

경량전철용 구동시스템의 고속영역운전을 위한 추진제어기법

論 文

53B-10-7

Control Strategy for High Speed Operation in Light Rail Transit

李 恩 圭[†] · 崔 載 昊^{*}
(Eun-Kyu Lee · Jae-Ho Choi)

Abstract - In this paper, the control strategy for high speed operation in light rail transit system is proposed. Recently, the vector control strategy is used to get high capacity control characteristic in low speed area. But Six step mode that is one pulse mode is used in high speed region to use DC link voltage to the maximum. Therefore, in high speed area, the vector control can not be used but scalar control method is used. To get a driving performance to be stabilized, the method of smooth mode change between the low speed and high speed area and PWM control is desired.

So this paper proposes the control strategy using vector control include the one pulse mode. 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 MATLAB and experimental results.

Key Words : Traction, Vector Control, VVVF, PWM, Overmodulation

1. 서 론

지방자치제의 체제하에서 대도시의 교통량을 해결하며, 동시에 건설비를 줄이려는 목적으로, 최근에는 경량전철에 대한 관심이 높아지고 있으며, 기존의 지하철의 추진제어시스템과는 다르게 경량전철에서는 시스템의 효율성을 높이고 추진력의 용장성을 높일 수 있도록 ICIM (IControl IMotor) 시스템이 주목을 받고 있다.

견인전동기로서 유도전동기를 제어하는 방식으로 슬립주파수 제어방식이 보편적으로 사용되어져 왔다. 그러나 이 방식은 전동기의 순시 전류와 순시 토크를 제어할 수 없기 때문에 차량에서 휠과 레일 간의 슬립으로 인해 속도가 발산되는 현상을 발생시키며 정밀한 토크 제어가 힘들다.^[1]

이러한 단점을 극복하기 위해 최근 전동차의 구동시스템에 벡터제어 기법이 채용되고 있는데, 이 방식은 직류전동기의 경우와 같은 방법으로 자속분과 토크분의 전류를 독립적으로 제어하는 것을 가능하여 고성능의 순시 토크응답을 제공하므로 견인전동기의 순시토크제어에 적합한 제어기법이라고 할 수 있다.^[2]

그러나 DC 링크(link) 단의 전압을 최대한 이용하기 위해 1 펄스 모드 운전을 하게 되는 고속영역에서는 출력전압의 크기가 DC 링크 전압에 의하여 결정되므로, 전압의 크기와

위상을 순시적으로 제어해야하는 벡터제어를 사용할 수 없게 된다.^[3] 따라서 고속에서는 벡터제어방식이 아닌 스칼라 제어 방식으로 운전해야한다.

이러한 두 제어방식을 혼합하여 운전하기 위해서는 속도 영역에 따라 제어기법을 전환해야 할 필요가 있으며, 과도 현상이 없는 원활한 제어기법의 전환과 적절한 과변조방식을 이용한 부드러운 1펄스 모드로의 PWM 기법 전환이 요구된다.

이를 위해 본 연구에서는 고속영역에서의 제어를 위해서는 토크 지령치로부터 전향보상전압(Feed-forward voltage)을 이용하여 직접 전압 지령치를 구하고, 여기에 원활한 토크 제어를 위하여 토크분 전류를 피드백 제어하여 보상해주는 방법을 사용하였고, 폴(Pole)전압을 이용한 과변조 기법의 사용으로 1펄스 모드로의 부드러운 PWM 기법 전환을 가능하게 하였다.

제안된 제어기법은 MATLAB을 이용한 시뮬레이션과 시제품을 이용한 실험을 통하여 그 효율성을 확인하였다.

2. 추진 시스템의 제어원리

그림 1은 경량 전철용 전동차의 추진 시스템을 위한 VVVF 인버터의 구성을 보여준다. 입력측은 직류 평활용 리액터와 각종 보호동작을 위한 고속차단기 HSCB(High Speed Circuit Braker)와 전자 접촉기 등을 거쳐 가선전압이 각 인버터의 DC 링크 단에 공급된다. 제어기는 2개의 유도전동기를 각각 개별적으로 제어하는 ICIM의 형식으로 구성되어 있고, 추진토크 및 각 군의 인버터의 상태를 제어할 수 있도록 한다.^[4]

[†] 교신저자, 正會員 : 宇進産電 技術研究所 首席研究員
E-mail : eklee@wjis.co.kr

^{*} 正會員 : 忠北大 工大 電氣電子工學部 教授 · 工博
接受日字 : 2004年 7月 21日
最終完了 : 2004年 8月 10日

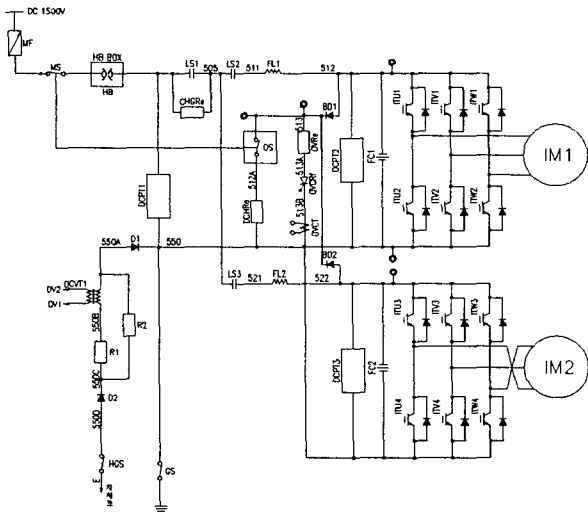


그림 1 전력변환기의 주회로도
Fig. 1 The main circuit of the traction system

2.1 제안된 고속 제어 기법

견인전동기의 넓은 속도영역 운전을 위해 출력전압의 선형제어가 가능한 저속 영역에서는 정밀한 순시 토크제어를 위하여 벡터제어를 적용하였고, 고속 영역에서는 토크 지령치로부터 직접 전압 지령치를 구하고, 여기에 실제 토크분 전류를 피드백하여 보상에 주는 방법을 사용하였다.

그림 2는 저속영역에서의 벡터제어 블록도이다. 벡터제어는 전류모델과 전압모델을 결합하여 회전자의 자속각을 추정하여 제어하는 직접벡터제어를 사용하였다.^[5]

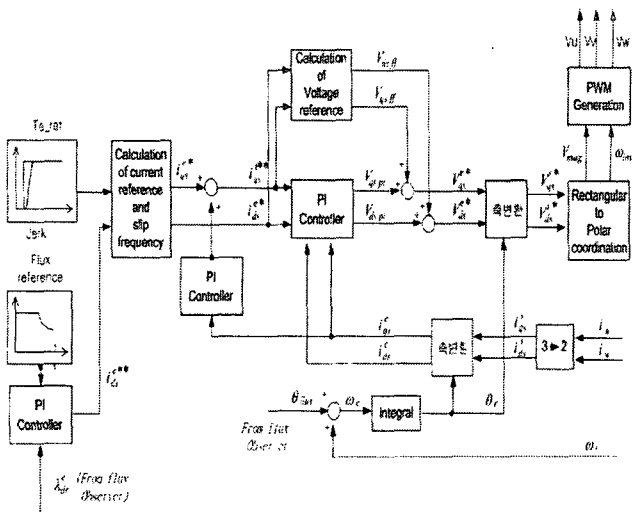


그림 2 저속영역에서의 벡터제어 블록도
Fig. 2 Block diagram of vector control at low speed region

토크 지령치(Te_ref)와 자속 지령치는 유도전동기의 특성과 견인전동기의 운전특성을 고려하여 각 속도에 따라 미리 주어진 패턴으로부터 계산된다.

저속영역에서의 벡터제어에서는 이 계산된 토크분 전류와

자속분 전류 지령치로부터 동기좌표계상의 PI 전류제어를 통하여 원하는 전압 지령치를 얻는다.

비간섭(Decoupling)제어를 위해 PI 전류제어기 출력에 식(1)과 (2)와 같은 전향 보상(Feedforward)항을 첨가하였는데, 최종적인 전압 지령치는 식(3)과 (4)와 같게 된다.

$$v_{ds_ff}^e = -\omega_e d L_s i_{qs}^{e*} - R_r \frac{L_m}{L_r} \lambda_{ds}^{e*} \quad (1)$$

$$v_{qs_ff}^e = \omega_e d L_s i_{ds}^{e*} + \omega_r \frac{L_m}{L_r} \lambda_{qs}^{e*} \quad (2)$$

$$v_{ds}^{e*} = v_{ds_pi} + v_{ds_ff} \quad (3)$$

$$v_{qs}^{e*} = v_{qs_pi} + v_{qs_ff} \quad (4)$$

여기서,

i_{qs}^e, i_{ds}^e : d, q축 고정자 전류

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

ω_e, ω_r : 동기각속도 및 회전자 각속도

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \quad ; \text{ 누설 계수}$$

식(3)과 (4)는 저속영역에서의 벡터제어를 위한 출력 전압으로 과변조 모드와 1 펄스 모드 운전이 필요한 고속영역에서는 이 값을 사용할 수 없다. 따라서 이 경우에는 그림 3에 보이는 바와 같이 벡터제어기의 PI 제어기를 사용하지 않고 식(1)과 (2)의 전향 보상값을 출력 전압의 지령치로 사용한다. 이 값은 유도전동기의 전압방정식으로부터 얻었으므로 견인 전동기의 상수가 정확하다면 고속에서 비교적 전류 지령치를 잘 추종하게 된다.

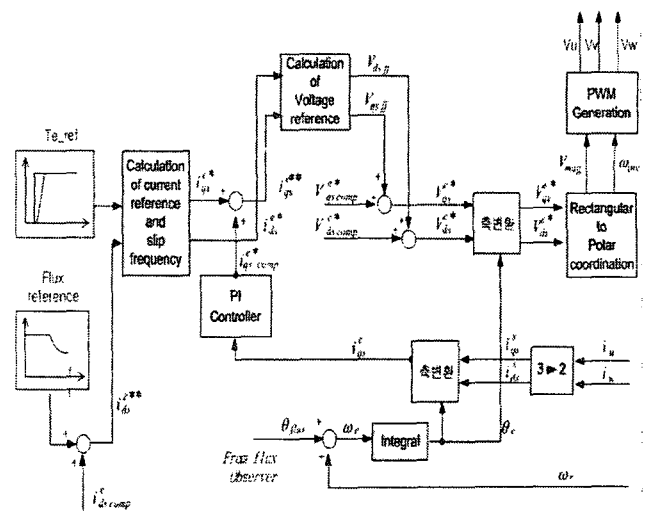


그림 3 고속영역에서의 제어 블록도
Fig. 3 Block diagram of control method at high speed region

그러나 위의 전향 보상항만을 사용하여 제어한다면 실제 전류의 피드백 제어가 되지 않으므로 정확한 토크의 제어를

기대할 수 없다.

이를 극복하기 위해 q축 토크분 전류를 제한하여 이를 PI 제어하여 그 값을 전압의 지령치에 보상하게 하였다. 고속영역에서 q축 전류 지령치의 보상값에 많은 리플이 존재하게 되면 원활한 토크제어가 되지 않으므로 제어기의 응답속도는 크지 않도록 해야 한다.

2.2 제어모드의 변환

추진제어장치는 역행과 회생동작을 수시로 반복하기 때문에 전동기의 속도는 증가와 감속을 반복하게 된다. 따라서 저속영역에서 고속으로, 또한 고속에서 저속으로 수시로 변환되므로 부드러운 제어의 절환이 필요하다.

저속영역에서 고속영역 운전으로 제어 모드를 절환하는 경우에는 저속운전을 위한 제어기의 출력전압과 고속 운전을 위한 제어기의 출력 전압간의 갑작스런 변동을 막기 위하여, 모드 절환시 전류제어기의 출력값(v_{ds}^{*comp} , v_{qs}^{*comp})을 고속 운전시 출력전압의 초기값으로 설정해 주어야 한다.

또한 저속영역에서 자속제어기에 의해 출력되는 d축 자속분 전류의 연속성을 위해 자속제어기의 출력값(i_{ds}^{*comp})을 d축 전류 지령치에 보상해 주어야 한다.

고속영역에서 저속영역으로 절환하는 경우에는 고속영역에서의 q축 전류 지령치의 보상값(i_{qs}^{*comp})을 이용해 식 (1),(2)로부터 전향보상 전압을 계산하여 그 값을 PI 전류제어기의 적분제어기의 초기값으로 설정해준다. 이와 같이 고속과 저속간의 모드 절환 시에 초기값을 설정함으로써 전압과 전류의 연속성을 유지할 수 있다.

3. 고속 영역에서의 PWM 제어 기법

전동차의 구동시스템은 주어진 가선전압을 최대한 사용하기 위해 고속운전영역에서는 1펄스 모드를 사용한다. 속도가 낮은 저속영역에서는 일반적인 비동기 PWM 기법을 이용하여 전동기를 구동할 수 있으나, 속도가 증가하여 최대전압을 출력해야 할 때는 1 펄스 모드로 진입하게 된다. 비동기 PWM 기법에서 1펄스 모드로 진입하는 과정에서 필연적으로 과변조가 필요하게 된다.

본 연구에서는 PWM 변조방식으로 공간 전압 벡터 PWM(SVPWM) 기법을 사용하였는데, 그 구현이 간단하고 기존 PWM 변조방식의 통합적인 구현이 가능한 육상전압을 이용한 전압 변조방식으로 구현하였다.^[6] 또한 과변조 기법으로서는 폴전압에 보상전압(V_{comp})을 더하여 새로운 폴전압(V_{an} , V_{bn} , V_{cn})을 이용한 과변조 기법을 사용하여 1 펄스 모드로의 전환을 가능하게 하였다.^[7]

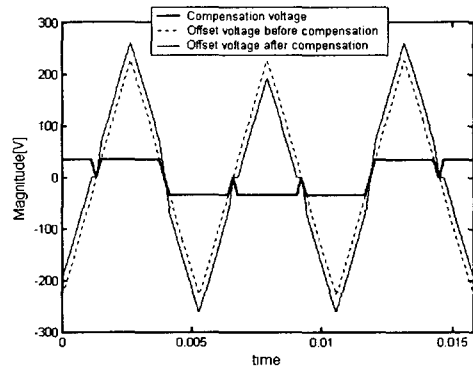
V_1 을 인버터 출력 상전압(line to neutral)의 기본파 크기라고 하면 변조지수 MI(Modulation Index)는 다음과 같이 정의한다.

$$MI = \frac{V_1}{2V_{dc}/\pi} \quad (5)$$

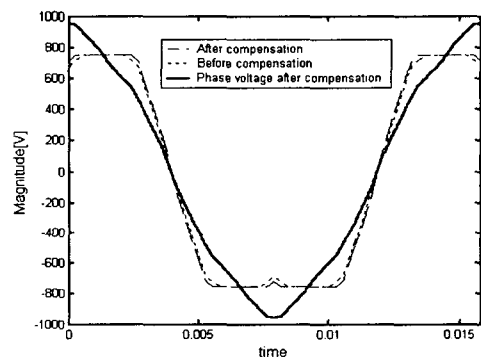
SVPWM 기법을 사용하여 선형적으로 전압을 출력할 수

있는 영역은 MI가 “0.907”까지이다. “0.907”이상의 MI에 대해서 원하는 출력전압을 얻기 위해 과변조 기법이 사용되며 MI가 “1”이 되면 1 펄스 모드가 시작된다. 과변조 영역에서는 영역 1과 영역 2의 두가지 영역으로 나누어지며, 원하는 출력 전압의 기본파를 얻기 위해 보상전압을 인가한 방법을 사용하였는데, 각 영역에서 보상하는 방법이 다르다.

과변조 영역 I ($0.906 \leq MI \leq 0.956$)에서는 원하는 기본파 출력전압을 얻기 위해 구형파의 보상전압(V_{comp})을 인가하여 새로운 폴전압을 만들고 이로부터 각 상의 스위칭 패턴을 직접 얻는다.



(a) 육상 전압과 보상전압(MI=0.951)



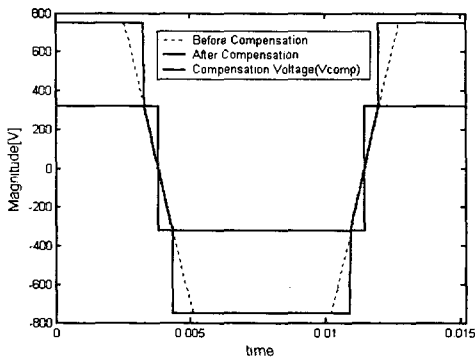
(b) 폴전압과 상전압(MI=0.951)

그림 4 과변조 영역 I
Fig. 4 Overmodulation Region I

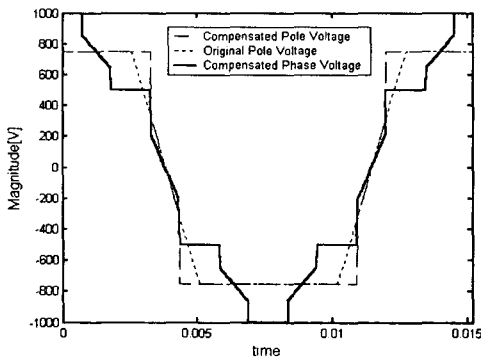
그림 4는 변조지수 MI = 0.951에서 과변조 기법을 보여준다. 그림 4(a)는 보상전압과 보상전의 육상전압, 그리고 보상후의 육상전압을 보여준다. 보상전압의 크기는 MI에 따라 달라지며 미리 만들어진 테이블로부터 읽어낸다. 그림 4(b)는 보상된 육상전압을 인가했을 때의 폴전압과 그에 따른 상전압을 보여준다.

과변조 영역 II ($0.956 \leq MI \leq 1.0$)에서는 그림 5(a)와 같은 패턴으로서 보상전압을 만들어준다. 이 방법은 보상전압의 폴전압의 크기에 좌우대칭으로 직접 $\pm V_{dc}/2$ 를 더하여 폴전압을 보상하는 방법이다. 즉, 그림 5(a)에서와 같이, 폴전압의 크기가 보상전압보다 큰 구간에서는 $+V_{dc}/2$ 를 인가하고, 보상전압 보다 작은 구간에서는 $-V_{dc}/2$ 를 좌우대칭으로

인가하여 풀전압을 보상하는 것이다. 그림 5(b)는 보상전의 풀전압과 보상후의 풀전압, 그리고 보상후의 상전압의 모양을 나타낸다.



(a) 풀전압과 보상전압(MI=0.984)

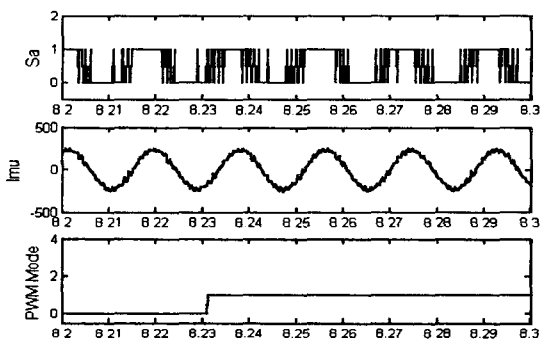


(b) 풀전압과 상전압(MI=0.984)

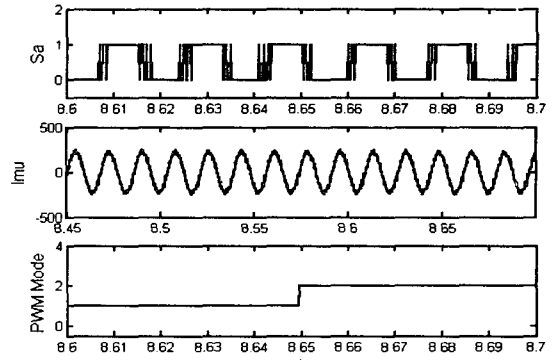
그림 5 과변조 영역 II

Fig. 5 Overmodulation Region II

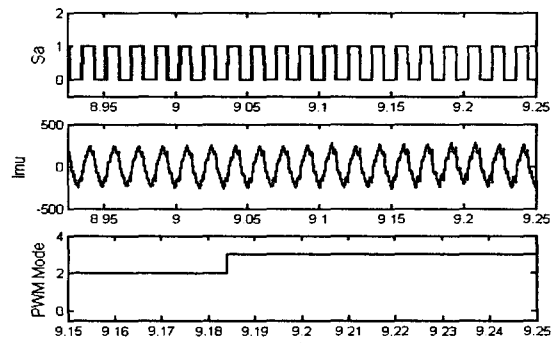
그림 6은 변조지수 MI가 증가하여 과변조 모드 및 1 펄스 모드로 운전하는 경우의 시뮬레이션 파형을 보여준다. 그림에서 (a)와 (b) 및 (c)는 각각 과변조 모드 I, 과변조 모드 II, 그리고 1펄스 모드로 진입할 때의 a상의 PWM 파형이며, 그 때의 상전류와 PWM 제어모드를 나타내었다. 각 모드의 변환이 상전류의 변동없이 부드럽게 진행되는 것을 볼 수 있다.



(a) 과변조 모드 I 진입시



(b) 과변조 모드 II 진입시



(c) 1 펄스 모드 진입시

그림 6 각 변조 모드에서의 동작 특성

(A상 PWM 파형, 상전류, 펄스모드)

Fig. 6 PWM waveform, Phase current and pulse mode at each overmodulation region

4. 시뮬레이션 결과

제안된 고속제어 기법과 PWM 방식을 적용하여 시뮬레이션을 행하였다. 표 1은 시뮬레이션에 적용한 110[kw]의 견인전동기의 정격 및 상수를 보여준다.

표 1 견인전동기 상수

Table 1 Parameter of traction motor

정격 용량 및 극수	110 [kw], 4 Pole
정격 선간 전압	550 [Vrms]
정격 전류	145 [A]
정격 회전수	1767 [rpm]
1차 저항	0.04 [Ω]
2차 저항	0.044 [Ω]
누설 리액턴스(Lls, Llr)	1.239 [mH]
상호 리액턴스(Lm)	30.08 [mH]

그림 7과 그림 8은 저속 영역에서는 벡터 제어기법을 적용하고, 고속 영역에서는 제안된 제어방식을 사용한 경우에 대한 시뮬레이션 결과이다. 과변조 모드는 MI가 약 0.906에서 시작되므로 제어의 전환은 MI가 약 0.8 정도에서 시작한다.

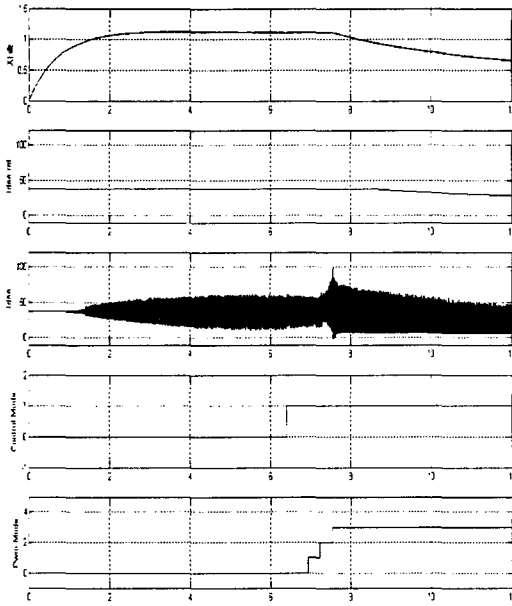


그림 7 발생자속, d축 전류 지령치, d축 전류, 제어 모드(저속→고속), PWM 모드 (1sec/div)

Fig. 7 Flux, d axis current reference, d axis current, Control mode (low speed →high speed region) and PWM mode

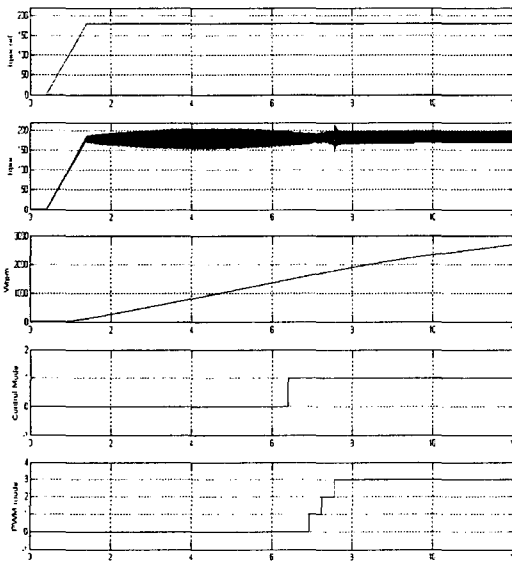


그림 8 q축 전류 지령치, q축 전류, 전동기 속도 제어 모드 (저속→고속), PWM 모드(1sec/div)

Fig. 8 q axis current reference, q axis current, speed of motor, Control mode (low speed →high speed region) and PWM mode

그림 7은 각각 자속과 자속분 전류의 지령치 및 실제 전류 그리고 제어전환 신호를 보여준다. 보이는 바와 같이 제어기법의 전환에 의한 과도현상이 없이 연속적으로 전류 지령치를 잘 추종하고 있음을 알 수 있다. 과변조 영역과 1 펄스

영역으로 넘어가면서 펄스 수의 감소로 인해 전류의 리플이 커짐을 볼 수 있다.

그림 8은 토오크분 전류 지령치와 토오크분 전류, 그리고 전동기 속도와 제어 전환을 보여준다. 속도가 증가하여 1펄스 모드로 진입하면 자속의 지령치를 속도에 따라 감소시켜 정전력 영역에서 운행하게 된다. 토오크분 전류의 지령치에 따라 토오크분 전류가 제어모드 전환과 1 펄스 영역에까지 전 영역에서 잘 추종함을 알 수 있으며 이에 따라 전동기의 속도가 원활하게 증가하는 것을 볼 수 있다.

5. 실험 결과

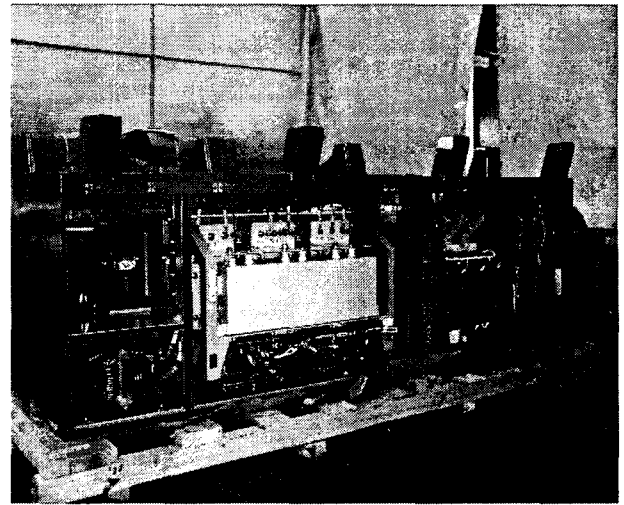


그림 9 제작된 경량전철용 추진제어 장치의 외형

Fig. 9 Developed traction system for Light Rail Transit

그림 9는 경량전철을 위해 제작된 추진 제어장치를 보여준다. 그림의 우측 부분에는 고압 입력측 접속기와 주제어기가 위치해 있으며, 좌측 부분에는 IGBT 소자로 이루어진 2개의 3상 인버터로 구성되어 있다. 실험에 사용된 전동기는 시뮬레이션에서 사용된 전동기와 같은 110[kw]의 전동기를 사용하였다. 부하로서는 전동차와 비슷한 조건을 만들기 위해 관성부하장치를 이용하여 실험하였다.

그림 10과 그림 11은 제안된 제어기법을 이용한 실험 결과를 보여준다. 그림 10에서 발생 자속 및 d축 전류 지령치와 그에 따른 d축 전류, 그리고 제어 모드와 PWM 모드를 나타내었다. 저속영역에서는 자속제어를 하기 때문에 d축 전류 지령치는 자속제어기의 출력 값이 된다. 각 제어영역에서 리플의 차이는 있지만 모든 영역에서 지령치를 잘 추종하고 있음을 알 수 있다.

그림 11은 q축 전류 지령치와 그에 따른 q축 전류, 그리고 전동기 속도를 보여준다. 저속 영역과 고속 영역인 1 펄스 영역까지 전류의 지령치를 잘 추종하고 있으며 이에 따라 전동기의 속도가 원활하게 증가하고 있음을 보여준다.

전체적인 실험 결과로 볼 때 안정적인 고속 영역으로의 제어전환이 이루어지며, 전 영역에서 전류 및 토크는 그 지령치를 정확히 추종함을 알 수 있다.

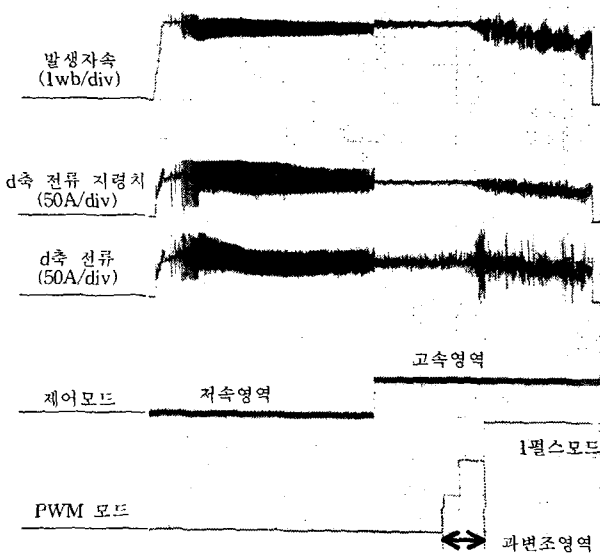


그림 10 발생자속, d축 전류 지령치, d축 전류, 제어 모드 (저속→고속), PWM 모드(1sec/div)

Fig. 10 Flux, d axis current reference, d axis current, Control mode (low speed →high speed region) and PWM mode

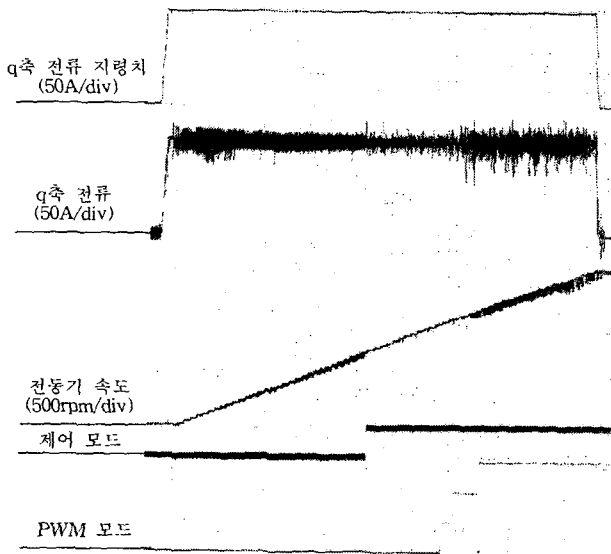


그림 11 q축 전류 지령치, q축 전류, 제어 모드(저속→고속), PWM 모드(1sec/div)

Fig. 11 q axis current reference, q axis current, Control mode(low speed →high speed region) and PWM mode

6. 결론

본 논문에서 벡터제어를 적용한 철도차량용 전동차 구동 시스템에서 원활한 고속 영역 운전을 위한 추진제어기법을 제안하였다. 철도차량용 견인전동기는 약 3배의 정격속도까

지의 광범위한 운전영역을 가지고 있는 특징을 가지고 있다. 정격속도 이상에서는 한정된 직류전압으로 전류를 제어해야 하므로 과변조의 기능이 있어야 하며, 1 펄스에서의 제어도 필요하다.

따라서 본 논문에서는 1 펄스 모드를 포함한 고속영역의 제어기법을 제안하였고, 저속영역 및 고속영역에서 원활한 PWM 제어를 수행하기 위하여 적절한 과변조모드를 통하여 1 펄스 모드로의 변화를 부드럽게 하는 전환방식을 적용하였다. 제안된 제어기법은 시뮬레이션 및 추진 제어장치를 제작하여 관성체를 이용한 시험을 실시하여 타당성을 입증하였다.

또한, 제작된 구동시스템은 고무차륜 경량전철 시제품에 탑재되어 2.8킬로의 시험선로에서 성능인증 시험을 실시중이며, 차세대 경량전철용 구동시스템에 적용되어질 것으로 예상된다.

참고 문헌

- [1] H.J. Schwartz, Ronald Kreß, "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] Yosuke Nakazawa, Shin-Ichi Toda, Ikuo Yasuoka and Haruo Naito, "One-Pulse PWM Mode Vector Control for Traction Drives", Power Electronics in transportation, IEEE, pp. 135~141, 1996.
- [4] 경량전철시스템 기술개발사업 연구결과 보고서, 건설교통부 보고서 pp. 41~112, 2000.
- [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] 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
- [7] 한대웅, 김상훈, "풀전압을 이용한 SVPWM 인버터의 과변조 기법", 전력전자학회논문지 제6권 제1호, pp. 90~98, 2001.
- [8] 김상훈, 배본호, 설승기, "벡터제어를 적용한 전동차 구동 시스템 개발", 전력전자학회논문지, 제6권, 제2호, pp. 125~131, 2001.

저 자 소 개



이 은 규 (李 恩 圭)

1966년 12월 5일생. 1998년 아주대 전자공학과 졸업. 1990년 동대학원 제어공학과 석사. 2000년 충북대 전기공학과 수료(박사).
현 (주)우진산전 기술연구소 수석연구원
Tel : (043) 820-4258, Fax : (043) 836-7653
E-mail : eklee@wjis.co.kr



최 재 호 (崔 載 昊)

1955년 9월 27일생. 1979년 서울대 전기공학과 졸업. 1981년 동대학원 전기공학과 졸업(석사). 1989년 동대학원 전기공학과 졸업(박사), 1981~1983 중경공업전문대 전자과 전임강사, 1983~2002년 충북대학교 전기전자공학부 교수. 1993년~1994년, 1997년~1998년 University of Toronto(Visiting Professor).
Tel : (043) 261-2425, Fax : (043) 276-7217
E-mail : choi@power.chungbuk.ac.kr