

# DAB 컨버터의 과도응답 특성 및 전류 리플 개선을 위한 MPC 기반 제어기 설계

김권훈, 서승현, 조영훈  
 건국대학교 전력전자 연구실

## MPC Based Controller Design for Transient Response Enhancement and Current Ripple Reduction in DAB Converter

Kwonhoon Kim, Seunghyun Seo, Younghoon Cho  
 Power Electronics Lab., Konkuk Univ.

### ABSTRACT

DAB(Dual Active Bridge) 컨버터는 고정된 시비율을 유지하고 위상 차이만을 조절하여 제어가 간편하고, 영전압 스위칭이 가능하여 다양한 분야에서 활용되고 있다. 그러나 경부하 영역에서는 전류 리플이 증가하고 영전압 스위칭이 어려워 효율이 저하되는 문제가 있다. 이를 해결하기 위해 EPS(Extended Phase Shift), DPS(Dual Phase Shift), TPS(Triple Phase Shift) 등 다양한 기법들이 연구되었다. 더불어, MPC(Model Predictive Control) 기법을 활용하여 시스템을 모델링하고 상태 변수를 예측하여 컨버터 출력을 최적화하는 연구가 진행되었다. 본 논문에서는 MPC 기법을 활용하여 부하에 따라 과도한 상태 응답을 개선하고 영전압 구간 추가에 의한 전류 리플 감소시키는 방법을 소개하고자 한다.

### 1. 서론

최근 신재생에너지를 기반으로 한 에너지 저장 장치 시스템, DC 배전 시스템, 전기차 충전기 등 고효율 양방향 컨버터에 대한 수요가 증가하고 있다. 이에 따라 양방향 전력 전달이 가능하고 입출력이 절연된 DAB 컨버터에 대한 관심 또한 증가하고 있다.

그림 1은 DAB 컨버터의 회로도이다. 기본적인 변조 방법은 각 스위치의 시비율을 0.5로 고정하고, 1차측의 극전압  $v_1$ 과 2차측의 극전압  $v_2$ 의 위상 차이를 이용하여 출력 전력을 제어하는 SPS(Single Phase Shift)이다.

SPS 제어는  $\phi$ 로 출력을 제어하기 때문에 제어가 간단하다는 장점이 있지만, 1차측과 2차측의 전압비에 따라 영전압 스위칭이 달성되지 않는 구간이 생기고, 순환 전류가 높아져 효율이 감소하는 단점이 있다. 이때, ZVS 동작 및 전류 리플을 감소시키기 위해 극전압에 영전압 구간을 추가하였다. 또한, 기존 PI 제어기법과 비교하여, 다변수 제어가 가능하고 동특성에서 장점을 가지는 MPC 및 MMPC(Modulated Model Predictive Control)이 연구되고 있다. 본 논문에서는 EPS를 사용하여 경부하 조건일 때, 극전압에 영전압 구간을 추가하여 인덕터 전류의 리플을 감소시키고 MPC 제어기법을 통해 동특성을 개선하였다. 제안하는 방법의 실효성을 모의실험을 통해 검증하였다.

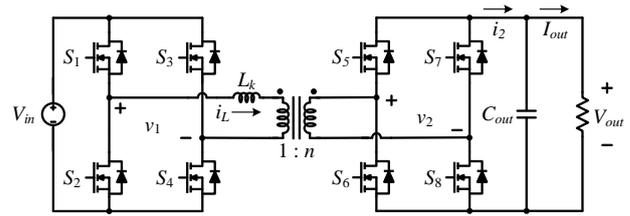


그림1 DAB 컨버터의 회로도  
 Fig.1 Circuit of DAB converter

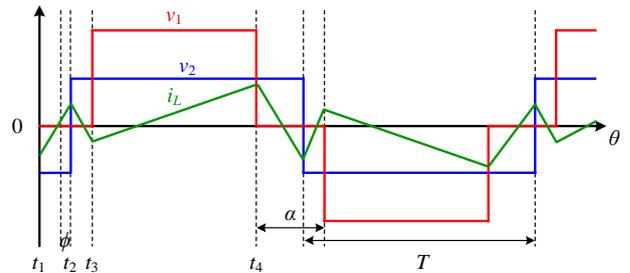


그림2 DAB 컨버터의 EPS 동작 시 특정 파형  
 Fig.2 Certain Waveform during EPS operation of DAB converter

### 2. 본론

#### 2.1 DAB 컨버터의 EPS 동작

그림 2는 EPS으로 동작하는 DAB 컨버터의 동작 파형이다.  $v_1$ 은 1차측 극전압이며,  $v_2$ 는 2차측 극전압이다.  $i_L$ 은 전력이 1차측에서 2차측으로 전달되면서 발생하는 인덕터 전류이다. 이때,  $i_L$ 은 식 (1)로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}
 i_L(t_1) &= \frac{V_2}{2L}(1-2\phi+\alpha)T + \frac{V_1}{2L}(\alpha-1)T \\
 i_L(t_2) &= \frac{V_2}{2L}T + \frac{V_1}{2L}(\alpha-1)T \\
 i_L(t_3) &= \frac{V_2}{2L}(1+2\phi-\alpha)T + \frac{V_1}{2L}(\alpha-1)T \\
 i_L(t_4) &= \frac{V_2}{2L}(-1+2\phi+\alpha)T + \frac{V_1}{2L}(-\alpha+1)T
 \end{aligned} \tag{1}$$

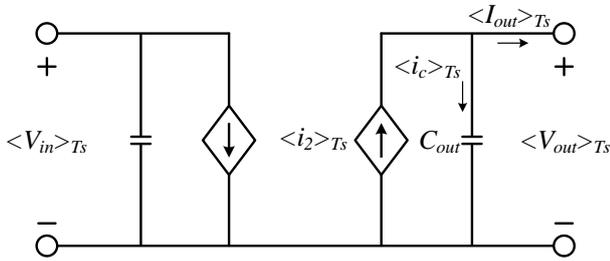


그림3 DAB 컨버터의 평균화 모델  
Fig.3 The averaged model of DAB converter

이때, 그림 2를 보면 SPS로 동작할 때와 달리 1차 극 전압에 영전압 구간이 포함된 것을 볼 수 있다. 영전압 구간을 추가함으로써 SPS로 동작할 때와 인덕터 전류 모양이 달라지게 되는데, EPS 동작을 할 때 ZVS 조건을 확인해보면 다음과 같다.

$$i_L(t_1) < 0, i_L(t_2) > 0, i_L(t_3) > 0 \quad (2)$$

식 (2)을 식 (3)에 대입하여 정리하면 영전압 구간식은 다음과 같다.<sup>[1]</sup>

$$\alpha = \frac{2(\pi - \phi)(1 - g)}{1 + g} \quad (3)$$

식 (4)에서  $g$ 는 입출력 전압비( $nV_{out}/V_{in}$ )이고,  $\alpha$ 와  $\phi$ 는 각각 영전압 구간과 1차측 2차측 PWM 기본파의 위상차이를 나타낸다.

## 2.2 DAB 컨버터의 모델 예측 제어(MPC)

본 논문에서는 MPC 기법 중에서 MDCS-MPC(Moving Discretized control set-model predictive control)을 사용한다. MDCS-MPC는 DAB 컨버터의 제어 변수인  $\phi$ 를 이산화시켜 제어 대상인  $V_{out}$ 에 대한 미래상태를 예측한다.<sup>[2]</sup> 이산화된  $\phi$ 를 비용함수식에 대입하여 비용함수를 최소화하는 최적의  $\phi$ 를 출력한다. 이산화 된  $\phi$ 의 범위는 아래 식과 같다. 이때,  $\Delta_f$ 은 디지털 제어에서 얻을 수 있는 가장 작은 위상 변화이다.

$$\phi \in \{0, \Delta_f, 2\Delta_f, 3\Delta_f, \dots, 0.5\} \quad (4)$$

### 2.2.1 DAB 컨버터의 평균화 모델링 및 비용함수

MDCS-MPC에서 비용함수를 구하기 위해서는 DAB 컨버터의 평균화 모델을 통해  $V_{out}$ 에 대한 이산화 과정이 필요하다. DAB 컨버터의 평균 모델은 그림 3과 같이 나타내었을 때, 이산화 과정은 다음과 같다.

$$\langle i_2 \rangle_{T_s} = \frac{V_{in}}{f_s L_k} \phi(1 - 2\phi) \quad (5)$$

$$C_{out} \frac{d \langle V_{out} \rangle_{T_s}}{dt} = \langle i_2 \rangle_{T_s} - \langle I_{out} \rangle_{T_s} \quad (6)$$

식 (6)을 전향 차분 방식으로 이산화 도출식은 다음과 같다.<sup>[3]</sup>

$$V_{out}[k+2] = \frac{i_2[k+1] + i_2[k] - 2I_{out}[k]}{C_{out} f_s} + V_{out}[k] \quad (7)$$

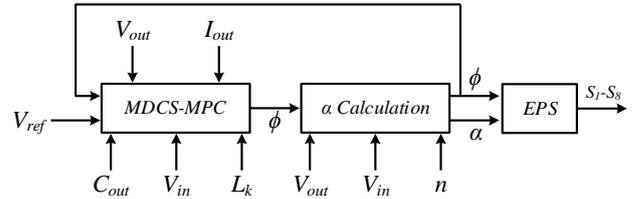


그림4 제안하는 제어기 블록도  
Fig.4 Control block of the Proposed Controller

ADC 센싱 및 계산 지연을 고려하여 MDCS-MPC는 최소 두개의 샘플링 주기 예측을 진행하는데 그에 따른 비용함수식은 다음과 같다.<sup>[3]</sup>

$$J[k] = a_1 G_1 + a_2 G_2 \quad (8)$$

$$\begin{cases} G_1 = (V_{ref} - V_{out}[k+2])^2 \\ G_2 = (V_{out}[k+2] - V_{out}[k])^2 \end{cases} \quad (9)$$

이때,  $a_1$ 과  $a_2$ 는 각각  $G_1$ 과  $G_2$ 에 대한 가중치이다.  $V_{ref}$ 와  $V_{out}$ 의 차이가 클 경우  $G_1$ 이 주요 비용함수로 역할을 수행하고,  $V_{ref}$ 와  $V_{out}$ 의 차이가 작을 경우  $G_2$ 가 영향을 미치면서 센싱 노이즈와 부하 변동으로 인한 발진을 완화시킨다.

### 2.2.2 DAB 컨버터의 제어기 설계

제안하는 제어기는 크게 4단계로 진행된다. 첫째로, DAB 컨버터 모델링에 필요한 변수( $V_{out}$ ,  $C_{out}$ ,  $L_k$ ,  $I_{out}$ )를 센싱 또는 입력한다. 그 후, 식 (5)~(7)에 이산화된  $\phi$ 를 대입하여  $V_{out}[k+2]$ 을 예측한다. 세번째 과정은 예측한  $V_{out}[k+2]$ 을 각각 식 (8)~(9)에 대입하여 비용함수 값  $J[k]$ 이 제일 낮은  $V_{out}[k+2]$  및  $\phi$ 를 출력하는 것이다. 마지막으로, 출력된  $\phi$ 와  $V_{out}$ ,  $V_{in}$ ,  $n$ 을 식 (3)에 대입하여 전압비가 1이 아닌 경우의  $\alpha$ 를 계산한다. 제안하는 제어기의 블록 다이어그램은 그림 4와 같이 도시하였다.

표 1 모의 실험 조건

Table 1 Parameters of the simulation

| Parameter            | Value | Parameter      | Value     |
|----------------------|-------|----------------|-----------|
| $V_{in}$ [V]         | 750   | $V_{out}$ [V]  | 750, 400  |
| $L_k$ [ $\mu$ H]     | 180   | $P_{out}$ [W]  | 500, 1500 |
| $n$                  | 1     | $f_{sw}$ [kHz] | 40        |
| $C_{out}$ [ $\mu$ F] | 120   | $\Delta_f$     | 0.0002    |

## 2.3 모의실험 결과

제안하는 제어기의 유효성을 검증하기 위해 DAB 컨버터가 경부하 영역에서 동작하고 있을 때 부하변동을 하여 기존 PI 제어기와 동특성 및 인덕터 전류 리플을 비교하였다. 모의 실험은 PSIM 프로그램을 사용하였으며 모의 실험 조건은 표 1과 같다.

그림 5는 부하가 1500W에서 500W로 급변하였을 때 과도 응답 특성을 비교한 파형이다. 기존 PI 제어기로 동작했을 경우 부하가 변하는 순간 전압에 오버슈트가 발생하며 첨두치가 763V까지 올라가고 정상 상태에 도달할 때까지 약 22ms가 소요되는 것을 볼 수 있다. 이와 비교하여 제안하는 제어기로 동작하였을 때는 첨두치가 752V로 거의 전압이 상승하지 않으며 정상상태 도달 시

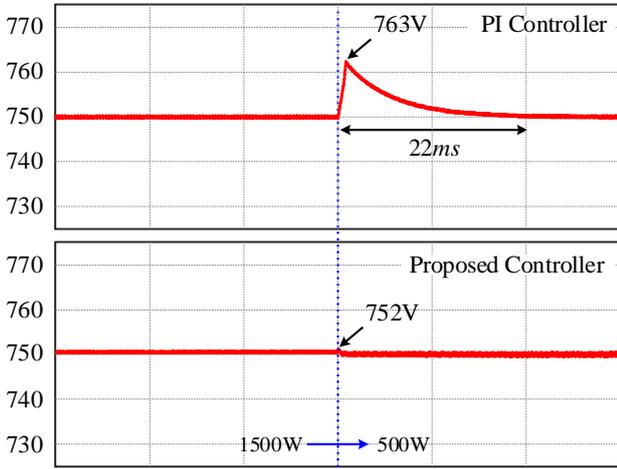


그림5 부하 변동시 과도응답 특성 비교 파형  
Fig.5 Transient Response Comparison Waveform under Load Variation

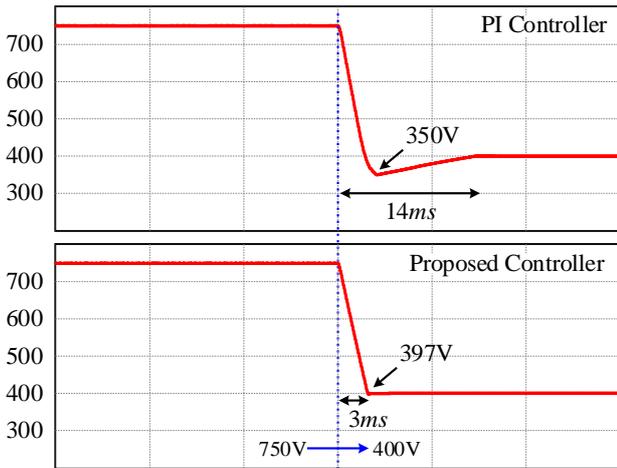


그림6 출력 전압 변동시 과도응답 특성 비교 파형  
Fig.6 Transient Response Comparison Waveform under Output Voltage Variation

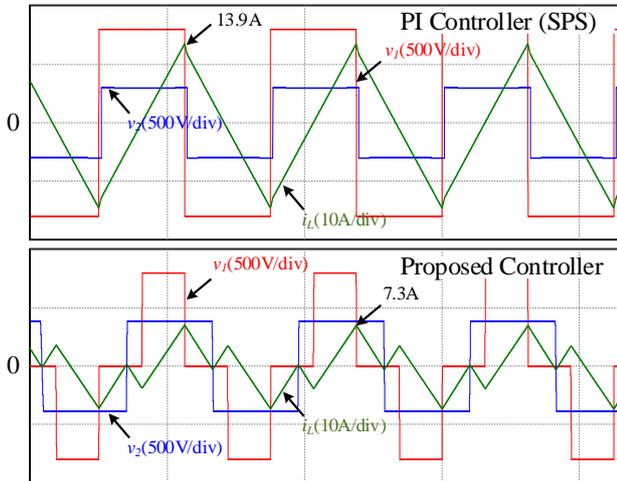


그림7 정상 상태 인덕터 전류 첨두치 비교 파형  
Fig.7 Inductor Current Peak Comparison Waveform in Steady State

간도 거의 소요되지 않는 것을 확인할 수 있다.

그림 6은  $V_{out}$  지령이 750V에서 400V으로 강압시켰을 때 과도 응답 특성을 비교한 파형이다. 기존 PI 제어기로 동작했을 때 전압이 350V까지 감소하고 정상상태까지 14ms가 소요된다. 이와 비교하여 제안하는 제어기로 동작했을 때 전압은 397V, 도달시간은 3ms임을 확인할 수 있다.

그림 7은 출력전압 400V, 부하 500W 조건에서 SPS로 제어했을 때와 제안하는 제어기를 적용했을 때의 정상 상태 파형이다. 출력전압이 400V이므로 전압비 1을 불충족하고 경부하이기 때문에, 기존 SPS로 제어할 경우 인덕터 전류 리플이 커지고 ZVS로 동작하지 않는다. 반면, 제안하는 제어기로 제어할 경우, 1차측에 영전압 구간을 추가하여 인덕터 전류 리플이 감소하여 ZVS 동작 및 도통 손실을 감소시킬 수 있다. 모의 실험 결과, 제안하는 제어기로 동작하였을 경우 인덕터 전류가 7.3A로 SPS로 동작했을 때(13.9A) 보다 약 47% 감소했음을 확인하였다. 이로 인해 정상 상태에서 도통 손실 감소 효과를 기대할 수 있다.

### 3. 결론

본 논문에서는 DAB 컨버터의 과도응답 특성 및 전류 리플 개선을 위한 MPC 기반 제어기를 설계하였다. 먼저, EPS 동작 중 영전압 구간의 계산식을 도출하였다. 또한, DAB 컨버터의 수학적 모델링을 통하여 제어 대상인 출력전압의 상태를 예측하였으며 이에 따른 비용함수를 계산하여 최적의 위상을 계산하였다. 이후, 계산한 위상에 따른 ZVS 달성 조건에 따른 영전압 구간을 계산하여 각 스위치 변조에 적용하였다.

모의 실험을 통하여 경부하 영역일 때, 설계한 제어기가 기존 제어기보다 과도 응답 특성이 개선되었으며 인덕터 전류 리플이 감소하였음을 확인하였다.

이 논문은 2021년도 정부(산업통상자원부)의 재원으로 한국에너지기술평가원의 지원(20212020800020, 통합형 최적설계 플랫폼 기반 초고효율 전력변환시스템 개발)과 산업통상자원부(MOTIE)와 한국에너지기술평가원(KETEP)의 지원을 받아 수행한 연구 과제입니다. (No. 20210501010020)

### 참고 문헌

- [1] 변병주. "듀얼-액티브-브리지 컨버터의 고효율 변조 기법." 국내 박사학위논문 건국대학교, 2020. 서울
- [2] L. Chen et al., "Predictive Control Based DC Microgrid Stabilization With the Dual Active Bridge Converter," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 67, no. 10, pp. 8944-8956, Oct. 2020, doi: 10.1109/TIE.2020.2965460.
- [3] L. Chen, S. Shao, Q. Xiao, L. Tarisciotti, P. W. Wheeler and T. Dragičević, "Model Predictive Control for Dual-Active-Bridge Converters Supplying Pulsed Power Loads in Naval DC Micro-Grids," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 35, no. 2, pp. 1957-1966, Feb. 2020, doi: 10.1109/TPEL.2019.2917450.