

공간벡터 PWM을 이용한 간단한 정적 과변조기법

李東明*, 金墳鎬**, 梁玄錫***, 鄭鎮佑†

A Simple Static Overmodulation Scheme using Space Vector PWM Method

Dong-Myung Lee, Jin-Ho Kim, Hyun-Suk Yang, and Jin-Woo Jung

요 약

본 논문은 출력 전압의 선형성을 확장하기 위한 정적 과변조 기법에 대한 것이다. 제안하는 방식은 기본파 전압 크기 지령에 해당하는 변조 지수로부터 직접 과변조 영역에서의 순시치 전압 크기를 얻어내는 방식을 취하며, 전압 위상 지령의 형태도 간소화시킨 간단한 정적 과변조 기법이다. 제안된 기법은 지령치 전압 크기 계산시 삼각함수의 연산이 불필요하다. 순시치 전압 크기와 유지각은 출력전압의 크기가 변조 지수에 해당하는 지령치 전압의 기본파 크기와 동일하도록 푸리에 급수 전개를 통하여 미리 계산된 근사식을 이용한다.

ABSTRACT

This paper proposes a simple static overmodulation strategy that extends the linearity of the inverter output voltage. The proposed method obtains the reference vector having the instantaneous value directly from the modulation index based on the magnitude of fundamental voltage, and has a simplified form of phase command. This method does not need trigonometric functions for calculating the magnitude of the reference vector. The magnitude of reference voltage and holding angle in the overmodulation region corresponding to the modulation index are determined in advance to have the same fundamental voltage magnitude by using the result of Fourier series expansion.

Key Words : SVPWM(Space Vector PWM), Overmodulation, Fourier series Expansion

1. 서 론

공간 벡터 전압 변조 방식은 다른 PWM 방식보다 직류 전압의 이용률이 크며 정상상태에서의 고조파 성분도 억제된 스위칭 방식이다^[1-4]. 지령 전압의 크기가 SVPWM의 전압 벡터를 표시하는 육각형 내접원보다 큰 경우 인버터가 선형적으로 출력할 수 있는 범위를

벗어나게 되고 전압 벡터를 육각형 영역 안으로 제한하는 과변조 기법이 필요하다. 이러한 과변조 기법은 크게 동적과변조와 정적과변조 방식으로 나눌 수 있다^[5]. 동적 과변조 방식은 지령 전압이 육각형을 벗어날 경우 지령치 전압을 육각형의 빗면으로 사영시키는 기법으로 전동기 벡터제어 기법 등에 적용된다. 이에 비해 유도전동기의 V/F제어 기법 등에 사용되는 정적과변조 방식은 과변조 영역에서 출력전압의 선형성을 확장하는 것에 목적이 있으며, 전압 변조지수에 따라 선형영역에서 구형파 구동까지 자연스럽게 천이하도록 하는 과변조 기법이다. 이 기법은 육각형 내부로 제한된 전압이 지령전압 \mathbf{V}^* 와 동일한 기본파 성분을 갖도록 제어되며, 이러한 과변조기법에 대하여 많은 연구가 이루어지고 있다^[6-10]. 지령 전압 발생을 위하여 기

†교신저자 : 정회원, 동국대 전자전기공학부 조교수

E-mail : jinwjung@dongguk.edu

*정회원, 홍익대 전자전기공학부 조교수

**정회원, LG전자 HA 연구소 연구원

***정회원, 홍익대 전자전기공학부 교수

접수일자 : 2010. 11. 15

1차 심사 : 2010. 12. 28

2차 심사 : 2011. 2. 14

심사완료 : 2011. 2. 23

존 기법은 삼각함수의 계산에 의한 전압 크기의 결정 등을 필요로 한다. 따라서, 본 논문에서는 보다 간단하면서도 변조지수에 따른 기본과 전압의 선형성을 유지하는 정적과변조 기법을 제안하고자 한다.

2. 기존의 정적 과변조 기법

정적 과변조 기법은 V/F제어 등에서 선형제어 영역에서 6 스텝 제어 영역 등으로 자연스럽게 천이하도록 하는 과변조 기법이다. 정적 과변조 기법은 변조지수 m 의 크기에 따라 영역 I, II로 나눌 수 있다^[5-7]. 변조지수는 식 (1)과 같으며 여기서 V_1^* 는 지령전압의 기본과 첨두치이다. 6 스텝 운전의 경우 $m=1$ 이다.

$$m = \frac{V_1^*}{\frac{2}{\pi} V_{dc}} \quad (1)$$

2.1 과변조 영역 I ($0.907 \leq m < 0.9514$)

과변조 영역 I의 시작점은 지령치 벡터가 육각형 사면에 접하는 시점으로 전압이 $V_{dc}/\sqrt{3}$ 의 경우이며, 이때 변조지수 m 은 0.907이다. 그림 1은 과변조 영역 I에서의 기본 동작 형태를 나타낸다. 지령 전압 V^* 의 순시 위상의 변경 없으며, 그 크기는 기본과 한주기 평균값이 지령 전압의 크기와 동일하게 되도록 출력전압을 결정한다. 그림 1에서와 같이 현재의 지령치 보다 승압된 지령치 전압을 통하여, 과변조가 일어나는 즉 지령 전압이 육각형을 벗어나는 영역에서 발생하는 전압크기 저하를 그 이외에 영역에서 보상하도록 한다. 여기서, α_c 는 승압된 지령치 전압과 빗변과의 교차각이다.

영역 I에서는 승압이 가능한 B지점까지는 승압된 전압을 사용하고 B-C 구간에서는 전압 지령이 육각형 빗면을 따라서 이동하도록 전압을 생성한다. 영역 I에서의 지령 전압 벡터를 교차각과 전압지령의 위상의 관계로부터 세 구간으로 나누어 식 (2)로 나타낼 수 있다^[6].

$$V^* = \begin{cases} V_b e^{j\theta} & 0 \leq \theta \leq \alpha_c \\ \frac{V_{dc}}{\sqrt{3} \cos\left(\frac{\pi}{6} - \theta\right)} e^{j\theta} & \alpha_c \leq \theta \leq \frac{\pi}{3} - \alpha_c \\ V_b e^{j\theta} & \frac{\pi}{3} - \alpha_c \leq \theta \leq \frac{\pi}{3} \end{cases} \quad (2)$$

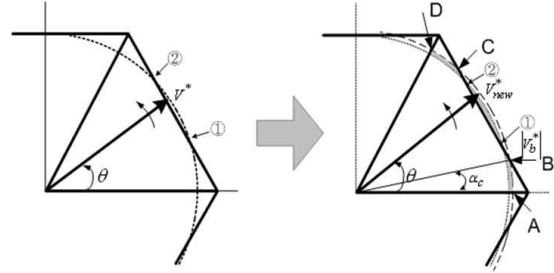


그림 1 과변조 영역 I에서의 전압 생성
Fig. 1 Reference Voltage generation in overmodulation region I

2.2 과변조 영역 II ($0.9514 \leq m \leq 1$)

영역 II는 전압 승압만으로는 원하는 전압 지령치의 크기를 생성시킬 수 없는 영역이다. 이 영역에서는 전압 벡터의 크기와 위상 모두를 조절해야 한다. 변조지수 m 에 따라 주어진 전압 지령치의 기본과 크기를 만족하기 위해서 우측벡터 V_r 과 좌측벡터 V_l 에 일정 시간 머물게 함으로써 발생된 전압이 기본과 지령치 전압 크기를 만족하도록 한다. 이를 위한 영역 II에서의 전압 지령은 식 (3)과 같다.

$$V^* = \begin{cases} \frac{2}{3} V_{dc} & 0 \leq \theta \leq \alpha_h \\ \frac{V_{dc}}{\sqrt{3} \cos\left(\frac{\pi}{6} - \theta\right)} e^{j\theta} & \alpha_h \leq \theta \leq \frac{\pi}{3} - \alpha_h \\ \frac{2}{3} V_{dc} e^{j\frac{\pi}{3}} & \frac{\pi}{3} - \alpha_h \leq \theta \leq \frac{\pi}{3} \end{cases} \quad (3)$$

변조지수 m 에 따라 V_r , V_l 벡터 즉 꼭짓점에 머무는 시간의 조절이 필요하며 이러한 유지시간은 유지각 (holding angle) α_h 에 의해 결정된다. 유지각에 대한 전압 위상 지령은 식 (4)와 같다^[6].

$$\alpha_p = \begin{cases} 0 & 0 \leq \theta \leq \alpha_h \\ \frac{\theta - \alpha_h}{6} \pi & \alpha_h \leq \theta \leq \frac{\pi}{3} - \alpha_h \\ \frac{\pi}{6} - \alpha_h & \frac{\pi}{3} - \alpha_h \leq \theta \leq \frac{\pi}{3} \end{cases} \quad (4)$$

식 (4)에서 알 수 있듯이 V^* 의 위상 θ 가 유지각 α_h 보다 작은 영역에서는 V_r 벡터에 머물고, θ 가 계산된 α_h 와 $\pi/3 - \alpha_h$ 사이 위치한 경우는 식 (4)의 중간식 형태로 새로운 위상 지령을 생성한다. 또한 V^* 의 위상이 $\pi/3 - \alpha_h$ 보다 큰 경우에는 좌측벡터 V_l 를 출력한다.

3. 제안하는 정적 과변조 기법

기존 방식에서 영역 I, II에서 변조지수 m 에 따라 전압 및 위상을 결정하게 된다. 식 (2)~(4)에서 알 수 있듯이 전압 벡터의 생성을 위해서는 삼각함수의 연산이 필요하다. 따라서 이러한 연산 절차 등을 제거하기 위하여 과변조시 육각형의 빗변에 사영되는 전압크기는 동일위상 과변조 기법으로 결정할 수 있음을 이용하여 삼각함수 연산 없이 전압 지령치를 결정하고, 영역 II에서의 위상 지령의 형태도 보다 간략화한 정적과변조 기법을 제안한다. 동일위상 과변조방식은 그림 2와 같이 육각형 외부에 존재하는 지령벡터 \mathbf{V}^* 를 동일위상으로 사변에 사영시키는 것으로 이때의 우측벡터와 좌측벡터의 인가시간인 T_r^{New}, T_l^{New} 는 식 (5)와 같다^[11].

$$T_r^{New} = \frac{T_r}{T_r + T_l} T_s, \quad T_l^{New} = \frac{T_l}{T_r + T_l} T_s \quad (5)$$

3.1 과변조 영역 I ($0.907 \leq m < 0.9514$)

승압되는 전압의 크기는 기본 방식과 동일하게 푸리에 급수 전개를 통해 계산한다^[6,7]. 제안하는 방식의 전압생성 기법을 설명하기 위하여 푸리에 급수 전개과정을 서술하면 아래와 같다. 변조 지수 m 에 따라 생성되는 지령치 전압 벡터 V^* 는 식 (6)과 같이 나타나며, 여기서 V_1 은 지령전압의 기본파의 첨두치 크기이다.

$$V^* = V_1 e^{j\theta} \quad 0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{3} \quad (6)$$

등가적으로 식 (2)의 형태로 생성되는 전압의 크기가 지령 전압 기본파 크기인 V_1 과 같도록 하는 승압된

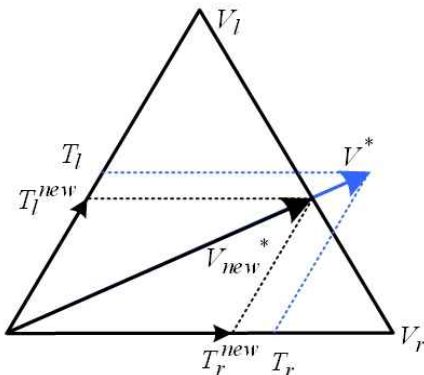


그림 2 동일위상 과변조 기법
Fig. 2 Minimum phase error PWM method

전압 크기인 V_b 를 구하기 위한 푸리에 급수 전개는 식 (7)과 같다. 푸리에 급수의 계산시 주기에 따른 상수항은 계산의 편리함을 위하여 소거하여 나타낸다.

$$\begin{aligned} \int_0^{\frac{\pi}{3}} V_1 e^{j\theta} e^{-j\theta} d\theta &= \int_0^{\alpha_c} V_b e^{j\theta} e^{-j\theta} d\theta \\ &+ \int_{\alpha_c}^{\frac{\pi}{3}-\alpha_c} \frac{V_{dc}}{\sqrt{3} \cos\left(\frac{\pi}{6}-\theta\right)} e^{j\theta} e^{-j\theta} d\theta \\ &+ \int_{\frac{\pi}{3}-\alpha_c}^{\frac{\pi}{3}} V_b e^{j\theta} e^{-j\theta} d\theta \end{aligned} \quad (7)$$

$$\int \frac{1}{\cos\xi} d\xi = \ln \tan\left(\frac{\pi}{4} + \frac{\xi}{2}\right) \text{입을 이용하여, 식 (7)을}$$

정리하면 식 (8)을 얻는다.

$$V_1 \times \frac{\pi}{3} = V_b \times 2\alpha_c - \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}} \int_{\frac{\pi}{6}-\alpha_c}^{\frac{\pi}{6}+\alpha_c} \frac{1}{\cos\xi} d\xi \quad (8)$$

여기서 $\frac{\pi}{6} - \theta = \xi$ 로 하여 식 (8)을 정리하면 아래의 식 (9), (10)이 얻어진다.

$$\begin{aligned} V_1 &= \frac{6}{\pi} \alpha_c V_b \\ &+ \frac{\sqrt{3}}{\pi} V_{dc} \left[\ln \tan\left(\frac{\pi}{3} - \frac{\alpha_c}{2}\right) - \ln \tan\left(\frac{\pi}{6} - \frac{\alpha_c}{2}\right) \right] \end{aligned} \quad (9)$$

$$V_b = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}} \frac{1}{\cos\left(\frac{\pi}{6} - \alpha_c\right)} \quad (10)$$

여기서, 식 (10)을 식 (9)에 대입 정리하면 그림 1에서 B점에 해당하는 교차각 α_c 와 변조 지수 m (등가적으로 V_1)의 관계를 식 (11)과 같이 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} V_1 &= \frac{6}{\pi} \times \alpha_c \times \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}} \times \frac{1}{\cos\left(\frac{\pi}{6} - \alpha_c\right)} \\ &+ \frac{\sqrt{3}}{\pi} \times V_{dc} \left[\ln \tan\left(\frac{\pi}{3} - \frac{\alpha_c}{2}\right) - \ln \tan\left(\frac{\pi}{6} - \frac{\alpha_c}{2}\right) \right] \end{aligned} \quad (11)$$

변조 지수 m (V_1) 으로부터 식 (11)을 이용하여 α_c 를 구하고, 구해진 α_c 를 식 (10)에 대입하면 V_b 의 크기를 구할 수 있다. 우선 새로운 변조 지수 m_{v2} 를 식 (12)와 같이 본 논문에서 정의한다. 식 (13)은 식 (12)

와 비교하기 위해 변조 지수 m 을 다시 나타낸 것이며, 원 지령치 전압 크기이므로 m_{v1} 라고 명하였다. 식 (12)와 같이 변조지수를 순시치로 다시 나타낸 것은 실제 구현에 있어서 전압 지령치는 순시치 크기를 갖기 때문이다. 식 (12)의 V_{inst}^* 는 지령 전압의 순시치이므로 식 (13)의 V_1^* 즉 기본파 크기의 첨두치와 구별된다.

$$m_{v2} = \frac{V_{inst}^*}{(2/\pi) V_{dc}} \quad (12)$$

$$m = \frac{V_1^*}{(2/\pi) V_{dc}} \Rightarrow m_{v1} \quad (13)$$

한편, 과변조 영역 시작 지점의 V_1 의 크기는 $V_{dc}/\sqrt{3}$ 이고 이때 변조 지수 m 은 0.907이다. 선형영역에서는 지령치의 기본파와 출력의 기본파크기가 동일하므로 m_{v2} 또한 0.907이다. 영역 I의 끝은 교차가 α_c 가 0° 인 경우로 식 (11)과 식(10)로부터 이 경우 V_1 은 $0.6057 V_{dc}$ 이며, $V_b=0.667 V_{dc}$, 이에 대응하는 m_{v1} 은 0.9514, m_{v2} 는 1.0472임을 알 수 있다. $m_{v2}=1.0472$ 인 경우는 식 (12)에서 알 수 있듯이 V_b 가 육각형에 외접하는 전압크기인 $2/3 V_{dc}$ 인 경우다. 식 (1), (10), (11)을 사용하여 변조지수 m (등가적으로 m_{v1})에 따른 m_{v2} 를 도시하면 그림 3과 같다. 매트랩의 curve fitting tool을 사용하여 세 구간으로 나누어 근사화하면 표 1과 같이 정리할 수 있다. 실제 PWM 구현 시에는 표 1의 근사식을 사용한다. 한편, 그림 3에서 볼 수 있듯이 m_{v1} 은 0.907-0.9514, m_{v2} 는 0.907-1.0472의 범위를 갖는다.

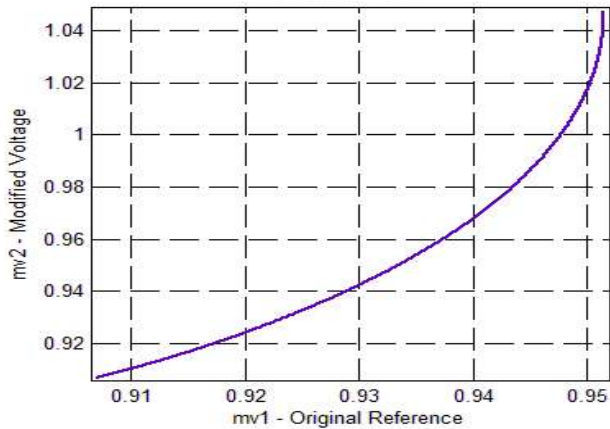


그림 3 과변조 영역 I에서의 $m(m_{v1})$ 과 m_{v2} 와의 관계
Fig. 3 Relationship between $m(m_{v1})$ and m_{v2} in the overmodulation region I

표 1 과변조 영역 I에서의 변조지수 근사식
Table 1 Approximated boosted voltage corresponding to the modulation index in the overmodulation region I

과변조 영역 I ($0.9069 \leq m < 0.9514$)	
m 의 범위	m_{v2} 의 근사식
$0.9069 \leq m < 0.94$	$m_{v2} = 1.731 \times m - 0.6656$
$0.94 \leq m < 0.951$	$m_{v2} = 5.48 \times m - 4.19$
$0.951 \leq m \leq 0.9514$	$m_{v2} = 35.82 \times m - 33.04$

그림 4는 제안하는 방식의 영역 I에서의 전압 생성 개념도이다. 변조 지수에 따른 표 1을 이용하여 m_{v2} 즉 V_b 크기를 갖는 새로운 전압을 생성하고, 이 전압 지령 $V_b e^{j\theta}$ 는 그림 4의 점선과 같이 위상에 따라 회전하게 된다. 전압의 위상이 교차각인 α_c 가 되었을 때 즉 B점의 위치에서 $T_r + T_l = T_s$ 가 된다. B-C 영역에서는 $V_b e^{j\theta}$ 가 육각형의 외부에 존재하므로 $T_r + T_l > T_s$ 가 될 것임을 알 수 있다. 구간 B-C에 있음의 판별은 $T_r + T_l > T_s$ 인 조건에 의해 구간 결정이 자연스럽게 결정되고, 육각형 빗면으로 사영되는 전압벡터는 동일위상 과변조 기법을 나타내는 식 (5)를 통해 결정하면 된다. 따라서, V_b 로 승압된 전압 벡터 $V_b e^{j\theta}$ 를 이용하여 T_r 과 T_l 을 계산하고, $T_r + T_l > T_s$ 인 경우 식 (5)에 의해 인가시간을 결정하면 간단히 정적 과변조를 구현할 수 있다. 그림 4에서 알 수 있듯이 본 기법에서는 m 에 대한 승압된 전압 지령을 표 1을 통해 구함을 알 수 있다.

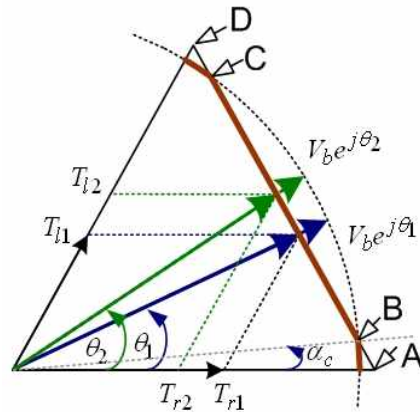


그림 4 영역 I에서의 전압생성
Fig. 4 Voltage generation in the overmodulation region I

이에 비해 기존 정적 과변조 방식에는 표 1로 나타나는 근사식은 m 과 교차각 α_c 의 관계를 구한다^[6,7]. 즉 기존 방식에서는 m 에 대응하는 α_c 를 구하고 식 (2)와 같이 전압 위상 θ 가 포함된 삼각함수 연산을 통해 전압 지령치를 발생하는 단계를 거치게 된다. 이에 비해 제안하는 방식은 변조지수 m 에 따라 순시치 전압 지령(V_b , 등가적으로 m_{v2})을 표 1의 근사식을 통해 결정하게 되고, $T_r + T_l > T_s$ 의 조건이 발생시 동일위상 과변조 방식에 의해 스위칭 시간만을 조정하는 간단한 정적과변조 기법이다.

3.2 과변조 영역 II ($0.9514 \leq m \leq 1$)

m_{v2} 가 1.0472인 즉 승압된 전압의 크기가 $2/3 V_{dc}$ 가 되는 시점 이후로는 더 이상 출력 전압을 증가할 수 없으므로 영역 II로 모드가 전환이 필요하다. 본 제안기법에서는 영역 I에서와 마찬가지로, 영역 II에서도 동일위상 과변조 기법을 사용하여 새로운 전압 지령을 생성한다. 영역 II에서는 전압 생성 개념도는 그림 5와 같다.

즉 지령치 전압은 $2/3 V_{dc} e^{j\theta}$ 의 형태이다. 전압의 크기는 $2/3 V_{dc}$ 로 고정하고 변조지수에 따라 계산된 유지각에 따라 위상 지령만을 변경하게 된다. 새로운 위상각 지령치 식 (4)를 더욱 간략화 하기 위해 식 (14)와 같이 생성한다. 위상 지령 형태는 기존 방식과 유사하다. 지령 전압의 위상이 유지각 보다 작은 A-B구간에서는 A지점에 머물게 하고, B-C 지점에서는 $2/3 V_{dc} e^{j\theta}$ 의 전압 지령을 가지며 위상각이 $\pi/3 - \alpha_h$ 인 경우인 C-D 구간에서는 D지점의 전압인 $2/3 V_{dc} e^{j\pi/3}$ 를 출력한다.

$$\theta^* = \begin{cases} 0 & 0 \leq \theta \leq \alpha_h \\ \theta & \alpha_h \leq \theta \leq \frac{\pi}{3} - \alpha_h \\ \frac{\pi}{3} & \frac{\pi}{3} - \alpha_h \leq \theta \leq \frac{\pi}{3} \end{cases} \quad (14)$$

변조지수 m 즉 등가적인 값인 V_1 의 크기에 따른 유지각 계산은 다음과 같다. 우선 유지각의 계산은 영역 I과 동일한 방법으로 식 (3)을 사용하여 푸리에 급수 전개하면 식 (15)를 얻을 수 있다.

$$\int_0^{\pi/3} V_1 d\theta = \int_0^{\alpha_h} \frac{2}{3} V_{dc} e^{-j\theta} d\theta + \int_{\alpha_h}^{\pi/3 - \alpha_h} \frac{V_{dc}}{\sqrt{3} \cos\left(\frac{\pi}{6} - \theta\right)} d\theta + \int_{\pi/3 - \alpha_h}^{\pi/3} \frac{2}{3} V_{dc} e^{j\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right)} d\theta \quad (15)$$

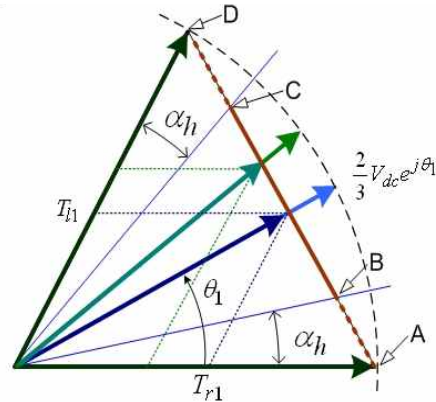


그림 5 과변조 영역 II에서의 전압벡터의 생성
Fig. 5 Reference voltage vector generation in the overmodulation region II

표 2 과변조 영역 II에서의 유지각의 근사식
Table 2 Approximated holding angle corresponding to the modulation index in the overmodulation region II

과변조 영역 II ($0.9514 \leq m \leq 1$)	
m 의 범위	유지각 α_h 의 근사식
$0.9514 \leq m < 0.955$	$\alpha_h = 20.73 \times m - 19.71$
$0.955 \leq m < 0.995$	$\alpha_h = 7.797 \times m - 7.35$
$0.995 \leq m < 1$	$\alpha_h = 19.87 \times m - 19.37$
$m = 1$	$\alpha_h = \pi/6$

식 (15)은 식 (16)과 같이 전개되며, 이를 실수부와 허수부로 나누어 정리하면 식 (17)을 얻을 수 있다.

$$V_1 \cdot \frac{\pi}{3} = \frac{2}{3} V_{dc} \cdot j [e^{-j\alpha_h} - 1] + \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}} \cdot \int_{\alpha_h}^{\pi/3 - \alpha_h} \frac{V_{dc}}{\cos\left(\frac{\pi}{6} - \theta\right)} d\theta + \frac{2}{3} V_{dc} \cdot j [1 - e^{-j\alpha_h}] \quad (16)$$

$$V_1 = \frac{4}{\pi} V_{dc} \sin \alpha_h + \frac{\sqrt{3}}{\pi} V_{dc} \left[\ln \tan\left(\frac{\pi}{3} - \frac{\alpha_h}{2}\right) - \ln \tan\left(\frac{\pi}{6} - \frac{\alpha_h}{6}\right) \right] \quad (17)$$

여기서, 식 (1)의 변조지수 m 을 이용하여 식 (17)을 정리하면 변조지수 m 과 α_h 와의 관계인 식 (18)을 얻을 수 있다.

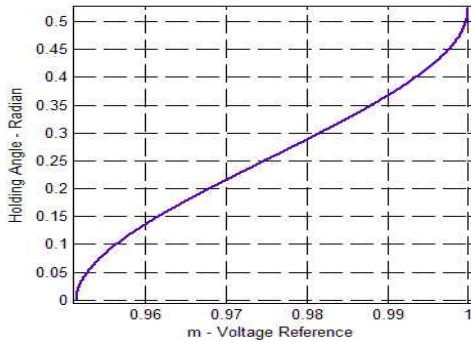


그림 6 과변조 영역 II에서의 m 과 유지각과의 관계
Fig. 6 Relation between m and holding angle in the overmodulation region II

$$m = 2\sin\alpha_h + \frac{\sqrt{3}}{2} \left[\ln \tan\left(\frac{\pi}{3} - \frac{\alpha_h}{2}\right) - \ln \tan\left(\frac{\pi}{6} - \frac{\alpha_h}{6}\right) \right] \quad (18)$$

변조지수와 유지각 α_h 의 관계는 그림 6과 같다. 영역 I에서와 마찬가지로 세 구간으로 나누어, 1차 선형 방정식으로 근사화시키면 표 2와 같이 나타낼 수 있다.

과변조 영역 II에서는 변조지수 m 에 따른 유지각 (α_h)의 크기는 표 2에 나타난 근사식을 통해 결정하며, 이를 이용하여 전압 위상 지령은 식 (14)에 의해 결정된다. m_{V2} 에 해당하는 지령치 전압의 순시치 크기는 $2/3 V_{dc}$ (등가적으로 $m_{V2} = 1.0472$)로 고정된다. 그림 5에서 보였듯이 영역 II에서는 지령 전압 벡터가 항상 육각형의 사변을 벗어나는 경우이므로 지령치 전압에 대한 스위칭 시간은 동일위상 과변조 기법인 식 (5)를 통해서 사변에 사영시켜 구한다. 그림 7은 제안한 정적 과변조 기법에 대한 흐름도이다. 영역 I에는 표 1의 순시치 전압 크기와 영역 II에서는 유지각 크기를 계산하게 되고, 영역 I에서 위상 지령의 변동은 없고 영역 II에서는 식 (14)의 위상 지령을 취한다. $T_r + T_l > T_s$ 인 경우에는 식 (5)를 적용한다.

4. 실험 결과

실험은 5마력 유도전동기, 게이트 드라이버는 Dual IGBT구동 및 자체적으로 절연된 전압 및 데드타임을 갖는 세미크론사의 SKHI22A를 사용하였다. PWM 인터럽트 루틴에서는 지령치 전압의 크기에 따라 선형영역과 과변조영역 I, II로 구분하여 전압과 각도를 지령하게 된다. 그림 8은 실험에서 지령속도에 따른 상전류 및 선간 전압, 스위칭 인가 시간 파형을 보여 주고

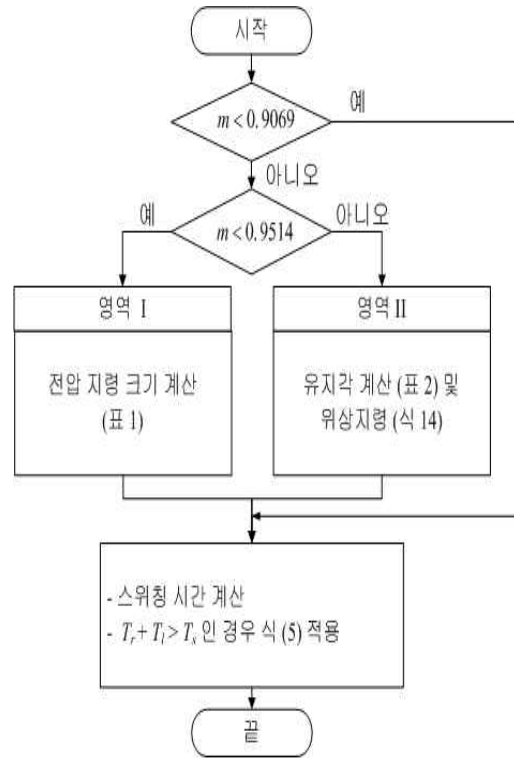


그림 7 과변조 영역에서 지령 전압 생성 흐름도
Fig. 7 Flowchart for generating reference voltage in overmodulation regions

있다. 그림 8(a)는 전동기 속도가 500rpm일 때는 선형 영역에 해당된다. 선형 영역에서 상전류는 전류의 왜곡이 없이 정현파 전류를 나타내고 있다.

스위칭 타임은 D/A로 한상만 출력하였다. 그림 8(b)는 속도가 1600rpm인 경우로 과변조 영역 I에 해당된다. 과변조의 영향에 따라 스위칭이 존재하는 구간이 있음을 알 수 있으며, 스위칭 타임 파형 또한 시뮬레이션 파형과 같음을 볼 수 있다. 그림 8(c)는 전동기 속도가 1700rpm인 경우로 과변조 영역 II에 해당된다. 전류의 파형이 과변조 영역 I에 비해 더욱 전류의 왜곡이 나타난다. 스위칭 타임 파형은 사다리꼴 모양으로 시뮬레이션처럼 출력이 되고 있다. 그림 8(d)는 전동기 속도가 1750rpm일 때로 6 스텝 운전에 해당된다. 전류파형은 고조파의 영향으로 전류의 왜곡이 나타남을 볼 수 있다. 또한 선간 전압 파형이 6 스텝 구동과 같이 전압 벡터 전환 시에 스위칭이 일어나지 않는 구형과 구동의 전형적인 형태로 나타남을 볼 수 있으며, 스위칭 타임 파형은 사각파 형태로 출력됨을 볼 수 있다.

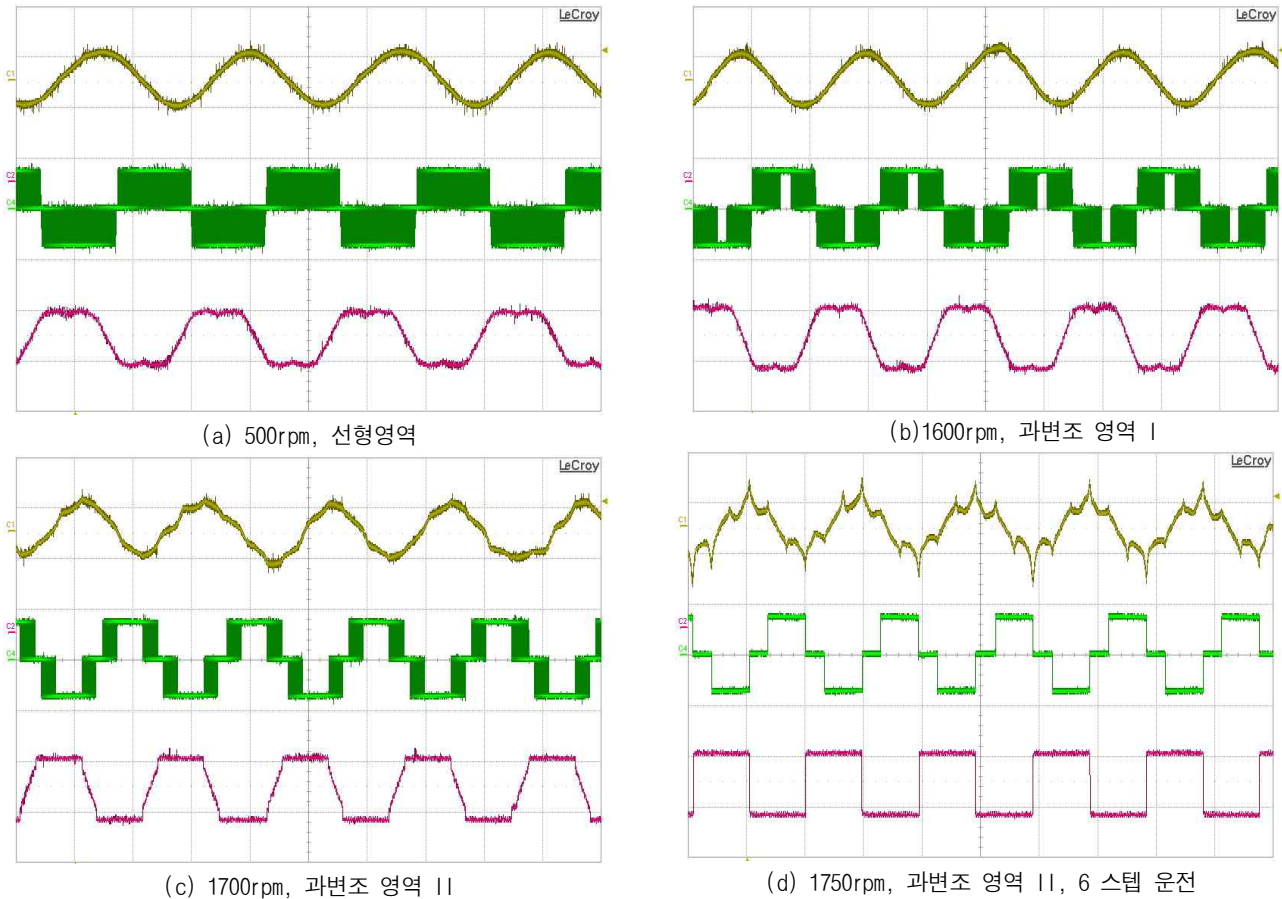


그림 8 실험 파형 (각 그림 위로부터 상전류 [5A/div], 선간전압 [350V/div], 스위칭 인가시간)
 Fig. 8 Experimental waveform (From the top - line current [5A/div], line to line voltage [350V/div], switching time)

5. 결 론

본 논문에서는 유도전동기의 V/F 제어와 같은 정적 과변조 기법 시 과변조 전압의 생성 및 지령치 전압의 출력 선형성을 증대하기 위한 정적 과변조에 대한 것이다. 제안한 과변조기법은 변조지수에 따라 영역 I에서는 승압된 전압의 크기를 구하는 방식 크기만을 택하여 전압크기만을 영역 II에서는 유지각만을 스위칭 시간 계산에 사용하게 되어 구현이 간단한 과변조 기법이다. 제안한 기법의 타당성을 실험을 통하여 검증하였다.

이 논문은 2010년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 기초연구사업 지원을 받아 수행된 것임 (2010-0008884)

참 고 문 헌

- [1] H.W. Van der Broeck, H.C. Skudelny, and G.V. Stanke, "Analysis and Realization of a Pulse Width Modulator Based on Voltage Space Vectors", *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 24, No. 1, pp. 142-150, 1988, Jan./Feb.
- [2] S. Fukuda, H. Hasegawa, and Y. Iwaji, "PWM Technique for Inverter with Sinusoidal Output Current", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 5, No. 1, pp. 54-61, 1990, Jan.
- [3] 한대웅, 김상훈, "폴전압을 이용한 SVPWM 인버터의 과변조 기법", *전력전자학회 논문지*, 제7권, 제2호, pp. 149-157, 2002.
- [4] J.O.P. Pinto, B.K. Bose, L.E.B. DaSilva, and M.P. Kazmierkowski, "A Neural Network Based Space Vector PWM Controller for Voltage-fed Inverter"

Induction Motor Drive”, *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 36, No. 6, pp. 1628-1636, 2000, Nov./Dec.

- [5] 김상훈, DC 및 AC 모터제어, 북두출판사, 2007.
- [6] 배장호, 김연충, 원충연, 최종묵, 기상우, 배기훈, “공간벡터 PWM의 과변조 영역에서 출력전압 선형화”, *전자공학회논문지*, 제36권, 제11호, pp. 1374-1385, 1999.
- [7] D.C. Lee, and G.M Lee, “A Novel Overmodulation Technique for Space-Vector PWM Inverters”, *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol 13, No. 6, pp. 1144-1151, 1998, Nov.
- [8] T.A. Bernardes, H. Pinheiro, and V.F. Montagner, “Current control system to PMSG in overmodulation region”, *Brazilian Power Electronics Conference*, pp. 1219-1226, 2009, Oct.
- [9] L.C. Tan, Y.H. Li, and P. Wang, “An Overmodulation Method for Space Vector PWM Current Source Inverters”, *IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, pp. 2431-2434, 2007, May.
- [10] K. Sun, Q. Wei, L. Huang, and K. Matsuse, “An Overmodulation Method for PWM-Inverter-Fed IPMSM Drive With Single Current Sensor”, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 57, No. 10, pp. 3359-3404, 2010, Oct.
- [11] T.G. Habetler, “A Space Vector-based Rectifier Regulator for ac/dc/ac Converters”, in *Proc. EPE*, Vol. 2, pp. 101-107, 1991.

저 자 소 개



이동명(李東明)

1969년 8월 25일생. 1994년 한양대 전기공학과 졸업. 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2004년 조지아공대 ECE 졸업(공학박). 1996년~2000년 LG전자 DA연구소 주임연구원. 2004년~2006년 삼성SDI 중앙연구소 책임연구원. 2007년 한양대 BK21 연구교수. 2008년~현재 홍익대 전자전기공학부 조교수. 당 학회 국문지 편집위원.



김진호(金埴鎬)

1981년 7월 8일생. 2008년 홍익대 공대 전기전자공학부 졸업. 2011년 동 대학원 전자정보통신공학과 졸업(석사). 2011년~현재 LG전자 HA연구소 연구원.



양현석(梁玄錫)

1961년 4월 7일생. 1984년 Purdue University 전기공학과 졸업. 1991년 University of California, Berkeley 졸업(공학박). 1992년~현재 홍익대 전자전기공학부 교수.



정진우(鄭鎭佑)

1969년 1월 11일생. 1991년 2월 한양대 전기공학과 졸업. 1997년 2월 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2005년 6월 The Ohio State Univ. 전기공학과 졸업(공학박). 1997년~2000년 LG전자 Digital Appliance 연구소. 2005년~2008년 삼성SDI 중앙연구소 책임연구원. 2008년~현재 동국대 전자전기공학부 조교수. 당 학회 국문지 편집위원.