



저작자표시-비영리-변경금지 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

- 이 저작물을 복제, 배포, 전송, 전시, 공연 및 방송할 수 있습니다.

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.



비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.



변경금지. 귀하는 이 저작물을 개작, 변형 또는 가공할 수 없습니다.

- 귀하는, 이 저작물의 재이용이나 배포의 경우, 이 저작물에 적용된 이용허락조건을 명확하게 나타내어야 합니다.
- 저작권자로부터 별도의 허가를 받으면 이러한 조건들은 적용되지 않습니다.

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

이것은 [이용허락규약\(Legal Code\)](#)을 이해하기 쉽게 요약한 것입니다.

[Disclaimer](#)

공 학 석 사 학 위 논 문

배터리 충전기를 위한
DAB 컨버터의 전력회로 및 제어기 설계



2021년 2월

부 경 대 학 교 대 학 원

전 기 공 학 과

김 준 태

공 학 석 사 학 위 논 문

배터리 충전기를 위한 DAB 컨버터의 전력회로 및 제어기 설계

지도교수 김인동

이 논문을 공학석사 학위논문으로 제출함.



2021년 2월

부 경 대 학 교 대 학 원

전 기 공 학 과

김 준 태

김준태의 공학석사 학위논문을 인준함



위 원 장 공학박사 김 영 학 (인)

위 원 공학박사 노 의 철 (인)

위 원 공학박사 김 인 동 (인)

목 차

그림목차	iii
표 목 차	v
Abstract	vi
I. 서 론	1
II. DAB(Dual Active Bridge) 컨버터의 전력회로 설계	8
1. DAB 컨버터 해석	8
2. DAB 컨버터의 ZVS동작	11
3. DAB 컨버터의 제안된 설계 방법	14
III. 제안된 DAB 컨버터의 스위칭 기법	17
1. 스위칭 기법	17
가. SPS 방식	17
나. DPS 방식	18
다. TPS 방식	21
2. 제어변수 통합	23
3. 변압기 DC전류 제거 기법	27
IV. 배터리 충전을 위한 제안된 제어기 설계	31
1. 기존 배터리 충전기의 제어기	31
2. 제안하는 배터리 충전기의 제어기	33
V. 실험 결과	37
1. 실험 사양	37
2. 실험 파형	39

가. 스위칭 기법 비교	39
나. 정전류 제어	41
다. 변압기 DC전류 제거기법	46
라. 제안하는 제어기	47
 VI. 결론	 48
 참 고 문 헌	 49



그 립 목 차

그림 1 일반적인 배터리 충전기의 구조	1
그림 2 배터리 용량에 따른 OCV(Open Circuit Voltage)	2
그림 3 LLC 공진형 DC-DC 컨버터	3
그림 4 DAB DC-DC 컨버터	3
그림 5 DAB DC-DC 컨버터	8
그림 6 SPS 방식	9
그림 7 ZVS 동작시의 파형	11
그림 8-1 ZVS 동작(s1, s4 ON)	11
그림 8-2 ZVS 동작(all OFF, Dead Time)	12
그림 8-3 ZVS 동작(s2, s3 ON)	12
그림 9 각 파라미터별 DAB 컨버터 출력 특성(SPS방식)	14
그림 10 DAB 컨버터 설계 순서	16
그림 11 SPS 방식	17
그림 12-1 DPS 방식	18
그림 12-2 DPS 방식	18
그림 13 TPS 방식	21
그림 14 TPS 방식으로 동작 시 변압기 전압 파형	23
그림 15-1 α 의 변화에 따른 스위칭 방식 전환($M=1$)	25
그림 15-2 α 의 변화에 따른 스위칭 방식 전환($M>1$)	25
그림 15-3 α 의 변화에 따른 스위칭 방식 전환($M<1$)	26
그림 16 DAB 컨버터 스위칭에 따른 변압기 전류	27
그림 17 DAB 컨버터의 각 폴 전압에 따른 출력파형	28
그림 18 각 폴 전압의 듀티에 따른 변압기 DC전류파형	29
그림 19 기존 배터리 충전기의 제어기	31
그림 20 기존 제어기의 출력 파형	31
그림 21 제안하는 배터리 충전기 제어기(DC전류 제거 기법 미포함)	33
그림 22 제안하는 배터리 충전기 제어기(DC전류 제거 기법 포함)	34
그림 23 제안하는 제어기의 출력 파형	34
그림 24 양방향 직류전원 공급장치	38

그림 25 DAB 컨버터 실험 구성(전력회로, 제어보드)	38
그림 26 기존 SPS 스위칭	39
그림 27 제안하는 스위칭	39
그림 28 기존 스위칭과 제안하는 스위칭의 전류 비교	40
그림 29-1 $V_i = 500\text{ V}$, $V_o = 500\text{ V}$, $I_o = 5\text{ A}$ 정전류 제어 파형	41
그림 29-2 $V_i = 500\text{ V}$, $V_o = 500\text{ V}$, $I_o = 25\text{ A}$ 정전류 제어 파형	41
그림 30-1 $V_i = 500\text{ V}$, $V_o = 400\text{ V}$, $I_o = 5\text{ A}$ 정전류 제어 파형	42
그림 30-2 $V_i = 500\text{ V}$, $V_o = 400\text{ V}$, $I_o = 25\text{ A}$ 정전류 제어 파형	42
그림 31-1 $V_i = 500\text{ V}$, $V_o = 300\text{ V}$, $I_o = 5\text{ A}$ 정전류 제어 파형	43
그림 31-2 $V_i = 500\text{ V}$, $V_o = 300\text{ V}$, $I_o = 25\text{ A}$ 정전류 제어 파형	43
그림 32-1 $V_i = 500\text{ V}$, $V_o = 200\text{ V}$, $I_o = 5\text{ A}$ 정전류 제어 파형	44
그림 32-2 $V_i = 500\text{ V}$, $V_o = 200\text{ V}$, $I_o = 25\text{ A}$ 정전류 제어 파형	44
그림 33-1 $V_i = 500\text{ V}$, $V_o = 100\text{ V}$, $I_o = 5\text{ A}$ 정전류 제어 파형	45
그림 33-2 $V_i = 500\text{ V}$, $V_o = 100\text{ V}$, $I_o = 25\text{ A}$ 정전류 제어 파형	45
그림 34-1 변압기 DC전류 제거 전 파형	46
그림 34-2 변압기 DC전류 제거 후 파형	46
그림 35 제안하는 제어기의 출력파형	47

표 목 차

표 1 LLC 공진형 컨버터 vs DAB 컨버터	5
표 2 실험 사양	37



Jun Tae Kim

Department of Electrical Engineering, The Graduate School,
Pukyong National University

Abstract

Among the high frequency DC-DC converters widely used as battery chargers, the DAB converter is a simple DC-DC converter that can be implemented using two full bridge converters and a transformer without additional elements. For switching control of the DAB converter, the SPS method is difficult to use for a battery charger due to low efficiency in light load. As a result, the DPS and TPS methods has been studied, but they also have some disadvantage in that the number of waveforms according to the combination of control variables is large, and thus many control variables exists difficult to control. In addition, The mode change between separate CC and CV controller may cause severe chattering and transient phenomena.

In order to solve these shortcomings, in this paper SPS, DPS, and TPS were analyzed by related equations, and the switching methods are integrated into single control variable, thereby improving the converter efficiency and the THD of the transformer AC current. In addition, a new controller of the battery charging DAB converter is proposed to smooth the mode conversion between CC and CV by setting a new variable and to remove the DC current component of the transformer. Experimental circuits of the DAB converter were fabricated and their characteristics were verified.

I. 서 론

1. 연구배경

가. 배터리 충전기의 필요성

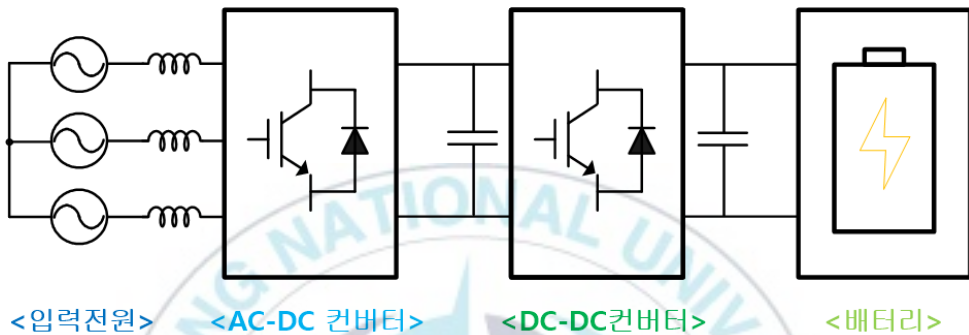


그림 1. 일반적인 배터리 충전기의 구조

현재 신재생에너지 및 ESS, 전기자동차, 스마트 그리드가 널리 사용됨에 따라 배터리 시장이 커지고 있으며 그에 따라 배터리 충전기의 수요도 늘어나고 있다. 일반적인 배터리 충전기의 구조는 그림1과 같으며 입력 전원에서 배터리로의 전력전달만 되는 단방향 컨버터로 이루어진다[1]. 하지만 스마트 그리드(Smart Grid), ESS(Energy Storage System)에 적용하기 위해서는 양방향 전력전달 기능을 가지는 양방향컨버터로 배터리 충전기를 구성하여야 한다. 뿐만 아니라 배터리 충전기의 경우 안정상의 이유로 절연이 필수적이므로 입력전원에 저주파 변압기를 사용하거나 DC-DC컨버터에 고주파 변압기를 사용하여 절연한다. 입력전원에 저주파 변압기를 사용하여 절연할 경우 변압기의 부피가 커지는 단

점이 있으므로 최근에는 고주파 변압기를 이용한 절연형 DC-DC컨버터를 사용하는 방식을 주로 사용한다. 이에 적합한 고주파 절연 양방향 DC-DC컨버터의 연구가 필요하다.

나. 배터리 충전특성을 고려한 DC-DC 컨버터 필요

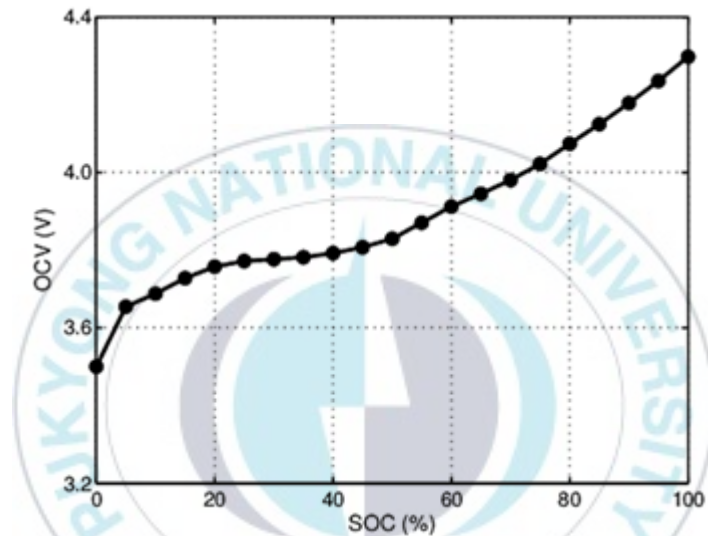


그림 2. 배터리 용량에 따른 OCV(Open Circuit Voltage)

그림2는 배터리 용량에 따른 셀 전압의 그래프이다. 배터리는 방전시 전압이 80%까지 감소하므로 이 특성을 고려하여 배터리충전용 양방향 절연형 DC-DC컨버터의 토폴로지를 선정해야한다. 양방향 절연형 DC-DC컨버터는 변압비가 1일 경우에 가장 효율이 좋고 1이 아닐 경우에 효율이 낮은 특성이 있다. 별도의 스위칭 기법을 통하여 변압비가 1이 아닌 경우에도 높은 효율을 갖는 양방향 절연형 DC-DC컨버터 선정이 필요하다.

2. 대표적인 양방향 절연형 DC-DC컨버터 비교

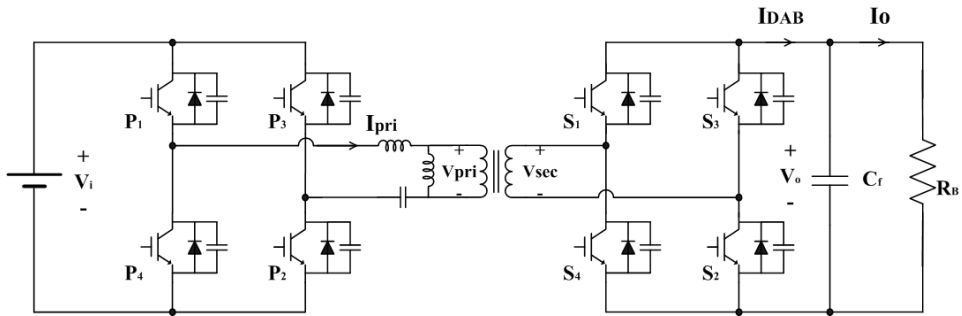


그림 3. LLC 공진형 DC-DC 컨버터

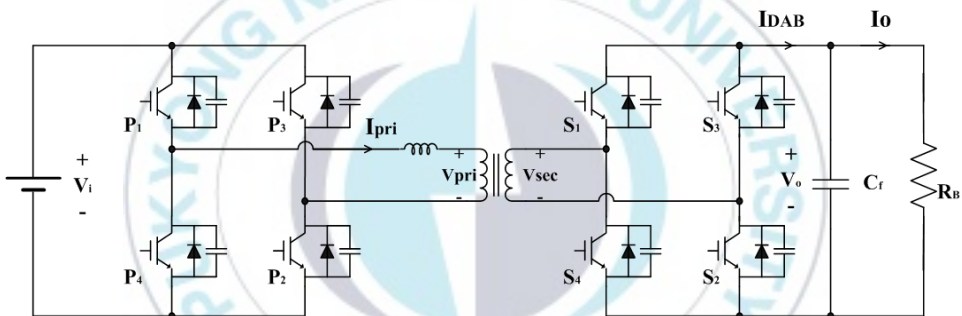


그림 4. DAB DC-DC 컨버터

양방향 절연형 DC-DC 컨버터의 대표적인 토폴로지는 LLC 공진형 컨버터와 DAB(Dual Active Bridge) 컨버터가 있다. 그림3은 LLC 공진형 컨버터의 회로도로 변압기와 직렬로 연결된 인덕터, 커패시터, 변압기 등가 자화 인덕턴스간의 공진을 이용하여 동작하는 특성을 가진다. 공진동작 특성상 공진주기를 정확히 맞추면 소프트 스위칭(Soft Switching)을 하여 높은 효율을 얻을 수 있지만 공진주기를 정확히 맞추지 못하면 하드 스위칭(Hard Switching)을 하게 되어 효율이 낮아진다. 또한 정격

부하가 아닌 경부하 동작을 하거나 변압비가 1이 아닌 동작을 하게 되면 큰 순환전류가 생겨 효율이 급격히 낮아질 수 있다. 그림4는 DAB 컨버터 회로도로서 변압기와 직렬 인덕터 또는 변압기와 변압기 등가 누설인덕턴스로 구성된다. 정격부하에서는 영전류 스위칭을 하지만 경부하일경우에 하드스위칭을 한다. 또한 변압비가 1이 아닌 조건에서 효율이 급격하게 낮아지는 특성이 있다. 위의 두 컨버터 모두 변압비가 1이 아니거나 경부하일 경우 효율이 낮지만 DAB 컨버터는 스위칭기법을 조절하여 효율을 높일 수 있는 방법이 있다. 또한 LLC 공진형 컨버터의 경우 DAB 컨버터와 다르게 별도의 공진용 커패시터를 추가해야하므로 시스템 용량이 커질수록 이 커패시터의 용량 또한 커지므로 부피, 가격이 추가되는 단점이 있다.[1]-[2]

표1. LLC 공진형 컨버터 vs DAB 컨버터

	LLC 공진형 컨버터	DAB 컨버터
대표도		
스위칭 소자 개수	8개	8개
변압기 개수	1개	1개
L 개수	1개	1개
C 개수	3개	2개
장점	1. 소프트스위칭 동작가능 2. 간단한 제어	1. 소프트스위칭 동작 가능 2. 경부하 제어기법 존재 3. 변압기 이용시 별도소자 필요X 4. 출력전압 제어가능
단점	1. 경부하시 많은 리플 2. 추가 커패시터 필요 3. 출력전압 제어 어려움	1. 고전압, 대용량 출력 어려움 2. 복잡한 제어 요구

3. DAB 컨버터 스위칭 방식

앞서 비교한 표를 토대로 배터리충전기용 양방향 절연형 DC-DC컨버터는 DAB 컨버터가 더 적합하다는 것을 알 수 있다. DAB 컨버터의 기존 스위칭 방식으로는 변압비가 1이 아닌 경우에 높은 효율을 얻을 수가 없다. 기존에 많이 사용되고 가장 간단한 스위칭 방식인 SPS(Single Phase Shift, 일반적으로 PSM으로 불림)방식은 변압기 1차측과 2차측의 듀티를 50%로 고정시키고 그 둘의 위상차를 이용하여 제어하는 방식이다. 이 방식은 변압비가 1일 경우에 소프트스위칭을 할 수 있고 효율이 좋지만 변압비가 1이 아닌 경우에는 큰 순환전류가 흐르고 소프트스위칭이 이루어지지 않아 효율이 낮다.[3]-[6] 또한 변압비가 1이 아닌 경우에 전류의 최대치가 급격하게 높아져 소자가 높은 스트레스를 받거나 파괴될 수 있다. 이를 보완하기 위해 변압기 1차측, 2차측의 듀티를 50%이하로 가변시키는 스위칭 방법이 있다. 변압기 1차측, 2차측 중 하나만 듀티를 50%이하로 가변하고 위상차로 제어하는 DPS(Dual Phase Shift)[7], 1차측, 2차측 둘 다 듀티를 50% 이하로 가변하고 위상차로 제어하는 TPS (Triple Phase Shift)방식이 제안되었으나 제어변수가 많고 출력의 경우의 수가 많기 때문에 널리 쓰이지 않는다.[8]-[9] 또한 DAB 컨버터의 회로파라미터를 결정할 경우 스위칭기법, 인덕턴스, 스위칭 주파수, 부하조건에 따라 달라지는데 이러한 설계기준의 확립이 필요하다. 또한 DAB 컨버터는 각 스위치의 ON/OFF 시간이 동일해야 변압기에 DC전류가 만들어지지 않으나 실제 구성 시에 변압기 DC전류가 만들어

저 포화될 수 있으므로 이를 제거하는 기법도 필요하다.

따라서 본 논문에서는 DAB 컨버터의 스위칭기법에 대해 분석하고 각 기법들을 최적의 조건으로 제어하는 방법, 변압기 DC전류제거 기법, DAB 컨버터의 설계기준을 제안한다.



Ⅱ. DAB(Dual Active Bridge) 컨버터의 전력회로 설계

1. DAB 컨버터 해석

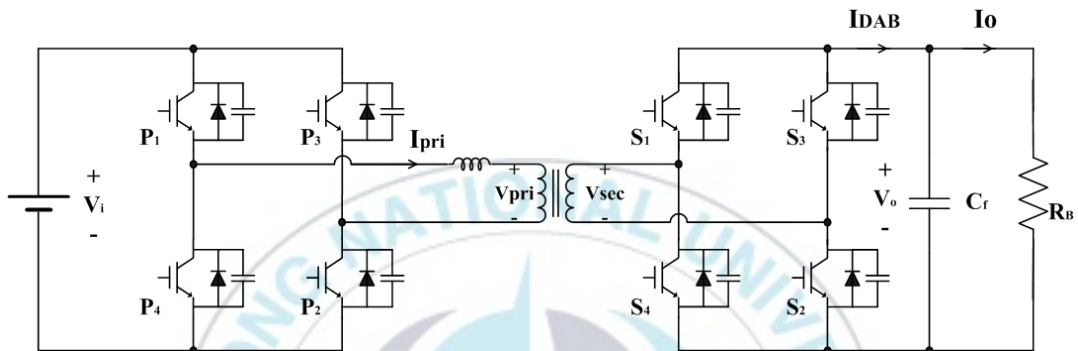


그림 5. DAB DC-DC 컨버터

DAB 컨버터는 <그림5>와 같이 풀 브릿지 컨버터 2개와 변압기, 인덕터, 입출력 커패시터로 구성되어 있다. 일반적으로 입력커패시터는 DC 링크전압을 유지하기 위하여 극성이 있는 전해커패시터를 사용하고 출력커패시터는 DAB출력특성을 고려하여 극성이 없고 높은 전류를 수용하는 필름커패시터를 사용한다. 인덕터의 경우 별도로 부착하기도 하지만 변압기의 누설인덕턴스 성분을 이용하여 구현하면 더 경제적인 뿐 아니라 부피 또한 줄일 수 있다.

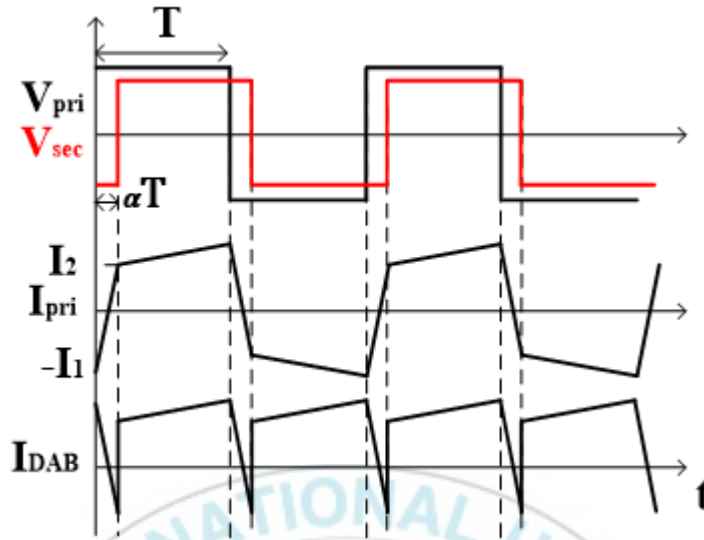


그림 6. SPS 방식

DAB 컨버터의 스위칭 기법 중 가장 널리 쓰이는 방식은 SPS방식이다. <그림6>과 같이 변압기 1차 측과 2차 측의 듀티를 50%로 고정시킨 후 둘의 위상차를 이용하여 제어하는 방식이다. 이 방식은 구현이 간단하고 일정 부하 이상에서는 ZVS동작이 되어 높은 효율을 얻을 수가 있다. 하지만 일정부하 이하거나 변압비가 1이 아닌 경우 높은 피크전류, 큰 순환전류, 하드스위칭이 될 수 있으므로 이에 대한 분석도 해야 한다. <그림6>의 $\alpha, I_1, I_2, I_{DAB,avg}$ 의 수식은 아래와 같다.

$$I_1 = \frac{T}{2L}(2V_o\alpha + V_i - V_o) \dots\dots\dots \text{식(2-1)}$$

$$I_2 = \frac{T}{2L}(2V_i\alpha - V_i + V_o) \dots\dots\dots \text{식(2-2)}$$

$$I_{DAB,avg} = \frac{(1-\alpha)\alpha TV_i}{L} \dots\dots\dots \text{식(2-3)}$$

$$\frac{V_{pri} - V_{sec}}{L} = \frac{dI_{pri}}{dt} \dots\dots\dots \text{식(2-4)}$$

SPS 방식으로 스위칭 할 경우 $I_{DAB,avg}$ 는 회로 파라미터 T, V_i, L 와 위상차 α 에 의해 결정된다. 식에 따르면 d 의 값이 0.5 이상 이 되면 출력전류가 낮아지므로 α 의 값은 0.5로 제한한다. α 가 증가하면 $I_{DAB,avg}$ 의 크기가 증가하지만 동시에 I_{DAB} 의 음의 전류가 커지므로 전체 순환전류가 커지는 것을 알 수 있다. 식(2-5)에 따라 V_{pri}, V_{sec} 의 차로 I_{pri} 의 기울기가 결정되므로 V_{pri} 와 V_{sec} 비율이 중요하다. V_{pri}, V_{sec} 의 차이가 클수록 I_{pri} 기울기가 커지고 I_1, I_2 값이 커지게 된다. I_1, I_2 값이 커짐에 따라 순환전류가 많이 발생하고 ZVS 동작에 제한이 생기므로 SPS 방식은 $V_{pri} = V_{sec}$ 일 때 가장 효율이 좋은 것을 알 수 있다. $V_{pri} \neq V_{sec}$ 일 경우에 높은 효율을 내기 위해서는 별도의 스위칭 방식이 필요하다.

2. DAB 컨버터의 ZVS 동작

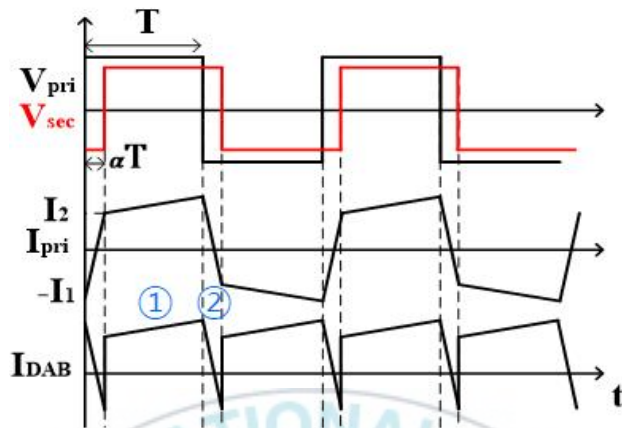


그림 7. ZVS동작시의 파형

ZVS는 변압기에 직렬 연결된 인덕터와 스위치의 병렬 커패시터에 의해 동작한다. ZVS는 <그림7>의 ①, ②의 구간 사이에서 V_{pri} 의 부호가 바뀔 때 동작한다.

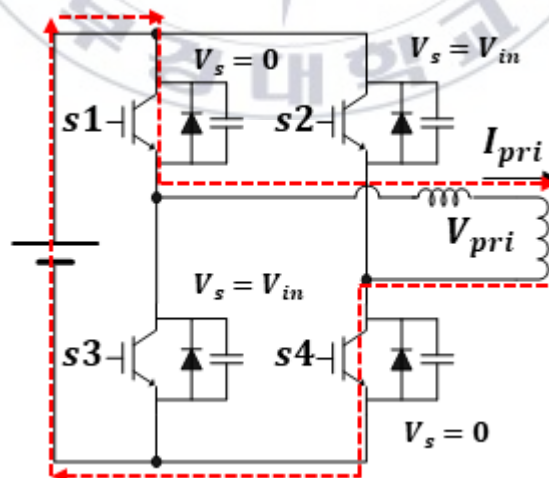


그림 8-1. ZVS동작(s1, s4 ON)

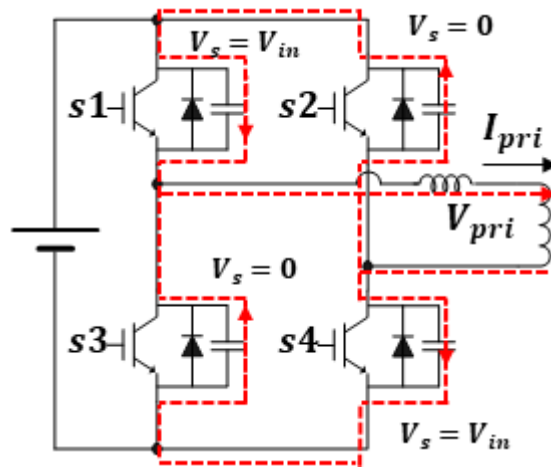


그림 8-2. ZVS동작(all OFF, Dead Time)

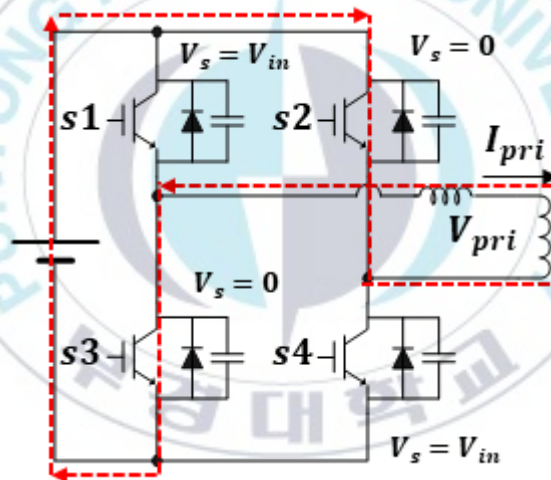


그림 8-3. ZVS동작(s2, s3 ON)

<그림8-1>은 ①구간을 나타내는 ZVS 동작이다. 이 구간에는 s1, s4이 켜져 V_{pri} , I_{pri} 는 양의 값을 갖는다. 각 스위치의 전압은 $V_{s1}=0V$, $V_{s2}=V_i$, $V_{s3}=V_i$, $V_{s4}=0V$ 이다. <그림8-2>는 ①구간이 끝난 직후에 데드타임(Dead Time)으로 생기는 모든 스위치가 꺼져있는 구간이다. 모

든 스위치가 꺼져있어 전원의 영향은 받지 않지만 변압기 직렬 인덕터에 흐르는 전류로 인해 s2, s3의 커패시터에 저장되어 있는 전압이 방전되어 s1, s4의 커패시터로 충전되게 된다. 이에 따라 $V_{s1} = V_i$, $V_{s2} = 0V$, $V_{s3} = 0V$, $V_{s4} = V_i$ 으로 ①구간에서의 충전전압과 반대가 된다. <그림8-3>은 데드타임이 끝난 후 스위칭을 하는 구간이다. s2, s3가 켜지는 구간에서 $V_{s2} = 0V$, $V_{s3} = 0V$ 이므로 ZVS(Zero Voltage Switching)이 이루어지게 된다. ZVS가 이루어지는 조건을 수식으로 표현하면 아래와 같다.

$$\frac{1}{2}LI_1^2 \geq 2 \cdot \frac{1}{2}C_{oss}V_i^2 \dots\dots\dots \text{식(2-5)}$$

$$I_1 \geq \sqrt{\frac{2C_{oss}V_i^2}{L}} \dots\dots\dots \text{식(2-6)}$$

에너지 관점에서 인덕터가 가지고 있는 에너지가 커패시터 2개의 에너지보다 커야 커패시터가 방전이 되고 ZVS 동작이 되는 것을 알 수 있다.

3. DAB 컨버터의 제안된 설계 방법

DAB 컨버터는 SPS 방식을 기준으로 설계해야 Worst Case를 고려 할 수 있다. 기존에 나와 있는 효율을 높이기 위한 스위칭방법을 사용하면 SPS 방식보다 더 좋은 효율을 가지기 때문이다.

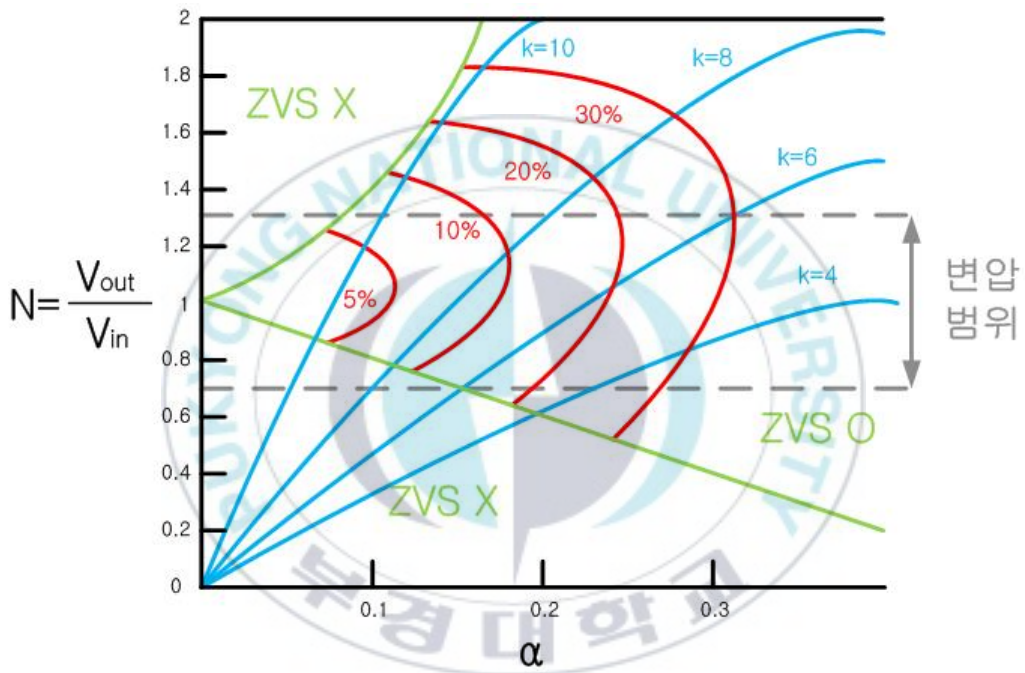


그림 9. 각 파라미터별 DAB 컨버터 출력 특성(SPS방식)

<그림9>는 SPS방식으로 DAB 컨버터를 구동하였을 경우 각 파라미터 별 출력특성을 나타내는 그림이다. 파란선은 $k(= \frac{TR}{L}, \text{회로상수})$, 초록 선은 ZVS 동작범위, 빨간선은 무효전력성분의 전류(Reactive Current)를 나타낸다. SPS 방식의 경우 α (위상차)값에 따라 출력전력의 크기가 결

정이 된다. 하지만 앞서 말했듯이 α 값이 커지면 무효전력성분 전류가 커져 도통손이 커지게 되므로 α 의 범위를 정하는 것도 중요하다. α 의 범위를 정하면 k 값에 따라 N 이 정해지게 된다. α , k , N 의 범위가 정해지면 α 의 분해능을 확인해 봐야한다. DAB 컨버터 특성상 고주파로 동작을 하게 되는데 고주파 구형파의 위상을 조절하기 위해서는 높은 분해능이 필요하다. 따라서 사용할 MCU의 분해능에 따른 출력의 분해능을 확인하여 설계하여야 한다.[3]

DAB 컨버터의 출력 특성상 음의전류가 흐르기 때문에 출력전류의 경우 필름커패시터를 주로 사용한다. 이에 따라 부하 측 필름커패시터 선정은 필름커패시터 최대 전류, 커패시턴스를 고려하여야 한다. 최대 전류의 경우 식(2.1)~(2.3)을 참고하여 계산하고, 커패시턴스의 경우 부하와 커패시터를 RC회로로 등가적으로 구성하여 전압 리플을 기준으로 계산하면 아래와 같은 수식을 얻을 수 있다.

$$\Delta V = V_o(1 - e^{-\frac{t}{RC}}), t = \frac{1}{2f_{sw}} \dots\dots\dots \text{식(2-7)}$$

이와 같이 변압비, 회로상수, 무효전력성분, ZVS구간을 고려한 DAB 컨버터 설계순서는 다음과 같다.

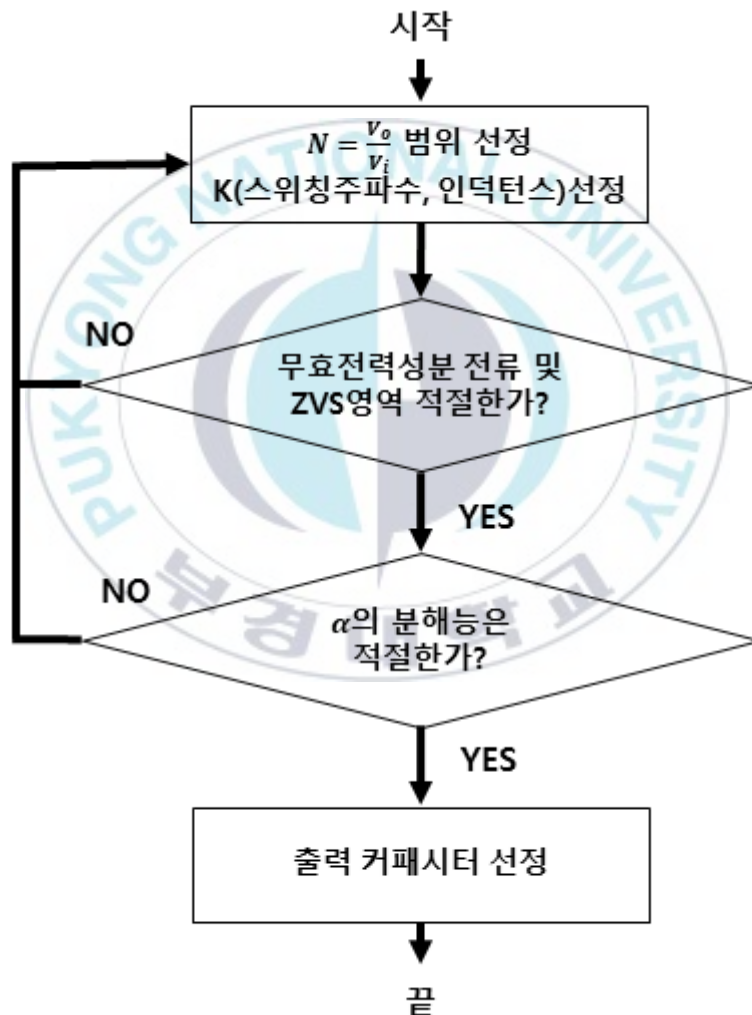


그림 10. DAB 컨버터 설계 순서

Ⅲ. 제안된 DAB 컨버터의 스위칭 기법

1. 스위칭 기법

가. SPS 방식

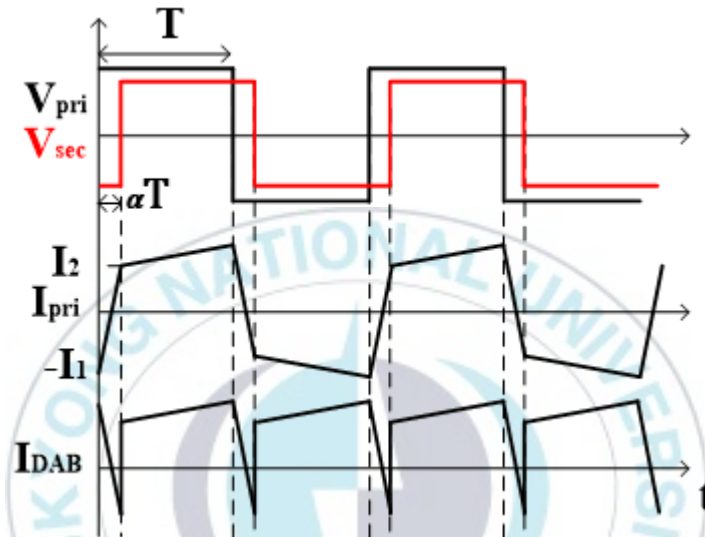


그림 11. SPS 방식

DAB 컨버터의 스위칭 기법 중 가장 많이 쓰이는 방식은 <그림11>과 같은 SPS 방식이다. SPS 방식은 변압기 1차 측과 2차 측 전압의 듀티를 50%로 고정하고 그 둘 사이의 위상차를 통해 출력을 제어하는 방식으로 간단하게 구현할 수 있다. 하지만 변압비가 1이 아니면 큰 순환전류가 생기고 경부하일 경우 소프트 스위칭 동작이 이루어지지 않아 제약 조건이 많다. 이를 보완하여 출력전압범위, 부하범위를 넓히기 위한 스위칭 기법이 기존에 많이 제안되었다.

나. DPS 방식

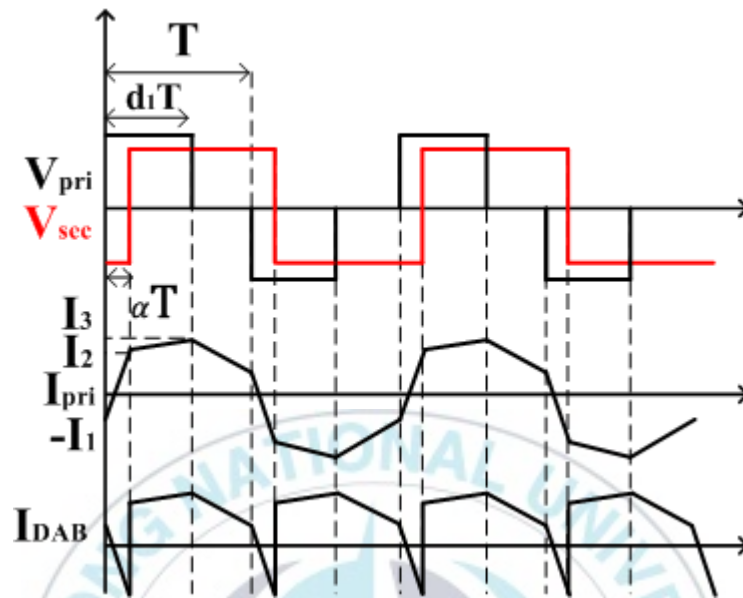


그림 12-1. DPS 방식

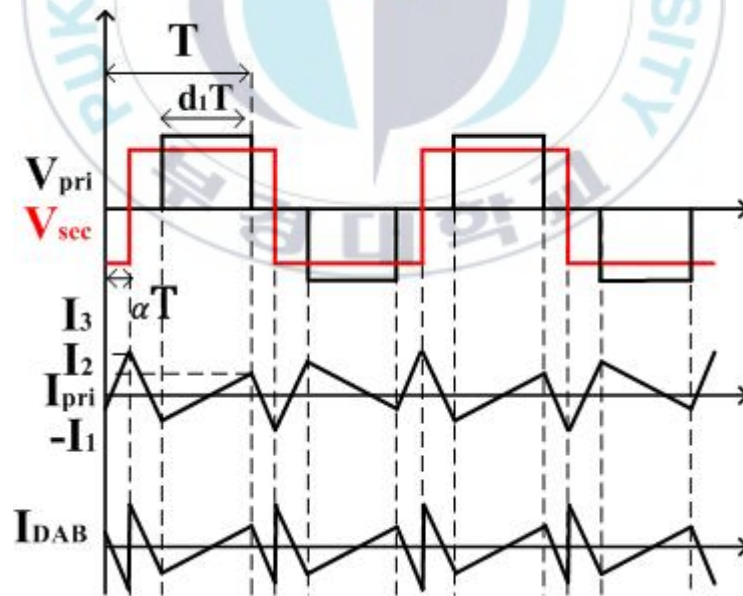


그림 12-2. DPS 방식

〈그림12〉은 DPS(Dual Phase Shift)방식의 출력파형이다. 기존 SPS 방식을 보완하기 위하여 변압기 1차 측, 2차 측 전압 중 하나는 50% 고정 듀티, 나머지는 듀티 50%이하로 만들고 그 둘의 위상차를 통해 출력을 제어하는 방식이다. 예를 들어 변압기 1차 측 듀티를 d_1 , 2차 측 듀티를 고정 듀티로 놓고 위상차를 α 라 하면 d_1, α 조합에 의해 〈그림12-1〉과 〈그림12-2〉의 전류파형이 나오게 되며 DAB 컨버터의 I_{DAB} 전류의 평균 값이 출력전류가 되게 된다.[10]

DPS 방식의 ZVS 조건은 아래와 같다.

$$I_1 > 0, I_2 > 0, I_3 > 0 \quad \dots\dots\dots \text{식(2-8)}$$

〈그림12-1〉의 I_1, I_2, I_3 의 모델링 식을 표현하면 다음과 같다.

$$I_1 = -\frac{V_i}{4fL} \left(-\frac{1}{2} - \frac{d_1}{2} + N - 2N\alpha \right) \quad \dots\dots\dots \text{식(3-1)}$$

$$I_2 = \frac{V_i}{4fL} \left(N + 2\alpha + \frac{1}{2} - \frac{d_1}{2} \right) \quad \dots\dots\dots \text{식(3-2)}$$

$$I_3 = \frac{V_i}{4fL} \left(\frac{1}{2} + \frac{d_1}{2} - Nd_1 + 2N\alpha \right) \quad \dots\dots\dots \text{식(3-3)}$$

〈그림12-1〉의 I_1, I_2, I_3 의 모델링 식을 표현하면 다음과 같다.

$$I_1 = -\frac{V_i}{4fL} \left(-\frac{1}{2} - \frac{d_1}{2} + N + 2N\alpha \right) \quad \dots\dots\dots \text{식(3-4)}$$

$$I_2 = \frac{V_i}{4fL} \left(\frac{1}{2} + \frac{d_1}{2} - Nd_1 + 2N\alpha \right) \dots\dots\dots \text{식(3-5)}$$

$$I_3 = \frac{V_i}{4fL} \left(N + \frac{1}{2} - \frac{d_1}{2} \right) \dots\dots\dots \text{식(3-6)}$$

N 은 입출력 변압비이며, 각 파라미터는 $0 < d_1, \alpha \leq 1$ 의 조건을 만족한다. DPS 방식의 경우 제어변수가 d_1, α 로 2개이며 가장 기본적인 스위칭 방식인 SPS 방식보다 1개 더 많으며 SPS 방식과 동일하게 α 의 부호에 따라 전력전달 방향이 결정이 된다. α 가 양의 값일 경우 전력은 변압기 1차 측에서 2차 측으로 전달되고 α 가 음의 값일 경우 전력은 변압기 2차 측에서 1차 측으로 전달된다. DPS 방식은 경부하조건, 변압비가 1이 아닌 조건에서 좋은 효율을 내기위해 널리 쓰이는 방식이지만 제어변수가 2개이므로 이를 고려하여야 한다.

다. TPS 방식

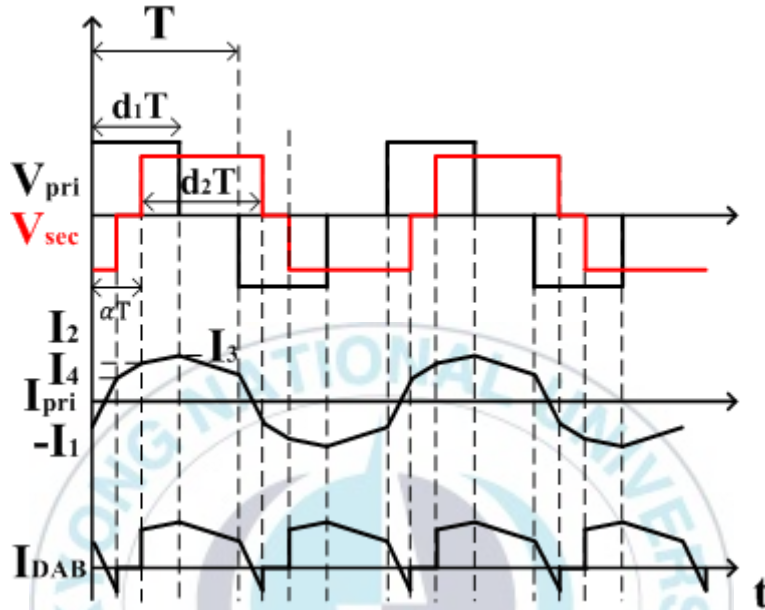


그림 13. TPS 방식

<그림13>은 TPS(Triple Phase Shift)방식의 출력파형이다. 기존 SPS 방식과 DPS 방식을 보완하기 위하여 변압기 1차 측, 2차 측 전압을 둘 다 듀티 50%이하로 만들고 그 둘의 위상차를 통해 출력을 제어하는 방식이다. 예를 들어 변압기 1차 측 듀티를 d_1 , 2차 측 듀티를 d_2 로 놓고 위상차를 α 라 하면 d_1 , d_2 , α 조합에 의해 <그림13>과 같은 출력파형이 나오게 된다. TPS 방식 또한 d_1 , d_2 , α 관계에 의해 여러 가지 출력파형이 나올 수 있지만 DPS 방식과 유사한 파형이므로 <그림13>의 출력파형에 대해서만 수식으로 풀면 아래의 식과 같다.

DPS 방식의 ZVS 조건은 다음과 같다.

$$I_1 > 0, I_2 > 0, I_3 > 0, I_4 > 0 \dots\dots\dots \text{식(3-7)}$$

<그림13>의 I_1, I_2, I_3, I_4 의 모델링 식은 다음과 같다.

$$I_1 = -\frac{V_i}{8fL}(-1-d_1+N(1-d_2+2d_1-4\alpha)) \dots\dots\dots \text{식(3-8)}$$

$$I_2 = \frac{V_i}{8fL}(-3-d_1+2d_2+4\alpha+N(1+d_2)) \dots\dots\dots \text{식(3-9)}$$

$$I_3 = \frac{V_i}{8fL}(-1-d_1-4\alpha+N(1+d_2)) \dots\dots\dots \text{식(3-10)}$$

$$I_4 = \frac{V_i}{8fL}(-1-d_1+N(3-d_2-4\alpha)) \dots\dots\dots \text{식(3-11)}$$

각 파라미터는 $0 < d_1, d_2, \alpha \leq 1$ 의 조건을 만족한다. TPS 방식의 경우 제어변수가 d_1, d_2, α 로 3개이며 앞서 설명한 DPS 방식보다 제어변수가 1개 더 많다. TPS 방식 또한 동일하게 α 의 부호에 따라 전력전달 방향이 결정이 된다. TPS 방식은 DPS 방식보다 더 작은 부하, 더 큰 변압비에 좋은 효율을 낼 수 있지만 제어변수가 많고 제어 변수에 따른 출력파형의 경우의 수가 많아 널리 쓰이지 않으므로 TPS 방식을 사용하기 위해서는 제어 변수의 통합이 필요하다.

2. 제어변수 통합

앞서 언급한 스위칭기법을 적용하기 위해서는 부하조건이나 변압비에 따라서 SPS, DPS, TPS의 전환이 되는 제어변수 통합기법이 필요하다.[11]

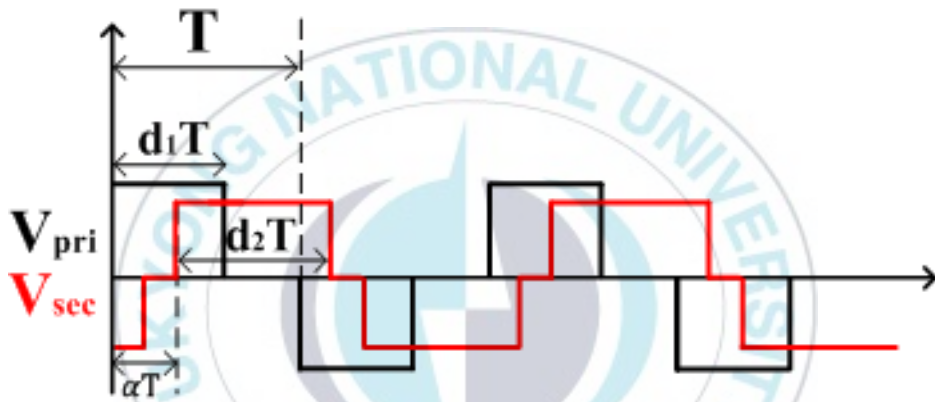


그림 14. TPS 방식으로 동작 시 변압기 전압 파형

〈그림14〉는 DAB 컨버터 동작 시 변압기의 전압이다. 변압기 1차 측과 2차 측에 인가되는 전압의 크기를 V_i, V_o, d_1, d_2 으로 등가적으로 표현하면 아래 수식과 같다.

$$V_{pri} = V_i \sin(d_1 \pi) \dots\dots\dots \text{식(3-12)}$$

$$V_{\text{sec}} = V_o \sin(d_2\pi) \dots\dots\dots \text{식(3-13)}$$

또한 V_{pri} , V_{sec} 의 위상차를 α , 변압기의 권선 비를 $K = \frac{n_2}{n_1}$ 라 하고 V_{pri}

에 대한 V_{sec} 의 페이저도를 수식으로 나타내면 다음과 같다.

$$KV_{pri} = V_{sec} \cos \alpha \quad \dots\dots\dots \text{식(3-14)}$$

$$KV_i \sin(d_1 \pi) = V_o \sin(d_2 \pi) \cos \alpha \quad \dots\dots\dots \text{식(3-15)}$$

$$M \sin(d_1 \pi) = \sin(d_2 \pi) \cos \alpha, \quad M = \frac{KV_i}{V_o} \quad \dots\dots\dots \text{식(3-16)}$$

식(3-16)을 테일러 급수로 전개하면

$$\begin{aligned} & (\pi Md_1 - \frac{1}{3!}(\pi Md_1)^3 + \frac{1}{5!}(\pi Md_1)^5 - \dots)(1 - \frac{1}{2}\alpha^2 + \frac{1}{4!}\alpha^4 - \dots) \\ & = M(\pi d_1 - \frac{1}{3!}(\pi d_1)^3 + \frac{1}{5!}(\pi d_1)^5 - \dots) \quad \dots\dots\dots \text{식(3-17)} \end{aligned}$$

d_1 , α 는 1보다 작으므로 식(3-17)을 근사화 하면

$$d_1 \approx \frac{\sqrt{3}}{\pi \sqrt{1-M^2}} \alpha \quad \dots\dots\dots \text{식(3-18)}$$

$$d_2 = Md_1 \approx \frac{\sqrt{3} M}{\pi \sqrt{1-M^2}} \alpha \quad \dots\dots\dots \text{식(3-19)}$$

$K=1$ 일 경우 식(3-18)~(3-19)은 승압조건이므로 강압조건은

$$d_1 \approx \frac{\sqrt{3}}{\pi \sqrt{M^2 - 1}} \alpha \dots\dots\dots \text{식(3-20)}$$

$$d_2 = M d_1 \approx \frac{\sqrt{3} M}{\pi \sqrt{M^2 - 1}} \alpha \dots\dots\dots \text{식(3-21)}$$

으로 정리할 수 있다.

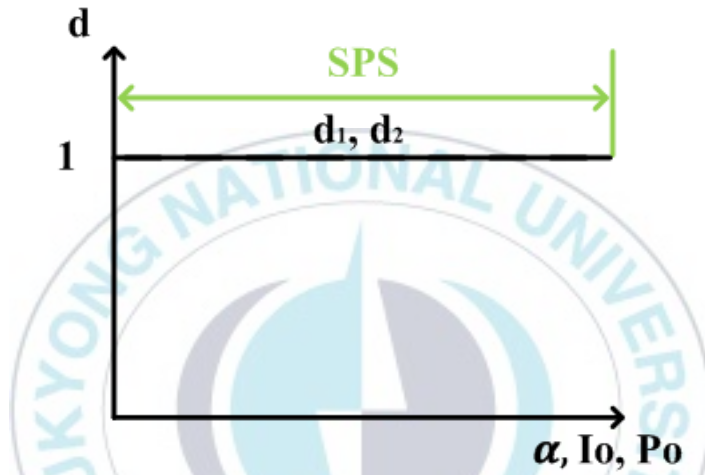


그림 15-1. α 의 변화에 따른 스위칭 방식 전환(M=1)

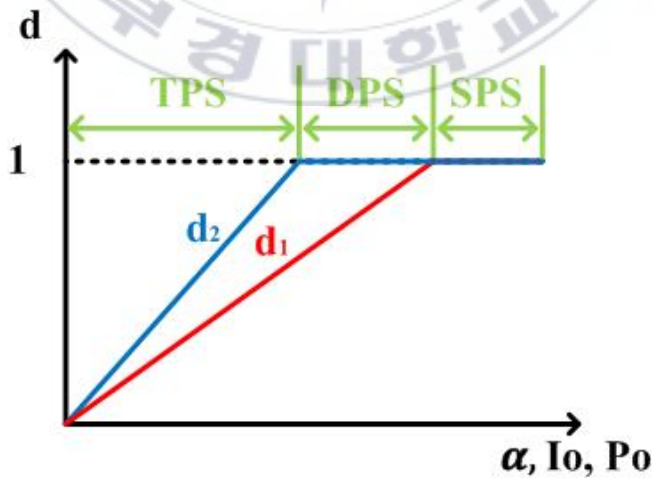


그림 15-2. α 의 변화에 따른 스위칭 방식 전환(M>1)

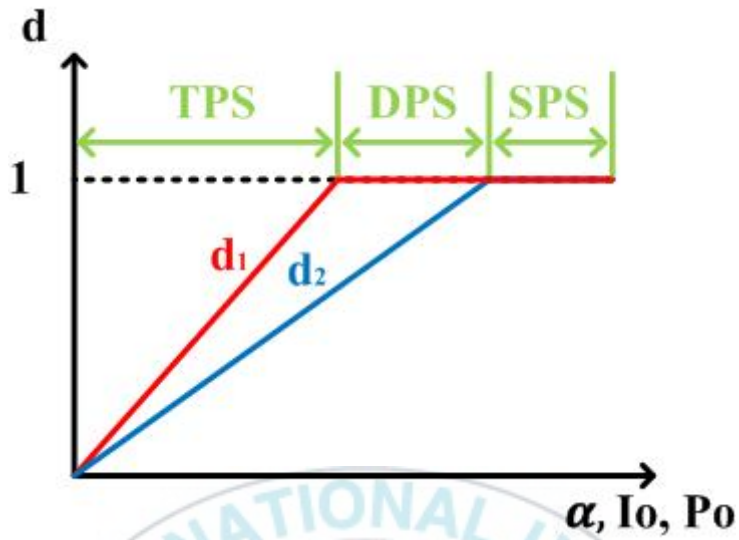


그림 15-3. α 의 변화에 따른 스위칭 방식 전환($M < 1$)

식(3-18)~(3-21)의 수식과 같이 α 값에 따라서 d_1, d_2 가 결정되게 되고 이를 DAB 컨버터에 적용하면 출력을 나오게 된다. α 와 M 에 따라서 스위칭 방식이 전환되는 것을 그림15로 확인할 수 있다.

3. 변압기 DC전류 제거 기법

DAB 컨버터와 같이 변압기가 있는 토폴로지의 경우 실제적인 회로에서 변압기의 포화를 고려하여 스위칭을 해야 한다. 이상적인 스위치의 경우 스위치 ON/OFF 시간이 동일하나 실제 스위치는 그렇지 않다. 특히 DAB 컨버터와 같은 높은 주파수를 사용하는 회로는 게이트 드라이버 ON/OFF 저항, 스위치 내부 특성의 비대칭에 민감하게 반응하며 이를 고려하지 않고 회로를 구동할 경우 회로소자가 큰 스트레스를 받거나 파손될 수 있다. 변압기의 DC전류를 없애기 위한 DC 블로킹 커패시터를 부착하기도 하지만 전력회로에 사용되는 커패시터는 가격, 부피, 무게 면에서 경제적이지 못하다. 이에 따라 별도 수동소자 없이 DAB 컨버터에서 변압기의 DC전류를 없앨 수 있는 기법을 제안한다.

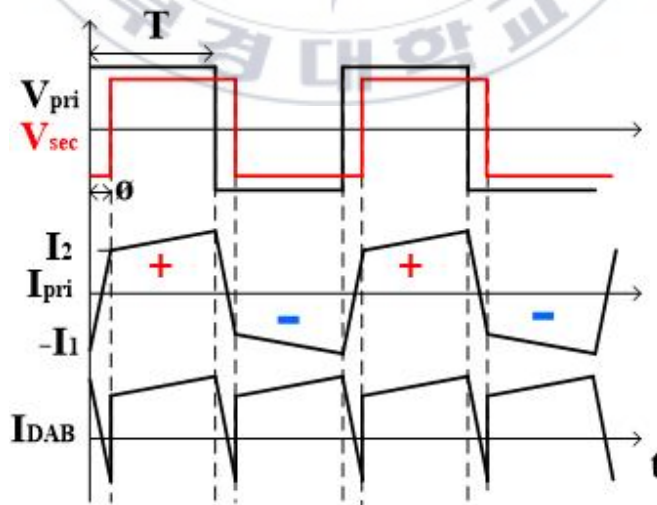


그림 16. DAB 컨버터 스위칭에 따른 변압기 전류

<그림16>은 DAB 컨버터 스위칭에 따른 변압기 전류의 파형이다. 이상적인 스위치를 사용할 경우에는 I_{pri} 의 평균값은 0이지만 게이트 드라이버 ON/OFF 저항, 스위치 내부특성 비대칭 등으로 인하여 I_{pri} 의 평균값이 0이 아닌 일정한 값을 가져 변압기의 포화를 야기할 수 있다.

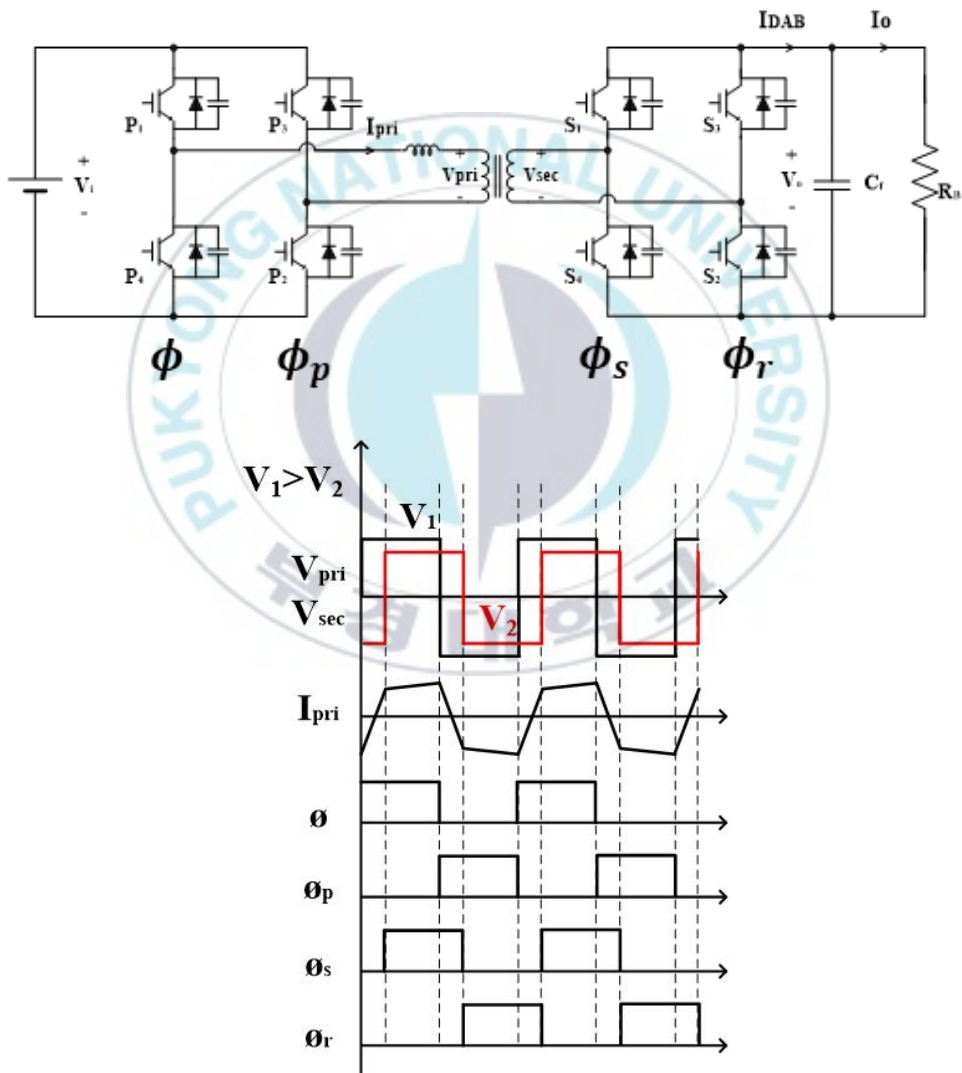


그림 17. DAB 컨버터의 각 폴 전압에 따른 출력파형

〈그림17〉은 DAB 컨버터의 각 폴 전압에 따른 출력파형이다. 앞서 설명한 DAB 컨버터 스위칭 기법은 모두 폴 전압 듀티가 50%로 고정되어 있다. 이 상태에서 각 폴 전압의 위상차에 따라서 SPS, DPS, TPS가 정해지는데 이 듀티가 50%가 아닐 때 변압기에 DC전류가 흐를 수 있다. 따라서 실제 회로 구성 시에 게이트 드라이버, 스위치 내부특성에 따라 실제 출력 듀티 비가 변할 수 있으므로 변압기 DC전류를 검지 한 후 게이트 입력신호의 듀티를 조절하여 실제 스위치가 켜지는 듀티를 50%로 맞추면 변압기의 DC전류를 없앨 수 있다.

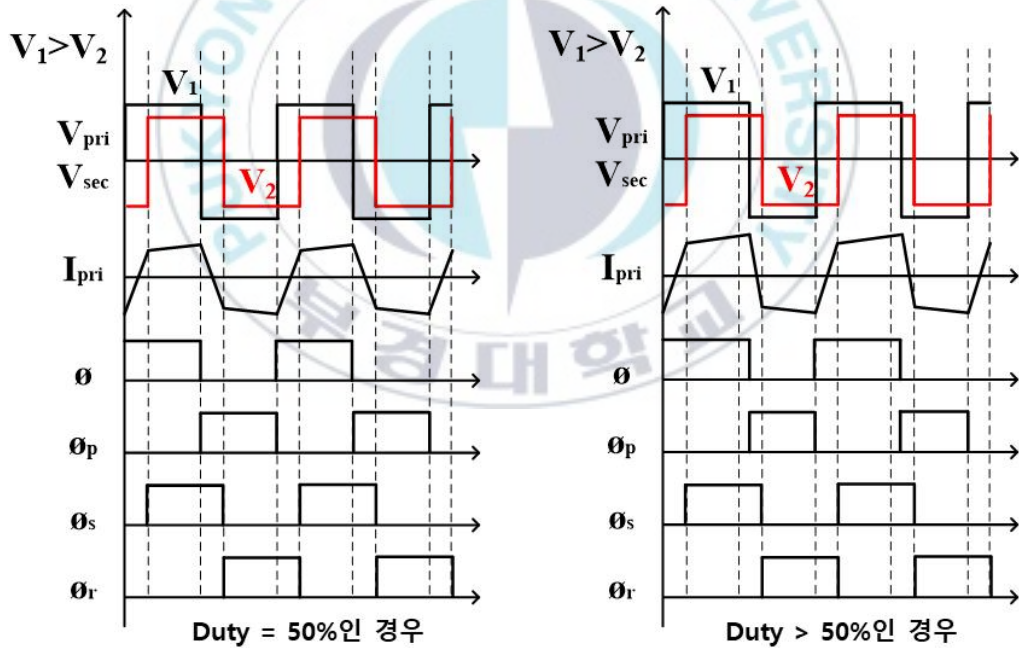


그림 18. 각 폴 전압의 듀티에 따른 변압기 DC전류파형

<그림18>은 DAB 컨버터의 각 폴 전압의 듀티에 따른 변압기 DC전류의 파형이다. ϕ 의 듀티가 50%이상이고 ϕ_p 의 듀티가 50%이하일 경우 변압기에 양의 DC전류가 만들어지게 되고 이를 수식으로 표현하면

$$\phi > 0.5, \phi_p < 0.5 \dots\dots\dots \text{식(3-22)}$$

$$\phi + \phi_p = 1 \dots\dots\dots \text{식(3-23)}$$

ϕ 의 듀티가 50%이하이고 ϕ_p 의 듀티가 50%이상일 경우 변압기에 양의 DC전류가 만들어지게 되고 이를 수식으로 표현하면

$$\phi < 0.5, \phi_p > 0.5 \dots\dots\dots \text{식(3-24)}$$

$$\phi + \phi_p = 1 \dots\dots\dots \text{식(3-25)}$$

이와 같은 원리로 실제 실험 시 변압기의 전류를 검지하여 DC전류를 제거하는 스위칭을 할 수 있다.

IV. 배터리 충전을 위한 제안된 제어기 설계

1. 기존 배터리 충전기의 제어기

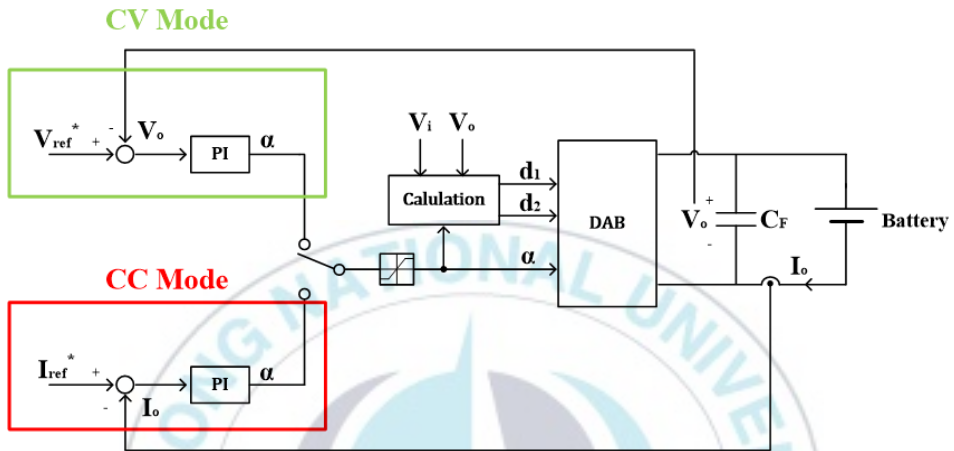


그림 19. 기존 배터리 충전기의 제어기

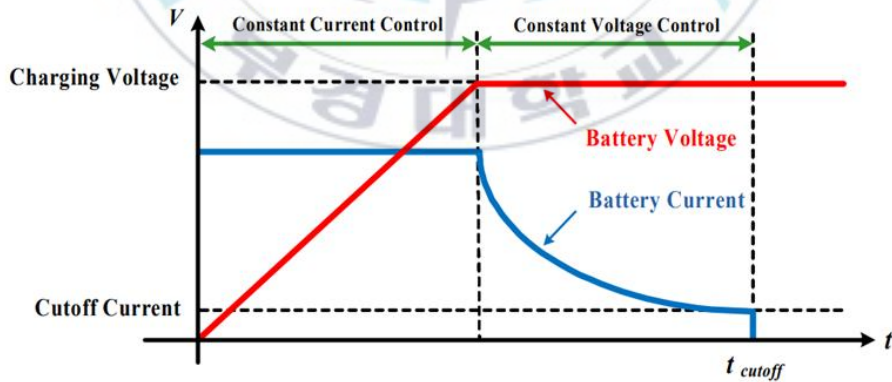


그림 20. 기존 제어기의 출력 파형

<그림19>은 기존 배터리 충전기의 제어기이고 <그림20> 제어기의 출력 파형이다. 일반적으로 배터리의 특성을 고려하여 정전류(CC,

Constant Current)모드를 유지하다가 일정전압 이상이 되면 정전압(CV, Constant Voltage)모드로 전환된다. 배터리의 전압을 기준으로 정전압 제어를 하게 되면 배터리에 과전류가 흘러 배터리가 높은 스트레스를 받거나 소손될 수 있기 때문에 초기에는 정전류 제어를 한다. 정전류 제어가 유지되면서 일정 전압 이상이 되면 정전압 제어로 전환되어 완충상태를 유지한다. 정전류-정전압 제어를 기준전압으로 결정하므로 제어기 설계가 간단하다는 장점이 있지만 정전류 모드, 정전압 모드에 대해 각각 PI제어기를 설계해야하고 모드 변경 시 기준전압이 흔들리면 정전류-정전압 모드 간에 채터링 현상이 발생할 수 있으므로 히스테리시스를 넣어줘야 한다. 또한 모드 전환시 과도상태가 발생할 수 있으므로 정전압 제어 PI제어기, 정전류 제어 PI제어기의 Igain값을 같은 값으로 설정하여야 하는 단점이 있다.

2. 제안하는 배터리 충전기의 제어기

기존의 제어기의 경우 모드 전환 시에 과도상태가 생길 수 있고 정상 상태에서 채터링 현상이 생길 수 있는 단점이 있는 것을 확인하였고 변압기가 DC전류에 의해 포화될 수 있으므로 DC전류를 제거하는 제거기법이 필요하다는 것도 확인하였다. 이에 기존 제어기를 보완할 수 있는 제어기와 DC전류 제거기법을 포함한 제어기를 각각 제안한다.

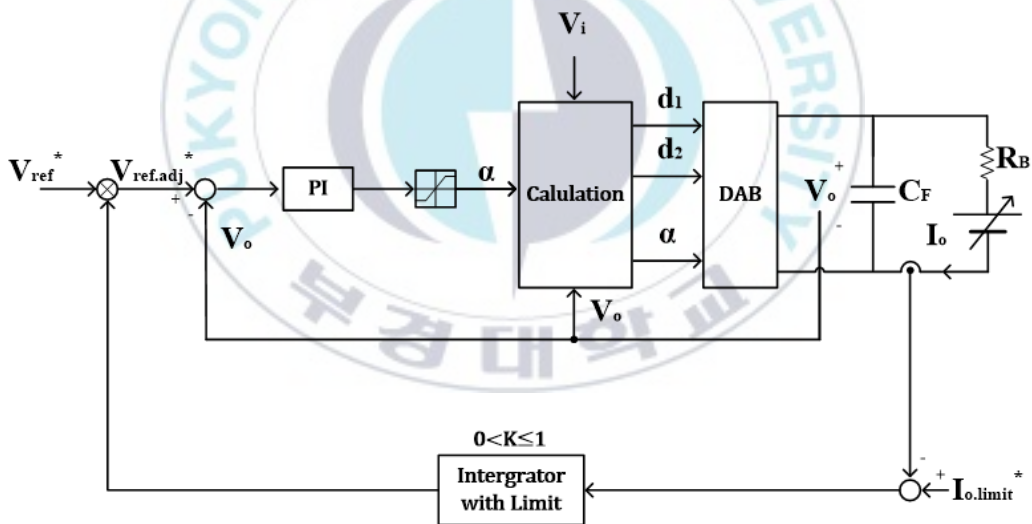


그림 21. 제안하는 배터리 충전기 제어기(DC전류 제거 기법 미포함)

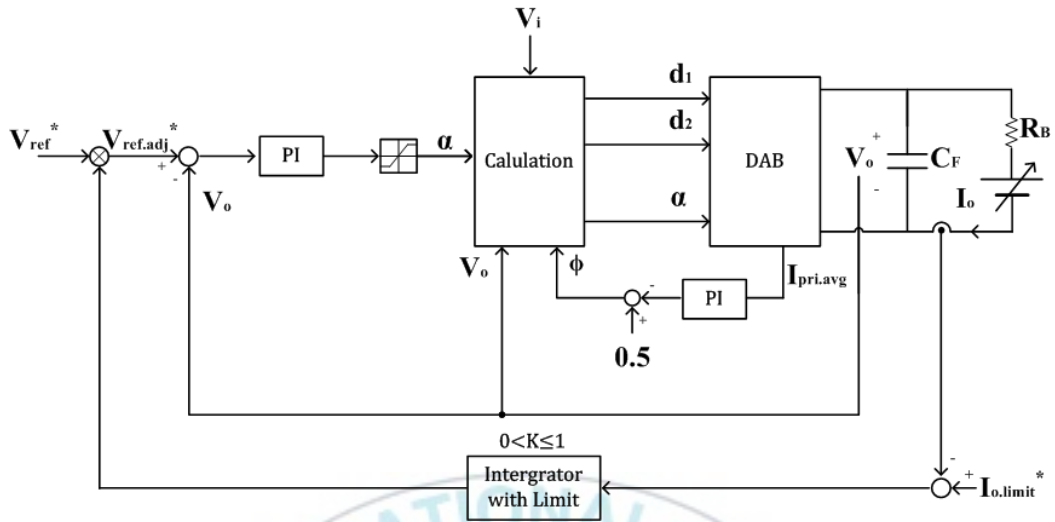


그림 22. 제안하는 배터리 충전기 제어기(DC전류 제거 기법 포함)

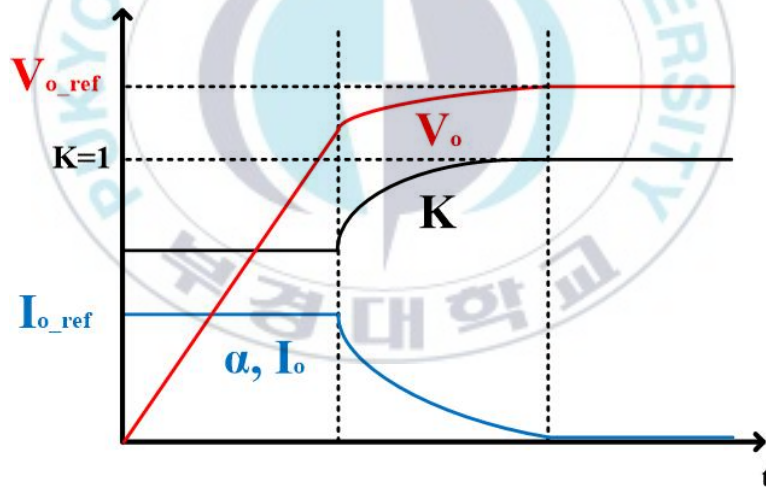


그림 23. 제안하는 제어기의 출력 파형

<그림21>은 DC전류 제거기법이 포함되지 않은 제어기의 제어블록도, <그림22>은 DC전류 제거기법이 포함된 제어기의 제어블록도이고 <그림 23>는 제안하는 제어기의 출력파형을 나타낸 그래프이다.

<그림21>의 제어기는 제안하는 제어기의 원형이며 DC전류 제거기법이 포함되어 있지 않다. <그림22>의 경우 제안하는 제어기에 DC전류 제거기법이 포함된 형태로 변압기 1차측 전류의 평균값을 PI제어기를 통해 출력하여 양의 DC전류가 흐르면 ϕ 의 듀티 50% 이하로 제어하고 음의 DC전류가 흐르면 ϕ 의 듀티를 50% 이상으로 제어하여 변압기 DC전류를 제거한다. ϕ 와 d_1, d_2 의 관계는 식(3.18)-(3.23)을 적용하여 계산할 수 있다. 두 제어기 모두 제어기의 출력 특성은 <그림23>과 같이 동일하다.

제안하는 제어기는 I_o 와 $I_{o.lim}^*$ 의 차를 적분기에 의해 K 에 누적시킨다. K 는 $0 < K \leq 1$ 의 범위로 제한을 하고 V_{ref}^* 에 곱해져서 $V_{ref.adj}^*$ 의 값으로 나오게 된다. 이 $V_{ref.adj}^*$ 값은 V_o 와 비교해 V_{err} 을 생성하게 되고 이는 PI제어기로 들어가서 α 로 나오게 되고 앞서 계산한 수식을 토대로 d_1, d_2 가 결정이 되어 DAB 컨버터 출력으로 나오게 된다. <그림23>은 배터리 초기 충전상태부터 정상상태까지 출력을 그래프로 나타내고 있다. 초기 구동 시 I_o 가 $I_{o.lim}^*$ 에 수렴할 때까지 K 값이 변동하게 된다. I_o 값이 $I_{o.lim}^*$ 에 수렴하게 되면 $I_{o.error} = 0$ 이 되므로 K =상수로 고정되면서 기존 제어기의 정전류 제어와 동일하게 동작한다. 출력전류가 $I_{o.lim}^*$ 값으로 고정이 되면서 배터리가 충전되어 출력전압이 올라간다. 출력전압 V_o 가 증가함에 따라서 $V_{o.error}$, α 가 감소하게 되고 I_o 값이 줄어들어 K 가 증가하게 된다. V_o 가 V_{ref}^* 값까지 증가하여 $K=1$ 이 되면 기

존 제어기의 정전압 제어와 동일하게 동작한다.

제안하는 제어기의 경우 $I_{o.error}$ 를 누적시킨 변수 K 를 삼입함으로 인해 정전류-정전압 제어기 사이의 채터링 현상이 없다. 또한 전류제어기와 전압제어기가 통합된 형태로 구성되어 있어 제어기설계의 부담을 줄일 수 있는 장점이 있다.



V. 실험 결과

1. 실험 사양

표2. 실험 사양

Parameter	Value
입력전압 V_i	$0V-500V$
출력전압 V_o	$0V-500V$
변압기 누설인덕턴스 L	$20\mu H$
변압기 권선비 $K = \frac{n_2}{n_1}$	1
스위칭 주파수 f_{sw}	$40kHz$
출력 커패시터 C_o	$600\mu F$

본 논문에서의 DAB 컨버터 실험사양은 <표2>와 같다. V_i , V_o 는 양방향 직류전원 공급 장치를 사용하였고, 스위치는 SiC MOSFET을 사용하였다. 또한 실험을 위한 MCU는 TMS320F28377을 사용하였다.



그림 24. 양방향 직류전원 공급장치

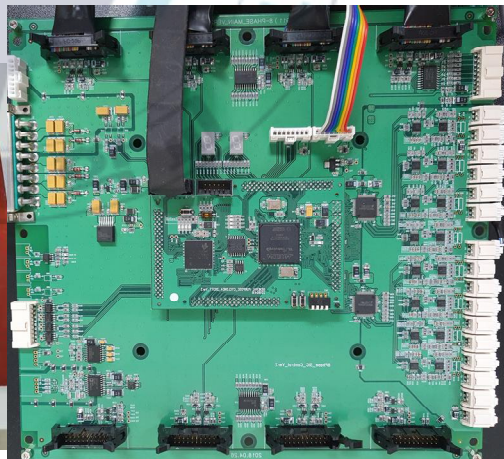
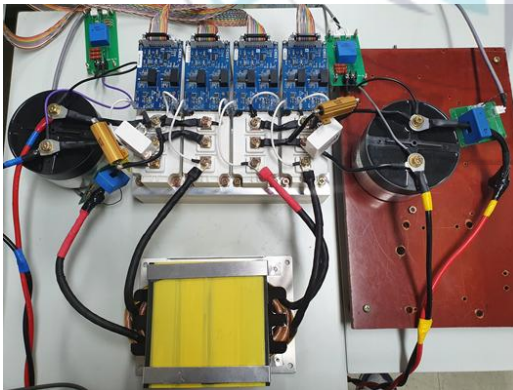


그림 25. DAB 컨버터 실험 구성(전력회로(좌), 제어보드(우))

2. 실험 파형

가. 스위칭 기법 비교

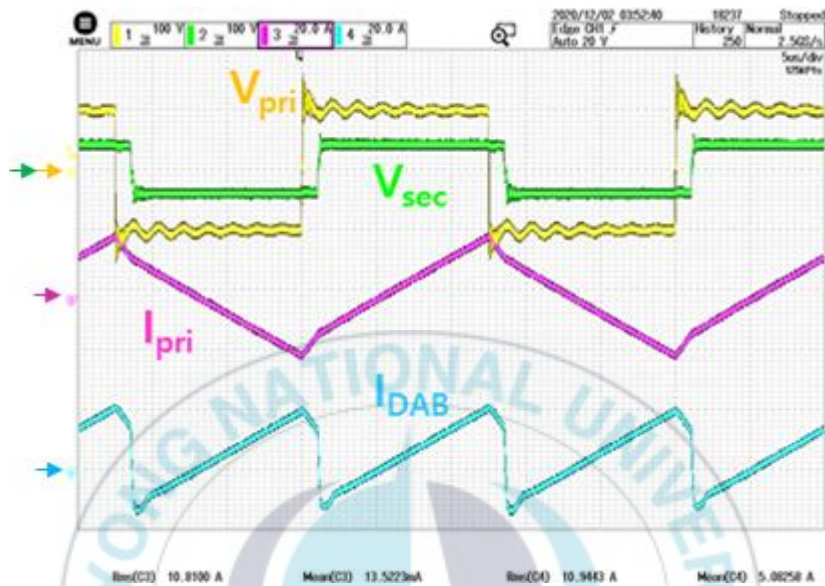


그림 26. 기존 SPS 스위칭

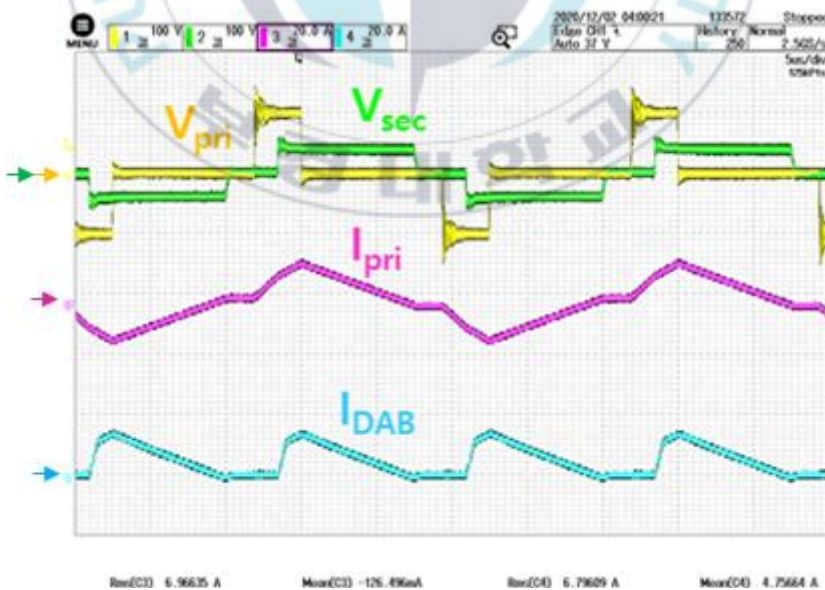


그림 27. 제안하는 스위칭

스위칭 기법의 비교를 위해 $V_i = 100\text{ V}$, $V_o = 40\text{ V}$, $I_{o.ref} = 5\text{ A}$ 일 경우 기존 SPS 방식만을 이용한 스위칭<그림25>과 DPS, TPS 스위칭이 적용된 <그림26>이다. 둘 다 $I_o = 5\text{ A}$ 의 출력을 내지만 기존 SPS 방식은 변압비가 커짐에 따라 I_{pri} 의 전류 실효값과 최대값이 크고 제안하는 스위칭 방식은 I_{pri} 의 전류 실효값과 최대값이 낮은 것을 확인할 수 있다.

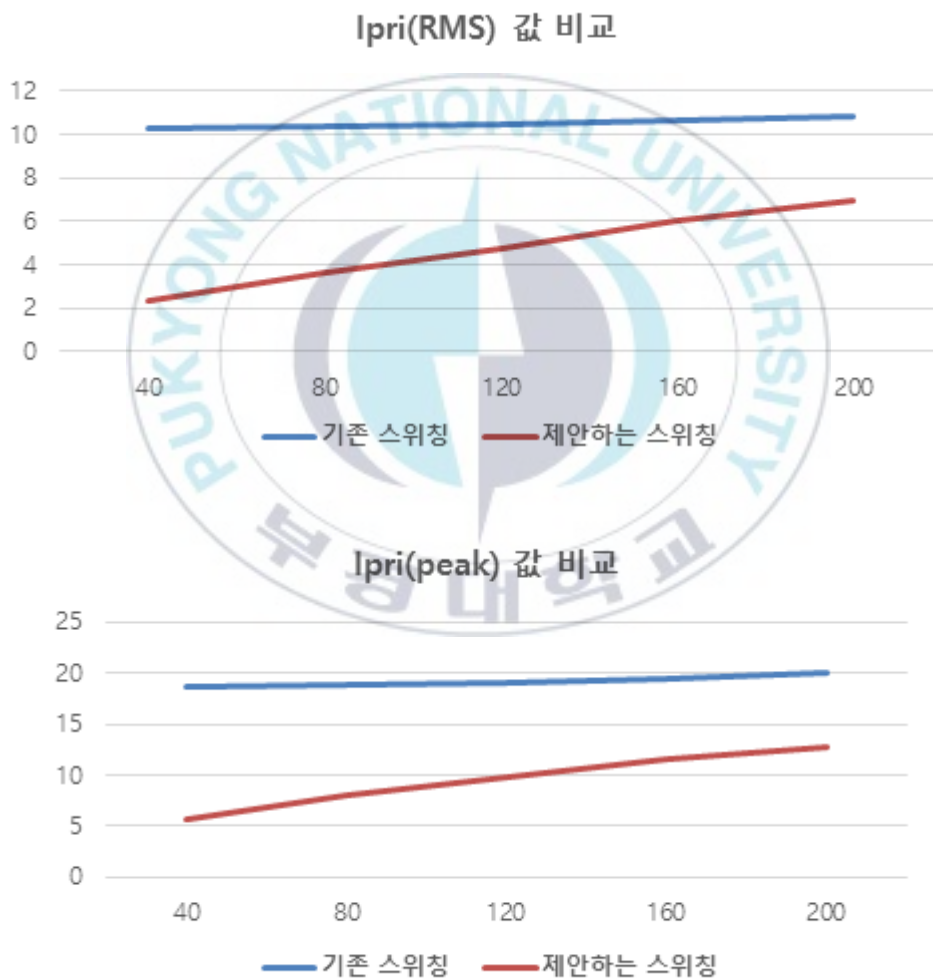


그림 28. 기존 스위칭과 제안하는 스위칭의 전류비교

나. 정전류 제어

정전류 제어를 적용한 $V_i = 500V$, $V_o = 500V$ 파형은 아래와 같이 잘 나오는 것을 확인할 수 있다.

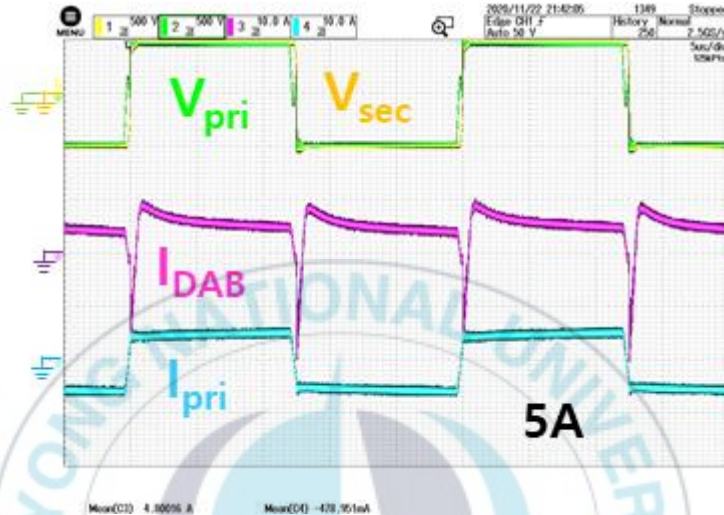


그림 29-1. $V_i = 500V$, $V_o = 500V$, $I_o = 5A$ 정전류 제어 파형

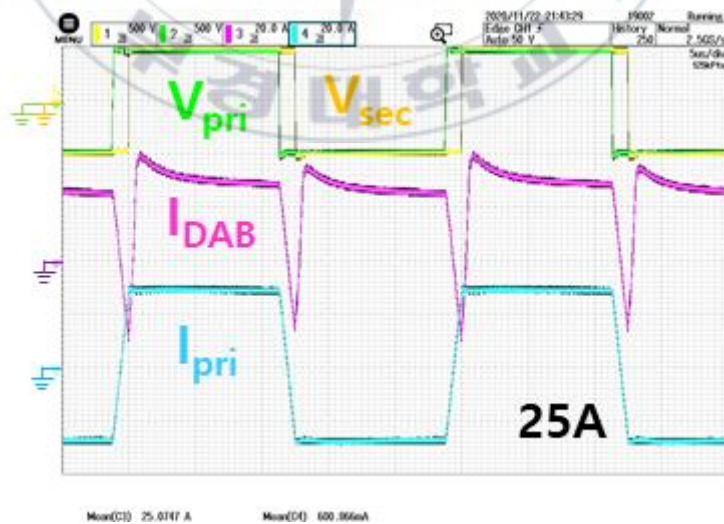


그림 29-2. $V_i = 500V$, $V_o = 500V$, $I_o = 25A$ 정전류 제어 파형

정전류 제어를 적용한 $V_i = 500\text{ V}$, $V_o = 400\text{ V}$ 파형은 아래와 같이 잘 나오는 것을 확인할 수 있다.

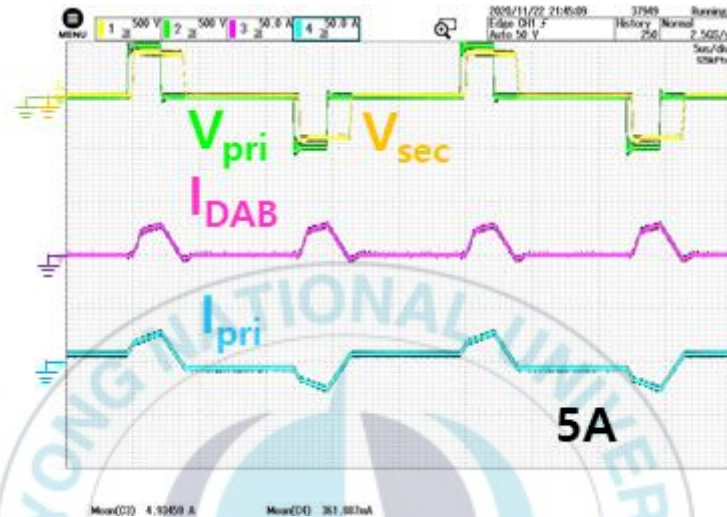


그림 30-1. $V_i = 500\text{ V}$, $V_o = 400\text{ V}$, $I_o = 5\text{ A}$ 정전류 제어 파형

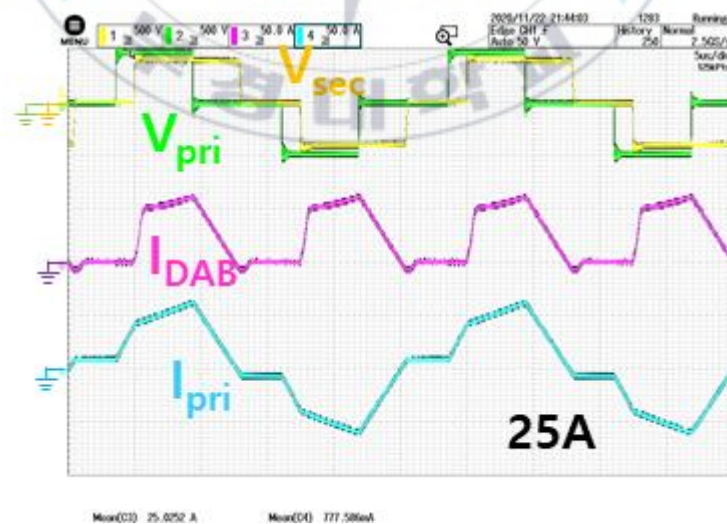


그림 30-2. $V_i = 500\text{ V}$, $V_o = 400\text{ V}$, $I_o = 25\text{ A}$ 정전류 제어 파형

정전류 제어를 적용한 $V_i = 500\text{ V}$, $V_o = 300\text{ V}$ 파형은 아래와 같이 잘 나오는 것을 확인할 수 있다.

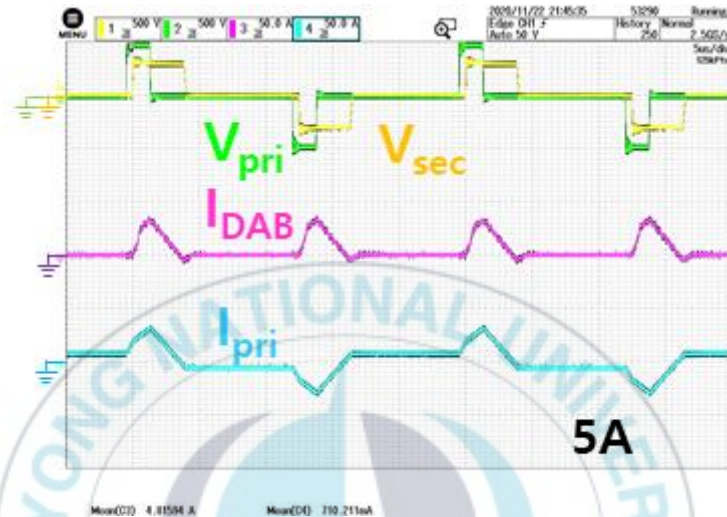


그림 31-1. $V_i = 500\text{ V}$, $V_o = 300\text{ V}$, $I_o = 5\text{ A}$ 정전류 제어 파형

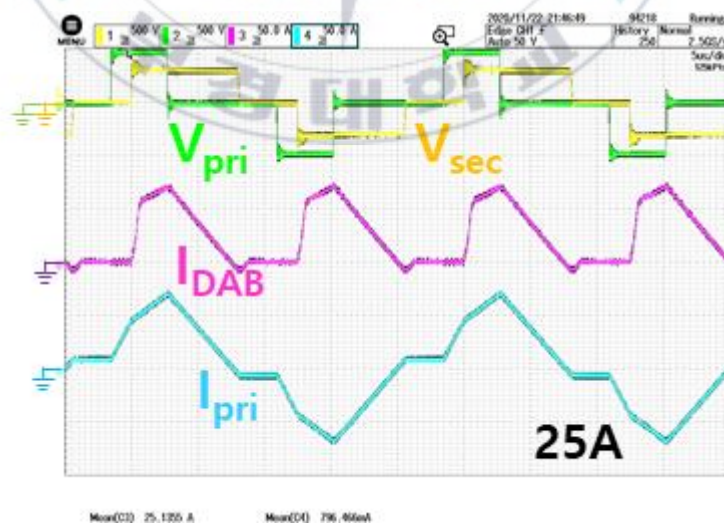


그림 31-2. $V_i = 500\text{ V}$, $V_o = 300\text{ V}$, $I_o = 25\text{ A}$ 정전류 제어 파형

정전류 제어를 적용한 $V_i = 500\text{ V}$, $V_o = 200\text{ V}$ 파형은 아래와 같이 잘 나오는 것을 확인할 수 있다.

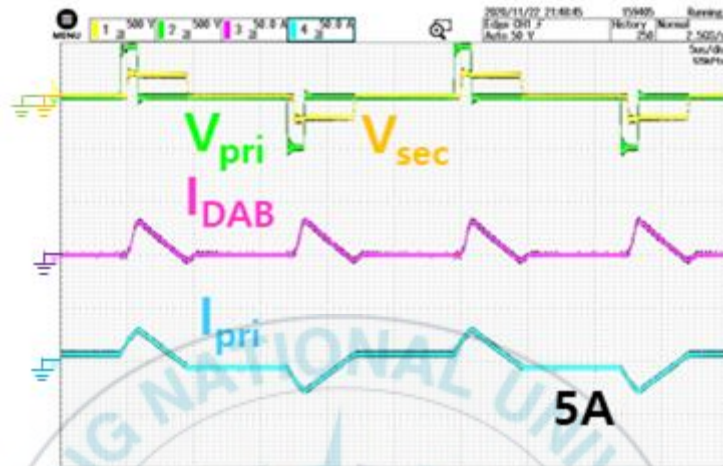


그림 32-1. $V_i = 500\text{ V}$, $V_o = 200\text{ V}$, $I_o = 5\text{ A}$ 정전류 제어 파형

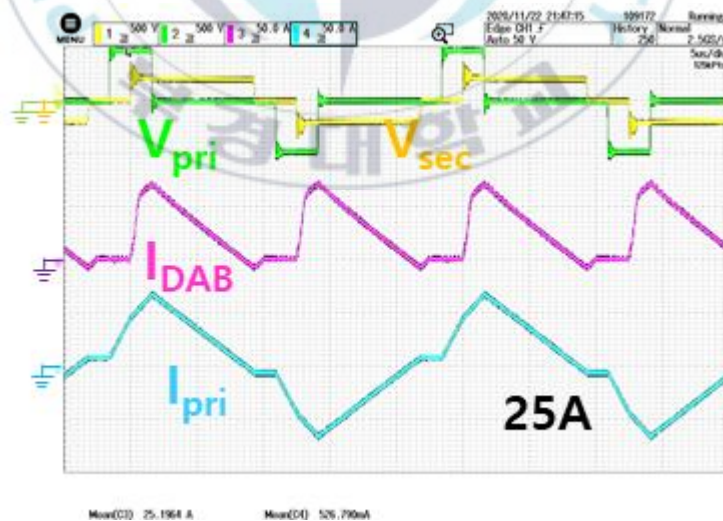


그림 32-2. $V_i = 500\text{ V}$, $V_o = 200\text{ V}$, $I_o = 25\text{ A}$ 정전류 제어 파형

정전류 제어를 적용한 $V_i = 500\text{ V}$, $V_o = 100\text{ V}$ 파형은 아래와 같이 잘 나오는 것을 확인할 수 있다.

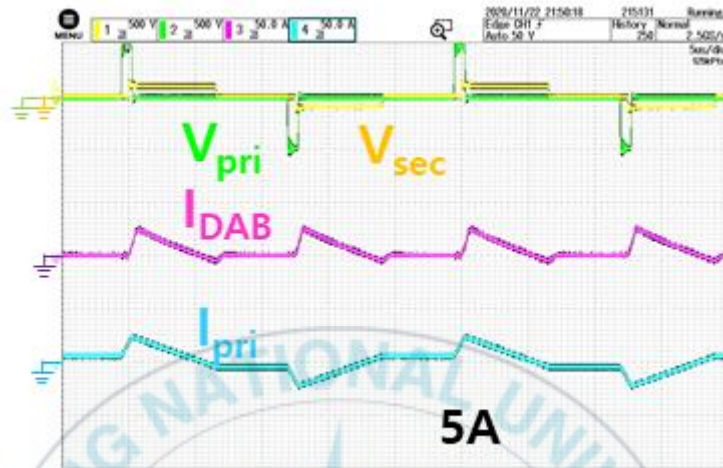


그림 33-1. $V_i = 500\text{ V}$, $V_o = 100\text{ V}$, $I_o = 5\text{ A}$ 정전류 제어 파형

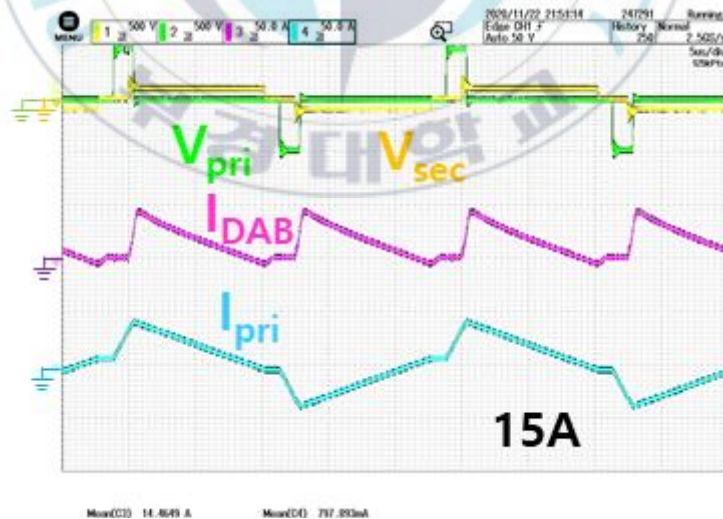


그림 33-2. $V_i = 500\text{ V}$, $V_o = 100\text{ V}$, $I_o = 15\text{ A}$ 정전류 제어 파형

다. 변압기 DC전류 제거기법

변압기 1차측 전류(I_{pri})에 포함되어 있는 DC전류를 제거기법을 적용하여 변압기의 DC전류가 제거된 것을 <그림34-2>로 확인할 수 있다.

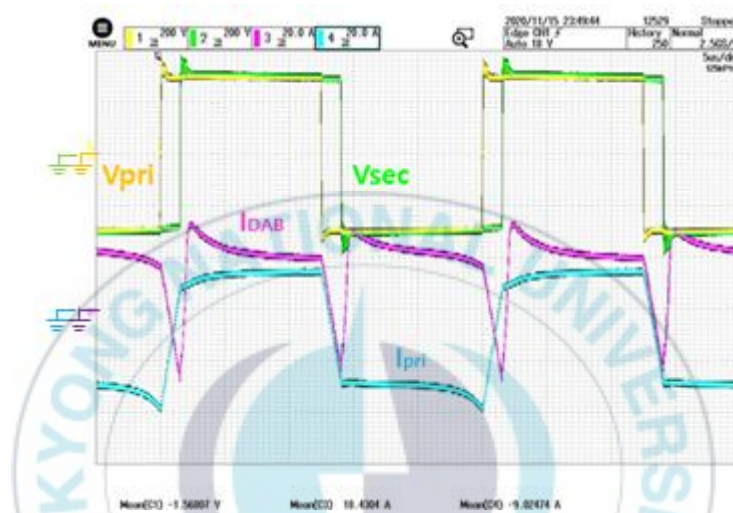


그림 34-1. 변압기 DC전류 제거 전 파형

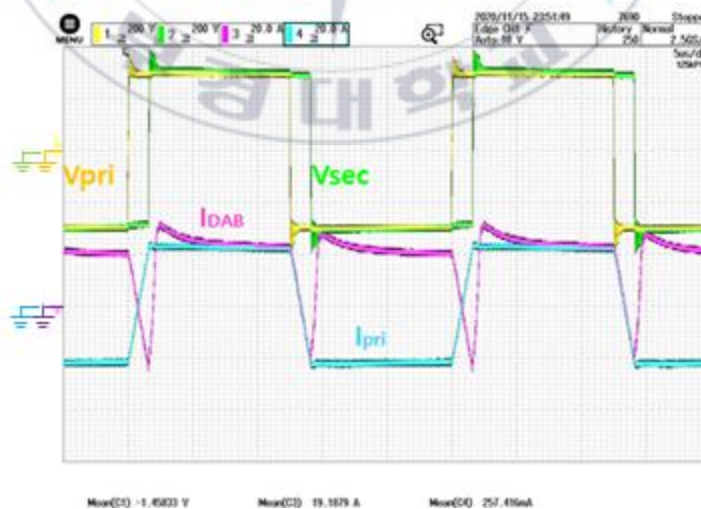


그림 34-2. 변압기 DC전류 제거 후 파형

라. 제안하는 제어기

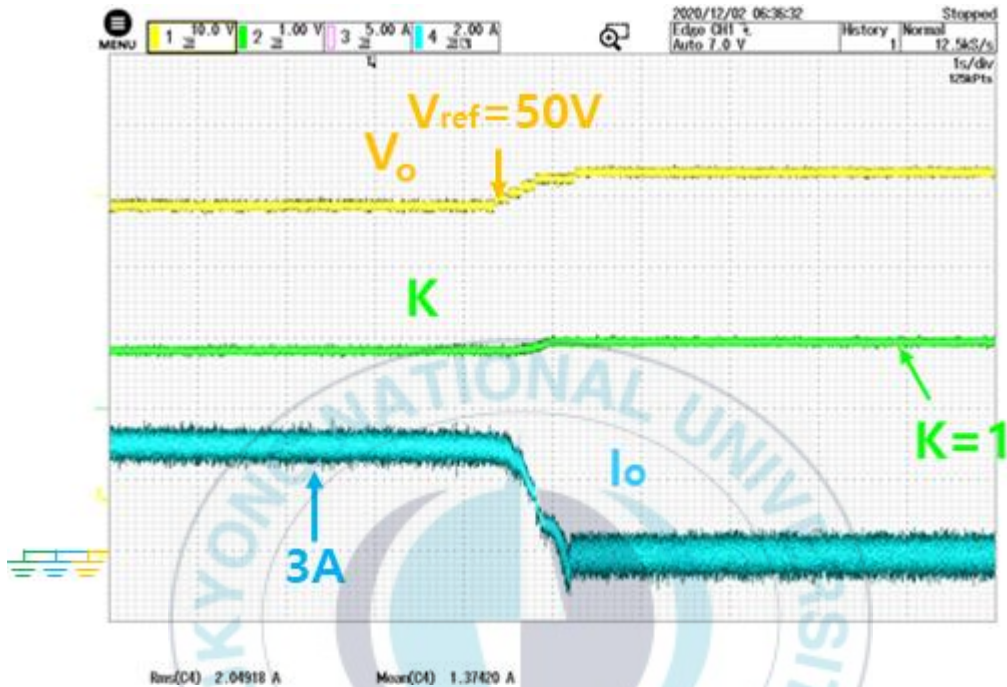


그림 35. 제안하는 제어기의 출력파형

<그림34>은 앞서 본 논문에서 제안한 제어기를 $V_{o.ref} = 50V$, $I_{o.lim} = 3A$ 의 조건으로 제어했을 때의 출력파형이다. V_o 의 값이 $V_{o.ref}$ 값이 되기 전에는 $I_o = I_{o.lim} = 3A$ 로 동작하다가 V_o 값이 증가하였을 때 K 값이 1로 수렴하면서 $I_o = 0A$ 이 되는 것을 확인할 수 있다. K 값이 조절됨에 따라 출력전류 I_o 가 조절되어 채터링 현상과 모드절환시의 과도상태가 없는 것을 확인할 수 있다.

VI. 결 론

배터리 충전기로 널리 쓰이는 고주파 DC-DC컨버터 중 DAB 컨버터는 추가적인 소자 없이 풀 브릿지 컨버터 2개와 변압기를 이용하여 구현할 수 있는 간단한 DC-DC 컨버터이다. DAB 컨버터를 SPS 방식으로 스위칭을 할 경우 낮은 효율은 가지는 구간이 있어 배터리 충전기로 사용하기에 어려움이 있었다. 이를 보완하기 위해 DPS, TPS 방식의 스위칭이 각각 제안되었으나 제어변수의 조합에 따른 파형의 경우의 수가 많고 제어변수가 많은 단점이 있다. 또한 배터리 충전용 제어기로 널리 쓰이는 CC-CV제어기의 경우 제어기 설계를 각각 별도로 해야 되며, 모드 변경 시에 채터링 현상과 과도상태가 나타날 수 있는 단점이 있다.

이러한 단점들을 해결하기 위해 본 논문에서는 DAB 컨버터의 스위칭 방식인 SPS, DPS, TPS를 수식으로 분석하여 스위칭 기법을 하나의 제어변수로 통합하였으며, 이를 통해 컨버터 효율 향상과 변압기 교류 전류의 THD를 개선하였다. 또한, 새로운 변수를 두어 CC와 CV의 모드변환을 부드럽게 하며, 변압기의 DC 전류성분을 제거하는 새로운 배터리 충전용 DAB 컨버터의 제어기를 제안하였다. DAB 컨버터의 실험회로를 제작하여 이들의 특성을 검증하였다.

따라서 본 논문에서 제안하는 DAB 컨버터의 스위칭기법, 제어기를 활용하여 배터리 충전기, 배터리 시뮬레이터 분야에 널리 사용될 것으로 예상된다.

참고 문헌

- [1] B. Zhao, Q. Song, W. Liu and Y. Sun, "Overview of DualActiveBridge Isolated Bidirectional DC-DC Converter for High Frequency Link Power Conversion System," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 29, no. 8, pp. 4091-4106, Aug. 2014.
- [2] A. Khaligh and M. D'Antonio, "Global Trends in High-Power On-Board Chargers for Electric Vehicles," IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 68, no. 4, pp. 3306-3324, April 2019.
- [3] A. R. Rodríguez Alonso, J. Sebastian, D. G. Lamar, M. M. Hernando and A. Vazquez, "An overall study of a Dual Active Bridge for bidirectional DC/DC conversion," In Proc. 2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Atlanta, GA, pp. 1129-1135, 2010.
- [4] D. Gonzalez-Agudelo, A. Escobar-Mejía and H. Ramirez-Murrillo, "Dynamic model of a dual active bridge suitable for solid state transformers," In Proc. 2016 13th International Conference on Power Electronics (CIEP), Guanajuato, pp. 350-355, 2016.
- [5] H. Bai and C. Mi, "Eliminate Reactive Power and Increase System Efficiency of Isolated Bidirectional Dual-Active-Bridge DC-DC Converters Using Novel Dual-Phase-Shift Control," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 23, no. 6, pp. 2905-2914, Nov. 2008.
- [6] Mi, Chris Bai, Hua Wang and C. Gargies, "Operation, design and control of dual H-bridge-based isolated bidirectional DC-DC converter," IET Transactions on Power Electronics, vol. 1, no.1, pp. 507-517, Jan 2009.
- [7] W. Choi, K. Rho and B. Cho, "Fundamental Duty Modulation of Dual-Active-Bridge

- Converter for Wide-Range Operation," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 31, no. 6, pp. 4048-4064, June 2016.
- [8] J. Lu et al., "A Modular-Designed Three-Phase High-Efficiency High-Power Density EV Battery Charger Using Dual/Triple-Phase-Shift Control," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 33, no. 9, pp. 8091-8100, Sept. 2018.
- [9] 변병주. "듀얼-액티브-브리지 컨버터의 고효율 변조 기법." 국내박사학위논문 건국대학교, 2020. 서울
- [10] 변병주, 정병환, 김재한, 최규하, "직류배전을 위한 넓은 전압범위를 가지는 100kW급 에너지저장장치의 고효율화 방안연구," 전력전자학회논문지, vol. 22, no. 1, pp. 44-52, 2017.
- [11] T. Liu et al., "Design and Implementation of High Efficiency Control Scheme of Dual Active Bridge Based 10 kV/1 MW Solid State Transformer for PV Application," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 34, no. 5, pp. 4223-4238, May 2019.

감사의 글

길고도 짧았던 3년간의 실험실 생활이 끝났습니다. 학부시절부터 학과 학술 동아리 활동을 하며 전공에 대한 흥미를 키웠고 졸업 작품을 만들며 스마트 그리드를 구현하고 싶어 태양광 발전기를 구매하고 또 그에 맞는 회로도 만들어보며 대학원 진학을 결정하게 되었습니다. 아직 많이 부족하고 배울 점이 더 많지만 사회에 나가 더 많은 성취를 이룰 수 있도록 노력하겠습니다.

석사과정으로 실험실에 있던 2년 동안 지도 교수님으로 계시면서 많은 지도를 해주신 김인동 교수님, 대학원 생활을 하며 전공적인 지식 뿐 아니라 인생에 대한 가르침을 많이 주셔서 감사합니다. 교수님께 면담 요청을 드리면 항상 기분 좋게 받아주시고 신경 써주셔서 좋았습니다. 교수님 덕분에 잘 졸업할 수 있었다 생각합니다. 또한 늘 예리한 질문으로 저희를 더욱 성장시켜주신 노의철 교수님 감사합니다. 교수님 덕분에 이론 뿐 아니라 실제 시스템의 적용에 대해 깊이 생각할 수 있게 되었고, 제가 더 성장할 수 있었다고 생각합니다. 그리고 실험 조교로써의 부족한 점을 알려주시고 저를 성장시켜주신 김영학 교수님 감사드립니다.

석사과정동안 실험실 생활을 하며 좋은 분위기 만들어주시고 만형으로써 항상 책임감 있으셨던 최승수 선배님, 질문이 있을 때마다 늘 성심성의껏 대답해주신 송승민 선배님, 어떤 일을 맡던 항상 열심히 하셨던 이창우 선배님, 늘 저를 챙겨주셨던 이상화 선배님, 먼 르완다에서 한국까지 와서 공부하시고 늘 유쾌하셨던 Zacharie 선배님 감사합니다. 그리고 실험실 생활을 하며 제 정신적 지주가 되었고 고민을

잘 들어주던 고무석 선배님, 매사에 묵묵하게 열심히 하시고 늘 호의적이었던 유진열 선배님, 힘든 부탁을 해도 기분 좋게 도와주던 박성현 후배님 감사드립니다. 같은 실험실은 아니지만 항상 신선한 자극을 주신 김학수 선배님, 석사과정 내내 함께 했다 해도 과언이 아닌 형 같은 동생 허진용 동기님 감사드립니다.

마지막으로 대학원에 진학한다는 제 의견을 존중해주시고 묵묵히 응원해주신 아버지, 어머니, 형, 동생, 가족 모두 감사합니다.

비록 이 글에 다 적지 못했지만 지칠 때 응원해주셨던 분들 덕분에 지치지 않고 졸업이라는 결실을 맺게 되었습니다. 사회에 나가서 부끄럽지 않게 열심히 하겠습니다. 감사합니다.



2021년 2월
김준태 올림