

자기부상열차용 추진제어장치의 새로운 제어기법

New control strategy of propulsion system for
the Transit Maglev System이은규¹ · 최재호²

Eun-Kyu Lee, Jae-Ho Choi

Key Words : 직접벡터제어, 슬립주파수 제어, 1펄스모드, 과변조, PWM**Abstract**

The traction drive system for the urban transit maglev system is described in this paper. To control the magnitude and frequency of the output voltage of induction motor transiently, the vector control strategy is generally used. But in case of the traction drive system for the railway vehicle, it is difficult to use the vector control caused by the one-pulse mode in the high speed region. Therefore, this paper proposes the control strategy combined the vector control in the low speed region and the slip frequency control in the high speed region. And also, the overmodulation PWM method is discussed to make the change to the one-pulse mode softly. The performance of the proposed traction drive system is verified by the MATLAB simulation results.

1. 서 론

광역화된 대도시의 중요한 교통 수단으로서 오랫동안 지하철이 이용되어져 왔다. 그러나, 중전철로 불리는 지하철의 운영을 위해서는 막대한 건설비가 소요되어 결국 그 운영 당사자의 적자를 누적시키는 결과를 초래했다. 따라서, 지방 자치제의 체제 하에서 대도시의 교통량을 해결하면서 동시에 건설비를 줄이려는 목적으로 최근에는 경량전철에 대한 관심이 높아지고 있다. 경량전철의 한 방식으로 안락한 승차감과 차량운행시 낮은 소음 등을 이유로 자기부상열차는 하나의 대안으로 주목받고 있다.

전동차에 사용되는 견인전동기는 높은 견인력과 속도특성이 요구되는데, 이 특성에 적합하도록 제어하기 위해서 견인전동기 특성에 따라 다양한 제어시스템이 연구되었다. 견인전동기로서 유도전동기를 제

어하는 방식으로 슬립주파수 제어방식이 일반적으로 사용되어왔다. 그러나 이 방식은 전동기의 순시전류와 순시토크를 제어할 수 없기 때문에 특히 고속의 철도차량에서 휠과 레일 사이에 슬립으로 인해 속도가 발산되는 현상을 억제하지 못했다.[1]

이러한 단점을 극복하기 위해 개발된 벡터제어 기법은 유도전동기를 직류전동기와 같이 자속분 전류와 토크분의 전류를 독립적으로 제어하도록 하여 순시적인 토크 응답을 제공하므로 견인전동기의 순시토크제어에 아주 적합한 제어기법이라고 제안되었다.[2] 그러나, DC링크전압을 최대로 이용하기 위한 1펄스 모드에서는 출력전압의 크기가 DC링크전압에 의하여 결정되므로 전압의 크기와 위상을 순시적으로 제어하도록 하는 벡터제어는 더 이상 사용할 수 없다.[3]

따라서, 본 연구에서는 이상의 단점을 개선하기 위하여, 운전구간에 따라 저속에서는 벡터제어를 사용하고 고속에서는 슬립주파수 제어를 사용하는 혼합 제어 기법을 소개한다. 또한, 1펄스 모드로 부드럽게 진입하도록 하기 위한 과변조 기법을 제시하고자 한

¹ 정회원, 우진산전(주) 기술연구소, 수석연구원

² 비회원, 충북대학교 전기전자공학부, 교수

다. 제안된 제어기법은 MATLAB을 이용한 시뮬레이션과 시제품을 제작하여 효용성을 확인하였다.

2. 전력변환기의 구성 및 제어원리

Fig. 1은 자기부상열차의 추진시스템의 구성을 보여준다. 자기부상열차는 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.[4]

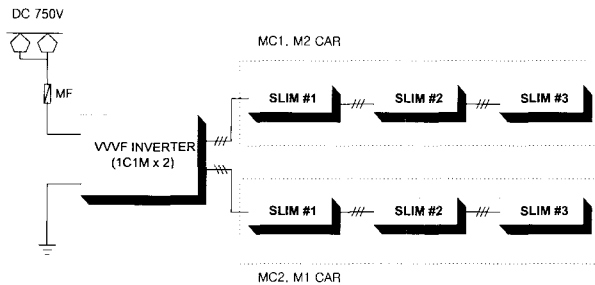


Fig. 1 자기부상열차의 추진시스템 구성

Fig. 1에서와 같이 차량은 MC1, MC2의 2편성으로 구성되어 있고 각 차에 SLIM이 1개씩 설치된다. VVVF인버터는 각 차의 SLIM을 1개의 인버터가 1개의 전동기를 제어하는 1C1M의 형식으로 구성되어 있다. VVVF인버터의 주 회로도는 Fig. 2와 같다.

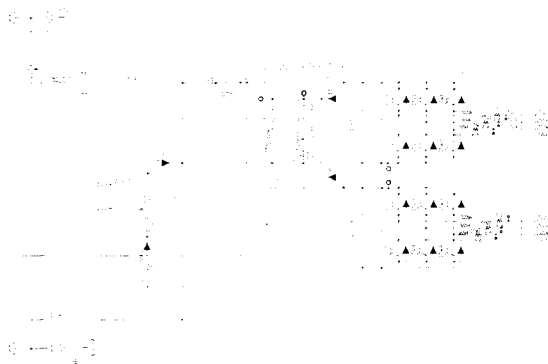


Fig. 2 자기부상열차 구동시스템의 주 회로도

직류평활용 리액터와 각종 보호동작을 위한 고속 차단기(HSCB : High Speed Circuit Braker)와 전자 접촉기등을 거쳐 DC 750[V]의 가선전압이 각 인버터의 DC link단에 공급되며 제어기는 각각의 SLIM을 개별적으로 제어한다.

철도차량은 정격속도의 3배에 달하는 고속의 영역에까지 광범위한 영역에서 운전되는 특징이 있다. 따라서, 정토크 영역뿐만 아니라 정출력 및 특성영역에서의 제어가 고려되어야 한다.

Fig. 3은 철도 차량의 속도-토크 특성과 그에 따른 전류, 전압의 곡선을 보여주고 있다. 정토크영역, 즉 정격속도 이하의 영역에서는 슬립주파수와 토크를 일정하게 유지하며 전압과 주파수의 비를 일정하게 제어하는 V/F제어를 행한다.

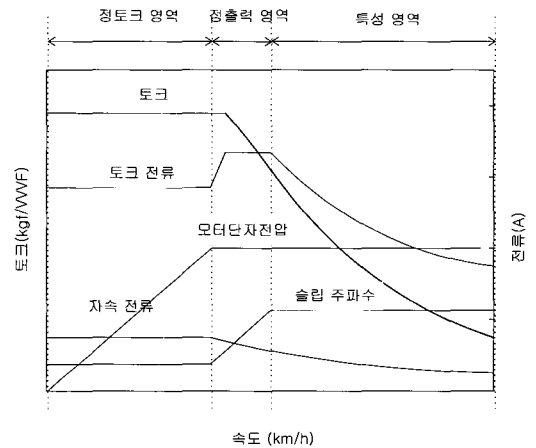


Fig. 3. 속도-토크 특성

정출력 영역에서는 전동기의 단자전압이 최대로 된 후에 주파수를 증가시켜 속도를 올리고, 이에 따라 자속전류는 감소하게 된다. 슬립주파수의 제한범위를 넘어서서 일정하게 되면 특성영역이 시작된다. 이 영역에서 토크는 속도의 자승에 반비례하여 감소한다.

2.1 벡터 제어 기법

출력전압의 선형제어가 가능한 저속영역에서는 정밀한 순시 토크제어를 위하여 벡터제어를 적용하였다. 벡터제어는 회전자의 자속각을 추정하여 제어하

는 직접벡터제어를 사용하였다. Fig. 4는 견인전동기 구동시스템을 위한 벡터제어 블록도를 보여준다.

토크 지령치와 자속 지령치는 SLIM의 특성과 Fig. 3의 운전특성을 고려하여 각 속도에 따라 미리 계산된다. 이 계산된 값으로부터 유도전동기의 전압방정식과 자속방정식을 이용하여 토크분 전류와 자속분 전류 지령치를 얻어낸다.

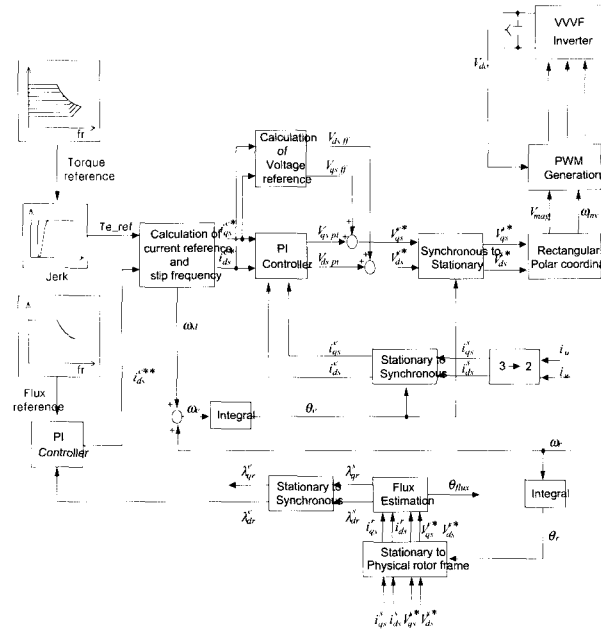


Fig. 4 벡터 제어 블록도

전류 지령치는 피드백된 전류와 비교하여 동기좌표계 상에서 PI전류제어기로서 제어되며, 정밀한 제어를 위하여 전향보상제어기를 이용하였다. 동기좌표계 변환을 위한 회전자의 자속각은 전류모델과 전압 모델을 결합한 자속추정방법을 사용하였다.[5]

동기좌표계 상에서 구현된 Fig. 4의 제어기에서 피드백된 상전류 i_u, i_w 는 정전류제어를 위해 PI제어기를 거친다. PI제어기를 거친 항을 각각 $V_{ds\ pi}, V_{qs\ pi}$ 라 하면 다음과 같이 쓸 수 있다.

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

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

비간섭(Decoupling)제어를 위한 전향 보상항(Feed-

forward)은 다음 식과 같이 나타낼 수 있다.

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

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

단, i_{qs}^e, i_{ds}^e : d, q축 고정자 전류

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

ω_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 전압지령치는 다음과 같은 식으로 쓸 수 있다.

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

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

식 (5), (6)과 같이 구해진 d축과 q축의 전압지령 v_{ds}^{e*}, v_{qs}^{e*} 는 슬립주파수제어로 변환되어도 같은 형식을 가져야 하기 때문에 전압의 크기 V_{mag} 와 인버터의 주파수 ω_{inv} 로 변환되어 사용된다.

2.2 슬립주파수 제어

견인전동기의 속도가 증가하여 그 정격속도 이상으로 동작하면 인버터의 출력전압은 1펄스 모드로 진입하여 최대전압을 출력한다. 1펄스 모드와 과변조 모드에서는 전압의 크기를 제어할 수 없는 부분이기 때문에 실제적으로 벡터제어를 행할 수 없게 된다.

따라서, 이 영역에서는 슬립주파수 제어로 변환하여 견인전동기를 제어하게 된다. 슬립주파수 제어는 과변조 모드, 즉 변조율(Modulation Index)이 0.907이상인 부분에서 제어하게 되며 그 제어 블록도는 Fig. 5와 같다.

그림에서 보는 것과 같이 토크의 제어는 피드백된 토크분 전류를 PI 제어하여 그 출력값으로 슬립주파

에 위치한다. 따라서 풀 전압의 최대치, 최소치의 절대값이 동일하다. 즉 다음과 같이 구할 수 있다.

$$ax^* + V_{sn} = -(V_{min}^* + V_{sn}) \tag{10}$$

$$\therefore V_{sn} = -\frac{V_{max}^* + V_{min}^*}{2}$$

위 식(10)과 같이 구한 육섯전압으로 풀전압을 구하게 되면 다음과 같이 펄스가 인가되는 시간을 구할 수 있다.

① 온 시퀀스

$$T_{ga} = -\frac{V_{an}^*}{V_{dc}} \cdot T_s + \frac{T_s}{2} \tag{11}$$

② 오프 시퀀스

$$T_{ga} = \frac{V_{an}^*}{V_{dc}} \cdot T_s + \frac{T_s}{2} \tag{12}$$

Fig. 7은 육섯전압 변조방식 PWM으로 구현한 대칭 공간벡터 PWM방식의 3상 PWM파형을 시뮬레이션한 결과이다. Fig. 7(a)는 원래의 전압지령치와 그때의 육섯전압과 그 두 값을 서로 더한 풀전압을 보여준다. 그리고 Fig. 7(b)는 각 상의 PWM파형이다.

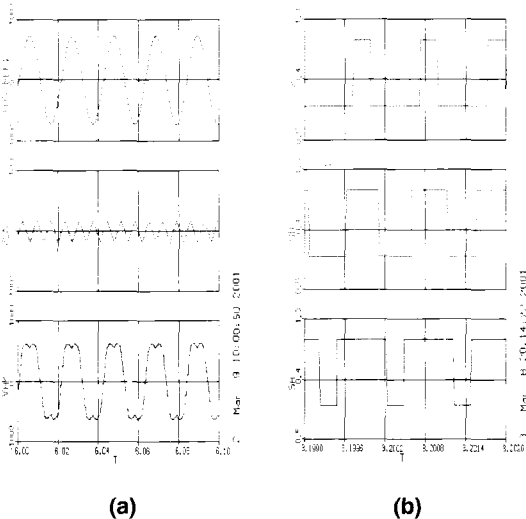


Fig. 7 공간벡터 PWM방식의 풀전압과 PWM 파형
(a) 전압지령치,육섯전압,풀전압
(b) 3상 PWM 파형

3.2 풀전압을 이용한 과변조

철도차량은 주어진 가선전압을 최대한 사용하기 위해 1펄스 모드를 사용한다. 속도가 낮은 저속영역에서는 일반적인 비동기 PWM방법을 이용하여 전동기를 구동할 수 있으나, 속도가 증가하여 최대전압을 출력해야 할 때는 1펄스 모드로 진입하게 된다. 비동기 PWM에서 1펄스 모드로 진입하는 과정에서 필연적으로 과변조가 필요하게 된다.

본 연구에서는 풀전압에 보상전압(V_{comp})을 더하여 새로운 풀전압(V_{an}^* , V_{bn}^* , V_{cn}^*)을 이용한 과변조 기법을 사용하였다.[8]

V_1 을 인버터 출력 상전압(line to neutral)의 기본파 크기라고 하면 변조지수 MI는 다음과 같이 정의한다.

$$MI = \frac{V_1}{2V_{dc}/\pi} \tag{13}$$

일반적으로 SVPWM 기법으로 출력할 수 있는 영역은 MI가 "0.907"까지 가능하다. MI가 "0.907"이상일 경우 원하는 출력전압을 출력하기 위해 과변조 기법이 사용되며 MI가 "1"이 되면 1펄스 모드가 시작된다.

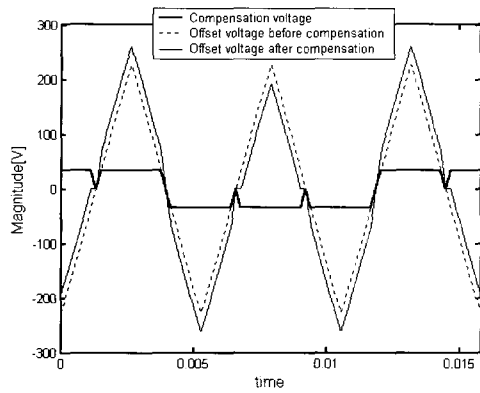
과변조 영역에서는 영역 1과 영역 2의 두가지 영역으로 나누어지며 각 영역에서는 보상되는 방법이 달라진다.

과변조 영역 I ($0.906 \leq MI \leq 0.956$)에서는 구형파의 보상전압(V_{comp})을 인가하여 새로운 풀전압을 만든다. Fig. 8은 변조지수 $MI = 0.951$ 에서 과변조하는 방법을 보여준다. 이것은 전압 기본파의 값을 얻기 위해 보상전압을 인가한 것을 나타낸다.

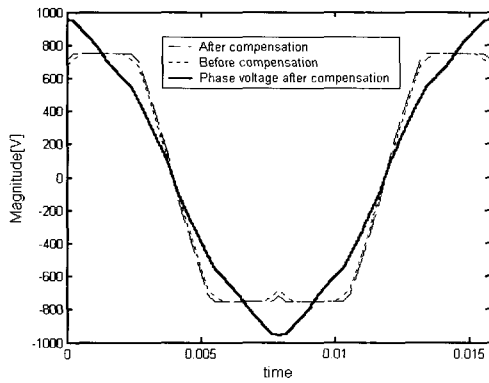
Fig. 8(a)는 보상전압과 보상전의 육섯전압, 그리고 보상후의 육섯전압을 보여준다. 보상전압의 크기는 MI에 따라 달라지며 그 크기의 변화는 Fig. 8(c)에서 나타냈다. Fig. 8(b)는 보상된 육섯전압을 인가했을 때의 풀전압과 그에 따른 상전압을 보여준다.

과변조 영역 II ($0.956 \leq MI \leq 1.0$)에서는 Fig. 9(a)과 같은 패턴으로서 보상전압을 만들어준다. 이 방법은 보상전의 풀전압의 크기에 좌우대칭으로 직접

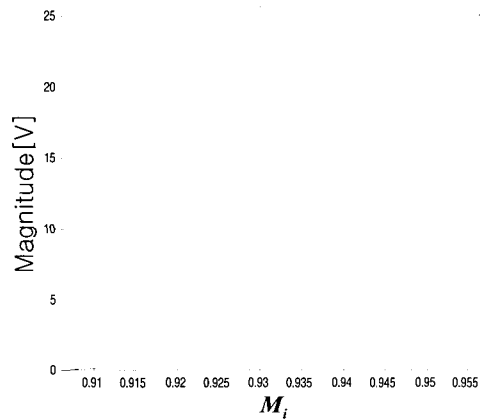
$\pm V_{dc}/2$ 를 더하여 폴전압을 보상하는 방법이다.



(a) 음섯 전압과 보상전압(MI=0.951)

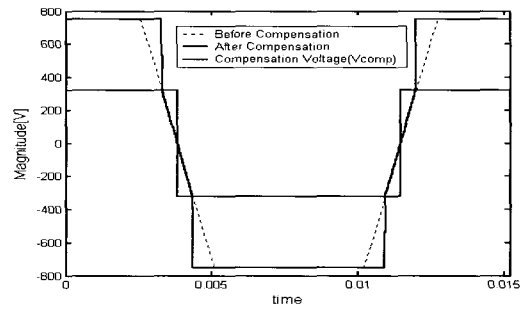


(b) 폴전압과 상전압(MI=0.951)

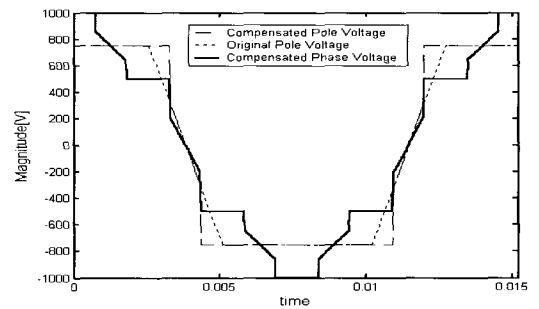


(c) 변조지수에 대한 구형파 전압의 크기
Fig. 8 과변조 기법 - 영역 I

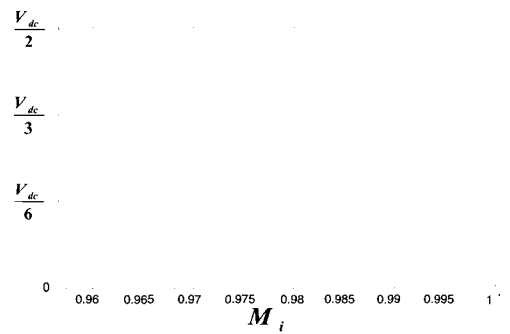
즉, Fig. 9(a)에서와 같이, 폴전압의 크기가 보상전압보다 큰 구간에서는 $+V_{dc}/2$ 를 인가하고, 보상전압보다 작은 구간에서는 $-V_{dc}/2$ 를 좌우대칭으로 인가하여 폴전압을 보상하는 것이다. Fig. 9(b)는 보상전의 폴전압과 보상후의 폴전압, 그리고 보상후의 상전압의 모양을 나타낸다.



(a) 폴전압과 보상전압(MI=0.984)



(b) 폴전압과 상전압(MI=0.984)



(c) MI에 따른 보상전압의 크기

Fig. 9 과변조 영역 II

Fig. 9(c)는 보상전압의 크기를 MI에 따라 직류 입력전압의 크기로 일반화한 것을 나타낸다.

이와 같은 과변조 방법은 개념상으로 이해가 쉽고 계산이 복잡하지 않아 디지털 시스템에서 구현이 쉽다는 장점이 있다.

4. 시뮬레이션 결과

Fig. 10에서 Fig. 14까지는 앞서 설명했던 벡터제어와 슬립 주파수 제어를 적용하고, PWM방식으로는 옹셋전압을 이용한 공간 대칭 벡터 PWM방식을 사용하여 시뮬레이션 한 결과를 보여준다. 시뮬레이션에서 모델링된 견인 전동기는 200[kW]의 유도 전동기의 파라미터를 적용하였다

Fig. 10과 Fig. 11은 자속분 전류와 토크분 전류의 지령치 및 값들을 보여준다. 발생자속과 자속전류가 전 영역에서 정상적으로 발생하고 있다. 과변조 영역에서 자속 전류의 리플이 커진 것으로 보이는 데, 이것은 1펄스 영역으로 넘어가면서 펄스수의 감소로 인한 것이다.

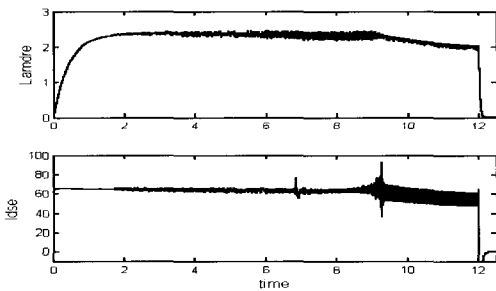


Fig. 10 발생 자속과 자속전류

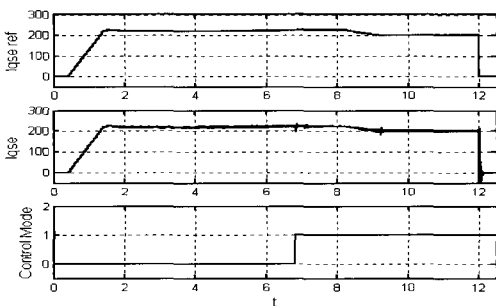


Fig. 11 토크전류 지령치, 토크전류, 제어모드

토크전류의 경우 제어모드(Vector→Slip)의 변화시 약간의 리플이 있지만, 거의 지령치를 잘 추종하고

있음을 볼 수 있다.

Fig. 12는 견인전동기의 발생토크와 지령치를 보여주며, 토크의 지령치에 따라 발생 토크가 전 영역에서 잘 추종함을 알 수 있다.

위의 그림에서 자속의 감소가 일어나는 부분이 1펄스 모드로 들어가는 시점이며, 큰 충격없이 부드럽게 모드 변환되는 것을 알 수 있다.

Fig. 13은 견인전동기의 속도(RPM)를 보여준다. 시뮬레이션에서는 0.4초 후에 Notch On 하였으며, 12초에서 Notch Off해서 타행 모드로 변환하였다.

Notch On 후에는 토크 패턴의 갑작스런 변화를 줄이기 위해 2초 정도 Jerk제어하여 기올기를 갖고 상승하도록 만들었다. 그림에서 알 수 있듯이 견인전동기의 속도가 원활하게 증가함을 볼 수 있다.

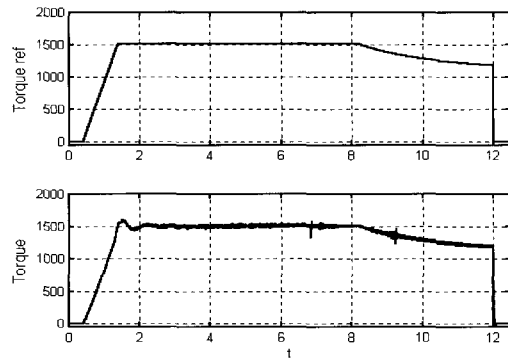


Fig. 12 토크 지령치와 발생 토크

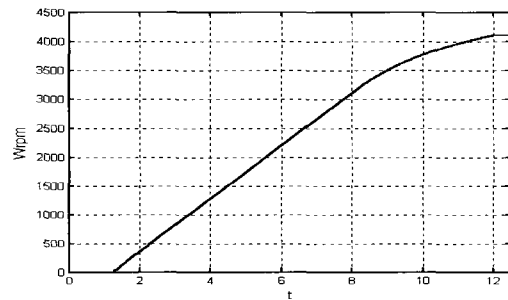
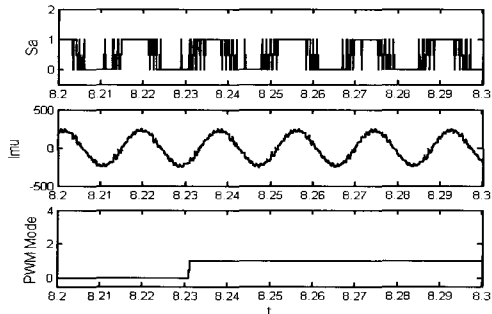


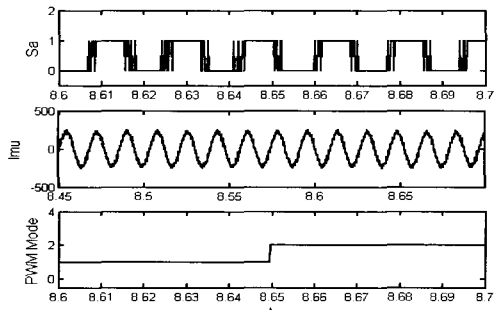
Fig. 13 전동기 속도(RPM)

Fig. 14는 과변조 모드에서 1펄스 모드로 진입하는 경우를 보여준다. 그림에서 (a), (b), (c)는 각각 과변조 모드 I, 과변조 모드 II, 그리고 1펄스 모드로 진입할 때의 PWM파형이며, 그 때의 PWM모드와 상전

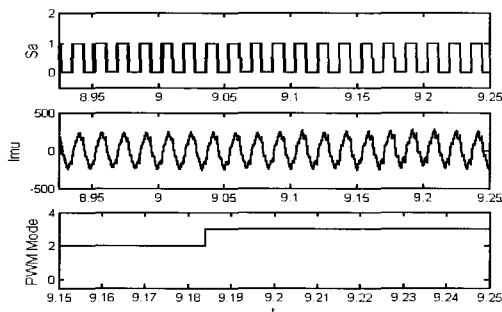
류를 나타내었다. 각 부분에서 커다란 충격없이 부드럽게 진행되는 것을 볼 수 있다



(a) 과변조 모드 I 진입시



(b) 과변조 모드 II 진입시



(c) 1 펄스 모드 진입시

Fig. 14 과변조 모드시의 동작 특성 (A상 PWM 파형, 상전류, 펄스모드)

5. 시험 결과

Fig. 15는 제작된 추진제어장치의 외형을 보여준다. 그림의 우측 부분은 고압 입력측 접촉기와 주제어기가 위치해 있으며, 좌측 부분은 2개의 3상 인버

터 유니트로 구성되어 있다. 본 시험은 자기부상열차에 사용될 선형유도전동기를 사용하였으며, 회전자(레일)가 없는 상태로 속도를 모의로 준 상태에서 슬립주파수 제어를 하였다. 이는 고압에서 추진 제어장치의 기본적인 성능을 확인하기 위함이다.

Fig. 16과 Fig. 17은 750[V]의 가선전압을 인가한 상태에서 역행시험과 회생시험을 한 것이다. 이 시험에서는 실효치 전류제어를 하였으며, 회전자가 없기 때문에 약간의 오차를 가지고 있다. 그러나, 1펄스 영역까지 무리없이 진행되는 것을 확인할 수 있다.

종합적인 제어와 안정성의 시험을 위해서는 현장에 적용하여 시험해야 할 것이다.

6. 결론

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 속도 범위에서도 전압과 주파수의 자유로운 조절이 필요하다.

따라서, 본 연구에서 토크와 자속의 일정제어를 위한 벡터제어와 고속 영역에서의 토크제어를 위한 슬립 주파수제어가 소개되었고, 전 운전영역에서의 PWM 변조 방법에 대하여 설명되었다. MATLAB을 이용한 시뮬레이션 및 자기부상열차용 추진제어장치를 개발하여 모의시험을 실시하여 타당함을 입증하였다.

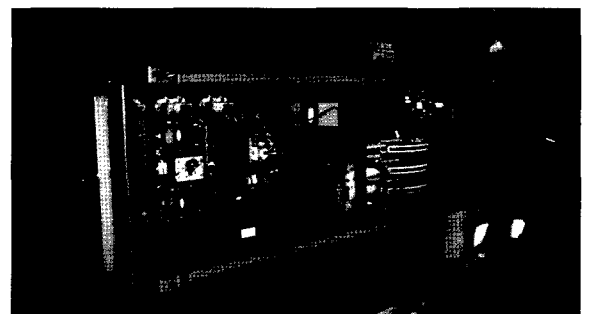


Fig. 15 추진제어장치의 외형

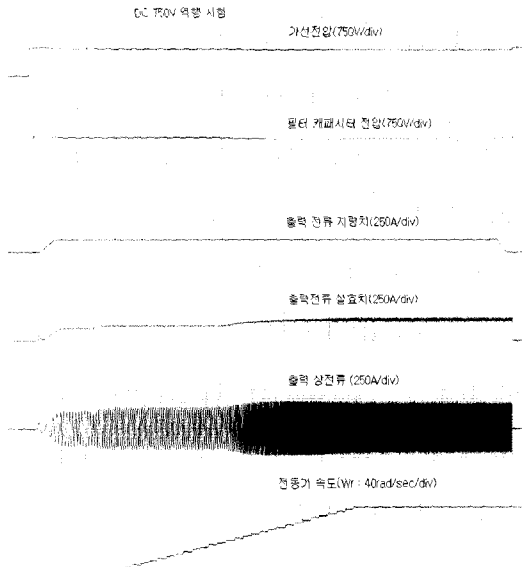


Fig. 16 DC 750V, 역행시험

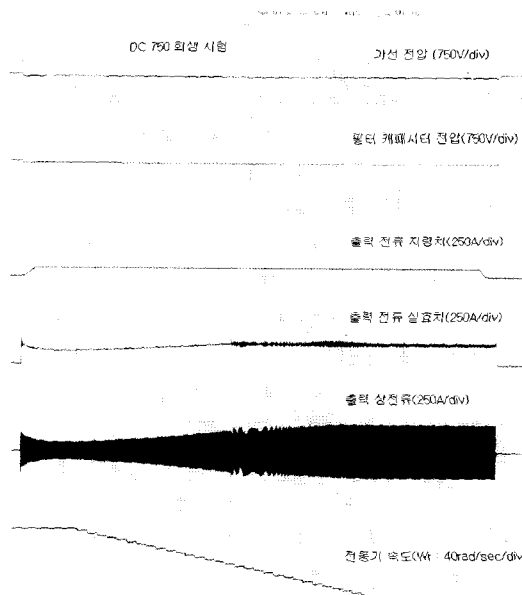


Fig. 17 DC 750V, 회생시험

참고 문헌

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. D. W. Novotny and T. A. Lipo, "Vector control

- and Dynamics of AC Drives", New York Oxford University Press., ch. 7, 1996
3. Yooske Nakazawa, Shin-Ichi Toda, Ikuo Yasuoka and Haruo Naito, "One-Pulse PWM Mode Vector Control for Traction Drives",Power Electronics intransportation, IEEE, pp. 135 - 141, 1996
4. 한국기계연구원, "도시형 자기부상열차 실용화에 대비한 성능시험·평가기술개발", 건설교통부 보고서, pp. 851, 1999
5. 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
6. 김상훈, 배본호, 설승기, "벡터제어를 적용한 전동차 구동 시스템 개발", 전력전자학회 논문지 제6권 제2호, pp.125- 131,2001
7. Dae-Woong Chung, 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
8. 한태웅, 김상훈, "풀전압을 이용한 SVPWM 인버터의 과변조 기법", 전력전자학회 논문지 제6권 제1호, PP. 90-98, 2001