출력 LC 필터를 포함한 전압형 컨버터의 기생 저항을 고려한 컨버터 전류 관측기 설계

송병주, 김현식
가천대학교 전기공학과

Converter Current Observer Design considering Parasitic Resistance for Voltage Source Converter with Output LC filter

Byung-Ju Song, Hyeon-Sik Kim
Dept. of Electrical Engineering, Gachon University

ABSTRACT

본 논문에서는 출력 LC필터를 포함한 전압형 컨버터에서 기생 저항 성분을 고려하여 컨버터의 전류 관측기를 설계하는 방법을 제안한다. 기존 전압형 컨버터의 전류 관측기는 필터 인덕터의 내부 저항 및 전력 반도체의 손실과 같은 기생 저항 성분을 크게 고려하지 않았다. 본 논문에서는 기생 저항 성분을 고려한 컨버터 전류 관측기 설계를 제안하고 이를 출력 전압 제어기의 능동 댐핑에 적용한다. 이를 통해 전류 센서 없이 컨버터 전류를 추정할 수 있으며 LC 필터의 공진 현상을 저감할 수 있다. 제안된 전류 관측기의 타당성 및 효과는 실험을 통해 검증하였다.

1. 서 론

출력 필터를 포함한 전압형 컨버터의 제어를 위해 전류 및 전압 센서는 필수적이다. 이 때, 센서의 비용을 저감하기 위해 상태 관측기(state observer)를 기반으로 한 관측기 설계 방안이 많이 연구되어 왔다. 그 중 전류 관측기(current observer)의 경우 실제 전류 센서 없이도 그 값을 추정할 수 있어 시스템의 비용 절감 측면에서 유리하며, 센서 고장 검출에도 활용될 수 있는 장점이 있다.

상태 관측기[1],[2]를 기반으로 한 전류 관측기의 경우 실제 시스템 제정수와 설계한 관측기 제정수가 완전히 일치하지 않더라도 적절한 관측기 이득을 선정한다면 추정 전류 값이 시간이 지남에 따라 실제 전류 값으로 수렴하게 된다. 기존 LC 필터 기반의 컨버터 전류 관측기는 컨버터의 교류 전류를 추정하기 위해 필터 인덕턴스와 필터 캐패시턴스 값에 주로 의존하였다. 하지만, 컨버터의 직류 및 저주파수 성분 전류 추정이 필요한 경우 필터 인덕터의 임피던스 성분 대비 PWM 컨버터 및 필터 인덕터에 존재하는 기생 저항 성분을 무시하기 어렵다. 이러한 컨버터 전류에 의한 기생 저항의 전압 강하는 전류 관측기의 추정 오차를 유발한다.

본 논문에서는 출력 LC 필터를 포함한 전압형 컨버터 시스템에 존재하는 기생 저항 성분을 고려한 컨버터의 전류 관측기 설계를 제안한다. 이를 위해 기생 저항을 고려한 경우의 시스템 모델링, 관측기 설계 방안, 그리고 관측기 이득 선정 방안을 설명하였다. 최종적으로 제안된 관측기를 이용하여 출력 전압의 능동 댐핑 제어를 함으로써 제안된 관측기의 성능을 검증하였다.

2. 컨버터 전류 관측기 설계

제안된 시스템의 전력 회로는 그림 1과 같이 2-레벨 단상 하프 브릿지 컨버터와 LC필터로 구성된다. 이 때, L_f, C_f는 각각 LC필터의 필터 인덕터와 필터 캐패시터이며 R_f는 필터 인덕터의 내부 저항 R_{Lf} 및 전력 반도체의 온-저항 $R_{ds(on)}$과 같은 기생 저항 성분의 등가 저항을 나타낸다. 또한 입력 전압은 v_i, 필터 인덕터에 흐르는 컨버터의 출력 전류는 i_f, 그리고 필터 캐패시터 양단에 걸리는 출력 전압은 v_o로 나타낸다. 부하 임피던스는 Z_{load}, 부하 전류는 i_o로 표시하였다.

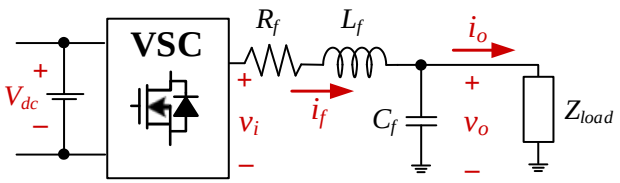

그림 1.LC 필터를 포함한 하프-브릿지 컨버터 구조

이를 통해 출력전압 v_o와 컨버터의 출력전류 i_f를 상태 방정식으로 표현하면 다음과 같다. 여기서, 상태 벡터 $\mathbf{x}=[i_f \quad v_o]^{\mathrm{T}}$, 입력 벡터 $\mathbf{u}=[v_i \quad i_o]^{\mathrm{T}}$로 정의되며 시스템 행렬은 **A**, 입력 행렬은 **B**, 출력 벡터는 **C**로 나타낸다.

$$\frac{d\mathbf{x}}{dt}=\underbrace{\begin{bmatrix}-\frac{R_f}{L_f} & -\frac{1}{L_f}\\ \frac{1}{C_f} & 0\end{bmatrix}}_{\mathbf{A}}\mathbf{x}+\underbrace{\begin{bmatrix}\frac{1}{L_f} & 0\\ 0 & -\frac{1}{C_f}\end{bmatrix}}_{\mathbf{B}}\mathbf{u} \qquad (1)$$

$$\mathrm{y}=\underbrace{\begin{bmatrix}1 & 0\end{bmatrix}}_{\mathbf{C}}\mathbf{x}$$

루엔버거 관측기(Luenburger observer)를 적용할 경우 출력 전압에 기반하여 컨버터 전류를 추정할 수 있다. 여기서, 추정 상태 벡터는 $\hat{\mathbf{x}}=[\hat{i}_f \quad \hat{v}_o]^{\mathrm{T}}$, 추정 출력은 $\hat{\mathbf{y}}=\mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}$, 관측기 이득은 $\mathbf{L}=[L_1 \quad L_2]^{\mathrm{T}}$이다.

$$\frac{d\hat{\mathbf{x}}}{dt}=\mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}+\mathbf{B}\mathbf{u}+\mathbf{L}(\mathbf{y}-\hat{\mathbf{y}}) \qquad (2)$$

이를 미분 방정식 형태로 나타내면

$$\frac{d\hat{i}_f}{dt}=-\hat{i}_f\frac{R_f}{L_f}+\frac{v_i-v_o}{L_f}+L_1(v_o-\hat{v}_o) \qquad (3)$$

$$\frac{d\hat{v}_o}{dt} = \frac{\hat{i}_f - v_o}{C_f} + L_2(v_o - \hat{v}_o) \quad (4)$$

과 같이 간단하게 나타낼 수 있다. 따라서, 관측기를 통해 추정한 컨버터의 출력 전류와 출력 전압은 다음과 같다.

$$\hat{i}_f = \frac{1}{s}\left[-\hat{i}_f \frac{R_f}{L_f} + \frac{v_i - v_o}{L_f} + L_1(v_o - \hat{v}_o)\right] \quad (5)$$

$$\hat{v}_o = \frac{1}{s}\left[\frac{\hat{i}_f - v_o}{C_f} + L_2(v_o - \hat{v}_o)\right] \quad (6)$$

특성 방정식을 이용하여 관측기 이득은 원하는 대역폭 ω_{bw}을 갖도록 설정할 수 있다. 간단하게 특성 방정식의 극점(pole)의 위치는 동일하게 선정한다.

$$\det(s\mathbf{I} - (\mathbf{A} - \mathbf{LC})) = (s + \omega_{bw})^2 \quad (7)$$

$$L_1 = C_f(\omega_{bw}^2 - 2\frac{R_c}{L_c}\omega_{bw} + \frac{R_c^2}{L_c^2}) - \frac{1}{L_c} \quad (8)$$

$$L_2 = 2\omega_{bw} - \frac{R_c}{L_c} \quad (9)$$

3. 능동 댐핑을 포함한 출력 전압 제어기 구성

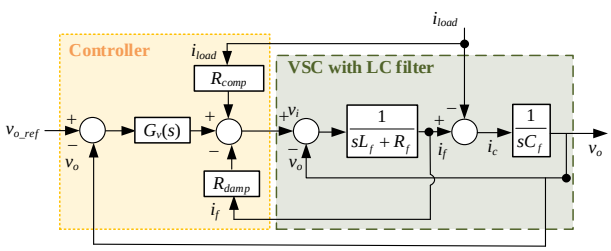

그림 2. 단일 루프 전압 제어기의 블록 다이어그램 [3]

그림 2는 능동 댐핑을 포함한 단일 루프 전압 제어기의 블록 다이어그램을 나타난다.[3] 여기서, $G_v(s)$는 비례-적분 제어기 전달함수, R_{damp}는 능동댐핑 이득, R_{comp}는 부하 전류에 대한 전향 보상기의 이득, ω_c는 전압 제어기의 제어 대역폭이다. 제안된 제어기에서 기준 전압 v_{o_ref}에 대한 출력 전압 v_o의 전달함수가 2차 응답형의 제어 성능을 갖도록 $G_v(s)$와 R_{damp}의 이득은 식 (10), (11)로 정해진다[3]. 또한 부하 전류에 의하여 출력 전압의 변동을 막기 위한 전향 보상기 이득 R_{comp}는 식 (12)와 같다.

$$G_v(s) = L_f C_f \omega_c^2 + \frac{1}{s}\frac{\omega_c}{2\zeta_c} \quad (10)$$

$$R_{damp} = (2\zeta_c \omega_c L_f + \frac{1}{2\zeta_c \omega_c C_f}) - R_f \quad (11)$$

$$R_{comp} = R_f + R_{damp} \quad (12)$$

사용된 출력 전압 제어기의 능동 댐핑을 위해서는 컨버터 전류 정보가 필요하다. 컨버터 전류 i_f를 추정하기 위해 구성된 전류 관측기는 그림 3과 같다.

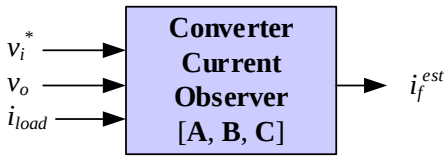

그림 3. 제안된 전류 관측기 입-출력 구성

이 때, 입력 전압 v_i은 전압 제어기의 전압 지령으로 대체할 수 있다. 입력 전압 지령 v_i^* 및 출력 전압 v_o, 부하 전류 i_{load}를 통해 컨버터의 추정 출력 전류 i_f^{est}를 구할 수 있다.

4. 실험 결과

필터 인덕터 및 전력 반도체의 등가 기생 저항 성분을 고려한 전류 관측기의 성능을 확인하기 위해 실험 검증을 수행하였다. 실험에 사용된 시스템의 제정수는 표1과 같다. 스위칭 주파수는 50 kHz, 샘플링 주파수는 스위칭 주파수의 2배인 100 kHz, 데드타임은 0.5 μs으로 설정하였다. 이 때, 전류 관측기의 대역폭은 스위칭 주파수의 1/10인 5 kHz으로 설정하였다. 또한 제어기의 제어 대역폭은 전류 관측기 시지연 영향을 고려하여 전류 관측기 대역폭의 1/10인 500 Hz 로 설정하였다. 따라서 제어기 이득은 앞서 구한 식 (10), (11), (12)에 따라 설정하였고, 감쇠 계수 ζ_c는 1로 설정하였다.

표 1. LC 필터를 포함한 전압형 컨버터의 실험 제정수

Parameter	Value
Filter inductance, L_f	57.9 μH
Filter capacitance, C_f	120 μF
Equivalent resistance, R_f	115 mΩ
Load resistance, R_{load}	2.5 Ω

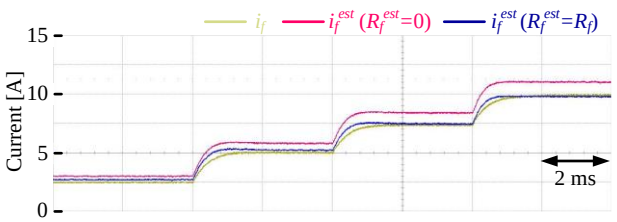

그림4. 전류 변동에 따른 컨버터 전류 관측기의 추정 전류 실험

그림 4는 출력 전압 제어를 통해 컨버터의 출력 전류가 2.5 A, 5.0 A, 7.5 A, 10.0 A으로 스텝 변동 시 제안된 전류 관측기의 성능을 보여주는 파형이다. 이 때, 측정 전류, i_f, 저항 성분을 고려하지 않은 추정 전류 i_f^{est} (R_f^{est} = 0) 및 저항 성분을 고려한 추정 전류 i_f^{est}(R_f^{est} = R_f)를 비교하였다. 우선, 전류 관측기의 대역폭 제한에 따라 과도 상태에서 두 관측기 모두 추정 오차가 발생하나, 1 ms 이내에 저감됨을 확인할 수 있다. 또한 기생 저항 성분을 고려하지 않은 기존 방법의 경우 추정 전류의 정상 상태 오차가 발생하며 이는 전류 크기가 커짐에 따라 증대한다. 반면, 저항 성분을 고려한 제안된 방법의 경우 정상 상태 오차가 크게 감소한다. 이를 통해 직류 성분을 포함한 낮은 주파수 성분을 잘 추정하기 위해서는 필터 인덕터 단의 등가 저항 성분을 명확히 알아야 함을 알 수 있다.

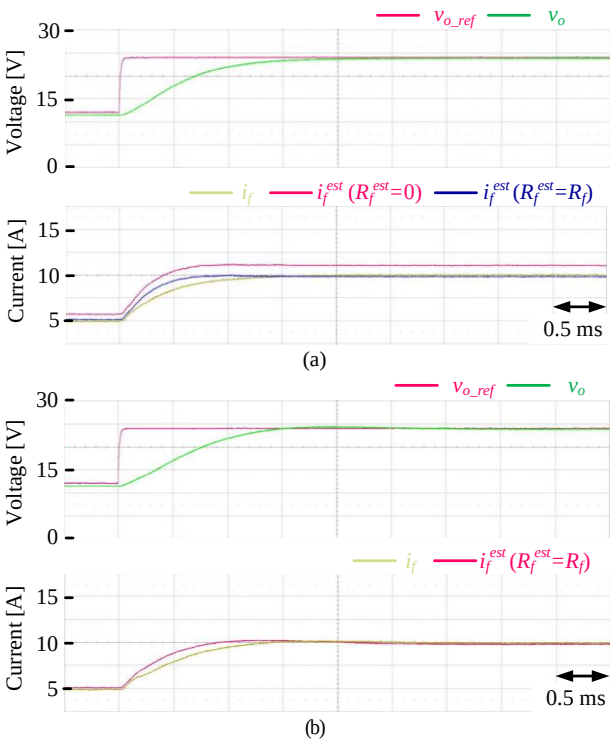

그림5. 전압 지령 증가 시 능동 댐핑을 포함한 단일 루프 전압 제어기의 출력 전압 제어 성능 실험
(a) 컨버터 측정 전류 적용, (b) 컨버터 전류 관측기 적용

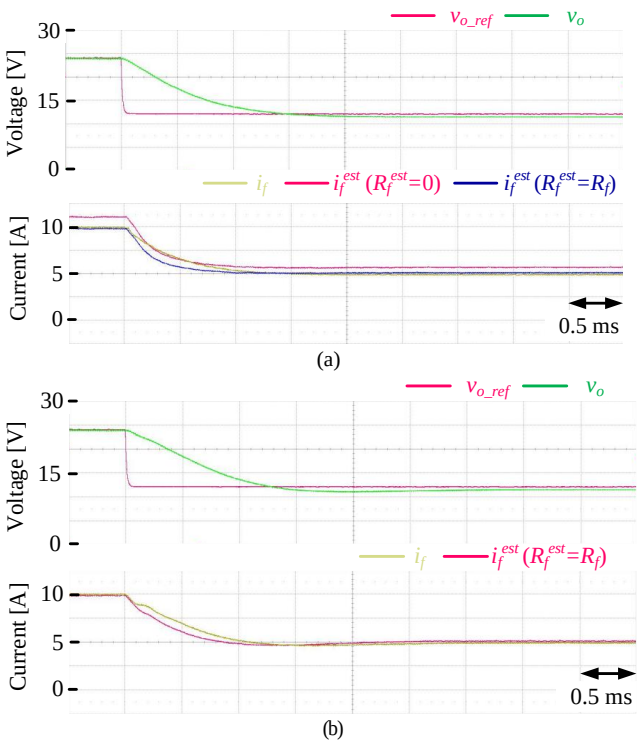

그림6. 전압 지령 감소 시 능동 댐핑을 포함한 단일 루프 전압 제어기의 출력 전압 제어 성능 실험
(a) 컨버터 측정 전류 적용, (b) 컨버터 전류 관측기 적용

그림 5는 출력 전압 지령 v_{o_ref}를 12 V에서 24 V으로 스텝으로 증가 시 변동하는 출력 전압 v_o와 측정 전류 및 추정 전류 파형이다. 그림 5-(a)는 출력 전압 변동 시 출력 전류의 추정 성능을 나타낸다. 과도 상태에서는 두 관측기 모두 오차가 발생하나 1 ms 이내에 저감되었다. 저항 성분을 고려하지 않은 i_f^{est} (R_f^{est} = 0)는 정상상태 오차가 발생하였으나, 저항 성분을 고려한 i_f^{est}(R_f^{est} = R_f)의 경우 정상 상태에서 출력 전류를 잘 추정하는 것을 확인할 수 있다. 그림5-(b)는 제안된 관측기의 추정 전류 i_f^{est}(R_f^{est} = R_f)를 측정 전류 i_f 대신 제어기에 적용하였을 때 출력 전압 v_o와 출력 전류 i_f, i_f^{est}(R_f^{est} = R_f)의 파형이다. 과도상태에서는 제안된 관측기의 추정 오차가 발생하였지만 이는 1.5 ms 이내에 저감되었다. 기존 측정 전류를 사용하였을 때와 거의 동일한 성능으로 출력 전압 지령을 잘 따라가는 것을 확인할 수 있었다.

그림 6은 전압 지령 v_{o_ref}를 24 V에서 12 V로 스텝으로 감소 시 실험 파형이다. 그림 6-(a)는 앞서 전압 지령을 스텝으로 증가하였을 때와 마찬가지로 과도상태 오차가 발생하나 1 ms 이내에 저감되었다. 또한 저항 성분을 고려한 경우 정상 상태에서 측정 전류 i_f를 잘 추정함을 확인할 수 있다. 그림 6-(b)는 i_f^{est}(R_f^{est} = R_f)를 제어기에 적용하였을 때의 출력 전압 v_o와 출력 전류 i_f, i_f^{est}(R_f^{est} = R_f)의 파형이다. 마찬가지로 과도상태에서 제안된 관측기의 추정 오차가 발생하였지만 이는 1.5 ms 이내에 저감되었다. 제안된 관측기 적용 시 측정 전류 없이도 큰 오버슈트(overshoot) 없이 출력 전압을 제어할 수 있음을 확인하였다.

5. 결 론

본 논문에서는 출력 LC 필터를 포함한 전압형 컨버터 시스템에 대해 기생 저항 성분을 고려한 컨버터 전류 관측기를 설계하였다. 이를 통해 직류 혹은 저차 주파수 전류 성분 관측 시 발생할 수 있는 컨버터 전류의 추정 오차를 저감할 수 있다. 또한, 센서를 통한 측정 전류가 아닌 제안된 관측기를 통해 구한 추정 전류를 통해 능동 댐핑이 가능함을 실험적으로 확인하였다. 제안된 전류 관측기 적용 시, 기존 기생 저항을 고려하지 않은 전류 관측기에서 존재하였던 정상 상태 오차 값을 줄일 수 있었다. 개발된 상태 관측기 구조는 PWM 컨버터가 적용된 여러 분야에 응용되어 센서 비용을 절감할 수 있을 것으로 기대된다.

감사의 글

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

참 고 문 헌

[1] V. Miskovic, V. Blasko, T. M. Jahns, A. H. C. Smith, and C. Romenesko, “Observer-Based Active Damping of LCL Resonance in Grid-Connected Voltage Source Converters,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 50, no. 6, pp. 3977–3985, Nov.-Dec. 2014.

[2] Chia-Ming Liang, Yi-Jen Lin, Jyun-You Chen, Guan-Ren Chen, Shih-Chin Yang, "Sensorless LC Filter Implementation for Permanent Magnet Machine Drive Using Observer-Based Voltage and Current Estimation", *Sensors*, vol.21, no.11, pp.3596, 2021.

[3] 김현식, 지승준, 설승기. "임의 파형 발생기를 위한 단일 루프 전압 제어기 설계" 전력전자학회 논문지, vol. 21, no.1, pp. 58-64, 2016.