전동차용 IGBT형 추진제어장치의 개발

정만규*, 이광주,방이석,송석현,서광덕
현대중공업(주) 전력전자연구실

A Propulsion Control System of IGBT Type for Electric Car

M.K.Jeong, K.J.Lee,L.S.Bang,S.H.Song,K.D.Seo
Hyundai Heavy Industrial Co.,Ltd.
Power Eletronics R&D Dept.

Abstract

This paper presents a propulsion control system for electric car to improve traction capability. The presented VVVF inverter was composed of as IGBT and the controller was full digitalized by using 32bit DSP. The improved PWM algorithms was adapted to improve traction characteristics. The system could be possible the higher reliablity, compact, light, low cost and flexbility.

1. 서론

최근 산업의 발달과 생활범위의 확대로 운송시스템에 대한 수요가 급격히 증대하고 있다. 그러나 물류이동에 필요한 여러 가지 제반 시설은 이를 충족시키지 못하고 있다. 이로 인해 현재 국내의 물류수송 효율은 최악의 상황에 처해 있다. 이로써 대용량의 수송능력을 갖이며 정확한 수송시간을 보장하는 철도차량 운송 시스템에 대한 수요는 급격히 증가하게 되었다. 따라서 이에 대비코저 많은 신규노선을 계획하고 증설중에 있다. 이와 아울러 신설되는 노선에 대해서는 시스템 효율의 극대화를 위해 노선별로 고속전철, 지하철, 경전철 및 자기부상열차 시스템등 여러 가지 방식으로 적용이 검토중에 있다. 이러한 전동차량의 수요증대는 궁극적으로 그와 관련한 기술의 증대를 필요로 한다. 그러나 현재 국내에서는 이러한 수요에 대비한 실질적인 기술력의 확보가 부족한 상태에 있고, 따라서 수요의 대부분은 국외의 기술에 의존하고 있다. 이로 인해 국내 전동차량 시스템은 노선별로 제각기 다른 시스템으로 구성되어 있다. 그에 따라 일괄된 운영기술 및 유지보수 방법이 없어 현재 많은 어려움이 있다. 따라서 최근 주요기관과 산업계가 중심이 되어 국내전동차량의 기술자립을 위한 연구가 활발히 진행되고 있다. 이미 GTO형 VVVF 인버터는 개발에 성공하여 기초 성능시험과 현차시험을 마쳤다. 이를 토대로 본 연구는 국내의 기하 급수적인 전동차량의 수요 증대와 추세에 있는 IGBT형 VVVF 인버터를 개발하였다. 개발되어진 교류방식의 전동차량 추진시스템은 완전 국내기술로 설계제작 되었고, 기초 기능 성능시험을 성공적으로 마쳤다. 따라서 우리 실정에 맞는 전동차량 시스템의 추진시스템의 구축과 유지보수성 그리고 앞으로의 성능변경 용이 및 확장 편리성을 카질 수 있게 될 수 있을 것이다.

2. 시스템의 구성

본 논문에서 소개될 추진용 인버터는 표 1.과 같은 사양으로 개발되었다. 그림1.은 IGBT형 추진제어 시스템의 구성도이다. IGBT는 GTO Thyristor에 비해 표2.와 같은 특징을 갖는다. 따라서 본 연구에서 시스템의 저소음화, 고효율화 및 경량화를 목적으로 전력용 반도체는 IGBT를 사용하였다. 그림2.는 개발된 구동회로와 사용된 3300V / 1200A 용량의 IGBT의 외관이다. 구동회로는 소자를 보호하기 위하여 저전압 및 과전류 검지회로를 구성하였다. 그림3.은 개발된 반도체 스택의 외관이다. 반도체 스택은 유지보수의 편리성을 위해 Heat-Pipe을 이용한 자연냉각방식을 적용하여 이를 상별로 구성하였다. 추진시스템은 경량화와 간략화를 목적으로 견인전동기 4대를 일괄제어하는 방식을 채택하고 있다. 그림4.는 개발된 IGBT형 인버터의 전면,후면 외관사진이다. Control Rack은 견인전동기의 분리제어시의 견인력 제어특성과 최신 견인력 제어기법을 적용하기 위해 고성능 Digital Signal Processor인 32bit의 TMS320C31를 주 제어 프로세서로 적용하였다[1]. 그리고 이러한 프로세서는 멀티로 운영되어 서로 감시 운영 및 업무의 분담을 하며, 완전히 디지털화된 간략한 제어기 구성과 더불어 시스템의 고장율을 줄여 고 신뢰성의 시스템이 되도록 하였다. 그리고 시스템에 대한 사람들의 접근을 용이하게 하기 위해 PC와의 간단한 RS232 통신을 통해 정보를 알 수 있게 한 편리한 맨-머신 인터페이스 기능을 가지게 함으로써, 정차시 뿐만아니라 운행중에도 시스템의 모든 상황을 감시하고 전달할 수 있도록 하여 시스템의 유지보수성을 한층 증대시켰다.

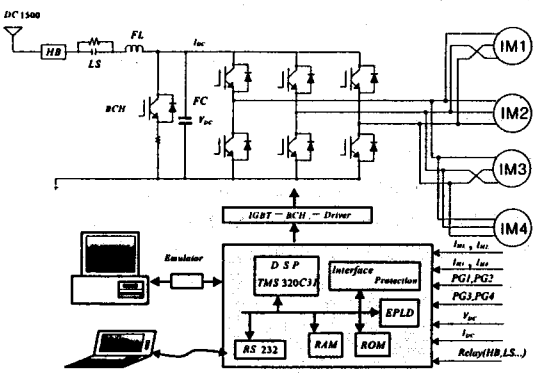


그림 1. IGBT형 추진제어시스템의 구성도

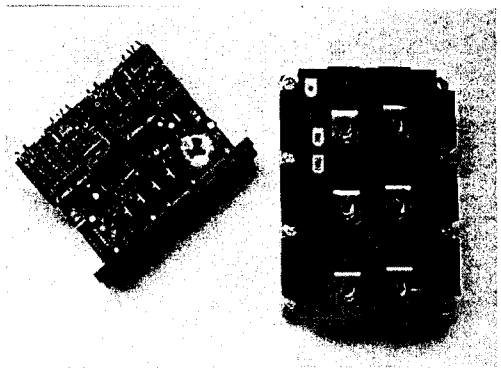


그림 2. 구동회로와 IGBT(3300V/1200A).

표1. 시스템 사양

분 류		내 용
시스템구성	견인시스템 구성	1C4M 일괄제어
	시스템 구성	전압형 IGBT 인버터
	용량	1600 kVA
	입력전압	DC 900V ~ 1950V
	냉각시스템	자연냉각 Heat-Pipe방식 상별구성
제어	제어기	32Bit DSP TMS320C31
	제어방식	순시전인력제어
	점착제어	추정점착력이용 2차지수제어
편리한 MMI		RS232를 이용한 상태감시

표2. GTO와 IGBT의 특성비교

분류 \ 소자		GTO	IGBT
최대용량		6000V, 4000A급	3300V, 1200A급
PWM방식		2, 3레벨 적용 가능	2, 3레벨 적용 가능
최대 스위칭 주파수 (대용량 시스템)		500Hz 이하	1kHz 이하
냉각방식		자연/강제 냉각 보통	자연/강제 냉각 우수
저소음화		보통, 65 db 이상	우수, 65 db 이하
고효율화		우수, 90%이상	우수, 95%이상
소형, 경량화		보통	우수
에너, 고조파성분 감소		보통	우수
유지, 보수 용이성		불리	우수
구동회로	구동 방식	전류 구동형 소자	전압 구동형 소자
	회로 구성	복잡 대형 전력손실 大	간단 소형 전력손실 小
	di/dt, dv/dt 억제	di/dt, dv/dt 억제회로 필요 (스너버회로, Anode reactor)	구동회로내 Rg_On, Rg_Off 로 가능
	스너버 회로	필요	불필요
	최소 Turn On/ Off 시간	스너버 시정수의 3~5배 (100㎲ec)	없음 (대용량10㎲ec)

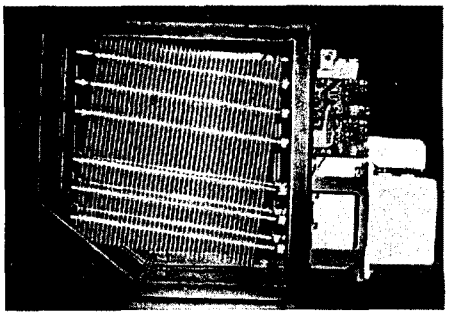
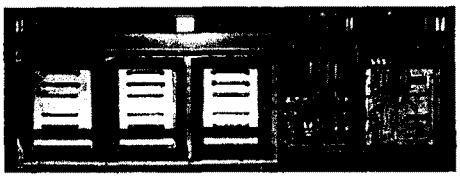


그림 3. IGBT 반도체 스택



(a) IGBT인버터 전면사진

(b) IGBT인버터 후면사진

그림4. IGBT형 VVVF 인버터

3. PWM 알고리즘

종래의 전동차용 인버터에서는 GTO Thyristor을 사용해 왔다. 그래서 GTO Thyristor의 턴온,턴오프시간의 보장을 위해서 인버터주파수가 저주파영역(30Hz이하)에서는 공간벡터방식을 사용하였고, 고주파영역(30Hz이상)에서는 5펄스, 3펄스, 광역3펄스, 1펄스모드을 이용하는 Optimal PWM 방법을 사용하였다.[2] 이러한 방식은 스위칭의 기어현상을 초래하여 스위칭 소음을 발생하였다. 또한 모드변화시 전류의 점핑 현상이 발생하여 전동차의 샤프트에 무리를 주고, 쩌크(Jerk)현상을 유발하는 요인이 되었다. 그러나 IGBT를 이용하면 저주파, 고주파 영역에서 저주파 동기 공간벡터방식을 이용해 전압의 연속제어가 가능하기 때문에 스위칭 기어현상을 없애고, 쩌크(Jerk)현상을 초래하지 않아 안락한 승차감을 준다.

전동차용 인버터에서는 모터의 용량을 최대한 이용하기 위해 1펄스모드영역(6step)의 전압파형을 사용한다. 그러므로 공간벡터방식에서 1펄스모드영역으로 출력전압이 선형적으로 출력되어야 한다. 출력전압이 선형적으로 출력되기 위해서는 과변조 모드1, 모드2을 거쳐 1펄스모드 영역으로 절체한다[3]. 과변조 기법은 출력 상전압에 대한 퓨리에 급수식을 전개함으로써 유도된 보상각 α_c와 정류각 α_p를 이용하여 과변조 전 구간에서 변조지수에 대한 출력전압의 선형 특성을 얻는다. 다음과 같이 정의되는 변조지수에 따라

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

과변조 영역은 두 가지 모드로 나누어지며, 여기서 V^*는 기준 상전압이다.

모드1 : $0.906 < M_i < 0.955$

모드2 : $0.955 < M_i < 1.0$

3.1. 과변조 모드1 [3]

원하는 기본파 성분을 주는 전압파형을 푸리에 급수로 전개한 다음 이 식으로부터 각 변조지수에 대한 보상각 α_c 를 구한다. 이 보상각을 이용하여 일부 구간에서 출력하지 못한 전압을 출력 가능한 구간에서 보상한다. 이때 변조지수와 보상각과의 관계는 식 (2)와 같다.

$$Mi = \frac{2}{\sqrt{3}}\left[\frac{1}{\sqrt{3}}\left\{\frac{9}{2\pi}(1+\sqrt{3}\,\alpha_c)\cos\alpha_c + \left(\frac{9}{2\pi} - 3 - 9\frac{\sqrt{3}}{2\pi}\right)\sin\alpha_c\right\} + \frac{3}{2}\alpha_c\right] \quad (2)$$

이 보상각 α_c를 이용한 새로운 기준전압 V_c^*는 식 (3)과 같다.

$$V_c^* = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}\cos(\frac{\pi}{6} - \alpha_c)} \quad (3)$$

식(3)로 부터 공간벡터 PWM을 적용하여 새로운 스위칭 시간을 계산한다.

3.2 과변조 모드2 [3][4]

과변조 모드1에서 변조지수 M_i가 0.955 이상이 되면 출력전압의 궤적은 육각형을 통과하는 원을 그리게 된다. 따라서 보다 큰 전압의 발생을 위해서는 출력벡터가 일정한 시간 동안 육각형의 정점에 머물러야 한다. M_i가 증가하면 6각형의 정점에 머무는 시간은 길어지고 변을 따라 이동하는 시간은 줄어든다. M_i가 1 이상이 되면 결국 1펄스를 출력하게 된다. 이때 M_i와 정점에 머무는 정류각 α_h과의 관계식은 퓨리에 급수를 전개하여 구하면 식(4)와 같다.

$$M_i = \frac{\sin(\frac{\pi}{6} - \alpha_h)}{\frac{\pi}{6} - \alpha_h} \quad (4)$$

이 α_h에 따라 공간벡터의 삼각형을 세 구간으로 나누고, 식(5)처럼 기준전압벡터의 보정된 위상각 α_p를 구해 스위칭 시간을 결정하게 된다.

$$\alpha_p = \begin{cases} 0 & , \ 0 \le \alpha < \alpha_h \cdots\cdots 1\text{구간} \\ \dfrac{\alpha - \alpha_h}{\frac{\pi}{6} - \alpha_h}\dfrac{\pi}{6} & , \ \alpha_h \le \alpha < \dfrac{\pi}{3} - \alpha_h \cdots 2\text{구간} \\ \dfrac{\pi}{3} & , \ \dfrac{\pi}{3} - \alpha_h \le \alpha \le \dfrac{\pi}{3} \cdots 3\text{구간} \end{cases} \quad (5)$$

여기서, α 는 기준전압벡터의 위상각이다.

3.3 저주파 스위칭 제어기법

과변조 모드1,2에 의한 PWM기법은 일반적으로 스위칭주파수가 3[kHz] 이상으로 스위칭될 때 용이하게 적용할 수 있다. 그러나 스위칭주파수가 저주파수일 경우 과변조 모드 1,2에서 PWM출력전압 파형이 2분파 대칭 되지 않아 전동기의 플럭스가 흔들리는 현상이 발생한다. 대용량의 IGBT는 500~1000[Hz]의 스위칭주파수를 갖는다. 그렇기 때문에 저주파 스위칭을 하면서 PWM출력전압 파형이 2분파 대칭이 되도록 저주파 동기 공간벡터방식을 제안한다. 이때의 샘플링 주기 T_s는 식(6)과 같다.

$$T_s = \frac{1}{2 \cdot f_{inv} \cdot N} \quad (6)$$

여기서 f_{inv}은 인버터주파수, N은 인버터주파수 반주기의 펄수 갯수이다.

M_i가 0.56미만에서는 비동기 공간벡터방식을 적용하고 그 이상에서는 동기 공간벡터방식을 적용하여 저주파수의 스위칭이 가능 하도록 하였다.

식(2),식(3) 및 (4)는 실제구현에 어려움이 있으므로 M_i에 대한 기준전압과 정류각의 3차함수로 최소자승법을 써서 근사화하면 식(7)과(8)로 표현할 수 있다.

$$V_c^* = V_{dc} \cdot [1000 \cdot (0.6094\ M_i^3 - 1.7153\ M_i^2 + 1.6106\ M_i + 0.5039) - 1007.742] \quad (7)$$

$$\alpha_h = 10000 \cdot (0.7966\ M_i^3 - 2.3190\ M_i^2 + 2.2508\ M_i - 0.7284) + 0.5312 \quad (8)$$

식(8)을 식(5)에 대입하여 기준전압벡터의 보정된 위상각 α_p을 구한다. IGBT의 최소 턴온타임을 고려하면 M_i가 0.970에서 1펄스모드 영역으로 절체된다. 그림5.는 제안된 저주파 동기 공간벡터변조 방법에서의 스위칭모드 및 스위칭주파수를 나타낸다.

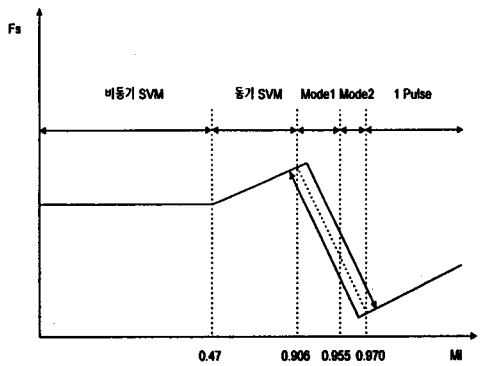


그림 5. M_i에 대한 스위칭모드 및 스위칭주파수

4. 실험결과

앞에서 제시한 저주파 동기 공간벡터변조법을 수부하, R-L부하 및 200kW 전동기 부하에 적용하여 기초성능 시험 및 PWM 모드절체 시험을 하였다. 전동기 부하는 1C4M으로 구성하였다. 비동기 공간벡터변조영역에서 스위칭 주파수을 360[Hz]로 하고 M_i가 0.47이상에서 저주파 동기 공간벡터변조영역으로 절체가 되도록 하였다. 인버터주파수 반주기의 펄수갯수 N을 9로 하여 최대 스위칭 주파수는 500[Hz]을 넘지 않도록 하였다.

그림6.은 동기 공간벡터변조 방식에서 동기 과변조 모드1로 절체 될 때의 선간전압과 전류파형이다. 모드절체가 부드럽게 됨을 볼 수 있다. 그림7.은 동기 과변조 모드1에서 동기 과변조 모드2로 절체시 선간전압과 전류파형이다. 그림8.은 동기 과변조 모드2에서 1펄스모드로 절체시 선간전압과 전류파형이다. 모두 전류의 불연속성 없이 모드절체가 이루어졌다.

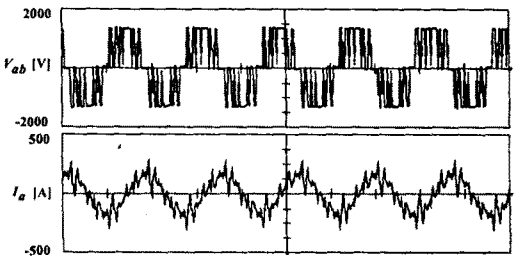


그림 6.동기변조와 과변조모드1의 절체파형

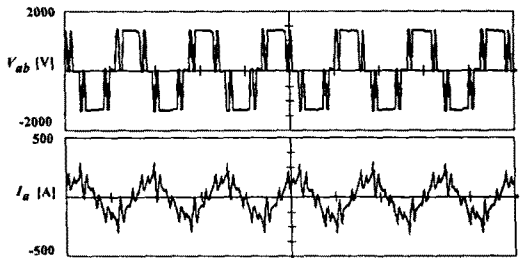


그림 7. 과변조모드1과 모드2의 절체파형

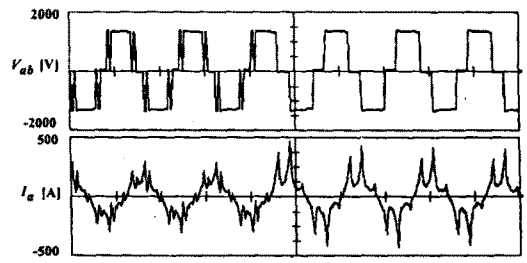


그림 8. 과변조모드2와 1펄스 모드의 절체파형

5. 결론

본 연구에서는 철도차량용 추진제어장치에 IGBT형 인버터를 사용하고, 새로운 저주파 동기 공간벡터변조방식을 적용하여 대용량 IGBT형 인버터을 비동기모드에서 동기 1펄스(6 step)모드 영역까지 자연스러운 절체로 PWM모드 절체시 발생하는 스위칭 기어현상을 제거해 저소음화, 전동기의 고효율화 및 60%의 경량화를 이룰 수 있었다. 또한 32bit DSP TMS320C31을 이용하여 제어기를 완전 디지털로 구성함으로써 신뢰성을 한층 증대시켰고, 1C4M의 일괄제어로 견인부의 경량화 및 시스템의 간략화를 이루었다. 그리고 간단한 통신기법을 이용한 편리한 맨-머신 인터페이스 기능을 확보함으로써 시스템의 유지보수의 편리를 도모하였다. 앞으로 고속전철용 GTO형 인버터에도 저주파 동기 공간벡터방식을 적용할 수 있을 것이다.

향후 연구과제는 관성부하 및 현차시험을 통하여 IGBT형 추진제어장치의 성능평가을 계획하고 있다.

참고문헌

[1]Texas Instrument, TMS320C3X user's guide, 1990

[2]정기찬,방이석,김두식,서광덕,김남해,"전동차용 고성능 AC구동 시스템의 개발", " '96대한전기학회 하계학술대회 논문집" , pp278-280

[3]이지명,이동춘,최종우,"PWM인버터의 과변조 제어기법",Trans. KIEE. Vol. 46. No.5. , pp712-719, MAY. 1997.

[4]J.Holtz,W.Lotzat,and A.M. Hhambadkone,"On Continuous Control of PWM Inverter in the Overmodulation Range Including the Six-step Mode",IEEE Trans. on PE, Vol. 8,No.4, pp.546-553,1993.