

AC/DC Converter Design of The Korean Type Multi-Propulsion System

成 鎬 慶[†] · 趙 正 珉^{*} · 丁 炳 秀^{**} · 趙 興 濟^{***} · 金 秀 龍^{***}

(Ho-Kyung Sung · Jeong-Min Jho · Byung-Su Jung · Heung-Jae Cho · Su-Yong Kim)

Abstract - Korean multi-propulsion system consists of a synchronous alternator driven by a gas turbine driving synchronous alternator coupled to a rectifier - DC link - DC/DC converter and traction system based on modification of the G7 high-speed train. The simulation modules include turbine engine system, alternator, rectifier, DC/DC converter and power management module. Simulation for the multi-propulsion system such as a modular is presented in order to confirm the system stability for loads with uncertain input impedances and control loop speeds. This paper deals with various simulation modules with a specific control loop to help the development of the real large-scaled system.

Key Words : Korean Type Multi-Propulsion System, DC/DC Converter, G7 High-Speed Train

1. 서 론

동북아 지역의 대륙철도·고속철도시장을 고려할 때 기존의 시베리아 철도의 구간별 전압 변화 및 북한의 열악한 철도 수송시스템 Infra 개선을 위한 기술적 문제점을 극복하며 저 비용에 의한 기존 철도 수송 능력 향상을 위해 다중추진시스템 개발이 필요하게 되었다[1].

다중추진시스템은 기존의 G7차량에 가스터빈에 의해 구동되는 동기발전기와 기존의 전력변환기와 인터페이스 할 수 있는 전력변환기 그리고 유도모터와 커플링된 플라이휠 에너지 저장시스템으로 구성할 예정이다. 여기에서 터보 교류발전기와 플라이휠 에너지저장시스템은 응답 및 연료효율을 개선하도록 전력을 공유한다. 가스터빈에 의해 차량 운전시 발생하는 전력은 3상 동기발전기로의 회생이 불가능하며 3상 동기발전기에 의해 발생하는 출력 전압 및 주파수가 2.4kVAC, 800Hz~1027Hz이므로 기존의 고속전철의 컨버터 회로 방식을 적용할 수가 없다. 따라서 다중추진시스템의 주전력변환부는 3상 다이오드 정류기에 의해 DC전원으로 변환하고 DC-DC Converter에 의해 기존에 개발된 G7차량과 접속 가능하도록 한다.

이러한 복합전력시스템의 개발은 부대설비와 제어기 디자인 그리고, 차후 빠른 원형개발 및 시험을 돕기 위해서 시뮬레이션에 많이 의존하기 때문에, 본 논문은 가스터빈발전기에 의해 구동되는 동기발전기의 출력으로부터 브리지 다이오드

정류기에 의해 만들어진 DC전원이 DC/DC 컨버터에 의해 부하시스템의 전력요구변화에 대하여 안정한 전원을 공급할 수 있음을 확인하기 위해서 다중추진시스템의 구성에 대하여 구체화된 시스템 수준의 시뮬레이션을 제시하고자 한다.

2. 가스터빈을 이용한 다중 추진시스템

그림 1은 다중추진 시스템의 주전력변환부를 나타내고 있다. 다중추진시스템은 가선으로부터 전원을 공급받지 못하는 경우 가스터빈발전기에 의해 구동되는 3상 동기발전기의 출력을 주전력원으로 하기 때문에 에너지 회생이 불가능하다. 그리고, 본 연구에서 채택하고자하는 3상 동기발전기의 전원 주파수가 800Hz~1027Hz 정도의 높은 주파수인 관계로 3상 다이오드 브리지 정류기를 사용하여 3상 AC전원을 DC전원으로 변환하며, 기존의 G7 차량에 적용할 수 있도록 정류된 전압을 DC-DC Converter로 제어하도록 구성하였다. 따라서, 감속시 발생하는 잉여 에너지는 저항뱅크 OVRe1, OVRe2에 의해 소비되도록 하였으며, 주전력변환부의 스위칭소자는 IGCT로 하였다. 이러한 시스템의 장점은 터빈이 부하로부터 독립되어져있으므로 터빈 속도와 소비전력을 연료 효율 측면에서 최적화되도록 할 수 있다[2].

2.1 시스템의 시뮬레이션 모델

동기 발전기와 정류기는 하나의 통합된 모듈로 형성할 수 있다. 그림 2는 동기발전기와 정류기 모델을 나타내고 있다. 동기 발전기의 각상은 기기의 내부임피던스를 표현하는 RL 임피던스 성분을 직렬로 구성한 전압원으로 구성한다. 여기에서 저항성분 R은 무시할 수 있으나, 인덕턴스 값 L은 양의 값이어야만 한다. 본 논문에서는 시스템 각부의 시뮬레이션을 수행하기 위해서, Matlab/Simulink를 이용하였다. 그림 2와 같은 모델에 대한 Simulink 모듈의 입력으로는 자속전류

† 교신저자, 正會員 : 機械研究員 尖端産業技術研究部 先任研究員
E-mail : sung-hk@kimm.re.kr

* 正會員 : 機械研究員 尖端産業技術研究部 新進研究員

** 正會員 : Dari-Tech 附設研究所 研究員

*** 正會員 : 機械研究員 尖端産業技術研究部

接受日字 : 2004年 10月 4日

最終完了 : 2005年 1月 20日

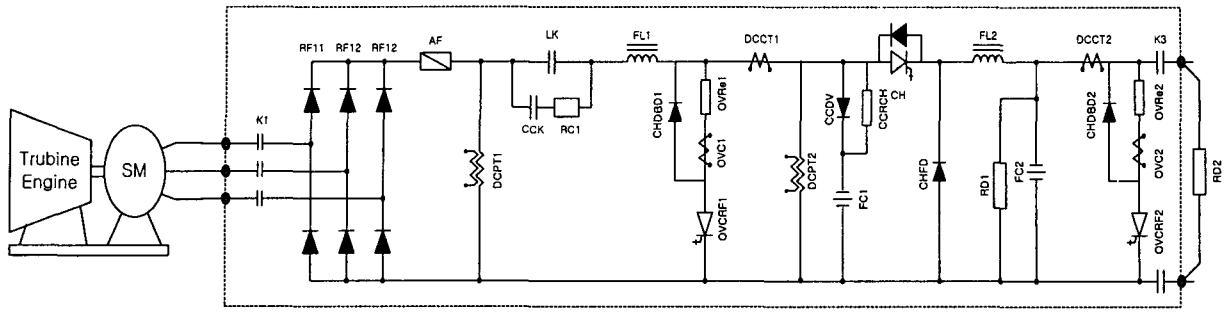


그림 1 다중추진시스템의 주전력변환부

Fig. 1 Main power converter part of the Korean type multi-propulsion system

I_f 기계적 출력 P_m 그리고 DC 전류 I_{dc} 등이 있고, 출력은 DC 버스 전압 V_{dc} 와 축회전 각속도 ω 이다.

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{1}{2L} (V_x - V_{dc} - 2(i_d R + V_{drop})) & \text{if } V_x > V_{dc} \\ \frac{di_d}{dt} = 0 & \text{if } V_x < V_{dc} \end{cases} \quad (2)$$

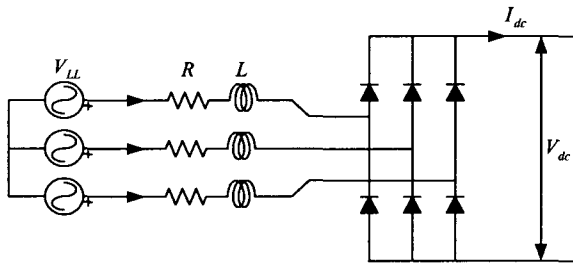


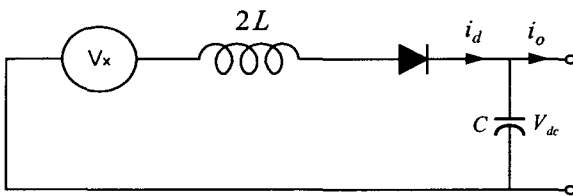
그림 2 동기발전기와 정류기 모델

Fig. 2 Synchronous generator and rectifier model

내부저항 R을 무시하면, DC 버스 전압은 식(1)과 같다[3].

$$V_{dc} = 3 \frac{\sqrt{2}}{\pi} V_{LL} \quad (1)$$

내부 전압원 V_{LL} 의 RMS값은 자속전류 I_f 와 회전축 각속도 ω 에 대한 함수이다. 여기에서 자속전류 I_f 를 고정시키면, V_{LL} 은 기계적 각속도 ω 에 비례하게 된다.



$$V_x = \max(V_a, V_b, V_c) - \min(V_a, V_b, V_c)$$

그림 3 삼상 정류기의 등가회로

Fig. 3 An equivalent circuit for the three-phase rectifier

DC 전류는 DC링크 전압이 DC링크 커패시터 전압보다 높을 때만 도통하기 때문에, DC등가회로는 그림 3과 같다. 그리고 이때의 상태방정식은 식(2), 식(3)과 같다. 여기에서 다이오드는 일정한 전압강하 V_{drop} 을 갖는 것으로 가정하였다 [4].

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} (i_d - i_o) \quad (3)$$

그림 4는 식(2), 식(3)을 이용하여 구성된 정류부의 Simulink 블록도를 나타낸다.

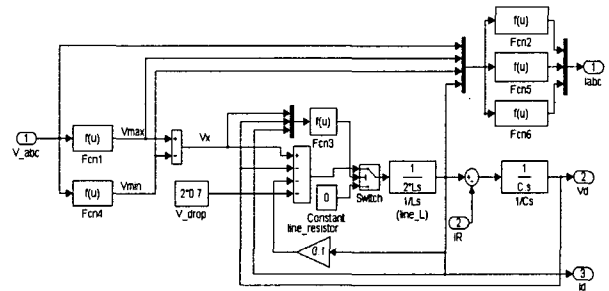


그림 4 정류기의 Simulink 블록도

Fig. 4 Simulink block diagram of the rectifier

동기발전기의 내부전압의 실효값 V_{LL} 은 자속전류 I_f 와 기계적인 회전축 속도 ω 와의 함수로 발생하게 된다. 여기에서 자속전류 I_f 를 일정하게 고정시키면, V_{LL} 은 기계적 속도 ω 에 비례하게 된다.

이때 P 를 자속수, f_n 을 공칭 주파수, ω_n 을 f_n 에 해당하는 공칭 축속도라고 하면, 동기발전기의 선간 전압 V_{LL} 은 자속전류가 I_f 이고 회전속도가 ω 일 때, V_e 의 값이 된다. 따라서 V_{LL} 전압은 식 (4)처럼 표현할 수 있다.

$$V_{LL}(\omega, I_f) = \frac{V_e(\omega_n, I_f) \omega \frac{P}{2}}{2\pi f_n} \quad (4)$$

회전자의 동특성은 전력 흐름 밸런스를 토대로 계산할 수 있다. 그림 5는 동기 발전기의 전력흐름도를 나타내고 있다.

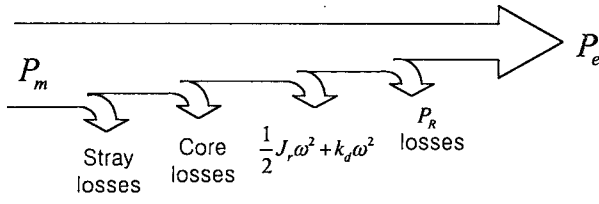


그림 5 동기발전기의 전력흐름도
Fig. 5 The power flow diagram of a synchronous generator

다이오드 브리지 정류기에서의 전력손실 및 동기발전기에서의 철손 및 표류손을 무시하면, 전력 밸런스는 식 (5)과 같이 표현할 수 있다.

$$P_m = P_e + \frac{1}{2} J_r \omega^2 + k_d \omega^2 + P_R \quad (5)$$

여기에서, P_m 은 터빈으로부터 발생된 기계적 출력이고, P_e 는 DC 버스 전력, $P_e = V_{dc} I_{dc}$, J_r 은 회전자 관성, 그리고 k_d 는 기계적 마찰계수이다. 발전기 고정자의 동손은 고정자 상전류 I_{ph} 를 이용하여 계산한다. I_{ph} 의 실효값은 대략 $0.816 I_{dc}$ 이다[4]. 그래서 동손은 식 (6)과 같이 계산할 수 있다

$$P_R = 3 \times (0.816 I_{dc})^2 R \quad (6)$$

식 (5)으로부터, 회전자 동특성은 식 (7)과 같이 표현할 수 있다.

$$\omega = \sqrt{\frac{\int 2(P_m - P_e - P_R - k_d \omega^2)}{J_r}} \quad (7)$$

자속전류 I_f 와 여자전압 V_e 의 상관관계는 여자회로에 존재하는 저항 및 인덕턴스 성분에 의해 일차 지연현상이 발생된다. 발전기 각속도 ω_0 에서 발전기의 개방 회전단자전압은 자속전류 I_f 와의 함수로써 $V_e(\omega_n, I_f)$ 으로 표현할 수 있다. 따라서, I_f 와 V_e 사이의 지연을 고려하면 단자전압은 식(8)과 같다.

$$V_0 = \frac{V_e}{1 + T_e s} \quad (8)$$

여기에서 T_e 는 여자회로의 저항 및 인덕턴스 성분에 의한 시정수를 나타낸다.

이상의 관계식으로부터 발전기와 정류기에 대한 Simulink 블록도는 그림 6과 같이 나타낼 수 있다.

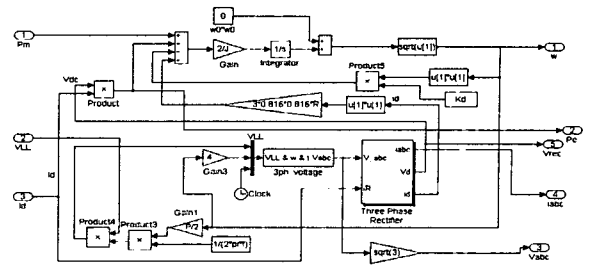


그림 6 발전기와 정류기의 Simulink 블록도
Fig. 6 Simulink diagram of generator and rectifier model

2.2 DC-DC컨버터의 설계

DC-DC 컨버터의 전력변환부는 그림 7와 같다. 필터 리액터 L_c 는 주전력스위치 구동에 대한 출력단(2800V)의 전압, 전류 안정화를 만족시킬 수 있도록 설계되어야 한다.

이를 위한 인덕턴스 산정식은 식(9)과 같다.

$$L_c = \frac{V_{dc}(V_{rec} - V_{dc})}{\Delta I_{dc} f V_{rec}} \quad (9)$$

- V_{dc} : 2800V
- V_{rec} : 3241V
- f : 1000Hz
- ΔI_{dc} : 허용 ripple (10% 이하)

그러므로 정격전류 $I_{dc} = 1142.7A$ 에서 10%로 정하면 $L_c = 3.3mH$ 값이 된다.

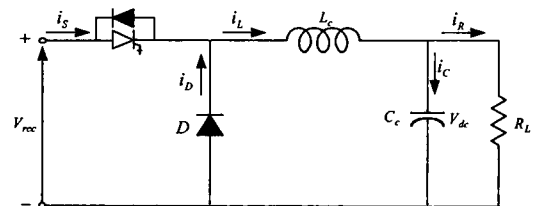


그림 7 DC-DC 컨버터의 전력부
Fig. 7 Power part of DC-DC converter

그리고 그때의 C_c 의 값은 식(10)을 적용한다.

$$C_c = \frac{V_{dc}(V_{rec} - V_{dc})}{8L_c \Delta V_{dc}^2 f V_{rec}} \quad (10)$$

따라서, ΔV_{dc} 를 (3%)로 하여 C_c 값을 계산하면 $C_c = 170\mu F$ 이상의 값을 요구한다. 그러나 시스템의 이상조건에 의해 회로차단시 회로의 이상전압상승시간을 지연시키며 그 크기도 줄일 수 있도록 $C_c = 15000\mu F$ 로 하였다.

그림 7의 DC-DC 컨버터의 전력부에 대한 시스템에 상대 방정식을 나타내면 식 (11)과 같다.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_L \\ V_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_c} \\ \frac{1}{C_c} & -\frac{1}{R_L \cdot C_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{M}{L_c} \\ 0 \end{bmatrix} V_{rec} \quad (11)$$

- M : 시비율
- V_{rec} : 정류기 출력전압
- V_{dc} : DC-DC converter 출력전압
- i_L : 인덕터에 흐르는 전류
- C_s : 필터용 커패시터
- R_L : 부하 저항

2.3 DC-DC컨버터의 다중루프제어기

다중추진시스템의 DC-DC 컨버터는 부하시스템에 안정한 전원을 공급하기 위해 과도한 부하 외란 조건에서도 DC 링크를 빠른 시간에 안정하게 유지하여야 한다. 이러한 요구조건을 만족시키기 위해서 극배치 제어가 바람직하다. 왜냐하면 PI제어기만으로는 DC-DC 컨버터의 극점을 원하는 위치로 배치시킬 수 없다. 따라서, 제어기는 식(12)과 같이 구성하였다.

$$M(t) = -k_{pb}(i_L(t) - i_R(t)) + k_p(V_{ref}(t) - V_{dc}(t)) + k_i \int (V_{ref}(t) - V_{dc}(t))dt \quad (12)$$

식 (12)의 제어기의 출력은 세 개의 제어항의 합으로 구성되어 있다. 첫 번째 항은, 비교적 완만하게 변하는 전류 i_L 과 출력 전류 i_R 의 차로 이루어져 있다. 이는 제어기의 극배치가 스위칭 주파수에 비해 적어도 1/10배 이하에 배치되었다면, 스위칭 주기에 발생하는 인덕터의 전류리플은 제어루프에 영향을 주지 않게 된다. 이와 같이 극점이 설정이 되면, 첫 번째 항은 k_{pb} 를 조절하여 출력전류에 발생하는 외란을 감쇠시킬 수 있다. 왜냐하면 시비율의 변화는 지령전압 V_{ref} 에 대하여 출력 전압 $V_{dc}(t)$ 의 차에 의해서만 발생하기 때문이다. 따라서, 첫 번째 제어 항에 의해 빠른 부하응답을 기대할 수 있다.

두 번째와 세 번째 항은, 출력전압에 맥동을 고려한 비례적분제어기로 이루어져 있다. 비례적분 제어기의 출력은 원하는 전압과 실제출력전압과의 차에 의해 발생된다. 이때, 비례항은 시스템을 안정화시키며, 적분항은 출력 전압의 오차를 최소화하는 역할을 한다.

식 (13)은 식 (9)의 제어기를 포함하는 DC-DC 컨버터의 상태공간평균화모델형태로 표현하였다. 이때 제어기를 제외하고 시스템의 파라미터를 적용한 개방회로 시스템 극점 또는 고유치는 $s_1, s_2 = -1.1 \pm j140$ 이다.

폐루프 극점은 DC-DC컨버터의 지령전압 V_{ref} 를 상수로

가정하였을 때, 식(13)의 상태 공간평균환 시스템 행렬식으로부터 구할 수 있다.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_L \\ V_{dc} \\ M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_c} & \frac{V_{rec}}{L_c} \\ \frac{1}{C_c} & -\frac{1}{R_L C_c} & 0 \\ A_{31} & A_{32} & A_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_{dc} \\ M \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ k_i \end{bmatrix} V_{ref} \quad (13)$$

$$A_{31} = -\frac{k_p}{C_c} + \frac{k_{pb}}{R_L C_c}$$

$$A_{32} = \frac{k_{pb}}{L_c} + \frac{k_p}{R_s C_c} - \frac{k_{pb}}{R_L^2 C_c} - k_i$$

$$A_{33} = -\frac{k_{pb} V_{rec}}{L_c}$$

이를 위해서, 이득 값들은 적합한 극점 설정을 통하여 식 (14)-식(16)으로부터 얻어질 수 있다.

$$k_{pb} = \frac{L_c}{V_{rec}} \left(k_2 - \frac{1}{R_L C_c} \right) \quad (14)$$

$$k_p = \frac{L_c C_c}{V_{rec}} \left(k_1 - \frac{1}{L_c C_c} \right) \quad (15)$$

$$k_i = \frac{k_0 L_c C_c}{V_{rec}} \quad (16)$$

시스템은 3차 시스템이므로 원하는, 극점 3개를 선택한 후 이에 대한 특성방정식을 구하면 식(17)과 같은 특성방정식을 얻을 수 있다. 식 (17)에서 얻어진 계수 k_0, k_1, k_2 를 식 (14)-식(16)에 대입하면 제어기의 이득을 구할 수 있다.

$$s^3 + k_2 s^2 + k_1 s + k_0 = 0 \quad (17)$$

식(17)의 계수를 구하는데 있어서 스위칭 주파수보다 1/10 배 이하가 되지 않는 극점은 스위칭에 의한 시스템의 영향을 받게 됨으로 본 연구에서 고려하지 않았다. 또한, 극점을 설정하는데 있어서 반복을 통하여 원하는 시스템의 특성을 얻을 수도 있으나, 일반적으로는 복소평면상에서 제어기의 극점을 서로 이웃하도록 설정하는 것이 극점설정을 용이하게 한다. 본 연구에서는 이러한 점을 고려하여, 3차 시스템에 대한 Bessel crossover의 분모항을 표준화한 값을 이용하여 식(18)에 의해 설정된 극점을 적용하였다.[5]

$$s_1, s_2 = -(0.7455 \pm j0.7112)\omega \text{ [rad/sec]} \quad (18)$$

$$s_3 = -0.9420 \omega \text{ [rad/sec]}$$

여기에서, ω 는 원하는 폐루프 대역폭이 된다. ω 를 선택하

는 방법 즉 이득을 선택하는 방식은 3가지 요소에 의해 결정된다. 첫째로, ω 는 원치 않는 제어기 간섭으로부터 영향을 받지 않기 위해서는 극좌표상의 허수축으로부터 가장 먼 극점이 적어도 스위칭 주파수보다 1/10 이하가 되도록 한다. 둘째, ω 의 선택은 과도한 시비율 변화현상을 발생시키지 않도록 하여야한다. 그 이유는 빠른 시비율 변화는 시비율 변화에 대하여 출력 커패시터단의 전압응답은 상대적으로 느림으로 시비율이 진동하고 이것 때문에 출력 전압에 노이즈를 발생시킬 수 있다. 셋째로, ω 는 원하는 과도응답시간을 얻을 수 있도록 충분히 큰 값으로 설정하여야 한다.

이러한 기준을 바탕으로, 극점은 $\omega = 628[\text{rad/sec}]$ 으로 설정하여 결정하였다.

$$\begin{aligned} s_1, s_2 &= -468.4 \pm j446.8 \\ s_3 &= -591.8 \end{aligned} \quad (19)$$

극점 설정으로 3차 다항식은 식(17)처럼 구성한 후에, 얻어진 극점을 식(14)-식(16)의 방정식에 적용하여 제어기 이득을 찾을 수 있도록 할 수 있다.

$$k_{pb} = 0.001, k_p = 0.0146, k_i = 3.7885 \quad (20)$$

식(11), 식(12)으로부터 DC-DC Converter에 대한 Simulink 블록도는 그림 8과 같이 나타낼 수 있다.

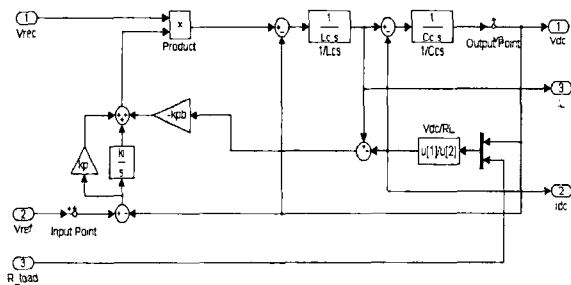


그림 8 DC-DC Converter의 Simulink 블록도
Fig. 8 Simulink block diagram of DC-DC converter

2.4 시뮬레이션

그림 9는 전체 제어시스템을 포함하는 Simulink 블록도를 나타내고 있다. 시뮬레이션 모듈모델들은 동기발전기와 3상 다이오드 브리지정류기, 그리고 DC-DC 컨버터 및 제어기로 구성되어져 있다.

그림 10은 DC-DC 컨버터의 특성을 알아보기 위하여 정격 부하의 100%→10%→1%의 부하에 대한 극점의 이동을 나타내고 있다. 그림으로부터 시스템의 극점은 대략 $s_1, s_2 = -348 \pm j796, s_3 = -345$ 정도에 배치되어있는 것을 볼 수 있다. 이것은 실제 제어기를 구성할 때의 극점과 다소 차이는 있지만 부하에 대한 응답특성은 모두 양호한 것을 알 수 있다.

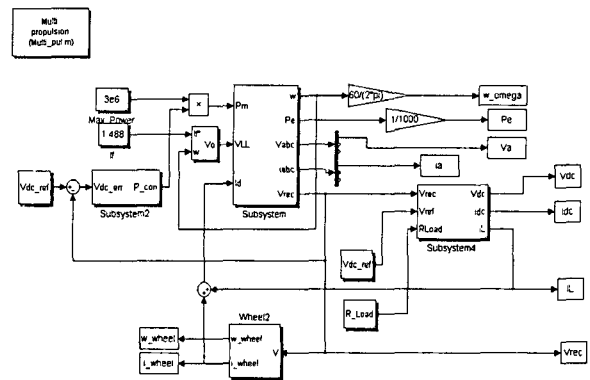


그림 9 전체 시스템에 대한 Simulink 블록도
Fig. 9 Simulink block diagram of overall system

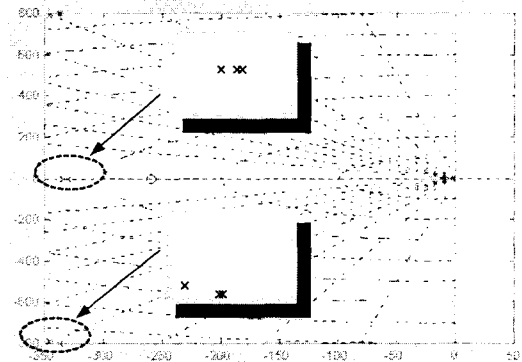


그림 10 부하에 의한 DC-DC 컨버터의 극점 이동
Fig. 10 Poles shifting for step change in load
(부하조건: 정격부하에 대한 100%→10%→1%)

그림11~그림14는 시스템 기동에서부터 정격부하시험까지 포함하는 시뮬레이션 결과이다. 우선 그림 11은 이때의 동기발전기의 속도와 소비전력을 나타내고 있다. 실제 연구대상의 동기발전기는 8극, 용량 3[MW] 정격속도 12000-15400[rpm]의 발전기로서, 출력은 선간 전압 2400[V]이다.

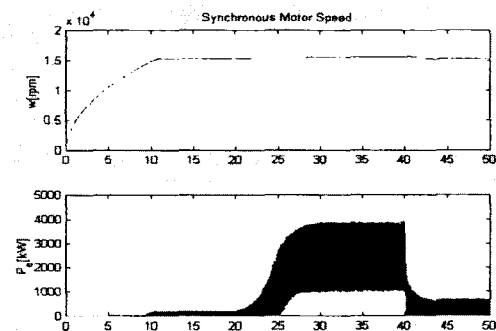


그림 11 동기 발전기의 속도 및 출력전력
Fig. 11 Speed and output power of synchronous generator

그림 12는 동기발전기의 속도 및 출력전력으로서, 정격속

도 15000[rpm]으로 구동되다가 정격출력이 요구되는 경우 대략 15500[rpm] 정도까지 상승되는 것을 볼 수 있다. 그림 13은 이때의 동기 발전기의 선간 전압 및 상전류 그리고 브리지정류기에 의해 정류된 DC 출력전압을 나타내고 있다. 그림 11의 결과 파형으로부터 정류 DC 출력전압은 가스터빈의 연료공급을 조절함으로써 3200[V]정도로 유지시키고 있는 것을 알 수 있으며, 정격부하 투입한 경우 $\pm 150[V]$ 정도의 전압 맥동이 발생하여 5%이내의 전압변동이 나타나는 것을 알 수 있다.

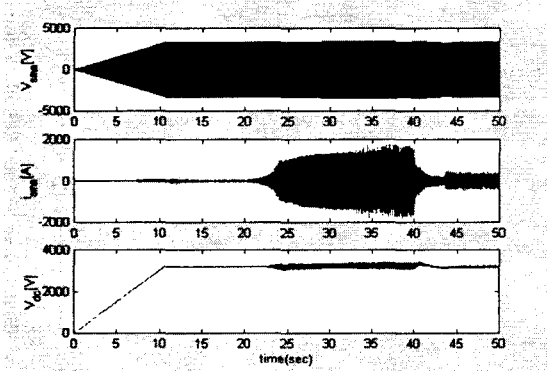


그림 12 동기발전기의 선간 전압 및 전류, 정류전압
Fig. 12 Line voltage, current and DC bus voltage of synchronous generator

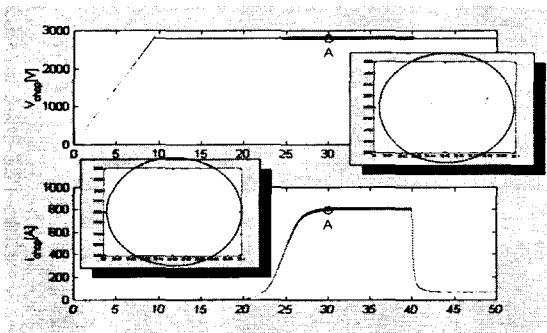


그림 13 DC-DC 컨버터의 출력전압 및 전류
Fig. 13 Output voltage and current of DC-DC converter

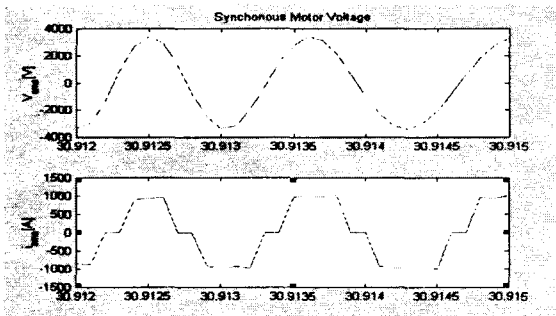


그림 14 동기발전기의 선간 전압 및 상전류
Fig. 14 Line voltage and phase current of synchronous generator

그림 13은 DC-DC 컨버터의 출력전압 및 전류 파형으로써 정격부하투입시 ± 40 의 전압맥동이 발생하는 것을 알 수 있다. 이는 대략 1.4%의 리플전압으로 시스템 설계시 고려한 5%이내로써, 전압 제어특성이 양호한 것을 알 수 있다.

그림 14는 동기발전기의 출력전압주파수 및 정류기의 상전류 파형 형태를 살펴보기 위한 것으로 정격부하투입시 선간 전압주파수는 대략 850~1000[Hz]이며, 상전류의 피크치는 대략 1000[A] 정도로 나타나고 있다.

3. 결 론

본 논문은 한국형 다중추진시스템의 DC-DC 컨버터 설계에 관한 것으로써, 전력변환부 설계 및 제어를 디자인하고, 이에 대한 특성을 고찰하고자 다중추진시스템의 구성에 대하여 규격화된 시스템 수준의 시뮬레이션을 제시하고자 하였다. 이를 위해 전력변환장치의 제어기는 다양한 형태의 부하가 병렬로 배치되어있는 부하시스템의 동적인 변화에도 높은 제어 신뢰성을 제공하는 다중루프제어기로 구성하였다. 제어기의 극점을 선택하는데 있어서 Bessel 전달함수 모델로부터 얻어진 극점을 이용함으로써 제어기 구성을 쉽게 최적화 할 수 있었다. 이러한 제어특성을 시뮬레이션으로 확인하기 위해서 전력변환부의 각 시뮬레이션 모듈은 가능한 단순한 모델로 구성하여 시뮬레이션을 용이하게 하였다.

근래적 및 시뮬레이션결과로부터 제어기 및 시스템 파라미터의 설정이 본 논문에서 설계한 조건을 만족하는 것을 시스템 각부의 파형을 통하여 확인 할 수 있었다. 따라서, 본 논문은 차후 한국형 다중추진시스템의 DC-DC 컨버터를 설계하는데 있어 구성요소선정 및 제어기 디자인을 돕고, 시스템 원형의 개발 및 시험하는데 있어 효과적이라 사료된다.

참 고 문 헌

- [1] 김수용, "한국형 다중추진 시스템 기술개발", 고속철도개발사업 1차년도 연구보고서, 1권, pp. 1-5, 2003.10
- [2] S.D. Sudhoff, K.A. Corzine and S.F. Clover, "DC Link Stabilized Field Orientation Control of Electric Propulsion System", IEEE Trans. on energy Conversion, Vol 13, No. 1, pp.27-33, March 1998
- [3] M. Mohan, T M. Undeland and W P. Pobbins, Power Electronics, John Wiley & Sons, 2nd. 1995, pp.108
- [4] Jih-Sheng Lai, "Power Electronics System Modeling and Simulation," IEEE Trans., pp.45-55, 1994
- [5] RaneNote, "A Bessel Filter Crossover and Its Relation to Others," the 105th convention of the Audio Eng. Soc, San Francisco, CA. 1998

저 자 소 개



성 호 경(成 鎬 慶)

1982 인하대 전기공학과 졸업. 1998 한국
과학기술원 전기및전자공학과 졸업(박사).
1994~현재 한국기계연구원 신교통시스
템그룹 선임연구원

Tel : (042) 868-7191

E-mail : sung-hk@kimm.re.kr



조 흥 제(趙 興 濟)

1971 연세대 기계공학과 졸업. 1982 연세
대 기계공학과 졸업(석사). 1990 RPI 기
계공학과 졸업(박사). 2004~현재 한국기
계연구원 첨단산업기술연구부 선임연구원

Tel : (042) 868-7195

E-mail : cho_hj@kimm.re.kr



조 정 민(趙 正 珉)

1997 충주대 전기공학과 졸업. 1999 명지
대 전기공학과 졸업(석사). 2004 명지대
전기공학과 졸업(박사). 2004~현재 한국
기계연구원 신교통시스템 신진연구자

Tel : (042) 868-7195

E-mail : jmjho@kimm.re.kr

김 수 용(金 秀 龍)

1982 인하대 조선공학과 졸업. 1989 Texas A&M 항공
공학과 졸업(석사). 1990 Texas A&M 기계공학과 졸업
(박사). 2004~현재 한국기계연구원 열유체연구부 책임
연구원



정 병 수(丁 炳 秀)

2003 한밭대 제어계측공학과 졸업. 2005
충남대 전기공학과 졸업(석사). 2005~현
재 다리테크 부설연구소 연구원.

Tel : (031) 703-6993(504)

E-mail : acid@daritechs.com