

이중 초퍼 DC-DC 컨버터의 해석과 제어

An Analysis and Control of Double Chopper DC-DC Converter

한 상 완, 신 동 희, 홍 석 교

(Sang-Wan Han, Dong-Hee Sin and Suk-Kyo Hong)

Abstract : DC-DC converter with chopper is seen to have problems, such as, loop instability and degradation of transient response, due to the interaction between input filter and switching regulator. In this paper, the switching regulator consisting of input filter and double chopper is analyzed, and the state space model at continuous current mode and the transfer function between duty ratio of switching pulse and output voltage are derived. The controller in this paper is designed as feedforward(P) and feedback(PI) control scheme to minimize the variation of output voltage, and computer simulation results are presented to show the performance of the proposed controller.

Keywords : DC-DC converter, switching regulator, double chopper, state space model, continuous current mode, duty ratio, feedforward control scheme, feedback control scheme

I. 서론

SIV(STATIC INVERTER)는 전동차의 제어회로, 조명 및 냉·난방 장치, 주전동 공기압축기 등에 안정한 전원을 공급하기 위한 차량 탑재용 보조전원 장치이다. 요즘 급증하는 자동차의 보유와 함께 교통대란이라고 할만큼 교통 문제가 각 자치단체들이 선결해야할 가장 큰 문제로 대두되고 있다. 이러한 교통문제는 특히 물류의 원활한 수송을 방해하고, 인간의 활동에 제약을 야기하는 등 산업 사회에 막대한 손실 요소가 되고 있다. 따라서 당국에서는 빠르게도 많은 인원을 안전하게 수송할 수 있는 수송수단으로 지하철 혹은 경전철의 건설에 높은 관심을 갖고 적극적으로 사업을 추진하고 있고, 서울시를 비롯한 전국의 대도시에서 지하철의 건설이 진행되고 있거나, 속속 개통되고 있는 실정이다. 따라서 전동차의 증가와 더불어 그에 부속된 각종 장치들의 수요 또한 더욱 증가할 것으로 예상된다.

이중 초퍼 DC-DC 컨버터는 지하 전동차량에 탑재된 보조전원 장치 SIV의 일부로, 후단에 연결된 TR 인버터에 일정한 전압을 공급해주는 전원장치이다[1]. 이와 같이 초퍼를 갖는 DC-DC 컨버터는 입력 필터와 스위칭 레귤레이터 사이의 상호작용에 의하여 불안정한 동작, 응답특성의 저하 등과 같은 문제를 갖고 있다[2]. 또한 현재 사용하고 있는 SIV는 전동차의 동작 조건상 입력전압의 변동이 심하고, 부하에 의한 출력 전압의 변동 또한 심하여(약 20%정도) 원하는 정도로 양호한 특성을 얻지 못할 뿐 아니라, 시스템의 파라미터 및 제어 이득을 시행착오 방식에 의해 결정하고 있어 시스템 성능의 개선에 많은 제약이 되고 있다. 특히 본 시스템에서는 일반적으로 널리 알려진 PI제어 방법을 채택한 제어기를 사용하고 있어서 제어기에 DC전압 V_{dc} 를 반영하거나 PI 제어 이득을 높일수록 시스템이 불안정해지는 문제가 발생한다. 따라서 이러한 문제점을 해결하기 위하여 시스템의 동작특성을 고려한 수식화된 동적 모델링을 행하고, 그로부터 제어에 필요한 시스템의 파라미터들을 보다 명확히 규명함으로써 적당한 제어이론의 적용을 명시할 수 있는 정량적인 연구가 행해져야 한다.

이와 같은 요구에 의하여 본 논문에서는 입력필터와 이중 초퍼로 구성된 스위칭 레귤레이터에 대한 해석을 위하여 단일 초퍼 등가회로를 구하고, 상태공간 모델과 스위칭 펄스의 시비율과 출력전압사이의 전달함수를 유도하였다. 또한 출력전압의 변동을 최소화 하기 위한 피드포워드 및 피드백 PI제어기를 제안하고 모의실험을 통하여 제안한 제어기의 성능을 확인하고자 한다.

II. SIV 시스템의 구성

SIV 시스템은 그림 1과 같이 고압 분리용 IVS, 일정한 직류 공급을 위한 입력 필터와 이중 GTO 초퍼, 직류를 교류로 변환하는 TR 인버터 그리고, 출력 변압기 상자로 구성되어 있다. DC 1500V의 전원을 입력으로 받아 2상으로 구성된 GTO 초퍼 회로를 거쳐 안정한 직류 전압을 TR인버터 회로에 공급하여 직류전압을 3상 12스텝의 교류 출력으로 변화시키고 각각 적당한 위상차를 갖도록 제어함으로써 정현파에 가까운 파형을 얻을 수 있도록 한다. 이중 초퍼 DC-DC 컨버터는 TR인버터 회로에 안정한 직류 전압을 공급하기 위하여 전원전압의 변동이나 부하의 변동에 의한 출력전압의 변화를 측정하여 목표값과 비교한 후 PI제어기를 거쳐 GTO의 게이트에 제어신호를 인가한다. 제어신호는 GTO의 점호각을 결정함으로써 안정한 전압을 TR인버터 회로에 인가할 수 있다.

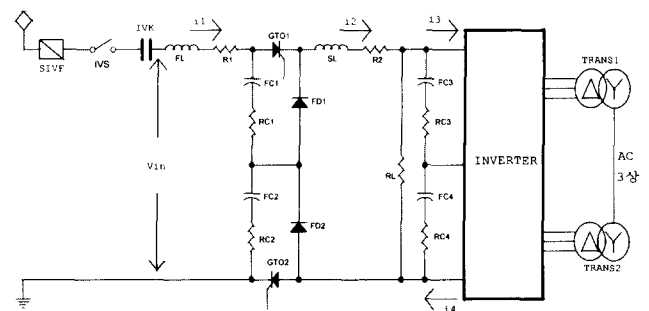


그림 1. SIV 시스템.

Fig. 1. SIV system.

III. 이중 초퍼 DC-DC 컨버터

그림 1에서 이중 초퍼 DC-DC 컨버터 회로만을 분리하

여 보면 그림 2와 같이 입력 필터와 스위칭 레귤레이터로 구성되어 있다. 이때, 입력 필터는 입력전원의 변동에 의한 순간적인 전압변화를 차단하고, 레귤레이터가 스위칭할 때 입력 전원으로 역전류가 유입되는 것을 방지하는 역할을 한다. 따라서 입력필터는 스위칭시 발생할 수 있는 스위칭 노이즈의 감쇠와 선로를 통해 유입되는 외란을 제거하기에 충분하도록 설계하여야 하지만, 입력필터의 출력 임피던스를 너무 크게 취하는 경우 레귤레이터의 부임피던스화 상호작용에 의하여 입력필터의 공진주파수에서 루프이득을 급격히 감소시키기도 하므로 주의해야 한다[2]. 주어진 시스템에 대한 제어를 위하여 우선 요구되는 것이 정확한 수식적 모델링이다. 그러나 실제로는 시스템의 비선형성으로 인한 제약으로 수식적 모델링이 대단히 어렵다. 따라서 대부분을 이상적인 경우로 가정하여 축소된 형태의 모델링을 행하고, 이렇게 구한 모델식을 이용하여 적절한 제어정수를 결정하였다. 그림 2의 GTO 초퍼회로는 2개의 GTO 스위치를 갖는 이중 초퍼 시스템이지만 각 GTO의 스위칭을 고려하여 회로의 동작을 살펴보면 근본적으로 단일 초퍼와 같음을 알 수 있다. 따라서 본 연구에서는 해석의 용이성을 위하여 등가 단일 초퍼 시스템을 구하여 기준 모델로 삼았다.

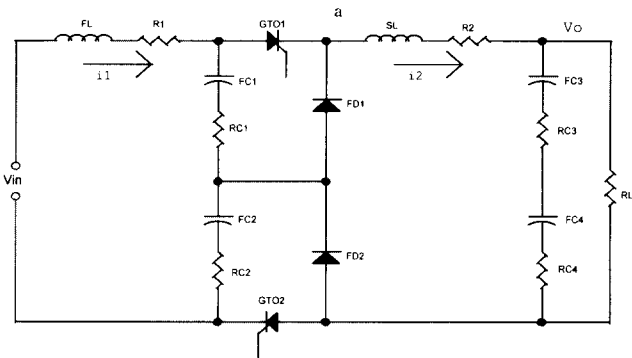


그림 2. 이중 초퍼 DC-DC 컨버터.
Fig. 2. Double chopper DC-DC converter.

3.1 회로의 동작

그림 2에서 두 GTO의 스위칭 상태의 조합은 GTO1이 on이고, GTO2가 off인 경우, GTO1이 off이고, GTO2가 on인 경우, GTO1과 GTO2가 모두 on인 경우, GTO1과 GTO2가 모두 off인 경우 등 4가지의 경우가 존재한다. 이 스위칭 동작에 따른 컨버터의 전류 루프를 구하여 보면 그림 3과 같다. 이때 GTO1과 GTO2의 시비율이 0.5이면 그림 3(a)와 (b)의 상태가 반복되고, $V_o = 0.5V_{in}$ 이 되어 입력이 V_{in} 인 단일 초퍼에서 시비율이 0.5일 때의 출력전압과 같게 된다. 그런데 본 연구에서는 입력전압이 $1500V \pm 400V$ 일 때 일정한(750V) 출력전압을 얻고자 한다. 입력전압의 변동이 없을 때 원하는 출력을 얻기 위해서는 시비율을 0.5로 결정하면 된다. 그러나 입력전압이 $\pm 400V$ 정도로 변하므로 시비율은 0.5보다 크거나 작게 된다. 따라서 컨버터의 출력전압 파형을 그림 4와 같이 시비율이 0.5보다 작은 경우와 0.5 이상인 경우로 나누어서 알아볼 수 있다. 그림 3에서 시비율이 0.5일 때 그림 3(a)와 (b)는 각각의 입력 전압이 $0.5V_{in}$ 인 단일 초퍼와 같고, 이들 두 초퍼의 동작이 1 샘플링 시간 내에 일어나므로 시비율이 0.5이며 입력전압이 V_{in} 인 단일 초퍼가 1 샘플링 시간동안 동작하는 것과 같은 결과가 된다. 따라서 이중 초퍼 컨버터를 단일 초퍼 컨버터로 바꾸어 해석해도 무방함을 알 수 있다. 이때 등가 단일 초퍼 입력측 필터의 용량은 FC1과 FC2의 직렬합성이 된다.

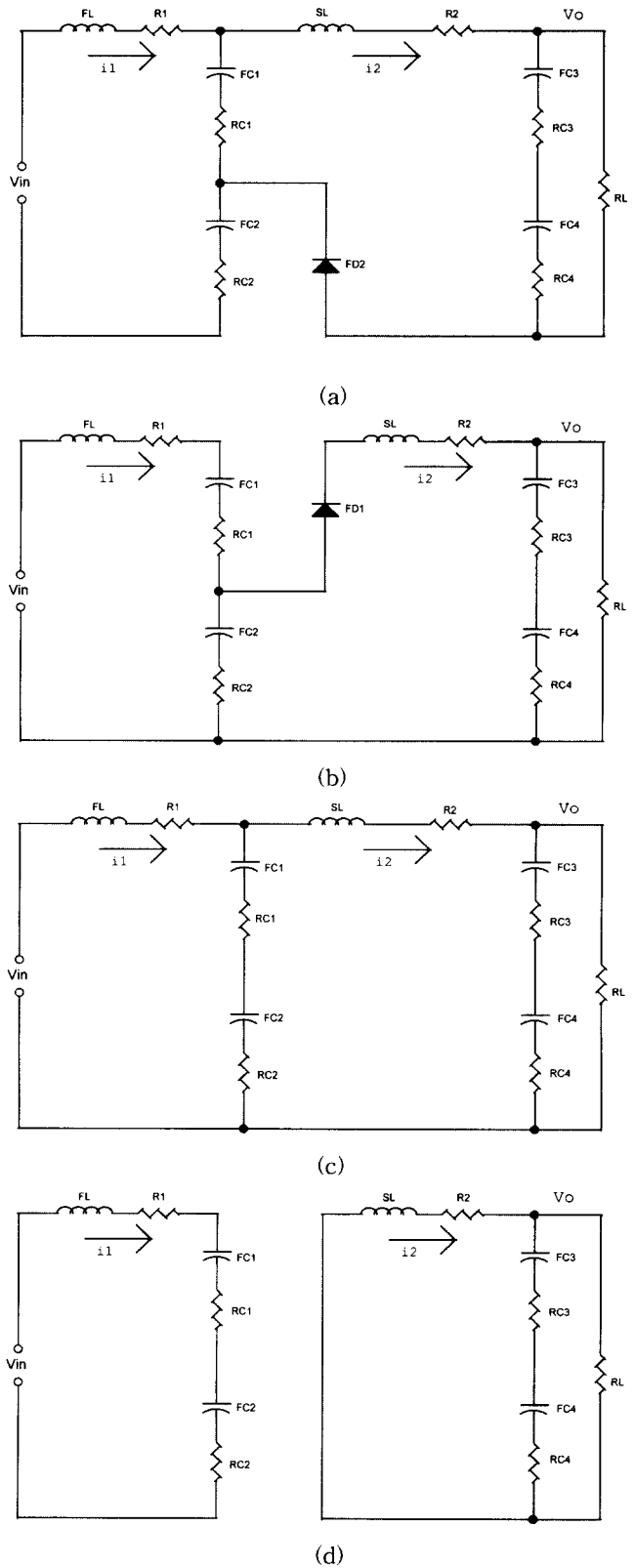


그림 3. 스위칭에 따른 컨버터의 동작.
(a) GTO 1 : on, GTO 2 : off
(b) GTO 1 : off, GTO 2 : on
(c) GTO 1 = GTO 2 : on
(d) GTO 1 = GTO 2 : off
Fig. 3. Switching operation of converter.
(a) GTO 1 : on, GTO 2 : off
(b) GTO 1 : off, GTO 2 : on
(c) GTO 1 = GTO 2 : on
(d) GTO 1 = GTO 2 : off

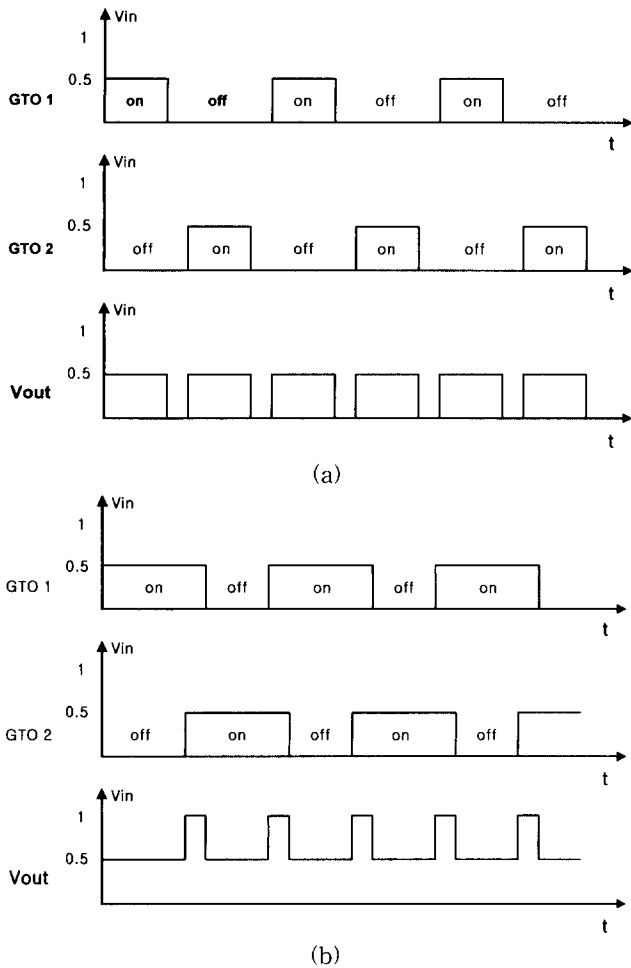


그림 4. 그림 2에서 a점의 전압 파형.

- (a) 시비율이 0.5 미만일 때
- (b) 시비율이 0.5 이상일 때

Fig. 4. Voltage of point a in Fig. 2.

- (a) Duty ratio less than 0.5
- (b) Duty ratio greater than 0.5

3.2. 등가회로에 대한 상태변수 표현

동작에 따른 회로의 동작과 그림 4로부터 GTO1과 GTO2의 시비율이 각각 0.5이면 이중 초퍼의 평균 출력 전압은 시비율이 0.5인 단일 초퍼의 평균 출력 전압과 같고, 이것은 시비율이 0.5보다 크거나 작을 때에도 일의적으로 적용된다. 따라서 이중 초퍼 회로를 그림 5와 같은 단일 초퍼 회로로 볼 수 있다. 그림 5에서 시스템의 상태변수를 $x = [i_1 \ i_2 \ v_{FC} \ v_{FCT}]^T$, $u = v_{in'}$ 및 $y = v_{o'}$ 로 정하면[2], 스위치의 on·off 동작에 따른 상태변수 모델은 다음과 같이 구해진다.

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A_1x + B_1u \\ y &= C_1x \end{aligned} \tag{1}$$

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A_2x + B_2u \\ y &= C_2x \end{aligned} \tag{2}$$

여기서 $A_1 = \begin{bmatrix} -X1/FL & RC/FL & -1/FL & 0 \\ RC/SL & -T1/SL & 1/SL & -RL/X2 \\ 1/FC & -1/FC & 0 & 0 \\ 0 & RL/X3 & 0 & -1/X3 \end{bmatrix}$

$$A_2 = \begin{bmatrix} -X1/FL & 0 & -1/FL & 0 \\ 0 & -T2/SL & 0 & -RL/X2 \\ 1/FC & 0 & 0 & 0 \\ 0 & RL/X3 & 0 & -1/X3 \end{bmatrix}$$

$$B_1 = B_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{FL} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

$$C_1 = C_2 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{RCT \cdot RL}{RCT + RL} & 0 & \frac{RL}{RCT + RL} \end{bmatrix}$$

$$X1 = R1 + RC$$

$$X2 = SL(RCT + RL)$$

$$X3 = FCT(RCT + RL)$$

$$T1 = R2 + RC + \frac{RCT \cdot RL}{RCT + RL}$$

$$T2 = R2 + \frac{RCT \cdot RL}{RCT + RL}$$

이고, 스위칭 파형의 시비율(duty ratio)을 d 라고 할 때 d 에 따른 시스템의 상태변수 표현 식은 (1), (2)로부터

$$\begin{aligned} \dot{x} &= [d \cdot A_1 + d' \cdot A_2]x + [d \cdot B_1 + d' \cdot B_2]u \\ y &= [d \cdot C_1 + d' \cdot C_2]x \end{aligned} \tag{3}$$

여기서 $d = \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{off}}$ 이고, $d' = 1 - d$ 이다.

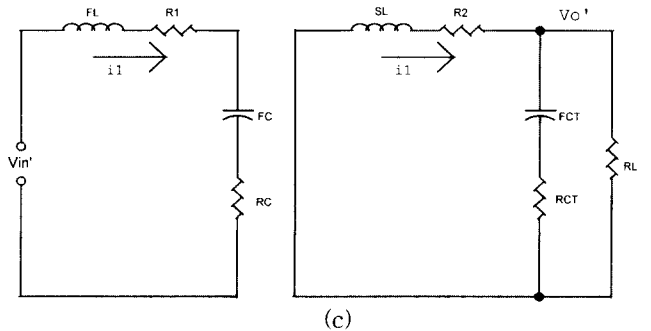
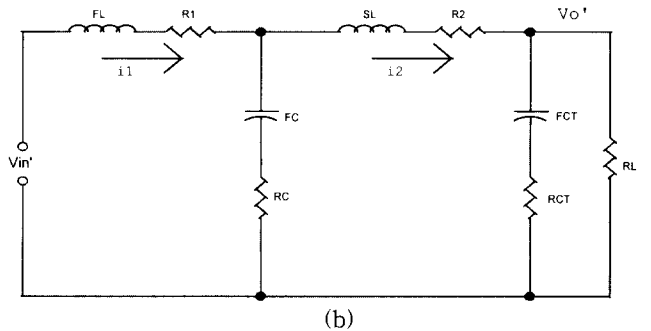
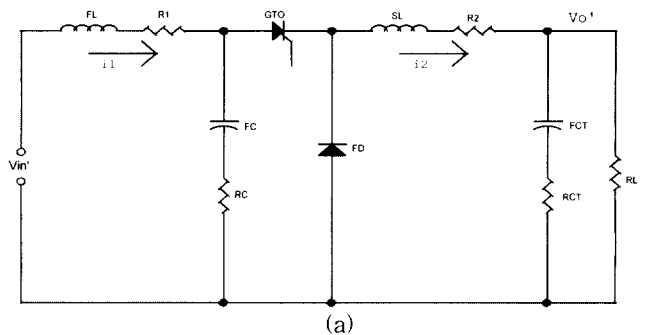


그림 5. 단일 초퍼 등가회로.

- (a) 기본회로
- (b) 스위치가 on일 때
- (c) 스위치가 off일 때

Fig. 5. Single chopper model.

- (a) Basic circuit
- (b) Switch on
- (c) Switch off

3.3. 소신호 모델

연속 전류모드에서 동작하는 단일 초과 레귤레이터 회로의 표준화된(averaged) 모델(1)과 (2)는 섭동에 의한 항과 DC 값을 갖는 항의 합으로 되어 있다[2]. 그러므로 표준화 모델의 각 상태변수를 이와 같은 섭동에 의한 항과 DC 값을 갖는 항으로 표현하면

$$\begin{aligned} d &= D + \hat{d}, \quad d' = D' - \hat{d} \\ u &= U + \hat{u} = V_{in} + \hat{v}_I \\ y &= Y + \hat{y} = V_o + \hat{v}_o \\ x &= X + \hat{x} \end{aligned} \quad (4)$$

이고, 섭동이 $\frac{\hat{d}}{D} \ll 1, \frac{\hat{x}}{X} \ll 1$ 일 때 다음의 선형화된 모델을 구할 수 있다.

• DC 모델

DC 모델은 입·출력 및 상태변수의 섭동이 전혀없는 정상상태에서의 값으로 항상 일정한 상수 값이다.

$$\begin{aligned} 0 &= [D A_1 + D' A_2]X + [D B_1 + D' B_2]V_{in} \\ V_o &= [D C_1 + D' C_2]X \end{aligned} \quad (5)$$

(5)에서 $A = D A_1 + D' A_2, B = D B_1 + D' B_2$ 및 $C = D C_1 + D' C_2$ 로 놓으면 간단히

$$\begin{aligned} 0 &= A X + B V_{in} \\ V_o &= C X \end{aligned} \quad (6)$$

로 표현할 수 있고, 결과적으로 V_o 는 상수(평균 전압)임을 알 수 있다.

• 소신호 모델

외란이나 기타의 요인에 의하여 입력, 출력 및 시스템의 파라미터가 섭동되는 경우의 상태변수 모델은

$$\begin{aligned} \hat{\dot{x}} &= A \hat{x} + B \hat{v}_{in} + [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)V_{in}] \hat{d} \\ \hat{v}_o &= C \hat{x} + (C_1 - C_2)X \cdot \hat{d} \end{aligned} \quad (7)$$

이 된다. 그런데, $B_1 = B_2$ 이고, $C_1 = C_2$ 이므로 (7)은 결국

$$\begin{aligned} \hat{\dot{x}} &= A \hat{x} + B \hat{v}_{in} + (A_1 - A_2)X \hat{d} \\ \hat{v}_o &= C \hat{x} \end{aligned} \quad (8)$$

이 되고, 본 식을 라플라스 변환하여 정리하면 상태변수 모델을 전달함수 식으로 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{x}(s) &= [sI - A]^{-1} B \hat{v}_{in} + [sI - A]^{-1} [(A_1 - A_2)X] \hat{d}(s) \\ \hat{v}_o(s) &= C \hat{x}(s) \end{aligned} \quad (9)$$

IV. 제어기 설계

본 연구에서는 SIV 시스템에 사용되는 이중 초과 컨버터를 제어하기 위한 피드포워드 및 피드백 제어기를 설계하였다. P 및 PI제어방식을 적용한 피드포워드·피드백 제어기는 입력과 출력 측에서 측정된 파라미터들의 변동 값을 스위칭 파형의 시비율($d = D + \hat{d}$)에 해당하는 값으로 변환한다. 결국 전체 제어시스템은 소신호 상태변수 모델식 (9)에 피드포워드 및 피드백 제어기를 적용한 것으로, 그것에 대한 블록선도를 그림 6에 나타내었다.

상태변수식 (9)로부터 $\hat{v}_{in} = 0$ 일 때, 시비율 $\hat{d}(s)$ 와 출력전압 $\hat{v}_o(s)$ 에 대한 개루프 전달함수 $P(s)$ 를 구하면

$$\begin{aligned} \hat{x}(s) &= [sI - A]^{-1} [(A_1 - A_2)X] \hat{d}(s) \\ \hat{v}_o(s) &= C \hat{x}(s) \\ &= C [sI - A]^{-1} [(A_1 - A_2)X] \hat{d}(s) \end{aligned} \quad (10)$$

에서, $P(s) = \hat{v}_o(s) / \hat{d}(s)$ 이므로

$$P(s) = C [sI - A]^{-1} [(A_1 - A_2)X] \quad (11)$$

가 된다. 따라서 (11)에 대하여 그림 7과 같은 피드포워드

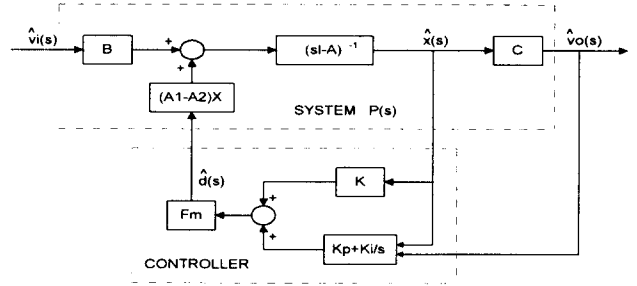


그림 6. 상태공간 모델.
Fig. 6. State space model.

및 피드백 제어기를 고려한 전체 폐루프 전달함수 $P_T(s)$ 를 구하면, $P_T(s) = \hat{v}_o(s) / \hat{v}_{in}(s)$ 라 할 때

$$P_T(s) = \frac{(1 - F_m K) P(s)}{1 + F_m (K_p + \frac{K_I}{s}) P(s)} \quad (12)$$

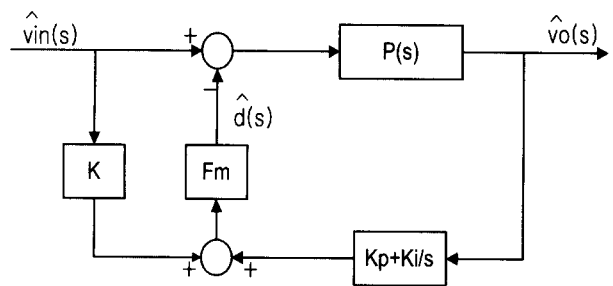


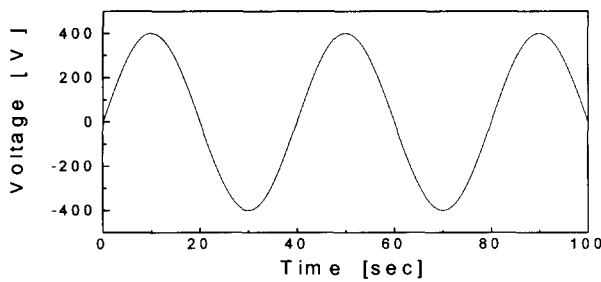
그림 7. 제어시스템 블록선도.
Fig. 7. Block diagram of control system.

V. 모의실험 및 결과 검토

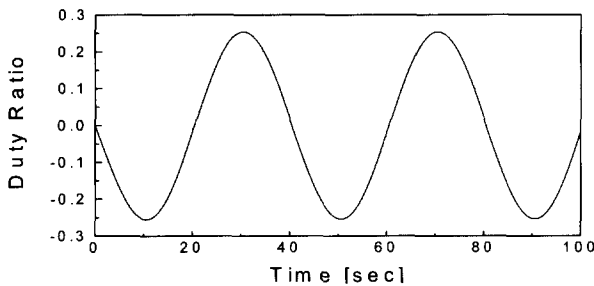
본 연구에서는 제안한 제어기의 성능을 확인하기 위한 모의실험을 위하여 현재 실제로 사용하고 있는 SIV시스템의 파라미터값을 사용하였다. 각 파라미터값은 스위칭 레귤레이터의 각 부분에 대하여 다음과 같다.

- 입력, 출력전압 : $v_{in} = 1500 \pm 400 \sin(\omega t)$ [V], $v_o = 750$ [V]
- 입력 필터 파라미터 : $FL = 19$ mH, $R1 = 0.034 \Omega$, $FC = 6000 \mu F$, $RC = 0 \Omega$
- 스위칭 레귤레이터 파라미터 : $SL = 1$ mH, $R2 = 0.005 \Omega$, $FCT = 750 \mu F$, $RCT = 0 \Omega$, $RL = 320 \Omega$
(여기서 FCT는 FC3과 FC4의 직렬 합성값)
- 피드포워드와 케환제어기의 이득 : $K = 0.0694$, $K_p = 450$, $K_I = 150$
- 펄스 모듈레이터의 변환이득 : $F_m = 0.0048$

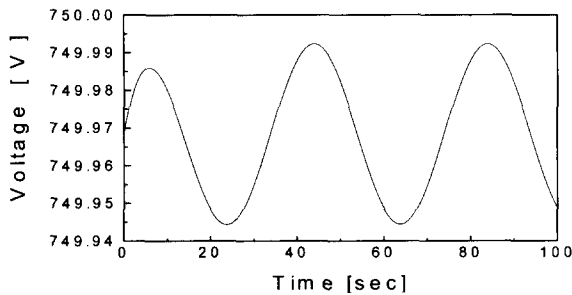
본 시스템은 높은 입력전압의 변동을 갖는 시스템으로 변동 값을 임의로 $\pm 400 \sin(\omega t)$ 로 정하여 $t = 100$ 초 까지 출력전압의 변동과 스위칭 파형의 시비율(제어입력) 및 출력전압의 오차를 그림 8에 보였다. 모의실험 결과는 시비율의 변화에 따라 상당한 입력전압의 변동에도 불구하고 출력전압의 오차가 매우 작음을 보인다. 따라서 제안한 제어기가 출력전압의 변동을 무시할 수 있을 정도로 충분한 제어 성능을 갖음을 확인할 수 있었다.



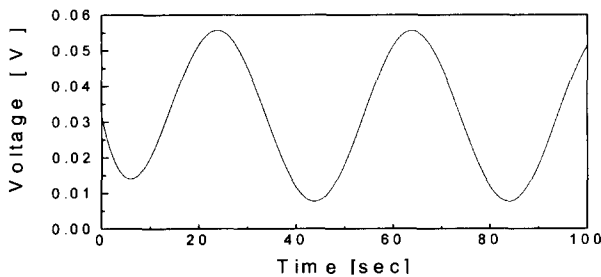
(a)



(b)



(c)



(d)

그림 8. 모의실험 결과.

- (a) 입력전압 오차
- (b) 제어입력
- (c) 출력전압
- (d) 출력전압 오차

Fig. 8. Simulation results.

- (a) Input voltage error
- (b) Control input
- (c) Actual output voltage
- (d) Output voltage error

VI. 결론

본 논문에서는 SIV 시스템에 사용되는 이중 초퍼 컨버터의 스위칭 모드에 따른 동작을 알아보고, 단일 초퍼 벽(BUCK) 컨버터로 간략화하여 연속동작 모드에 대한 상태방정식으로 수학적 모델링을 행하였다. 상태공간 모델 식을 다시 정규 DC 모델과 섭동에 대한 소신호 모델로 나누어 소신호 모델을 통하여 시스템을 정량적으로 해석함으로써 원하는 출력을 얻을 수 있는 피드포워드 및 피드백 PI 제어기를 설계하였다. 설계한 제어기로부터 얻은 제어입력에 대한 컴퓨터 모의실험을 통하여 제어기의 성능을 확인하여 보았다. 결과적으로, 입·출력 전압의 변동에도 불구하고 설계한 제어기로 구한 제어입력에 의하여 출력 전압오차가 무시될 수 있을 만큼 충분한 제어성능을 가짐을 알 수 있었다.

참고문헌

- [1] 서울특별시 지하철공사, MSC 4호선 직류전동차 정비 지침서-보조전원장치-, 1994. 5.
- [2] S. S. Kelkar and F. C. Lee, "A novel input filter compensation scheme for switching regulators," *IEEE Proceedings of Power Electronics Specialists Conference and Exposition*, Cambridge, MA, pp. 260-271, June, 1982.
- [3] F. C. Lee and Y. Yu, "An adaptive-control switching buck regulator-implementation, analysis and design," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. AES-16, no.1, pp. 84-99, Jan, 1980.
- [4] F. C. Lee, Y. Yu and M. F. Mahmoud "A unified analysis and design procedure for the standardized control module for DC-DC switching regulators," *IEEE Proceedings of Power Electronics Specialists Conference and Exposition*, Atlanta, GA, pp. 284-301, June, 1980.
- [5] R. B. Ridley "Average small-signal analysis of thea boost power factor correction circuit," *Proceedings of the Virginia Power Electronics Center seminar*, Blacksburg, VA, pp. 108-120, September, 1989.
- [6] F. C. Lee and Y. Yu, "Computer-aided analysis and simulation of switching DC-DC converters," *IEEE Transactions on Industrial Applications*, vol. IA-15, no. 5, pp. 511-520, Sep./Oct., 1979.
- [7] D. J. Shortt and F. C. Lee, "An improved switching converter model using discrete and average techniques," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. AES-29, no. 2, pp. 190-202, March, 1983.
- [8] Muhammad H. Rashid, *SPICE for Power Electronics and Electric Power*, Prentice Hall International Edition, 1993.
- [9] J. Alvin Connelly and Pyung Choi, *Macromodeling with SPICE*, Prentice Hall International Edition, 1992.



한 상 완

1988년 대전산업대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1991년 아주대학교 대학원 제어공학과 졸업(공학석사). 1992~현재 아주대학교 대학원 전자공학과 박사과정 재학중. 주관심분야는 로보틱스응용 및 자동화, 비선형제어, 시스템제어, 대

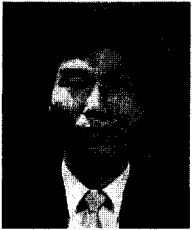
용량 전원회로.



홍 석 교

1971년 서울대학교 공과대학 전기공학과 졸업(공학사). 1973년 서울대학교 대학원 전기공학과 졸업(공학석사). 1981년 서울대학교 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 현재 아주대학교 공과대학 전자공학부 교수. 주관심분야는 로보틱

스응용 및 자동화.



신 동 희

1981년 아주대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1983년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(공학석사). 1987년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(공학박사). 현재 (주)파워테크 대표이사. 주관심분야는 대용량 Power Supply,

의료기기용(MRI, X-ray) P/S, 지하철용 인버터, 자동측정장비, 전광판등.