PWM 인버터의 전압 이용률 개선

이 지 명 · 이 동 춘
영남대학교 전기전자공학부

Improvement of Voltage Utilization in PWM Inverters

(G-Myoung Lee · Dong-Choon Lee)
School of Electrical and Electronic Eng., Yeungnam Univ.

Abstract

In a space vector PWM inverter, the dc input voltage is utilized to the maximum by an overmodulation technique, which is derived from Fourier series expansion of the reference phase voltage. Data angles such reference angle and holding angle are piecewise -linearized for on-line control. Harmonic components and THD of the output voltage are also analyzed. For disturbance of the dc input voltage, a smooth transition is obtained from a linear range to the six-step mode by the control angle change.

I. 서 론

최근에 공간백터 PWM 기법에서 인버터의 전압 이용률을 개선하는 과변조 제어기법들이 소개되었다[1-3]. 그러나, 정도의 차이는 있으나 모두 변조지수에 대한 출력특성이 비선형성을 나타낸다.

기준상전압의 퓨리에 급수전개를 이용한 [3]은 전압백터의 상전압으로의 변환식에 미소한 오차가 포함되어 있는데, 본 논문에서는 복잡한 퓨리에 계수를 구하기 위해 수치적분을 이용하지만, 정확한 수식을 통해 데이터 각을 유도한다. 그리고 변조지수에 대한 데이터 각을 구분적으로 직선 근사하여 온라인 제어를 가능하게 한다. 또한, 과변조 영역에서 저차 고조파의 크기와 THD를 분석한다. 유도전동기의 V/F 구동 시에 직류입력전압이 갑자기 감소하여 과변조 제어가 동작할 때, 선형영역에서 6-스텝으로 부드럽게 천이하는 상전류의 파형을 실험을 통해 보인다.

II. 과변조 기법[3]

출력 상전압을 퓨리에 급수로 전개함으로써 유도된 기준각과 정류각을 이용하여 과변조 전구간에서 변조지수에 대한 출력전압의 선형특성을 얻는 기법이 [3]에 제시되었다. PWM 인버터의 변조지수는 (1)과 같이 정의되고 이에 따라 과변조 영역은 두 가지 모드로 나누어진다.

$$MI = \frac{V^*}{\frac{2}{\pi} V_{dc}} \tag{1}$$

여기서, V^*는 기준전압, V_{dc}는 인버터 입력전압이다.

1. 과변조 모드 I (0.906< MI<0.952)

과변조 모드 I은 원하는 기본파 전압 V^*를 발생시키기 위해 증가된 전압 V_b^*의 크기가 육각형의 내접원과 육각형 변 사이에 존재할 때 적용된다. 복소평면에서의 전압백터 궤적과 직교좌표계에서의 실제 기준전압 백터 V_r^*이 그림 1로 표시된다. 여기서 α_r은 육각형의 꼭지점에서 V_b^*의 궤적과 육각형 변이 만나는 점으로 측정되는 기준각이다. 주어진 기준전압에 대하여 상전압 파형은 4 구간으로 나뉘어진다.

A구간 : $f_1 = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}} \cdot \tan\theta,\ 0 \le \theta < (\frac{\pi}{6} - \alpha_r)$ (2)

B구간 : $f_2 = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}\cos(\frac{\pi}{6} - \alpha_r)} \cdot \sin\theta$

$(\frac{\pi}{6} - \alpha_r) \le \theta < (\frac{\pi}{6} + \alpha_r)$ (3)

C구간 : $f_3 = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}\cos(\frac{\pi}{6} - \theta)} \sin\theta$

$(\frac{\pi}{6} + \alpha_r) \le \theta < (\frac{\pi}{2} - \alpha_r)$ (4)

D구간: $f_2 = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}\cos(\frac{\pi}{6} - \alpha_r)} \cdot \sin\theta$

$(\frac{\pi}{2} - \alpha_r) \le \theta < \frac{\pi}{2}$ (5)

여기서 θ는 ωt이고, ω는 복소 전압백터의 각속도이다.

(6)과 같이 (2)~(5)를 수치 해석적으로 퓨리에 급수로 전개하고 그 기본파 성분을 취하면 기준각 α_r에 대한 함수 $F(\alpha_r)$이 구해진다.

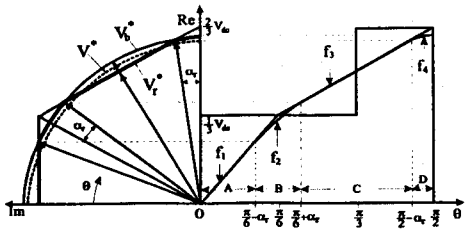

그림1. 기준전압백터의 궤적과 상전압 파형(모드 I).

$$F(\alpha_r)=\frac{4}{\pi}\Big[\int_0^{\frac{\pi}{6}-\alpha_r} f_1\sin\theta d\theta+\int_{\frac{\pi}{6}-\alpha_r}^{\frac{\pi}{6}+\alpha_r} f_2\sin\theta\, d\theta$$

$$+\int_{\frac{\pi}{6}+\alpha_r}^{\frac{\pi}{2}-\alpha_r} f_3\sin\theta d\theta+\int_{\frac{\pi}{2}-\alpha_r}^{\frac{\pi}{2}} f_4\sin\theta\, d\theta\Big] \qquad (6)$$

이때 $F(\alpha_r)$은 (1)로부터 기본파 성분의 피크치를 나타내므로 (7)이 성립한다.

$$F(\theta)=\frac{4}{\pi}\frac{V_{dc}}{2}\,M_i \qquad (7)$$

(7)로부터 MI에 대한 출력전압의 선형성을 결정하는 α_r이 구해진다. 그림 3의 (a)는 MI에 대한 α_r관계를 나타낸다. 여기서 MI에 대한 α_r이 정해지면 원하는 기본파 V^*를 출력하기 위한 V_b^*는 (8)로 정의된다.

$$V_b^*=\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}\cos(\frac{\pi}{6}-\alpha_r)} \qquad (8)$$

그림 3의 (a)에서 모드 I의 경계는 $\alpha_r=0$인 MI=0.952까지다.

2. 과변조 모드 II($0.952<MI<1.0$)

MI가 0.952보다 더 큰 출력전압을 얻기 위해서는 일정한 각속도를 유지하는 V_b^*에 대해 V_r^*는 육각형의 정점벡터를 일정구간 유지하고, 그 나머지 구간 동안 육각형의 변을 따라 이동하여야 한다. 정점벡터를 유지하는 스위칭 구간은 정류각(停留角) α_h로 제어된다. α_h는 모드 I과 같은 방법으로 구해진다. 그림 2에서 전압식은 4구간으로 나뉘어진다.

A구간 : $f_1=\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}\tan\alpha_h,\ 0\le\theta<(\frac{\pi}{6}-\alpha_h)$ (9)

B구간 : $f_2=\frac{V_{dc}}{3},\ (\frac{\pi}{6}-\alpha_h)\le\theta<(\frac{\pi}{6}+\alpha_h)$ (10)

C구간 : $f_3=\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}\cos(\frac{\pi}{3}-\alpha'_p)}\sin\alpha'_p$

$(\frac{\pi}{6}+\alpha_h)\le\theta<(\frac{\pi}{2}-\alpha_h)$ (11)

D구간: $f_4=\frac{2}{3}V_{dc},\ (\frac{\pi}{2}-\alpha_r)\le\theta<\frac{\pi}{2}$ (12)

여기서, $\alpha_p=\frac{\theta}{1-\frac{6}{\pi}\alpha_h}$

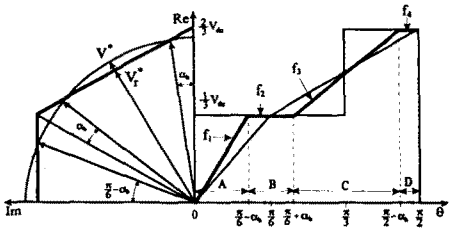

그림 2. 기준전압벡터의 궤적과 상전압 파형(모드 II).

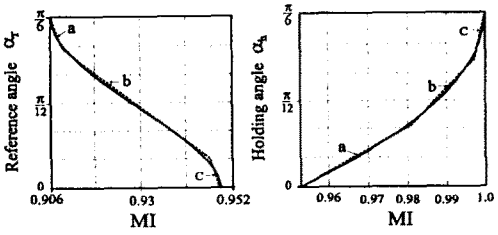

그림 3. MI에 대한 기준각과 정류각.

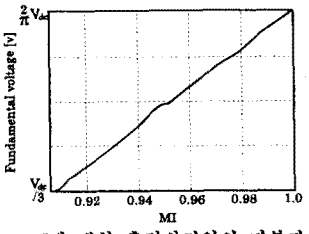

그림 4. MI에 대한 출력상전압의 기본파 크기.

$$\alpha_p=\frac{\theta'-\alpha_h}{1-\frac{6}{\pi}\alpha_h},\ (\alpha'_p=\alpha_p-\frac{\pi}{6},\ \theta'=\theta-\frac{\pi}{6}) \qquad (13)$$

α_p와 α'_p는 실제 기준전압 벡터의 위상각이다. (9)~(12)를 (6)에 대입한 결과를 (7)과 관계시키면 그림 3의 (b)와 같은 MI와 α_h의 관계를 구할 수 있다.

MI=1이 되면 α_h는 $\frac{\pi}{6}$가 되어 출력 상전압은 6-스텝의 형태가 된다. 결국, 모드 I과 모드 II에서 유도한 α_r과 α_h로 과변조 전영역에서 인버터의 이득을 선형화할 수 있다. 그림 4는 그림 3의 α_r과 α_h를 (14)~(19)의 직선의 식으로 근사화한 경우의 인버터 이득을 나타낸다. 선형성에 대한 오차를 무시할 만하다. 따라서 look-up 테이블을 이용하지 않고, MI에 따라 기준각과 정류각을 순시적으로 계산하는 온-라인 제어가 가능하다.

$\alpha_r=-30.23\,MI+27.97\ (0.907<MI<0.9095)$ (14)

$\alpha_r=-8.58\,MI+8.23\ (0.9095<MI<0.9485)$ (15)

$\alpha_r=-26.43\,MI+25.15\ (0.9485<MI<0.9517)$ (16)

$\alpha_h=6.4\,MI-6.09\ (0.9517<MI<0.98)$ (17)

$\alpha_h=11.75\,MI-11.34\ (0.98<MI<0.9975)$ (18)

$\alpha_h=48.96\,MI-48.43\ (0.98<MI<0.9975)$ (19)

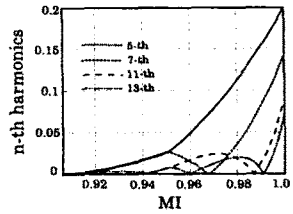

그림 5. MI에 대한 상전압 고조파 성분의 크기.

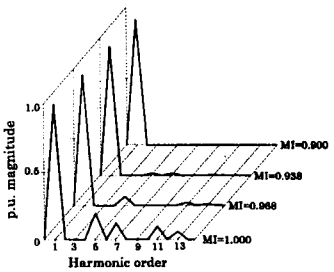

그림 6. MI=1.0로 정규화한 고조파 스펙트럼.

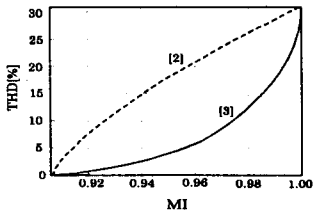

그림 7. THD의 비교.

III. 고조파 해석

(20)의 퓨리에 급수 전개를 이용하여 출력전압의 n차 고조파 성분의 크기를 구한다.

$$F_n(\theta)=\frac{4}{\pi}\left[\int_0^{\pi/2} f(\theta)\sin(n\theta)d\theta\right] \qquad (20)$$

여기서, $f(\theta)$는 모드 I에서 (2)~(5), 모드 II에서 (9)~(12)로 주어진다. MI에 대한 4개의 저차 고조파(5, 7, 11, 13차)를 구한 결과는 그림 5와 같다. 출력전압에서 짝수 고조파와 제 3고조파 성분이 제거되고 특정 고조파 성분이 특정 변조지수에는 나타나지 않음을 보인다. 그림 6은 FFT에 의한 출력전압의 고조파 스펙트럼해석을 보인다. 각 고조파 성분의 크기는 MI=1에 대하여 정규화된 크기이다.

그림 7은 (21)로 정의되는 상전압의 왜형률(THD)을 MI에 대하여 나타낸 것이다.

$$\mathrm{THD}=\frac{\sqrt{(V_r^2-V_1^2)}}{V_1^2} \qquad (21)$$

여기서, V_r과 V_1은 상전압의 실효치와 기본파 성분을 나타낸다. 그림 8에서 변조지수가 증가하면 왜형률이 증가하고 특히 정류구간이 존재하는 모드 II에서는 왜형률이 급격히 증가하여 MI=1이 되면 0.311의 왜형률을 보인다. [1]과 [3]의 THD는 유사하나, 출력파형에 점프가 발생하는 [2]에서는 THD가 매우 크게 나타난다.

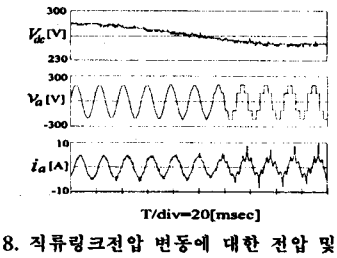

그림 8. 직류링크전압 변동에 대한 전압 및 전류.

IV. 실험결과

제안한 기법을 IGBT PWM 인버터로 구동되는 3상, 220V, 60Hz 정격의 유도전동기의 V/f 제어에 적용하여 그 타당성을 검증하였다. 인버터의 스위칭 주파수는 3.5kHz이고 과변조 알고리즘의 효과를 명백히 보이기 위하여 직류링크전압을 287V로 다소 낮게 설정하였다.

그림 8은 직류링크전압이 10% 감소하였을 때, 출력상전압 및 전류의 과도상태를 보인다. 이때 인버터의 입력이 감소하므로 일정한 출력전압의 기본파 성분을 유지하기 위하여 변조지수가 증가한다. 전압과 전류의 천이상태가 부드러움을 보인다. 따라서 출력 토크의 변동도 적어짐을 알 수 있다. 전압기준치 증가에 대한 과도응답의 결과는 [3]에 잘 나타나 있다.

V. 결 론

공간백터 변조법에서 출력상전압을 MI=1까지 선형적으로 제어하는 과변조기법에 정확한 기준각과 정류각을 유도하고, 온라인 제어를 위해 그것을 MI에 대해 구분적으로 선형근사화하였다. 그 결과 변조지수에 대한 기본파의 선형성에는 큰 차이가 나지 않음을 확인하였다. 출력 상전압의 고조파 및 THD 해석을 하였고, THD 특성은 다른 과변조 기법보다 우수함을 보였다. 제안한 기법을 유도전동기의 V/f제어에 적용한 결과, 직류링크전압의 감소에도 불구하고 출력전압의 기본파가 일정하게 유지되어 상전압 및 전류의 천이가 부드럽게 이루어짐을 보였다.

참고문헌

[1] 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.

[2] S. Bolognani, and M. Zigliotto, "Novel digital continuous control of SVM inverters in the overmodulation range," *IEEE Trans on IA*, vol. 33, no. 2, pp. 525~530, Mar/April, 1997.

[3] 이지명, 이동춘, 최종우, "PWM 인버터의 과변조 제어기법", *대한전기학회논문지*, 제 46권, 5호, pp. 712~719, 1997, 5월.