듀얼 액티브 하프-브릿지 컨버터의 부하 전류 추정 기반 전향 보상 기법

강수빈, 김건수, 김현식 가천대학교 전기공학과

Feedforward Compensation Method base on Load Current Estimation of Dual Active Half-Bridge Converter

Su-Bin Kang, Gun-Su Kim, Hyeon-Sik Kim Dept. of Electrical Engineering, Gachon University

ABSTRACT

본 논문에서는 부하 전류 추정 기법에 기반한 듀얼 액티브 하프-브릿지(Dual Active Half-Bridge, DAHB) 컨버터의 전향 보상 기법을 제안한다. DAHB 컨버터는 안정적인 출력전압 제어를 위해 부하 변동에 강인한 전압 제어기가 필요하다. 부하 변동에 의한 외란 영향을 저감하기 위해 기존 전압 제어기에 부하 전류를 전향 보상하는 기법을 포함할 수 있다. 하지만, 정확한 부하 전류 측정을 위해서는 출력 단에 별도의 전류 센서가 필요하다. 본 논문에서는 확장 상태 관측기(Extended State Observer, ESO)를 적용하여 부하 전류를 추정하고자 한다. 이는 관측기 이득 설정에 따라 측정 잡음에 강인한 설계가 가능하므로 보다 안정적인 추정 성능을 가질 수 있다. 이를 통해 추정된 부하 전류는 전향 보상 시에 사용하여 부하 전류 외란 제거 성능을 개선할 수 있다. 시뮬레이션을 통해 부하 변동 상황에서 제안된 기법의 성능을 검증하였다.

1. 서 론

DAHB 컨버터는 양방향 전력전달이 가능하고, 영·전압 스위칭(ZVS)를 통해 전력밀도를 높일 수 있어 많이 검토되고 있다. 특히 풀-브릿지 구조인 듀얼 액티브 브릿지(Dual Active Bridge, DAB) 컨버터에 비해 스위치 개수가 저감되어 부피를 저감할 수 있으므로 저·전력 시스템에서 주로 사용된다. 또한, 하프-브릿지 캐패시터를 통해 별다른 제어 없이 변압기의 DC 전류를 제거할 수 있다는 장점이 있다.

DAHB 컨버터는 안정적인 동작을 위해 입력 전압, 부하 전류, 출력 전압 지령의 변동 시 빠른 출력 전압 제어 특성을 보여야 한다. 동작 조건 변화 시 출력 전압의 오차를 보상하기 위해 비례-적분(PI) 기반 제어기를 적용할 수 있으나, 위상 천이 비율(phase shift ratio)과 전달 전력의 비선형성으로 인해 동특성을 증대하기 어렵다. 이를 개선하기 위해 모델 기반 전향 보상 기법을 채택할 수 있다.^[1] 또한 경부하 조건에서 효율이 감소하는 문제를 해결하기 위해 2-자유도 변조 기법이 제안되었다.^[2] 이는 위상 천이 비율만 아니라 시비율(duty ratio)을 함께 조절하여 경-부하시 손실을 저감할 수 있다. 효율 증대 및 동특성 향상을 동시에 만족하기 위해 2-자유도 변조 기법과 모델 기반 전향 보상을 결합한 DAHB 컨버터의 2-자유도 변조 제어 기법이 최근 제안되었다.^[3]

다만, 최근 제안된 2-자유도 변조 제어 기법의 경우 부하 전류를 측정하여 전향 보상할 필요가 있다. 이는 빠른 동특성을 갖는 부하 전류 센서를 요구하게 된다. 따라서, 본 논문에서는 전류 센서 대신 확장 상태 관측기(Extended State Observer, ESO) 기법을 활용하여 부하 전류를 추정하고자 하였다. 이를 위해 기존 DAB 컨버터에 적용된 부하 전류 추정 기법⁽⁴⁾을 분석하여 DAHB 컨버터에 적합하도록 구현하였다. 이는 2-자유도 제어 조건에서도 적용 가능하며, 추정된 부하 전류를 전향 보상에 반영하여 제어 동특성을 향상시킬 수 있다. 따라서 본 논문에서는 DAHB 컨버터에 적합한 부하 전류 추정 기법을 제안하고 이를 전향 보상에 사용하고자 한다.

. 듀얼 액티브 하프-브릿지 컨버터의 2-자유도 변조 제어 기법^[3]



DAHB 컨버터의 구조는 그림 1과 같다. 1차 단과 2차 단은 변압기로 절연되어 있으며 1, 2차 단 전압의 위상 차에 따라 전력 전달 방향 및 전달 전력 양이 결정된다. 여기에 2-자유도 변조 기법 적용 시 전달되는 전력 양은 위상 천이 비율과 시비율을 동시에 고려하여 식 (1)과 같이 구할 수 있다.

$$P(D, D_{\phi}) = CD_{\phi}[2D(1-D) - |D_{\phi}|], \quad (1)$$

위상 천이 비율 D_{ϕ} 및 시비율 D은 모델 기반 변조 제어 기법에 의해 식 (2), (3)으로 결정된다.^[3] 이를 통해 기존 PI 제어 기법보다 동특성이 향상되나 정확한 변조를 위해 입력 전압, 출력 전압, 출력 전류를 측정하기 위한 센서가 요구된다.

$$D_{\phi} = \operatorname{sign}(G_{V, \operatorname{ref}}) \cdot (-\frac{1}{3}) \cdot [\alpha + \sqrt[3]{\alpha(\beta + \sqrt{\beta^2 - \alpha^4} + \sqrt[3]{\alpha(\beta - \sqrt{\beta^2 - \alpha^4})}}],$$

$$\alpha$$
 [7] λ] $\alpha = \frac{(1-M)^2}{12M}, \beta = \alpha^2 - 13.5 |G_{V,ref}|.$ (2)

$$D = \frac{1 - \sqrt{1 - 4\gamma}}{2}, \quad \text{of } \mathcal{T}[\mathcal{K}] \quad \gamma = \frac{1}{2\alpha} D_{\phi}^2 + \left| D_{\phi} \right|. \tag{3}$$

이 때, 1-자유도와 2-자유도 간 전환이 부드럽게 이루어지도록 변조 기법을 구현하였으며, 부하 전류를 이용한 전향 보상을 추가하여 동특성을 더욱 향상시켰다.



그림 2. 제안된 부하 전류 관측기를 포함한 2-자유도 변조 제어 기법 구성

확장 상태 관측기를 적용한 부하 전류 추정 기반 전향 보상 기법

그림 2는 확장 상태 관측기에 기반한 부하 전류 추정기가 포함된 2-자유도 변조 제어 기법의 구성을 나타낸다. 전류 센서의 시지연 및 측정 오차로 발생하는 제어 성능 감소 문제를 해결하기 위해 전류 센서 대신 상태 관측기를 설계하여 부하 전류를 추정하고자 한다. 특히, 확장 상태 관측기는 비교적 적은 파라미터가 요구된다는 장점으로 인해 최근 많이 도입되고 있다. 이는 추정 값에 대한 상태 변수를 추가하여 상태 방정식을 확장하게 만든다.

그림 1과 같이 컨버터 출력 전류를 I_s , 부하 전류를 I_o , 캐패시터 전류를 I_c 로 정의하면 이들 관계는 다음 식과 같다.

$$I_c = I_s - I_o = C_{out} \frac{dV_{out}}{dt} .$$
(4)

여기서, I, 는 식 (1)에 기반하여 다음과 같이 구할 수 있다.

$$I_{s} = \frac{P(D, D_{\phi})}{V_{out}} = C' D_{\phi} [2D(1-D) - |D_{\phi}|], \ \mathfrak{S} = \frac{NV_{in}}{2L_{lk} f_{sw}}.$$
(5)

식 (5)을 통해 컨버터 출력 전류를 구할 수 있으며 이는 부하 전류 관측기의 입력으로 이용한다. 관측기를 통해 추정한 성분 $f_i 는 식 (6)으로 정의하였다.$

$$f_i = -I_o . ag{6}$$

관측기 출력은 추정 부하 전압 \hat{V}_{out} 로 정해지며 이를 측정 전압 V_{out} 과 비교한 전압 오차 성분을 궤환(feedback)하여 출력 전압 오차 e가 0이 되도록 구현한다. 이를 통해 상태 변수 \hat{V}_{out} 및 f_i 를 추출할 수 있다. 정상 상태에서 상태 변수들이 제대로 추정될 시, 제정수 오차 및 잡음으로 인한 외란의 영향 또한 저감할 수 있다. 이 때, 관측기의 상태 방정식은 다음과 같이 설정할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{V}}_{out} \\ \dot{\hat{f}}_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C_{out}} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{V}_{out} \\ \hat{f}_i \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{C_{out}} \\ 0 \end{bmatrix} I_s + \begin{bmatrix} \delta_1 \\ C_{out} \delta_2 \end{bmatrix} e .$$
(7)

여기서, 전압 오차 $e = V_{out} - \hat{V}_{out}$ 이다. δ_1 과 δ_2 는 관측기의 이득 값으로 관측기 대역폭 ω_o 에 따라 각각 $2\omega_o$, ω_o^2 으로 설정할 수 있다.

식 (7)을 전향 오일러(Forward Euler) 적분 방법을 이용하여 이산 시간 형태로 바꾸면 식 (8)과 같이 구현할 수 있다.^[4]

$$\begin{bmatrix} \hat{V}_{out}[k] \\ \hat{f}_{i}[k] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \frac{T_{sw}}{C_{out}} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{V}_{out}[k-1] \\ \hat{f}_{i}[k-1] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{T_{sw}}{C_{out}} \\ 0 \end{bmatrix} I_{s}[k-1] + \begin{bmatrix} T_{sw}\delta_{1} \\ T_{sw}C_{out}\delta_{2} \end{bmatrix} e[k-1] .$$
(8)

제안된 부하 전류 관측기 출력은 컨버터의 부하 전류 전향 보상을 위해 적용될 수 있다. 부하 전류를 바로 전향 보상에 반영할 경우, 양의 피드백이 발생하여 불안정해질 우려가 존재한다. 따라서 실제 전압과 지령 전압 간의 비율을 고려하여 전향 보상 전류의 크기를 보상한다.^[5] 확장 상태 관측기를 통해 추정한 전류 $I_{out,est}$ 를 전향 보상에 이용할 경우, 전향 보상 전류 $I_{FF,est}$ 는 식 (9)로 결정된다.

$$I_{FF,est} = \begin{cases} (V_{out,ref} / V_{out}) \cdot I_{out,est} & (I_{out,est} \ge 0) \\ (V_{out} / V_{out,ref}) \cdot I_{out,est} & (I_{out,est} \le 0) \end{cases}.$$
(9)

4. 시뮬레이션 검증

제안된 부하 전류 추정기의 성능을 확인하기 위해 시뮬레이션 검증을 수행하였다. MATLAB/Simulink와 PLECS를 이용하여 표 1과 같은 조건에서 실험을 수행하였다. 이 때, 기존 제어기와의 성능 비교를 위해 전향 보상이 없는 경우, 부하 전류 센서를 통해 전향 보상한 경우, 확장 상태 관측기 기반 추정 전류를 통해 전향 보상한 경우 응답성을 비교하였다. 관측기 대역폭 $\omega_o = 2\pi \cdot 30,000 rad / s 로 설정하였으며, 출력 캐패시턴스 C_{out}$ 은 정확하게 알고 있음을 가정한다.

표 1. 듀얼 액티브 하프-브릿지 컨버터의 시뮬레이션 제정수

Parameter	Value
Input Voltage, V _{in}	300 V
Output Voltage, Vout	50 V
Maximum Current, Imax	7.4 A
Switching Frequency, f_{sw}	100 kHz
Leakage Inductance, L _{lk}	38 µH
Transformer turn ratio, n:1	3:1

그림 3은 정전류 부하(constant current load)의 스텝 변동에 대해 제안된 부하 전류 관측기의 응답 특성을 보여준다. 20 ms마다 -5 A에서 +5 A까지 부하 전류를 2 A씩 증가시키면서 추정 성능을 확인하였다. 이를 통해 제안된 관측기를 적용할 경우 추정 전류 $I_{out,est}$ 가 최악의 경우에도 7 ms 만에 실제 전류 I_{out} 을 추종하며 과도 상태 오차가 줄어듦을 확인할 수 있다.



그림 4은 부하 저항(load resistance) 변동 시 제안된 부하 전류 관측기의 추정 성능을 보여준다. 부하 저항 값은 50 ms에 11 Q에서 8 Q으로, 100 ms에 8 Q에서 11 Q으로 스텝 변동하도록 모의하였다. 제안된 2-자유도 변조 제어 기법을 통해 부하 전류 변동에 따라 2 자유도 변조와 1 자유도 변조 간 전환이 발생한다. 그림 4-(a)는 전향 보상이 미적용 시 8.4 Vpeak의 최대 출력 전압 오차가 발생하며 정상상태 도달에 많은 소요 시간이 걸리는 것을 보여준다. 그림 4-(b)는 측정 전류로 전향 보상 시 최대 전압 오차가 1.1 Vpeak로 크게 개선됨을 보여준다. 그림 4-(c)는 제안된 관측기의 추정 전류로 전향 보상 시 최대 전압 오차가 2.2 Vpeak로 나타남을 보여준다. 관측기의 대역폭 제한으로 인해 측정 전류 기반 전향 보상 방법에 비해서는 성능이 감소된다. 하지만, 전향 보상이 미적용 시와 비교하여 관측기를 적용할 경우 동특성이 향상됨을 알 수 있다. 이를 통해 전류 센서 추가 없이도 부하 전류의 전향 보상을 구현할 수 있다.

5. 결 론

본 논문에서는 DAHB 컨버터에 대해 확장 상태 관측기에 기반한 부하 전류 관측기를 구현하였다. 추정된 부하 전류는 2-자유도 변조 제어 기법의 부하 전류 전향 보상에 적용될 수 있다. 최종적으로 시뮬레이션을 통해 제안된 관측기가 부하 전류를 빠르게 추종하며, 전향 보상 적용 시 부하 변동에 대해 출력 전압의 변동이 감소함을 확인하였다. 따라서, 부하 전류 센서 대신 전류 관측기 적용 가능성을 검증하였다.

감사의 글

이 논문은 2023년도 정부(과학기술정보통신부)의 재원으로 한국연구재단-기후변화대응기술개발사업의 지원을 받아 수행된 연구임(No.2021M1A2A2065441).

참 고 문 헌

- W. Song, N. Hou and M. Wu, "Virtual Direct Power Control Scheme of Dual Active Bridge DC–DC Converters for Fast Dynamic Response," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 2, pp. 1750-1759, Feb. 2018.
- [2] S. Chakraborty and S. Chattopadhyay, "Minimum-RMS-Current Operation of Asymmetric Dual Active Half-Bridge Converters With and Without ZVS," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 7, pp. 5132-5145, Jul. 2017.
- [3] G.-S. Kim, S.-B. Kang, H.-S. Kim and J. Won, "Model-Based Dynamic Control of Two Degrees-Of-Freedom Modulation for Dual Active Half-Bridge Converter," in *IEEE ICPE 2023-ECCE Asia*, pp. 2837-2842, 2023.
- [4] T. -Q. Duong and S. -J. Choi, "Sensor-Reduction Control for Dual Active Bridge Converter Under Dual-Phase-Shift Modulation," *IEEE Access*, vol. 10, pp. 63020-63033, 2022.
- [5] N. Hou, L. Ding, P. Gunawardena, Y. Zhang, and Y. Li, "A Comprehensive Comparison of Two Fast-Dynamic Control Structures for the DAB DC – DC Converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 37, no. 6, pp. 6488–6500, 2022.



