 결과

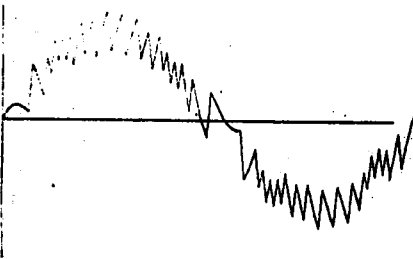
상술한 제어 알고리즘의 특성을 알아보기

전류제어 PWM에 의한 단상 인버터 제어

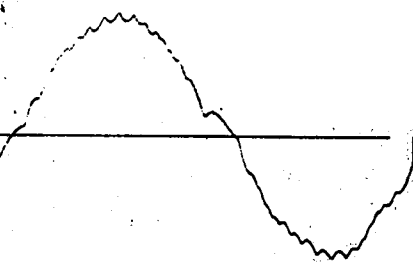
위해 정상 상태에서의 파형 변화를 컴퓨터 simulation 하여 보았다. 그림.6은 일정주기로 Δi 를 샘플링하여 스위칭 출력을 결정했을때 예상파형이며 그림.7은 일정맥폭이 되도록 스위칭 할 때의 예상파형이다. 전압의 부호에 따라 출력전압의 선택이 바뀌는 것을 보여주고 있으며 출력 filter의 커패시터 때문에 필터에의 공급 전류위상이 부하전압 위상보다 빠른 것을 알 수 있다.



스위칭 상태

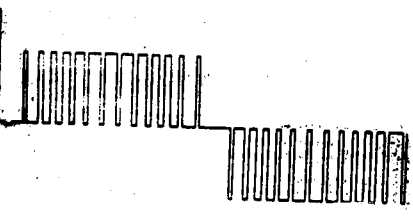


인버터 출력 전류

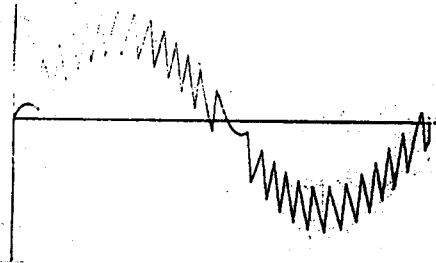


부하 전압

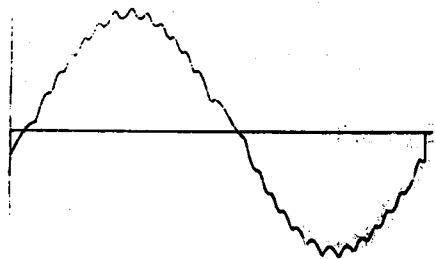
그림.6 정직 부하 일정 주기 (주기=150 μ sec)



스위칭 상태



인버터 출력 전류



부하 전압

그림.7 정직 부하 일정 오차폭 (맥폭율=0.15)

4. 결론

단상 인버터의 출력전압 제어를 전류제어 PWM으로 시도하여 보았다. 전류 제어기의 구조는 바꾸지 않고 7 값만을 변경시켜 일정주기 샘플링 모드와 일정 맥폭률으로 동작하는 제어기를 구성하여 simulation하여본 결과 좋은 특성이 예상 되었다.

참고 문헌

- [1] Bose, B. K., Power electronics and ac drives, Prentice-Hall, New Jersey, 1986.
- [2] 이 광원, 박 송배, " 전류제어 교류서버보 구동 장치를 위한 고정자 전압벡터의 새로운 선택 방법", 전기, 전자공학 학술 대회 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.