



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 충, 방전기 및 시뮬레이터를 위한
DAB 컨버터의 제어기 설계



2022년 2월

부 경 대 학 교 대 학 원

전 기 공 학 과

박 성 현

공 학 석 사 학 위 논 문

배터리 충, 방전기 및 시뮬레이터를 위한 DAB 컨버터의 제어기 설계

지 도 교 수 김 인 동

이 논문을 공학석사 학위논문으로 제출함.



2022년 2월

부 경 대 학 교 대 학 원

전 기 공 학 과

박 성 현

박성현의 공학석사 학위논문을 인준함

2022년 2월 25일



위 원 장 공학박사 노 의 철 (인)

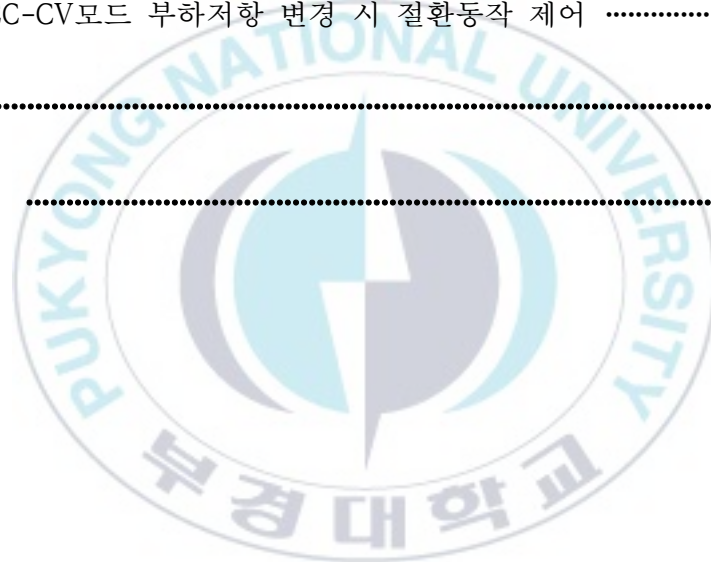
위 원 공학박사 김 영 학 (인)

위 원 공학박사 김 인 동 (인)

목 차

그림목차	iii
표 목 차	v
Abstract	vi
 I. 서 론	 1
1. 배터리 충, 방전기의 필요성	1
2. 배터리 시뮬레이터의 필요성	2
3. 배터리 충전특성을 고려한 DC-DC 컨버터 필요성	3
 II. DAB(Dual Active Bridge) 컨버터	 4
1. DAB 컨버터	4
2. DAB 컨버터 스위칭 방식	7
 III. 제안한 DAB 컨버터의 스위칭 방식	 8
1. 스위칭 방식	8
가. SPS 방식	8
나. DPS 방식	9
다. TPS 방식	11
2. 제어변수 통합	13
 IV. 제안한 배터리 충,방전기 및 시뮬레이터용 제어기	 18
1. 기존 배터리 충전기의 제어기	18
2. 제안하는 배터리 충, 방전기 및 시뮬레이터용 제어기	20
가. PWM 발생 부	21
나. 제어루프 부	26
다. 제안한 제어기의 기능정리	28

V. 실험 및 시뮬레이션 결과	29
1. 시뮬레이션 사양	29
2. 시뮬레이션 파형	30
가. $V_i = 500V$ 일 때 배터리 충,방전동작 시뮬레이션	30
나. $V_i = 500V$ 일 때 배터리 충,방전 연속동작 시뮬레이션 ..	32
다. 변압기 RMS 전류 및 THD 비교	34
3. 실험 사양	35
4. 실험 파형	37
가. 정전압(CV) 제어	37
나. 정전류(CC) 제어	39
다. CC-CV모드 전환동작 제어	40
라. CC-CV모드 부하저항 변경 시 전환동작 제어	41
VI. 결론	43
참 고 문 헌	45



그 립 목 차

그림 1 전기자동차 및 Smart Grid	1
그림 2 전기자동차 배터리 시뮬레이터	2
그림 3 배터리 SOC에 따른 OCV(Open Circuit Voltage)	3
그림 4 DAB(Dual Active Bridge) DC-DC 컨버터 회로	4
그림 5 SPS 방식의 스위칭 파형	5
그림 6 SPS 스위칭 방식 출력파형	8
그림 7 DPS 스위칭 방식 출력파형	9
그림 8 TPS 스위칭 방식 출력파형	11
그림 9 TPS 스위칭 방식으로 동작 시 변압기 1,2차 측 전압 파형	13
그림 10-1 α 의 변화에 따른 스위칭 방식 전환($M=1$)	16
그림 10-2 α 의 변화에 따른 스위칭 방식 전환($M<1$)	16
그림 10-3 α 의 변화에 따른 스위칭 방식 전환($M>1$)	17
그림 11 기존 배터리 충전기의 제어기	18
그림 12 기존 제어기의 배터리 충전 시 출력 파형	18
그림 13 제안하는 제어기	20
그림 14-1 $\alpha \leq 90^\circ$ 일 때 α 변화에 따른 스위칭 방식 전환1 ($M<1$)	21
그림 14-2 $\alpha \leq 90^\circ$ 일 때 α 변화에 따른 스위칭 방식 전환2 ($M<1$)	22
그림 15-1 PWM 발생부 (pr값 없음)	23
그림 15-2 PWM 발생부 (pr값 도입)	23
그림 16 PWM 발생 타이밍도	24
그림 17 제안하는 제어기의 제어루프 부	26
그림 18 제안하는 제어기의 배터리 충전 시 출력 파형	26
그림 19 시뮬레이션에 사용한 회로도	29
그림 20 $V_i = 500V$ 일 때 배터리 충전기 시뮬레이션 파형	30
그림 21 $V_i = 500V$ 일 때 배터리 방전기 시뮬레이션 파형	30
그림 22 $V_i = 500V$ 일 때 배터리 완충 후 방전동작 시뮬레이션 파형 ..	32
그림 23 $V_i = 500V$ 일 때 배터리 충전도중 방전동작 시뮬레이션 파형	32
그림 24 $V_i = 500V$ 일 때 기존 스위칭과 제안하는 스위칭의 전류비교	34
그림 25 $V_i = 500V$ 일 때 기존 스위칭과 제안하는 스위칭의 THD비교	34

그림 26 실험에 사용된 회로도	35
그림 27 양방향 직류전원 공급장치	36
그림 28 DAB 컨버터 실험 구성(전력회로(좌), 제어보드(우))	36
그림 29-1 $V_i = 100\text{ V}$, $V_o = 60\text{ V}$ 정전압 제어 파형 (TPS동작)	37
그림 29-2 $V_i = 100\text{ V}$, $V_o = 85\text{ V}$ 정전압 제어 파형 (DPS동작)	37
그림 29-3 $V_i = 100\text{ V}$, $V_o = 100\text{ V}$ 정전압 제어 파형 (SPS동작)	38
그림 30-1 $V_i = 100\text{ V}$, $I_{out} = 5\text{ A}$ 정전류 제어 파형	39
그림 30-2 $V_i = 100\text{ V}$, $I_{out} = 10\text{ A}$ 정전류 제어 파형	39
그림 31 CC-CV 모드 자동 전환 파형	40
그림 32 CC-CV 모드 자동 전환 파형 (부하저항 변경 시)	41
그림 33 CV-CC 모드 자동 전환 파형 (부하저항 변경 시)	41



표 목 차

표 1 제안한 제어기의 기능정리	28
표 2 시뮬레이션 사양	29
표 3 실험 사양	35



Controller design of DAB converter for battery charger/discharger and simulator

Sung Hyeon Park

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

Abstract

Recently, as the demand for DC/DC converters has increased, research on DC/DC converters is being conducted a lot. Among them, the DAB converter can perform soft switching, and since it uses a transformer, insulation can be secured. In addition, since power can be used in both directions, it is a DC/DC converter that is mainly used in DC power distribution systems and widely used as battery chargers and dischargers.

When the SPS method is used as the control method of the DAB converter, the light load efficiency is low, so it is difficult to use it in a battery charger. The DPS method and TPS method, which supplemented this, also have disadvantages that are difficult to control as the number of control variables increases. To solve this problem, this paper analyzes three control methods and integrates them into one control variable to improve converter efficiency and THD.

In addition, since the conventional controller controls the CC mode and the CV mode separately, chattering or large transients may occur when changing the mode. In this paper, provide a new controller for a battery charger, discharger, and simulator that has a smooth operation of CC-CV mode conversion and protective operation with one controller. DAB Converter was manufactured and its characteristics were verified through simulation and experiment.

I. 서 론

1. 배터리 충, 방전기의 필요성



그림 1. 전기자동차 및 Smart Grid

현재 전기자동차의 비중을 늘리기 위해 친환경차(전기자동차)의 전환을 추진 중에 있으며 이에 따라 배터리 충전기의 수요가 증가할 것으로 예상된다. 전기자동차 뿐만 아니라 신재생에너지 및 ESS, Smart Grid 분야에서도 널리 사용함에 따라 배터리 시장이 점점 커지고 있으며 일반적인 배터리 충전기는 단방향으로 이루어진 경우가 많다.[1] 그러나 스마트 그리드에 적용하기 위해서는 양방향이 가능해야 하며 안전상의 이유로 절연이 필수적이다. 입력 전원 측에 저주파 변압기를 사용하는 경우는 부피가 커지는 단점이 있어 최근에는 고주파 변압기를 사용하여 절연형 양방향 DC-DC 컨버터를 이용하는 방법을 주로 사용한다. 그로 인해 이에 적합한 배터리 충, 방전기용 절연형 양방향 DC-DC 컨버터의 연구가 필요하다.

2. 배터리 시뮬레이터의 필요성

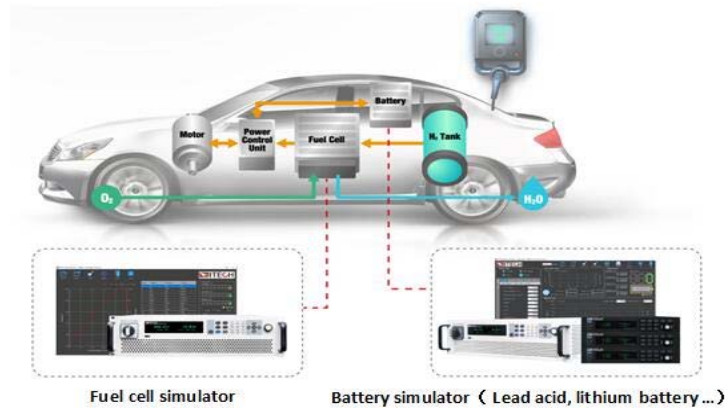


그림 2. 전기자동차 배터리 시뮬레이터

배터리 충, 방전기와 마찬가지로 전기자동차의 보급과 에너지 저장 시스템에 대한 수요 증가에 따라 배터리 시뮬레이터의 필요성이 증가하고 있다. 배터리가 제품에 성공적으로 적용되기 위한 핵심 부분은 배터리 셀의 성능 모니터링 기능에 있다. 배터리 시뮬레이터는 충전 저장량을 계산할 뿐만 아니라 배터리의 성능을 감소시킬 수 있는 상황들을 미리 방지하여 배터리의 수명을 보장한다. 특히, 전기자동차일 경우는 사용자의 개별 특성 차이나 환경의 차이로 불균형한 출력으로 인해 결함이 생길 가능성이 높다. 이에 배터리 관리 시스템(Battery Management System)은 배터리의 노후화를 방지하기 위해 최적의 조건에서 관리하여 대책을 제시하거나 노후화되거나 문제가 되는 배터리를 사전에 발견할 필요가 있다. 배터리 시뮬레이터 기능으로서 배터리 잔존 용량 (SOC), 배터리 전압, 전류 및 온도 모니터링, 데이터 보존 및 시스템 진단 기

능 등이 있으며 배터리 시뮬레이터를 효율적으로 사용하기 위해 자체의 기능뿐만 아니라 다양한 기능으로 이용할 수 있는 배터리 시뮬레이터 개발이 필요하다.[2]

3. 배터리 충전특성을 고려한 DC-DC 컨버터 필요성

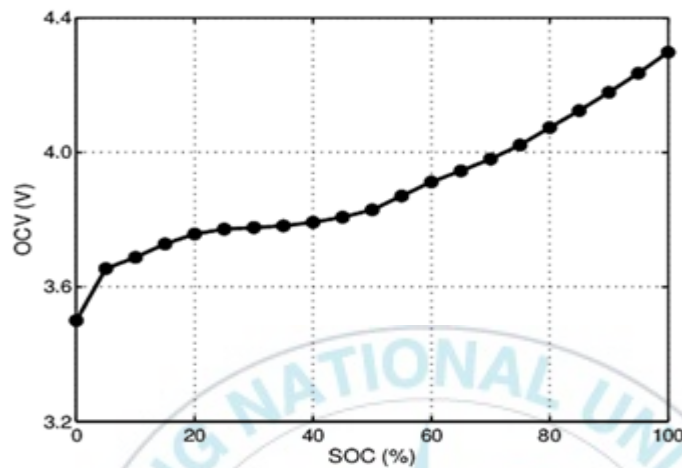


그림 3. 배터리 SOC에 따른 OCV(Open Circuit Voltage)

<그림 3>은 배터리 용량에 따른 셀 전압의 그래프이다. 배터리는 SOC(State of Charge)가 0% 일 때 전압이 80%까지 감소하는 특성을 고려하여 배터리 충전용 양방향 절연형 DC-DC 컨버터의 토폴로지를 선정해야 한다. 양방향 절연형 DC-DC 컨버터는 변압비가 1일 경우에 가장 효율이 좋고 1이 아닐 경우에 효율이 낮은 특성이 있다. 별도의 스위칭 방식을 통하여 변압비가 1이 아닌 경우에도 높은 효율을 가질 수 있는 양방향 절연형 DC-DC 컨버터 선정이 필요하여 본 논문에서는 양방향 절연형 DC-DC 컨버터중의 DAB DC-DC 컨버터를 선정하였다.

Ⅱ . DAB(Dual Active Bridge) 컨버터

1. DAB 컨버터

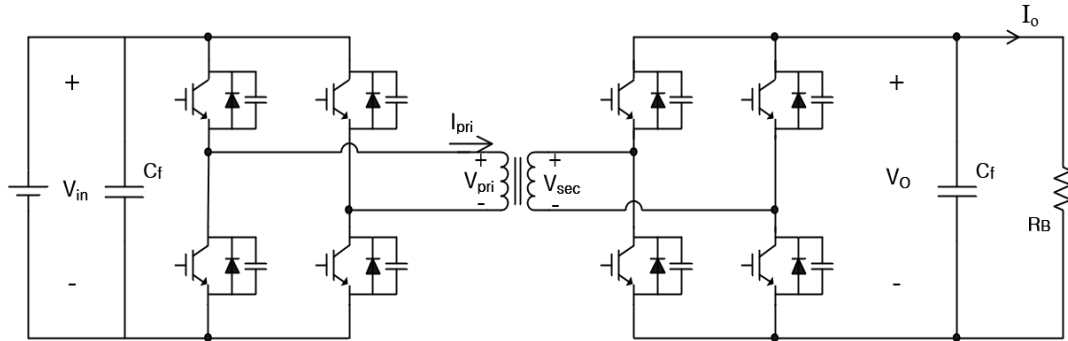


그림 4. DAB(Dual Active Bridge) DC-DC 컨버터 회로

DAB 컨버터는 <그림 4>와 같이 변압기, 인덕터, 2개의 풀 브릿지 컨버터 2개와 입출력 커패시터로 구성되어 있다. 양방향으로 동작이 가능하기 때문에 입력 커패시터와 출력 커패시터는 DC 전압을 유지하고 DAB 출력특성을 고려하여 극성이 없고 높은 전류를 수용 가능한 필름 커패시터를 사용한다. 변압기의 누설 인덕턴스 성분을 이용하면 별도의 인덕터를 부착 안 해도 되므로 경제적인 뿐만 아니라 부피도 줄일 수 있다.

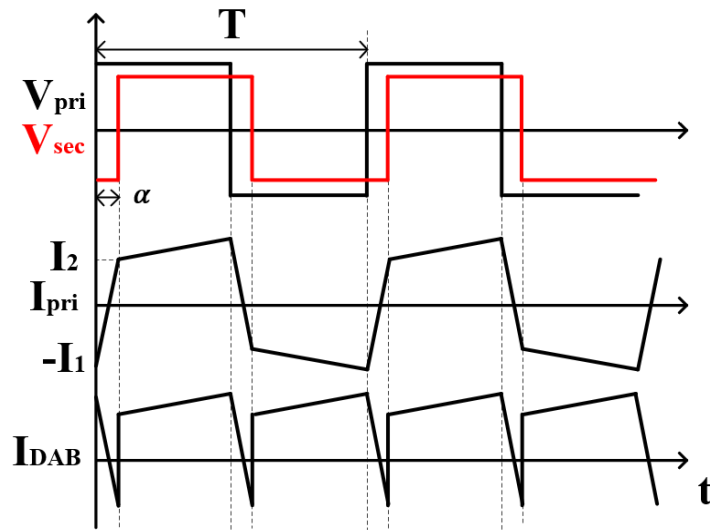


그림 5. SPS 방식의 스위칭 파형

DAB 컨버터의 스위칭 제어 방식 중 가장 널리 쓰이는 방식으로 SPS 방식이 있다. <그림 5>와 같이 변압기 1차 측과 2차 측의 양의 전압 시간 듀티를 50%로 고정시킨 후 둘의 위상차를 이용하여 제어하는 방식이다. 이 제어 방식은 장점은 구현이 매우 간단하다는 점이 있고, 일정 부하 이상에서는 ZVS 동작이 되어 높은 효율을 얻을 수가 있다. 하지만 1, 2차 측에 대한 변압비가 1이 아니거나 일정 부하 이하일 경우에는 높은 피크전류, 큰 순환전류, 하드스위칭이 될 수 있다. <그림 5>에 대한 $\alpha, I_1, I_2, I_{DABavg}$ 의 수식은 다음과 같다.

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

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

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

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

SPS 방식으로 스위칭 할 경우 I_{DABavg} 는 회로 파라미터 T, V_i, L 와 위상차 α 에 의해 결정된다. 식(2-3)에 따르면 α 의 값이 0.5 이상이 되면 출력전류가 낮아지므로 α 의 값은 0.5로 제한한다. 여기서 α 의 0.5값은 위상차로 나타내면 90° 이므로 α 는 90° 로 제한한다. α 가 증가하면 I_{DABavg} 의 크기가 증가하지만 동시에 I_{DAB} 의 음의 전류가 커지므로 전체적으로 순환전류가 커지는 것을 알 수 있다. 식(2-4)에 따라 V_{pri}, V_{sec} 의 차이로 I_{pri} 의 기울기가 결정되며 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} 와 V_{sec} 이 같을 때 가장 효율이 좋은 것을 알 수 있다. 그로 인해 V_{pri} 와 V_{sec} 가 다른 비율을 가질 경우에는 높은 효율을 내기 위해서는 별도의 스위칭 방식이 필요하다.

2. DAB 컨버터 스위칭 방식

DAB 컨버터의 기존 스위칭 방식으로는 변압비가 1이 아닌 경우에 높은 효율을 얻을 수가 없다. 기존에 널리 알려져 있으며 가장 간단한 스위칭 방식인 SPS(Single Phase Shift)방식 또는 PSM 방식은 변압기의 1차 측과 2차 측의 양의 전압시간 듀티를 50%로 고정시키고 그 둘의 위상차를 이용하여 제어하는 방식이다. 이 방식은 변압비가 1일 경우에 소프트 스위칭을 할 수 있고 효율이 좋지만 변압비가 1이 아닌 경우에는 큰 순환전류가 흐르고 소프트 스위칭이 이루어지지 않아 효율이 낮다.[3]-[6] 이를 보완하기 위해 변압기의 1차 측과 2차 측의 양의 전압시간 듀티를 50% 미만으로 가변시키는 스위칭 방법이 있다. 변압기 1차 측, 2차 측 중 하나만 듀티를 50% 미만으로 가변하고 변압기 1차 측 전압과 2차 측 전압의 위상차로 제어하는 DPS(Dual Phase Shift)[7] 제어 방식이 있고, 1차 측, 2차 측 둘 다 양의 전압 시간 듀티를 50% 미만으로 가변하고 변압기 1차 측 전압과 2차 측 전압의 위상차로 제어하는 TPS (Triple Phase Shift)방식이 제안되었으나 각각 제어하는 파라미터가 늘수록 제어 변수가 많아지고 출력의 경우의 수가 많기 때문에 널리 쓰이지 않는다.[8]-[9] 따라서 본 논문에서는 DAB 컨버터의 스위칭 기법에 대해 분석하고 각 기법들을 최적의 조건으로 제어하는 배터리 충, 방전기 및 시뮬레이터용 제어기를 제안한다.

Ⅲ. 제안한 DAB 컨버터의 스위칭 방식

1. 스위칭 방식

가. SPS 스위칭 방식

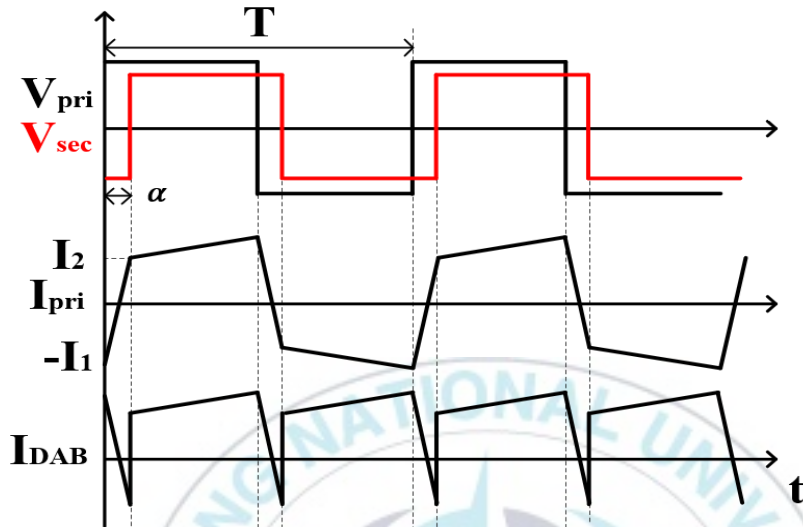


그림 6. SPS 스위칭 방식 출력파형

DAB 컨버터의 스위칭 제어 기법 중 가장 많이 쓰이는 방법은 <그림 6>과 같은 SPS 스위칭 방식이다. SPS 방식은 변압기의 1차 측과 2차 측의 양의 전압 시간 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 출력전압 범위, 부하 범위를 넓히기 위한 스위칭 기법이 제안되었다.

나. DPS 스위칭 방식

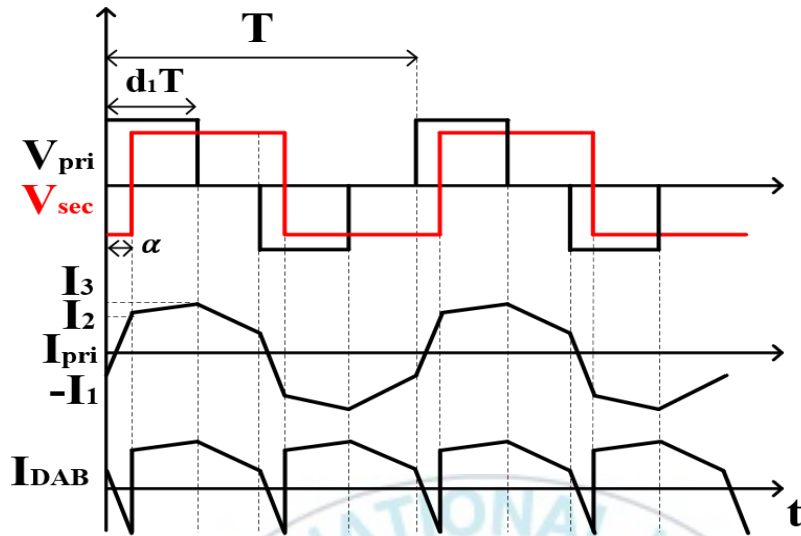


그림 7. DPS 스위칭 방식 출력파형

<그림 7>은 DPS(Dual Phase Shift)방식의 출력파형이다. 기존 SPS 방식을 보완하기 위하여 변압기 1차 측, 2차 측 양의 전압 시간 듀티중에 하나는 50% 고정 듀티, 나머지는 듀티는 50% 미만으로 만들고 그 둘의 위상차를 통해 출력을 제어하는 방식이다. 예를 들어 변압기 1차 측 듀티를 d_1 , 2차 측 듀티를 고정 50% 듀티로 해 놓고 위상차를 α 라 하면 d_1, α 의 변화에 따라 <그림 7>의 전류파형이 나오게 되며 DAB 컨버터의 I_{DAB} 전류가 커패시터 필터를 거쳐서 출력전류가 되게 된다.[10]

DPS 방식의 ZVS 조건은 아래와 같다.

$$I_1 > 0, I_2 > 0, I_3 > 0 \dots\dots\dots \text{식(3-1)}$$

<그림 7>의 I_1, I_2, I_3 의 모델링 식을 표현하면 다음과 같다.

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

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

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

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 전달되어 정방향이라고 본다면 α 가 음의 값일 경우 전력은 변압기 2차 측에서 1차 측으로 전달되므로 역방향으로 생각하여 양방향 동작을 하게 된다. DPS 방식은 경부하조건, 변압비가 1이 아닌 조건에서 좋은 효율을 내기 위해 널리 쓰이는 방식이지만 제어변수가 2개이므로 이를 고려하여야 한다.

다. TPS 스위칭 방식

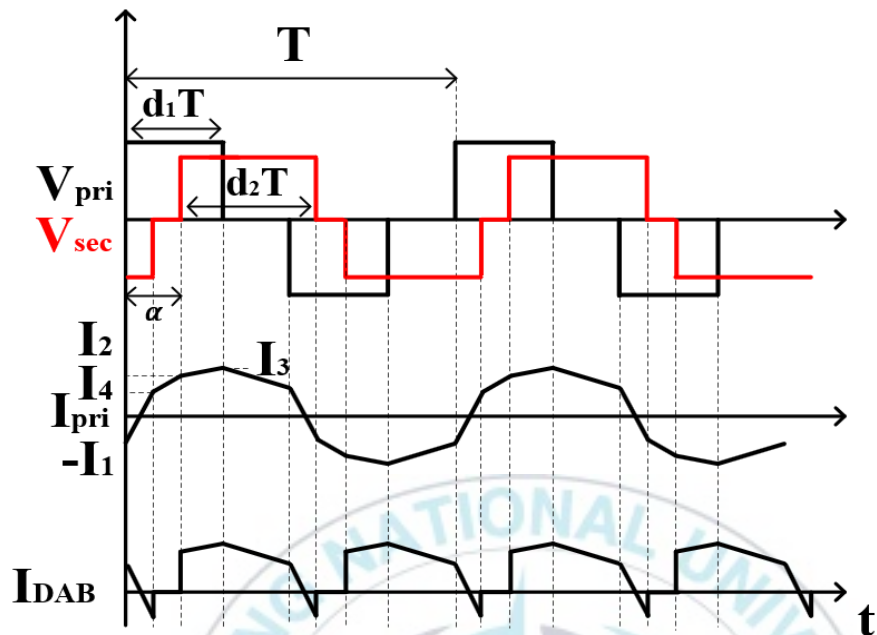


그림 8. TPS 스위칭 방식 출력파형

<그림 8>은 TPS(Triple Phase Shift)방식의 출력파형이다. 기존 SPS 방식과 DPS 방식을 보완하기 위하여 변압기 1차 측, 2차 측 양의 전압 시간 듀티를 둘 다 듀티 50% 미만으로 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 각각의 d_1 , d_2 , α 변화에 따라 <그림 8>과 같은 출력파형이 나오게 된다. TPS 방식 또한 d_1 , d_2 , α 관계에 의해 여러 가지 출력파형이 나올 수 있지만 DPS 방식과 유사한 파형이

므로 <그림 8>의 출력과형에 대해서만 수식으로 풀면 아래의 식과 같다.

DPS 방식의 ZVS 조건은 다음과 같다.

$$I_1 > 0, I_2 > 0, I_3 > 0, I_4 > 0 \dots\dots\dots \text{식(3-5)}$$

<그림 8>의 I_1, I_2, I_3, I_4 의 모델링 식은 다음과 같다.

$$I_1 = -\frac{V_i}{8fL}(-1 - d_1 + N(1 - d_2 + 2d_1 - 4\alpha)) \dots\dots\dots \text{식(3-6)}$$

$$I_2 = \frac{V_i}{8fL}(-3 - d_1 + 2d_2 + 4\alpha + N(1 + d_2)) \dots\dots\dots \text{식(3-7)}$$

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

$$I_4 = \frac{V_i}{8fL}(-1 - d_1 + N(3 - d_2 - 4\alpha)) \dots\dots\dots \text{식(3-9)}$$

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 DPS 방식과 동일하게 α 의 부호에 따라 양방향 전력전달 방향이 결정이 된다. TPS 방식은 DPS 방식보다 더 작은 부하, 더 큰 변압비에 좋은 효율을 낼 수 있지만 제어변수가 많고 제어변수에 따른 출력과형의 경우의 수가 많아 널리 쓰이지 않으므로 TPS 방식을 사용하기 위해서는 제어 변수의 통합이 필요하다.

2. 제어변수 통합

이전에서 언급한 세 가지 스위칭 방식을 적용하기 위해서는 부하조건이나 변압비 또는 출력에 따라서 SPS, DPS, TPS의 자동 전환이 되는 제어변수 통합방식이 필요하다.[11]-[12]

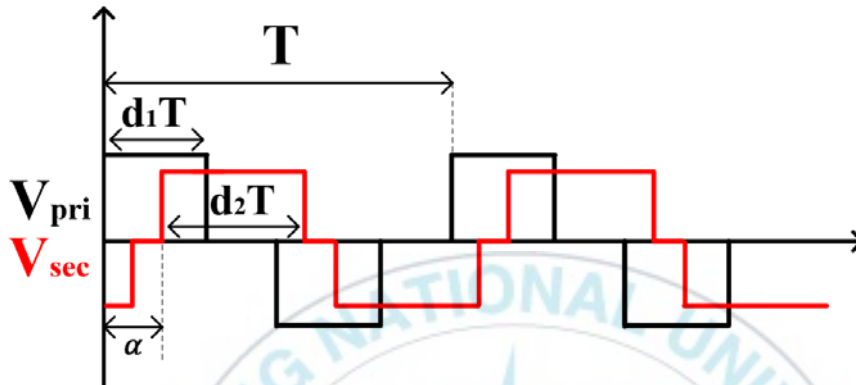


그림 9. TPS 스위칭 방식으로 동작 시 변압기 1,2차 측 전압 파형

<그림 9>는 DAB 컨버터가 TPS방식으로 동작 시 변압기의 1,2차 측 전압이다. 변압기 1차 측과 2차 측에 인가되는 전압의 크기를 V_i , V_o , d_1 , d_2 으로 등가적으로 표현하면 아래 수식과 같다.

$$V_{pri} = V_i \sin(d_1\pi) \dots\dots\dots \text{식(3-10)}$$

$$V_{sec} = V_o \sin(d_2\pi) \dots\dots\dots \text{식(3-11)}$$

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.

$$KV_{pri} = V_{sec} \cos \alpha \dots\dots\dots \text{식(3-12)}$$

$$KV_i \sin(d_1 \pi) = V_o \sin(d_2 \pi) \cos \alpha \dots\dots\dots \text{식(3-13)}$$

$$M \sin(d_1 \pi) = \sin(d_2 \pi) \cos \alpha, M = \frac{KV_i}{V_o} \dots\dots\dots \text{식(3-14)}$$

식(3-14)을 테일러 급수로 전개하면

$$\begin{aligned} & (\pi M d_1 - \frac{1}{3!}(\pi M d_1)^3 + \frac{1}{5!}(\pi M d_1)^5 - \dots)(1 - \frac{1}{2}\alpha^2 + \frac{1}{4!}\alpha^4 - \dots) \\ & = M(\pi d_1 - \frac{1}{3!}(\pi d_1)^3 + \frac{1}{5!}(\pi d_1)^5 - \dots) \dots\dots\dots \text{식(3-15)} \end{aligned}$$

d_1 , α 는 1보다 작으므로 식(3-15)을 근사화 하면

$$d_1 \approx \frac{\sqrt{3}}{\pi \sqrt{1-M^2}} \alpha \dots\dots\dots \text{식(3-16)}$$

$$d_2 = M d_1 \approx \frac{\sqrt{3} M}{\pi \sqrt{1-M^2}} \alpha \dots\dots\dots \text{식(3-17)}$$

$K=1$ 일 경우 식(3-16)~(3-17)은 승압조건이므로 강압조건은

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

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

으로 정리할 수 있다.

본 논문에서는 변압비가 1인 상황에 기술함으로 그에 따른 K는 1이 되고 M값을 식(3-21)로 재정의 한다면 d_1, d_2 는 승압조건과 강압조건을 식(3-21)~(3-24)으로 다시 정리 할 수 있다.

$$M = \frac{V_o}{V_i} \dots\dots\dots \text{식(3-20)}$$

승압조건

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

$$d_2 \approx \frac{\sqrt{3}}{\pi \sqrt{M^2-1}} \alpha \dots\dots\dots \text{식(3-22)}$$

강압조건

$$d_1 \approx \frac{\sqrt{3} M}{\pi \sqrt{1-M^2}} \alpha \dots\dots\dots \text{식(3-23)}$$

$$d_2 \approx \frac{\sqrt{3}}{\pi \sqrt{1-M^2}} \alpha \dots\dots\dots \text{식(3-24)}$$

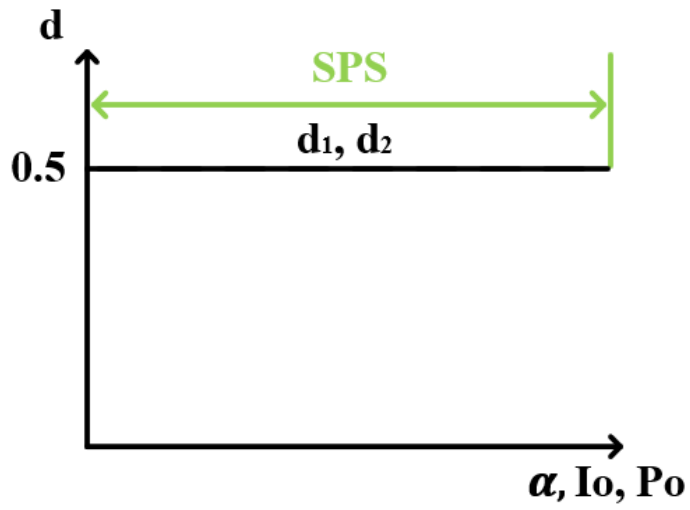


그림 10-1. α 의 변화에 따른 스위칭 방식 전환($M=1$)

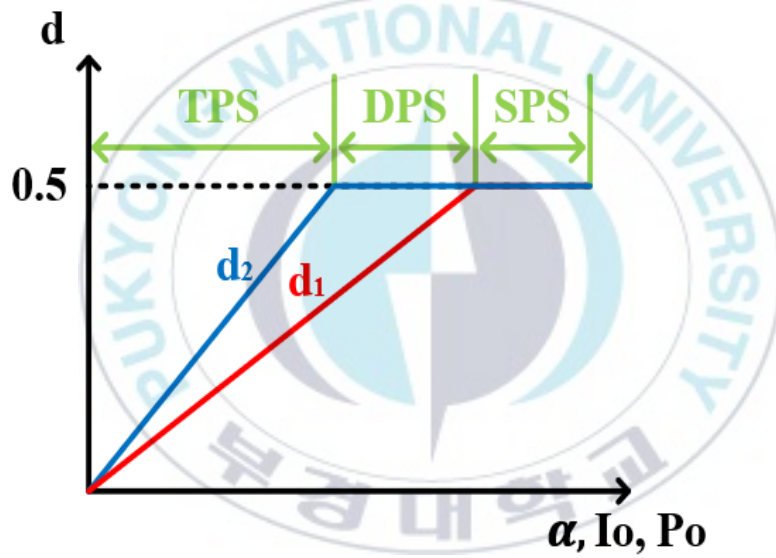


그림 10-2. α 의 변화에 따른 스위칭 방식 전환($M<1$)

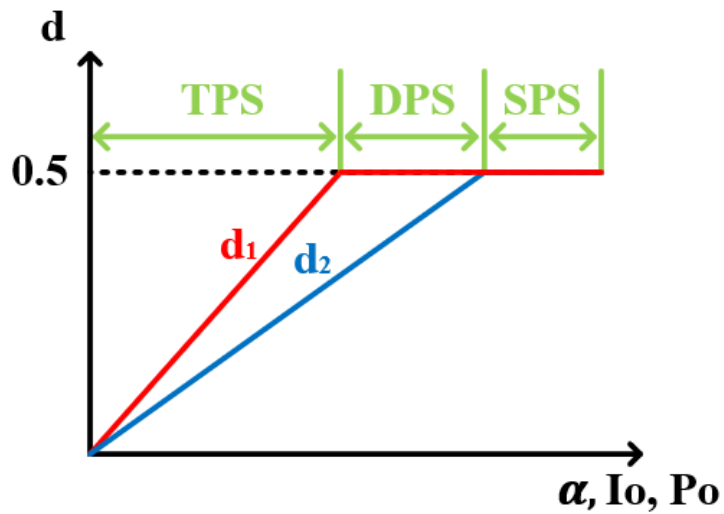


그림 10-3. α 의 변화에 따른 스위칭 방식 전환($M > 1$)

식(3-21)~(3-24)의 수식과 같이 α 값에 따라서 d_1, d_2 가 결정되게 되고 이를 DAB 컨버터에 적용하면 출력이 나오게 된다. α 와 M 에 따라서 M 스위칭 방식이 전환되는 것을 <그림10-1>~<그림10-3>으로 확인할 수 있다.

IV. 제안한 배터리 충,방전기 및 시뮬레이터 용 제어기

1. 기존 배터리 충전기의 제어기

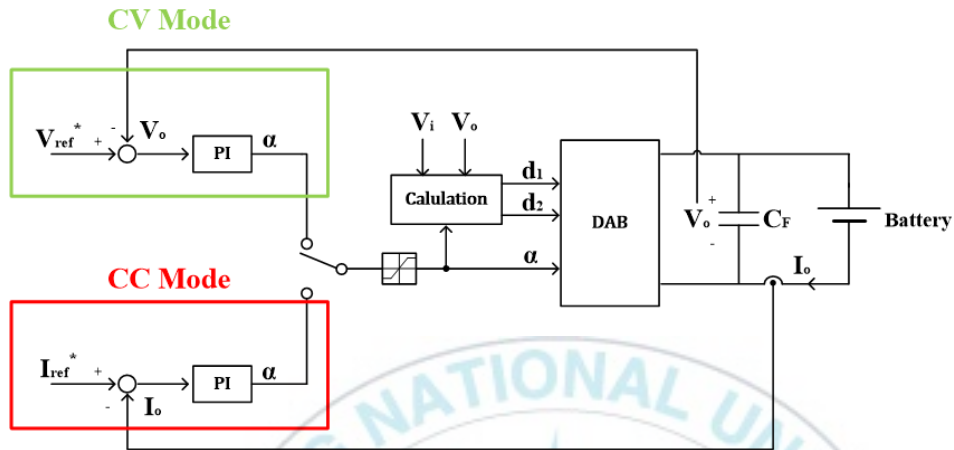


그림 11. 기존 배터리 충전기의 제어기

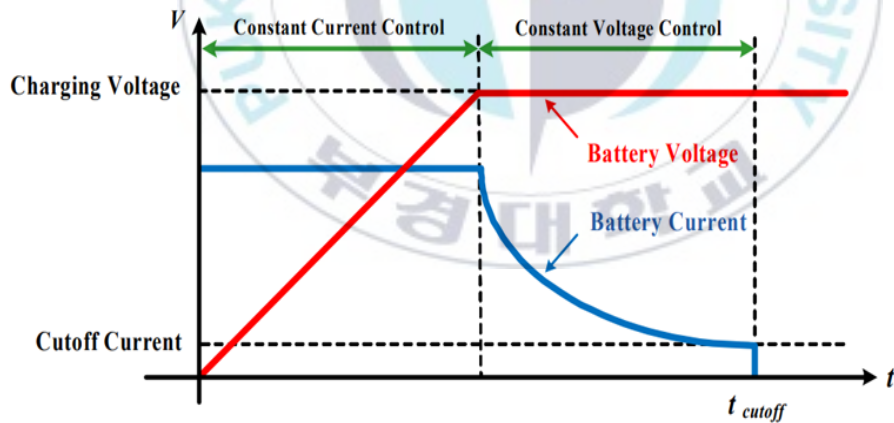


그림 12. 기존 제어기의 출력 파형

〈그림 11〉은 기존 배터리 충전기의 제어기이며 〈그림 12〉 제어기의 배터리 충전 시 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 소손 또는 노후화가 일찍 올 수 있기 때문에 초기에는 정전류 제어를 하며 배터리 충전을 하게 된다. 정전류 제어가 유지되면서 일정 전압 이상이 되면 정전압 제어로 전환되어 완충 상태를 유지한다. CC-CV 제어를 기준전압으로 결정하므로 제어기 설계가 간단하다는 장점이 있지만 정전류 모드, 정전압 모드에 대해 각각 제어기를 설계해야 하고 모드 변경 시 기준전압이 흔들리면 CC-CV 모드 간에 채터링 현상이 발생할 수 있다. 또한 모드 변경 시 불안정한 과도상태가 발생할 수 있으므로 정전압 제어 PI 제어기, 정전류 제어 PI 제어기의 제어 게인 값을 같은 값으로 설정하여야 하는 단점이 있다.

2. 제안하는 배터리 충, 방전기 및 시뮬레이터용 제어기

기존의 제어기의 경우 모드 전환 시에 과도상태가 생길 수 있고 정상 상태에서 채터링 현상이 생길 수 있는 단점이 있는 것을 확인하였다. 이에 기존 제어기를 보완할 수 있으며 전류제한 기능을 가지는 제어기를 제안한다. <그림 13>은 제안하는 배터리 충, 방전기 및 시뮬레이터용 제어기이며 PWM 발생부와 제어루프 부로 나눌 수 있다.

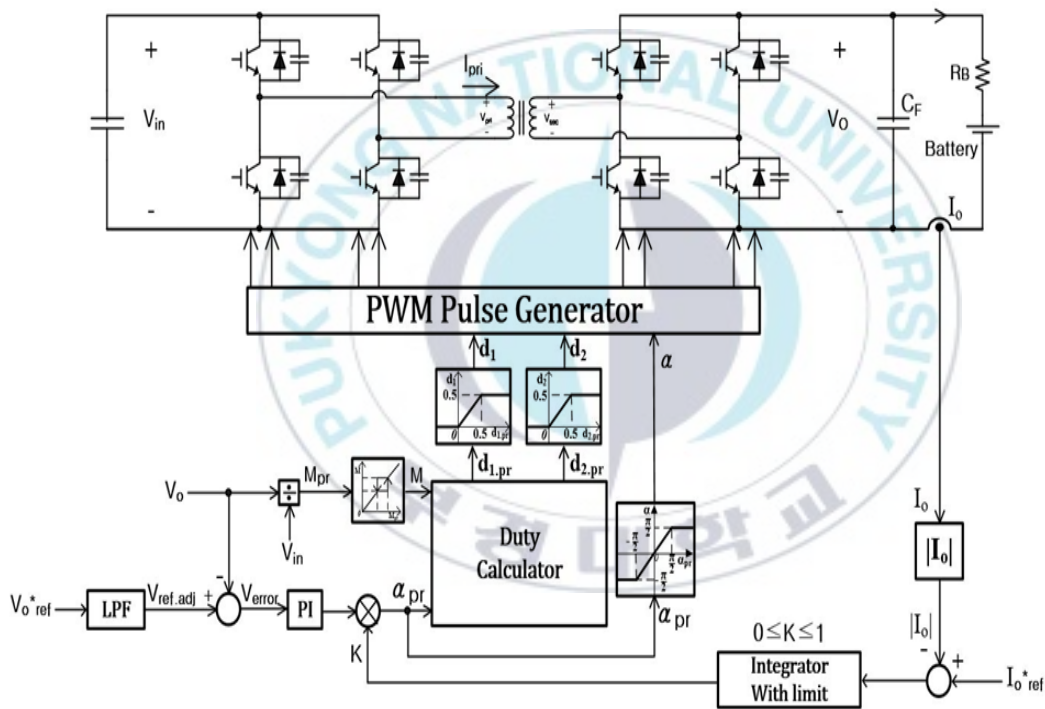


그림 13. 제안하는 제어기

제안하는 제어기는 초기 소프트 기동을 위해 LPF를 사용하였으며 $V_{o.ref}^*$ 에서 LPF를 거쳐서 나온 $V_{ref.adj}$ 값과 출력전압 V_o 를 비교하여 V_{err} 을 생성한다. 이 V_{err} 값을 PI제어기를 이용해 α_{pr} 로 나오게 되며 $|I_o|$ 와 $I_{o.ref}$ 의 차를 적분기에 의해 누적된 K ($0 \leq K \leq 1$) 값과 α_{pr} 값이 곱해져 나온 α 값으로 듀티 계산을 하게 된다. d_1, d_2 가 결정이 되면 d_1, d_2, α 의 조합으로 PWM 스위칭 동작을 하며 DAB 컨버터 출력으로 나오게 된다.

가. PWM 발생부

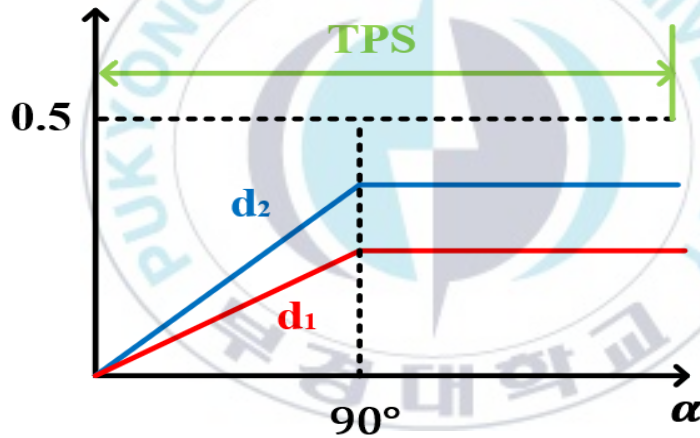


그림 14-1. $\alpha \leq 90^\circ$ 일 때 α 변화에 따른 스위칭 방식 전환1 ($M < 1$)

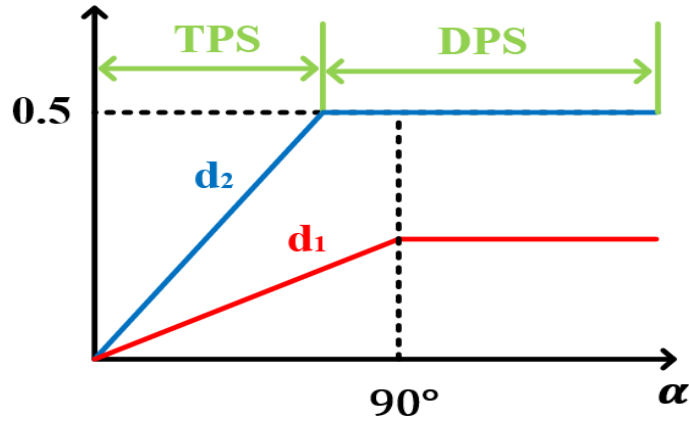


그림 14-2. $\alpha \leq 90^\circ$ 일 때 α 변화에 따른 스위칭 방식 전환2 ($M < 1$)

앞서 언급한 d_1, d_2 식은 식(3-21)~(3-24)과 같으나 α 값이 90° 일 때 최대전력을 내기 때문에 90° 에서 제한을 할 수 있는데 이러한 과정에서 d_1, d_2 값이 반강제적으로 제한되게 된다. 그로 인해 <그림 14-1>처럼 TPS제어 동작만 하거나 <그림 14-2>처럼 TPS, DPS 제어 동작만 하게 된다. 이러한 문제를 없애기 위해 최종적으로 PWM 발생에 필요한 파라미터 값인 d_1, d_2, α 값 이전에 pr 값이라는 변수를 도입하였다. 그리고 분모에 절댓값을 넣음으로써 강압조건, 승압조건 수식을 통합하여 최종적으로 변형된 수식은 식(4-1)~(4-2)로 정리할 수 있다.

$$d_{1.pr} \approx \frac{\sqrt{3} M}{\pi \sqrt{|1 - M^2|}} \alpha_{pr} \dots\dots\dots \text{식(4-1)}$$

$$d_{2.pr} \approx \frac{\sqrt{3}}{\pi \sqrt{|1 - M^2|}} \alpha_{pr} \dots\dots\dots \text{식(4-2)}$$

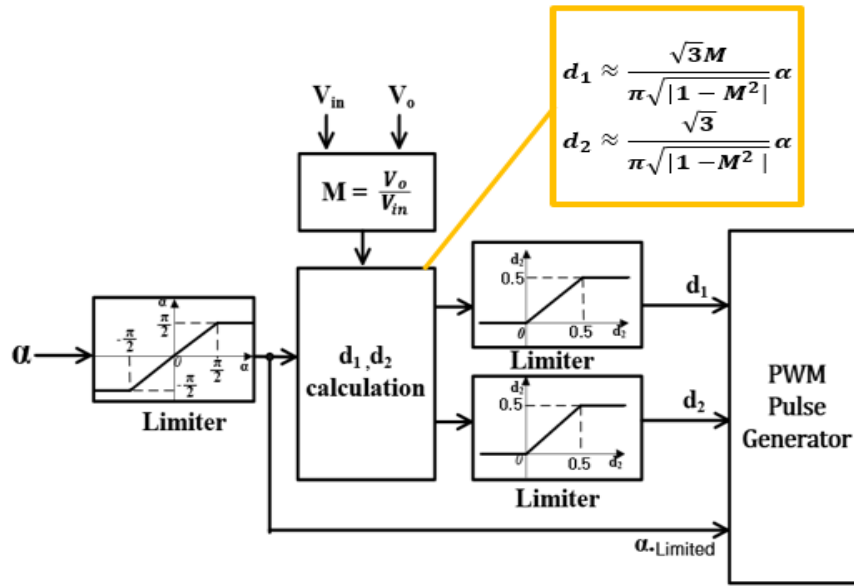


그림 15-1. PWM 발생부 (pr값 없음)

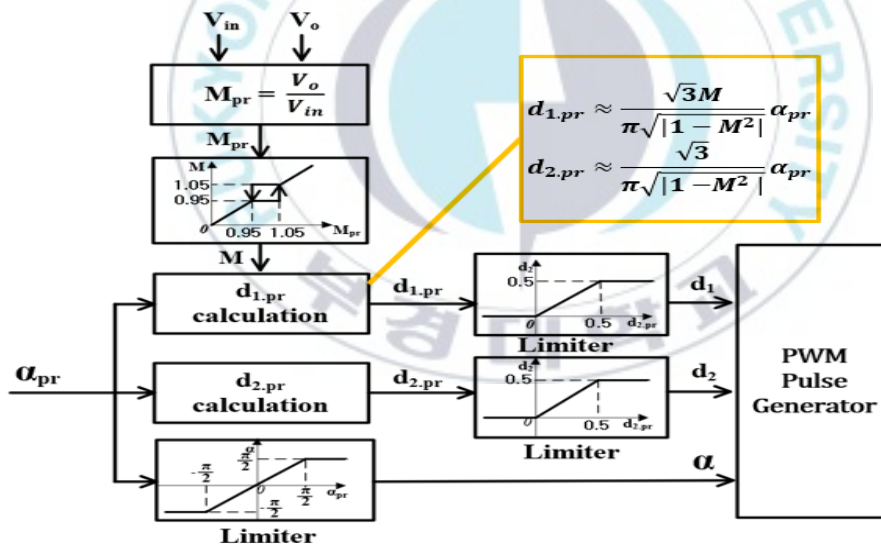


그림 15-2. PWM 발생부 (pr값 도입)

〈그림 15-1〉는 pr변숫값이 없는 PWM 발생부이며 〈그림 15-2〉은 pr변
 숫값이 도입된 PWM 발생부이다. 〈그림 15-2〉에서 α_{pr} 값은 $d_{1,pr}$, $d_{2,pr}$ 의
 모든 계산이 끝난 후에 따로 90° 로 제한되어 α 값으로 나오기 때문에
 d_1 , d_2 의 값에 영향을 미치지 않는다. M값도 마찬가지로 M_{pr} 값으로 사
 용할 수 있으며, 히스테리시스 루프를 이용한다. 히스테리시스 루프를
 사용함으로써 $d_{1,pr}$, $d_{2,pr}$ 계산에 의해 $M < 1$ 에서 $M > 1$ 로 전환 경우에도 구
 간 전환 시 채터링 현상 없이 원활하게 동작시킬 수 있다.

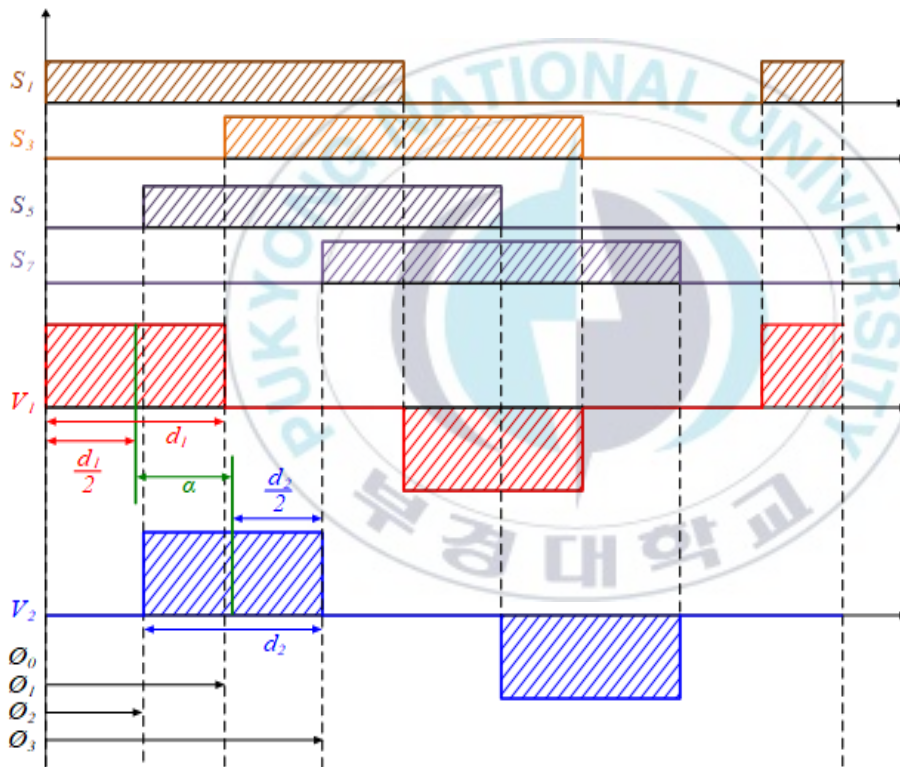


그림 16. PWM 발생 타이밍도

<그림 16>는 각 스위치마다 PWM 발생 신호를 타이밍도로 나타낸 것이다. α 값은 V_{pri} 과 V_{sec} 의 기본과 위상차가 되고 계산에 의해 도출된 V_{pri} 의 양의 전압시간 듀티 d_1 값과 V_{sec} 의 양의 전압시간 듀티 d_2 는 PWM 발생 타이밍을 계산하는데 이용된다. 스위칭 타이밍에 이용되는 ϕ 에 대한 수식은 식(4-3)~(4-6)과 같다.

$$\phi_0 = 0 \dots\dots\dots \text{식(4-3)}$$

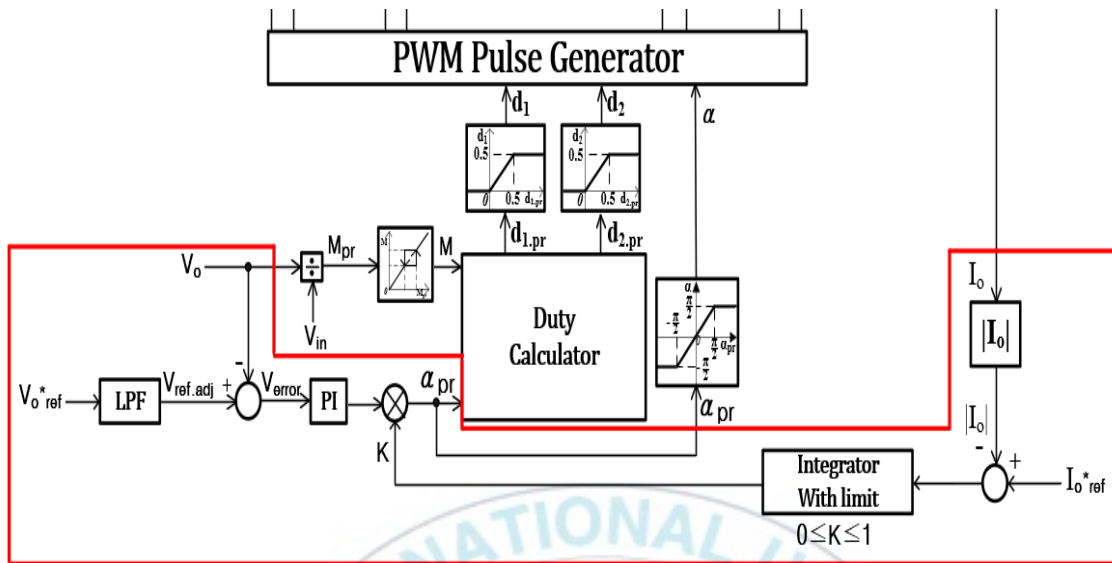
$$\phi_1 = d_1 \dots\dots\dots \text{식(4-4)}$$

$$\phi_2 = \frac{d_1 - d_2}{2} + \alpha \dots\dots\dots \text{식(4-5)}$$

$$\phi_3 = \frac{d_1 + d_2}{2} + \alpha \dots\dots\dots \text{식(4-6)}$$

ϕ_0 는 스위치 S_1 이 기준이 되므로 0이 되고 ϕ_1 는 V_{pri} 의 양의 전압시간 듀티 d_1 를 결정하기 때문에 d_1 값을 가진다. 이와 마찬가지로 ϕ_2 는 S_5 와 S_1 이 켜지는 시간 차이로서 식(4-5)가 되고 ϕ_3 는 S_7 와 S_1 이 켜지는 시간 차이로서 식(4-6)이 되며 ϕ_3 과 ϕ_2 차이는 V_{sec} 의 양의 전압시간 듀티 d_2 값이 된다.

나. 제어루프 부



제어루프 부

그림 17. 제안하는 제어기의 제어루프 부

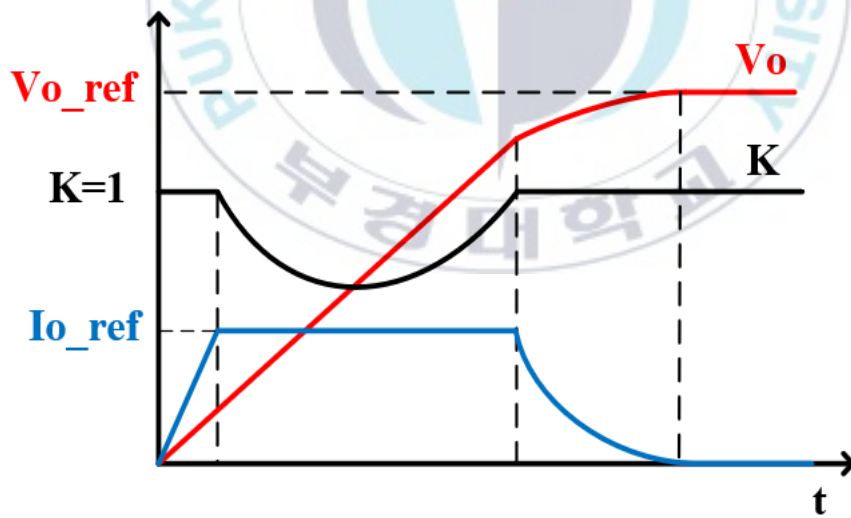
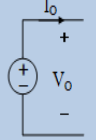
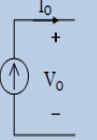
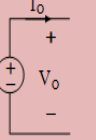
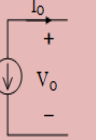
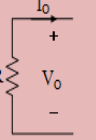
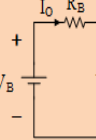


그림 18. 제안하는 제어기의 배터리 충전 시 출력 파형

<그림 17>는 제안하는 제어기의 제어루프 부이며 <그림 18>는 제안하는 제어기로 배터리 충전 시 초기 구동부터 정상상태까지의 전압, 전류, K 출력을 그래프로 나타내고 있다. 여기서 $I_{o.ref}$ 는 $I_{o.limit}$ (제한되는 전류값)와 같은 의미로 해석할 수 있으며 초기 구동 시 I_o 가 $I_{o.ref}$ 에 수렴할 때까지 K 값이 1로 최댓값이 된다. I_o 값이 $I_{o.ref}$ 에 수렴하게 되면 $I_{o.error} = 0$ 이 되므로 K는 0과 1사이의 값이 되면서 기존 제어기의 정전류(CC) 제어와 동일하게 동작한다. 즉, K 값의 비율에 따라 출력 전류가 조정된다. 출력전류가 $I_{o.ref}$ 값으로 고정되면서 배터리가 충전되어 출력전압이 증가하고 이로 인해 $V_{o.error}$ 와 α 는 점점 감소하게 된다. V_o 가 $V_{o.ref}$ 값으로 거의 수렴해질 때 I_o 값이 줄어들게 되고 $I_{o.error}$ 값이 다시 커짐에 따라 K값은 1로 수렴하게 된다. V_o 가 $V_{o.ref}$ 값에 도달했을 때 기존 제어기의 정전압(CV) 제어와 동일하게 동작한다. $I_{o.error}$ 를 누적시킨 변수 K를 삼입함으로 인해 CC-CV(정전류-정전압)모드 변환 시 채터링 현상이 없고 전류 제어기와 전압 제어기가 통합된 형태로 구성되어 있어 제어기 설계의 부담을 줄일 수 있는 장점이 있다. 제안한 제어기에서 $I_{o.ref}$ 와 $V_{o.ref}$ 는 각각 정전압 모드일 때, 정전류 모드일 때 $I_{o.limit}$ (전류제한 값), $V_{o.limit}$ (전압제한 값)으로 사용될 수 있으며 제어기 내에는 자체 보호동작이 가능하다. 또한 I_o 가 아닌 출력 전류에 절댓값을 취한 형태인 $|I_o|$ 값으로 크기 관점에서 제어하므로 전류를 양방향 $I_{o.limit}$ 값으로 제어가 가능하다.

다. 제안한 제어기의 기능정리

표1. 제안한 제어기의 기능정리

기능	파워 서플라이		배터리 충방전기			배터리 시뮬레이터
모드	정전압(CV)	정전류(CC)	충전기 (CC→CV)	방전기 (CC→CV)	방전기 (등가저항)	배터리 시뮬레이터
등가회로						
전력방향	계통 → 부하	계통 → 부하	계통 → 부하	계통 ← 부하	계통 ← 부하	계통 ↔ 부하
주명령치	출력전압 (V_o^*)	출력전류 (I_o^*)	출력전압 (V_o^*)	출력전류 (I_o^*)	출력전류 (I_o^*)	출력전압 (V_o^*)
제한명령치 (보호동작용)	토폴로지의 최대전압	토폴로지의 최대전압	토폴로지의 최대전류	토폴로지의 최대전압	토폴로지의 최대전압	토폴로지의 최대전류

<표 1>은 제안한 제어기로 사용할 수 있는 기능들을 정리한 것이다. 크게 파워서플라이, 배터리 충, 방전기, 배터리 시뮬레이터 기능으로 나눌 수 있다. 파워서플라이인 경우 정전압 모드와 정전류 모드로 나누어지며 정전압 모드일 때 $K=1$ 로 고정되어면서 $V_{o.ref}$ 에 따라 출력전압을 가변시킬 수 있다. 이때의 $I_{o.ref}$ 는 $I_{o.limit}$ 역할이 된다. 정전류 모드일 때는 K 는 0과 1사이의 값이 되면서 $I_{o.ref}$ 에 따라 출력전류를 가변시킬 수 있다. 이 때의 $V_{o.ref}$ 는 $V_{o.limit}$ 역할이 된다. 다음으로 배터리 충, 방전기 일 경우 배터리 정격 전류를 $I_{o.limit}$ 로 지정해놓고 $V_{o.ref}$ 로 충전 또는 방전을 할 수 있다. 그리고 배터리 시뮬레이터인 경우는 상위레벨에서 개방전압 V_B 와 출력전류 I_o 값, 설정된 내부저항 R_B 값을 이용하여 계산된 $V_{o.ref}$ 값을 송신 받아서 제어하기 때문에 정전압모드와 동일하다.

V. 시뮬레이션 및 실험 결과

1. 시뮬레이션 사양

표2. 시뮬레이션 사양

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

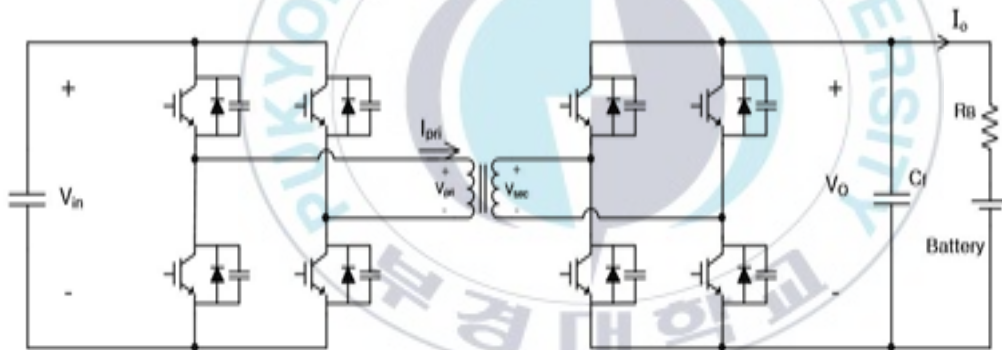


그림 19. 시뮬레이션에 사용한 회로도

제안한 제어기를 이용하여 배터리 충, 방전기의 특성을 알아보기 위해 배터리를 모의하기 위한 커패시터($C=4[mF]$), 저항($R_B=20[m\Omega]$) 부하를 사용하여 시뮬레이션을 진행하였다.

2. 시뮬레이션 파형

가. $V_i = 500\text{ V}$ 일 때 배터리 충,방전동작 시뮬레이션

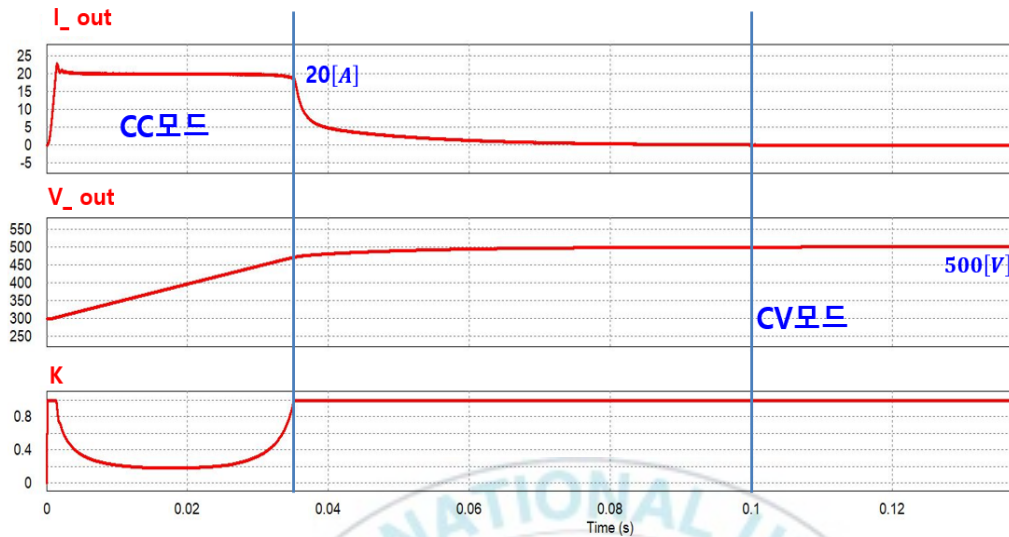


그림 20. $V_i = 500\text{ V}$ 일 때 배터리 충전기 시뮬레이션 파형

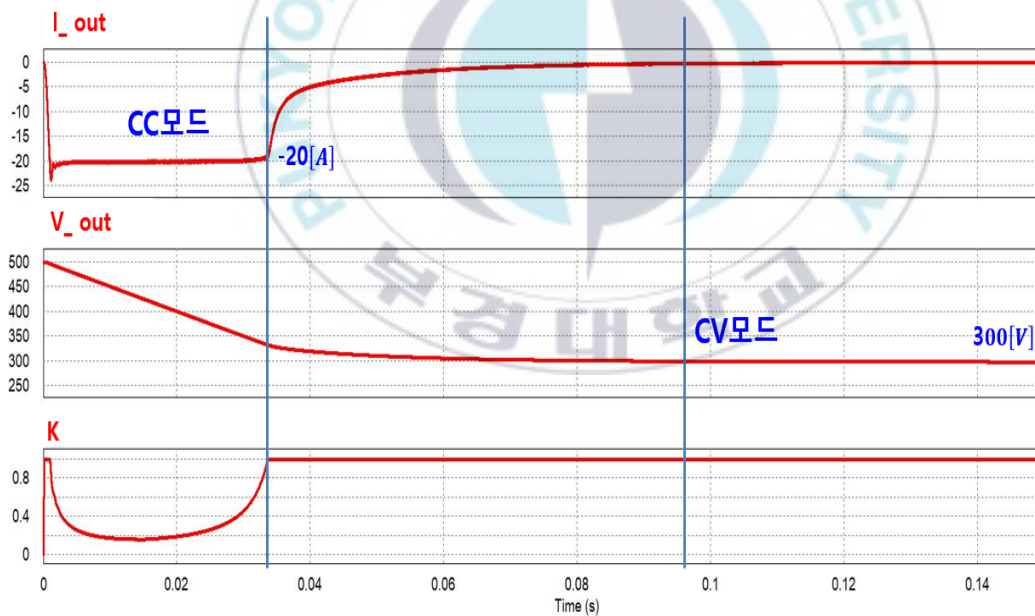


그림 21. $V_i = 500\text{ V}$ 일 때 배터리 방전기 시뮬레이션 파형

<그림 19>과 같은 회로를 이용하여 <그림 20>는 입력전압이 500[V]이고 출력전압을 300[V]에서 500[V]까지 충전하는 시뮬레이션 파형이고 <그림 21>은 입력전압이 500[V]이고 출력전압을 500[V]에서 300[V]까지 방전하는 시뮬레이션 파형이다. 여기서 300[V]의 방전 기준은 배터리 방전종지전압을 가정하여 설정하였다. 먼저 <그림 20>의 동작을 보면 <그림 18>과 같은 출력이 나타나는 것과 CC 모드에서 CV 모드의 변환이 자동으로 원활하게 잘 동작하는 것을 확인할 수 있다. 이때의 제어 출력값으로 $V_{o.ref}=500[V]$, $I_{o.ref}=20[A]$ 를 인가하였으며 여기서 $I_{o.ref}$ 는 $I_{o.limit}$ 로 해석될 수 있으므로 $I_{o.limit}=20[A]$ 가 된다. 그에 따라 CC모드에서 $I_{o.limit}=20[A]$ 로 전류가 제한되는 것을 볼 수 있다. <그림 21>은 방전동작으로 $V_{o.ref}=300[V]$, $I_{o.ref}=20[A]$ 를 인가하였으며 CC모드에서 $I_{o.limit}=-20[A]$ 로 음수인 전류값으로 제한되는 것을 확인할 수 있다. 이는 출력전류를 절댓값을 사용해 크기 관점으로 볼 수 있는 $|I_o|$ 값으로 제어를 하기 때문에, 충전 동작 시 같은 $I_{o.limit}$ 값으로도 양방향 전류흐름을 전류크기로 제한을 할 수 있다.

나. $V_i = 500\text{ V}$ 일 때 배터리 충,방전 연속동작 시뮬레이션

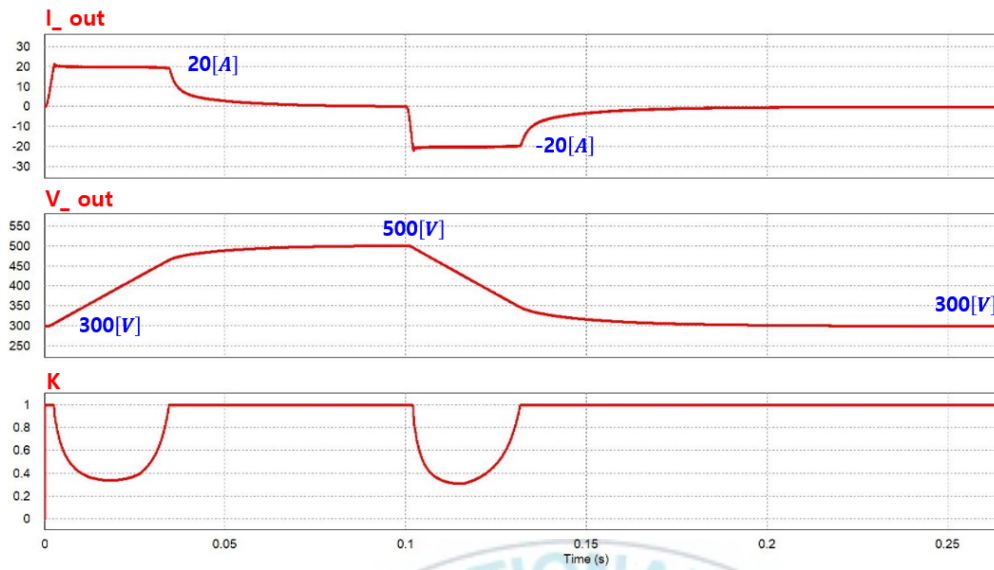


그림 22. $V_i = 500\text{ V}$ 일 때 배터리 완충 후 방전동작 시뮬레이션 파형

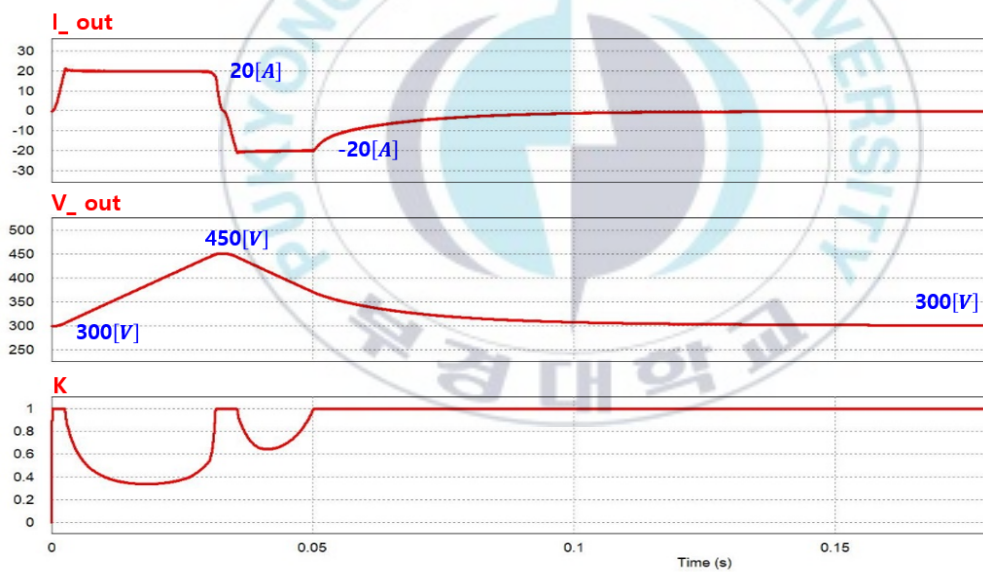


그림 23. $V_i = 500\text{ V}$ 일 때 배터리 충전도중 방전동작 시뮬레이션 파형

<그림 19>과 같은 회로를 이용하여 <그림 22>는 입력전압이 500[V]이고 출력전압을 300[V]에서 500[V]까지 완충 후 다시 300[V]로 방전하는 연속동작 시뮬레이션 파형이고 <그림 23>은 입력전압이 500[V]이고 출력전압을 300[V]에서 500[V]까지 충전 도중 300[V]으로 방전하는 동작이다. <그림 22>는 <그림 20>와 <그림 21>의 연속 동작에도 잘 동작하는 것을 확인할 수 있다. <그림 23>의 경우는 초기 $V_{o.ref}=500[V]$ 을 하였지만 완충이 되기 전 시간대에 임의로 $V_{o.ref}=300[V]$ 을 인가하였으며 약 450[V] 구간에서 다시 방전 동작을 하는 것을 볼 수 있다. 그에 따라 1의 값을 가지는 K 값의 상태는 다시 CC 모드로 변경되기 위해 0과 1 사이의 범위로 전환을 하게 되고 기존의 방전동작과 똑같이 동작하게 된다. <그림 20>~<그림 23>의 파형을 토대로 전류 제한을 가진 정, 역방향 동작이 가능하며 충전상태 중 방전을 가해도 무리 없이 잘 동작하는 것을 확인 하였다.

다. 변압기 RMS 전류 및 THD 비교

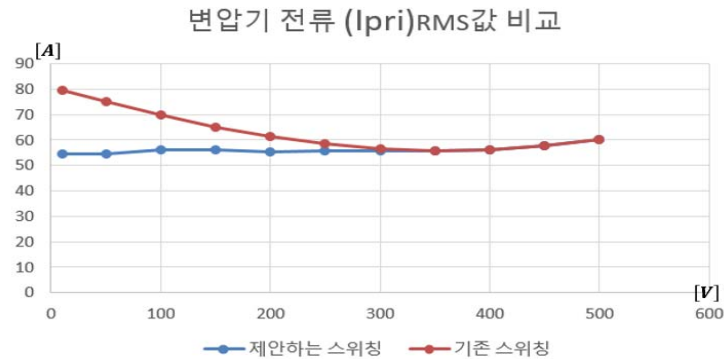


그림 24. $V_i = 500\text{ V}$ 일 때 기존 스위칭과 제안하는 스위칭의 전류비교

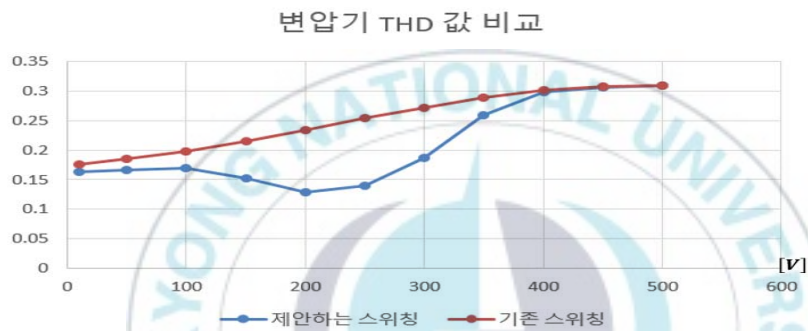


그림 25. $V_i = 500\text{ V}$ 일 때 기존 스위칭과 제안하는 스위칭의 THD비교

<그림 24>과 <그림 25>은 $V_i = 500\text{ V}$, $I_o = 50\text{ A}$ 의 조건에서 출력 전압을 가변 시켜 변압기 RMS 전류값과 THD를 비교한 그래프이다. 변압기 전류 I_{pri} 의 RMS 값은 약 1.45배까지 차이가 나는 것을 확인할 수 있으며 이는 기존 스위칭의 무효전류 성분이 저출력 구간에서 매우 크다는 것을 알 수 있다. 그리고 THD 특성을 비교해 보았을 때 최대 약 1.81배까지 차이가 나는 것을 확인할 수 있으며 단일 SPS 방식으로 쓰일 때보다 SPS, DPS, TPS 방식을 통합하여 사용하는 것이 효율적임을 알 수 있다.

3. 실험 사양

표3. 실험 사양

Parameter	Value
입력전압 V_i	0 V– 100 V
출력전압 V_o	0 V– 100 V
변압기 누설인덕턴스 L	20 μ H
변압기 권선비 $K = \frac{n_2}{n_1}$	1
스위칭 주파수 f_{sw}	40 kHz
출력 커패시터 C_f	600 μ F

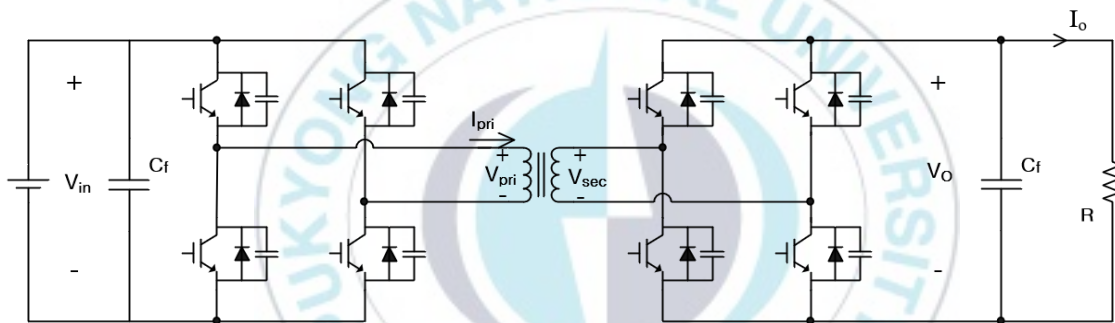


그림 26. 실험에 사용된 회로도

본 논문에서 DAB DC-DC 컨버터 실험 사양은 <표2>와 같다. V_i 는 <그림 27>의 직류전원 공급 장치를 단방향으로 사용하였고, 반도체 스위치는 SiC MOSFET을 사용하였다. 실험에 사용한 MCU는 TMS320F28377을 사용하였다.



그림 27. 양방향 직류전원 공급장치

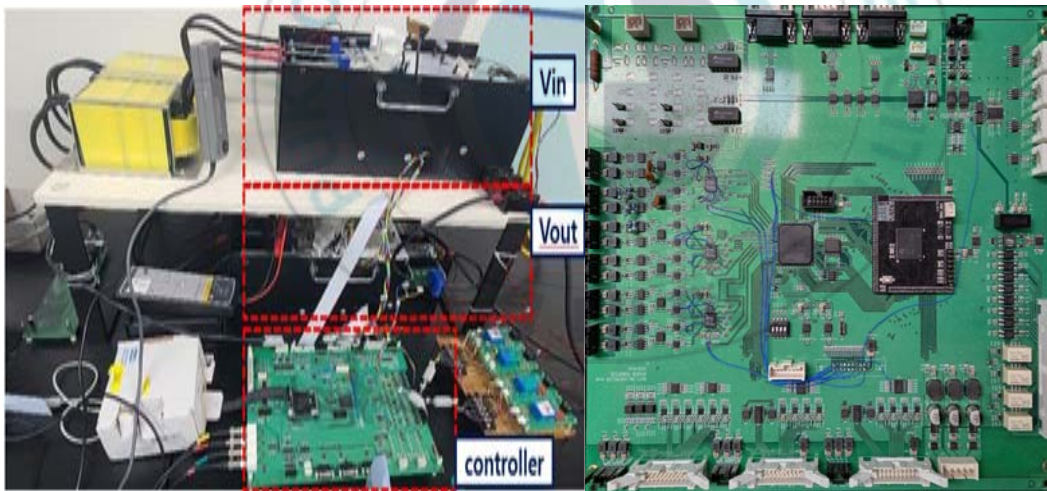


그림 28. DAB 컨버터 실험 구성(전력회로부(좌), 제어보드부(우))

4. 실험 파형

가. 정전압(CV) 제어

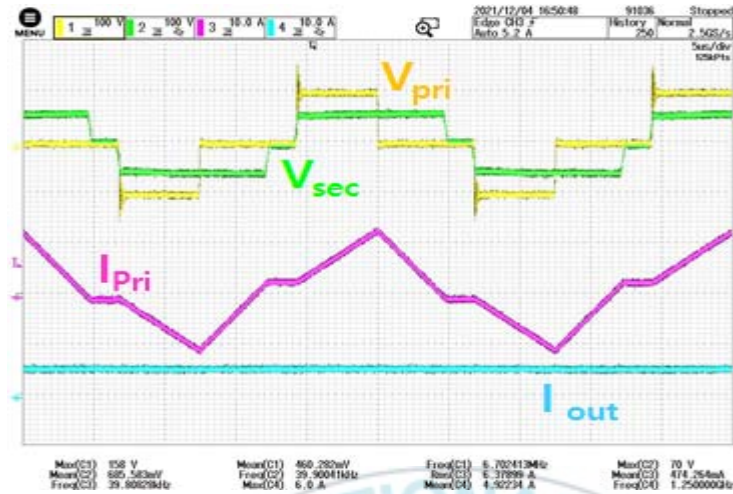


그림 29-1. $V_i = 100\text{ V}$, $V_o = 60\text{ V}$ 정전압 제어 파형 (TPS동작)

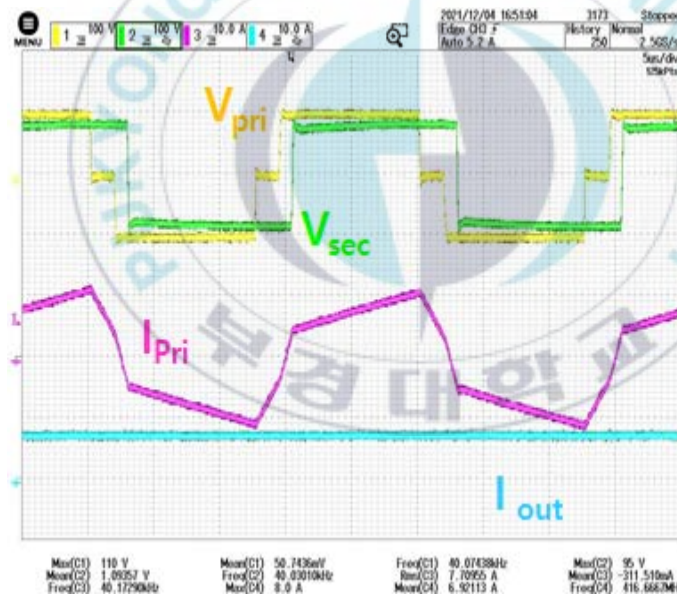


그림 29-2. $V_i = 100\text{ V}$, $V_o = 85\text{ V}$ 정전압 제어 파형 (DPS동작)

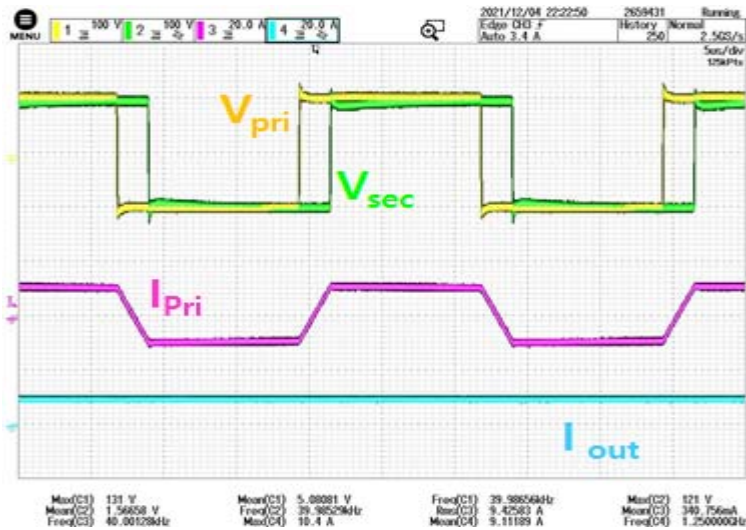


그림 29-3. $V_i = 100\text{ V}$, $V_o = 100\text{ V}$ 정전압 제어 파형 (SPS동작)

정전압 제어를 위해 저항이 $12.5[\Omega]$ 으로 구성된 <그림 26>의 회로를 이용하였다. <그림 29-1>~<그림 29-3>는 입출력 전압이 1:1 이하인 구간에서 정전압 제어 파형을 나타낸 것이다. <그림 29-1>에서는 변압기 1, 2차 측 전압 듀티가 50% 미만으로 제어되는 것이 확인되며 TPS동작이 잘 되고 있는 것을 확인할 수 있다. <그림 29-2>에서는 변압기 1차 측 전압 듀티가 50% 미만이고 변압기 2차 측 전압 듀티가 50%로 제어되는 것이 확인되며 DPS 동작이 잘 되고 있는 것을 확인할 수 있다. <그림 29-3>에서는 변압기 1, 2차 측 전압 듀티가 50%로 제어되는 것이 확인되며 SPS 동작이 잘 되고 있는 것을 확인할 수 있다. 부하 출력이 커짐에 따라 TPS, DPS, SPS구간 변환 동작이 잘 되는 것을 확인할 수 있다.

나. 정전류(CC) 제어

정전류 제어를 위해 저항이 $6.25[\Omega]$ 으로 구성된 <그림 26>의 회로를 이용하였다. $V_i = 100\text{ V}$ 에서 정전류 제어를 적용한 $5[\text{A}]$, $10[\text{A}]$ 출력파형은 <그림 30-1>~<그림 30-2>와 같이 잘 나오는 것을 확인할 수 있다.

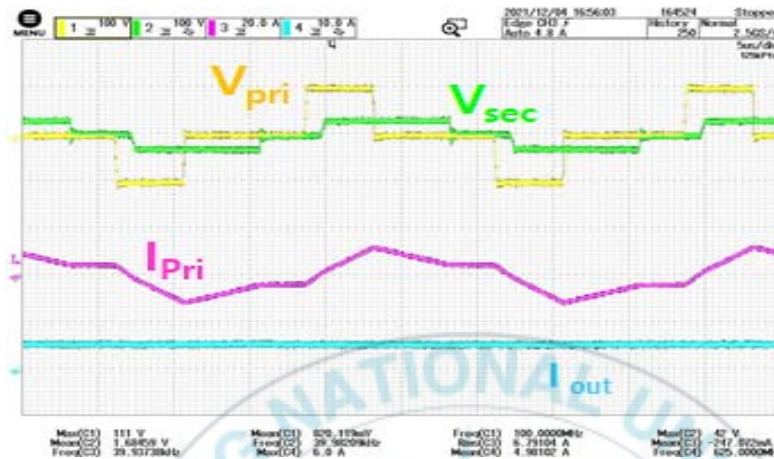


그림 30-1. $V_i = 100\text{ V}$, $I_{out} = 5\text{ A}$ 정전류 제어 파형

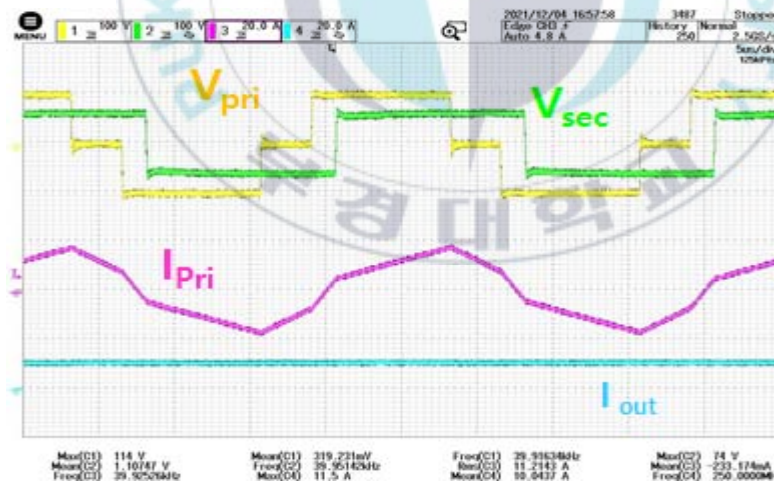


그림 30-2. $V_i = 100\text{ V}$, $I_{out} = 10\text{ A}$ 정전류 제어 파형

다. CC-CV모드 전환동작 제어

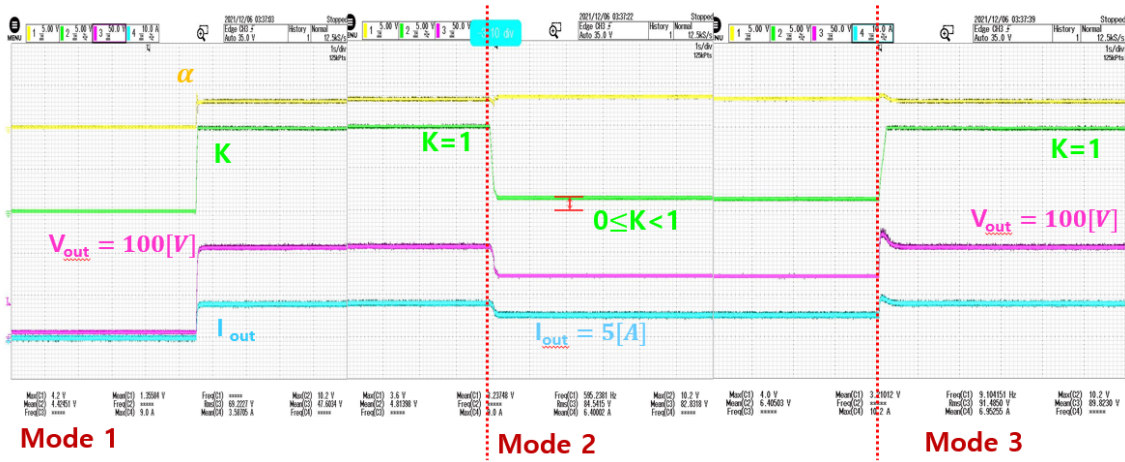


그림 31. CC-CV 모드 자동 전환 파형

<그림 31>은 저항이 $12.5[\Omega]$ 으로 구성된 <그림 26>의 회로를 이용하여 각각의 CC, CV 모드 사용 도중에 모드 변환을 임의로 주었을 시 나타나는 출력 특성을 연속적으로 나타낸 파형이다. 먼저 Model에서 CV 모드를 이용하였으며 $V_{o.ref}=100[V]$, $I_{o.ref}=10[A]$ 로 제어한 파형이다. CV 모드에서는 $I_{o.ref}$ 가 $I_{o.limit}$ 의 의미로 쓰이기 때문에 10[A]의 출력전류가 아닌 제한전류 10[A]로 해석된다. K값은 1의 값을 가지면서 정전압 출력을 확인할 수 있다. Mode2에서는 CC 모드에서 CV 모드로 임의로 모드 변환을 한 것으로 $I_{o.ref}$ 만 5[A]로 변경시켰다. CC 모드에서 $V_{o.ref}$ 는 $V_{o.limit}$ 의 의미로 사용하기 때문에 제한전압 100[V]로 해석된다. K 값은 0과 1사이의 일정한 비율을 가지는 값을 가지면서 정전류 출력을 확인할 수 있다. Mode3은 다시 $I_{o.ref}=10[A]$ 를 조정하여 CC 모드에서 CV 모드로 변경하는 동작으로 Model과 동일한 출력을 가진다.

라. CC-CV모드 부하저항 변경 시 절환동작 제어

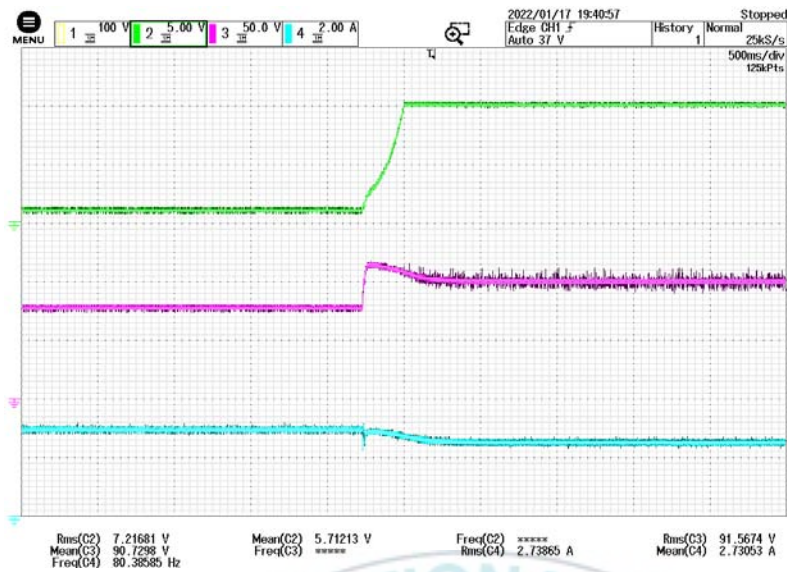


그림 32. CC-CV 모드 자동 전환 파형 (부하저항 변경 시)

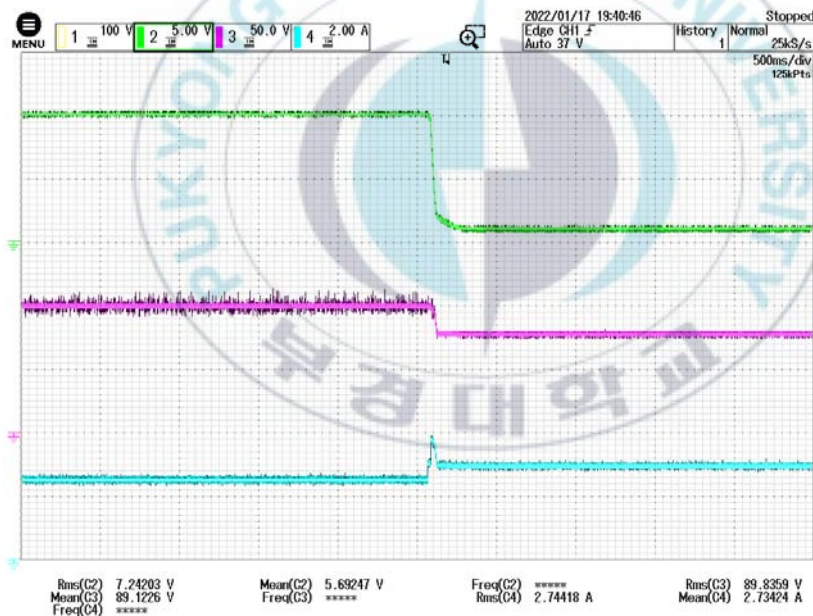


그림 33. CV-CC 모드 자동 전환 파형 (부하저항 변경 시)

<그림 32>~<그림 33>은 <그림 26>의 회로를 이용하여 저항을 임의로 $37.5[\Omega]$ 에서 $25[\Omega]$, $25[\Omega]$ 에서 $37.5[\Omega]$ 로 가변하여 CC-CV, CV-CC모드 변환 동작을 나타낸 파형이다. 두 파형 모두 $V_{o.ref}=100[V]$, $I_{o.ref}=3[A]$ 로 제어한 파형이다. <그림 32>의 경우에는 초기 CC 모드일 때 $V_{o.limit}=100[V]$ 와 $I_{o.ref}=3[A]$ 의 동작을 하는 도중 저항의 변화($25[\Omega]$ 에서 $37.5[\Omega]$)에 의해 CV모드로 바뀌면서 $V_{o.ref}=100[V]$ 와 $I_{o.limit}=3[A]$ 의 출력을 내는 동작이다. <그림 33>의 경우에는 초기 CV 모드일 때 $V_{o.ref}=100[V]$ 와 $I_{o.limit}=3[A]$ 의 동작을 하는 도중 저항의 변화($37.5[\Omega]$ 에서 $25[\Omega]$)에 의해 CC모드로 바뀌면서 $V_{o.limit}=100[V]$ 와 $I_{o.ref}=3[A]$ 의 출력을 내는 동작이다. 두 파형은 앞의 파형<그림 31>과 동일하게 K 는 1이 될 경우 CV모드를 동작하며 $0 \leq K < 1$ 일 때 CC 모드 동작을 하는 것을 확인할 수 있다.

VI. 결 론

전기자동차, 스마트 그리드, 신재생 에너지, ESS 등 다양한 분야에서 배터리를 널리 사용함에 따라 배터리 시장이 점점 커지고 있으며 그에 따른 배터리 충, 방전기 및 시뮬레이터의 사용도 점점 늘어나고 있다. 최근에는 DC-DC 컨버터의 효율을 높이는데 많은 연구가 이루어지고 있으며 본 논문에서는 배터리 충, 방전기 및 시뮬레이터를 위한 DAB 컨버터의 제어기를 제안하였다.

기존의 스위칭 방식으로 SPS 스위칭 방식의 단일로 사용하거나 SPS-DPS와 같이 두 가지 스위칭 방식을 엮어서 이용하기 때문에 스위칭 이용방식이 효율적이지 못하다. 이러한 단점들을 보완하기 위해서 세 가지 스위칭 방식인 SPS, DPS, TPS 방식을 분석하고 스위칭 방식에 필요한 제어 변수를 통합하여 스위칭 제어를 하였다. 기존의 이용 방식과 비교하여 제안한 스위칭 방식을 사용하는 것이 변압기 전류, THD 측면에서 효율이 높은 것을 확인하였다.

그리고 기존의 배터리 충전용 제어기는 CC-CV 모드로 제어를 하기 위해 각각의 제어기를 설계해야 하기 때문에 모드 변환 시 채터링 현상과 정전압, 정전류 각각의 PI 제어게인 값을 같은 값으로 설정하지 않을 시에 큰 과도상태가 일어날 수 있다. 반면 제안하는 제어기는 독립적인 게인 값을 가져 설계의 부담을 줄일 수 있고, CC-CV모드 변환이 일어날 때 자동으로 전류 제한 또는 전압 제한으로 이용할 수 있기 때문에 제어기 내에는 자체 보호 동작이 가능하다.

따라서 본 논문에서는 제안하는 배터리 충, 방전기 및 시뮬레이터용 제어기를 DAB DC-DC 컨버터에 적용하여 동작 특성을 시뮬레이션 및 실험을 통해 검증하였고 향후 높은 출력 특성을 요구하는 DAB 컨버터에서도 직, 병렬연결을 이용해 제안한 제어기를 적용하여 제어시스템을 구현하는데 활용될 것으로 기대된다.



참고 문헌

- [1] Prakornchai Phonrattanasak., “Development of Fast Charging Station for Thailand” , International Journal of Innovation, Management and Technology, Vol. 3, No. 6, Dec. 2012.
- [2] 서동립, 유준.(2011).배터리 관리 시스템 개발을 위한 배터리 시뮬레이터 설계. 대한전자공학회 학술대회,0,996-999.
- [3] A. R. Rodriguez 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.
- [12] 김준태. "배터리 충전기를 위한 DAB 컨버터의 전력회로 및 제어기 설계." 국내석사학위논문 부경대학교, 2021.

감사의 글

길고도 짧았던 석사 생활을 어느덧 끝맺게 되었습니다. 학부시절 학업에 대해 흥미를 많이 가지지 못하였지만 학술 동아리를 통해 전공에 대한 흥미를 가지게 되었습니다. 그 후 학교에서 좋은 교수님 분들과 좋은 선, 후배님들을 만나고 학업을 계속 이어가고자 마음먹었고 대학원에 대한 생각을 가지게 되었습니다. 전력전자라는 과목을 배울 때는 어려웠지만 관심을 가져 그 내용을 직접 구현하는 과정에서 더욱 흥미를 가지게 되었습니다. 차근차근 밟아가던 과정들이 힘들 때도 있고 즐거울 때도 있었지만 이 하나하나의 순간들이 저를 있게 해준 것 같습니다. 이러한 저를 있게 해준 도움과 조언을 받았던 분 들께 감사의 말씀을 드리고 싶습니다.

석사과정에 있으면서 많은 조언과 가르침을 아끼지 않았던 김인동 교수님, 바쁘신 와중에도 저의 질문에 바로 답해주시며 힘든 부분까지 세심하게 알아채시고 도움을 많이 주셔서 감사합니다. 생각지도 못한 부분의 질문을 던져주시며 저를 생각의 깊이를 넓혀주신 노의철 교수님, 많은 응용 분야를 탐구하는 과정에서 한번 더 생각해 봄으로써 제가 건문을 넓혀 준 데에 있어 큰 도움이 되었습니다. 고민에 빠져 생각에 잠겨있는 저를 언제나 재미있는 농담을 던져주시며 반갑게 맞이 해주시던 김영학 교수님, 항상 좋은 말씀과 격려 감사합니다.

석사 생활 동안 연구실에서 도움을 받은 많은 선, 후배님들에게도 감사의 인사를 전합니다. 학부과정에서 처음 만나 같은 연구실에서 많은 다양한 분야의 실험을 경험하게 해주시고 이해하기 어려운 부분까지 차근차근 설명해 주셨던 고무석 선배님, 유진열 선배님, 실험과 이론에 있어서 저의 부족한 부분을 꼼꼼히 매워 주신 송승민 선배님 감사합니다. 조언과 격려를 아끼지 않으며 늘 주위 사람들을 잘 챙겨주

신 이상화 선배님, 매사에 모르는 것도 항상 밝은 얼굴로 꼼꼼하게 잘 가르쳐 주시고, 즐거운 연구실 분위기를 만들어 주신 김준태 선배님 감사합니다. 저의 일을 돕고자 무리한 부탁을 해도 항상 밝은 얼굴로 도움을 주며 힘든 일이 있어도 서로 같이 도와주던 김주원 후배님, 주영국 후배님 모두 감사하고 응원합니다.

마지막으로, 2년 동안 따뜻한 격려와 응원을 해주시며 묵묵히 저를 기다려 주신 부모님과 동생들에게도 감사의 말씀드립니다.

이 글에 담지 못한 분들이 많지만 모두 감사의 인사를 전하며 지금 까지가 아닌 나아가 더 많은 성취를 이룰 수 있도록 노력하겠습니다. 감사합니다.



2022년 2월
박성현 올림