

# 순시적분에 의한 PWM인버터의 직류 입력전압 맥동에 대한 고조파 적응제어

박성준<sup>0</sup>, 권영안, 김철우  
부산대학교

Adaptive Harmonic Control against DC Input Voltage Fluctuation  
of PWM Inverter by Instantaneous Integration

Sung-Jun Park, Y-A Kwon, Cheul-U Kim  
Pusan Univ. Electrical Eng.

**Abstract** - A PWM switching control strategy based on instantaneous integration concept for reducing harmonic components of inverter system with fluctuating input voltage is presented.

Applying this strategy to single phase full bridge PWM inverter through bipolar switching method and unipolar switching method, reduction of harmonic components of output voltage and current is demonstrated through simulation. The system operation is examined and confirmed by experiments.

## 1. 서론

VVVF인버터의 제어방법에는 그 출력전압의 고조파 성분을 제거 또는 감소시키기 위해 Natural, Regular, Optimal PWM등과 같은 제어기법들이 적용되고 있다.<sup>1,2,3)</sup>

그런데 PWM인버터의 스위칭 패턴은 DC-Link전압이 완전한 평활 직류전압이라는 가정하에서 고조파 분석을 위한 식을 유도하고, 제거 또는 감소하고자 하는 고조파 성분을 최대한 제거하면서 기본과 성분을 극대화할 수 있는 스위칭각을 결정하여 제어하였다.<sup>4)</sup> 그러나 실제의 대부분 인버터의 입력단 직류 전압은 교류전원에서 정류된 직류전압을 사용하므로 맥동이 생기게 되며, 부하전류의 증가에 따라 맥동분도 더욱 커지게 된다. 따라서 맥동분을 줄이기 위해서 전류 평활용 리액터나 전압 평활용 콘덴서와 같은 필터가 필수적이지만, 완전한 평활 전압을 얻기가 어려울 뿐만 아니라 인버터의 용량이 커지면 필터의 용량도 커지므로 부피와 경제적인 면을 고려하지 않을 수 없다.

본 연구에서는 순시적분의 기본 개념을 도입하여 DC-Link단에 맥동을 포함한 직류 입력전압의 인버터에서 출력파형의 고조파 성분을 최소화할 수 있는 제어 방법을 제시하였다. 이 PWM인버터의 제어방식을 입력직류전압이 맥동하는 단상 풀브릿지 인버터에 적용하여 부하전류가 다른 Arm의 두 환류 다이오드를 통하여 DC-Link측으로 전류함으로써 출력전압이 양극성으로 나타나는 스위칭 방식(이하 양극성 스위칭방식)과 부하전류가 주 스위칭소자 및 다른 Arm의 환류 다이오드를 통하여 전류하므로써 출력전압이 단일극성으로

나타나는 스위칭 방식(이하 단일극성 스위칭방식)에 대해 이론적으로 구명하고 실제로 실험을 통하여 그 타당성을 입증하였다.

## 2. 순시적분에 의한 PWM인버터의 스위칭 방식

일반적으로 PWM인버터의 출력전압 극성은 주 스위칭소자의 On - Off에 따라 결정된다. 그림 1과 같은 단상 풀브릿지 인버터에서 스위치  $Q_1$ 과  $Q_2$ 가 On되면 0의 출력전압  $v_o$ 를 발생하나,  $Q_1$ 과  $Q_2$ 를 Off하면 부하전류  $i_o$ 는  $D_3 - C - D_4$ 를 통해 흐르므로  $v_o$ 의 극성은  $-$ 가 된다. 따라서 일고저하는 출력 지령전압  $v_{ref}$ 의 기본과 성분의 주기에 따라 4개의 스위치  $Q_1, Q_2$ 와  $Q_3, Q_4$ 를 On - Off하므로써 양극성 스위칭방식인 교류출력을 얻게 된다. 한편 On되어 있던  $Q_1$ 과  $Q_2$ 중에서 어느 하나를 Off함과 동시에 같은 Arm의 다른 스위치를 On시키면,  $v_o$ 의 극성은 변하지 않고 단일 극성을 갖는 교류출력을 얻을 수가 있다.

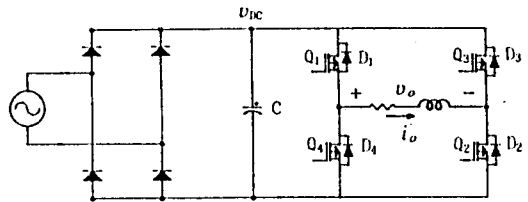


그림 1 단상 풀브릿지 인버터  
Fig. 1 Single phase full - bridge PWM inverter

지금 그림 1과 같은 인버터의 DC-Link단인 직류전압  $v_{dc}$ 에 맥동이 포함 되더라도 출력전압  $v_o$ 의 고조파를 최소화하고 부하전류가 정현파에 가장 가깝게 스위칭하기 위한 방법은 다음과 같다. 먼저 단일극성 스위칭방식에 대해 살펴보면, 그림 2에서의 같이 샘플링 시간(Sampling Time : T)동안 출력 지령전압  $v_{ref}$ 의 면적  $S_1$ 과 그림 1의 스위치  $Q_1, Q_2$ 가 도통하여 출력전압으로 나타나는 DC-Link전압의 면적  $S_2^+$ 가 같게

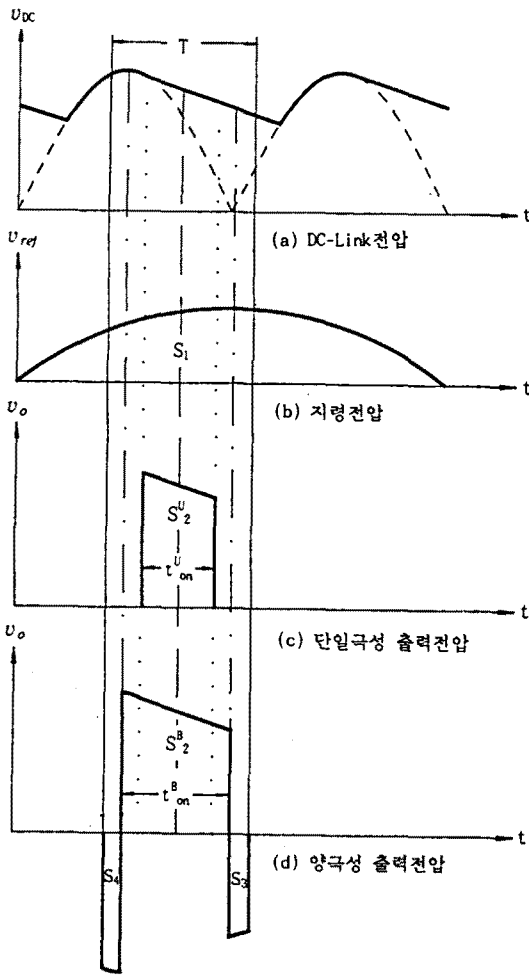


그림 2 각 스위칭방식의 샘플링시간 동안의 스위칭 시간  
Fig. 2 Pulse on/off time of each switching method

되도록 하는 시간을  $t_{on}^U$ 이라 하면 식(1)과 같이 쓸 수 있다.

$$\int_{t_0}^{t_0+T} v_{ref} dt = \int_{t_0 - \frac{T-t_{on}^U}{2}}^{t_0 + \frac{T-t_{on}^U}{2}} v_{dc} dt \quad \text{----(1)}$$

$v_{ref}$  : Reference Voltage  
 $v_{dc}$  : DC-Link Voltage  
 $T$  : Sampling Time  
 $t_{on}^U$  : Switch on Time during Sampling Time  
 $t_0$  : Initial Sampling Time

여기서 샘플링 시간( $T$ )이 매우 짧아서 이 시간 동안 DC-Link전압과 지령전압이 일정하다고 가정하면, 식(1)에서 지령전압과 같은 극성을 출력할 수 있는 스위치가 도통하는 시간은 식(2)와 같이 쓸 수 있다.

$$t_{on}^U = \frac{v_{ref} T}{v_{dc}} \quad \text{----(2)}$$

여기서  $t_{on}^U$ 이 0 일 때는 인버터의 출력단의 0의 전압을

인가할 수 있는 스위치의 게이트 펄스폭을 의미하고,  $t_{on}^U$ 이 0 일 때는 인버터의 0의 전압을 인가할 수 있는 스위치의 게이트 펄스폭을 의미한다.  $v_{ref}$ 가 0 이어서  $Q_1, Q_2$ 가 0n되어  $v_o$ 가 0일때 위의 방법을 도식적으로 표시하면 그림 2-(c)와 같다. 또한 본 연구에서는 고조파 성분의 감소를 위해  $t_{on}^U$ 시간을 샘플링 시간( $T$ )의 중앙에 두어 펄스폭에 대한 반파대칭을 실현하였다.

한편 양극성 스위칭방식의 경우를 생각하면 다음과 같다.  $v_{ref}$ 가 0이어서 스위치  $Q_1$ 과  $Q_2$ 가 0n되어 부하전류가 증가하여 흐르다가 스위치  $Q_1, Q_2$ 를 Off하면 부하전류  $i_o$ 는 D<sub>3</sub>-C-D<sub>4</sub>를 통해 전류하게 된다. 이 전류기간동안, 한 샘플링 주기  $T$ 에서  $i_o$ 의 연속 또는 불연속 여하에 불구하고 반드시  $v_o$ 에는 반대극성의 전압이 나타난다. 따라서 한 샘플링 주기 동안 평균 출력전압이 평균 지령전압과 일치하지 않는다. 이의 보상은  $t_{on}^U$ 시간에 전류측으로 전류하는 시간의 1/2을 더해 줌으로써 가능하다. 이 시간을  $t_{add}$ 이라하면 식(3)과 같다.

$$t_{add} = \frac{(\text{電源측으로 轉流 時間})}{2} \quad \text{----(3)}$$

그러나 일반적으로 스위치 Off시 전류시간은 DC-Link전압, 출력전압과 부하조건에 따라 결정되므로 부하전류의 연속, 불연속시에 관계없이 스위치 Off시간의 1/2을 스위치 On시간 ( $t_{on}^U$ )에 더해 줌으로써 보상할 수 있다. 그러므로 식(3)은 식(4)로 대치 하여도 샘플 간격시간 동안 출력평균전압은 변하지 않는다.

$$t_{add} = \frac{T - t_{on}^U}{2} \quad \text{----(4)}$$

따라서 양극성 스위칭방식에서 샘플링시간 동안에 스위칭 On시간을  $t_{on}^B$ 이라하면 식(5)과 같이 결정되어야 한다.

$$t_{on}^B = t_{on}^U + t_{add} = \frac{T + t_{on}^U}{2} \quad \text{----(5)}$$

이상과 같이 양극성 스위칭방식은 그림 2-(d)에서 알 수 있듯이 면적  $S_2^B$ 와 면적 ( $S_3 + S_4$ )의 차가 면적  $S_1$ 과 같도록 하므로서 샘플링 시간( $T$ )동안 평균 출력전압이 평균 지령전압과 일치할 수 있다. 이 양극성 스위칭방식에서는 출력전압  $v_o$ 의 기본파 성분의 극성과 부하전류  $i_o$ 의 극성이 반대 일 때는  $v_o$ 에 0극성 전압이 나타나지 않으므로 출력전압  $v_o$ 의 평균치와 지령전압  $v_{ref}$ 의 평균치가 일치하지 않아 출력전압  $v_o$ 의 왜형률이 커진다. 따라서 가령  $Q_1, Q_2$ 가 Off되는 시간동안 반대방향의 스위치  $Q_3, Q_4$ 를 On함으로써 부하 역률에 관계없이 출력전압의 왜형률을 줄이고 부하전류를 정현파에 가깝게 제어 할 수 있다.

### 3. 시뮬레이션

이상의 제어방법에 의해 그림 1과 같은 단상 풀브리지 인버터를 대상으로 Simulation하였다. Simulation 및 실험에

이용된 각 값은 다음과 같다.

부하 저항 : 12 Ω      부하 리액터 : 47 mH  
 스위칭 주파수 : 2 K[Hz]      출력주파수 : 30[Hz]  
 출력 지령전압 : 80 V

그림 3은 단일극성 및 양극성 스위칭방식에 대한 지령전압, 출력전압, 부하전류, 스위칭시간의 Simulation 결과이다. 또한 인버터의 성능지표로서 1차필터를 감안한 고조파 왜형률을 식(6)과 같이 정의 할 수 있다.

$$HD = \frac{V_o(N)}{N} \quad \text{----(6)}$$

그 결과 단일극성 및 양극성 스위칭방식에서 HD는 0.045, 0.048로 양호하게 나타났다.

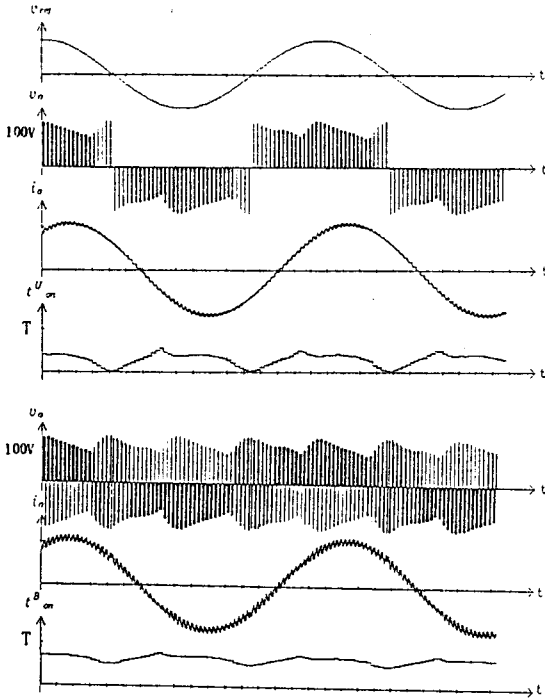


그림 3 각 스위칭방식의 Simulation 결과  
 Fig. 3 Simulation results of each switching method

#### 4. 실험 결과

실험에 사용된 FET는 IRFP450이며, 여하 조건은 Simulation과 동일하다.

그림 4는 단일극성 스위칭 방식에서 DC-Link전압의 맥동이 있을 때의 전압 및 전류 파형이다. 그림 5는 양극성 스위칭 방식에서 DC-Link전압의 맥동이 있을때의 전압 및 전류 파형이다.

두 스위칭방식에서 전류와 고조파분석은 양호했으나, 양극성 스위칭방식보다 단일극성 스위칭방식이 양호한 것을 알 수 있다. 최대 출력전압의 순시치는 DC-Link전압의 맥동의 최저치를 넘지않는 범위에서 이상의 제어이론이 성립하며, 이를 초과시 출력전압의 왜형률은 나빠짐을 알 수 있다.

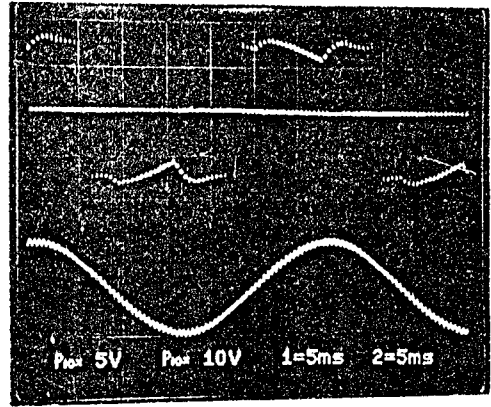


그림 4 단일극성 스위칭방식에서 출력전압, 전류파형  
 Fig. 4 Out voltage, current in unipolar switching method

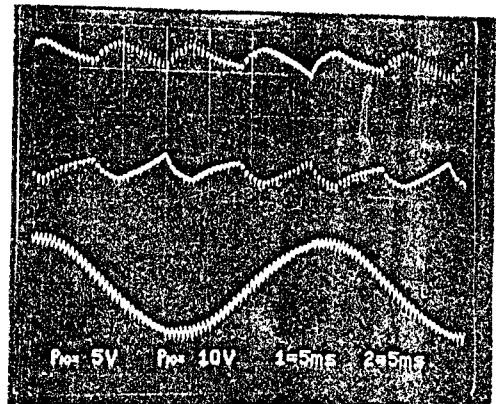


그림 5 양극성 스위칭방식에서 출력전압, 전류파형  
 Fig. 5 Out voltage, current in bipolar switching method

#### 5. 결론

입력전압이 맥동하는 PWM인버터의 구동장치에서 출력전압의 고조파 성분을 줄이기 위해 순시적분의 기본개념에서 출발한 PWM스위칭 각 제어방법을 제시하였다. 그리고 실제로 Simulation 및 실험을 통하여 고조파성분이 감소함을 입증하였다.

DC-link단의 맥동을 포함한 직류전압이 인가되더라도 순시적분의 기본개념에서 출발한 PWM스위칭 각 제어방법은 인버터의 출력전압의 고조파 성분을 최소화할 수 있어 EMI영향을 최소화할 수 있으며, 통신 장애와 소음 진동을 피해야 할 전력기기의 구동용 전원 장치로서의 적용이 기대된다.

#### 참고 문헌

- 1) B. Mokrytzki, "pulse width modulated inverter for ac motor driver," IEEE Trans. vol. 16A-3, pp. 493 - 503, 1972.
- 2) Bows. s. r., "New sinusoidal pluse width modulated inverter," IEE. proc. pp. 1279 - 1285, 1975
- 3) Giuseppe S. Buja, "Optimum output waveforms in PWM inverters," IEEE Trans. Ind. Appl. no. 6, pp. 830 - 836, 1980
- 4) Gerald B. Kliman and Allan B. Plunkett, "Development of a Modulation Strategy for a PWM Inverter Drive," IEEE Trans. on IA, vol. 1A-15, no. 1. pp. 72-79, 1979.