

## 도시형 자기부상열차 적용을 위한 추진제어장치의 개발

이은규\* 김형철\* 송영신\* 최재호\*\*  
 \*(주)우진산전 \*\*충북대학교 전기전자 공학부

### Development of propulsion system for the Urban Transit Maglev System

Eun Kyu Lee\*, Hyung Chul Kim\*, Young Sin Song\*, and Jae Ho Choi\*\*  
 \*WooJin Ind. System Co. Ltd \*\*Chungbuk University

#### ABSTRACT

In this paper, traction system for urban transit maglev system is proposed. Using vector control strategy to control magnitude and frequency of output voltage transiently is general. But in case of traction system for railway vehicle, it is impossible that adapt vector control because there is one-pulse mode in a high speed region. So this paper proposes the control strategy using vector control in a low speed region and slip frequency control in a high speed region. And also proposes overmodulation method that makes to change in one-pulse mode softly. The performance of traction system will be verified by simulation results using ACSL.

#### 1. 서 론

광역화된 대도시의 중요한 교통수단으로서 오랫동안 지하철이 이용되어져왔다. 그러나 중전철로 불리는 지하철의 운영을 위해서는 막대한 건설비가 소요되어 결국 그 운영당사자의 적자를 누적시키는 결과를 초래했다. 따라서, 지방자치제의 체제하에서 대도시의 교통량을 해결하며 동시에 건설비를 줄이려는 목적으로 최근에는 경량전철에 대한 관심이 높아지고 있으며 경량전철의 한 방식으로 안락한 승차감과 차량운행시 낮은 소음 등을 이유로 자기부상열차는 하나의 대안으로 주목받고 있다.

전동차에 사용되는 견인전동기는 높은 견인력과 속도 특성이 요구되며 이 특성에 적합하도록 제어하기 위해서 견인전동기 특성에 따라 다양한 제어시스템이 연구, 적용되어져왔다. 이와 같은 견인전동기로서의 유도전동기를 제어하는 방식으로 쉽게 그리고 보편적으로 사용되어

져 왔던 슬립주파수 제어방식은 전동기의 순시전류와 순시 토크를 제어할 수 없기 때문에 특히 고속의 철도차량에서 궤과 레일 사이에 슬립으로 인해 속도가 발산되는 현상을 억제하지 못했다.<sup>[1]</sup> 이러한 단점을 극복하기 위해 사용된 벡터제어 기법은 직류전동기의 경우와 같은 방법으로 자속분과 토크분의 전류를 독립적으로 제어하는 것을 가능하게 하여 순시적인 토크응답을 제공하므로 견인전동기의 순시토크제어에 아주 적합한 제어기법이라고 할 수 있다. 그러나 DC link 단의 전압을 최대한으로 이용하기 위한 1펄스 모드에서는 출력전압의 크기는 DC 링크 전압에 의하여 결정되므로 전압의 크기와 위상을 순시적으로 제어하는 벡터제어는 더 이상 사용할 수 없게 된다.

따라서, 본 연구에서는 저속에서 벡터제어를 사용하고 고속에서 슬립주파수제어를 사용하는 제어 기법을 소개한다. 또한 1펄스 모드로 부드럽게 진입하도록 하기 위한 과변조 기법을 제시한다. 제안된 제어기법은 ACSL을 이용한 시뮬레이션으로 그 효용성을 확인하였다.

#### 2. 전력변환기의 구성 및 제어원리

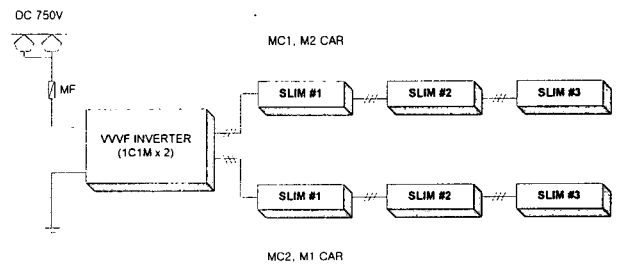


그림 1 자기부상열차의 추진시스템의 구성  
 Fig. 1 A traction system of the urban transit maglev system

그림 1은 자기부상열차의 추진 시스템의 구성을 보여준다. 자기 부상 열차는 궤도에서 부상하여 주행하므로

바퀴식 열차에서 사용하는 회전형 전동기는 사용할 수 없다. 따라서 본 연구에서는 기계적인 접촉부분이 없이 직접 추진력이 발생하는 추진용 편측식 선형유도전동기 (Single Sided Linear Induction Motor)를 적용하였다. 선형유도전동기는 회전형 전동기를 잘라 펼쳐놓은 것과 같으며 힘을 발생하는 원리는 같다.<sup>[2]</sup>

그림 1에서와 같이 차량은 MC1, MC2의 2편성으로 구성되어 있고 각 차에 SLIM이 1개씩 설치된다. VVVF 인버터는 각 차의 SLIM을 1개의 인버터가 1개의 전동기를 제어하는 1CIM의 형식으로 구성되어 있다. VVVF 인버터의 주회로도도 그림 2와 같다.

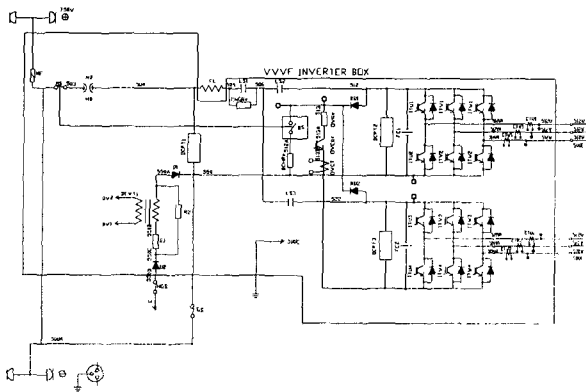


그림 2 자기부상열차 구동시스템의 주 회로도  
Fig. 2 A main circuit diagram of the traction system

직류 평활용 리액터와 각종 보호동작을 위한 고속차단기(HSCB(High Speed Circuit Breaker)와 전자접촉기 등을 거쳐 DC 750[V]의 가선전압이 각 인버터의 DC link 단에 공급되며 제어기는 각각의 SLIM을 개별적으로 제어한다.

## 2.1 벡터제어 기법

출력전압의 선형제어가 가능한 저속영역에서는 정밀한 순시 토크 제어를 위하여 벡터제어를 적용하였다. 벡터제어는 회전자 자속각을 추정하여 제어하는 직접벡터제어를 사용하였다. 그림 4는 견인 전동기 구동시스템을 위한 벡터제어 블록도를 보여준다.

토크 지령치와 자속지령치는 SLIM의 특성과 그림 3의 운전 특성을 고려하여 각 속도에 따라 미리 계산된다. 이 계산된 값으로부터 유도전동기의 전압방정식과 자속방정식을 이용하여 토크분 전류와 자속분 전류 지령치를 얻어낸다. 전류 지령치는 피드백된 전류와 비교하여 동기좌표계상에서 PI전류제어기로서 제어되며 정밀한 제어를 위하여 전향보상(Feedforward)을 이용하였다. 동기 좌표계 변환을 위한 회전자의 자속각은 전류모델과 전압모델을 결합한 자속 추정방법을 사용하였다.<sup>[3]</sup>

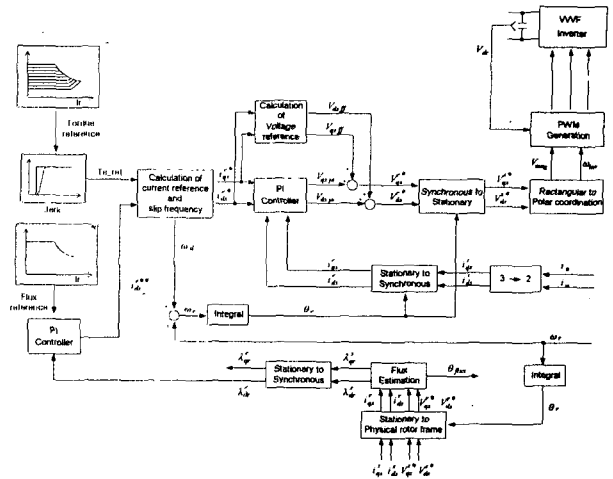


그림 3 벡터 제어 블록도  
Fig. 3 Block diagram of the vector controller

동기 좌표계상에서 구현된 그림 3의 제어기에서 피드백된 상전류  $i_u, i_w$ 는 정전류 제어를 위해 PI 제어기를 거친다. PI제어기를 거친 항을 각각  $V_{ds\pi i}$ ,  $V_{qs\pi i}$ 라 하면 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$v_{ds\pi i} = K_p(i_{ds}^{e*} - i_{ds}^e) + K_i \int (i_{ds}^{e*} - i_{ds}^e) dt \quad (1)$$

$$v_{qs\pi i} = K_p(i_{qs}^{e*} - i_{qs}^e) + K_i \int (i_{qs}^{e*} - i_{qs}^e) dt \quad (2)$$

비간섭(Decoupling)제어를 위한 전향보상항(Feed forward)은 다음 식과 같이 나타낼 수 있다.

$$v_{dsff} = R_s i_{ds}^{e*} - \omega_e L_s' i_{qs}^{e*} \quad (3)$$

$$v_{qsff} = R_s i_{qs}^{e*} + \omega_e L_s' i_{ds}^{e*} + \omega_e \lambda_{dr}^{e*} \quad (4)$$

단,  $i_{qs}^e, i_{ds}^e$  : d, q축 고정자 전류

$\lambda_{qs}^e, \lambda_{ds}^e$  : d, q축 고정자 자속

$\omega_e$  : 전기각으로 표현된 인버터 주파수

$$L_s' = L_s - \frac{L_m^2}{L_r}$$

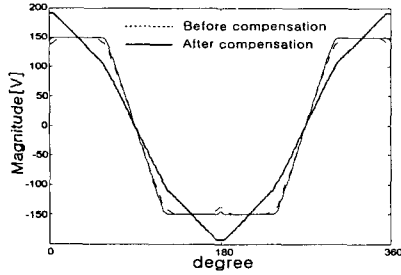
위 식 (1), (2)의 PI제어기의 출력은 식 (3), (4)의 전향보상항과 더해져 최종적으로 PWM (Pulse Width Modulation) 인버터로서 전동기를 제어하게 된다. 즉 최종적인 전압 지령치는 다음과 같은 식으로 쓸 수 있다.

$$v_{ds}^{e*} = v_{ds\pi i} + v_{dsff} \quad (5)$$

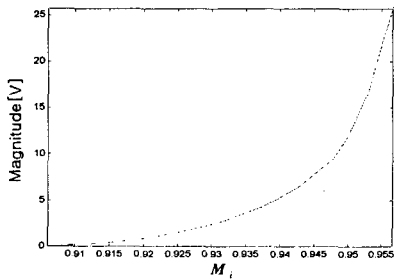
$$v_{qs}^{e*} = v_{qs\pi i} + v_{qsff} \quad (6)$$

식 (5),(6)과 같이 구해진 d축과 q축의 전압 지령  $v_{ds}^{e*}$ ,



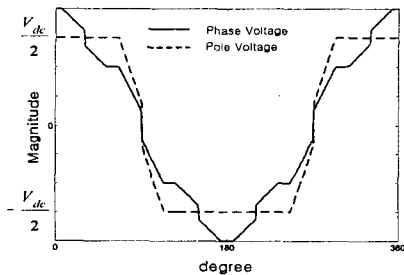


(a) 폴전압과 상전압(MI=0.951)

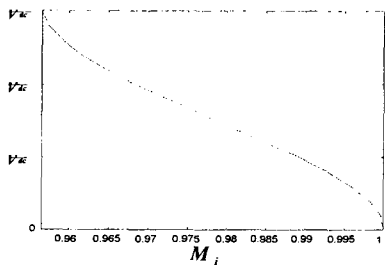


(b) 변조지수에 대한 정현파 전압의 크기

그림 5 과변조 영역 I  
Fig. 5 Overmodulation region I



(a) 폴전압과 상전압 - 영역II



(b) 변조지수에 대한 보상전압의 크기

그림 6 과변조 영역 II  
Fig. 6 Overmodulation region II

그림 5(b)는 과변조 영역 I에서 변조지수에 따라 폴 전압에 새롭게 인가한 보상전압의 피크값을 나타낸다.

과변조 영역 II ( $0.956 \leq MI \leq 1.0$ )에서는 보상전의 폴 전압의 크기에 좌우대칭으로 직접  $\pm V_{dc}/2$ 를 더하여 폴 전압을 보상하는 방법이다. 즉, 폴전압의 크기가  $+V_p$  보다 큰 구간에서는  $+V_{dc}/2$ 를 인가하고  $-V_p$  보다 작은 구간에서는  $-V_{dc}/2$ 를 좌우대칭으로 인가하여 폴전

압을 보상하는 것이다. 그림 6(b)는 보상할 폴전압의 크기를 직류단 전압의 크기로 일반화 한 것을 나타낸다. 그림 6(a)는 보상후의 폴전압과 상전압을 보여준다.

### 3. 시뮬레이션 결과

그림 7~그림 10까지는 앞서 설명했던 벡터제어와 슬립주파수제어를 적용하고, PWM방식으로는 육상전압을 이용한 공간 대칭 벡터 PWM 방식을 사용하여 시뮬레이션한 결과를 보여준다. 시뮬레이션에서 모델링된 견인 전동기는 200[kw]의 유도 전동기의 파라미터를 적용하였다.

그림 7, 그림 8은 자속분 전류와 토크분 전류의 지령치와 그 값들을 보여준다. 토크전류의 경우 지령치에 잘 추종하고 있으나 자속전류의 경우는 슬립주파수제어로 전이된 부분에서 레벨이 다소 떨어진 것을 볼 수 있다. 이것은 자속의 연속성을 유지하지 못하기 때문인데 전압대 주파수 비율의 보정이 이루어진다면 해결될 수 있다. 과변조 모드와 1펄스 모드부분에서는 펄스수의 감소로 전류의 리플이 커진 것을 볼 수 있다.

그림 9는 견인 전동기의 발생 토크와 그 지령치를 보여준다. 그림에서와 같이 토크의 지령치에 따라서 전 영역에서 잘 추종함을 알 수 있다.

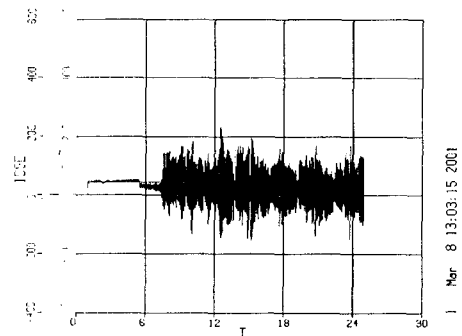


그림 7 자속전류 지령치와 자속전류  
Fig. 7 d-axis current reference and d-axis current

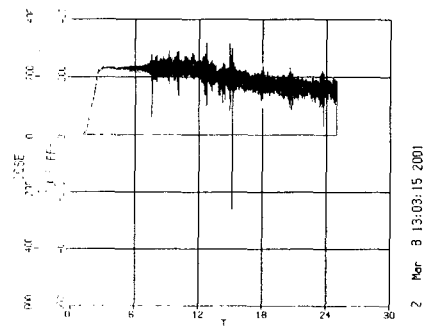


그림 8 토크전류 지령치와 토크전류  
Fig. 8 q-axis current reference and q-axis current

## 참 고 문 헌

- [1] H.J. Schwartz, R. KreBe, "Implementation of an Advanced Wheel Creep Control with Searching Strategy on a Light Rail Vehicle", *In Proc. EPE'97*, pp 3.434 - 3.438., 1997.
- [2] 한국기계연구원, "도시형 자기부상열차 실용화에 대비한 성능시험·평가기술개발", *건설교통부 보고서*, pp. 8-51, 1999.
- [3] P.L. Jansen and R.D. Lorenz, "A Physically insightful Approach to the Design and Accuracy Assessment of Flux Observers for Field Oriented Induction Machine Drives", *Proc. IEEE-IAS Annual Meeting*, October, pp. 570-577, 1992.
- [4] 김상훈, 배본호, 설승기, "벡터제어를 적용한 전동차 구동 시스템 개발", *전력전자학회 논문지*, 제6권, 제2호, pp.125-131, 2001.
- [5] Dae-Woong Chung and Seung-Ki Sul, "Minimum-Loss Strategy for Three-Phase PWM Rectifier", *IEEE Trans. on Ind. Elec.*, Vol. 46, No. 3, June. pp. 517-526, 1999.
- [6] 한대용, 김상훈, "폴전압을 이용한 SVPWM인버터의 과변조 기법", *전력전자학회 논문지* 제6권 제1호, pp. 90-98, 2001.

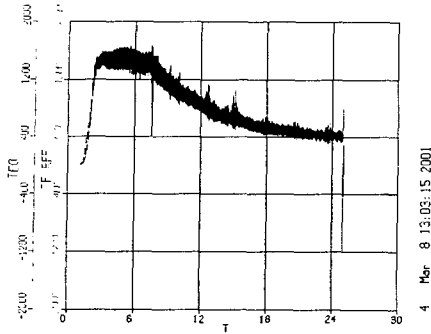


그림 9 토크 지령치와 발생토크  
Fig. 9 Torque reference and Torque

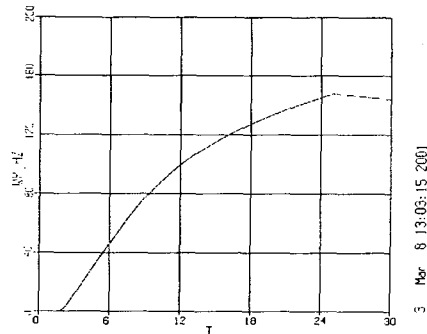


그림 10 견인 전동기의 속도(Hz)  
Fig. 10 Speed of Traction motor

그림 10은 견인전동기의 속도(Hz)를 보여준다. 이 시뮬레이션에서는 1초후에 Notch On 하였으며 25초에서 Notch Off해서 타행모드로 변환하였다. Notch On 후에는 토크 패턴은 갑작스런 변화를 없애기 위해 2초 정도 Jerk제어하여 기울기를 갖고 상승하도록 만들었다. 그림에서 알 수 있듯이 견인전동기의 속도가 원활하게 증가함을 볼 수 있다.

## 4. 결 론

본 연구에서 자기부상열차용 추진제어장치의 제어를 위한 구동시스템을 보였다. 견인전동기는 정격주파수의 약 3배의 범위까지 적용되는 운전범위를 가지고 있는 특징을 가지고 있다. 정격속도 이상에서 한정된 직류전압으로 자속을 제어해야 하므로 과변조의 기능이 있어야 하며, 1펄스에서의 제어도 필요하다. 즉 견인전동기의 구동시스템은 어떠한 속도범위에서도 전압과 주파수의 자유로운 조절이 필요하다. 따라서 본 연구에서 토오크와 자속의 일정제어를 위한 벡터제어와 고속영역에서의 토오크제어를 위한 슬립 주파수제어가 소개되었고, 전운전 영역에서의 PWM 변조방법에 대하여 설명되었다. 마지막으로 ACSL을 이용한 시뮬레이션으로서 그 타당함을 보였다.