

특정고조파제거기법을 이용한 3상 PWM 인버터의 저차고조파제거 및 스위칭손실 저감에 관한 연구

장철, 이병진, 윤재성, 서윤철, 유철로
전북대학교

Reduction of switching loss and low-order harmonics in three-phase PWM inverter using the selected harmonic elimination

Jang Chul, Byung-Jin Lee, Jae-sung Yun, Yoon-Chul Suh, Chul-Ro Yu
Chunbuk National University

Abstract - Reference/modulating waveform continuity is not a necessary condition for the implementation of switching patterns for three-phase pulse-width modulated(PWM) converters. This is based on the fact that the converter phase-voltages do not need to be sinusoidal and switching pattern discontinuities do not degrade the quality of output/input voltage/current waveforms by introducing low-order harmonics if certain parameters are optimized.

This paper introduces the selected harmonic elimination to reduce the switching frequency and low-order harmonics compared with continuous PWM techniques and some discontinuous switching patterns for PWM converter.

1. 서론

전력전자에서 인버터의 출력을 제어하기 위해서 다양한 PWM기법을 사용해 왔다. PWM 기술을 사용하는 이유는 부하의 특성에 맞게 전압, 전류파형을 제공하기 때문이다.

일반적으로 전압형 3상 인버터(그림 1)는 dc전압을 3상 스위칭 파형으로 변환시켜 3상 부하에 공급하기 위하여 사용되고 있다. 그리고 정지형기에서 PWM기법은 2가지(1)로 나뉘어 질 수 있다.

첫째는 프로그램화된 PWM기술(또는 최적 PWM 기법)이다. 이것은 이미 계산된 값을 look-up 테이블에 저장시켜 스위칭 패턴을 만드는 것이고 두 번째는 carrier PWM기법이다.

이것은 저주파의 기준파와 고주파의 carrier파형을 비교하여 스위칭 파형을 얻는다. 그림 2는 일반적인 carrier PWM 중 정현펄스폭변조(SPWM)이다. 그러나 SPWM은 six-step인버터에 비해 두가지 단점이 있다.

하나는 출력파의 기본파성분이 감소하고(최대 선간전압크기는 0.866pu(E=1pu)). 다음은 six-step인버터와 비교했을 때 높은 스위칭 주파수를 필요로 한다. 이것은 반도체소자의 스트레스, 에너지 손실, 소음을 증가시키는 원인이 된다.

PWM의 이득을 높이기 위해 3고조파 주입기법(그림 3)이 제안되었다. 사인기준파 파형에 17%의 3고조파 성분을 인가하여 SPWM 보다 15%의 이득을 증가 시켰다. 상전압의 3차 고조파는 평형 3상부하에서는 흐를 수 없으므로 선간전압상에는 제거가 된다. 그러나 이 방법은 스위칭 주파수를 SPWM과 마찬가지로 줄일 수 없다. 스위칭 주파수를 줄이는 방법으로(그림 4)와(그림 5)에서와 같은 불연속 PWM(2)을 제안하였다. (그림 4(a))는 60°~120°와 240°~300° 구간에서 스위칭을 하지 않는다. (그림 5(a))는 0°~120°구간에서 스위칭을 하지 않는다.

(그림 4)과(그림 5)는 각각 스위칭 수가 33%가량 줄고 이득은 SPWM보다 높아짐을 알 수 있다.

본 논문은 위의 불연속 PWM을(그림 5)와 같이

SHE (Selected Harmonic Elimination)(3)[4]방법으로 구현하였다. SHE방법은 스위칭 수를 SPWM 보다 약 50%가량 줄일 수 있었으며 전압이득을 1.17pu(E=1pu)까지 높일 수 있었다. 시뮬레이션을 통하여 비교평가 값을 결론에서 제시 하였다.

2. 본론

2.1 3상 인버터

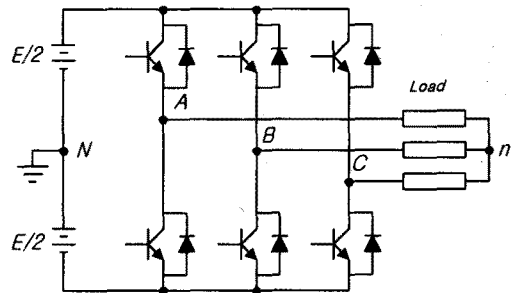


그림1 3상 인버터

(그림 1)은 3상 인버터이다. 만일 부하가 Y결선이고 선간전압이 v_{AB}, v_{BC}, v_{CA} 이고 상전압이 v_{AN}, v_{BN}, v_{CN} 이라고 한다면 순시전압은 (1)과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} V_{AN} &= \frac{1}{3}(v_{AB} - v_{CA}) + v_{nN} = v_{An} + v_{nN} \\ V_{BN} &= \frac{1}{3}(v_{BC} - v_{AB}) + v_{nN} = v_{Bn} + v_{nN} \\ V_{CN} &= \frac{1}{3}(v_{CA} - v_{BC}) + v_{nN} = v_{Cn} + v_{nN} \end{aligned} \quad (1)$$

식(1)에서는 v_{nN} 은 dc전원의 중성점과 부하의 중성점 사이의 전압이다. 만일 Y결선된 부하가 전원으로 전원 회로가 PWM정류기로 동작한다면 인버터 상전압은 $\pm E/2$ 의 2가지 전압만을 가지고 있다.

따라서 기준파 신호를 표현하면 (2)와 같이 된다.

$$\begin{aligned} e_{AN} &= e_{An} + e_{nN} \\ e_{BN} &= e_{Bn} + e_{nN} \\ e_{CN} &= e_{Cn} + e_{nN} \end{aligned} \quad (2)$$

인버터 상전압에 대한 기준파의 e_{An}, e_{Bn}, e_{Cn} 은 부하전압에서 얻고자하는 기준파에 따라 정해질 수 있다.

2.2 SPWM (sinusoidal PWM).

(그림 2)는 일반적인 SPWM을 나타낸다. (그림 3)는 전압이득을 높여주기 위해서 3고조파 주입 PWM인버터를 나타내주고 있다.

(3)은 3고조파 기준파를 만들어 주는 식이다.

$$f(\omega_0 t) = 1.15 \sin(\omega t) + 0.19 \sin(3\omega t) \quad (3)$$

3고조파 입력으로 상전압상에는 3차고조파가 나타나지만 3상 평형부하에서는 [그림 3(e)]와 같이 3차고조파는 제거가 되고 [그림 2(e)]와 같이 비슷한 고조파 파형을 갖게 된다. 그러나 앞에서 언급한 것처럼 스위칭 주파수는 SPWM과 마찬가지로 줄이지 못했다.

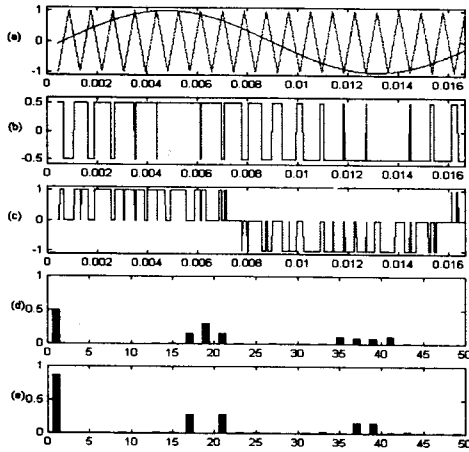


그림2 정현 PWM (a) 기준파와 carrier 파형, $M=1.0$ $f=60$ Hz, $f_c = 1140$ Hz (b) 상전압 스위칭 파형 (c) 선간전압 스위칭 파형 (d) 상전압 고조파분석 (e) 선간전압 고조파분석

2.4 SHE (selected Harmonic Elimination) SHE 방법은 일반적인 carrier PWM과 달리 다음과 같은 잇점이 있다.

- 1) SPWM 과 비교했을 때 인버터 스위칭 주파수를 약 50%까지 줄일 수 있다.
- 2) 높은 전압이득을 갖는다.

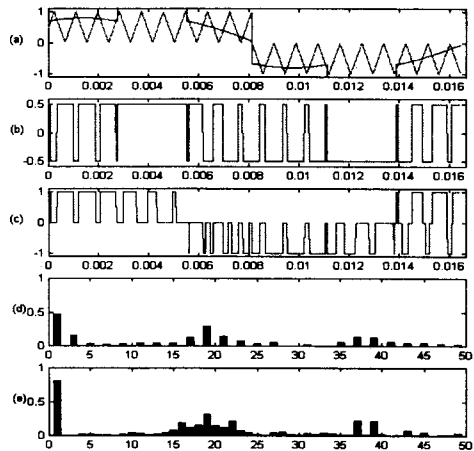


그림4 불연속 PWM 패턴(1) (a) 기준파와 carrier 파형, $M=0.8$ $f=60$ Hz, $f_c = 1140$ Hz (b) 상전압 스위칭 파형 (c) 선간전압 스위칭 파형 (d) 상전압 고조파분석 (e) 선간전압 고조파분석

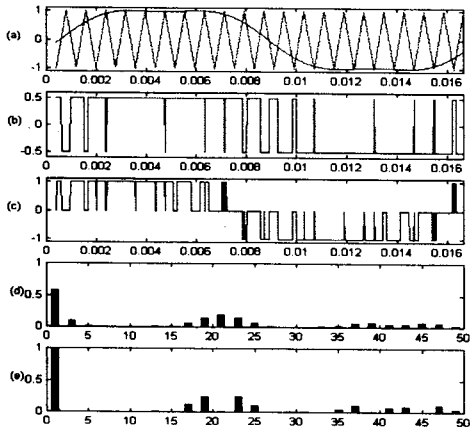


그림3 3고조파주입 PWM (a) 기준파와 carrier 파형, $M=1.0$ $f=60$ Hz, $f_c = 1140$ Hz (b) 상전압 스위칭 파형 (c) 선간전압 스위칭 파형 (d) 상전압 고조파분석 (e) 선간전압 고조파분석

2.3 불연속 PWM (discontinuous PWM)

불연속 PWM인버터는 SPWM 인버터보다 변조 이득이 증가하고 반도체의 스위칭수는 스위칭이 변하지 않는 구간만큼 감소하게 된다. 그것은 기준파와 carrier파형 사이의 만나는 점이 없기 때문이다. 그리고 모든 3상 기준파전압은 $\pm T/3$ 만큼 이동하여 같은 파형을 유지하여야 한다. 그림 4(a) 와 5(a)는 불연속 PWM을 나타내었다. 그림 5(a)에서 상전압을 각각 -120° 와 $+120^\circ$ 만큼 이동하면 선간전압은 완전한 사인파가 된다.

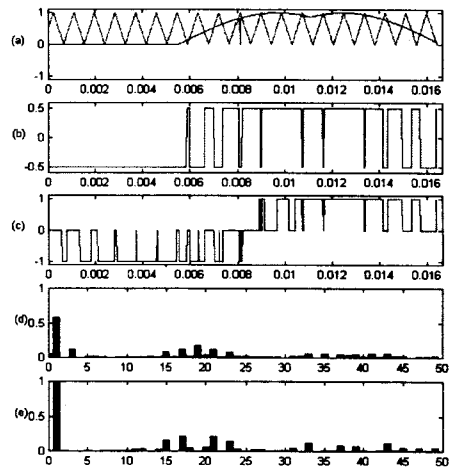


그림5 불연속 PWM 3고조파주입 PWM (a) 기준파와 carrier 파형, $M=1.0$ $f=60$ Hz, $f_c = 1140$ Hz (b) 상전압 스위칭 파형 (c) 선간전압 스위칭 파형 (d) 상전압 고조파분석 (e) 선간전압 고조파분석

3) 출력전압, 전류의 고품질화로 dc-link 전류의 리플이 감소하므로 dc-link측의 필터크기를 감소시킬 수 있다.

4) 스위칭 주파수의 감소는 인버터 스위칭 손실을 감소시키고 고전력 컨버터에서 GTO를 사용할 수 있게 한다.

그림 6은 본 논문에서 제안한 특정고조파 제거 불연속 PWM기법으로 스위칭 함수의 푸리에급수는 (4)와 같다.

$$a_n = \frac{4}{n\pi} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^N (-1)^k \cos(n\alpha_k) \right] \quad (4)$$

$$b_n = 0 \quad (5)$$

5, 7, 11, ... 등과 같이 N-1의 처차 (3배수 고조파제외) 고조파를 선택적제거할 수 있다. 비선형방정식은 (6)에 나타내었다.

$$\begin{bmatrix} -2 \cos \alpha_1 & 2 \cos \alpha_2 & \cdots & 2(-1)^N \cos \alpha_N \\ -2 \cos 5\alpha_1 & 2 \cos 5\alpha_2 & \cdots & 2(-1)^N \cos 5\alpha_N \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -2 \cos(x)\alpha_1 & 2 \cos(x)\alpha_2 & \cdots & 2(-1)^N \cos(x)\alpha_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\pi a_1}{4} - 1 \\ -1 \\ \vdots \\ -1 \end{bmatrix} \quad (6)$$

여기에서 $x=3N-1$ 이고 N은 짝수이다. 스위칭 각은

$$\alpha_1 < \alpha_2 < \alpha_3 < \cdots < \alpha_N < \frac{\pi}{3} \quad (7)$$

을 만족시켜야 한다.

스위칭 주파수는

$$f_c = (2N+1)f \quad (8)$$

이다.

그림 6은 N이 6이므로 5, 7, 11, 13, 17차 까지의 고조파를 제거할 수 있다. 이것은 1/4주기 대칭파형에서 $60^\circ \sim 90^\circ$ 까지 스위칭각을 하지않는다는 가정하에 값을 계산한다. 그림 6(a)와 그림 7(a)의 스위칭 각은 표1과 같다.

N=6	N=8 단위(°)
7.8091	6.1971
12.6838	10.4638
23.1187	18.4270
25.6662	21.0787
38.1809	30.5374
39.0586	31.9033
	42.5046
	42.9694

표 1 SHE 스위칭각 (N=6,8)

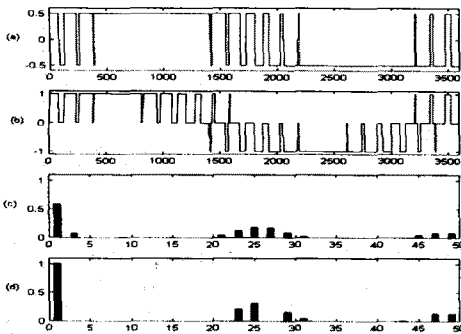


그림6 N=6 SHE(Selected Harmonic Elimination) (a) 상전압 스위칭 파형 f=60 Hz (b) 선간전압 스위칭 파형 (c) 상전압 고조파분석 (d) 선간전압 고조파분석 (5, 7, 11, 13, 17차 고조파 선택 제거.)

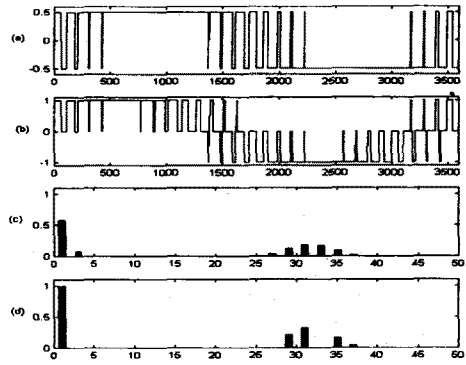


그림7 N=8 일 때 SHE (a) 상전압 스위칭 파형 f=60 Hz (b) 선간전압 스위칭 파형 (c) 상전압 고조파분석 (d) 선간전압 고조파분석 (5, 7, 11, 13, 17, 19, 23 차고조파 선택제거)

선간전압에 나타나는 첫 번째 두 번째 고조파는

$$\begin{aligned} D_1 &= 3N+5 \\ D_2 &= 3N+7 \end{aligned} \quad (9)$$

으로 나타남을 볼 수 있다.

그림 3(e), 4(e), 5(e)는 그림 2(e)보다 이득이 높아짐을 볼 수 있다. 그리고 그림 2(a)보다 스위칭 수를 약 33%가량 줄일 수 있음을 보여준다. 그림 6(d), 7(d)는 그림 2(e)보다 전압이득을 높음을 보여주고 그림 2(a), 3(a), 4(a), 5(a) 보다 스위칭수가 줄었음을 볼 수 있다. 그림 6(a)과 그림 7(a)의 스위칭은 각각 55.5%와 52.2% 구간 만큼 줄일 수 있다.

3. 결 론

본 논문은 3상 Y결선 인버터에서의 SHE방법을 사용하여 일정구간 만큼의 스위칭만하여 저차고조파를 제거함으로 기존의 SPWM 인버터보다 저차고조파가 줄어들었음을 알 수 있고 스위칭주파수 또한 약 50% 까지 감소시킬 수 있음을 보여준다.

스위칭 주파수의 감소는 반도체소자의 스위칭 손실을 기존의 SPWM 과 불연속 PWM보다 줄일 수 있으며 스위칭 주파수의 감소로 반도체소자에서 나오는 소음 또한 감소시킬 수 있다.

(참 고 문 헌)

- [1] P.N. Enjeti, P. D. Ziogas, and J. F. Lindsay, "Programmed PWM techniques to eliminate harmonics : a critical evaluation." IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 26, Mar/Apr. 1990.
- [2] Vassilios G. Agelidis "Dead-Band" PWM Switching Patterns" IEEE Trans. Power Electron., vol. 11, no. 4, pp. 522-531, July. 1996
- [3] H.S Patel and R. G. Hoft, "Generalized technique of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters: Part I harmonic elimination," IEEE Trans. Ind. Appl., vol IA-9, no. 3, pp. 310-317, May/June. 1973
- [4] 이병진, 서운철, 유철로 "SHE PWM 인버터 구동 단상유도전동기의 V/F 일정제어" 대한전기학회 전력전자연구회 춘계학술발표회 논문집 pp.7-11, Apr. 1998.