

철도용 IGBT인버터를 위한 최적 PWM 전략

姜基好, 金英珉

An Optimal PWM Strategy for IGBT-based Traction Inverters

Ki-Ho Kang and Young-Min Kim

요 약

철도용 전동기는 작은 크기와 중량에 비해 큰 추진력(토크)을 필요로 하지만, 전철의 입력전원 시스템의 특유한 성질로 입력전압이 주기적으로 부족하다. 따라서 전압이용률을 최대화할 수 있는 과변조 PWM이 필요하다. 또 철도용 IGBT인버터의 스위칭 주파수는 기존의 GTO인버터보다 2배 이상 크므로 철도용 IGBT인버터 전용의 새로운 동기화 전략이 필요하다. 본 논문은 'Min/Max PWM'을 과변조 영역으로 선형 확장하는 과변조 PWM기법과 최적 동기화법을 혼합한 철도용 IGBT인버터를 위한 최적 PWM 전략을 제안한다. 전동기-관성부하 모델을 대상으로 시뮬레이션한 결과와 축소모델 실험 결과는 본 전략이 타당함을 보여준다.

ABSTRACT

Traction motors need high input voltage for achieving required tractive efforts (or torques) despite their reduced sizes and weights. But the lack of input voltage occurs periodically due to some unique characteristics of train power supplying system. Therefore traction inverters should use over-modulation PWM to maximize the voltage utilization. And IGBT-based inverters can use much higher PWM switching frequency than GTO-based ones, which resulted in the need of novel optimal synchronous PWM strategies. This paper presents an optimal PWM strategy for the IGBT-based traction inverters by a mixed approach of Min/Max PWM-oriented linearization in overmodulation region and an optimal synchronization method. The simulation results for a traction motor-inertia model and some test results for a miniature system showed the validity of this approach.

Key Words: High voltage IGBT, Traction inverter, Over-modulation, Synchronization, PWM

1. 서 론

도시전철의 대표격인 지하철은 운행 중일 때 인버터에 인가되는 DC링크 전압의 변동 범위가 900~1800(V)인데, 한국 표준 지하철 견인 전동기^[1]의 경우, 정격 전압은 선간 1100(Vrms), 상전압 최대치 $1100/\sqrt{3} \times \sqrt{2} = 898(V)$ 이므로 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 때

전동기가 정격 속도 이상을 내기 위해서는 입력전압의 부족분을 보상해 주는 PWM기법 곧 반송파인 삼각파의 진폭보다 큰 기준치를 주는 과변조 PWM이 필요하다.

한편, 도시철도에 사용되는 고압IGBT는 기존의 GTO보다 많은 장점이 있지만, 가장 중요한 것은 스위칭 주파수의 차이에 있다. 기존의 GTO는 300~500(Hz) 정도의 스위칭 주파수를 갖는 반면 철도용 고압 IGBT는 약 600~1200(Hz)까지의 스위칭 주파수로 운전이 가능하다. 따라서 도시철도용 IGBT인버터는 GTO인버터에 비해 소음과 전동기의 발열량을 줄이되 제어성능은 크게 향상시킬 수 있다. 일반적으로 도시철도용

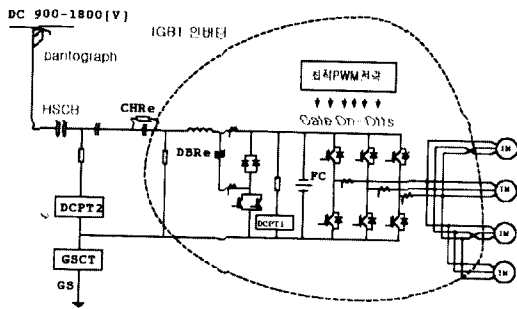


그림 1 IGBT인버터 사용 1C4M형 전철 추진제어계 개요
Fig. 1 1C4M type traction control system using IGBT inverter

인버터는 출력 전압의 정격 주파수가 약 50 ~ 60[Hz] 정도이므로, GTO사용 인버터는 낮은 스위칭 주파수 때문에 초기 저속 영역에서 곧바로 동기 PWM을 해야 하는 반면, IGBT 인버터는 더 높은 영역까지 비동기 PWM이 가능하다. 그러나 600~1200[Hz]의 스위칭 주파수가 충분한 것은 아니므로 일정 영역 이후에는 다시 동기 PWM이 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 철도용 IGBT인버터 전용의 동기 PWM기법이 필요하다. 그림 1에 IGBT인버터를 사용한 1C4M(1 Controller for 4 Motors)형 전철 추진제어계를 나타내었다.

그 동안 주로 공간벡터 PWM (SV-PWM)^[2]을 기초로 과변조 영역에서의 전압 이용율을 최대화 하거나^[3-4], [3]와 같은 목적으로 과변조 영역에서 1-펄스 운전 영역으로 전이할 때 출력전압의 선형성을 거의 보장하거나^[4-5] 또는 GTO 인버터를 위한 저속 선형영역에서 부터 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 영역에서 부터 1-펄스 운전 영역까지 출력전압 선형성을 보장하는 '선형출력 과변조 Min/Max PWM 기법' 및 600~1200[Hz]의 스위칭 주파수에 대한 '최적 동기 PWM 기법'을 혼합한 전략을 제안하고 건인 전동기-부하 모델을 대상으로 시뮬레이션한 결과와 축소모델을 대상으로 실험한 결과를 통해 본 전략의 타당성을 보인다.

2. 선형출력 과변조 Min/Max PWM 기법

삼각파 PWM은 선형영역에서 출력할 수 있는 상전압 기본파 곧 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 PWM보다 선형영역에서 기준 전압의 크기를 약 15% 더 높일수 있다. Min/Max PWM^[7] 혹은 Hybrid SV-PWM^[8]은 이 SV-PWM을 삼각파 PWM으로 등가화 한 것으로서, 선형영역에서 출력 전압 기본파의 최대 크기는 $V_{dc} / \sqrt{3}$ 으로 SV-PWM과 똑같지만 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 최소치(Min)와 최대(Max)치를 판단한다.
- ii) $(V_{Min}^* + V_{Max}^*) / 2$ 만큼 각상의 전압 지령에서 뺀다.
- iii) 새로운 삼상 지령전압을 ($V_j^*_{new}$) 삼각파 PWM 제어기로 출력한다.

Min/Max PWM의 최대 장점은 최종 삼상 지령전압 $V_j^*_{new}$ 를 다음 그림 1과 같이 변조지수 지령(modulation index reference: mi^*)와 속도지령(speed reference : w^*)만으로 표현할 수 있는 것이다. 변조지수는 출력 전압벡터 기본파의 이론 최대치($2V_{dc} / \pi$) 대비 출력 전압벡터의 최대치($|V_{o}|$)로 정의되므로, 변조지수 지령은 $2V_{dc} / \pi$ 대비 원하는 출력 전압 벡터 기본파의 최대치(V_f^*)이다.

그러나 과변조 영역에서는, 변조지수 mi 가 비선형적으로 증가하여 입력전압 지령치를 출력전압이 추종하지 못하여 전압 부족 분이 생기는 문제가 있다. 그리고 현실적으로, 출력 전압은 입력지령치와 상관없이 1 펄스 운전의 육각형을 벗어 나지 못한다. 전압벡터 선형축소법, 곧 수정전의 전압벡터 (V^*)를 선형적으로 줄여 육각형과의 교점으로 새로운 전압 벡터 (V_{o})로 취하는 방법의 경우 다음 식(1)-(2)에서와 같이

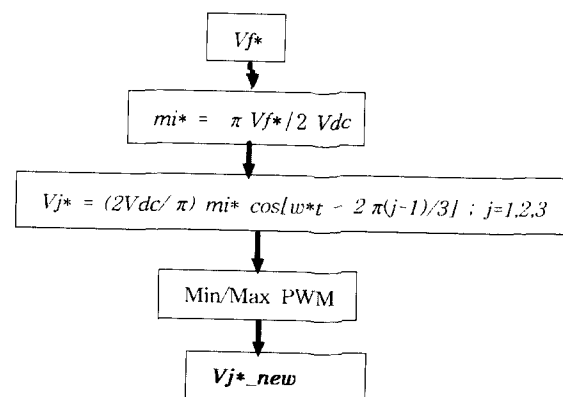


그림 2 Min/Max PWM법에 의한 전압지령 생성
Fig. 2 Generation of voltage vector reference by Min/Max PWM

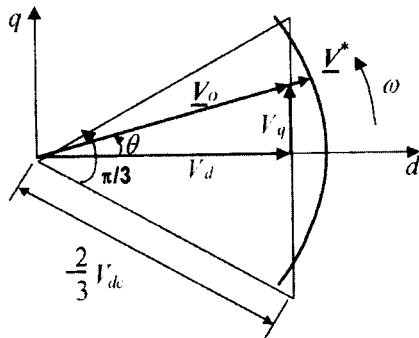


그림 3 전압벡터 선형축소법
Fig. 3 Linear reducing method of voltage vector

출력전압 기본파의 이론 최대치인 $2V_{dc}/\pi$ 에 도달하지 못하는 문제가 있다.

$$\begin{aligned} \underline{V}_o &= V_d + jV_q = \frac{1}{\sqrt{3}} V_{dc} + j \frac{1}{\sqrt{3}} V_{dc} \tan \theta \\ &= \frac{1}{\sqrt{3}} V_{dc} \frac{e^{j\theta}}{\cos \theta} \end{aligned} \quad (1)$$

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

이 방법의 대안으로 육각변 수선법^[9]이 있다. 이것은 \underline{V}^* 을 선형적으로 축소하는 대신 육각변에 수선을 내려 새 전압벡터 \underline{V}_o 를 취하고 이를 위한 새전압지령 V_f^* 를 정의함으로 최대 출력전압 $2V_{dc}/\pi$ 을 선형적으로 얻을 수 있는 방법이다. 그러나 이 방법은 본래 SV-PWM을 대상으로 제안된 것이므로, 본 논문에서는 다음과 같이 Min/Max PWM의 관점에서 이것을 재해석하여 관계식을 유도한다. 곧 단순히 새 전압 지령 V_f^* 를 정의하는 대신 새롭게 보상된 변조지수 지령 (compensated modulation index reference : cmi^*)을 정의함으로써 기존의 Min/Max PWM을 과변조 영역까지 확장하는 것이다.

2.1 선형영역에서의 Min/Max PWM

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

$$|\underline{V}_o| = 2V_{dc}/\pi \times mi; \quad (3)$$

mi : 변조지수(Modulation Index) : 0 ~ 0.9069.

여기서 ($2V_{dc}/\pi$)는 1 펄스 운전 시 출력 상전압 또는 전압 회전벡터 기본파의 최대 크기로서 인버터의 최대 출력 전압을 대표하는 값이며, $mi = 0.9069$ 는 $|\underline{V}_o| = V_{dc}/\sqrt{3}$ 일 때의 값이다. 그런데 과변조 영역에서는 mi 의 선형성이 깨어지므로 전압 지령치 \underline{V}^* 와 실제 출력전압 \underline{V}_o 의 선형성도 깨어진다. 이때 전압 부족분을 보상해주는 새로운 전압 지령 벡터(\underline{V}'')가 필요하다. 따라서 mi 도 출력전압 \underline{V}_o 가 아니라 새 지령치 \underline{V}'' 에 의해 정의되어야 하는데 이것을 cmi^* (compensated mi^*)라 한다. 즉,

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

과변조 영역은 크게 둘로 나눌수 있는데, 그림 4와 그림 5에서 보듯이 보상된 전압 지령회전벡터의 크기(\underline{V}'')에 의해 결정된다. 따라서 과변조에 의해 발생하는 부족 전압의 보상방법도 이 영역에 따라 아래와 같이 달라지게 된다.

2.2 과변조 영역 I에서의 Min/Max PWM

$$(V_{dc}/\sqrt{3} \leq |\underline{V}''| \leq 2V_{dc}/3)$$

과변조 영역 I에서 \underline{V}'' 을 Min/Max PWM 하면 실제 출력 전압벡터는 \underline{V}_o 는 그림4에서와 같이 \underline{V}'' 가 이 육각형을 벗어난 경우에는 육각형에 수선을 내려서 육각형과 맞나는 궤적을 따라가고 \underline{V}'' 가 육각형 내에 있을 때에는 자신의 본래 궤적을 따라간다. 따라서 Min/Max PWM의 출력 전압 회전벡터 \underline{V}_o 에서 Fourier 변환을 거쳐 전압 회전벡터 기본파의 크기 V_f^* 를 추출하면, 전압원 $|\underline{V}''|$ 이 육각형과 교차하는 점의 각도를 θ_1 라 할 때, V_f^* 에 대한 mi^* 식은 다음과 같다:

$$\begin{aligned} mi^* &:= \frac{V_f^*}{2V_{dc}} = f_1(\theta_1) \\ &= \frac{3}{2} \left\{ \frac{2}{\sqrt{3}} \sin \theta_1 - \frac{1}{\sqrt{3} \cos \theta_1} \left(\frac{\sin 2\theta_1}{2} - \theta_1 \right) \right. \\ &\quad \left. + \frac{\left(\frac{\pi}{3} - 2\theta_1 \right)}{\sqrt{3} \cos \theta_1} \right\} \end{aligned} \quad (5)$$

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

$$|\underline{V}''| = V_{dc} / (\sqrt{3} \cos \theta_1) \quad (6)$$

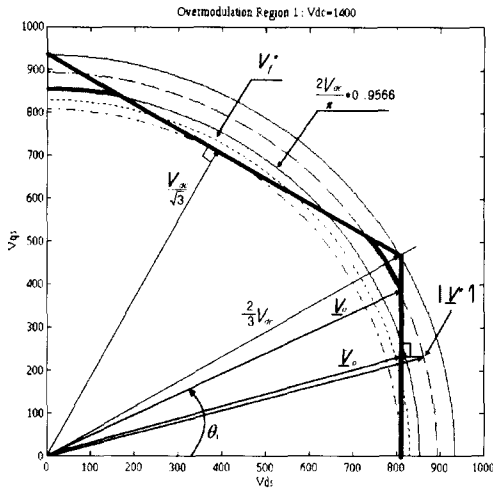


그림 4 과변조 영역 I에서의 보상법
Fig. 4 Compensation method in over-modulation region I

과변조 영역 I에서 $|V^*|$ 가 $2V_{dc}/3$ 일 때 출력전압 벡터의 기본파 최대 크기는 $\sup(|V_1|) = 2V_{dc}/\pi \times 0.9566$ 가 된다. 즉 이 값은 $mi^* = 0.9566$ 에 상응하는, 과변조 영역 I에서 V_1^* 의 최대치가 된다. 이상을 요약하면 다음과 같다.

$$cmi_1^* = \frac{\pi}{2\sqrt{3} \cos[f_1^{-1}(mi^*)]}; \quad (7)$$

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

2. 2 과변조 영역 II에서의 Min/Max PWM

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

과변조 영역 II에서는 과변조 영역 I에서와 같이 실제 출력되는 전압은, V^* 을 육각형에 수선을 내렸을 때 육각형과 맞는 궤적을 따라간다. 따라서 과변조 영역 II에서는 모든 궤적이 육각형을 그린다. 그러나 $|V^*|$ 에 따라 각 꼭지점에 머무는 시간이 다르다. 즉 과변조 영역 II에서는 실제 출력되는 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_n 이라 하면, 실제 출력 전압 지령 벡터의 기본파 V_1^* 에 대한 mi^* 식은 다음과 같다.

$$mi^* := \frac{V_1^*}{2V_{dc}} = f_n(\theta_n)$$

$$= \frac{3}{2} \left[\frac{4}{3} \sin\left(\frac{\pi}{6} - \theta_n\right) + \frac{2 \sin \theta_n}{\sqrt{3}} + \frac{\left(\theta_n - \frac{\sin 2\theta_n}{2}\right)}{3 \sin \theta_n} \right] \quad (8)$$

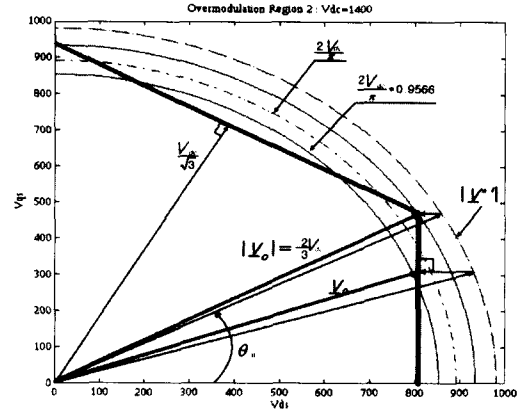


그림 5 과변조 영역 II에서의 보상법
Fig. 5 Compensation method in over-modulation region II

과변조 영역 I에서와 똑같이, Min/Max PWM에 의해 기대되는 실제 출력 전압 지령벡터의 기본파 크기가 V_1^* 일 때 Min/Max PWM의 삼상 전압 지령벡터의 크기는 $|V^*|$ 이 된다. 따라서 임의의 V_1^* 가 주어졌을 때, 식(8)에서 수치 해석적으로 $\theta_n = f_n^{-1}(mi^*)$ 을 구하고 이 θ_n 을 이용하여 $|V^*|$ 를 구하면 다음과 같다.

$$|V^*| = V_{dc} / (\sqrt{3} \cos \theta_n) \quad (9)$$

이상을 요약하면,

$$cmi_n = \frac{\pi}{6 \sin[f_n^{-1}(mi^*)]}; \quad 0.9566 \leq mi^* < 1 \quad (10)$$

기준전압 $|V^*|$ 이 커지면 1-펄스 모드에 접근함을 식(8)과 (9)를 통해 할 수 있다. 즉,

$$\lim_{|V^*| \rightarrow \infty} [V_1^*] = \lim_{\theta_n \rightarrow 0} [V_1^*] = 2V_{dc} / \pi \quad (11)$$

이것으로 $|V^*|$ 이 클수록 실제 출력전압(V_1^*)은 정육각형의 꼭지점으로 모여, 이론 최대치인 $2V_{dc}/\pi$ 에 선형적으로 도달하는 현상을 확인할 수 있다.

3. 최적 동기 PWM 기법 및 전체 구현

3. 1 최적 동기PWM 전략

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

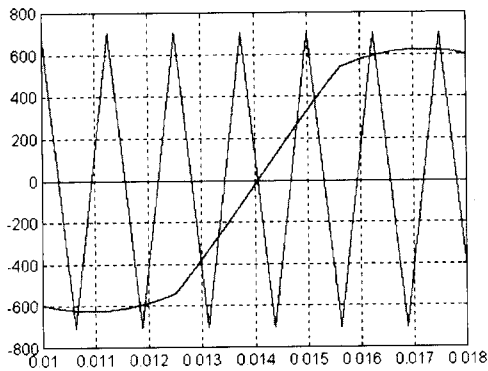


그림 6 왜대칭 영교차에 의한 동기 PWM 기법
Fig. 6 Synchronous PWM method by skew zero-crossing

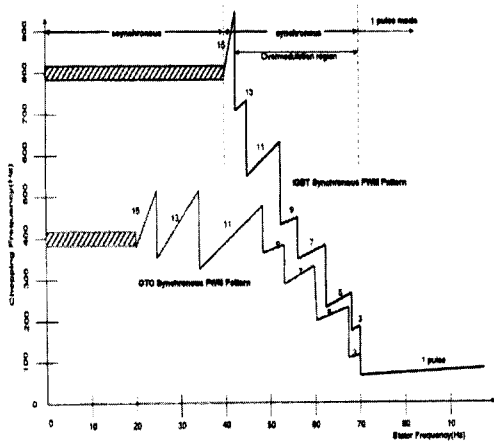


그림 7 고압IGBT 인버터용 최적 동기 PWM 기법
Fig. 7 Optimal synchronous PWM method for high voltage IGBT-based inverters

number)가 15이하인 영역에서는 동기 PWM을 해야 한다.^[10] 만약 전 구간을 비동기 PWM, 곧 기준전압의 주파수에 상관없이 고정 스위칭 주파수로 PWM을 하면 기본파의 각 주기마다 발생하는 비대칭 스위칭으로 인한 토크 리플이 주파수비 15를 전후로 해서 현저하게 크게 된다. 동기 PWM은 아래 그림 6과 같이 삼각파와 기준전압이 한 주기 내에서 서로 왜대칭으로 영 교차(zero crossing)되게 함으로써 구현할 수 있다.

또한 비동기 모드에서 동기 모드로 절체할 때 단변에 하면 펄스폭의 변화가 크게 일어날 수 있고 이것이 큰 전압 변동을 유발하고 토크 리플의 또 다른 원인이 된다. 따라서 큰 펄스폭의 변화가 일어나지 않도록 점차적으로 절체해야 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 그림 7과 같은 예에서 보듯이 동기 PWM은 선형 영역에서부터 절체한다. 이것은 스위칭 주파수가 낮기 때문에 어쩔 수 없는 선택이다.

그러나 IGBT인버터의 경우, 그림7의 예와 같이 동기 PWM 시작점이 기본속도의 약 70~90%이어서 그 구간이 짧고 과변조 영역과 대략 일치한다. 그러므로 IGBT인버터를 위한 동기 방식으로는 과변조 영역 직전에서부터 그림6과 같은 왜대칭 영교차 동기를 매 주기마다 해 주되 점차적으로 펄스수를 줄여 나가는 방식이 적합하다.

3. 2 선형 과변조/최적 동기 PWM의 구현

지금까지 논의된 Min/Max PWM의 선형 과변조법과 최적 동기 PWM 전략을 flowchart로 표시하면 다음 그림 8과 같다. 여기서 $cm^* - mi^*$ table은 아래의 곡선(그림 9)을 table화 해서 만든 것인데, 선형영역에서는 $cm^* = mi^*$ 로서 변동이 없지만 과변조 영역에서는 식(7)과 식(10)에 따라 아래와 같은 곡선을 이룬다. $mi^* = 1$ 일 때 cm^* 의 값은 ∞ 이다.

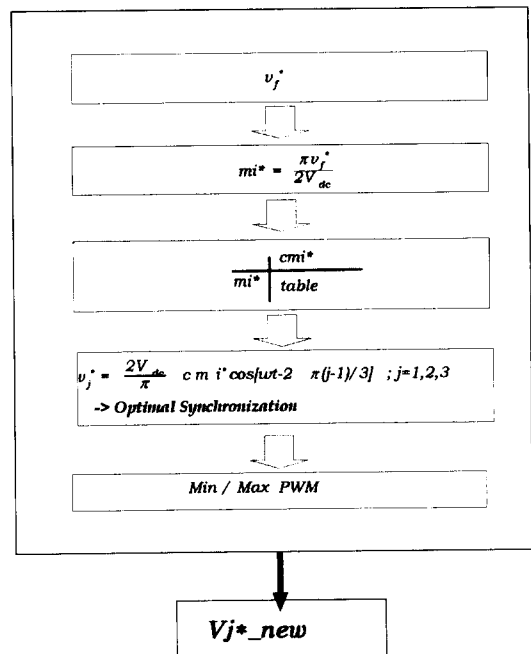


그림 8 선형과변조/최적동기 PWM 구현 방법
Fig. 8 Linear over-modulation / optimal synchronous PWM implementation method

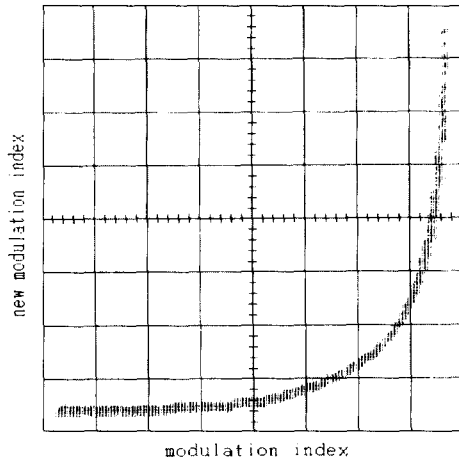


그림 9 $cmi^* - mi^*$ 곡선(table)
Fig. 9 $cmi^* - mi^*$ curve

4. 시뮬레이션 결과

시뮬레이션을 위해 채택한 모델은 실제 서울시 지하철 4호선에 쓰이는 견인전동기로서 시뮬레이션 조건 및 전동기 매개변수는 표 1과 같다. 토크 제어 알고리즘은 개 루우프 V/f 제어 기법을 적용했으며 부하는 속도의 제곱에 비례하는 부하를 인가하였다. 과변조 무보상 / 전구간 비동기 PWM의 시뮬레이션 결과를 그림10에, 과변조 보상 / 과변조 영역 동기 PWM의 시뮬레이션 결과를 그림11에 나타내었다. 시뮬레이션 조건에서 DC 링크 전압을 1410.8[V]로 정한 이유는 이 전압에서 정격 부하를 적용할 때, 기본속도(base speed) 이상에서 인버터가 1-펄스 모드로 동작 하는가를 보기 위함이다. 유도 전동기가 정격 부하에서 기본속도로 회전하기 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 $V_{in} / \sqrt{2} (V_{rms}) = 997 [V_{rms}]$ 로서 전동기의 정격부하/기본속도에서 요구하는 정격 전압에 못 미치는 전압이다. 따라서 이 DC 링크 전압으로 모터의 정격부하/기본속도에서 요구하는 정격 전압을 내기 위해서는 인버터가 1-펄스 모드로 동작해야 한다.

위의 두 결과에서 알수 있듯이 동기 PWM 보다 비동기 PWM에서 토크 리플이 크고 따라서 속도 리플이 큰 것을 알 수 있다. 그림 10의 (a)에서 보드시 3.6초 근처에서 토크 리플이 심해지는데 이는 과변조 영역에서 펄스 수가 15보다 작아 비동기 PWM의 특징인 비대칭 스위칭의 현상이 현저하게 나타난 결과이며, 동시에 mi^* 를 보상하지 않은 채 과변조 영역에서 비선형적으로 1 펄스 운전영역으로 넘어간 때의 결과이기도 하다.

표1 시뮬레이션 조건 및 견인전동기 매개변수
Table 1 Simulation conditions & induction motor parameters

DC 링크 전압	1410.8[V]
스위칭 주파수	800[Hz] (비동기)
모터 기본 속도	66.5[Hz]
정격전압/전류/주파수/속도	1100[Vrms]/130[A]/66.5[Hz]/1945[rpm]
R_s/R_r	0.0855[Ω]/0.1514[Ω]
$L_s/L_r/L_m$	/0.00447165[H]/0.043866[H]/0.04276[H]
극수	4

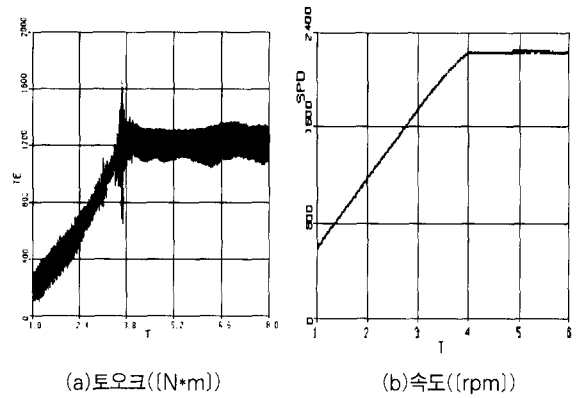


그림 10 변조지수 무보상/ 비동기 PWM의 시뮬레이션 결과
Fig. 10 Simulation results for modulation index non-compensated / asynchronous PWM

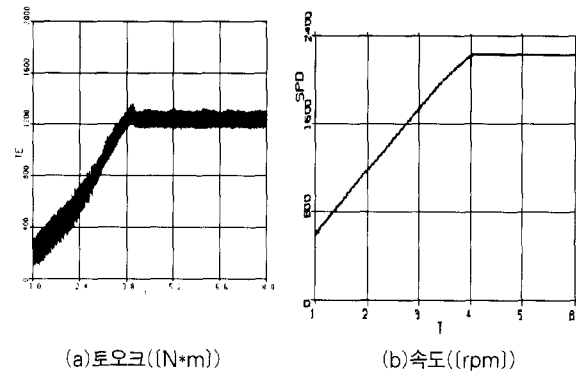


그림 11 변조지수 보상 / 동기 PWM의 시뮬레이션 결과
Fig. 11 Simulation results for modulation index compensated / synchronous PWM

따라서 펄스 수가 15이하인 영역에서의 PWM은 기본주파수와 스위칭 주파수가 동기를 이루어야 하고 과변조에 의한 부족전압 보상을 해야 함을 알 수 있는데, 본 논문에서 제안

한 과변조 시 변조지수 보상 / 최적 동기PWM 기법이 효과적임을 알 수 있다.

5. 축소실험 결과

5.1 실험 장치 및 조건

사용된 축소 실험 장치는 정격 7.5kW, 60Hz, 220Vac 4극 유도전동기에 최대 출력전압 234Vac인 IGBT인버터 시스템을 결합한 것이다. 무부하 시 비동기, 동기, 과변조 I(OVM1), 과변조II(OVM2) 및 1 펄스 운전 시의 출력 선간 전압 FFT 파형 및 상전류 파형 / 상전류 FFT파형을 측정하였다. 운전조건을 무부하로 한 것은 DC link 전압의 변동률 최소화하기 위한 것인데 이것은 출력전압과 동기화 정도를 보는데 아무 문제가 없다. 계측 장비는 PM3300의 PWM mode로 설정하여 측정하였고 torque boost는 1%로 설정하였다.

5.2 실험 결과

이상의 조건에서 출력전압/고정자 주파수는 이론적으로 3.66이 된다.

따라서 선형영역인 1500(rpm)(50Hz)에서 출력선간전압은 183(V), 과변조 영역 I(OVM 1)인 1700(rpm)(56.7Hz)에서 출력전압은 약 207.8(V), 1750(rpm)(58.3Hz)에서 약 213.9(V), 과변조 영역 II(OVM 2)인 1850(rpm)(61.8Hz)에서 226.2(V), 1펄스 운전 영역의 시작 속도인 1914(rpm)(63.8Hz)에서 출력전압은 234(V)가 되어야 한다.

다음 그림 12-16에 이상의 각 영역에서의 선간전압의 FFT 분석 파형을 나타내었고 그림 17에서 보듯이 최대 0.47%의 오차로 출력전압 선형성을 입증하였다.

5.2.1 각 영역별 선간전압 FFT 측정

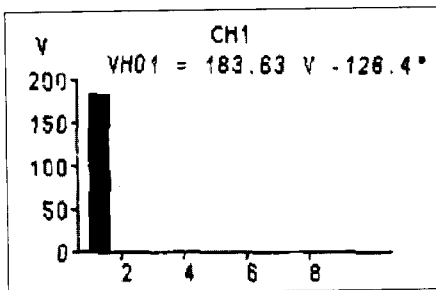


그림 12 선형영역/비동기(1500(rpm)) 시 출력 선간전압의 FFT 분석
Fig. 12 FFT analysis output voltage in linear region (1500(rpm))/asynchronous modulation

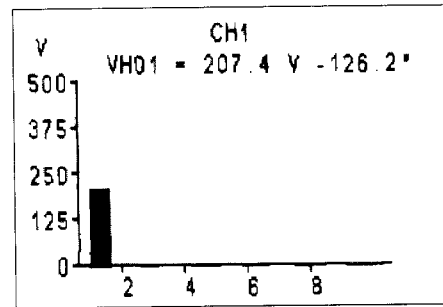


그림 13 선형영역/동기(1700(rpm)) 시 출력 선간전압의 FFT 분석
Fig. 13 FFT analysis of output voltage in linear region (1700(rpm))/synchronous modulation

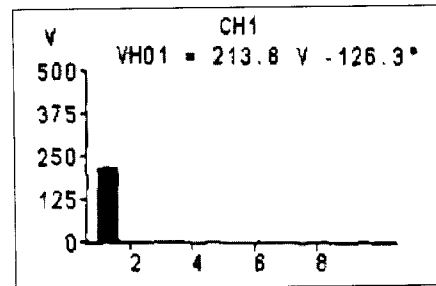


그림 14 과변조영역/동기(1750(rpm)) 시 출력 선간전압의 FFT 분석
Fig. 14 FFT analysis of output voltage in OVM1 region (1750(rpm))/ synchronous modulation

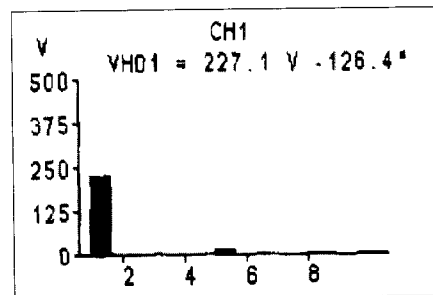


그림 15 과변조영역II/동기(1850(rpm)) 시 출력 선간전압의 FFT
Fig. 15 FFT analysis of output voltage in OM2 region (1850(rpm))/synchronous modulation.

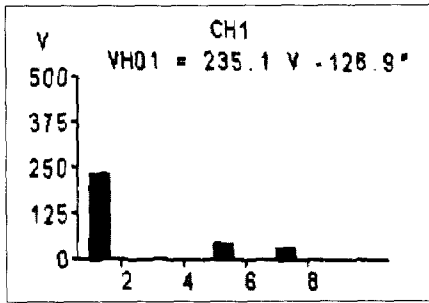


그림 16 1-펄스운전 시(1914(rpm)) 출력 선간전압의 FFT
 Fig. 16 FFT analysis of output voltage in 1-pulse operation region(1914(rpm))

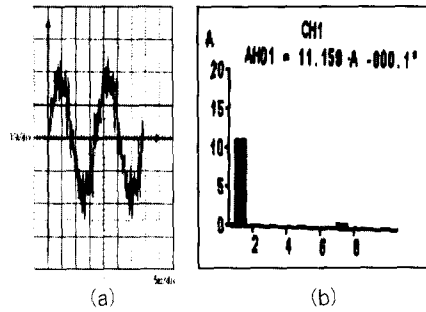


그림 19 선형영역/동기(1700(rpm)) 시 상전류 파형 (a)과 출력 선간전압의 FFT(b)
 Fig. 19 Phase current form(a) & FFT of output voltage(b) in linear region/synchronous modulation

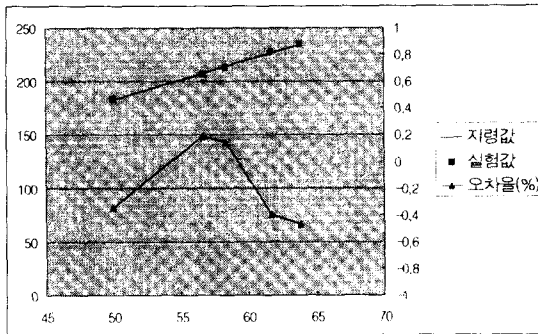


그림 17 출력전압의 이론치, 실험치 및 오차율
 Fig. 17 Theoretical & experimental values of output voltage and their relative error(%)

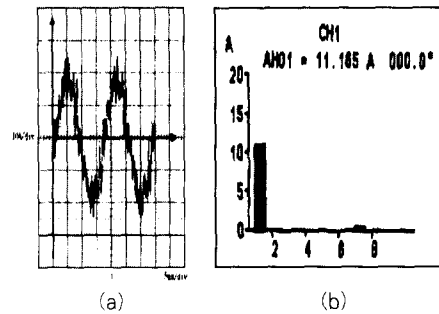


그림 20 과변조영역/동기(1750(rpm)) 시 상전류 파형 (a)과 출력 선간전압의 FFT(b)
 Fig. 20 Phase current form(a) & FFT of output voltage(b) in OVM1 region/synchronous modulation

5.2.2 각 영역별 상전류 파형 및 FFT 측정

또한 부하조건이 무부하이므로, 출력전압의 완전 선형성을 입증하기 위해서는 상전류 기본파의 크기가 전 주파수 영역

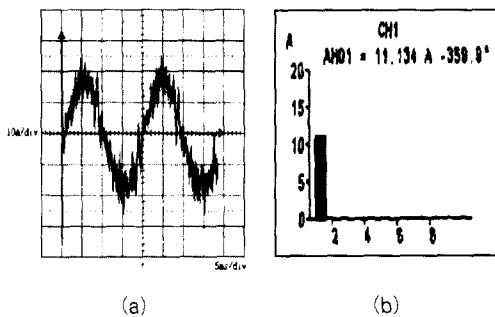


그림 18 선형영역/비동기(1500(rpm)) 시 상전류 파형 (a)과 출력 선간전압의 FFT(b)
 Fig. 18 Phase current form(a) & FFT of output voltage (b) in linear region/asynchronous modulation

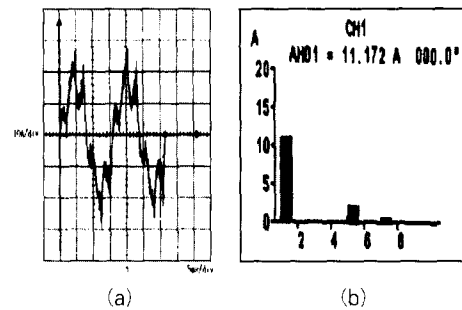


그림 21 과변조영역II/동기(1850(rpm)) 시 상전류 파형(a)과 출력 선간전압의 FFT(b)
 Fig. 21 Phase current form(a) & FFT of output voltage (b) in OVM2 region/synchronous modulation

에서 거의 일정해야 한다. 그림 18-22에 각 영역의 상전류 파형과 이것의 FFT파형을 보였는데, 상전류 기본파의 일정함을 확인 할 수 있다.

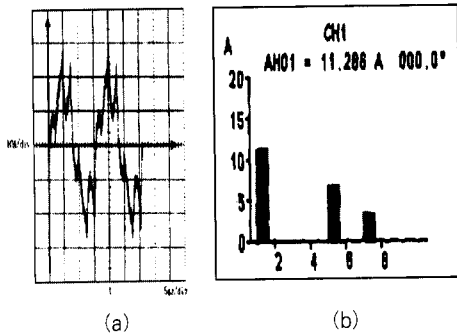


그림 22 1 펄스 운전 시(1914(rpm)) 상전류 파형(a)과 출력 선간전압의 FFT(b)
 Fig. 22 Phase current form(a) & FFT of output voltage(b) in 1 pulse operation(1914(rpm))

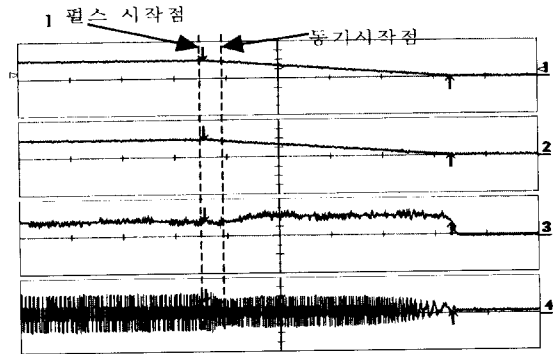


그림 24 7.5kW 유도전동기 무부하시 1920 → 0 (rpm) 감속 실험 (1:속도지령, 2:실속도, 3:실토크, 4:상전류)
 Fig. 24 Deceleration test in no load of 7.5kW induction motor from 1920 to 0(rpm)(1:speed reference, 2:measured speed, 3:measured torque, 4:phase current)

5.2.3 가/감속 실험

저속 비동기/선형영역에서부터 고속 1펄스 운전까지 그리고 다시 고속에서 저속으로 가/감속 운전을 통해 동기가 발생하는 순간과 1 펄스 운전까지의 가/감속 시의 실속도, 실토크 그리고 상전류 변화를 보았다. 그림 23-24에서 보듯이 동기 시작점에서 1 펄스 운전까지, 그리고 1 펄스 운전에서 동기 시작점까지의 실속도, 실토크 및 상전류의 변화는, 기존 GTO의 경우 펄스 수 절체 순간 급격히 변화하는 것과는 달리, 완만한 것을 확인할 수 있다.

보상함으로써, 인버터 출력전압의 기본파 크기를 저속 선형영역에서 고속 1펄스까지 선형적으로 증가하게 만들 수 있었다. 실제 모델을 대상으로한 시뮬레이션 결과와 축소모델 실험 결과는 이론과 잘 일치한다. 또한 고압IGBT를 쓰는 도시형 전철의 고유한 스위칭 주파수에 적합한 동기PWM 전략을 이 과 변조 기법과 합성할 때 즉, 과변조 이전의 선형 영역까지는 비 동기 PWM을 하고, 이후 과변조 영역 전후에서부터 동기 PWM으로 변조함으로써 전압 리플 및 토크 리플을 최소화하고 출력전압 기본파의 선형성과 상전류의 완만한 변화를 보장함을, 시뮬레이션과 축소실험을 통해서 확인할 수 있었다.

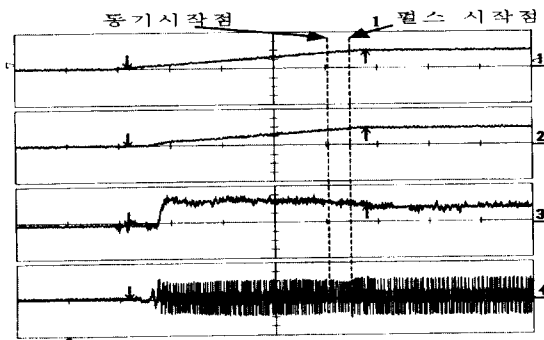


그림 23 7.5kW 유도전동기 무부하시 0 → 1920 (rpm) 가속 실험 (1:속도지령, 2:실속도, 3:실토크, 4:상전류)
 Fig. 23 Acceleration test in no load of 7.5kW induction motor from 0 to 1920(rpm)(1:speed reference, 2:measured speed, 3:measured torque, 4:phase current)

본 연구는 1997-98년도 한국철도기술연구원의 부분적 재정 지원에 의하여 이루어진 연구로서, 관계부처에 감사 드립니다.

참고 문헌

- [1] 건설교통부, 표준전동차 기본설계, 1997.
- [2] J. Holtz, "Pulsewidth Modulation-A Survey", IEEE Trans. on IE, vol.39, no.5, pp.410~420, 1992.
- [3] J. Holtz, "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.
- [4] 김상훈, "PWM인버터의 출력전압 향상을 위한 과변조 방법", 전력전자학회지, 제4권, 제1호, pp.13~18, 1999.
- [5] R. J. Kerkman et al., "Operation of PWM voltage source-inverters in the overmodulation

6. 결 론

도시철도용 IGBT 인버터의 과변조 영역에서 발생하는 전압부족분을 과변조 영역에서 Min/Max PWM의 변조지수를

- region", IEEE Trans. on IE, vol.43, no.1, pp. 132~141, 1996.
- [6] 이지명, 이동춘, "공간벡터 PWM에서 과변조시 출력 전압의 선형화 및 고조파 분석", 전력전자학회지, 제3권, 제2호, pp.118~124, 1998.
- [7] 황재규, "3상모타의 펄스폭 변조방법", LG산전 특허, 출원 No. 94-8604, 1994.
- [8] V. Blasko et al., "Analysis of Hybrid PWM based on Modified Space Vector and triangle Comparison methods", Proceedings IAS Conference, pp. 947~955, 1996.
- [9] Hiroshi Mochikawa, Tatsuya Hirose, Taki Umemoto, "Over-Modulation Control method of Voltage Source Three-Phase PWM Inverter", 일본전기학회 산업응용부문 전국대회 논문지, pp. 466~471, 평성3년(1991년).
- [10] B. K. Bose, Power Electronics and AC Drives, Englewoods Cliffs : Prentice-Hall, 1986.

〈 저 자 소 개 〉



강기호(姜基好)

1961년 2월 12일생. 1985년 서울대학교 전기공학
학과 졸업(학사). 1987년 동 대학원 졸업(석사).
1996년 INPG (불 Grenoble 공대) 졸업(공학박
사). 1988년~1991년 과학기술연구원(KIST)
연구원. 1996년~현재 LG산전 중앙연구소 전력

전자팀 책임연구원.



김영민(金英珉)

1967년 3월 5일생. 1989년 한양대학교 전기공학
과 졸업(학사). 1991년 동 대학원 졸업(석사).
1991년~현재 LG산전 자동화사업부 선임연구원.