

# 강압형 스위치드-커패시터 DC-DC 컨버터의 동특성해석 및 제어회로 설계

임원석, 최병조, 안태영\*

경북대학교 전자공학과, \*청주대학교 첨단공학부

## Dynamic Analysis and Control Design of a Step-Down Switched-Capacitor Dc-Dc Converter

Wonseok Lim, Byungcho Choi, Taeyoung Ahn\*

Kyungpook National University, \*Chongju University

### ABSTRACT

In this paper, dynamic analyses and control design of a step-down switched-capacitor dc-dc converter are presented. Open-loop dynamics of the converter are analyzed using the state-space averaging technique. A systematic control design method, that offers excellent closed-loop performance for the converter, is proposed. The analysis results and dynamic performance of the converter are verified using 18 W experimental converter that delivers a 5V/3.5A output from a 11~16 V input source.

### 1. 서 론

스위치드-커패시터 dc-dc 컨버터는 인덕터나 변압기와 같은 유도성 소자(magnetic components)를 사용하지 않고 반도체 스위치와 커패시터만을 이용하는 전력 변환장치이다. 따라서 컨버터의 크기와 무게를 줄일 수 있을 뿐만 아니라 전체 컨버터를 집적 회로나 하이브리드 형태로 제작할 수 있는 장점이 있다.<sup>[1][2][3]</sup> 최근 스위치드-커패시터 컨버터의 회로 개발에는 연구가 집중되고 있으나, 컨버터의 동특성 해석과 제어회로 설계에 대한 연구는 제한적으로 이루어지고 있다.<sup>[2][3]</sup>

최근에 제안된 12V/5V 강압형 스위치드-커패시터 dc-dc 컨버터<sup>[1]</sup>를 체계적인 방법으로 동특성을 해석하고 그 결과를 이용하여 최적제어 회로를 설계하였다. 먼저 상태 공간 평준화 기법<sup>[3]</sup>으로 소신호 특성을 해석을 하고 컨버터의 제어 대 출력 전달함수를 유도하였다. 이를 바탕으로 폐루프 특성을 향상시킬 수 있는 제어기의 구조와 파라미터의 선정 방법을 제시하였다. 제시된 방법을 이용하여 실험용 컨버터의 제어회로를 설계하고, 실험용 컨버터의 측정 결과를 이론적인 결과와 비교하여 그 타당성을 보였다.

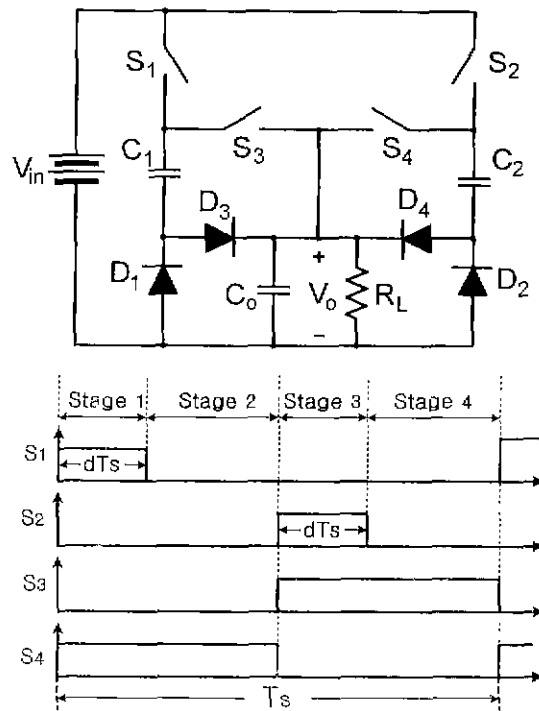


그림 1 강압형 스위치드-커패시터 dc-dc 컨버터

### 2. 스위치드-커패시터 DC-DC 컨버터의 동특성 해석 및 제어회로 설계

#### 1. 강압형 스위치드-커패시터 DC-DC 컨버터

그림 1은 강압형 스위치드-커패시터 dc-dc 컨버터의 전원단 회로와 각 스위치의 구동파형을 나타내었다.<sup>[1]</sup> 전원단 회로는 출력단을 중심으로 대칭적인 구조로 되어있다.

Stage 1에서는 S1이 턴온되어 입력 전원으로부터 S1과 D3를 통해 C1과 C0에 에너지가 충전되며 동시에 S4가 턴온되어 C2에 충전되었던 에너지가 S4와 D2를 통해 부하로 방전한다. Stage 2에서는 S4만 턴온되어 C2에 저장되었던 에너지를 부하로

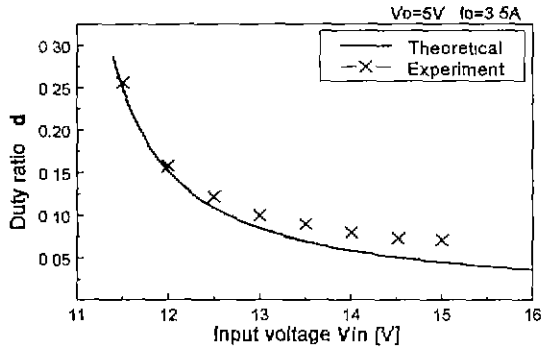


그림 2. 듀티비 대 입력전압

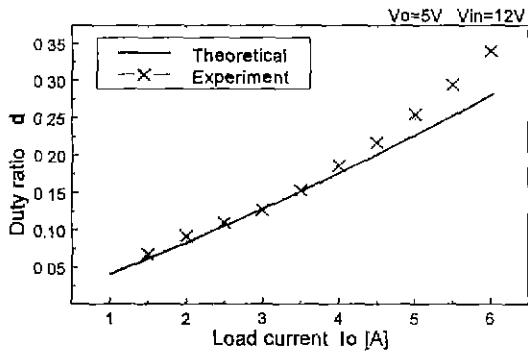


그림 3. 듀티비 대 부하전류

계속 방전한다. Stage 3에서는  $S_2$ 와  $S_3$ 가 턴온되어  $C_2$ 와  $C_o$ 에 에너지가 충전되는 동시에  $C_1$ 에 저장되었던 에너지를 부하로 방전한다. Stage 4에서는  $S_2$ 만 턴온되어  $C_1$ 에 저장되었던 에너지를 부하로 계속 방전한다. 커패시터( $C_1$ ,  $C_2$ )에 에너지가 저장되는 시간( $dT_s$ )을 제어하면 부하에 전달되는 에너지를 조절할 수 있으며 이는  $dT_s$ 로 출력전압을 조절할 수 있다는 것을 의미한다.

## 2. 컨버터 해석

본 논문에서는 상태 공간 평균화 기법<sup>[5]</sup>을 이용하여 강압형 스위치드-커패시터 dc-dc 컨버터의 특성을 해석하였다. 컨버터의 각 stage 에 따라 상태공간 방정식을 아래와 같은 형태로 세울 수 있다.

$$\dot{x} = A_k x + B_k U \quad k=1, 2, 3, 4 \quad (1)$$

여기서

$$x = [v_{c1}, v_{c2}, v_{c0}]^T \quad (2)$$

$$U = [v_{in}, V_d]^T \quad (3)$$

이다.  $V_d$  는 다이오드의 순방향 턴온전압이다.

각 stage 의 상태 공간 방정식을 듀티비에 따라 평균화(averaging)하면 다음과 같다.

$$\dot{x} = A_{av} x + B_{av} U \quad (4)$$

여기서

$$A_{av} = d(A_1 + A_3) + (0.5 - d)(A_2 + A_4) \quad (5)$$

$$B_{av} = d(B_1 + B_3) + (0.5 - d)(B_2 + B_4) \quad (6)$$

이다. 여기서  $A_{av}$ 와  $B_{av}$ 는 평균화 상태 행렬이고  $d$ 는 듀티비(Duty ratio)이다.

식(5)와 (6)을 이용하여  $A_{av}$ 와  $B_{av}$ 를 구하면 다음과 같이 표현된다.

$$A_{av} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{C_1}(\frac{d}{R_1} + \frac{1}{2R_2}) & 0 & -\frac{1}{C_1}(\frac{d}{R_1} - \frac{1}{2R_2}) \\ 0 & -\frac{1}{C_2}(\frac{d}{R_1} + \frac{1}{2R_2}) & -\frac{1}{C_2}(\frac{d}{R_1} - \frac{1}{2R_2}) \\ -\frac{1}{C_o}(\frac{d}{R_1} - \frac{1}{2R_2}) & -\frac{1}{C_o}(\frac{d}{R_1} - \frac{1}{2R_2}) & -\frac{2}{C_o}(\frac{d}{R_1} + \frac{1}{2R_2} + \frac{1}{2R_L}) \end{bmatrix}$$

$$B_{av} = \begin{bmatrix} \frac{d}{R_1 C_1} & -\frac{1}{C_1}(\frac{d}{R_1} - \frac{1}{2R_2}) \\ \frac{d}{R_1 C_2} & -\frac{1}{C_2}(\frac{d}{R_1} - \frac{1}{2R_2}) \\ \frac{2d}{R_1 C_o} & -\frac{2}{C_o}(\frac{d}{R_1} + \frac{1}{2R_2}) \end{bmatrix}$$

$$R_1 = r_1 + r_c, \quad R_2 = r_2 + r_c$$

여기서  $r_1$ 은  $S_1$ 과  $S_2$ 의 턴온저항을 나타내고,  $r_2$ 는  $S_3$ 와  $S_4$ 의 턴온저항을 나타낸다.  $r_c$ 는 커패시터( $C_1$ ,  $C_2$ )의 esr 을 나타낸다. 출력 커패시터( $C_o$ )의 esr 은 무시하였다.

## 직류 전압이득

정상상태에서는  $\dot{x} = 0$  인 조건을 이용하여 출력전압을 아래와 같이 구할 수 있다.

$$V_o = \frac{V_m - 2V_d}{2 + \frac{1}{R_L}(\frac{r_c + r_2}{2} + \frac{r_c + r_1}{4d})} \quad (7)$$

식(7)은 입력 전압이나 부하가 변할 때 듀티비를 변화시켜서 출력전압을 레귤레이션(Regulation)할 수 있음을 보여준다. 그림 2는 입력 전압이 변할 때 출력전압을 5V로 안정화시키기 위한 듀티비의 범위를 나타내었고, 그림 3은 부하전류가 변할 때 출력전압을 5V로 안정화시키기 위한 듀티비의 범위를

나타내었다.

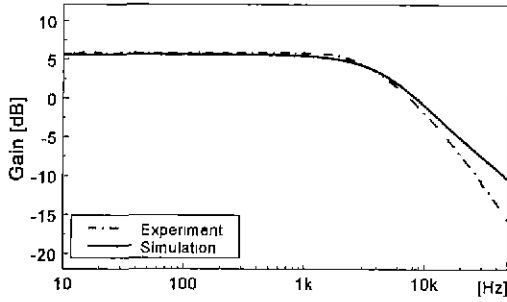


그림 4. 제어대 출력 전달함수

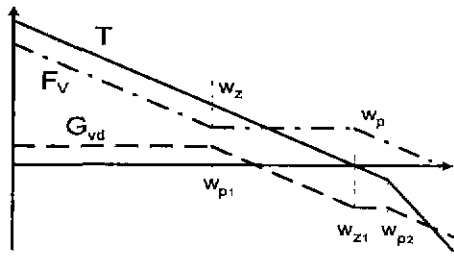


그림 5. T(s), Fv(s), Gvd(s) 의 점근선

### 제어 대 출력 전달함수

식(4)를 직류성분이 교류성분보다 매우 크다는 가정하에 선형화 시키면 주파수 영역에서의 소신호 모델을 구할 수 있다.<sup>[5]</sup> 이와같이 유도한 소신호 모델로부터 제어 대 출력 전달함수를 구하면 다음과 같다.

$$G_{\omega}(s) = \frac{v_o(s)}{d(s)} = \frac{K(1+s/\omega_{z1})}{(1+s/\omega_{p1})(1+s/\omega_{p2})} \quad (8)$$

여기서

$$K = \frac{\frac{2d}{r_1+r_c} + \frac{1}{r_2+r_c}}{\frac{4d}{r_2+r_c} + \frac{r_1+r_c}{2R_L(r_2+r_c)}} V^* \quad (9)$$

$$V^* = (V_m - V_d - V_{C1} - V_d) \quad (10)$$

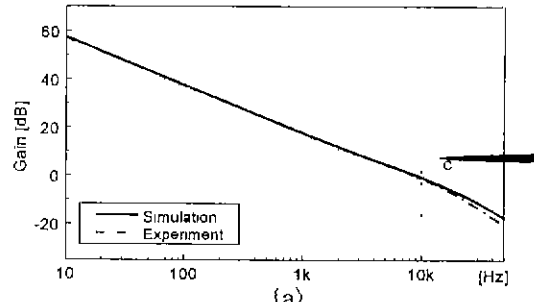
$$\omega_{z1} = \frac{1}{C_1} \left( \frac{d}{r_1+r_c} + \frac{1}{2(r_2+r_c)} \right) \quad (11)$$

$$\omega_{p1} = \frac{1}{2C_1} \left( \frac{2}{r_2+r_c} - \frac{1}{2R_L} \right) \quad (12)$$

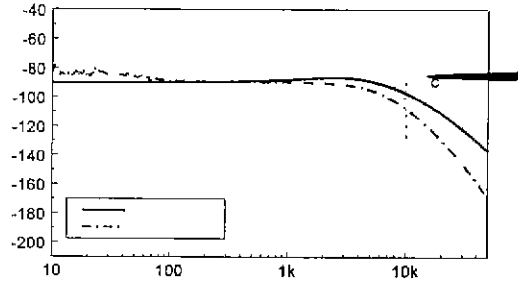
$$\omega_{p2} = \frac{1}{2C_1} \left( \frac{4d}{r_1+r_c} + \frac{1}{2R_L} \right) \quad (13)$$

이다. 식 (8)을 구하는 과정에서 회로의 정상적인 동작을 위해  $C_1=C_2$ 로 선정하였고, 해석의 간략화를 위해  $C_o=2C_1$ 으로 선정하였다. 또한 커패시터( $C_1, C_2$ ) 양단의 전압이 같다( $V_{C1}=V_{C2}$ )는 조건과 일반적인 근사화를 통해 식 (8)을 유도하였다. 식 (8)과 실험용 컨버터를 임피던스 분석기(Impedance analyzer)를

이용하여 측정한 결과를 그림 4에 비교하였다.



(a)



(b)

그림 6. 루프 이득: (a)크기 (b)위상

### 3. 전압보상기 설계

전압보상기( $F_v$ )는 페루프 특성을 향상시킬 수 있도록 아래와 같은 구조로 설계한다.

$$F_v(s) = \frac{\omega_m(1+s/\omega_z)}{s(1+s/\omega_p)} \quad (14)$$

첫 번째 극점은 적분기로서 dc 레귤레이션을 위한 것이고 두 번째 극점( $\omega_p$ )은 제어 대 출력 전달함수의 영점( $\omega_{z1}$ )에 위치시킨다. 영점( $\omega_z$ )은 제어 대 출력 전달함수의 첫 번째 극점( $\omega_{p1}$ )에 위치시킨다.  $\omega_m$ 은 루프 이득의 위상여유가 충분하도록 조정한다. 그림 5는 제어 대 출력 전달함수, 전압보상기의 전달함수 그리고 루프 이득의 점근선을 나타내었다.

### 4. 소신호 성능

전압보상기를 설계하면 컨버터의 전체 루프 이득( $T(s)$ )을 구할 수 있다.

$$T(s) = G_{\omega}(s) \cdot F_m \cdot F_v(s) \quad (15)$$

여기서  $F_m$ 은 PWM이득을 나타낸다.

그림 6은 식(15)의 루프 이득과 실험용 컨버터를 이용하여 측정한 결과를 비교하였다. 컨버터의 루프 이득은 위상 여유가  $70^\circ$ 이고, crossover 주파수는 10 kHz로 높아 안정성과 우수한 동특성이 예

측된다.

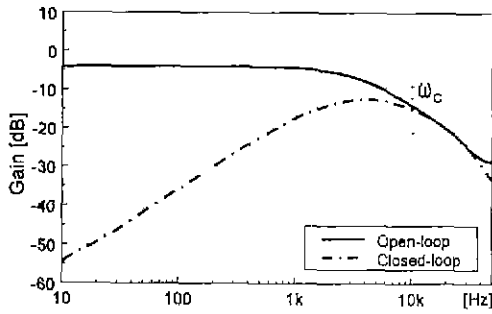


그림 7. 입력 대 출력 전달함수

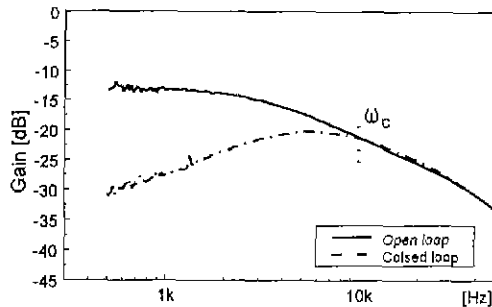


그림 8. 출력 임피던스

실험용 컨버터를 이용하여 측정된 입력 대 출력 전달함수와 출력 임피던스를 그림 7과 그림 8에 나타내었다. 개루프 상태에서의 입력 대 출력 전달함수와 출력 임피던스가 루프 이득의 crossover 주파수( $\omega_c$ )까지 충분히 감소되어 페루프 특성이 우수함을 확인하였다.

### 3. 실험결과

12V/5V 실험용 스위치드-커패시터 dc-dc 컨버터를 구현하는데 사용한 회로소자는 다음과 같다.

- S<sub>1</sub>, S<sub>2</sub>: IRF9540 ( $R_{DS(on)}=0.2\Omega$ )
- S<sub>3</sub>, S<sub>4</sub>: IRF540 ( $R_{DS(on)}=0.054\Omega$ )
- D<sub>1</sub>~D<sub>4</sub>: 1N5822 ( $V_D(on)=0.3V$ )
- C<sub>1</sub>, C<sub>2</sub>: MLCC (50 $\mu$ F, esr=0.02 $\Omega$ )
- C<sub>o</sub>: MLCC (100 $\mu$ F, esr=0.01 $\Omega$ )

실험에 사용한 제어IC는 UC3825이고 스위칭 주파수는 100 kHz이다.

그림 9에 실험용 컨버터의 실험파형을 나타내었다. 입력전압과 부하전류가 변할 때 스위칭 신호의 듀티비가 변하면서 출력전압이 레귤레이션 되는 것을 확인할 수 있다. 출력전압이 레귤레이션 되는 범위는 입력전압이 11~16 V, 부하전류는 2~6 A이다. 스위칭 할 때 생기는 피킹(peaking)을 제외하면 출력 전압 파형이 안정함을 확인하였다.

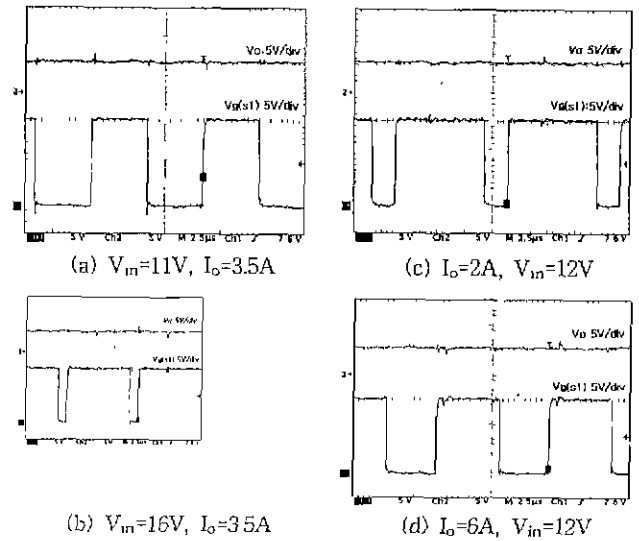


그림 9. 피드백 제어시 Vo와 Vg(s1) 파형

### 4. 결 론

본 논문에서는 12V/5V 강압형 스위치드-커패시터 dc-dc 컨버터의 동특성을 상대 공간 평준화 기법으로 해석하였고, 이를 바탕으로 페루프 특성을 향상시킬 수 있는 제어회로를 설계하였다. 실험용 컨버터를 제작하여 그 측정 결과와 이론적인 결과를 비교하고, 제안한 제어회로 설계의 타당성과 페루프 특성의 우수함을 확인하였다.

### 참 고 문 헌

- [1] G. Zhu, H. Wei, I. Batarseh and A. Ioinovici, "A new switched-capacitor dc-dc converter with improved line and load regulations," Proceedings of IEEE International Symposium on Circuits and Systems, ISCAS'99 vol. 5, pp. 234-237, 1999
- [2] S. Cheng, H. Chung and A. Ioinovici, "Inductorless DC-to-DC converter with high power density," IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol. 41 pp 208-215, April 1994
- [3] F. Ueno, T. Inoue, T. Umeno and I. Oota, "Analysis and application of switched-capacitor transformers by formulation, Part 2," Electronics and Communications in Japan, no. 73, pp. 91-103, 1990
- [4] K. D. T. Ngo and R. Webster, "Steady-state analysis and design of a switched-capacitor dc-dc converter," IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst. vol. 30, no. 1, Jan. 1994
- [5] R. D. Middlebrook and S. Cuk, "A general unified approach to modeling switching-converter power stage," in Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf. Rec., June 1976, pp.18-34