전하 제어 비대칭 하프 브리지 직류-직류 컨버터의 소신호 모델링과 폐루프 특성 해석

임 원 석, 차 헌 녕, 최 병 조
경북대학교 전자공학과

Small-Signal Modeling and Closed-Loop Analysis of Charge Control Employed to Asymmetrical Half-Bridge Dc-to-Dc Converter

Wonseok Lim, Honnyong Cha, Byungcho Choi
Kyungpook National University

Abstract - In this paper, small-signal modeling and closed-loop performance of charge control employed to an asymmetrical half-bridge (ASHB) dc-to-dc converters are investigated. The charge control is selected as an alternative to the conventional voltage-mode control and peak current-mode (PCM) control, which have their respective limitations and problems when adapted to ASHB dc-to-dc converters. The current-loop dynamics of the charge control are presented in comparison with those of voltage-mode and PCM control. This paper demonstrates that the charge control offers better dynamic performance compared to voltage-mode control and superior noise characteristics compared to PCM control. The potential problem of charge control are also addressed.

1. 서 론

시비율이 상보적으로 동작하는 비대칭 하프 브릿지 (Asymmetrical Half-Brideg:ASHB) 직류-직류 컨버터는 영전압 스위칭 구동이 용이하여 공진형 컨버터와 같이 스위칭 손실을 최소화할 수 있고, 도통 손실이 큰 공진형 컨버터와는 달리 기존의 PWM(Pulse Width modulation) 컨버터 수준의 낮은 도통 손실이 있는 장점이 있다[1,2]. 또한 2차측의 전류 리플이 작아서 저전압, 대전류 컨버터에 적합하다.

ASHB 직류-직류 컨버터에 전압 레귤레이션과 폐루프 특성의 향상을 위해 전압 제어(Voltage-mode control)를 적용하면 비교적 우수한 동특성과 안정성이 나타나는 컨버터를 구현할 수 있다[3]. 그러나 ASHB 컨버터는 전원단이 4차 특성방정식을 나타내기 때문에 전압 제어를 적용하면 최적의 제어 루프를 설계하는데 제한이 있고, 따라서 우수한 동특성을 나타내는 컨버터를 구현하기 어렵다. 최대치 전류 제어 (Peak current-mode control:이하 전류 제어)를 적용하면 전원단의 나쁜 특성을 완화하여 전압 제어보다 더 우수한 동특성을 얻을 수 있다[8]. 그러나 전류 제어는 스위치 전류나 다이오드 전류를 감지해서 이를 제어 신호로 이용하는데, 이때 감지된 신호는 회로의 여러 기생성분들에 의해 노이즈를 포함하는 근본적인 문제가 있다.

이러한 문제들을 해결하기 위해 전하 제어(Charge control) 기법을 도입하였다. 전하 제어는 전류 제어와 비슷한 동특성을 얻을 수 있는 동시에, 감지한 스위치 전류를 도통 시간동안 적분하여 제어 신호로 이용하기 때문에 노이즈에 덜 민감하다[4]. 전하 제어는 이러한 노이즈 문제는 해결할 수 있으나, 저주파 영역에서 전류 루프 이득이 작기 때문에 컨버터 폐루프 성능을 제한하는 요인이 된다.

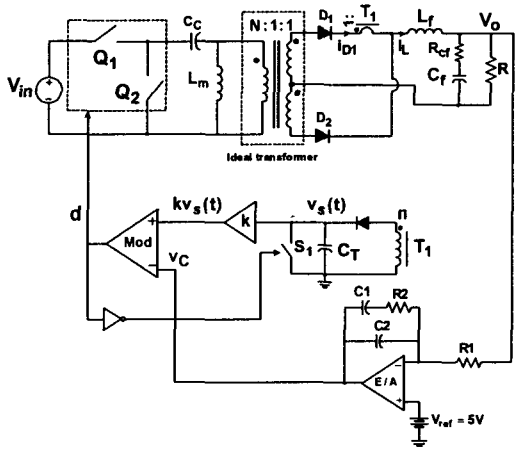


그림 1. 전하 제어를 적용한 ASHB 직류-직류 컨버터

그림 1에 전하 제어를 적용한 ASHB 직류-직류 컨버터를 도시하였다. 전하 제어에서 전류 루프 이득이 작은 문제를 해결하기 위해 그림 1에서 보는바와 같이 전류 루프에 이득이 k인 증폭 블록을 추가하였다. 이는 고속으로 동작하는 op-amp를 이용하였고, $v_s(t)$의 신호를 증폭하여 PWM 블록의 입력에 연결하였다. 그러나 결과적으로는 이득 블록 k는 전류 루프에 아무런 영향을 미치지 못하여 컨버터의 폐루프 성능을 향상시키지 못하였음을 다음절에서 확인하였다.

본 논문에서는 전하 제어를 적용한 ASHB 직류-직류 컨버터의 소신호 모델과 폐루프 성능을 해석하였다. ASHB 직류-직류 컨버터의 전원단은 [3]에 발표된 모델을 사용하였고, 전류 루프의 모델은 [6]에 나타난 방법을 이용하여 유도하였다. 루프 이득, 입력 대 출력 전달함수, 출력 임피던스, 그리고 과도 부하 응답을 통하여 전압 제어 그리고 전류 제어와 비교하며 폐루프 성능을 평가하였다.

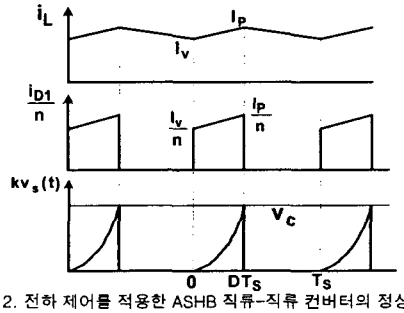


그림 2. 전하 제어를 적용한 ASHB 직류-직류 컨버터의 정상상태 파형

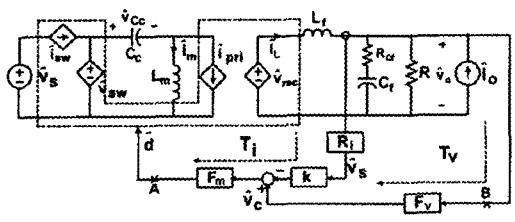


그림 3. 전하 제어 ASHB 직류-직류 컨버터의 소신호 모델

2. 컨버터의 소신호 모델

2.1 전원단의 소신호 모델

평균화 기법을 이용한 ASHB 직류-직류 컨버터의 전원단 소신호 모델과 각 회로 변수는 [3]에 잘 나타나있다. 그림 3은 전류 루프와 전압 루프를 포함한 컨버터의 소신호 모델이다. 폐루프 해석에 필요한 제어 대 출력 전달함수(G_{vd})와 제어 대 인덕터 전류 전달함수(G_{id})는 [8]에 정리되어 있다.

2.2 전류 루프의 소신호 모델

그림 1과 그림 2에서 보는 바와 같이 정상 상태에서 스위치(Q_1)의 도통시간 동안 $v_s(t)$의 동특성은 다음과 같은 식으로 표현할 수 있다[6].

$$C_T\frac{d}{dt}v_s(t)=\frac{I_v}{n}+\frac{s_n}{n}t \tag{1}$$

$t=DT_S$를 대입한 (1)식의 해는 다음과 같다.

$$v_s(DT_S)=\frac{I_vDT_S}{nC_T}+\frac{s_n(DT_S)^2}{2nC_T} \tag{2}$$

식(2)를 소신호 가정하에 선형화한 식은

$$\hat{v}_C(DT_S)=k\hat{v}_s(DT_S)=k\frac{\partial v_s(DT_S)}{\partial D}\hat{d}+k\frac{\partial v_s(DT_S)}{\partial I_v}\hat{I}_v+k\frac{\partial v_s(DT_S)}{\partial s_n}\hat{s}_n \tag{3}$$

이다. 여기서 "^"은 각 변수의 소신호 성분을 의미한다. 그림 3으로부터

$$\hat{d}=F_m\hat{v}_c+R_ikF_m\hat{i}_L \tag{4}$$

이다. 소신호 관점에서 $\hat{I}_v$과 $\hat{i}_L$은 같다고 가정한다. 따라서 PWM 이득은

$$F_m=\left.\frac{\hat{d}}{\hat{v}_C}\right|_{\hat{I}_v=0,\ \hat{s}_n=0}=\frac{1}{k\dfrac{\partial v_s(t)}{\partial D}}=\frac{nC_T}{kI_pT_S} \tag{5}$$

이다. 또 식(3)으로부터 인덕터 전류 대 시비율의 전달함수를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\left.\frac{\hat{d}}{\hat{I}_v}\right|_{\hat{v}_C=0,\ \hat{s}_n=0}=-\frac{\partial v_S(t)/\partial I_v}{\partial v_S(t)/\partial D}=-\frac{D}{I_p} \tag{6}$$

이다. 식(6)은 이득 블록 k의 영향은 보이지 않고 오직 정상 상태의 시비율과 인덕터 전류의 최대치에 의해서만 결정된다. 바로 이 전달 함수의 값이 고정되고 또한 그 값이 작아서 전류 루프의 crossover 주파수를 충분히 증가 시킬 수 없다. 이러한 이유로 인해 전하 제어에서 전류 루프의 동특성이 나쁘고 컨버터 전체의 폐루프 특성을 제한한다. 식(4)~(6)으로터 전류감지 회로 이득 R_i는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$R_i=\frac{1}{kF_m}\frac{\hat{d}}{\hat{I}_v}=\frac{DT_S}{nC_T} \tag{7}$$

Table 1. 실험실형 컨버터의 파라미터

Operating condition: $V_{in}=18\,V, V_O=5\,V, f_s=200\,kHz, R=0.5\Omega, D=0.21$	
Power stage	Feedback controller
$C_C=6\mu F(esr=0.2\Omega), L_m=18.3\mu$ $N=3, L_f=4.6\mu H, C_f=189\mu f(esr=0.3\Omega$ for voltage-mode, $esr=0.12\Omega$ for charge control and PCM control)	Control IC: UC3823 $R_1=10k\Omega, R_2=10k\Omega, C_1=4.7nF$ $C_2=330pF, n=80, C_T=0.1\mu F$

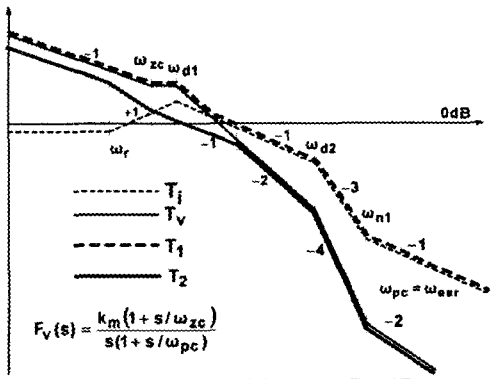


그림 4. 전하 제어 컨버터의 루프이득

3. 컨버터의 폐루프 성능

3.1 루프 이득

컨버터의 폐루프 성능을 평가하기 위해 전류 루프이득(T_i)과 전압 루프이득(T_v)을 그림 3으로부터 다음과 같이 정의한다.

$$T_i=kF_mR_iG_{id} \tag{8}$$

$$T_v=F_mF_vG_{vd} \tag{9}$$

여기서 전압 보상기(F_V)는 2극 1영점 구조로 설계하였다. 첫 번째 극점은 dc regulation을 위한 것이고 두 번째 극점은 전원단의 esr 영점을 상쇄시키기 위한 것이다. 첫 번째 영점은 전원단의 첫 번째 공진주파수를 넘지 않는 범위에서 가능한 가까이 위치시킨다. 실험실형 컨버터의 파라미터 값은 표1에 정리하였다.

그림 3으로부터 "A"에서 측정한 overall 루프 이득(T_1)과 "B"점에 측정한 outer 루프 이득(T_2)을 다음과 정의한다.

$$T_1=T_i+T_v \tag{10}$$

$$T_2=\frac{T_v}{1+T_i} \tag{11}$$

지금까지 정의한 모든 루프 이득을 그림 4에 도시하였다. 전류 루프에 이득 블록 k를 삽입 하였음에도 불구하고, T_i의 저주파 이득이 낮아서 컨버터의 대역폭이 좁고, 따라서 전류 루프에 의한 동특성이 제한된다. 이로 인해 저주파 영역에서 T_1과 T_2는 대부분 T_v에 의해 결정된다.

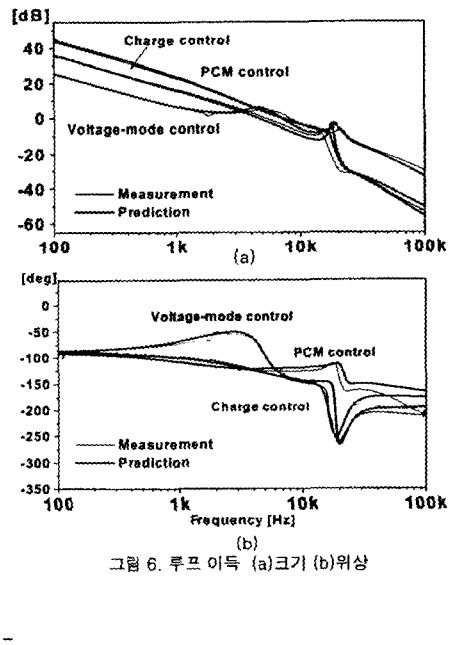


그림 6. 루프 이득 (a)크기 (b)위상

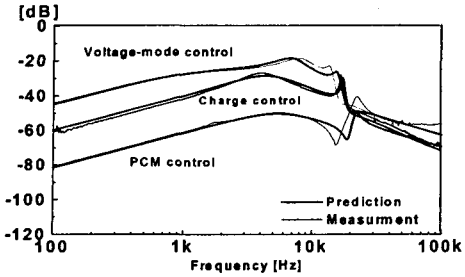


그림 7. 입력 대 출력 전달함수

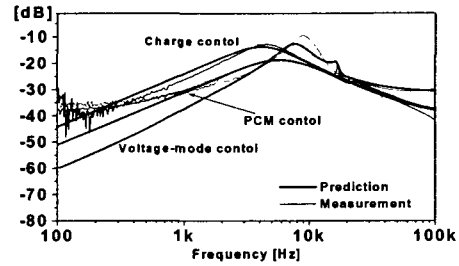


그림 8. 출력 임피던스

3.2 컨버터의 폐루프 성능 비교

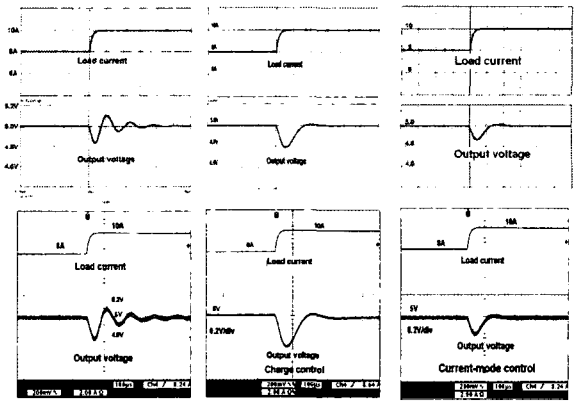
지금까지 유도한 소신호 모델을 바탕으로 전하 제어 ASHB 직류-직류 컨버터의 폐루프 성능을 전압 제어, 전류 제어와 비교하며 평가하였다.

그림 6에 루프 이득을 비교하였다. 전하 제어의 경우의 crossover 주파수는 5kHz이며 위상 여유는 50도이다. 동일한 전원단을 이용하여 전류 제어를 적용한 결과 crossover 주파수는 9kHz 위상여유 60도, 전압 제어의 경우 crossover 주파수는 8kH 위상여유는 45도로 나타났다. 그림 6에서 보는바와 같이 전하 제어는 전압 제어보다는 좋지만 전류 제어에 비해서는 나쁜 루프 이득 특성을 보이고 있다. 이는 전하 제어의 T_2 크기가 비교적 크게 보이지만 이는 전압 루프에 의한 것이고 전류 루프에 의한 향상은 없기 때문이다.

그림 7에 입력 대 출력 전달함수를 비교하였다. 전하 제어는 전류 제어보다 crossover 주파수 까지 크기가 약 20dB정도 크고, 20kHz부근에서 피킹이 보이고 있어 전류 제어보다 제한된 나쁜 성능을 보이지만 전압 제어보다는 좋은 특성을 보이고 있다.

그림 8에 출력 임피던스를 나타내었다. 출력 임피던스도 입력 대 출력 전달함수와 비슷하게 전하 제어가 전류 제어보다 7kHz까지 약 7dB정도 커서 제한된 성능을 보이고 있다. 이는 역시 전류 루프에 의한 향상이 없기 때문이다. 출력 임피던스의 최대값이 과도 부하 응답의 최대 피킹을 결정하게 된다[8]. 전하 제어의 출력 임피던스가 전류 제어 보다 크고 전압 제어 보다는 공진 피킹이 작다. 따라서 과도 부하시 출력 전압은 전류 제어 보다는 피킹이 크고, 전압 제어보다는 덜 오실레이션 하는 응답이 예상된다. 저주파에서는 측정상의 어려움으로 의미있는 데이터를 얻지 못하였다. 고주파 영역에서 전압 제어와 전하 제어가 차이가 나는 이유는 출력 커패서터의 esr이 서로 다르기 때문이다.

그림 9에 과도 부하 변화 시 컨버터의 출력 전압을 나타내었다. 부하 변화는 8A에서 10A이다. 그림 3에 나타난 평균화 모델을 이용한 시뮬레이션과 실험을 비교하였다. 출력 임피던스에서 예상한 바와 같이 전하 제어에서는 피킹이 전류 제어보다 더 크게 나타나고 있다.



(a) 전압 제어 (b) 전하 제어 (c) 전류 제어

그림 9. 과도 부하 응답

4. 결 론

본 논문에서는 전하 제어 ASHB 직류-직류 컨버터의 소신호 모델과 폐루프 특성에 관하여 논하였다. 전하 제어의 전류 루프의 이득이 작은 문제를 해결하기 위해 이득 블록 k를 삽입 하였음에도 불구하고 아무런 효과 없이 전류 루프 이득의 특성은 여전히 나쁘게 보이는 것을 소신호 모델의 유도를 통해 검증하였다. 이러한 전류 루프의 동특성 악화는 전하 제어 ASHB 직류-직류컨버터 전체의 폐루프 특성의 향상 시키지 못하였다. 루프 이득, 입력 대 출력 전달함수, 출력 임피던스, 그리고 과도 부하 응답을 전류 제어 그리고 전압제어 컨버터와 비교였다. 전하 제어는 노이즈 문제와 컨버터의 폐루프 성능 측면에서 절충적인 제어 방식임을 확인하였다.

이 논문은 한국과학재단 기초 연구 지원으로 수행되었음 (R12-2002-055-02001-0)

[참 고 문 헌]

[1] P. Imbertson and N. Mohan, "Asymmetrical duty cyclepermits zero switching loss in PWM circuits with no conduction loss penalty", IEEE Trans. Industry Applications, vol. 29, no. 1, pp.121-125, Jan. 1993.

[2] R. Oruganti, P. C. Heng, J. T. Kian Guan, and L. A. Choy, "Soft-switched dc/dc converter with PWM control", IEEE Trans. Power Electron., vol.13, no.1, pp. 102-114, Jan. 1998.

[3] S. Bang, W. Lim, B. Choi, and S. Park, "Dynamic analysis and control design of asymmetrical half-bridge dc-to-dc converters", Proc. International Conference on Energy Conversion Engineering, Aug. 2003, Portsmouth, VA.

[4] W. Tang, F. C. Lee, R. B. Ridley, and I. Cohen, "Charge control: modeling, analysis, and design", IEEE Trans.Power Electron., vol. 8, no. 4, pp.396-403, Oct., 1993.

[5] R. B. Ridley, B. H. Cho, and F. C. Lee, "Analysis and interpretation of loop gains of multiloop-controlled switching regulator", IEEE Transa. Power Electron., vol. 3, no. 4, pp. 489-498, Oct., 1988.

[6] F.A. Huliechel, W. Tang, F.C. Lee, and B.H. Cho, "Modeling, analysis, and design of quasi-charge control", *IEEE Trans. Power Electron., vol. 10, no. 5, pp.597-604*, Set., 1995.

[7] B. Choi, "Step-load response of a current-mode controlled dc-to-dc converter", IEEE Trans. Aerospace and electron. Syst. Vol.33, no.4, pp.1115-1121, Oct., 1997

[8] W.Lim, B. Choi, and J. Ko, "Current-mode control to enhance closed-loop performance of asymmetrical half-bridge dc-to-dc converters", Proc. International Symposium on Circuit and System(ISCAS), 2004

[9] 임원석, 최병조, "전하 제어를 적용한 비대칭 하프 브리지 컨버터 직류-직류 컨버터: 2002년도 전기학회 하계학술대회 논문집 pp.1184-1186