

퍼지로직 기반의 확장 상태 관측기를 이용한 DAB 컨버터 제어

서주형, 최성진

울산대학교 대학원 전기전자컴퓨터공학과

Extended State Observer based Control for DAB Converter with Fuzzy-assisted Bandwidth Adjustment

Ju-Hyeong Seo, Sung-Jin Choi

Department of Electrical, Electronic, and Computer Engineering, University of Ulsan
Ulsan, 44610, South Korea

ABSTRACT

레이저 무기, 레이더, 전자기 발사체 등을 비롯해 군사 및 산업 분야에서는 순간적으로 큰 전력을 요구하는 펄스 전력 부하(PPL)가 빈번히 발생한다. 이 같은 급격한 부하 변화는 전력 시스템 내 전압과 전류에 큰 변동을 야기한다. 이에 대응하기 위해 외란을 추정해 제어를 보상하는 확장 상태 관측기(ESO)가 활용되지만, 관측기 대역폭 선정에 따라 제어 성능이 크게 달라지는 한계가 있다. 본 논문에서는 이러한 문제를 해결하기 위해 퍼지로직을 활용해 확장 상태 관측기의 대역폭을 자동으로 조정하는 퍼지로직 기반 확장 상태 관측기(FESO)를 제안한다. 제안된 방법은 2kW급 이중 능동 브리지(DAB) 컨버터에 적용하여 PLECS 시뮬레이션을 통해 검증하였다. 시뮬레이션 결과, 과도 상태의 응답이 기존 PI 제어기와 고정 대역폭 ESO에 비해 더욱 우수한 동적 성능을 보임을 확인하였다.

1. 서론

최근 선박 산업은 온실가스 배출 저감과 친환경적 수상 운송을 위해 전기 추진 시스템 도입을 확대하고 있으며, 특히 중전압 직류(MVDC) 기반의 통합 전력 시스템(IPS)이 주목받고 있다. 그러나 선상 DC 마이크로그리드(SMG)는 해상 기후 변화와 군사적 임무 수행과 같은 다양한 요인으로 인해 복잡하고 예측하기 어려운 부하 특성을 가진다. 특히, 펄스 전력 부하(PPL)는 급격한 전압 변동을 유발하여 전력 품질과 시스템 신뢰성을 저하시킨다. 이러한 문제를 해결하기 위해 울트라커패시터와 같은 에너지 저장장치(ESS)를 통합한 펄스 전원 공급 시스템(PPS)이 필수적이며, 이때 Dual Active Bridge(DAB) 컨버터와 같은 양방향 DC/DC 컨버터가 전력 변환기로 사용된다.

이 때, 기존의 PI 제어기는 특정 동작점에서 설계되므로 넓은 운전 범위에서는 최적의 성능을 보장하지 못하며, 모델 예측 제어(MPC)는 DSP의 높은 연산 부담과 모델 의존성 문제를, 슬라이딩 모드 제어(SMC)는 채터링 현상을 갖는 단점이 있다. 능동 외란 관측 제어(ADRC)는 강인성과 빠른 응답성을 제공하지만, 노이즈 억제와 응답 속도 간의 절충 관계가 존재하여 관측기의 이득을 최적화해야 한다는 문제가 있다.^[1]

본 논문에서는 이러한 한계를 극복하기 위해 퍼지로직을 이용한 확장 상태 관측기의 대역폭 자동 조정 기법을 제안한다. 제안된 방법은 시스템의 오차를 기반으로 과도 상태에서는 빠른 동적 응답을 보장하고 정상 상태에서는 노이즈 억제 능력을 높여준다. 따라서 DAB 컨버터의 동적 성능과 강인성을 효과적으로 향상시킬 수 있다.

2. 기존의 능동 외란 제거 제어기 설계

2.1 ADRC의 동작원리

ADRC는 수식(1)과 같이 n 차 시스템을 입력과 출력 간의 이상적인 n 차 적분기 모델과, 내부 파라미터의 불확실성 및 외부 외란을 포함하는 전체 외란으로 분리할 수 있다.

$$y^{(n)}(t) = f(t) + bu(t) \quad (1)$$

수식(1)을 상태 공간 방정식으로 표현하면 외란 항이 포함된 확장 형태인 수식(2)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{x}_1(t) &= x_2(t) \\ \dot{x}_2(t) &= x_3(t) \\ &\vdots \\ \dot{x}_i(t) &= x_{i+1}(t) \\ \dot{x}_n(t) &= x_{n+1}(t) + bu(t) \\ \dot{x}_{n+1}(t) &= f(t) \\ y(t) &= x_1(t) \end{aligned} \quad (2)$$

여기서 전체 외란 $f(t)$ 를 추정하기 위해 수식(2)를 Luenberger 관측기의 형태로 수식(3)과 같이 재구성할 수 있다.

$$\dot{z} = Az + Bu + L(y - Cz) \quad \tilde{y} = Cz \quad (3)$$

수식(3)에서 y 는 실제 출력이며 $\tilde{y}$ 는 추정된 출력을 의미한다. 행렬 A , B , C 는 각각 상태, 입력, 출력 행렬을 의미하며 아래와 같다.

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & 1 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ b \end{bmatrix} \quad C = [1 \ 0 \ \cdots \ 0] \quad (4)$$

행렬 L 은 관측기의 이득을 의미하며 수식(5)와 같다.

$$L = [\beta_1 \ \beta_1 \ \cdots \ \beta_{n+1}]^T \quad (5)$$

관측기의 이득은 실제 측정치와 추정값의 오차에 비례하는 항으로 이득이 클수록 오차에 민감하게 반응하여 추정치를 더 빠르게 보정한다. 이를 이용하여 수식(2)에 대한 확장 상태 관측기를 수식(6)과 같이 설계할 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{z}_1(t) &= z_2(t) + \beta_1(y(t) - \tilde{y}(t)) \\ &\vdots \\ \dot{z}_{n-1}(t) &= z_n(t) + \beta_{n-1}(y(t) - \tilde{y}(t)) \\ \dot{z}_n(t) &= z_{n+1}(t) + \beta_n(y(t) - \tilde{y}(t)) + bu(t) \\ \dot{z}_{n+1}(t) &= \beta_{n+1}(y(t) - \tilde{y}(t)) \end{aligned} \quad (6)$$

여기서 추정된 외란을 보상하는 입력 $u(t)$ 는 수식(7)로 나타

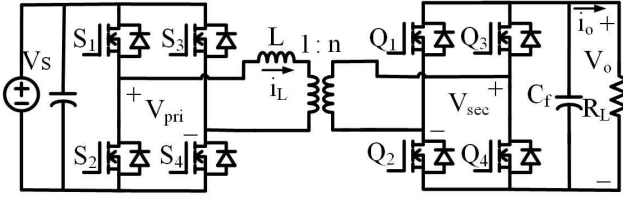


그림 1 DAB 컨버터 회로도

낼 수 있고

$$u(t) = \frac{u_0(t) - z_{n+1}(t)}{b} \quad (7)$$

외란을 완벽하게 추정하면 $z_{n+1}(t) = f(t)$ 가 되므로 수식(1)은 수식(8)과 같이 단순한 n 차 적분기의 형태로 나타난다.

$$y^{(n)}(t) = u_0(t) \quad (8)$$

2.2 DAB 컨버터를 위한 ESO 설계

그림 1에 나타난 바와 같이, DAB 컨버터는 입력과 출력에 각각 연결된 두 개의 풀 브리지 회로로 구성되며, 이들은 변압기를 통해 연결된다. 단일 위상차 변조 기법(SPS)에 따른 위상차율에서 출력 전압까지의 전달함수는 수식(9)로 주어진다.

$$G_{vd}(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} = \frac{NV_s(1-2D)}{2f_s L} \frac{R_L}{R_L C_f s + 1} \quad (9)$$

여기서, N 은 변압기의 턴수비, V_s 는 입력전압, D 는 위상차율을 의미하며 $0 \sim 0.5$ 의 값을 가진다. R_L 은 부하저항, f_s 는 스위칭 주파수, C_f 는 출력 커패시턴스, L 은 인덕턴스를 의미한다. 확장 상태 관측기 설계를 위해 수식(9)를 시간 영역으로 변환하면 수식(10)으로 표현할 수 있으며, 내부 외란과 외부 외란을 포함하여 확장하면 수식(11)로 나타낼 수 있다.

$$\frac{d\hat{v}_o}{dt} = -\frac{\hat{v}_o}{R_L C_f} + \frac{NV_s(1-2D)}{2f_s L C_f} \hat{d} \quad (10)$$

$$\frac{d\hat{v}_o}{dt} = -\frac{\hat{v}_o}{R_L C_f} + (b - b_0)\hat{d}(t) + b_0\hat{d}(t) \quad (11)$$

전체 외란을 수식(12)로 정의하면 수식(10)은 수식(1)과 동일한 구조를 갖는다.

$$f(t) = -\frac{\hat{v}_o(t)}{R_L C_f} + (b - b_0)\hat{d}(t) \quad (12)$$

여기서 b 는 실제 DAB 컨버터의 파라미터를, b_0 는 설계 시 사용된 기준 파라미터를 의미하며 수식(13)으로 나타낼 수 있다. 이때 b_0 는 온도 변화 등 내부 외란을 고려하지 않은 이상적인 값이다.

$$b_0 = \frac{N_0 V_{s0}(1-2D_0)}{2f_{s0} L_0 C_{f0}} \quad (13)$$

입력 $\hat{d}(t)$ 는 수식(7)에 따라 수식(14)로 주어지며 여기서 $\bar{f} = z_{n+1}$ 로 추정된 외란을 의미한다.

$$\hat{d}(t) = \frac{\hat{d}_o(t) - \bar{f}(t)}{b_0} \quad (14)$$

따라서 DAB 컨버터에 대한 확장 상태 관측기는 수식(6)으로부터 도출되어 수식(15)로 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{\hat{v}}_o &= \bar{f} + \beta_1(\hat{v}_o - \tilde{v}_o) + b_0\hat{d} \\ \dot{\bar{f}} &= \beta_2(\hat{v}_o - \tilde{v}_o) \end{aligned} \quad (15)$$

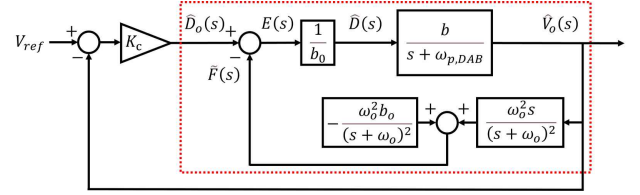


그림 2 비례 제어가 포함된 확장 상태 관측기의 블록 선도

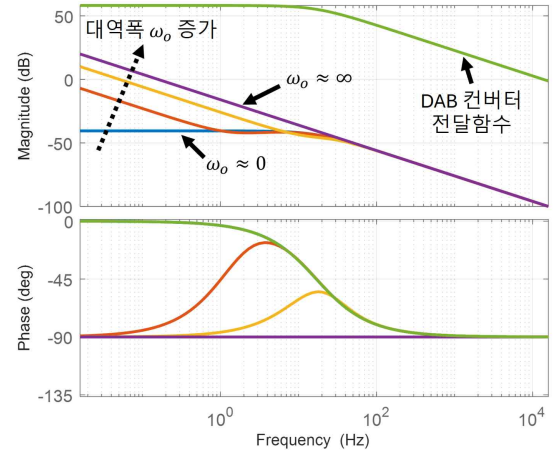


그림 3 입력에 대한 출력을 나타낸 보드 선도

이를 통해 DAB 컨버터를 1차 적분기의 형태로 나타낼 수 있으며, 간단한 비례 제어를 적용하여 제어가 가능하다. 수식(15)를 라플라스 영역에서 표현하면 수식(16)으로 정리된다.

$$\bar{f}(s) = \frac{\beta_2 s}{(s^2 + \beta_1 s + \beta_2)} \hat{v}_o(s) - \frac{\beta_2 b_0}{(s^2 + \beta_1 s + \beta_2)} \hat{d}(s) \quad (16)$$

관측기의 극점을 동일한 위치에 설정하기 위해 $\beta_1 = 2\omega_o$, $\beta_2 = \omega_o^2$ 로 정의하면 관측기 이득 β 를 대역폭 ω_o 의 함수로 표현할 수 있다. 이를 수식(16)에 적용하면, 비례 제어기 K_c 가 포함된 전체 시스템을 블록 선도로 구성할 수 있으며, 그림 2로 나타내었다. 또한, 그림 2의 박스 영역을 외란 추정 성능과 대역폭의 관계를 분석하기 위해, 신호 흐름도로 변환하여 Mason 이득 공식을 적용하여 입력 $\hat{d}_o(s)$ 에 대한 출력 $\hat{v}_o(s)$ 를 유도하면 수식(17)로 정리할 수 있다. 정상 상태에서 위상차율 D 가 일정하고, 내부의 파라미터의 변화가 거의 없어 $b \approx b_0$ 로 가정한다. 이 조건하에, 다양한 대역폭에 따른 수식(17)의 보드 선도를 그림 3에 나타내었다.

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}_o(s)} = \frac{b(s^2 + 2\omega_o s + \omega_o^2)}{b_0 s \left(s^2 + (2\omega_o + \omega_{p,DAB})s + \left(\frac{b\omega_o^2}{b_0} + 2\omega_o \omega_{p,DAB} \right) \right)} \quad (17)$$

그림 3에서 확인할 수 있듯이, 관측기 대역폭 ω_o 가 증가할수록 외란 추정 성능이 향상되어 시스템이 수식(8)과 같은 적분기의 형태로 근사됨을 알 수 있다. 반대로 대역폭이 매우 작을 경우, 외란 추정 성능이 저하되어 적분기의 형태를 유지하지 못하는 것을 확인할 수 있다.

한 편, 출력의 노이즈가 외란 추정에 미치는 영향을 평가하기 위해, Mason 이득 공식을 적용하여 출력 $\hat{v}_o(s)$ 에 대한 외란 추정값 $\bar{f}(s)$ 을 유도하면 수식(18)으로 정리할 수 있다. 다

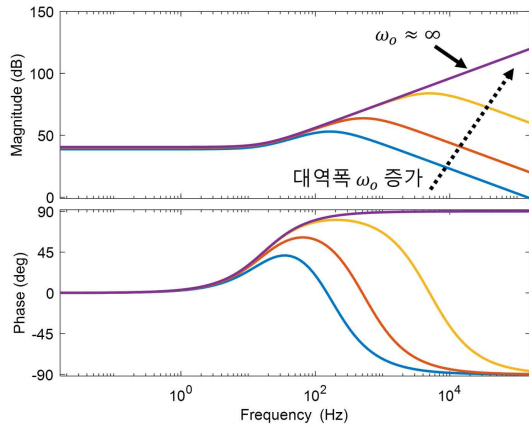


그림 4 출력에 대한 외란을 나타낸 보드 선도

양한 대역폭을 비교한 보드 선도는 그림 4에 도시하였다.

$$\frac{\bar{f}(s)}{\hat{v}_o(s)} = \frac{b \left(s + \frac{b_0 \omega_{p,DAB}}{b} \right)}{b_0 \left(s^2 + (2\omega_o + \omega_{p,DAB})s + \left(\frac{b\omega_o^2}{b_0} + 2\omega_o \omega_{p,DAB} \right) \right)} \quad (17)$$

그림 4에서 확인할 수 있듯이, 모든 대역폭에서 저주파 영역에서는 외란 추정 성능이 유사하게 유지되지만, 주파수가 증가함에 따라 이득이 감소하여 고주파 영역에서는 외란 추정 성능이 저하되는 경향을 보인다. 이러한 고주파 대역의 성능 저하를 개선하기 위해 관측기의 대역폭을 증가시킬 수 있다. 그러나 대역폭을 지나치게 크게 설정하면 고주파 노이즈가 함께 증폭되어, 확장 상태 관측기가 노이즈에 민감해지는 문제가 발생한다. 즉, 대역폭이 너무 작으면 외란을 정확히 추정하지 못하고, 반대로 대역폭이 너무 크면 노이즈에 취약해지는 절충 관계가 존재함을 확인할 수 있다.

3. 제안하는 퍼지로지식 대역폭 조절형 ESO

고정 대역폭을 가지는 ESO의 한계를 극복하기 위해, 본 논문에서는 실제 출력과 추정 출력 간의 오차 크기에 따라 퍼지 로지식을 적용하여 관측기의 대역폭을 실시간으로 조정하는 방법을 제안한다. 퍼지로지식의 멤버십 함수는 다음의 기준에 따라 설계되었다.

규칙 1. e_r 이 VL이면 n_{fuzzy} 는 μ_{VL}

규칙 2. e_r 이 L이면 n_{fuzzy} 는 μ_L

규칙 3. e_r 이 M이면 n_{fuzzy} 는 μ_M

규칙 4. e_r 이 H이면 n_{fuzzy} 는 μ_H

규칙 5. e_r 이 VH이면 n_{fuzzy} 는 μ_{VH}

여기서 e_r 은 관측기에서 추정된 전압 $\tilde{v}_o$ 이 실제 출력 전압 $\hat{v}_o$ 과 얼마나 일치하는지를 정량적으로 나타내는 지표로 아래 수식과 같이 정의된다.

$$e_r = \frac{|\hat{v}_o - \tilde{v}_o|}{V_{ref}} \times 100\% \quad (18)$$

퍼지 추론 결과는 가중 평균 방식을 이용하여 역퍼지화되며, n_{fuzzy} 값을 수식(19)에 적용하여 관측기의 대역폭을 결정할 수 있다.

$$\omega_o = n_{fuzzy} K_c \quad (19)$$

표 1. DAB 컨버터 파라미터

파라미터	값	파라미터	값
V_s	300 V	C_f	235 μF
L	65 μH	N	0.5
V_{ref}	200 V	f_s	50 kHz

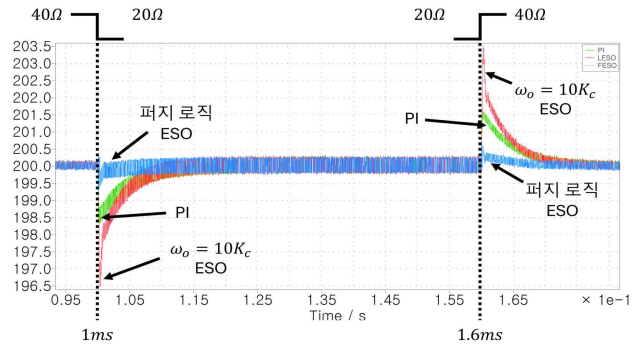


그림 5 시뮬레이션 결과

4. 시뮬레이션 결과

퍼지로지식 ESO의 성능을 비교하기 위해, 본 논문에서는 고정 대역폭을 가지는 기존 ESO와 PI 제어기를 함께 설계하였다. 공정한 비교를 위해, PI 제어기의 차단 주파수는 기존 ESO의 대역폭과 동일하게 설정하였다. 노이즈 억제와 과도 응답 간의 균형을 고려하여, 차단 주파수는 스위칭 주파수의 1/100으로 설정되었다. 시뮬레이션에 사용된 주요 파라미터는 표 1에 제시되어 있다. 고정 대역폭 ESO의 경우 일반적으로 $\omega_o = 3K_c$ 에서 $10K_c$ 범위 내에서 튜닝이 이루어지는데 본 논문에서는 이 중 과도 응답이 가장 빠르게 나타나는 $\omega_o = 10K_c$ 에서 ESO를 설계하였다. 부하 저항을 1ms 지점에서 40Ω에서 20Ω으로, 이어서 1.6ms 지점에서 20Ω에서 40Ω으로 계단식으로 변화시켜 출력 전력 1kW와 2kW 사이를 오가는 상황을 시뮬레이션하였으며, 그 결과를 그림 5에 제시하였다. 시뮬레이션 결과, 퍼지로지식 ESO는 기존 제어기들에 비해 우수한 과도 응답 특성을 나타냈다. 특히 기존 ESO와 PI 제어기에 비해 오버슈트를 각각 74.6%와 43.8% 감소시켰으며 응답 속도 또한 개선되었다. 이는 오차가 크게 발생하는 초기 과도 구간에서는 수식(19)에 따라 관측기 대역폭이 자동으로 확장되어 빠른 응답을 유도하고, 이후 정상 상태 구간에서는 대역폭을 축소하여 노이즈에 대한 강인성을 확보하기 때문이다.

5. 결론

본 논문은 펄스 전력 부하(PPL)에 의한 전압 변동 문제를 해결하기 위해 퍼지로지식 기반의 확장 상태 관측기 대역폭 자동 조정 기법을 제안하였다. 제안된 방법은 과도 상태에서 빠른 응답을 제공하고 정상 상태에서는 노이즈에 강인한 성능을 보인다. PLECS 시뮬레이션 결과, 기존 PI 및 고정 대역폭 ESO 대비 우수한 동적 성능과 강인성을 입증하였다.

본 논문은 산업통상자원부와 한국산업기술진흥원이 지원하는 지역혁신클러스터육성사업(P0025291)과 과학기술정보통신부의 재원으로 한국연구재단 개

인기초연구사업(RS-2023-00240194)의 지원을 받아 수행된 연구임

참고 문헌

- [1] H. Yin, L. Cao, X. Zeng, K. H. Loo and C. Sun, "Fast Dynamic Control of Dual-Active-Bridge DC-DC Converter Based on an Adaptive Linear Extended State Observer," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 39, no. 12, pp. 16019-16030, Dec. 2024.