

틸팅 차량용 추진제어장치의 제어 알고리즘 개발

김형철*, 이은규*, 최재호**

*(주)우진산전, **충북대학교

Development of control algorithm for TTX Tilting Train eXpress propulsion system

Hyung-Cheol Kim*, Eun-Kyu Lee*, Jae-Ho Choi**

*Woojin Industrial Systems co. Ltd., Chungbuk National University

Abstract - In this paper, control schemes are proposed for a propulsion system(Converter/Inverter) of the 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 harmonics ripple at twice input ac line frequency, which causes a ripple in the dc link voltage so that control scheme is developed in inverter system to reduce the pulsating torque current. At low speed region, vector control scheme is applied and slip frequency control is adopted at high speed region. The performance of propulsion system will be verified by simulation and prototype experimental results.

1. 서 론

고속도, 고밀도 운전을 통해 철도의 운송력 향상을 실현하기 위한 차량의 요구는 구동회로의 출력 중대 및 추진 시스템의 효율적 운전 및 성능향상에 대한 연구로 이어지고 있다. 차량의 고속화를 위해서는 제어장치의 출력을 높여야 하지만 제어장치의 출력을 높이는 것만으로는 에너지소비량의 증대나 소음·진동 증가의 문제를 초래하게 되기 때문에 차량으로의 전력공급량이 증가했다 하더라도 전원고주파의 증대나 역률이 낮아지는 것을 억제하고 환경을 고려하여 소음·진동이 적은 추진 시스템을 구현하지 않으면 안된다.[5][6] PWM 컨버터 시스템의 제어에 있어서는 입력전류파형제어, 역률제어, 직류전압제어의 기능을 수행하며 이러한 제어를 구현하기 위해 전류 제어 기법과 전압 벡터 제어기법이 소개되고 있다. 이 중 철도차량과 같이 Panto를 통한 가선전원의 공급시 이선동에 의해 전압 파형의 연속성을 유지하지 못하는 경우, 전류제어 기법의 우수성이 보고된 바 있다.[6] 또한 철도 차량의 경우, 단상교류전력을 통하여 3상 유도기를 동작시키는 과정에서 평활용 캐페시터 용량의 제약으로 캐페시터 전압이 전원의 2배인 주파수에서 백동하게 되는데 이러한 백동성분은 차량의 고속주행이 이루어지면서 전동기 주파수와 간섭하게 되고 전동기의 토크(torque)에 비트현상이 나타나게 된다. 이와 같은 비트현상을 줄이기 위해 직류전압의 백동 주파수에서 유도전동기의 슬립(Slip)주파수를 변화시키는 보상방법을 제안하였다. 인버터 시스템은 저속 영역에서는 순시 토크 제어를 수행하도록 벡터 제어 알고리즘을, 고속영역에서는 슬립주파수 제어를 통해 구현하였으며 One pulse 모드에서의 비트현상을 제거하기 위한 제어를 수행하였다. 시뮬레이션은 MATLAB을 통해 구현하였으며 실험은 5HP 유도기를 이용한 축소모델을 통해 그 타당성을 검증하였다.

2. 본 론

2.1 틸팅 차량의 추진장치 구성

그림 1은 틸팅 차량의 추진 시스템의 주 회로도를 나타낸다. 주 변압기는 가선전압 AC25KV를 AC1040V로 강압하며 Boost를 수행하기 위한 리액터 성분은 주 변압기에 포함되어 사용한다. 인버터는 1C2M(1 Controller 2 Motors)으로 구성되어 있어 하나의 제어 장치로부터 2대의 모터를 일괄제어하게 되며 전력변환 장치의 스위칭 소자는 IGBT를 사용한다. 또한 가선전원으로의 고조파 유입을 저감하기 위해 단상 PWM의 Carrier는 위상차를 주어 제어하게 된다.[6] 본 논문에서는 하나의 제어장치에 대해서만 논하므로 이 기법은 제외한다.

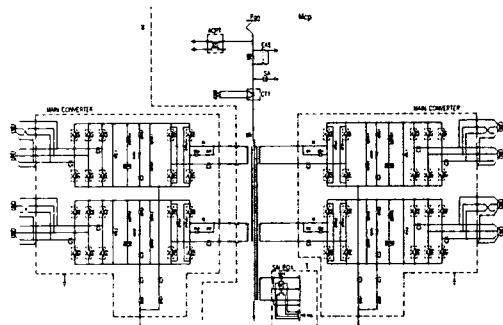


그림 1. 틸팅 차량의 추진 시스템 구성도

2.2 컨버터의 제어 알고리즘 구현

PWM 컨버터는 단상이며 전원전압 v_s 와 입력전류 i_s 를 단위 역률로 제어하는 역률제어기능과 전류를 정현파로 추종시키는 전류파형 제어능력을 수행한다. 컨버터의 기준전압 v_d^* 와 출력전압 v_d 와의 오차는 전압제어기의 입력으로 사용되며 전압제어기의 출력은 전원전압의 위상정보를 갖는 정현파와 곱해져 컨버터의 입력 전류 기준값을 생성한다. i_L 은 부하측에서 사용하는 전류를 미리 계산하여 Feedforward하여 부하 변동에 따른 빠른 속응성을 수행하도록 하였다. 또한 전원측 임피던스 성분을 보상하기 위한 보상팀을 Feedforward 하여 제어전압의 위상 및 파형의 왜곡을 보상하였다. 그림2는 전류 제어 블록도를 보이며 그림3은 전체의 제어 블록도를 보인다.

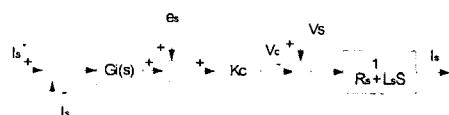


그림 2. 컨버터의 전류 제어 블록도

K_c : 컨버터의 이득, R_s : 리액터의 저항성분
 L_s : 리액턴스, $G_i(S)$: 전류제어기
 e_s : 왜란항 (Feed-forward)

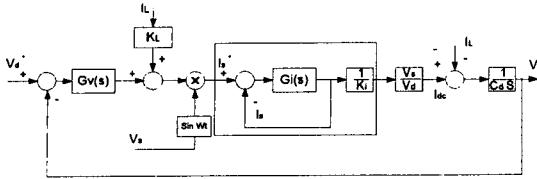


그림 3. 컨버터의 제어 블록도

$G_v(S)$: 전압제어기

2.2.1 컨버터의 직류 출력전압의 보상

본 절은, 전력평형 조건으로부터 단상전원의 전력 맥동에 의한 출력전압의 맥동식을 유도하여 필터를 사용했을 경우의 자연성분에 대한 보상으로 연산을 통해 정상상태에서의 맥동 성분을 추출하여 전압제어기에 사용한다. 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} : 직류출력이다.

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.

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

여기서, C_I 는 적분상수이다.

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

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

에서 식(5)와 같이 정리될 수 있다.

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

여기서, $\alpha = \frac{(V_s I_s - R_s I_s^2) \sin 2\omega_s t - \omega_s L_s I_s^2 \cos 2\omega_s t}{\omega_s C_d V_{do}^2}$

V_{do} : 정상상태의 직류링크 전압이다.

Talyor 급수 전개를 통해 $\alpha \ll 1$ 일 때 이 식은

$$V_d(t) = V_{do} (1 + \frac{1}{2} \alpha) \quad (6)$$

으로 표현될 수 있으며 이 식으로부터 보상된 값은

$$V_{d-comp} = V_d - \frac{1}{2} \alpha V_{d-comp} \quad (7)$$

이 되며 보상된 값이 전압제어기에 사용된다.

2.3 인버터의 제어 알고리즘 구현

출력전압의 선형제어가 가능한 저속영역에서는 정밀한 순시 토크 제어를 위하여 벡터제어를 적용하였다. 토오크 지령치와 자속지령치는 유도 전동기의 특성곡선과 운전 특성을 고려하여 각 속도에 따라 미리 계산되며 이 값으로부터 유도전동기의 전압방정식과 자속방정식을 이용하여 토크온보드 전류와 자속분 전류 지령치를 얻어낸다. 전류 지령치는 피드백된 전류와 비교하여 동기좌표계상에서 PI전류제어기로서 제어되며 정밀한 제어를 위하여 전향보상(Feedforward)이 사용된다. 동기 좌표계

변환을 위한 회전자의 자속각은 전류모델과 전압모델을 결합한 자속 추정방법을 사용하였다.[1][2] 동기 좌표계상에서 구현된 그림 4의 제어기에서 피드백된 상전류 i_u, i_w 는 전류 제어기를 거친다. 전류제어기의 출력값을 각각 $V_{ds,pi}, V_{qs,pi}$ 라 하면 다음과 같이 쓸 수 있다.

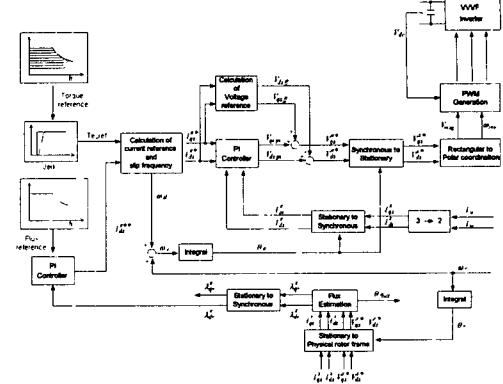


그림 4. 벡터 제어 블록도

$$v_{ds,pi} = K_p (i_{ds}^{e*} - i_{ds}) + K_i \int (i_{ds}^{e*} - i_{ds}) dt \quad (8)$$

$$v_{qs,pi} = K_p (i_{qs}^{e*} - i_{qs}) + K_i \int (i_{qs}^{e*} - i_{qs}) dt \quad (9)$$

비간섭(Decoupling)제어를 위한 전향 보상항은 다음 식과 같이 나타낼 수 있다.

$$v_{ds,ff} = R_s i_{ds}^{e*} - \omega_e L'_s i_{qs}^{e*} \quad (10)$$

$$v_{qs,ff} = R_s i_{qs}^{e*} + \omega_e L'_s i_{ds}^{e*} + \omega_e \lambda_{qs}^{e*} \quad (11)$$

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

$$L'_s := L_s - \frac{L_m^2}{L_s} \quad (12)$$

위 식 (8), (9)의 PI제어기의 출력은 식 (10), (11)의 전향 보상항과 더해져 최종적으로 PWM (Pulse Width Modulation) 인버터의 출력전압을 만들어 낸다. 즉 최종적인 전압 지령치는 다음과 같은 식으로 쓸 수 있다.

$$v_{ds}^{e*} = v_{ds,pi} + v_{ds,ff} \quad (13)$$

$$v_{qs}^{e*} = v_{qs,pi} + v_{qs,ff} \quad (14)$$

식 (12),(13)과 같이 구해진 d축과 q축의 전압 지령 v_{ds}^{e*}, v_{qs}^{e*} 는 슬립 주파수 제어시에도 연속성을 유지해야 하기 때문에 같은 변환 형식을 갖도록 전압의 크기 V_{mag} 와 인버터의 주파수 ω_{inv} 형식으로 변환하여 제어한다.

2.3.1. 슬립 주파수 제어

견인 전동기의 속도가 증가하여 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 슬립 주파수 제어로 변환하여 견인전동기를 제어하게 된다. 슬립 주파수 제어는 과변조 모드, 즉 변조율 (Modulation Index)이 0.907이상인 부분에서 제어하게 되며 그 제어 블록도는 그림5와 같다. 그림에서 보이는 것과 같이 토크의 제어는 피드백된 토크분 전류를 PI 제어하여 그 출력값으로 슬립 주파수를 보정하는 값을 주게 된다. 최종으로 출력하는 인버터의 주파수는 슬립 주파수와 전동기의 주파수에 위 PI제어기의 출력값을 더하여 얻을 수 있다. 슬립 주파수는 자속 추정기로부터 얻은 추정 자속값과 토크분 전류의 지령치로부터 다음과

같은 식으로 얻을 수 있다.

$$\omega_{sl} = R_r \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot \frac{i_{qs}^*}{\lambda_{mr}^*} \quad (13)$$

슬립 주파수 영역에서는 전원 전압의 리플에 따른 출력 주파수의 보상항을 사용하여 출력 전류의 리플을 최소화 하도록 비트리스 제어를 수행한다. 즉 DC Link 전압의 리플에 대해 인버터 주파수를 가변하여 인버터 출력주파수와 DC Link 리플 주파수의 간섭을 최소화 하도록 제어를 수행한다.

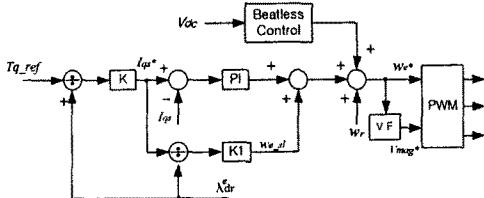


그림 5. 슬립주파수 제어모드에서의 제어 블록도

2.4 시뮬레이션 결과

시스템 구성을 위한 MATLAB 시뮬레이션은 텁팅 차량용 250KW 모터를 기준으로 수행하였다. 그림6은 인버터 출력 토오크 기준값과 실제의 토오크 값 및 q축 전류 지령치와 q축 전류를 보인다. 지령치와 실제값이 잘 추종함을 확인할 수 있으며 그림7은 조합운전시 컨버터 시뮬레이션 결과를 보인다. Unipolar PWM을 수행하였으며 샘플링주기는 500μS이다. 전원 전압과 동위상의 역률 제어가 잘 수행됨을 확인할 수 있으나 입력전류의 파형이 다소 왜성이 있음을 확인 할 수 있었다.

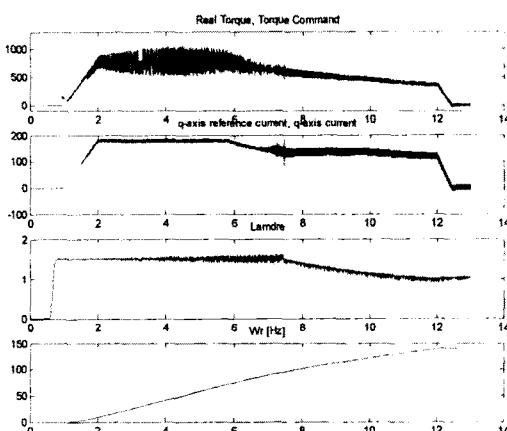
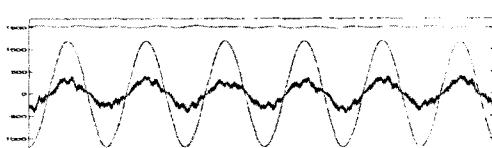


그림 6. 인버터 시뮬레이션 결과

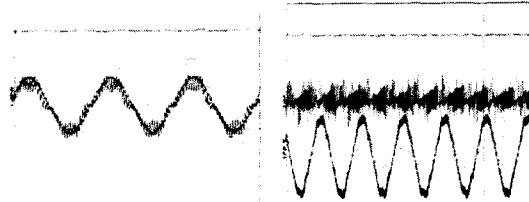


(a) 입력전압 (b) 입력전류 (c) 출력전압
그림 7. 컨버터 시뮬레이션 결과

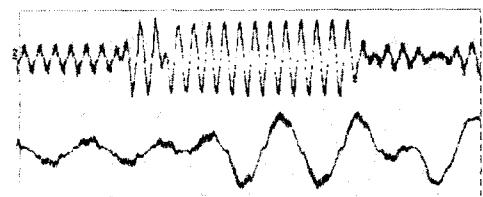
2.5 실험 결과

시스템 구성은 5[HP] 유도 전동기를 기준으로 실험하였으며 컨버터와 인버터 및 유도 전동기의 조합을 통해 확인하였다. 그림8, 그림9는 컨버터의 입력전압, 입력전류 및 출력전압을 보이며 단위 역률의 정현파 제어를 수

행함을 확인할 수 있다. 관성이 작기 때문에 실부하 조건에서의 시뮬레이션 결과와 같은 파형을 얻을 수 없었기에 속도 제어기를 추가하여 유도기의 속도 Step 변화를 통한 과도 상태의 컨버터 응답을 확인하였다. 그림10에 그 결과를 보인다. 역행 및 회생 동작시 단위 역률제어가 수행됨을 확인 할 수 있다.



(a) 출력전압 (b)부하전류
(c)입력전류 (d)입력전류 저령치
그림 8.컨버터의 제어 파형



(a) 출력전압 (b)부하전류
(c) 컨버터 입력전압, 입력전류
그림9. 컨버터의 제어 파형

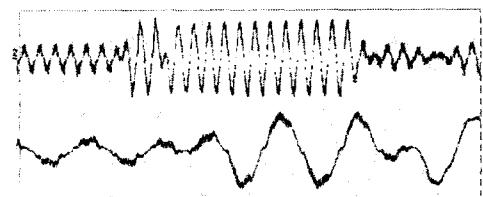


그림 10 . 5HP 유도기의 Step 변화시
(500rpm → 1500rpm)에서의 컨버터 실험파형

3. 결 론

본 논문은 텁팅 추진 시스템의 적용을 위한 제어알고리즘에 관한 연구로 컨버터는 입력전류파형 제어, 역률제어 및 출력전압제어를 수행하고, 인버터의 구동에 있어서는 저속에서는 베터제어를 고속에서는 비트리스 제어를 포함한 슬립주파수 제어를 수행하여 One pulse 모드에서의 토오크 맥동과 비트성분을 제거하였다. 또한 컨버터에서는 가선전원 및 임피던스 성분에 대한 보상제어기를 설계하고 축소모델을 제작하여 시스템의 응답특성을 구함으로써 제어기의 성능을 입증하였다. 향후 시스템 적용을 위한 실 부하조건의 실험을 통해 시스템의 안정성의 검증이 필요하다 하겠다.

[참 고 문 헌]

1. 이은규, 최재호, "경량전철용 추진제어장치의 새로운 과변조 제어기법," 대한전기학회 춘계 학술대회 논문집, 2003
2. 김상훈, 배본호, 설승기, "베터제어를 적용한 전동차 구동 시스템 개발," 전력전자학회 논문지 제 6권 제1호, pp48~51, 1999
3. Adrian Cheok, Shioichi Kawamoto, "AC drive with particular reference to traction drives," APSCOM-97,Hong Kong, 1997
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, "車両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 ,1985
6. 高原英明 "鐵道車輛用電力變換裝置の制御性能向上に關する研究", 1997