

슬라이딩모드 제어를 이용한 절연형 양방향 DC-DC 컨버터의 출력 전압제어

정운철, 이상민, 이동춘
영남대학교 전기공학과

Output Voltage Control of Isolated Bi-Directional DC-DC Converters using Sliding Mode Control

Yoon Cheul Jeung, Sang Min Lee, Dong Choon Lee
Dept. of Electrical Eng., Yeungnam University

ABSTRACT

본 논문에서는 DAB(Dual Active Bridge) 타입의 절연형 양방향 DC/DC 컨버터의 출력전압 제어기법을 제시한다. SPS(Single phase shift) PWM 기반의 고조파 모델에 대해 슬라이딩 모드 제어기(SMC)를 설계한다. 제시된 기법은 시뮬레이션 결과에 의해 성능이 검증된다.

1. 서론

DAB 절연형 양방향 DC/DC 컨버터는 직류 송배전 시스템이나 ESS 시스템 등 큰 전압변환 비율과 절연이 필요한 응용에 많이 적용되고 있다.

일반적으로 DAB 컨버터의 제어는 변압기의 1차측과 2차측의 전압과 부하 조건에 따른 컨버터의 전압 및 전류 파형에 대한 수학적 모델을 동작점에서 선형화하고, 변압기 1차측과 2차측의 위상차에 대한 출력 전압의 전달함수를 도출하고, 이에 선형제어기법을 적용하여 제어한다. 선형 제어기가 안정적으로 전 영역에서 동작하기 위해서는 부하조건, 입출력 전압 및 위상차에 따른 제어기 이득의 조정 및 궤환 보상이 필요하므로 제어기의 구성이 복잡해진다^[1]. 따라서 다양한 부하조건에 대응할 수 있는 강인한 제어 기법이 필요하다.

본 논문에서는 DAB 컨버터의 SPS PWM 기반의 고조파 모델을 이용한 슬라이딩 모드 제어기 설계 기법을 보이고, 시뮬레이션을 통해 제어기의 성능을 검증한다.

2. 시스템 구성

그림 1에 DAB(Dual Active Bridge) 타입의 절연형 양방향 DC/DC 컨버터의 구성도를 보인다. DAB 컨버터는 1개의 고주파 변압기와 4개의 IGBT 레그를 가진다. 여기서 V_s 는 입력 전압, C_{in} 은 입력측 커패시터, V_{dc} 는 출력 전압, C_{out} 은 출력측 커패시터, L_s 는 인덕터, R_s 는 인덕터의 등가저항, n 은 변압비, v_1 은 v_{AB} , v_2 는 v_{CD} , f_s 는 스위칭 주파수, δ 는 변압기 1차측과 2차측 전압의 위상차, R 은 부하를 의미한다. 그림 2는 DAB 컨버터의 Phase shift modulation의 일반적인 동작이다. DAB 컨버터의 SPS PWM을 이용한 전력전달은 식 (1)과 같이 표현될 수 있다.

$$P = \frac{nV_1V_2}{2f_sL_s} \frac{\delta(\pi - \delta)}{\pi} \quad (1)$$

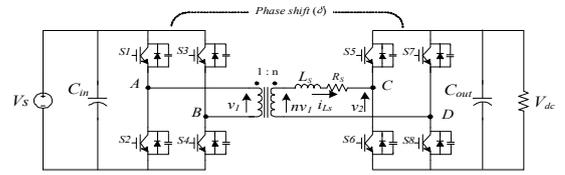


그림 1 DAB(Dual Active Bridge) 컨버터

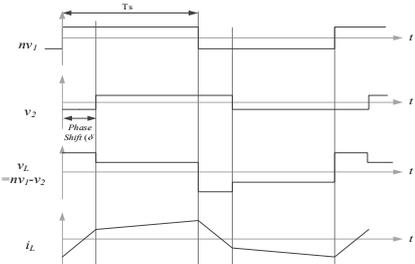


그림 2 DAB 컨버터의 Phase shift modulation 동작

3. DAB 컨버터 모델

본 논문에서는 스위칭 함수의 고조파 모델을 이용하여 시스템을 모델링한다^[2]. 한 레그의 스위칭 함수를 식 (2)와 같이 표현이 가능하다. 이를 이용하여 변압기의 1차측과 2차측의 전압을 모델링한다. 그리고 변압기의 등가 인덕터의 전압방정식으로부터 인덕터의 전류를 구할 수 있으며, 인덕터의 전류와 부하 전류 식으로부터 커패시터의 전류와 전압을 모델링한다. 출력전압 모델을 식 (3)에 보인다. 식 (3)과 같이 표현된 고조파 모델의 경우, 스위칭으로 인한 고차 고조파 성분이 포함되어 있으므로 본 논문에서는 식 (4)에 보이는 출력 전압의 평균 모델을 이용한다. 식 (4)의 모델에서는 계수 k 에 따라 실제 결과와 오차가 발생하는데, $k=0$ 일 경우 3%의 오차를 가진다.

$$s = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\sin\{(2k+1) \cdot (\omega_s t)\}}{2k+1} \quad (2)$$

$$\frac{dV_{dc}(t)}{dt} = \frac{i_{C_{out}}(t)}{C_{out}} - \frac{i_{Load}(t)}{C_{out}} + \frac{1}{C_{out}} \left\{ \frac{4}{\pi} \sum_{k=0}^m \frac{1}{(2k+1) \cdot |Z[k]|} \left\{ nV_s \sin((2k+1)\omega_s t - \phi_2[k]) - V_{dc} \sin((2k+1)(\omega_s t - \delta) - \phi_1[k]) \right\} \times \frac{4}{\pi} \sum_{r=0}^m \frac{1}{(2r+1)} \left\{ \sin((2r+1)(\omega_s t - \delta)) \right\} \right\} \quad (3)$$

$$\dot{x} = fx + gu + E \quad (4)$$

여기서

$$x = V_{dc}$$

$$fx = -\frac{8}{C_{out}\pi^2} \sum_{k=0}^m \frac{\cos\{\varphi_z[k]\}}{(2k+1)^2 \cdot |Z[k]|} V_{dc}(t)$$

$$gu = \frac{8}{C_{out}\pi^2} \sum_{k=0}^m \frac{NV_s(t)}{(2k+1)^2 \cdot |Z[k]|} \cos\{(2k+1)\delta - \varphi_z[k]\}$$

$$E = -\frac{i_{Load}(t)}{C_{out}}$$

$$|Z[k]| = \sqrt{R_s^2 + \{(2k+1)\omega_s L_s\}^2}, \varphi_z[k] = \tan^{-1}\left(\frac{(2k+1)\omega_s L_s}{R_s}\right)$$

4. 슬라이딩 모드 제어기

슬라이딩 모드 제어는 시스템 모델이 불확실하거나 외란가해질 경우에도 시스템의 상태변수가 미리 정해진 슬라이딩 평면에 접할 수 있도록 하는 제어 기법이다.

직류 지령치 추종에 유리한 2중 적분 슬라이딩 평면을 식 (5)와 같이 정의한다.

$$S = e + k_1 \int edt + k_2 \iint edt \quad (5)$$

$$e = V_{dc} - V_{dcd}$$

여기서 V_{dcd} 는 출력 전압 지령치, e 는 오차, k_1 , k_2 는 양의 값을 가지는 상수이다.

상태변수가 슬라이딩 평면 위에 도달한 후 그 값을 유지하기 위한 조건은 식 (6)과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{S} &= \dot{e} + k_1 e + k_2 \int edt = 0 \\ &= \dot{V}_{dc} - \dot{V}_{dcd} + k_1 (V_{dc} - V_{dcd}) + k_2 \int (V_{dc} - V_{dcd}) dt = 0 \end{aligned} \quad (6)$$

식 (4)에 보인 시스템 모델을 식(6)에 대입하면 식 (7)과 같은 새로운 제어입력 u_{eq} 를 얻을 수 있다. u_{eq} 는 \cos 함수로 정의한다.

$$u_{eq} = -g^{-1} \cdot [fx + E - \dot{v}_{dcd} + k_1 e + k_2 \int edt] - k_3 \operatorname{sgn}(s) \quad (7)$$

$$u = \cos\{(2k+1)\delta - \varphi_z[k]\}$$

슬라이딩모드의 제어 입력 u_{eq} 는 \cos 함수이므로 식 (8)과 같이 DAB 컨버터의 제어입력인 위상차에 대한 입력을 구할 수 있다. 또한, 시스템은 슬라이딩모드 존재 조건을 만족하기 위한 불연속 제어입력을 적용한다. 불연속 제어입력으로 인한 출력의 떨림 현상을 방지하기 위해 불연속 제어부 sgn 을 \tanh 함수를 이용하여 구현한다. 여기서 g 와 k 는 양수이므로 시스템은 안정함을 알 수 있다.

$$\delta = \sin^{-1} \left[-g^{-1} \cdot (fx + E - \dot{v}_{dcd} + k_1 e + k_2 \int edt) - k_3 \tanh\left(\frac{S}{\phi}\right) \right] \quad (8)$$

4. 시뮬레이션

표 1에 DAB 컨버터의 시뮬레이션 조건을 보인다. 제안하는 제어기의 성능을 검증하기 위해 기존의 PI제어기^[1]와 비교한다.

그림 3은 전압 지령치를 300V에서 340V로, 340V에서 300V로 변화할 경우의 응답이다. 큰 과도응답을 보이는 PI 제어기의 출력보다 제안하는 제어기의 결과가 보다 안정적으로 지령치에 수렴함을 알 수 있다. 이 때 출력 전압은 PI 제어기의 경우 전압 지령치 대비 10% 이상 변동하는 반면, 제안하는 제어기는 3% 이내로 변동함을 알 수 있다.

표 1 DAB 컨버터의 파라미터

Input DC voltage (Vin)	60 V
Output DC voltage (Vdc)	300~340V
Output DC link capacitance (Cout)	300uF
Inductor inductance (Ls)	100uH
Inductor resistance (Rs)	0.01 Ω
Switching frequency (fsw)	10 kHz
Transformer Turn ratio (n)	6
Sliding mode controller gain (k1)	2.47×10 ⁷
Sliding mode controller gain (k2)	4.64×10 ¹⁰
Sliding mode controller gain (k3)	0.21
PI controller gain (kp, ki)	0.0232, 29

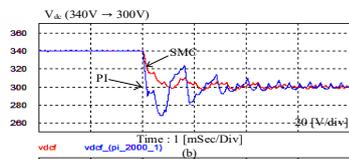
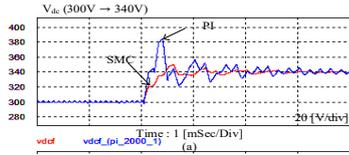


그림 3 전압 지령치 변동

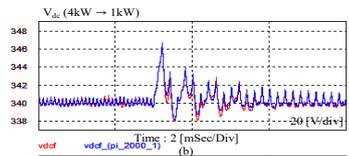
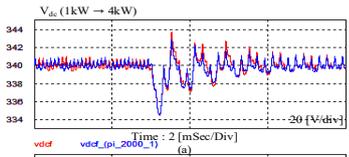


그림 4 부하변동

그림 4는 부하를 1kW에서 4kW로, 4kW에서 1kW로 변화할 경우의 결과이다. 비례이득 및 적분이득으로 인해 PI 제어기와 유사한 성능을 보이며, 전압의 변동은 직류 지령치 대비 최대 2% 이내이다.

5. 결론

본 논문에서는 DAB 컨버터의 고조파 모델을 이용한 이중 적분 슬라이딩 평면을 가지는 슬라이딩모드 제어기를 제안하고 시뮬레이션으로 검증하였다. 제안한 제어기법은 전압 지령치의 변동 조건에서 기존의 PI 제어기 보다 개선된 성능을 보임을 확인할 수 있었다.

이 논문은 2014년 정부(미래창조과학부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임(NRF 2014R1A2A1A11052748)

참고 문헌

- [1] S. Dinesh, G. D. Holmes, and B. P. McGrath, "Enhanced load step response for a bidirectional dc dc converter." Power Electronics, IEEE Transactions on 28.1 (2013): 371-379.
- [2] G. D. Holmes and T. A. Lipo. Pulse width modulation for power converters: principles and practice. Vol. 18. John Wiley & Sons, 2003.