

8200호대 전기기관차 추진시스템 모델링을 이용한 응답특성분석

Response Characteristic Analysis using Modeling of Propulsion System for 8200 Electric Locomotive

정 노 건* · 장 진 영** · 윤 차 중*** · 김 재 문†
 (No-Geon Jung · Chin-Young Chang · Cha-Jung Yun · Jae-Moon Kim)

Abstract - Conventional power conversion unit that is a major part of the propulsion system has applied GTO thyristor as a switching semiconductor device of main circuit since introduction of the 8200 electric locomotive. But problem that quick maintenance is difficult and its cost is increasing occurs because major components of the power conversion unit are slowly discontinued. To solve these, in this paper, it was analyzed the response characteristic of the propulsion system modeling of the 8200 electric locomotive using IGBT which is applied recently to ensure propulsion control technology. As results of response for a Propulsion system modeling, it show that a power conversion unit is controlled by PLL(Phase-locked loop) and SVPWM(Space Voltage PWM) respectively.

Key Words : Inverter, Converter, SVPWM, PLL, Locomotives

1. 서 론

최근 철도차량에 대한 유지보수 비용 증가와 철도차량의 노후화로 최신 기술을 적용한 시스템 개발이 지속적으로 이루어지고 있다. 승객 수송 및 화물을 운송하고 있는 8200호대 전기기관차인 경우 철도차량에 대한 유지보수 비용 증가로 최신 기술을 적용한 국산화 개발을 추진하고 있다.

8200호대 전기기관차가 도입된 이래로 추진시스템의 주요 장치인 전력변환장치는 주회로 전력용 소자로 GTO(Gate Turn-Off) 사이리스터를 적용하고 있다. 그러나 8200호대 전기기관차의 경우 국외에서 도입된 차량으로 핵심기술을 국내에서 보유하지 못하고 있다. 따라서 유지보수에 따른 기술적 내용을 제대로 확보하고 있지 않으며, 철도차량 운영 기관들이 운영경험에 의해 유지보수가 이루어지고 있다. 뿐만 아니라 전력변환장치를 구성하고 있는 주요 부품의 단종 등으로 부품 확보가 어려워짐에 따라 유지보수비가 증가하고 있으며, 고장시 신속한 대응이 어려운 실정이다[1].

본 논문은 8200호대 전기기관차 추진시스템을 모델링하고 이에 대한 타당성을 검증하기 위해 시뮬레이션을 수행하고

제어에 따른 응답특성을 분석하였다. 적용된 전력용 소자는 최근 철도분야에 많이 적용되고 있는 IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)를 사용하였다. 컨버터는 PLL(Phase-Locked Loop) 기법을 사용하여 위상 및 출력측 전압제어를 수행하였으며, 인버터는 역행모드와 회생모드에 따른 제어를 구현하였다. 시뮬레이션 응답특성 분석을 통해 실제 추진시스템 개발에 적용할 것이다.

2. 본 론

2.1 8200호대 전기기관차 추진시스템

추진시스템은 크게 컨버터와 인버터로 이루어진 전력변환 장치와 견인전동기인 유도전동기, 제어시스템으로 구분된다. 추진시스템의 전력변환장치는 IGBT 소자와 제어기술의 발전에 따라 SVPWM 인버터 제어방식을 적용한다.

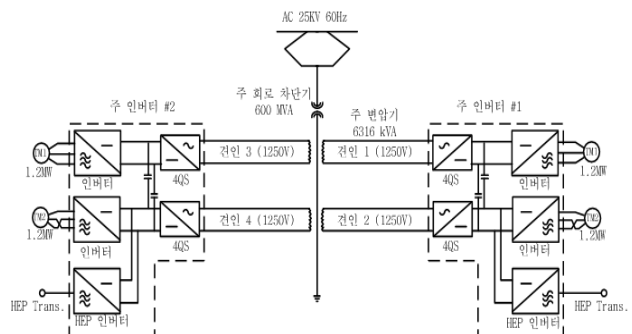


그림 1 8200호대 전기기관차 주회로도
 Fig. 1 The Main Circuit for the 8200 Electric Locomotives

전력변환장치는 주변압기 2차측 권선으로부터 교류전압을 직류전압으로 바꾸는 4상환 컨버터(4QS)와 컨버터 출력 전

* Master's Course, Dept. of Transportation System Engineering, Korea National University of Transportation, Korea

** Doctor's Course, School of Electronics & Electric Engineering, Chung-Ang University, Korea

*** R&D Center, KORAIL, Korea

† Corresponding Author : Dept. of Transportation System Engineering, Graduate School of Transportation, Korea National University of Transportation, Professor/Ph.D, Korea

E-mail : goldmoon@ut.ac.kr

Received : October 10, 2013; Accepted : October 28, 2013

압을 3상 교류 전압으로 변환하여 견인전동기인 유도전동기를 구동하는 유니트장치로 구성된다. 컨버터 출력은 인버터 입력뿐만 아니라 HEP(Head Electric Power) 장치에도 공급한다. 전기기관차에는 2개의 대차(Bogie)가 있어 1개의 대차에 전력변환장치 1 유니트가 소요된다. 1개의 대차 내에 2개 견인전동기 제어 전원을 공급하는 1C1M 구조이다[1].

2.1.1 단상 AC/DC 컨버터

8200호대 주회로 앞단의 4상한 컨버터는 그림 1에 보듯이 주변압기 2차 권선에서 1차측 교류 25[kV]를 1,250[V]로 강압한 입력 교류전압(V_s)을 DC 2,400~2,600[V]로 제어되는 역할을 한다. 반대로 회생제동(Regenerative Braking)시는 DC 2,400~2,600[V]를 교류로 변환하여 가선으로 전력을 회생하는 인버터 역할을 한다[1].

기존 컨버터는 GTO 사이리스터로 구성되어 있으나, 본문에서는 컨버터를 4개의 IGBT($S_1, S_2, \bar{S}_1, \bar{S}_2$) 소자와 역병렬 다이오드($D_1 \sim D_4$) 그리고 변압기 2차측 누설 인덕턴스(L_s), 변압기 2차측 저항(R_s)로 구성된다. 컨버터의 출력측은 부하에 안정된 직류 전압을 공급하기 위하여 높은 용량을 가진 커패시터(C_{dc})로 연결되어 있다[2].

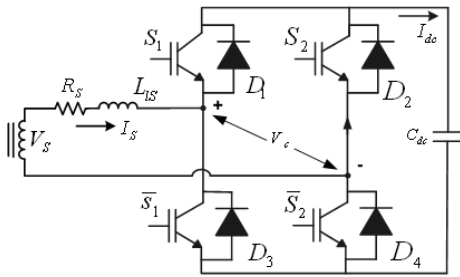


그림 2 단상 컨버터 회로도
Fig. 2 Single-phase Converter circuit

4상한 컨버터(4QS)는 표 1에서 보듯이 철도차량 역행 모드(力行, Powering mode)에서 전차선 전압이 양의 반주기와 음의 반주기별로 스위칭 동작상태에 따라 순차적으로 각각 4개의 모드로 구분될 수 있다.

그림 2에 대한 단상 컨버터에 전압방정식은 식 1과 같이 나타낸다.

$$V_s = R_s i_s + pL_s i_s + V_c \tag{1}$$

여기서, $p=d/dt$ 이고 R_s 는 변압기 2차측 권선 저항, L_s 는 변압기 2차측 누설 인덕턴스이다.

컨버터 입력전압 V_c 는 식 2와 같이 스위칭 함수 S_A 와 출력전압 V_{dc} 에 의해 결정되어진다. 컨버터의 스위칭 함수 S_A 는 스위칭 동작에 따라 -1, 0, 1의 값을 갖는다.

$$V_c = (S_1 - S_2) V_{dc} = S_A V_{dc} \tag{2}$$

컨버터의 출력전류는 식 3과 같이 컨버터의 스위칭 함수들과 입력전류 i_s 에 의해 결정된다. 그리고 컨버터의 출력전

압은 부하를 R_L 이라 할 때 식 4에 의해 계산된다.

$$i_{dc} = S_A i_s \tag{3}$$

$$C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = i_{dc} - \frac{V_{dc}}{R_L} \tag{4}$$

표 1 단상 컨버터 모드 분석

Table 1 Single-phase Converter Mode Analysis

$V_s > 0$	$V_s < 0$
 (Mode 1)	 (Mode 5)
 (Mode 2)	 (Mode 6)
 (Mode 3)	 (Mode 7)
 (Mode 4)	 (Mode 8)

(a) 승압형 누설 인덕턴스 추정

컨버터 승압을 위해 필요한 인덕터는 전기기관차에 별도로 설치되어 있지 않고 주변압기의 누설 인덕턴스의 값을 이용하지만 해외에서 도입된 부품으로 관련 자료는 없다. 따라서 컨버터 제어를 위해 승압형 누설 인덕턴스 정보가 요구되며 이를 추정하기 위해서는 컨버터 동작모드를 분석하는 것이 필요하다. 역행모드시 스위칭 소자 제어에 의한 컨버터 동작모드는 8개의 모드로 구성된다. 컨버터의 도통모드는 환류모드와 부하측으로 전력공급 모드로 구분할 수 있다. 모드별로 기술하면 다음과 같다.

환류 모드(Free wheeling mode)는 모드 1, 3, 5 그리고 7로 구성된다. 입력측 전류에 의해 인덕터에 자기에너지가 축적되면서 컨버터 입력 전류는 증가하는 모드이다. 이때

커패시터에 충전된 전하는 부하로 에너지가 공급된다.

전력공급 모드는 모드 2, 4, 6 그리고 8로 구성된다. 인덕터에서 커패시터로 에너지가 이동하기 때문에 인덕터에 축적된 자기에너지는 커패시터로 공급되며 컨버터 입력 전류는 감소하는 모드이다. 승압형 인덕턴스의 추정을 단순화하기 위해 승압형 인덕턴스는 표 1에서 스위치와 다이오드를 통해 전류가 흐르는 환류모드에서 추정할 수 있다.

승압형 누설 인덕턴스를 추정하기 위해 표 1의 모드 1,3,5 그리고 7에서 환류 모드에서의 전압 방정식은 식 5와 같이 표현된다.

$$L_s = [V_s(t) - R_s \times i_s(t)] \times \frac{dt}{di_s(t)} \quad (5)$$

승압형 인덕턴스 L_s 는 입력 전류의 변화분을 계산하여 측정된 입력 교류 전압을 이용하여 식 6과 같이 계산할 수 있다.

$$L_s(k) = [V_s(t_k) - R_s \times i_s(t_k)] \times \frac{t_{samp}}{i_s(t_k) - i_s(t_{k-1})} \quad (6)$$

샘플링 시간 t_{samp} 은 $t_k - t_{k-1}$ 이고 $i_s(t_k) - i_s(t_{k-1})$ 은 입력 전류 i_s 의 변화분이다.

(b) 가상 2상 방식을 이용한 단상 PLL 제어기

한편 AC/DC 컨버터에서 사용하는 계통 전원의 주파수와 위상 정보는 전체 시스템 제어에 매우 중요하다. 계통 전원의 위상 정보는 기준 전류 신호를 발생하는데 필수적이며 이때 계통전원에 노이즈나 외란이 유입될 경우에도 계통전원의 위상은 순시적으로 정확히 검출되어야 한다. 3상 전원의 경우에는 계통 전원 벡터를 사용하여 계통 전압의 위상 및 주파수 정보를 쉽게 얻을 수 있다. 그러나 국내 전기철도에 공급되는 단상교류 전원과 같이 단상인 전차선 전압의 위상 및 주파수 검출이 어렵다. 따라서 가상 2상 방식을 사용하여 전차선 교류전압의 주파수와 위상을 검출해야 한다. 지금까지 알려진 단상 PLL 방법에는 Inverse Park-Based PLL, 2차 필터와 1차 필터, 전역 필터 등을 사용하여 가상 2상 전압을 먼저 만들고 이 두 신호를 arctan을 이용하는 방법과 동기좌표계를 사용하여 위상을 제어하는 방법, Transport Delay-Based PLL 등이 있다[3].

본 논문에서는 구현이 간단하고 우수한 성능을 갖는 필터 방식과 동기좌표계를 사용한 PLL 방법을 사용하였다. 그림 3에서 보듯이 필터방식과 동기 좌표계를 사용한 PLL은 2상 전압 발생기와 위상 제어기로 나눌 수 있다.

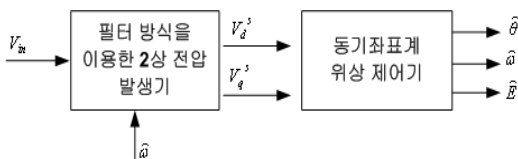


그림 3 필터방식과 동기좌표계를 사용한 PLL
Fig. 3 A Filter Method and a Synchronous Reference Frame Based PLL

2상 전압 발생기로는 1차 저역 통과 필터(Low Pass Filter, 이하 LPF), 2차 저역통과 필터(LPF), 2차 전역 통과 필터(All Pass Filter, 이하 APF)를 사용하고 위상 제어기는 동기좌표계를 사용하는 방법이다. 그림 3의 필터방식을 이용한 2상 전압 발생기는 필터 방식 중 1차 저역통과 필터(LPF)를 사용하게 되면 그림 4와 같이 블록 다이어그램으로 표현된다. 전차선 단상 교류전압(V_{in})을 받아 전차선 전압과 위상차가 $\pi/2$ 인 신호를 발생하는 부분이다. 입력 전차선 전압(V_{in})이 $V_{in} = E \sin(\omega t)$ 일 때 차단주파수 ω_c 가 추정 각주파수($\hat{\omega}$)인 1차 LPF를 거치면 $\omega \approx \hat{\omega}$ 인 $E/\sqrt{2} \sin(\omega t - \pi/4)$ 경우가 된다. 그러므로 V_d^s , V_q^s 는 식 7, 식 8과 같이 된다.

$$\begin{aligned} V_d^s &= V_{in} - 2 \times E / \sqrt{2} [\sin(\omega t - \pi/4)] \\ &= E \sin(\omega t) - 2 \times E / \sqrt{2} [\sin(\omega t - \pi/4)] \\ &= E \cos(\omega t) \end{aligned} \quad (7)$$

$$V_q^s = E \sin(\omega t) = V_{in} \quad (8)$$

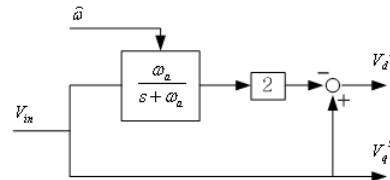


그림 4 1차 저역 통과 필터를 사용하는 방법
Fig. 4 Method using 1st Low Pass Filter

한편 동기좌표계 위상 제어기는 2상 전압 발생기에서 구한 V_d^s 와 V_q^s 를 이용하여 추정각주파수($\hat{\omega}$), 추정위상($\hat{\theta}$), 추정진폭(\hat{E})을 발생하는 부분이다.

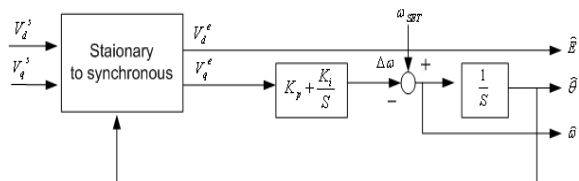


그림 5 동기 좌표계 위상 제어기
Fig. 5 A Synchronous Reference Frame Based Phase Controller

그림 5에서 V_d^s 와 V_q^s 는 식 9와 같이 동기 좌표계로 변환한다.

$$V_d^s = E \cos(\hat{\theta} - \theta) \approx E \quad (9)$$

$V_d^s = E \cos \theta$, $V_q^s = E \sin \theta$ 이므로, $\hat{\theta}$ 와 θ 의 오차가 작은 경우에는 식 10과 식 11로 근사화 되어 V_q^s 를 0으로 제어하면 추정 위상각 $\hat{\theta}$ 는 θ 에 일치하게 된다.

$$V_d^e = E \cos(\hat{\theta} - \theta) \cong E \quad (10)$$

$$V_q^e = E \sin(\hat{\theta} - \theta) \cong E(\hat{\theta} - \theta) \quad (11)$$

2.1.2 추진시스템용 3상 인버터

국내 운행되고 있는 8200호대 전기기관차의 인버터는 출력전압과 주파수를 순서로 가변하면서 견인전동기인 유도전동기를 구동함으로써 역행 및 회생제동이 이루어진다.

그림 1에서 주변환장치 내부의 서로 독립된 2개의 PWM 인버터는 펄스폭 변조에 의한 DC 링크회로의 직류전압을 VVVF(Variable Voltage Variable Frequency) 제어에 따라 3상 전원으로 변환하여 각각 견인전동기에 공급하며, HEP 인버터는 CVCF(Constant Voltage Constant Frequency) 제어에 함으로써 객차전원 및 부하에 전원을 공급한다. 한 개의 인버터가 고장이 발생하면, 접촉기에 의해 DC 링크회로로부터 분리되어 견인시스템의 3/4의 출력 유지가 가능하다.

주행 중 제동을 하는 경우 각 견인전동기는 발전기로 동작하면서 인버터가 PWM 컨버터 역할을 하고 DC 링크회로, 4상한 PWM 컨버터는 인버터 역할을 하여 변압기를 통해 전차선으로 회생전력을 되돌려 주거나, HEP 인버터를 통해 객차로 지속적인 전원을 공급한다.

본 논문에서는 3상 인버터 유도전동기에 많이 적용되고 있는 SVPWM(Space Vector Pulse Width Modulation) 간접벡터 제어방식 구현을 통해 주행에 따른 역행과 회생제동을 하고자 한다. 그림 6은 견인전동기 구현을 위한 추진시스템용 3상 인버터 제어 블록 다이어그램을 보여준다.

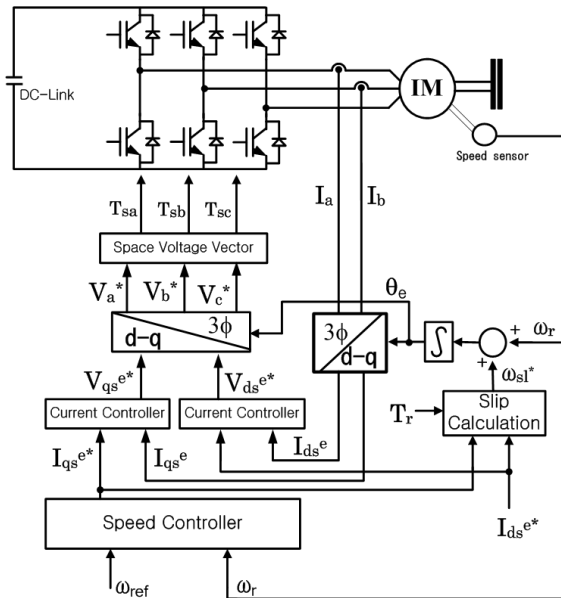


그림 6 추진시스템용 3상 인버터 제어블록 다이어그램
Fig. 6 The control block diagram of three phase inverter for propulsion system

자속의 회전각을 알아내는 방식을 따라 벡터제어는 직접 벡터제어와 간접 벡터제어로 나눌 수 있는데, 직접벡터제어는 직접 측정된 자속을 이용하거나 전압과 전류 그리고 속

도 정보 등을 이용하여 간접적으로 추정된 자속을 이용하는 제어 방식이다. 그러나 고정자 슬롯(Slot)에 자속 검출 코일 등을 설치해야 하므로 취부가 어렵고 노이즈에 약하다. 반면 간접 벡터 제어방식은 고정자 전압이나 전류에 의해 기준 자속을 구하지 않고 그림 6에서 보듯이 기준 토크 전류나 자속 전류로부터 슬립 각속도를 계산하고, 이에 회전자 속도를 더하여 간접적으로 구한 회전자 자속의 순시속도가 동기 각속도 ω_e 되도록 하여 회전 자속이 d축에만 존재하도록 하면 벡터 제어조건 q축 회전 자속 λ_{qr}^e 는 식 12와 같다.

$$\lambda_{qr}^e = 0 \quad (12)$$

d-q변수로부터 표현된 토크와 자속의 관계식은 식 13과 같이 얻을 수 있으며, 토크식은 식 14와 같다.

$$i_{qs}^e = -\frac{L_r}{L_m} \cdot i_{qr}^e \quad (13)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot \lambda_{dr}^e \cdot i_{qs}^e \quad (14)$$

여기서, i_{qs}^e 는 고정자 q축 전류 및 토크성분 전류, L_r 는 회전자 자기 인덕턴스, L_m 는 자화인덕턴스, i_{qr}^e 는 회전자 전류, T_e 는 동기좌표계 토크, P 는 극수, λ_{dr}^e 는 회전자 쇄교 자속

식 14에서 토크는 자속이 일정할 경우 토크성분 전류 i_{qs}^e 에 비례함을 알 수 있다. 유도전동기의 동기 좌표계에서는 q축 자속은 0이고 d축 자속은 일정한 값을 가진다. 이러한 조건을 이용하면 식 15와 같이 슬립 관계식을 얻는다.

$$\omega_{ref} - \omega_r = \omega_{sl} = -\frac{R_r \cdot i_{qr}^e}{\lambda_{dr}^e} = \frac{R_r}{L_r} \cdot \frac{i_{qs}^e}{i_{ds}^e} \quad (15)$$

여기서, ω_{ref} 는 속도 명령, ω_r 은 전동기 실제속도, ω_{sl} 는 슬립 각속도, R_r 는 회전자 저항, $T_r = L_r/R_r$ 은 회전자 시정수, i_{ds}^e 는 d축 전류 및 자속성분 전류

식 15에서 ω_{sl} 은 속도 오차가 된다. 따라서 ω_{sl} 를 i_{qs}^e 와 i_{ds}^e 로부터 계산하여 ω_r 과 더해지면 원하는 속도제어를 할 수 있고 간접 벡터제어가 가능하게 된다.

한편 그림 7에서 보듯이 본 논문에서 적용한 인버터의 8가지 스위칭상태에 따른 출력전압이 정지좌표계 α 축, β 축에 60° 위상차를 갖는 정육각형을 형성하는 벡터도로 $V_1 \sim V_6$ 은 유효 전압 벡터로서 크기가 $2V_{dc}/3$ 으로 동일하고 V_0, V_7 은 부하에 유효한 전압을 인가하지 못하는 영 전압 벡터를 갖는다[4][5]. 그림 7에서 전압벡터 값은 6개 구간 존재하므로 인버터 출력 전압은 벡터로 표시되는 각 구간에서 양축의 두 벡터로 분해하여 출력하도록 펄스폭 변조를 하면 원하는 전압벡터를 얻을 수 있다.

그림 8은 임의의 인버터 출력을 구하기 위한 공간벡터도이다. 공간벡터 변조방법은 각 구간에 대한 양축의 두 벡터의 합이 전압벡터로 되며, 최대전압은 큰 원을 이루는 회전 벡터가 된다. 이때의 임의 구간의 공간벡터 변조시의 선간 전압 V_{l-l} 값은 식 (16)과 같다.

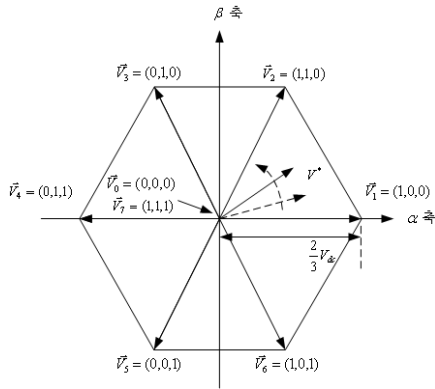


그림 7 인버터 출력전압 벡터
Fig. 7 Inverter output voltage vector

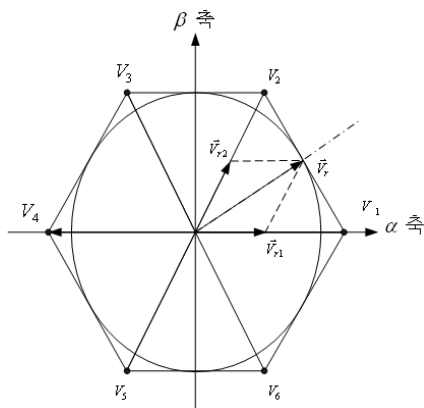


그림 8 공간벡터 변조의 전압출력
Fig. 8 Output voltage of space vector modulation

$$V_{l-l} = \frac{2V_{dc}}{3} \frac{\sqrt{3}}{2} \sqrt{3} \frac{1}{\sqrt{2}} = 0.707 V_{dc} \quad (16)$$

그림 8에서 3상 인버터 스위칭시 전압벡터 V_r 을 출력하도록 제어하면 V_1 과 V_2 성분의 두 벡터로 분해되어 식 (17)과 같이 된다.

$$\vec{V}_r = \vec{V}_{r1} + \vec{V}_{r2} \quad (17)$$

이때, \vec{V}_{r1} 은 스위칭 순간 V_1 의 벡터성분(1,0,0)으로 $s_1 = on, s_2 = off, s_3 = off$ 시 $v_A = V_{dc}/2, v_B = -V_{dc}/2, v_C = -V_{dc}/2$, \vec{V}_{r2} 는 스위칭 순간 V_2 의 벡터성분(1,1,0)으로 $s_1 = on, s_2 = on, s_3 = off$ 시 $v_A = V_{dc}/2, v_B = V_{dc}/2, v_C = -V_{dc}/2$ 상태가 된다.

따라서 각 V_1 과 V_2 성분은 PWM 주기에 대한 펄스 폭에 각각 비례하므로 원하는 출력값은 스위칭 주기(T_s)에 대한 인버터 스위칭 소자의 도통시간(T_{on})에 의해 결정된다.

3. 시뮬레이션

추진시스템에 대한 모델링은 그림 1에서 4상한 컨버터

(4QS) 1 Unit와 추진용 인버터 1 Unit가 연결되어 견인전동기를 구동하는 시스템으로 하였다. r표 2는 시뮬레이션을 위해 사용된 파라미터 값을 보여준다. 상기에 기술된 수식에 따라 추정된 인덕턴스 L_s 는 3.54[mH]이고 부하에 관성부하를 사용하여 회생제동이 이루어질 수 있도록 하였다.

표 2 시뮬레이션에 적용된 파라미터
Table 2 The used simulation Parameter

변수	데이터
입력전압(V_{in})	1,250[V]
컨버터출력(V_{dc})	2400~2600[V]
인버터전류(I_o)	3상 780[A]
견인전동기 용량	1.2 [MW]
컨버터/인버터 스위칭 주파수(f)	800 [Hz]
추정된 인덕턴스(L_s)	3.54 [mH]
DC Link 커패시터(C_{dc})	8.26 [mF]

그림 9는 4상한 컨버터의 PLL 제어를 위해 적용된 가상 2상 전압 발생기 출력으로 식 7과 식 8과 같이 V_q^* 축 전압 위상이 전차선 전압 V_{in} 과 동상이면서 V_d^* 축 전압과 위상차가 90° 가 발생하고 있음을 보여준다.

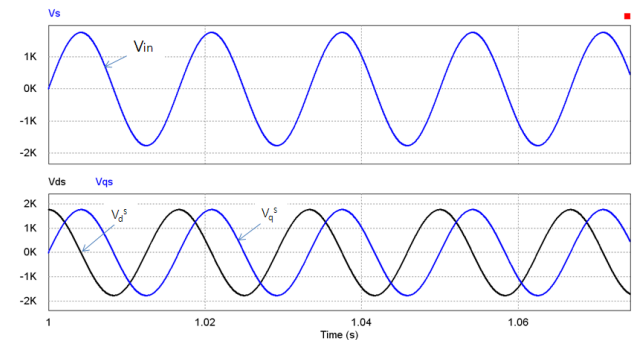


그림 9 가상 2상 전압 발생기 출력
Fig. 9 The output of Virtual Two-phase Voltage Generation

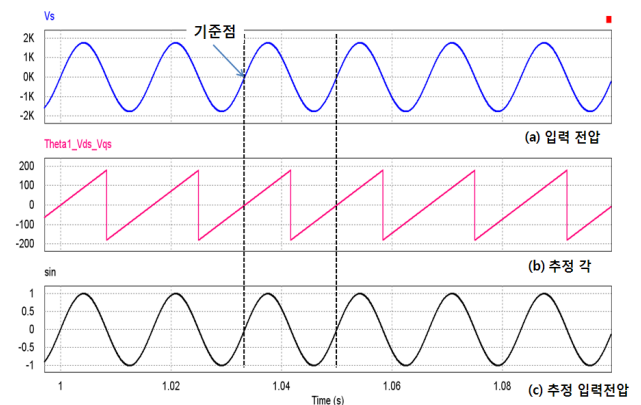
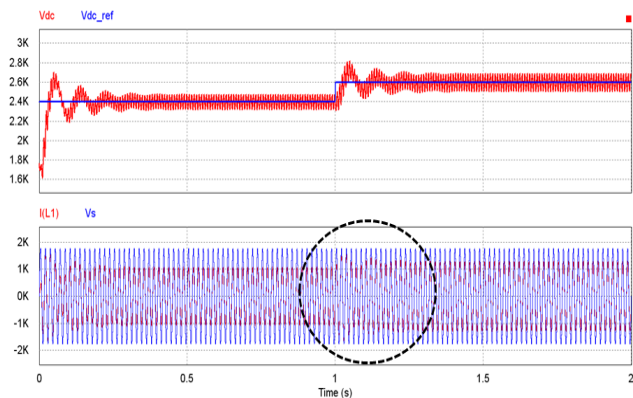


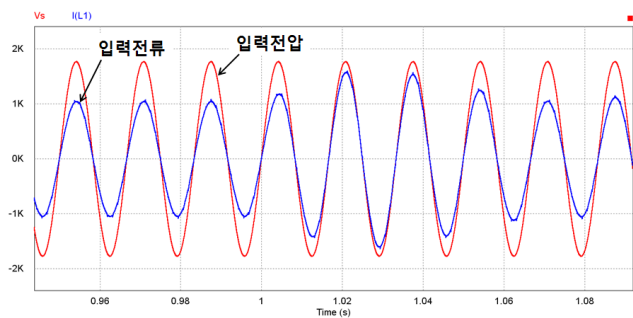
그림 10 입력전압, 추정 각 그리고 추정 입력전압
Fig. 10 Input voltage, Estimated Angle and Estimated input voltage

그림 10은 전차선 전압으로부터 수전된 컨버터 입력전압과 그림 9에서 검출된 V_d^* 와 V_q^* 이용하여 입력전압에 대한 동위상을 구하기 위한 추정 각과 이를 통해 추정된 입력전압파형을 보여준다. 기준점을 기준으로 입력전압과 추정된 입력전압이 동기됨을 알 수 있다.

그림 11은 PWM 컨버터 출력측에서 기준전압에 대한 제어되는 추종전압, 그리고 컨버터 입력전압과 입력전류파형을 보여준다. 입력전압 1,250[V]는 컨버터의 스위칭소자가 동작을 하지 않으면 일반적인 다이오드 정류회로가 되어 입력전압 최대값인 $\sqrt{2} \times 1,250[V]$ 가 컨버터 출력측 커패시터에 인가된다. 1초되는 시점에 2,400[V]⇒2,600[V]으로 기준전압 변화를 주면 (a)에서 보듯이 출력전압이 과도상태에서 정상상태로 되돌아가면서 기준전압을 추종함을 알 수 있다.(b)는 1초되는 시점을 기준으로 컨버터 스위칭 동작에 의해 전압, 전류의 위상이 동상임을 알 수 있고 기준전압이 커지면 전류가 커지고 있음을 보여준다.



(a) 기준전압 및 추종전압, 입력전압 및 입력전류



(b) 확대된 입력전압 및 입력전류

그림 11 컨버터 기준전압 및 출력전압, 입력전압/입력전류
 Fig. 11 Converter reference voltage and output Voltage, Input voltage/input current of converter

한편 추진시스템의 인버터 모델링에 대한 타당성을 검증하기 위해 스위칭 소자의 스위칭 방법 구현은 SVPWM 제어를 하였으며, 견인전동기인 3상 유도전동기의 속도제어로는 간접벡터제어 방법으로 하였다. 0.2초 되는 시점에서 기준 속도를 0⇒1000[rpm]으로 0.5초 되는 시점에서 다시 2000[rpm]으로 상승시키면서 역행 모드 (Powering mode)를

구현하였으며, 1초 되는 시점에서 2000[rpm]⇒1000[rpm], 이후 0[rpm]으로 견인전동기 속도를 줄여가면서 회생 모드 (Regeneration mode)시의 응답특성을 고찰하였다.

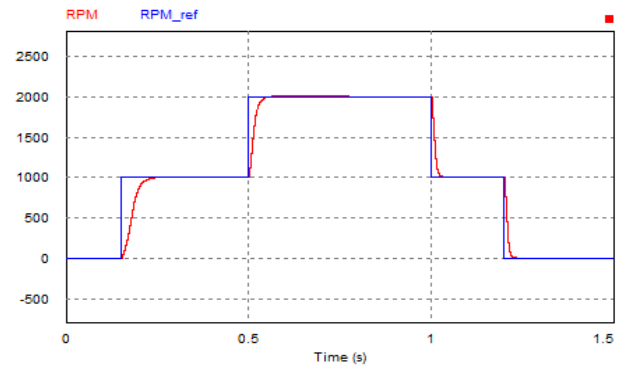


그림 12 기준속도에 대한 실제속도 응답특성

Fig. 12 Response characteristic of real speed by reference Speed

그림 12는 기준속도 변화에 대한 실제속도 응답특성을 보여준다. 견인전동기가 속도를 증가시키면서 주행하는 역행 모드와 속도를 줄여가면서 정지상태에 이르는 회생모드를 비교해 보면, 정상상태에 이르는 시간이 역행모드에서 오래 걸리고 회생모드에서는 급속히 떨어짐을 알 수 있다. 이는 견인전동기에 연결된 관성부하에 기인된다고 볼 수 있다.

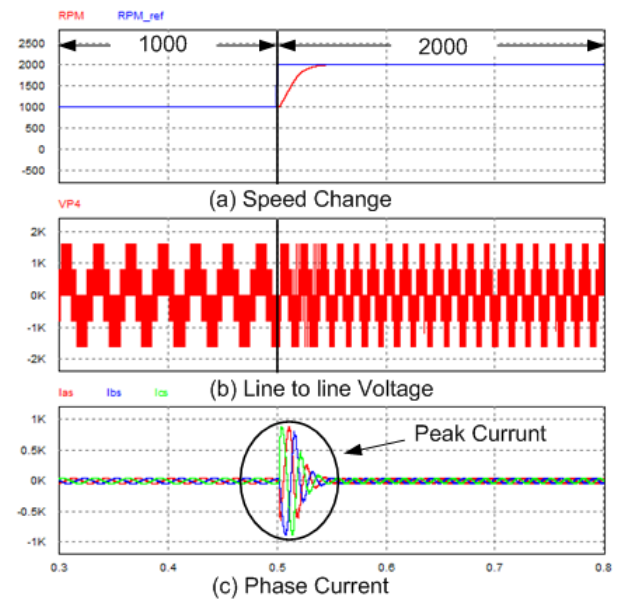


그림 13 기준 속도에 대한 견인전동기 선간전압, 상전류
 Fig. 13 Phase current and line to line voltage of traction motor by reference speed

그림 13은 속도제어기를 통해 1000[rpm]⇒2,000[rpm]으로 기준속도 변화를 주었을 때 견인전동기 선간전압, 상전류 파형을 보여준다. 속도증가에 따라 견인전동기에 인가되는 주파수 증가와 이에 따른 인가되는 전압도 상승함을 알 수 있

는데, 이는 VVVF 제어가 이루어진다는 것을 의미한다. 그리고 속도변화시 과도상태에서 상전류가 900[A]까지 상승되고 있음을 알 수 있다.

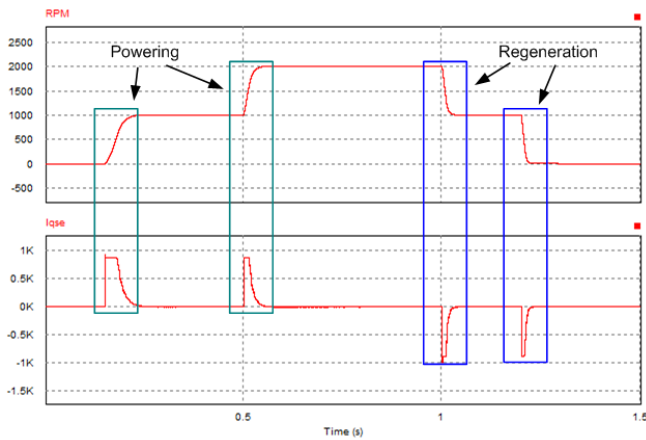


그림 14 역행, 회생시 토크 전류 응답특성
 Fig. 14 Response characteristics of torque current by powering and regeneration mode

그림 14는 역행, 회생시 토크 전류 응답특성을 보여준다. 역행일 경우 실제토크 성분 전류 i_{qs}^* 가 (+)의 방향이지만 감속에 따른 회생제동일 경우 관성 부하보다 견인전동기의 속도가 낮아지고 토크성분 전류 i_{qs}^* 가 (-)의 방향으로 역행시의 반대가 되는 것을 알 수 있다. 이는 관성부하가 견인전동기의 축에 힘을 가해 회전시키는 것을 의미하며 감속하는 구간에서 회생이 일어난 것을 알 수 있다.

4. 결 론

본 논문은 8200호대 전기기관차 추진시스템을 모델링하고 시뮬레이션을 통해 컨버터 및 인버터 제어에 따른 응답특성을 분석하였다. PLL을 통한 단위역률 1로 제어됨은 물론 컨버터 출력 전압은 2,400[V]→2,600[V]로 제어가 이루어짐을 알 수 있었다. 또한 인버터부에서는 간접벡터제어 및 이를 위한 SVPWM 스위칭 방법을 적용한 결과 실제속도가 기준속도를 잘 추종하고 속도 가감속시 토크분 전류의 방향변화를 통해 역행 및 회생시 잘 이루지고 있음을 확인할 수 있었다.

향후 시뮬레이션을 바탕으로 축소형 모델을 제작 및 실제 추진시스템 개발에 적용할 것이다.

감사의 글

본 연구는 2013년도 미래철도기술개발사업의 연구 일환으로 국토교통부의 연구비지원을 받아 이루어진 연구로서, 관계부처에 감사드립니다.

References

[1] B.Y. Park, "Structure and Function of Electric Locomotive", Korail Human Resources Development

Center, 430-439, 2006

[2] Byoung-Gun Park et al, "An Improved Feed-Forward Controller for the Parallel Operation of a Single-Phase PWM Converter in High-Speed Trains", Journal of KIPE, Vol.15, No.3, 2010
 [3] Yong-seok Lee et al., "Performance Comparison of Single-Phase PLL Algorithms Using Virtual 2-Phase Strategy", Journal of KAICS, Vol.8, No.2, pp.219-225, 2007
 [4] Sang-Hun Kim, DC,AC,BLDC motor control, Bogdoo, 3th edition, 2012
 [5] Moon-Taek Cho et al, "Utility Interactive Photovoltaic Generation System using a Space Vector Modulation", Trans. KIEE, Vol.59P, No.4, DEC, 2010

저 자 소 개



정 노 건 (鄭 盧 建)

2012년 한국철도대 철도차량전기와 졸업.
 2013년~현재 한국교통대 교통대학원 교통시스템공학과 재학
 Tel : 031-462-8738



장 진 영 (張 珍 榮)

2006년 철도대 철도차량전기와 졸업.
 2010년 중앙대 전자전기공학부 졸업(석사). 현재 동 대학원 전자전기공학부 박사수료



윤 차 중 (尹 次 重)

2007년 한밭대 전자공학과 졸업. 2009년 충남대 대학원 기계시스템공학과 졸업(석사), 1995년~현재 한국철도공사 차장(책임연구원), 2011년~현재 충남대 메카트로닉스공학과 박사과정
 Tel : 042-615-4701



김 재 문 (金 才 文)

1994년 성균관대 전기공학과 졸업. 2000년 2월 동 대학원 졸업(공학박사). 2000년~2004년 현대모비스(주) 기술연구소 선임연구원. 2006년 ~현재 국토교통부 철도기술 전문위원, 2004년 3월~현재 한국교통대학교 교통대학원 교통시스템공학과/철도전기전자공학과 부교수
 Tel : 070-8855-1664
 Fax : 031-462-2944
 E-mail : goldmoon@ut.ac.kr