

틸팅 열차 추진시스템의 제어 알고리즘에 관한 연구

A Study of propulsion control algorithm of Tilting Train eXpress

김형철*
Kim, Hyung-Chul

최재호**
Choi, Jae-Ho

ABSTRACT

In this study, control schemes are proposed for a propulsion system of TTX(Tilting Train eXpress). In developed traction converter, unity power factor control, compensation method of dc link voltage have been applied. Output current of converter contains harmonic ripple at twice input ac line frequency, which causes a ripple in the dc link voltage so that beatless control is developed in inverter system to reduce the pulsating torque current. This system is verified by the system modelling and prototype test.

1. 서 론

고속도, 고밀도 운전을 통해 철도의 운송력 강화를 실현하기 위한 차량의 요구가 증가함에 따라 구동회로의 출력 증대 및 추진 시스템의 효율적 운전을 구현하기 위한 성능향상에 대한 연구가 최근까지 활발히 진행되고 있다. 이와 관련하여 국내의 틸팅 시스템에 적용되는 추진시스템에서도 국내에 적용되었던 200KW급의 유도 전동기에서 250KW로 용량이 증대되었으며 더불어 제어장치의 출력 및 시스템 구성도 1C4M(1 Controller 4 Motors)에서 1C2M의 시스템으로 변화되었다. 차량의 고속화를 위해서는 제어장치의 출력을 높일 필요가 있지만 제어장치의 출력을 높이는 것만으로는 에너지소비량의 증대나 소음·진동 증가의 문제를 초래하게 된다. 따라서 차량으로의 전력공급량이 증가했다하더라도 전원고주파의 증대나 역률이 낮아지는 것을 억제하고 환경을 고려하여 소음·진동이 적은 추진 시스템을 구현하지 않으면 안된다.

추진 시스템은 크게 PWM 컨버터, PWM 인버터 및 유도전동기의 구성으로 이루어져 있는데, PWM 컨버터에는 교류직류변환만이 아닌 입력전류파형 제어, 역률제어, 직류전압제어의 기능을 행한다. 그러나 단상교류전력을 직류로 변환하는 과정에서 평활용 캐패시터 용량의 제약으로 캐패시터 전압이 전원의 2배인 주파수에서 맥동하게 되는데 이러한 맥동성분은 차량의 고속주행이 이루어지면서 전동기 주파수와 간섭하게 되고 전동기의 토크(torque)에 비트현상이 나타나게 된다. 이와 같은 비트 현상을 줄이기 위해 직류전압의 맥동 주파수에서 유도전동기의 슬립(Slip)주파수를 변화시키는 보상방법이 적용된다.[2][4] 인버터 시스템은 저속 영역에서는 순시 토크 제어를 수행하도록 벡터 제어 알고리즘을, 고속영역에서는 슬립주파수 제어를 통해 구현하였다.

* (주)우진산전 선임연구원, 정회원

** 충북대학교 전기전자컴퓨터 공학부 교수, 비회원

본 연구에서는 고속운전에 적합한 구동회로의 제어성능의 구현을 위한 이론적 검토와 축소모델의 실험을 통해 PWM 컨버터, PWM 인버터에 의한 유도전동기 구동방법의 타당성을 검증한다.

2. 추진 시스템의 구성

그림 1은 톨링 차량의 추진 시스템의 구성도를 보인다. 주 변압기를 통해 2개의 제어장치가 연결되어 있으며 각 제어장치는 컨버터와 인버터 그리고 4대의 모터를 구동하는 1C2M 시스템으로 구성되어 있다.

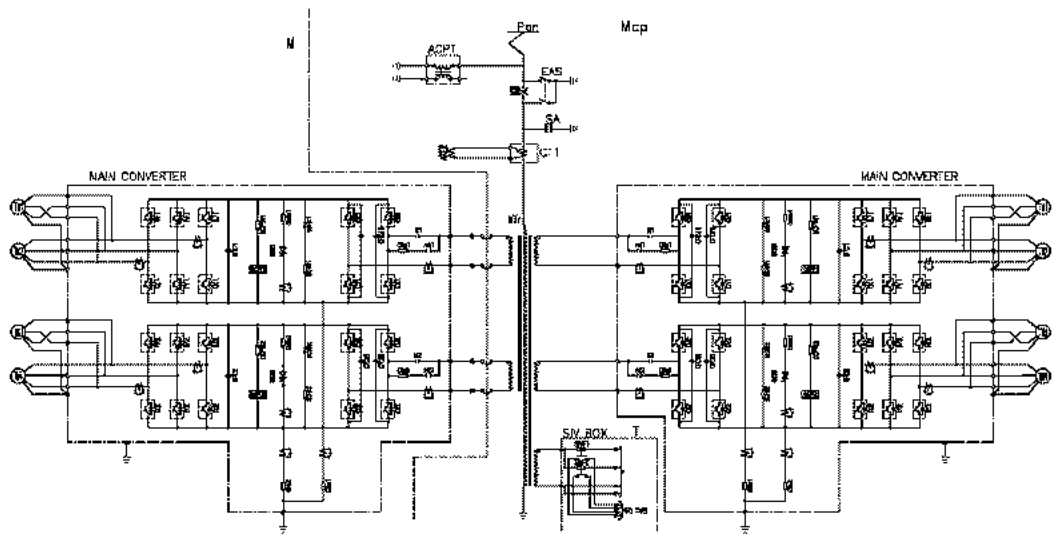


그림 1 . 톨링 차량의 추진 시스템 구성도

3. 컨버터의 제어 알고리즘

PWM 컨버터에는 전원전압 V_s 와 입력전류 I_s 사이의 위상차를 임의로 조정할 수 있는 역률제어기능과 전류를 임의의 지령파형으로 추종시키는 전류파형 제어능력이 있다. 이 중 철도차량용 제어로는 전압과 전류를 동일위상으로 하는 고역률화 기능과 전류파형을 정현파로 하는 저 고조파화 기능에 범위가 한정된다. 이런 기능의 실현에는 전류 패턴제어와 전압 벡터 제어의 2가지 방법이 연구 보고되고 있다.[5][6] 전류패턴제어는 전류 파형 제어 능력은 높고, 전원 전압에 왜곡이 발생되어도 동작을 계속할 수 있는 장점이 있으나 정밀도가 높은 역률 제어에는 적합하지 않고 전류보상 제어기의 게인을 높게 한다면 역률은 어느 정도 향상되지만 전류파형 제어의 동작이 불안정해지기 때문에 이 균형에서 최적 제어 게인을 결정한다. 한편, 전압 벡터제어는 전류 파형 능력은 낮지만 역률제어 정밀도는 높다. 이 방식은, 전원전압의 반주기의 정보를 연산해서 제어하기 때문에 과도상태의 전압변동에 대한 빠른 전류의 추종은 불가능하다. 그러나 전원전압이 안정된 계통에서의 고정밀도의 역률제어에 이용할 수 있다.

철도 차량에는, 교류전원이 직류편자의 영향을 받는 등의 외란이 많기 때문에 전압 벡터 제어보다도 전류패턴제어가 적합하다. 이와 같은 전류 패턴 제어의 블록도를 그림2에 보인다. 부하 전류 Feed-forward 항은 부하 전류의 변동에 따른 과도 상태에 대한 적응성을 향상시키기 위해 부하측 전류를 입력 전류치로 환산하여 그 값을 전압제어기의 출력항에 포함시킨다.

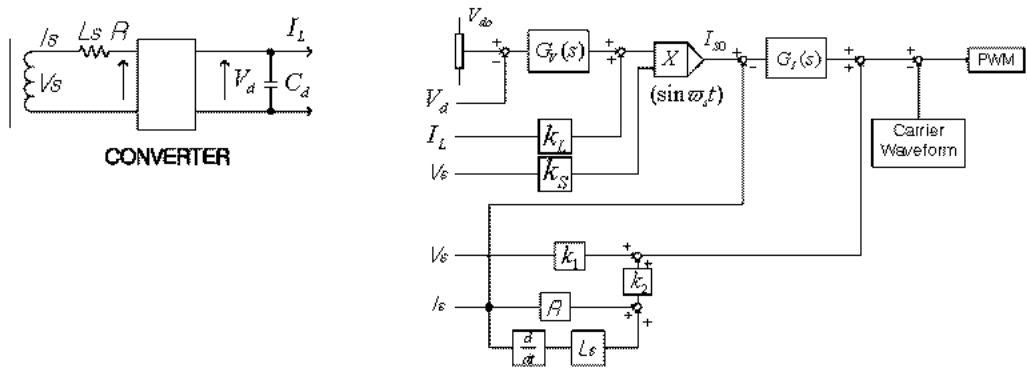


그림 2. 컨버터의 제어 블록도

3.1 직류 링크 전압리플의 보상

컨버터는 단상 전원으로 인해 직류 링크 전압에 리플 성분을 포함하게 되는데, 이러한 리플 성분은 입력 전류 파형을 왜곡시킬 뿐만 아니라 직류 링크 전압제어 이득을 높일 수 없게 한다. 이를 위해 기존에는 필터를 사용한 방법을 이용했으나 필터는 교류의 지연성분을 갖게 된다. 따라서 전력평형 조건으로부터 리플 성분을 구하여 그 값을 전압 제어기의 제어항에 포함시켜 과도 상태의 응답을 향상시키도록 하였다.

컨버터의 직류 출력은 식(1)과 같다.

$$P_{dc} = P_L + \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} C_d V_d^2 \right) \quad (1)$$

여기서, P_L : 부하전력, P_{dc} : 직류출력이고 컨버터의 순시 입력전력은

$$P_{ac} = v_s i_s - R_s i_s^2 - \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} L_s i_s^2 \right) \quad (2)$$

으로 표현될 수 있다. 여기서, $v_s = \sqrt{2} V_s \cos \omega_s t$, $i_s = \sqrt{2} I_s \cos \omega_s t$ 을 대입하여 전력평형조건으로부터 식(3)이 유도될 수 있다.

$$\left(V_s I_s - R_s I_s^2 \right) \left(t + \frac{1}{2\omega_s} \sin 2\omega_s t \right) - \frac{1}{2} L_s I_s^2 (1 + \cos 2\omega_s t) = P_L t + \frac{1}{2} C_d V_d^2 + C_I \quad (3)$$

여기서, C_I 는 적분상수이다.

정상상태에서는 $V_s I_s = R_s I_s^2 + P_L$ 와 같은 식이 성립하고 이를 정리하면

$$V_d^2 = - \left(C_I + \frac{1}{2} L_s I_s^2 \right) + \frac{V_s I_s - R_s I_s^2}{\omega_s C_d} \sin 2\omega_s t - \frac{L_s I_s^2}{C_d} \cos 2\omega_s t \quad (4)$$

에서 2번째 항과 3번째 항은 리플성분이므로 이 값을 제외하면 1항의 리플성분이 제외된 항을 얻게 된다. 정리하면,

$$V_d(t) = V_{d0} \sqrt{1 + \alpha} \quad (5)$$

$$\omega_e - sI = \frac{L_{\sigma} I_{\sigma}^*}{T_r \lambda_{\sigma}^*} \quad (7)$$

여기서, 회전자 자속 λ_{σ}^* 은 추정자속으로부터 얻어진다. 비트리스 제어에서는 직류전압 V_d 를 120Hz의 밴드패스필터에 입력해서 120Hz의 교류전압성분을 분리하고 이 값과 gain의 값을 비드를 보상하는 제어량으로 한다. 이 값은 전동기 회전자 w_r 와 슬립주파수와 더해져 인버터의 출력 주파수(w_e^*)를 얻어낸다.

5. 결 과

그림4, 5, 6은 컨버터 및 인버터의 결과파형을 보인다.

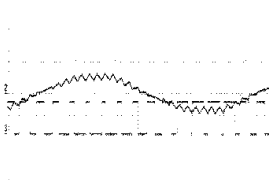


그림 4. 컨버터 입력전압, 입력전류, PWM 출력(컨버터 단독운전)

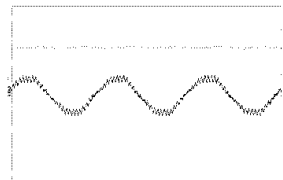


그림 5. 컨버터의 입력전압, 입력전류, DC 전압 (컨버터 단독운전)

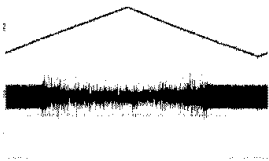


그림 6. 인버터 출력전압, 주파수, 출력 전류, 슬립주파수 모드(인버터 단독운전)

6. 결 론

철도차량에 요구되는 전원 고조파의 저감, 역률 개선, 전력 회생기능의 실현을 위한 PWM 컨버터의 제어 방법과 직류전압 맥동에 기인한 인버터의 토크 맥동 현상에 대한 비트리스 제어방법에 대해서 언급하였다.

PWM 컨버터의 구조적 제어 기법으로 전류파형 제어 능력이 높고, 응답이 빠른 전류 패턴제어

와 역률 제어능력은 높지만 전류 응답성에는 뒤떨어지는 전압 벡터제어의 2가지 방식을 들었고 이에 차량 환경에 적합한 전류 제어 기법에 대해 축소모델을 통해 구현하였다.

PWM 인버터는 저속에서는 벡터 제어 방법으로 순시 토크 제어를 수행하였으며 고속 영역에서는 슬립 추파수 제어를 통한 제어 방법으로 결과를 보였다.

추후 현차 시험에 적용될 수 있도록 컨버터의 위상 변위 제어 방법 및 실제 부하에서의 테스트가 필요하다 하겠다.

참고 문헌

1. 김상훈, 배본초, 설승기(1999), "벡터제어를 적용한 전동차 구동 시스템 개발", 전력전자학회 논문지 제 6권 제1호, pp48-51
2. Adrian Cheok, Shboichi Kawamoto(1997), "AC drive with particular reference to traction drives," APSCOM-97,Hong Kong
3. 이오재(1994). "단상 GTO PWM 컨버터의 직류링크 전압제어", 석사학위논문, 서울대학교
4. T.Hashimoto and S. Sone. "PWM CONVERTER-INVERTER SYSTEM FOR AC SUPPLIED TRAIN, University of Tokyo, Japan
5. 高原,田中,神崎(1985). "車兩用電力変換装置におけるPWM制御,昭和60年電気學會東京支部大會, pp4-5
6. 石川, 高原, 田中(1986),"PWMコンバータをしいた交流車兩の制御方式", 電気學會電気鉄道研究会