

철도용 IGBT인버터를 위한 최적 PWM기법

An Optimal PWM Strategy for IGBT-based Traction Inverters

황제규* 김영민*, 강기호**
Hwang, Jae-Gyu Kim, Young-Min Kang, Kiho

ABSTRACT

Since it is essential for traction motors to reduce size and weight to achieve given traction effort, they need high input voltage. But the lack of input voltage occurs periodically due to the characteristics of train system. Therefore traction inverters use over-modulation PWM to maximize inverter's voltage gain. On the other hand, IGBT inverters can use higher frequency twice than GTO ones, which resulted in the need for novel optimal synchronous PWM strategy. This paper suggests that linearly-compensated overmodulation / optimal synchronous PWM strategy and also the simulation results of the method for a real traction motor-inertia model are presented.

1. 서론

전동차가 운행 중일 때 인버터에 인가되는 DC링크 전압의 변동 범위는 900~1800[V]인데 한국 표준 견인 전동기의 정격 전압은 선간 1100[V_{rms}], 상전압 최대치 $1100/\sqrt{3} \times \sqrt{2} = 898[V]$ 이다. 즉 견인 전동기가 정격 속도를 내기 위해서는 전동기의 각 상에 898[V]가 인가되어야 한다. 이 상전압을 DC 링크 전압으로 환산하면 PWM방식에 따라 $898V \times 2$ 또는 $898[V] \times \sqrt{3}$, 즉 1796[V] 또는 1555[V]가 된다. 따라서 DC 링크 전압이 1555[V]이하일 때에 전동기가 정격 속도 이상을 내기 위해서는 입력전압 부족분을 보상해 주는 PWM기법이 필요하다. 즉 반송파인 삼각파의 진폭보다 큰 기준치를 주는 과변조 PWM이 필요하다.

한편, PWM의 관점에서 도시철도에 사용되는 GTO와 IGBT의 가장 큰 차이는 스위칭 주파수에 있다. 기존 GTO는 300~500[Hz] 정도의 스위칭 주파수를 갖는 반면 철도용 고압 IGBT는 약 600~1200[Hz] 까지의 스위칭 주파수가 가능하다. 이 수준의 스위칭 주파수를 사용할 때, 기존 도시철도용 GTO인버터에 비해 소음과 전동기의 발열량을 크게 줄일 수 있다. 일반적으로 도시철도용 인버터는 출력 전압의 정격 주파수가 약 50 ~ 60[Hz] 정도이므로, GTO사용 인버터는 낮은 스위칭주파수 때문에 초기 저속 영역에서 곧바로 동기 PWM으로 들어가야 하는 반면, IGBT 인버터는 더 높은 영역까지 비동기 PWM이 가능하다. 그러나 600~1200[Hz]의 주파수가 충분한 것은

* LG산전 연구소, 선임연구원

** LG산전 연구소, 책임연구원

아니므로 일정 영역 이후에는 동기 PWM이 또 필요하다. 이점은 스위칭 주파수가 수 kHz 이상이어서 속도의 전 영역에서 비동기 PWM을 하더라도 성능이 보장되는 산업용 IGBT 인버터와도 다르다. 따라서 기존의 철도용 GTO인버터나 산업용 IGBT인버터와는 다른 철도 IGBT인버터 전용의 동기 PWM기법이 필요하다.

그동안 주로 공간벡터 PWM (SV-PWM)[1]을 기초로 과변조 영역에서의 전압이용율을 최대화하거나[2] 또는 [2]와 같은 목적으로 하되 과변조 영역에서 6-스텝 영역으로 전이할 때 출력전압의 선형성을 보장하거나[3], 또는 GTO 인버터를 위한 저속 선형영역에서부터 동기 PWM을 적용하는 등의 시도가 있었지만, 철도용 IGBT 인버터의 조건을 고려한 과변조 / 동기 문제를 통틀어 다룬 시도는 거의 없었다.

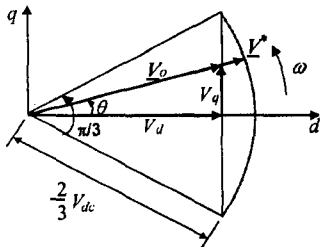
본 논문에서는 도시 철도용 IGBT 인버터를 위해, 선형 PWM 영역에서부터 6-스텝 운전 영역까지 출력전압 선형성을 보장하는 “선형출력 과변조 Min/Max PWM 기법” 및 600~1200[Hz]의 스위칭 주파에 대한 “최적 동기 PWM 기법”을 제안하고 견인 전동기-부하 모델을 대상으로 시뮬레이션한 결과를 보인다.

2. 선형출력 과변조 Min/Max PWM 기법

삼각파 PWM은 선형영역 곧, 과변조 직전 영역까지 출력할 수 있는 상전압 기본파 또는 전압 회전벡터의 크기(magnitude)가 $V_{dc}/2$ 인 (V_{dc} : DC링크 전압) 반면, SV-PWM의 기본파 최대 크기는 $V_{dc}/\sqrt{3}$ 이다. 따라서 SV-PWM은 삼각파 PWM 보다 선형영역에서 기준 전압의 크기를 약 15% 더 높일 수 있다. Min/Max PWM[4] 혹은 Hybrid SV-PWM은 이 SV-PWM을 삼각파 PWM으로 등가화 한 것으로서[5], 선형영역에서 출력 전압 기본파의 최대 크기가 $V_{dc}/\sqrt{3}$ 으로 SV-PWM과 똑같다. 그러나 Min/Max PWM은 SV-PWM보다 구현이 간단하고 연산 수가 적은 장점이 있는데, 이것은 다음의 그 기본 원리를 보면 명백하다.

- i) 3상 전압 지령 V_j^* (j=a,b,c) 중 Min값과 Max값을 판단한다.
- ii) $(V_{Min}^* + V_{Max}^*) / 2$ 만큼을 각상의 전압 지령에서 뺀다.
- iii) 새로운 삼상 전압지령을 삼각파 PWM 제어기로 출력한다.

한편 과변조 시, PWM 방법에 상관없이 변조지수(Modulation Index : mi), 곧 출력 전압벡터 기본파의 최대 크기 대비 출력 전압벡터 크기가 비선형적으로 증감하고 또 그 결과 입력전압 지령치를 출력전압이 추종하지 못하고 전압 부족분이 생기는 문제가 있다. 그리고 현실적으로, 출력전압은 입력지령치와 상관없이 6-스텝 운전의 육각형을 벗어나지 못한다. 전압벡터 선형축소법, 곧 수정전의 전압벡터(V^*)를 선형적으로 줄여 육각형과의 교점으로 새로운 전압벡터(V_o)로 취하는 방법의 경우 다음 식에서와 같이 출력전압 기본파의 이론 최대치인 $2V_{dc}/\pi$ 에 도달하지 못하는 문제가 있다.



$$V_o = V_d + jV_q = \frac{1}{\sqrt{3}}V_d + j\frac{1}{\sqrt{3}}V_d \tan \theta = \frac{1}{\sqrt{3}}V_d \frac{e^{j\theta}}{\cos \theta} \quad (1)$$

$$\begin{aligned} V_r &= \frac{3}{\pi} \int_{-\pi/6}^{\pi/6} V_o \cdot e^{-j\theta} d\theta = \frac{\sqrt{3}}{\pi} V_d \int_{-\pi/6}^{\pi/6} \frac{1}{\cos \theta} d\theta \\ &= \frac{\sqrt{3}}{\pi} \ln 3 \cdot V_{dc} = 0.605697 V_{dc} \quad (2) \end{aligned}$$

그림1. 전압벡터 선형축소법

그런데 V^* 을 선형적으로 축소하는 대신 육각변에 수선을 내려 새 전압벡터 V_0 를 취할 때, 최대 출력전압 $2V_{dc}/\pi$ 을 선형적으로 얻을 수 있다. 다음과 같이 V^* 와 V_0 의 관계식을 이용, 입력 전압 지령벡터(V^*)를 다음과 같이 mi 의 비선형성을 보상하는 방식으로 설정해 주므로써 이 문제를 해결할 수 있다:

육각변 수선법에 의한 변조지수 보상법 :

Min/max PWM의 선형영역 곧, $|V^*| \leq V_{dc}/\sqrt{3}$ 에서 삼상 출력 전압 회전벡터의 크기 $|V_0|$ 는 다음 식과 같다.

$$|V_0| = 2V_{dc}/\pi \times mi \quad (3)$$

mi : 변조지수(Modulation Index) : $0 \sim 0.9069$.

여기서 $(2V_{dc}/\pi)$ 는 6-스텝 인버터 동작 시 출력 상전압 또는 전압 회전벡터 기본파의 최대 크기로써 인버터의 최대 출력 전압을 대표하는 값이며, $mi = 0.9069$ 는 $|V_0| = V_{dc}/\sqrt{3}$ 일 때의 값이다. 그런데 과변조 영역에서는 mi 의 선형성이 깨어 지고 따라서 전압 지령치 V^* 와 실제 출력전압 V_0 의 선형성도 깨어진다. 이때 전압 부족분을 보상해주는 새로운 전압 지령벡터(V^{*})가 필요하다. 따라서 mi 도 출력전압 V_0 가 아니라 새 지령치 V^{*} 에 의해 정의되어야 하는데 이것을 cmi^* (compensated mi^*)라 한다. 즉,

$$cmi^* := \pi |V^{*}| / (2V_{dc}) \quad (4)$$

과변조 영역은 크게 둘로 나눌수 있는데, 그림 2.과 그림 3.에서 보드시 보상된 전압 지령회전 벡터의 크기($|V^{*}|$)에 의해 결정된다. 따라서 과변조에 의해 발생하는 부족 전압의 보상방법도 이 영역에 따라 아래와 같이 달라지게 된다.

(1) 과변조 영역 I ($V_{dc}/\sqrt{3} \leq |V^{*}| \leq 2V_{dc}/3$) :

과변조 영역 I에서 V^{*} 을 Min/Max PWM을 하면 실제 출력 전압벡터는 V_0 는 그림1에서와 같이 V^{*} 가 이 육각형을 벗어난 경우에는 육각형에 수선을 내려서 육각형과 맞나는 궤적을 따라가고 V^{*} 가 육각형 내에 있을 때에는 자신의 본래 궤적을 따라간다. 따라서 Min/Max PWM의 출력 전압 회전벡터 V_0 에서 Fourier 변환을 거쳐 전압 회전벡터 기본파의 크기 V_r^* 를 추출하면, 전압원 $|V^{*}|$ 이 육각형과 교차하는 점의 각도를 θ_1 라 할 때, V_r^* 에 대한 mi^* 식은 다음과 같다:

$$mi^* := \frac{V_r^*}{\frac{2V_{dc}}{\pi}} = f_1(\theta_1) ;$$

$$f_1(\theta_1) = \frac{3}{2} \left\{ \frac{2}{\sqrt{3}} \sin \theta_1 - \frac{1}{\sqrt{3} \cos \theta_1} \left(\frac{\sin 2\theta_1}{2} - \theta_1 \right) + \frac{(\frac{\pi}{3} - 2\theta_1)}{\sqrt{3} \cos \theta_1} \right\} \quad (5)$$

위의 결과를 역으로 말하면, Min/Max PWM 시, 원하는 출력 전압벡터 지령치의 기본파 크기를 V_r^* 라 하면 Min/Max PWM의 입력 전압으로 주어져야 할 지령 회전벡터는 $|V^{*}|$ 이 된다. 따라서 임의의 V_r^* 가 주어지면 식(5)에서 수치 해석적으로 $\theta_1 = f_1^{-1}(mi^*)$ 을 구하고, θ_1 을 이용하여 $|V^{*}|$ 를 구하면 다음과 같다.

$$|V^*| = V_{dc} / (\sqrt{3} \cos \theta_I) \quad (6)$$

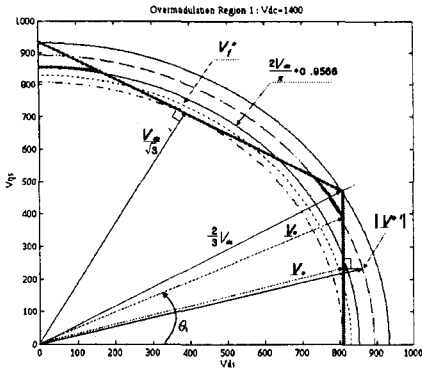


그림 1. 과변조 영역 I에서의 보상법

과변조 영역 I에서 $|V^*|$ 가 $2V_{dc}/3$ 일 때 출력 전압 벡터의 기본파 최대 크기는 $\sup(|V_r^*|) = 2V_{dc}/\pi \times 0.9566$ 가 된다. 즉 이 값은 $mi^* = 0.9566$ 에 상응하는, 과변조 영역 I에서 V_r^* 의 최대치가 된다. 이상을 요약하면 다음과 같다.

$$cmi_I = \frac{\pi}{2\sqrt{3} \cos [f_I^{-1}(mi^*)]} \quad (7)$$

$$; 0.9069 \leq mi^* < 0.9566$$

(2) 과변조 영역 II ($|V^*| \geq 2V_{dc}/3$) :

과변조 영역 II에서는 과변조 영역 I에서와 같이 실제 출력 되는 전압은, V^* 을 육각형에 수선을 내렸을 때 육각형과 맞나는 궤적을 따라간다. 따라서 과변조 영역 II에서는 모든 궤적이 육각형을 그린다. 그러나 $|V^*|$ 에 따라 각 꼭지점에 머무는 시간이 다르다. 즉 과변조 영역 II에서는 실제 출력 되는 전압의 궤적에 의해서 기본파 전압이 결정되는 것이 아니고 육각형의 꼭지점에 머무는 시간에 의해서 기본파의 크기가 결정이 된다. V^* 에서 육각형에 수선을 내릴 때 꼭지점과 만나게 되는 V^* 의 각도를 θ_{II} 이라 하면, 실제 출력 전압 지령벡터의 기본파 V_r 에 대한 mi^* 식은 다음과 같다.

$$mi^* := \frac{V_r^*}{2V_{dc}} = f_{II}(\theta_{II})$$

$$f_{II}(\theta_{II}) = \frac{3}{2} \left\{ \frac{4}{3} \sin\left(\frac{\pi}{6} - \theta_{II}\right) + \frac{2 \sin \theta_{II}}{\sqrt{3}} + \frac{(\theta_{II} - \frac{\sin 2\theta_{II}}{2})}{3 \sin \theta_{II}} \right\} \quad (8)$$

과변조 영역 I에서와 똑같이, Min/Max PWM에 의해 기대하는 실제 출력 전압 지령벡터의 기본파 크기가 V_r^* 일 때 Min/Max PWM의 삼상 전압 지령벡터의 크기는 $|V^*|$ 이 된다.

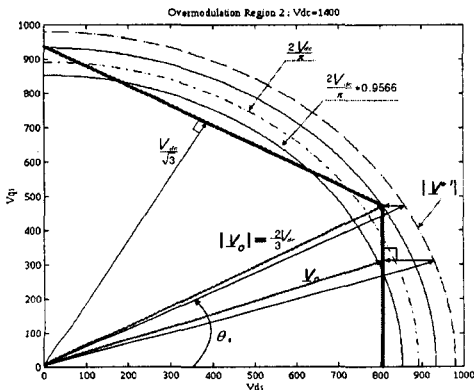


그림 3. 과변조 영역 II에서의 보상법

따라서 임의의 V_r^* 가 주어졌을 때, 식(8)에서 수치 해석적으로 $\theta_{II} = f_{II}^{-1}(mi^*)$ 을 구하고 이 θ_{II} 을 이용하여 $|V^*|$ 를 구하면 다음과 같다.

$$|V^*| = V_{dc} / (3 \sin \theta_{II}) \quad (9)$$

이상을 요약하면,

$$cmi_{II} = \frac{\pi}{6 \sin [f_{II}^{-1}(mi^*)]} \quad (10)$$

$$; 0.9566 \leq mi^* < 1$$

기준전압 $|V_f^*|$ 이 커지면 6-스텝 모드에 접근함을 식(9)과 (8)를 통해 할 수 있다. 즉,

$$\lim_{|V_f^*| \rightarrow \infty} [V_f^*] = \lim_{\theta_n \rightarrow 0} [V_f^*] = 2V_{dc} / \pi \quad (11)$$

이것으로 $|V_f^*|$ 이 크면 클수록 실제 출력전압(V_f^*)은 정육각형의 꼭지점으로 모여, 이론 최대치인 $2V_{dc} / \pi$ 에 선형적으로 도달하는 현상을 확인할 수 있다.

3. 최적 동기 PWM 기법

대전력 인버터에서는 스위칭 소자의 특성과 스위칭 손실 때문에 스위칭 주파수가 상대적으로 낮다. 이 낮은 스위칭 주파수로 최적의 PWM을 구현하기 위해서는, 스위칭 주파수와 변조파의 기본파 주파수 비 곧 펄스수(Pulse number)가 15이하인 영역에서는 동기 PWM을 해야 한다. 만약 전 구간을 비동기 PWM, 곧 기준전압의 주파수에 상관없이 고정 스위칭 주파수로 PWM을 하면 기본파의 각 주기마다 발생하는 왜대칭 스위칭으로 인한 토크 리플이 주파수비 15를 전후로 해서 현저하게 크게된다. 동기 PWM은 아래 그림4와 같이 삼각파와 기준전압이 한 주기내에서 서로 왜대칭으로 영 교차(zero crossing)되게 하므로써 구현할 수 있다.

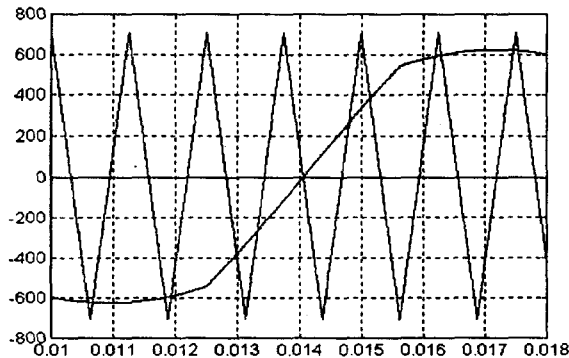


그림4 왜대칭 영교차에 의한 동기 PWM 기법

한편 비동기 모드에서 동기 모드로 전환 할 때 단 한번에 하면 펄스폭의 변화가 크게 일어날 수 있고 이것이 큰 전압 변동을 유발하고 따라서 토크 리플의 또 다른 원인이 된다. 따라서 큰 펄스폭의 변화가 일어나지 않도록 점근적으로 전환해서 맞추어 나가야 한다. 철도용 인버터의 스위칭소자로 IGBT를 사용할 경우, 소자의 스위칭 주파수가 600~1200[Hz]이므로 기본속도 50~60[Hz]를 고려할 때, 펄스수가 15인 경우는 40~80[Hz]이다. 이것은 동기 PWM이 시작되는 시점이 대략 20~33.3[Hz]인 현재의 GTO 동기 PWM 기법과는 다른 기법을 필요로 함을 의미한다. 현재 상용 중인 GTO의 경우, 아래 그림5와 같은 예에서 보듯이 동기 PWM은 선형 영역에서부터 점차로 전환한다. 이것은 스위칭 주파수가 낮기 때문에 어쩔 수 없는 선택이다.

그러나 IGBT인버터의 경우, 그림5의 예와 같이 동기 PWM 시작점이 기본속도의 약 70~90%이어서 그 구간이 짧고 과변조 영역과 대략 일치한다. 그러므로 IGBT인버터를 위한 동기 방식으로는 과 변조 영역 전후에서부터 그림4와 같은 왜대칭 영차 동기를 매 주기마다 해 주되 점차적으로 펄스 수를 줄여 나가는 방식이 적합하다.

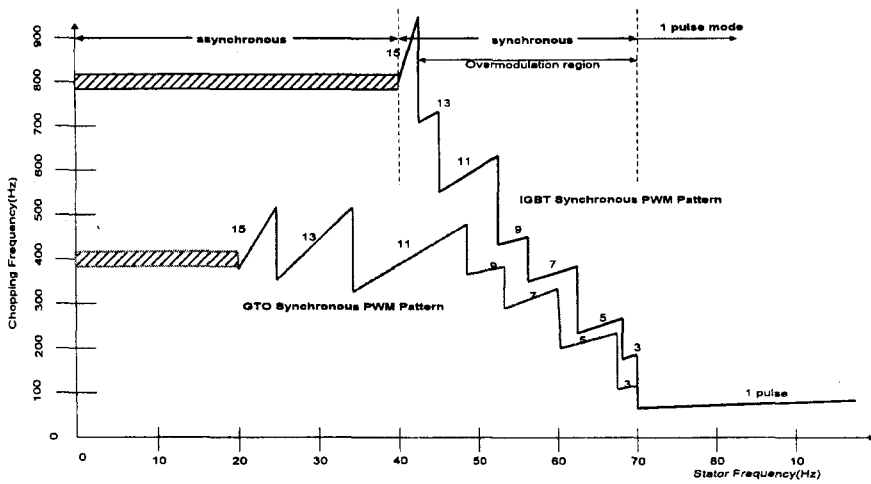


그림5. IGBT 인버터용 최적 동기 PWM 기법

4. 구현 방법

지금까지의 결과를 flowchart화 하면 다음과 같다.

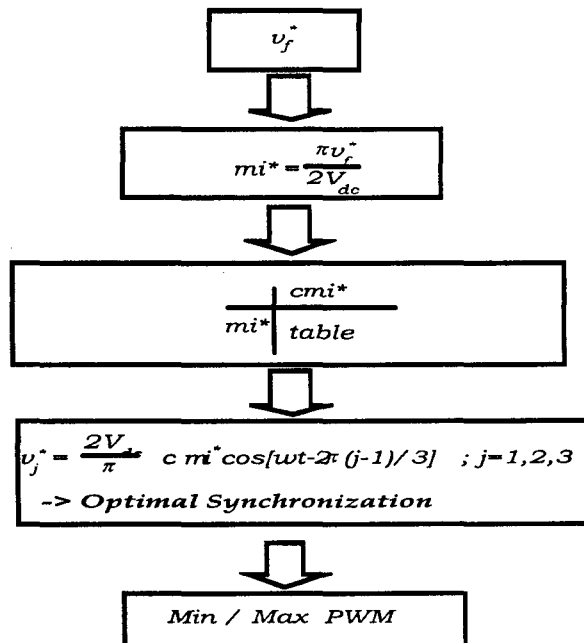


그림6. 선형과변조/최적동기 PWM 구현 방법

여기서 $cmi^* - mi^*$ table은 아래의 곡선을 table화 해서 만든 것인데, 선형영역에서는 $cmi^* = mi^*$ 로서 변동이 없지만 과변조 영역에서는 식(7)과 식(10)에 따라 아래와 같은 곡선을 이룬다. $mi^*=1$ 일 때 cmi^* 의 값은 ∞ 이다.

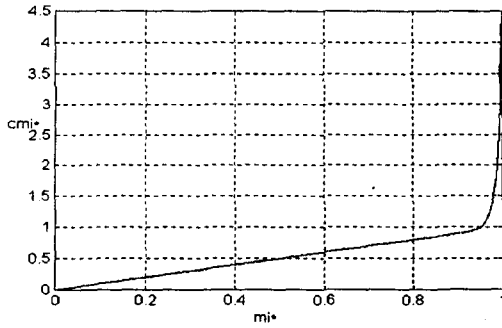


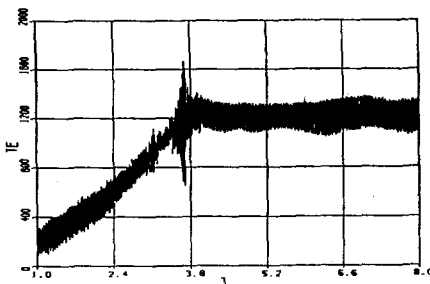
그림6. $cm/s - m/s$ 곡선(table)

5. 시뮬레이션 결과

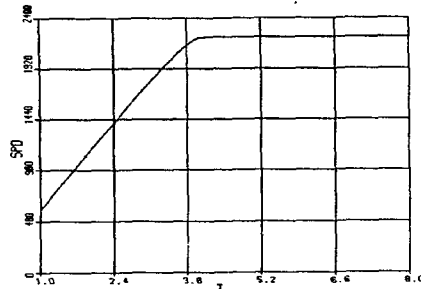
시뮬레이션을 위해 채택한 모델은 실제 서울시 지하철 4호선에 쓰이는 견인전동기로서 시뮬레이션 조건 및 시뮬레이션 조건은 표1과 같다. 토크 제어 알고리즘은 V/f 개루프 slip제어 기법을 적용했으며 부하는 속도의 제곱에 비례하는 부하를 인가하였다. 과변조 무보상 / 전구간 비동기 PWM의 시뮬레이션 결과를 그림6에, 과변조 보상 / 과변조 영역 동기 PWM의 시뮬레이션 결과를 그림7에 나타내었다. 시뮬레이션 조건에서 DC 링크 전압을 1410.8[V]로 정한 이유는 이 전압에서 정격 부하를 적용할 때, 기본속도(Base Speed) 이상에서 인버터가 6-스텝 모드로 동작 하는가를 보기 위함이다. 유도 전동기가 정격 부하에서 기본속도로 돌기 위해서는 전동기의 선간에 모터의 정격 전압이 인가 되어야 한다. 그러나 DC 링크 전압이 1410.8[V]일 때 과변조 전까지 전동기의 선간에 인가 할수 있는 전압은 $V_{dc}/\sqrt{2}[V_{rms}]$ 즉, 997[V_{rms}]로서 이것은 전동기의 정격부하/기본속도에서 요구하는 정격 전압에 못 미치는 전압이다. 따라서 이 DC 링크 전압으로 모터의 정격부하/기본속도에서 요구하는 정격 전압을 내기 위해서는 인버터가 6-스텝 모드로 동작해야 한다.

표1. 시뮬레이션 조건 및 견인전동기 매개변수

DC 링크 전압	1410.8[V]
스위칭 주파수	800[Hz](비동기)
모터 기본 속도	66.5[Hz]
정격 전압/전류/주파수/속도	1100[V]/130[A]/66.5[Hz]/1945[rpm]
Rs/Rr	0.0855[Ω]/0.1514[Ω]
/Ls/Lr/Lm	/0.00447165[H]/0.043866[H]/0.04276[H]
극수	4

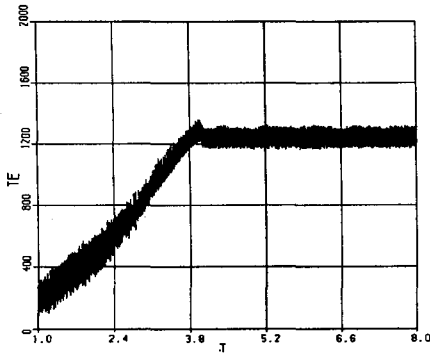


(a) 토크([N*m])

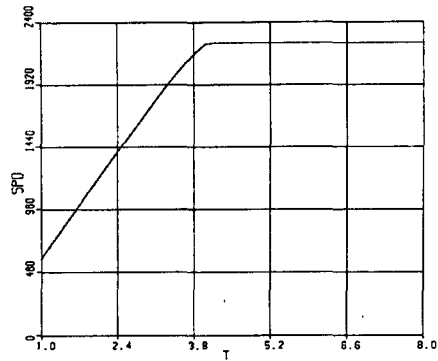


(b) 속도([rpm])

그림 7. 변조지수 무보상/ 비동기 PWM



(a) 토크([N*m])



(b) 속도([rpm])

그림 8. 변조지수 보상 / 동기 PWM

위 두 결과에서 알 수 있듯이 동기 PWM 보다 비동기 PWM에서 토크 리플이 크고 이로 인하여 속도 리플이 큰 것을 알 수 있다. 그림 7의 (a)에서 보드시 3.6초 근처에서 토크 리플이 심해지는데 이는 과변조 영역에서 스위칭 주파수와 변조파의 기본주파수의 비가 15보다 작아 비동기 PWM의 특징인 비대칭 스위칭의 현상이 현저하게 나타난 결과이다. 또한 그림7에서 보드시 mi^* 를 보상하지 않으면 원하는 출력전압을 얻지 못함을 알 수 있다.

따라서 스위칭 주파수와 기본주파수의 비가 15이하인 영역에서의 PWM은 기본주파수와 스위칭 주파수가 동기를 이루어야 하고 과변조에 의한 부족전압 보상을 해야 함을 알 수 있고 본 논문에서 제안한 과변조 시 변조지수 보상 / 최적 동기PWM 기법이 효과적임을 알 수 있다.

6. 결론

이상과 같이, 도시철도용 IGBT 인버터를 위한 최적의 PWM 기법에 대한 연구 결과에 따르면 첫째, 과변조 영역에서는 PWM의 변조지수를 보상함으로써 전압 부족분을 선형적으로 보상할 수 있다. 둘째, 과변조 이전의 선형 영역까지는 비동기 PWM을 하고, 이후 과변조 영역 전후에서부터 동기 PWM으로 변조하는 것이 전압 리플 및 토크 리플을 최소화하는 방법이다. 현재 실 견인전동기-관성부하를 대상으로 실험을 진행 중인데 지금까지, 위의 시뮬레이션 결과와 잘 일치하고 있다.

[감사의 글] 본 연구는 한국철도기술연구원의 부분적 재정지원에 의해 이루어졌음을 밝히며, 아울러 이에 감사를 드립니다.

참고문헌

1. J.Holtz(1992), "Pulsewidth Modulation-A Survey", IEEE Trans. IE, Vol.39, No.5, pp 410-420
2. J.Holtz(1993), "On Continuous Control of PWM Inverters in the Overmodulation Range including the Six-Step Mode", IEEE Trans. PE, Vol.8, No.4, pp 546-553
3. R.J.Kerkman et al.(1995), "Control of PWM voltage inverters in the pulse dropping region", IEEE Trans. IE, Vol.43, No.1, pp 132-141
4. 황재규(1994), "3상모타의 펄스폭 변조방법", LG산전 특허, 출원 No.94-8604
5. V.Blasko et al.(1996), "Analysis of Hybrid PWM based on ...", Proceedings IAS Conference