

과변조 영역에서의 인버터 출력전압의 고조파 해석

이 지역, 홍 명보 이 동춘

영남대학교 전기전자공학부

Harmonic Analysis of Inverter Output Voltage in Overmodulation F

G-Myoung Lee, Myoung-Bo Hong, Dong-Choon Lee
School of Electrical and Electronic Eng. Yeungnam Univ.

Abstract - PWM 인버터 과변조 기법들의 특성
을 각 차수의 고조파 해석과 기본파 및 THD 비교
를 통해 평가하였다. 각 변조지수에 대한 출력전압
기본파 성분의 크기가 선형화 되는 출력 선형화 기
법이 다른 과변조 기법에 비해 우수한 THD 지수를
나타내었다.

1. 서 론

전압형 PWM 인버터의 변조방식은 주로 삼각파 비
교법이 사용되어 왔다. 이 방식은 원리와 구현이 간단
하지만 전압이용률이 낮은 문제점이 있다[1,2]. 한편,
공간벡터 PWM 방식은 알고리즘과 연산과정이 복잡
하지만 삼각파 비교법보다 높은 전압이용률을 나타내
고 높은 변조지수에서 고조파 특성이 우수하다[3]. 그
러나, 이 변조법도 구형파 인버터에 비해 출력전압의
기본파가 90.6%에 불과하여 입력전압을 최대로 이용
할 수 없는 문제점이 있다[4]. 따라서, PWM 인버터의
전압이용률을 높이기 위해 여러 가지 방식들이 소개
되었다[5-7].

본 논문에서는 [5-7]의 과변조 제어기법의 특성을
소개하고 과변조 영역에서의 THD와 기본파의 크기를
해석하여 저자가 제안한 출력 선형화 기법이 가장 우
수한 THD지수를 나타냄을 확인하였다.

2. 공간벡터 PWM 인버터의 과변조 제어기법

공간벡터 변조법에서 기준전압벡터의 크기가
 $V_{dc}/\sqrt{3}$ 보다 크게 되면 인버터는 선형영역을 벗어
나게 되어 기준전압을 출력하지 못하게 된다. 이
때 인버터는 포화하게 되고 이를 공간벡터 변조법
에서의 과변조라 한다.

변조지수(modulation-index, MI)는

$$MI = \frac{V^*}{\frac{2}{\pi} V_{dc}} \quad (1)$$

로 정의한다. 여기서 V^* 는 인버터 기준전압이고 V_{dc}
는 인버터 입력전압이다. MI=0.906에서 과변조영역이
시작되고 MI=1은 6-스텝 전압의 기본파 크기에 대응

한다[5].

2.1 육각형 변상 제한 기법(4)

그림 1에서 기준 전압벡터가 삼각형 외부에 존재하
면 인버터가 한 샘플링 주기 동안 이 기준전압과 동
일한 크기의 전압을 발생할 수 없게 된다. 이 때, 외
부로 벗어난 기준 전압벡터의 방향은 그대로 유지시
키고 크기는 육각형의 변상으로 축소하여 출력하는
방법을 사용한다. 이 방법은 출력전압의 크기를 변조
지수 0.955 까지 확장할 수 있으나 그 이상의 전압을
출력할 수는 없다.

2.2 Holtz의 기법(5)

공간벡터 변조법의 과변조 영역에서 출력하지 못
한 전압의 크기를 출력 가능한 영역에서 보상하는
방법이 그림 2에 나타나 있다. 이 방법은 평균치적
인 의미에서 동일한 전압의 크기를 보상하므로 정확
한 기본파 보상이 이루어지지 않는다.

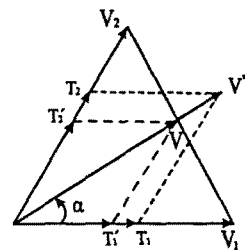


그림 1. 육각형 변상 제한 기법.

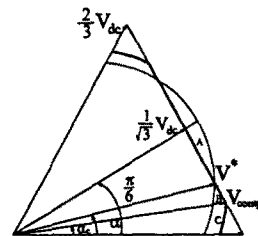


그림 2. Holtz의 기법.

2.3 출력 선형화 기법 (6)

출력 선형화 기법은 변조지수에 따라 모드 I과 II로 구분된다.

모드 I : $0.906 < MI < 0.955$

모드 II : $0.955 < MI < 1$

먼저 모드 I은 그림 3 (a)의 출력 상전압의 푸리에 급수 전개로부터 얻어지는 변조지수와 기준각 α_r 의 관계식

$$M_1 = \frac{2}{\sqrt{3}} \left[\frac{1}{\sqrt{3}} \left\{ \frac{9}{2\pi} (1 + \sqrt{3}\alpha_r) \cos \alpha_r + \left(\frac{9}{2\pi} \alpha_r - 3 - 9 \frac{\sqrt{3}}{2\pi} \right) \sin \alpha_r \right\} + \frac{3\alpha_r}{2\cos(\frac{\pi}{6} - \alpha_r)} \right] \quad (2)$$

로부터 원하는 기본파 성분출력할 수 있는 기준전압을 구하고 이를 육각형 변상 제한 기법에 적용한다. 모드II에서는 그림 3의 (b)와 같이 변조지수에 대응하는 停留角 α_h 를 구하여 불연속 스위칭 구간 (discontinuous switching region)을 결정한다.

이 기법으로 인버터 출력의 기본파 전압을 과변조 전 영역에서 선형화를 할 수 있다

2.4 단일 모드 과변조 기법 (7)

그림 4에서 기준전압벡터가 6각형 내부에 존재할 때는 인버터가 기준전압벡터를 출력하고 6각형 외부에 존재할 때는 기준전압벡터와 6각형이 만나는 점의 벡터

$$V_r^* = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}} / \cos\left(\frac{\pi}{6} - \alpha_g\right) \quad (3)$$

를 유지하는 방법이다. 여기서 α_g 는 기준전압벡터와 6각형이 만나는 벡터의 각도이고 변조지수와 관계식

$$\alpha_g = \pi/6 - \cos^{-1}\left(\frac{\pi}{2\sqrt{3}MI}\right) \quad (4)$$

에 의해 구한다. 이 방법은 간단한 단일 모드 알고리즘으로 6-스텝까지 출력할 수 있고, 룩업 테이블 (lookup table)을 이용하지 않아 순시 제어가 가능한 반면, Holtz의 기법이나 출력 선형화 기법에 비해 변조지수에 대한 기본파 전압의 크기가 작고 THD가 크며, 6-스텝전압을 얻기 위해서는 변조지수가 $1.0472 (= \frac{2}{3} V_{dc})$ 가 되어야 한다.

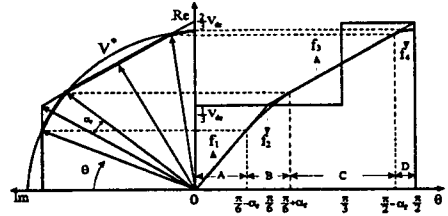
3. 특성 해석 및 비교

3.1 기본파의 비교

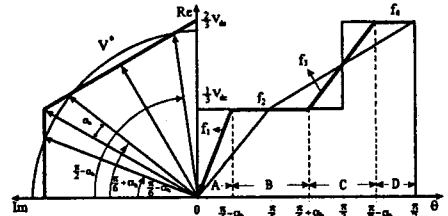
그림 5는 과변조 영역에서의 기본파의 크기를 각각의 과변조 기법에 대하여 나타낸 것이다. 인버터 출력전압의 기본파 크기는

$$F_1(\theta) = \frac{4}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} f(\theta) \sin \theta d\theta \quad (5)$$

로 표현된다. 여기서 $f(\theta)$ 는 출력전압벡터의 유효성분을 의미한다. 단일모드 기법에서는 최소자승 선형근사 (least squares linear approximation)를 보인다. Holtz의 기법과 출력 선형화 기법은 유사한 특성을 보이거나 Holtz의 기법에서는 그 선형성이 결



(a) Mode I



(b) Mode II

그림 3. 출력 선형화 기법.

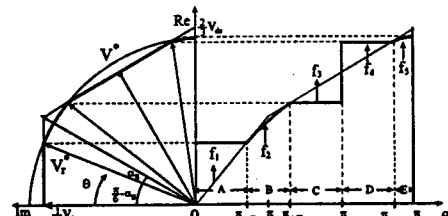


그림 4. 단일모드 기법.

여됨을 보이고, $MI = 0.952 \sim 0.955$ 까지는 같은 전압을 출력하여 모드 I과 II의 경계가 불명확하다. 반면, 출력 선형화 기법의 기본파 성분은 과변조 전 영역에서 선형성을 유지한다.

3.2 고조파 해석

그림 6은 출력 선형화 기법의 각 차 고조파의 크기를 변조지수에 대하여 나타낸 것이다. 인버터 출력전압의 n차 고조파크기는

$$F_n(\theta) = \frac{4}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} f(\theta) \sin n\theta d\theta \quad (6)$$

로 표현된다. 변조지수가 증가함에 따라 고조파의 크기가 증가하고 불연속 스위칭 동작 (discontinuous switching operation)이 존재하는 모드 II에서는 그 크기가 급격히 증가함을 보인다.

3.3 THD 분석

그림 7은 과변조 영역 ($V_{dc}/\sqrt{3} \sim 2V_{dc}/\pi$)에서의 THD를 [5-7]에 대하여 비교하였다. 먼저, 고조파 함유율은

$$THD = \sqrt{(V_r^2 - \frac{V_1^2}{2})} / \frac{V_1^2}{\sqrt{2}} \quad (7)$$

로 정의된다. 여기서 V_r 은 인버터 출력전압의 실효치이고 V_1 은 인버터 출력 기본파전압이 된다. 과변조

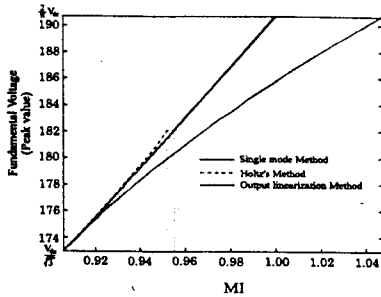


그림 5. 과변조 영역에서의 기본파 크기.

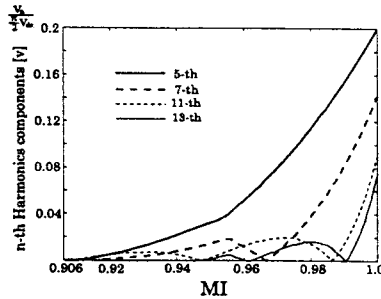


그림 6. 출력 선형화 기법에서의 고조파 분석.

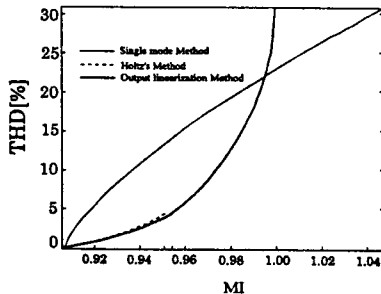


그림 7. 과변조 영역에서의 THD의 크기.

전 영역에서 불연속 스위칭 동작이 존재하는 단일 모드 기법의 THD가 가장 크게 나타난다. Holtz의 기법과 출력 선형화 기법은 유사한 THD 특성을 보이나 기본파 크기가 선형화 되는 후자의 방법이 모드 I에서 개선된 THD 특성을 보인다. 모드 II에서 불연속 스위칭 동작이 존재하므로 THD가 급격히 증가함을 보인다.

3.4 고조파 스펙트럼 분석

그림 8은 출력 선형화 기법을 적용했을 때의 상전압의 시뮬레이션 파형을 MI=0.94와 0.97에 대하여 고조파 스펙트럼 분석을 수행한 결과를 보인다.

0.94에서 5와 7차 고조파가 각각 기본파의 4.9[%]와 3[%]로 나타나고, 0.97에서는 5, 7, 11, 그리고 13차 고조파가 각각 9.8[%], 1[%], 7.2[%] 그리고, 2.9[%]로 나타난다. 그림 9의 실험에서도 같은 결과를 보인다.

4. 결 론

본 논문은 PWM 인버터의 과변조영역에서 전압

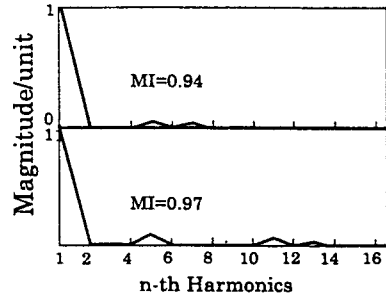


그림 8. 출력 선형화 기법에서의 고조파 스펙트럼 분석(시뮬레이션).

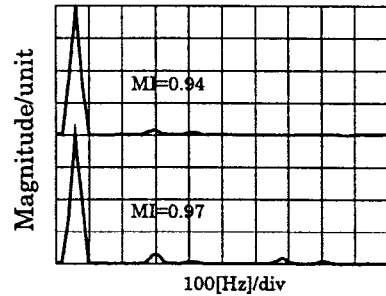


그림 9. 출력 선형화 기법에서의 고조파 스펙트럼 분석(실험)

이용률을 증대시키기 위한 과변조 제어기법중 단일 모드 기법, Holtz의 기법 그리고 출력 선형화 기법에 대하여 고찰하고, THD 및 기본파의 크기로 그 특성을 비교하였다. 그 결과 THD의 크기와 기본파 성분의 선형성에서 출력 선형화 기법이 가장 우수함을 보였다.

[참고 문헌]

- [1] J. A. Houldsworth and D. A. Grant, "The Use of Harmonic Distortion to Increase the Output Voltage of a Three-Phase PWM Inverter", *IEEE20*, no.5, pp.1224~228, 1984.
- [2] R. J. Kerkman and B. J. Seibel, "A Simplified Inverter Model for On-Line Control and Simulation," *IEEE Trans. on IA*, vol. 27, no. 3, MAY/JUNE, pp. 567~572, 1991.
- [3] H. W. Vander Broeck, H. C. Skuelny and G. V. Stanke, "Analysis and Realization of PWM Based on Voltage Space Vectors," *IEEE Trans. on IA*, vol. 24, no. 1, pp. 142~150, 1988.
- [4] T. G. Habetler, F. Profumo, M. Pastorelli and L. M. Tolbert, "Direct Torque Control of Induction Machines Using Space Vector Modulation," *IEEE Trans. on IA*, vol. 28, no. 5, pp.1045~1053, 1991.
- [5] J. Holtz, W. Lotzkat, and A. M. Khambadkone, "On Continuous Control of PWM Inverters in the Overmodulation Range Including the Six-step Mode," *IEEE Trans. on PE*, vol. 8, no. 4, pp. 546~553, 1993.
- [6] 이지명, 이동춘, 최중우, "PWM 인버터의 과변조 제어기법", *대한전기학회 논문지*, 제46권, 5월호 게재 예정, 1997
- [7] S. Bolognani, M. Zigliotto, "Novel Digital Continuous Control of SVM Inverters in the Overmodulation Range", *IEEE Trans on IA*, vol. 33, no. 2, pp. 525~530, 1997.