

벡터제어를 적용한 전동차 구동 시스템 개발

金相勳, 裴本鎬, 薛承基

Development of Driving System for Railway Vehicle using Vector Control

Sang-Hoon Kim, Bon-Ho Bae, Seung-Ki Sul

요 약

본 논문은 벡터제어기법을 적용한 철도차량용 1.2MVA 전동차 구동시스템의 개발에 관한 것이다. 벡터제어를 위해서는 출력 전압의 크기와 위상을 순시적으로 제어해야한다. 전동차 구동시스템에서는 DC 링크 단의 전압 이용률을 최대로 하기 위해 고속 운전 영역에서는 1펄스 모드를 사용한다. 따라서 고속 운전 영역에서는 토크성분 전류와 자속성분 전류를 독립적으로 순시 제어해야하는 벡터제어기법을 적용할 수 없다. 이에, 본 연구에서는 저속의 운전영역에서는 순시 토크 제어가 가능한 벡터제어를 적용하고, 고속 운전 영역에서는 슬립 주파수제어를 적용하는, 벡터 제어와 스칼라 제어의 병용 제어 기법을 제안하였다. 또한 운전영역에 따라 이들 두 제어방법이 부드럽게 전환되도록 하는 제어기법이 제시되었다. 제안된 제어기법을 4대의 210kW 유도전동기를 구동하는 1.2MVA 전동차 전인 구동시스템에 적용하여 그 효용성을 알아보았다.

ABSTRACT

This paper presents a application of vector control strategy to 1.2MVA traction drive for railway vehicle. The vector control requires the control of the phase and amplitude of output voltage vector. But in case of traction system for railway vehicle, the one-pulse mode is used at high speed region in order to utilize the link voltage fully. So it is impossible to control the flux and torque axis current instantaneously and independently in the region. So this paper proposes a mixed control algorithm, where the vector control strategy at low speed region and slip-frequency control strategy at high speed region is used. And precise switching technique between the two different control strategy is proposed. The proposed strategy is verified by experimental results with a 1.2MVA traction drive system with four 210kW induction motors.

Key Words : Railway vehicle, Vector control, Slip-frequency control, IGBT inverter

1. 서 론

철도 차량에서는 수송능력을 증가시키기 위해 빠른 가감속 특성과 고속 운전 능력을 필요로 한다. 또한 가격 경쟁력 강화와 신뢰성 향상 및 보수유지의 용이함을 위해 부수차(trailer car)에 대한 동력차(motor car)의 비율을 감소시키고 있다. 이러한 성능을 얻기 위해서 전동차의 구동시스템은 높은 출력 토크 능력과 빠른 토크 제어 특성을 가져야된다.

또한 우수한 재점착 제어로 점착력을 효과적으로 이용할 필요가 있다.^{[1][2]}

지금까지 유도전동기를 사용하는 대부분의 전동차 구동시스템에서는 스칼라 제어 방식인 슬립 주파수제어를 포함한 일정 V/F 제어를 사용해 왔다. 슬립 주파수제어를 사용하는 경우 순시 적인 토크 제어가 가능하지 않고 평균적인 토크 제어만이 가능하다. 이 경우 빠른 토크 응답 특성을 얻을 수 없다. 따라서 빠른 재점착 제어가 불가능하여 구동시스템은 점착력을 효과

적으로 이용할 수 없다.

특히 저속일수록 그 구동특성이 더욱 저하되고, 구배에서 기동시 특성이 나쁘다.^{[3][4]}

반면, 고성능 유도전동기 구동에 사용되는 벡터제어는 정지 상태에서부터 저속 및 고속영역에까지 빠른 순시 토크제어가 가능하여 빠르고 정밀한 제점착 제어가 가능하다. 따라서, 슬립 주파수제어보다 점착력을 효과적으로 이용할 수 있다. 전동차 구동시스템에서 스칼라 제어를 벡터제어로 대체하면 기동 및 저속영역에서 좋은 동 특성을 나타내므로, 가속속 성능 및 점착 성능의 향상을 도모할 수 있다. 이러한 벡터제어를 위해서는 출력 전압의 크기와 위상을 순시적으로 제어해야한다.^[5]

철도차량에 사용되는 전동차 구동시스템에서는 DC 링크(link) 단의 전압 이용률을 최대로 하기 위해 고속 운전 영역에서는 6-스텝 PWM 방법인 1펄스 모드를 사용한다.^[6] 1펄스 모드를 사용하면 출력 전압의 크기는 DC 링크 단의 전압에 의해서 결정되게 된다.

따라서 이 경우 순시 적으로 전압의 크기와 위상을 제어해야하는 벡터제어기법을 적용할 수 없다.

이에, 본 연구에서는 이들 두 가지 제어방법을 병용하는 제어구조를 구성하였다. 저속의 선형제어영역에서는 벡터제어를 사용하여 정밀한 순시 토크 제어가 가능하도록 하여, 우수한 기동 특성과 저속운전 특성을 갖도록 하였다. 고속의 1펄스 모드 영역에서는 슬립 주파수제어를 적용하여 평균적인 전류 및 토크 제어가 가능하도록 하였다. 일반적인 운전 조건에서 차량은 가속과 감속을 반복하므로 제어방법의 전환을 계속 반복하게 된다. 이들 두 제어방법은 그 제어 구조가 서로 다르기 때문에 운전영역에 따라 제어 방법을 바꿀 때에는 과도 현상이 없이 부드럽게 전환 되도록 해야 한다. 본 논문에서는 이를 위한 제어기법이 제시되었다.

제안된 벡터제어와 슬립 주파수제어의 병용 제어기법을 그림 1에 보이는 1.2MVA IGBT 인버터를 사용하여 4대의 유도전동기를 구동하는 1.2MVA 견인 전동차 시스템에 적용하여 그 효율성을 알아보았다.

2. 전동차 구동 시스템의 제어 기법

벡터제어는 순시 토크 제어가 가능하기 때문에 스칼라 토크 제어가 가능한 슬립 주파수제어보다 토크 제어 성능이 매우 우수하다. 특히, 슬립 주파수제어는 구배에서의 기동시에나, 저속운전 영역에서 구동특성이

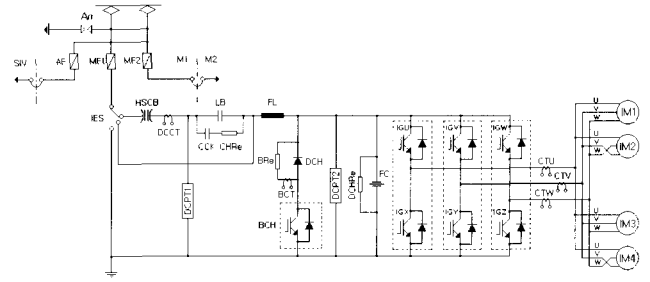


그림 1 전동차 구동시스템의 주 회로도

Fig. 1 The main circuit of the traction drive system

나쁘다. 그러나 과변조 영역운전이나 1펄스 모드인 6-스텝 제어모드가 필요로 하는 경우에는 벡터제어를 사용할 수 없고 슬립 주파수제어만이 가능하다.

본 연구에서는 전동차 구동시스템이 점착력을 효과적으로 이용하게 하고, 입력 전원전압을 충분히 이용할 수 있도록 하기 위해 이들 두 가지 제어방법을 병용하는 제어구조를 구성하였다. 그림 2와 같이 운전 영역에 따라 제어방법을 다르게 선정하였는데, 출력전압의 선형제어가 가능한 저속의 운전영역에서는 벡터제어를 사용하여 정밀한 순시 토크 제어가 가능하도록 하여, 기동 및 가속 시에 우수한 기동특성 및 빠른 토크 제어 특성을 갖도록 하였고, 입력 전원전압을 충분히 이용하기 위해 1펄스 모드를 사용하는 고속 운전 영역에서는 슬립 주파수제어를 적용하여 평균적인 전류 및 토크 제어를 통해 만족할 만한 운전 특성을 갖도록 하였다.

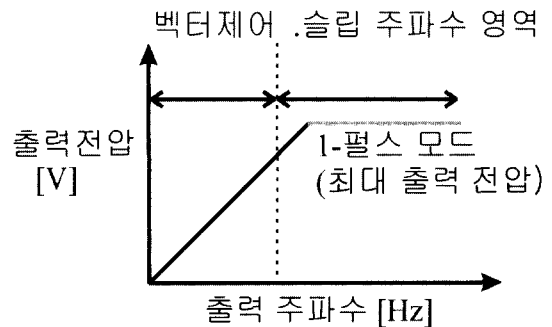


그림 2 출력 주파수에 따른 출력 전압 및 제어 방식

Fig. 2 The combination of the control modes

2.1 벡터제어 모드

출력전압의 선형제어가 가능한 저속의 운전영역에서는 벡터제어를 사용하여 정밀한 순시 토크 제어가 가능하도록 하였다.

그림 3은 벡터제어를 위한 블록도이다. 본 연구에서는 직접벡터제어를 하였는데, 회전자 자속각을 얻기 위해 전류 모델과 전압 모델을 결합한 자속 추정 방법을 사용하였다. 이 방법은 저속에서는 회전자 전류 모델로부터 추정된 자속이 선정되며, 고속에서는 전압 모델로부터 추정된 자속이 선정되도록 하여, 전운전영역에서 우수한 자속 추정 특성을 갖는다.^[7]

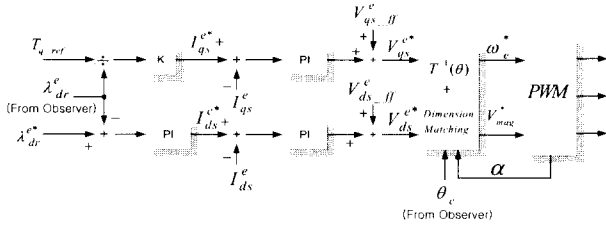


그림 3 벡터제어를 위한 블록도
Fig. 3 Block diagram of vector control

그림 4에 이러한 방법의 자속 추정기를 보인다. 그림 4의 자속 추정기는 그림 5와 같이 간략화 할 수 있다. $\lambda_{qdr_cm}^s$ 은 전류모델로 구한 회전자 자속을, $\lambda_{qdr_vm}^s$ 은 전압모델로 구한 회전자 자속을 의미한다.

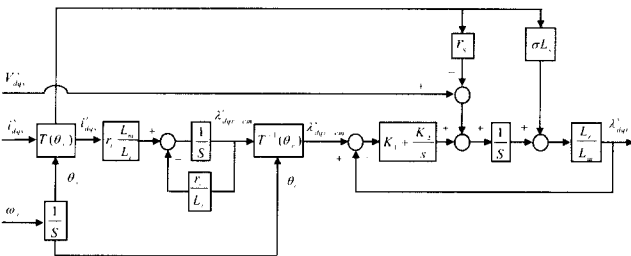


그림 4 자속 추정기
Fig. 4 Flux Observer

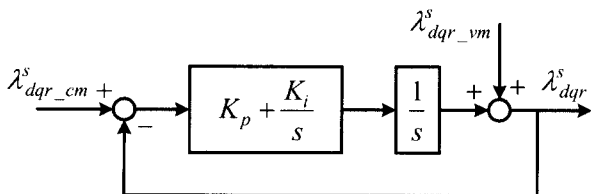


그림 5 자속추정기의 간략화된 개념도
Fig. 5 Simplified model of flux Observer

그림 5에서 추정된 자속 λ_{qdr}^s 을 전압모델 및 전류모델로 구해진 회전자 자속 $\lambda_{qdr_cm}^s$ 과 $\lambda_{qdr_vm}^s$ 으로 표

현하면 다음과 같은 전달 함수를 얻을 수 있다.

$$\lambda_{qdr}^s = \frac{s^2}{s^2 + K_p s + K_i} \lambda_{qdr_vm}^s + \frac{K_p s + K_i}{s^2 + K_p s + K_i} \lambda_{qdr_cm}^s \quad (1)$$

식 (1)의 전달함수는 전압모델로 구한 자속에는 고주파 통과 필터(High Pass Filter)가, 전류모델로 구한 자속에는 대역 통과 필터(Band Pass Filter) 및 저주파 통과 필터(Low Pass Filter)가 곁해진 형태로 재해석될 수 있다. 따라서, 추정된 자속은 저속에서는 전류모델이 우세하고 고속에서는 전압모델이 우세하다. 전류모델에서 전압모델로 전이되는 주파수를 필터의 cutoff 주파수 개념으로 정의할 수 있는데, PI 제어기의 이득에 따라 다양한 종류의 필터를 형성하는 것으로 볼 수 있다. 실용적으로 사용하기에 편리하도록 PI 제어기의 이득을 2차 Butterworth 필터의 개념에서 설계하면 다음과 같다.

$$K_p = \sqrt{2} \omega_c \quad (2)$$

$$K_i = \omega_c^2 \quad (3)$$

여기서, ω_c 는 2차 Butterworth 필터의 cutoff 주파수이다.

회전자 자속각은 추정 자속으로부터 식 (4)와 같이 얻는다.

$$\theta_e = \tan^{-1} \left(\frac{\lambda_{qr}^s}{\lambda_{dr}^s} \right) \quad (4)$$

전류제어를 위해서는 역기전력을 전향보상(Feed forward)한 동기 좌표계 PI 전류제어기와 공간전압벡터 PWM(SVPWM) 기법을 사용하였다. 전류제어기의 출력은 d와 q 축 전압 V_{ds}^* , V_{qs}^* 으로 주어지는데, 본 연구에서는 운전영역에 따라 제어 방법을 바꾸기 때문에, 이 전압들을 그림 3에 보이는 차원 일치(Dimension Matching) 블록에서 그 크기 V_{mag} 와 주파수 ω_e 로 변환한다. 이는 벡터제어에서 슬립 주파수 제어로 제어 방법을 바꿀 때에 출력변수 변경으로 인한 과도 현상 없이 부드럽게 전환될 수 있도록, 출력 제어변수를 두 제어기법에서 동일하게 맞추기 위함이다.

벡터제어에서의 전류제어기 출력 전압 V_{ds}^* , V_{qs}^*

를 슬립 주파수 제어에서 사용될 수 있도록 전압의 크기 V_{mag} 와 주파수 ω_e 로 변환하는 식은 (5)와 같다.

$$V_{mag} = \sqrt{V_{ds}^{e*2} + V_{qs}^{e*2}} \quad (5)$$

출력 주파수 ω_e 는 Forward Euler 미분에 의해 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\omega_e = (\text{phase}[n] - \text{phase}[n-1]) / T_{sampling} \quad (6)$$

그림 6에 보이는 벡터들의 위상 관계로부터 식 (7)과 (8)을 얻을 수 있으므로, 식 (6)은 식 (9)와 같이 표현할 수 있다.

$$\text{phase} = \theta_e + \lambda \quad (7)$$

$$\lambda = \tan^{-1}\left(\frac{V_{qs}^{e*}}{V_{ds}^{e*}}\right) \quad (8)$$

$$\omega_e = (\lambda + \theta_e - \alpha) / T_{sampling} \quad (9)$$

여기서, 회전자 자속각 θ_e 는 추정자속으로부터 얻는다. 위상 α 는 PWM 제어 블록에서 주파수를 forward Euler 적분에 의해 계산한다.

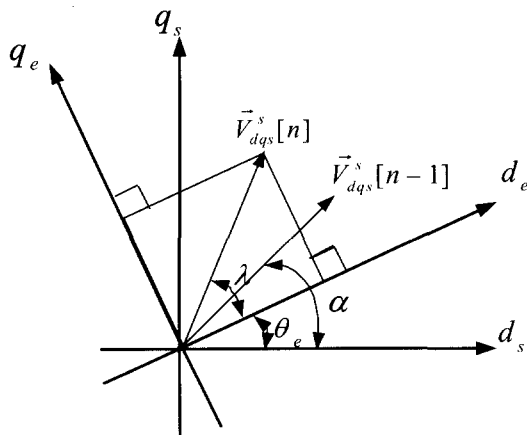


그림 6 벡터들의 위상 관계
Fig. 6 Relationship between the vector phases

2.2 슬립 주파수제어 모드

철도차량용 전동차 구동시스템에서는 DC 링크 단의 전압을 최대한으로 이용하기 위해 고속 운전 영역에서는 1 펄스 모드인 6-스텝 PWM 방법을 사용한다. 이 경우

출력 전압의 크기는 DC 링크 단의 전압에 의해서 결정되므로, 고속 운전 영역에서는 순시적으로 전압의 크기와 위상을 제어해야하는 벡터제어기법을 적용할 수 없다. 따라서, 평균 토크제어가 가능한 슬립 주파수 제어를 사용한다.

그림 7은 슬립 주파수 제어를 위한 블록도이다.

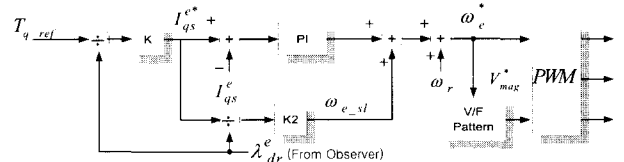


그림 7 슬립 주파수제어의 블록도
Fig. 7 Block diagram of slip-frequency control

슬립 주파수 제어에서 사용되는 변수들은 벡터제어와 동일한 차원(dimension)에서 처리하기 위해 d-q 축 변수로 설정되었다. 토크 성분 전류는 벡터제어시와 같이 q-축 전류 I_{qs}^e 로 선정하였는데, q-축 기준 전류 I_{qs}^{e*} 는 토크 지령치와 d-축 회전자 자속 λ_{dr}^e 으로부터 얻어진다. 슬립 주파수 제어시의 출력은 전압의 크기와 주파수이다. 지령 주파수 ω_e^* 는 기준 토크 발생하기 위한 슬립 주파수 ω_{sl} 과 전동기 속도 ω_r 로부터 식 (10)과 같이 주어진다.

$$\omega_e^* = \omega_{sl} + \omega_r \quad (10)$$

슬립 주파수 ω_{sl} 은 q-축 기준 전류를 제어하기 위한 PI 제어기의 출력과 식 (11)과 같은 전향보상 슬립 ω_{e_sl} 의 합으로 주어진다.

$$\omega_{e_sl} = K_2 \frac{I_{qs}^{e*}}{\lambda_{dr}^e} \quad (K_2 = \frac{L_m}{T_r}) \quad (11)$$

여기서, 회전자 자속 λ_{dr}^e 은 추정자속으로부터 얻는다.

주파수가 결정되면 기준 전압 V_{mag}^* 는 V/F 패턴에 의해 결정된다. 여기서, V/F 패턴은 자속의 크기를 결정하므로 벡터제어시에서 사용된 자속수준과 일치하도록 결정해야 제어기법 변동시 자속 변동으로 인한 과도 현상을 줄일 수 있다.

2.3 제어 모드의 전환

정상적인 운전시, 전동차는 빈번한 가감속을 하게 된다. 이는 빈번한 제어 모드의 전환을 의미한다.

따라서 과도 현상이 발생하지 않도록 정밀하고 부드러운 제어 모드의 전환이 요구된다. 이를 위해 제어 모드를 전환하는 경우 제어변수들이 급격하게 변동하지 않도록 두 제어 모드의 출력변수를 통일해야하며 또한 동일한 차원에서 변환되어야 한다. 따라서 앞 절에서와 같이 벡터제어에서의 출력은 슬립 주파수 제어에서의 출력과 동일하도록 전압의 크기와 주파수로 변환시킨다. 또한 모든 상태 변수들은 연속적인 제어출력을 위해서 전환시에 연속적인 값으로 재 설정되어야 한다.

즉, 각 제어에서의 PI 제어기는 초기화가 되어야 과도 현상이 발생하지 않는다.

벡터제어에서 슬립 주파수제어로 전환시에 전환을 위해 필요한 조치는 먼저 그림 7에 보이는 슬립 주파수를 출력하는 PI 전류제어기의 적분기를 벡터제어의 q-축 전류제어기에서 사용된 값으로 초기화하고, 또한 벡터제어에서의 출력 전압을 반영하여 V/F 곡선을 조정하여 전압 값의 연속성을 유지하도록 한다. 슬립주파수제어에서 벡터제어로 전환 시에는 그림 3의 벡터제어기의 d-와 q-축 PI 전류제어기를 초기화하고, V/F 곡선에 따라 자속제어기의 자속 기준을 조정하여 전압의 연속성을 유지한다.

이러한 기법을 구현한 결과, 모드 전환시에 전압과 전류의 연속성을 유지할 수 있음을 확인하였다.

3. 실험 결과

제안된 벡터제어와 슬립 주파수제어의 병용 제어기법을 1.2MVA IGBT 인버터를 사용하여 4대의 유도전동기를 구동하는 1.2MVA 견인 전동차 시스템에 적용하여 그 효용성을 알아보았다. 시험을 위한 시제 차량과 1.2MVA IGBT 인버터의 사진이 그림 8과 9에 보인다.

시험용 차량은 구동시스템을 장착한 동력차 2대와 부수차 2대로 편성된 4량 편성이며, 공차(空車) 중량은 130[ton]이다. 실제 승객이 최대로 탑승한 만차(滿車)시의 상태와 동일하게 만들기 위하여 차량 당 20[ton]의 부하를 탑재하여 전체 만차 중량 210[ton]의 시험조건을 만들었다.

1.2MVA 인버터는 6개의 IGBT 소자로 구성된 2레벨 인버터이다.

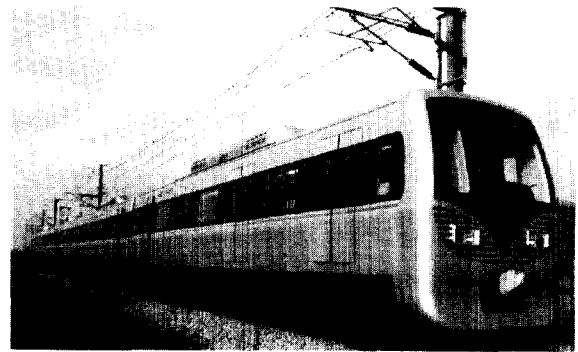


그림 8 시제 차량
Fig. 8 Developed 1.2MVA Traction System

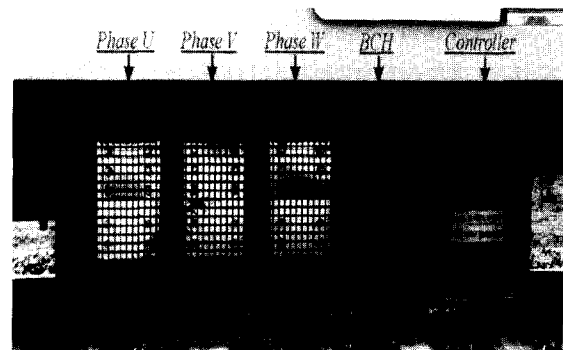


그림 9 1.2MVA IGBT 인버터
Fig. 9 1.2MVA IGBT Inverter

주 전력소자로 IGBT를 사용함으로써 고속 스위칭을 가능하게 하였고, 스너버(snubber)회로 등의 부가회로가 제거되고 게이트 드라이버 등이 간단한 구조로 설계되어 신뢰성이 향상되었다. 또한 과전압 시의 보호기능 및 회생 제동을 위해 저항 및 IGBT로 구성된 초퍼가 설치되어 있는데, 회생 제동시 가선이 전력을 수용할 수 없을 경우 단시간동안 저항을 통해 제동능력을 유지할 수 있게 설계되어 있다.

표 1은 인버터 및 초퍼에 사용된 IGBT의 소자의 사양을 보여준다. 전동차 구동 시스템은 4개의 210kW 견인용 유도 전동기에 의해 구동되며, 표 2에 전동기의 사양을 보인다.

그림 10은 제어 방식이 벡터 제어에서 슬립 주파수제어로 전이할 때 인버터 직류 전압, 출력 전류 및 변조 지수를 측정된 실험 결과이다. 보이는 바와 같이 제어기법의 전환에 의한 과도현상이 없는 연속적인 제어를 보이고 있다.

표 1 IGBT 사양

Table 1 Specification of IGBT

| | |
|---------------------------|---------------------|
| 모델 및 제조사 | FZ1200R33KF1[EUPEC] |
| Collector-Emitter Voltage | 3300 [V] |
| DC-Collector Current | 1200 [A] |

표 2 유도전동기 사양

Table 2 Specification of traction motor

| | |
|------------|---------------|
| 정격 용량 및 극수 | 210 [kW], 4 극 |
| 정격 선간 전압 | 1100 [Vrms] |
| 정격 주파수 | 75 [Hz] |

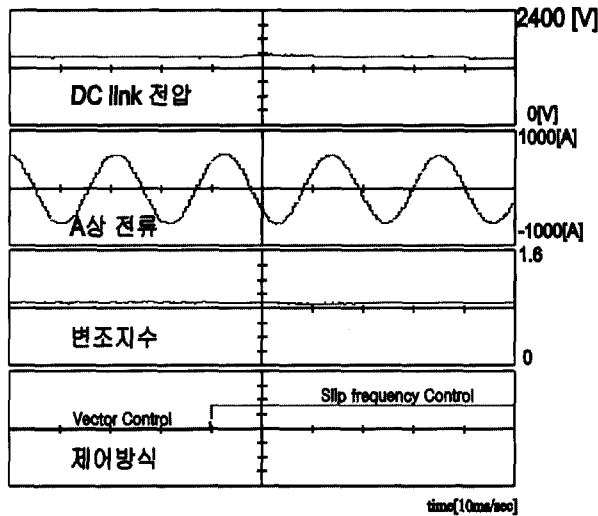


그림 10 제어 모드 전이시의 특성

Fig. 10 Performance for changing the control mode

그림 11은 관성부하시험장치를 이용한 주행 시험 결과이며, 그림 12는 시험 전차선에서 실제 차량을 이용하여 시속 72[km/hour]까지 감속 및 가속을 실시한 실험 파형이다.

여기서 FC(Filter Capacitor)는 인버터 직류단의 콘덴서 전압이다. 실제 차량에서 구동장치는 공기 제동 장치와 연동하여 작동하게 되어 있는데, 그림 12에서 BC(Braking Compressor)는 공기제동을 위한 제동 공기압력을 표시하고 BC(M)은 구동차에서의 공기압을 BC(Tc)는 부수차에서의 공기압을 나타낸다. 제동시 저속에서 회생제동에서 공기제동으로 전환됨을 볼 수 있다.

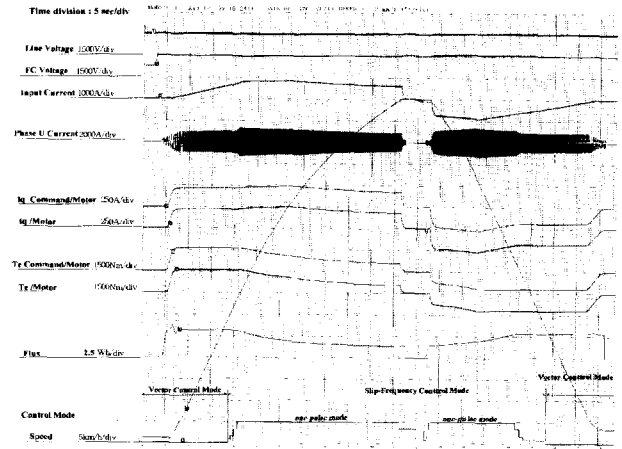


그림 11 관성부하 시험장치를 이용한 주행 시험

Fig. 11 Result of combined test for inertia load system

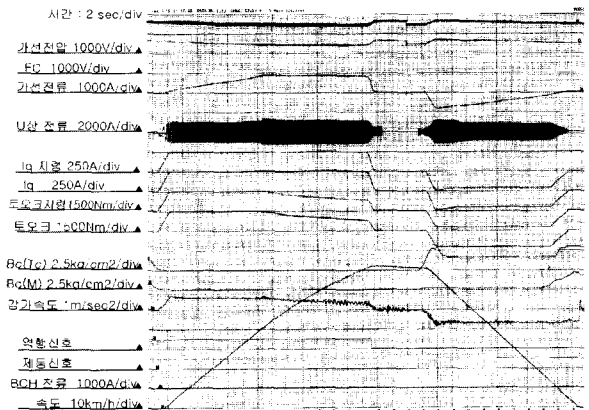


그림 12 시제 차량을 이용한 주행시험

Fig. 12 Test Result of the proposed control on traction system

그림 12의 토크 지령치와 실제 토크 데이터를 통하여 가속 및 감속 전구간에 걸쳐 토크 제어가 잘 이루어지고 있음을 알 수 있다. 또한 제어 방식 데이터를 통해 가속 및 감속 구간에서 벡터 제어와 슬립주파수 제어 방식의 전환이 부드럽게 연속적으로 이루어지며, 이 때 전환으로 인한 상태의 급변이 없음을 알 수 있다. 일정 토크 구간에서 속도 데이터의 기울기를 보면 만차 상태에서도 가속 구간에서의 가속도 설계 목표치 3.0[km/h/sec] 및 감속 구간에서의 감속도 설계 목표치 3.5[km/h/sec]가 만족되고 있음을 알 수 있다.

감가속도 데이터의 경우 차량의 실내 바닥에 설치한

가속도 센서를 이용하여 측정된 것인데 고속에서의 주행 진동에 의해 많이 왜곡됨을 볼 수 있다. 이는 시험 선로에 다소의 침하가 발생하여 고속 주행시 차량 진동이 정상 선로에 비해 심하게 발생하였기 때문이다.

전체적인 실험 결과로 볼 때 전류 및 토크 등이 지령치를 정확히 추종하고 전 구간에 걸쳐 안정적인 제어가 이루어짐을 알 수 있다.

3. 결 론

본 논문에서는 저속의 선형 변조 구간에서는 벡터 제어를 적용하고, 고속의 과변조 및 6-스텝 영역에서는 슬립 주파수 제어를 적용하는 병용 제어기법을 제안하여 4개의 210[kW] 유도전동기를 병렬 구동하는 전동차 구동 시스템에 적용하였다. 개발된 구동 시스템은 시험을 위해 제작된 4량 1편성의 차량에 탑재되어 시험 전차선에서 차량 당 20[ton]의 부하를 포함한 만차 상태로 시험한 결과, 성능 및 신뢰성에서 목표 사양을 만족함을 확인하였다. 또한 벡터제어 기법을 적용함으로써 정밀한 토크 제어가 구현되고, 특히 기동 및 감가속 구간에서 전류 및 토크가 정확하게 제어됨을 확인하였다.

참 고 문 헌

[1] Ikuo Yasuoka, Takuma Henmi, Yosuke Nakazawa and Ikuya Aoyama, "Improvement of Re-adhesion for Commuter Trains with Vector Control Traction Inverter", in *Proc. Power Conversion Conference*, pp. 51~55, 1997.

[2] Kouji Yasuda, Kiyoshi Nakada, Yoshio Tsutsui and Kiyoshi Kakamura, "PWM Control Method of a High Frequency Two-level Inverter for Trains", in *proc. IPEC-Yokohama*, pp. 1066~1070, 1995.

[3] Takamasa Kanzaki, Ikuo Yasuoka and Gorge Yamamoto, "Direct Digital Controlled PWM GTO Inverter for DC1500V Electric Cars", in *proc. IPEC-Tokyo*, pp. 1587~1598, 1983.

[4] Mikio Ohta, Atsushi KAGA, Mitsuo Muneyuki and Eiji Akagawa, "AC Propulsion System for Kumamoto Municipal Transportation Bureau." in *proc. IPEC-Tokyo*, pp. 1575~1586, 1983.

[5] D. W. Novotny and T. A. Lipo, *Vector control and Dynamics of AC Drives*, New York Oxford University Press., ch. 7, 1996.

[6] 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.

[7] 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.

저 자 소 개



김상훈(金相勳)

1964년 9월 11일생. 1987년 서울대 전기공학과 졸업. 1989년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1994년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1994년~1996년 대우 중공업 철도차량연구소 선임연구원. 2001년 현재 강원대학교 전기전자정보통신공학부 조교수.



배본호(裴本鎭)

1966년 11월 7일생. 1990년 서울대 제어계측공학과 졸업. 1992년 포항공과대학교 전자전기공학과 졸업. 현재 한국철도차량주식회사 선임연구원, 서울대학교 전기공학부 박사과정.



설승기(薛承基)

1958년 3월 25일생. 1980년 서울대 전기공학과 졸업. 1980년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1986년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1986년~1988년 미국 Univ. of Wisconsin-Madison 객원연구원. 현재 서울대학교 전기공학부 교수.