



## 저작자표시-비영리-동일조건변경허락 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

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

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.



비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.



동일조건변경허락. 귀하가 이 저작물을 개작, 변형 또는 가공했을 경우에는, 이 저작물과 동일한 이용허락조건하에서만 배포할 수 있습니다.

- 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](#)

碩 士 學 位 論 文

5kW 계통연계형 배터리충전기 시스템  
해석 및 설계

忠南大學校 大學院

電氣工學科 電力 및 自動化 專攻

李 雨 鐘

指導教授 車 翰 周

2011 年 2 月

5 k W 계통 연계형  
해석 및 설계 배터리 충전기 시스템

李雨鐘

2011年

5kW 계통연계형 배터리충전기 시스템  
해석 및 실험

指導教授 車 翰 周

이 論文을 工學碩士學位  
請求論文으로 提出함

2010 年 10 月

忠南大學校 大學院

電氣工學科 電力 및 自動化 專攻

李 雨 鐘

李雨鐘의 工學碩士學位  
請求論文을 認准함

2010 年 12 月

論文審查委員會

委員長 \_\_\_\_\_.

委 員 \_\_\_\_\_.

委 員 \_\_\_\_\_.

忠南大學校 大學院

## 목 차

목차 .....	i
그림목차 .....	iv
표목차 .....	vi
기호 및 약어 .....	vii
 제 1 장 서론 .....	 1
1.1 연구배경 .....	1
1.2 연구목적 및 논문구성 .....	2
 제 2 장 배터리 이론 .....	 5
2.1 전지의 개요 .....	5
2.2 납축전지 .....	5
2.3 배터리 모델링 .....	8
 제 3 장 3상 인터리브드 DC-DC 컨버터 .....	 10
3.1 3상 인터리브드 DC-DC 컨버터의 효과 및 특징 .....	12
3.1.1 3상 인터리브 방식의 특징 .....	12
3.1.2 DC-DC 컨버터의 전류리플 해석 .....	15
3.2 3상 인터리브드 DC-DC 컨버터 제어 방법 .....	17
3.2.1 충전모드 전류제어 알고리즘 .....	18
3.2.2 방전모드 전류제어 알고리즘 .....	19
3.3 3상 인터리브드 DC-DC 컨버터 .....	20
3.3.1 3상 인터리브드 DC-DC 컨버터 모델링 .....	20
3.3.2 충 · 방전 알고리즘 .....	21
가. 충전모드 .....	21

나. 방전모드 .....	22
다. 충 · 방전 모드 전환 .....	23
3.3.3 배터리측 전류리플 특성 .....	24
3.4 하드웨어 설계 .....	24
<b>제 4 장 계통연계형 인버터 .....</b>	<b>26</b>
4.1 위상추종기법 .....	29
4.1.1 PLL의 필요성 및 응용 .....	29
4.1.2 3상과 좌표 변환 기법 .....	30
가. 3상 sin과 기준 .....	31
나. 3상 cos과 기준 .....	34
4.2 DC 링크 전압 제어기 .....	36
4.3 전류 제어기 .....	40
4.4 하드웨어 설계 .....	43
<b>제 5 장 시뮬레이션 및 실험 .....</b>	<b>45</b>
5.1 하드웨어 구성 .....	47
5.2 스텝함수의 전류에 대한 배터리 전압 응답 .....	50
5.3 계통연계형 3상 인터리브드 DC-DC 컨버터 .....	51
5.3.1 배터리 충전모드 .....	52
5.3.2 배터리 방전모드 .....	54
5.3.3 충 · 방전모드 전환 .....	56
5.3.4 배터리 전류리플 특성 .....	58
5.3.5 DC 링크 전압 제어 .....	60
5.3.6 계통 측 출력전류 .....	61
5.4 시뮬레이션 및 실험 결과 분석 .....	63

제 6 장 결론 .....	64
참고문헌 .....	65
Abstract .....	68



## 그 립 목 차

그림 2-1	배터리 방전 특성 곡선(Capacity-Ah) .....	6
그림 2-2	배터리 충전시간 곡선 .....	7
그림 2-3	배터리 모델 .....	9
그림 3-1	3상 인터리브드 DC-DC 컨버터 .....	11
그림 3-2	3상 인터리브드 DC-DC 컨버터 제어 블록도 .....	11
그림 3-3	3상 인터리브 방식 .....	12
그림 3-4	입력전류와 상전류 리플 크기의 비 .....	14
그림 3-5	듀티비에 따른 입력전류 리플 크기 .....	14
그림 3-6	컨버터측 인덕터의 각 상전류와 입력전류 .....	16
그림 3-7	비례 적분 제어기 블록도 .....	18
그림 3-8	3상 인터리브드 DC-DC 벡 컨버터 모듈의 전류 제어 알고리즘 .....	19
그림 3-9	3상 인터리브드 DC-DC 부스트 컨버터 모듈의 전류 제어 알고리즘 .....	20
그림 3-10	충전모드 .....	22
그림 3-11	정전압-정전류 제어 블록도 .....	22
그림 3-12	방전모드 .....	23
그림 3-13	전류 제어 블록도 .....	23
그림 4-1	계통연계형 인버터 구성 .....	27
그림 4-2	계통연계형 인버터 제어 블록도 .....	28
그림 4-3	DPLL 알고리즘 .....	30
그림 4-4	3상의 입력파형이 $V_\alpha$ , $V_\beta$ 로 좌표 변환된 파형 .....	32
그림 4-5	벡터기준좌표 .....	33
그림 4-6	동기좌표계 $V_d$ , $V_q$ 로 변환된 파형 .....	33
그림 4-7	3상 입력파형이 $V_\alpha$ , $V_\beta$ 로 좌표 변환된 파형 .....	35
그림 4-8	동기좌표계 $V_d$ , $V_q$ 로 변환된 파형 .....	36

그림 4-9	DC 링크에서의 전력 흐름도 .....	36
그림 4-10	DC 링크 전압 제어 블록도 .....	37
그림 4-11	P-Q 전류 제어기 블록도 .....	42
그림 5-1	시뮬레이션 회로도 .....	46
그림 5-2	1차 하드웨어 .....	47
그림 5-3	2차 하드웨어 .....	48
그림 5-4	배터리 전원 .....	49
그림 5-5	$Y-\Delta$ 변압기 .....	49
그림 5-6	스텝함수의 전류에 대한 전압 응답 .....	50
그림 5-7	밸런싱 전류제어 방법.....	51
그림 5-8	충전모드 전류 변화 시뮬레이션 .....	52
그림 5-9	충전모드에서의 상전류 및 입력전류.....	53
그림 5-10	충전모드에서의 입력전류 변화.....	53
그림 5-11	방전모드 전류 변화 시뮬레이션 .....	54
그림 5-12	방전모드에서의 상전류 및 입력전류.....	55
그림 5-13	방전모드에서의 입력전류 변화.....	55
그림 5-14	충전→방전 모드 전환 .....	56
그림 5-15	방전→충전 모드 전환 .....	57
그림 5-16	충전모드 배터리 전류리플 시뮬레이션 .....	58
그림 5-17	방전모드 배터리 전류리플 시뮬레이션 .....	58
그림 5-18	충전모드 배터리 전류리플 .....	59
그림 5-19	방전모드 배터리 전류리플 .....	60
그림 5-20	DC 링크 전압 제어 시뮬레이션 .....	61
그림 5-21	계통 측 출력 전류 시뮬레이션 .....	62
그림 5-22	계통 측 출력 전류 .....	63

## 표 목 차

표 2-1	배터리 모델링 가정 .....	8
표 2-2	배터리 모델링 제한 .....	8
표 4-1	인버터의 인덕터 용량 산출 기준 .....	43
표 5-1	실험조건 .....	49
표 5-2	배터리 실험 조건 .....	51

## 기호 및 약어

$E_0$	배터리 정전압
$K$	분극 상수 또는 저항
$Q$	배터리 용량
$V_{bat}$	배터리 전압
$I_{bat}$	배터리 전류
$V_{in}$	입력 전류
$V_{dc}$	DC 링크 전압
$d$	배터리전류의 듀티비
$D$	상전류의 듀티비
$L$	인덕턴스
$\Delta I_{bat}$	배터리전류 리플크기
$N$	<i>number of phase</i>
$N_{on}$	주기 $\tau$ 동안 ON을 유지하는 스위치 개수
$N_{off}$	주기 $\tau$ 동안 OFF를 유지하는 스위치 개수
$T$	스위칭 주파수의 역수
$K_p$	비례 이득
$K_i$	적분 이득
$K_a$	Anti-Windup 이득
$I_{b(ch)}$	충전 전류
$I_{b(ds)}$	방전 전류
$C_{dc}$	DC 링크 커패시터
$I_{inv}$	인버터 측 전류
$V_{grid}$	계통의 상전압
$I_{grid}$	계통 측 상전류
$\omega_n$	자연 비감쇠 주파수
$\zeta$	감쇠비

# 제1장 서론

## 1.1 연구배경

최근까지 현대의 발전기술은 석탄, 석유, 천연가스 등의 화석연료와 핵분열을 이용한 원자력에너지를 주 에너지원으로 이용하고 있으며, 현재까지도 주요 발전 에너지원으로서 이용되고 있다. 그러나 점차 시간이 지남에 따라 인류는 지구에 내장된 자원의 고갈과 환경오염에 대한 문제점을 인식하고 그것에 대한 해결방안을 찾고 있다. 그로 인해 현재까지도 수요가 많은 기존의 에너지 발전에서 새로운 대체에너지원에 대한 개발과 투자가 진행되어오고 있다. 기존의 화석에너지와 원자력에너지를 사용함에 따라 과거와 비교될 정도로 지구의 환경오염이 심각하게 이뤄지고 있다. 가장 큰 문제로는 환경오염에 따라서 지구의 온난화가 야기되었고 이로 인해 각종 이상 현상이 세계 곳곳에서 등장하고 있다. 지구 온난화가 초래됨으로서 북극 빙하가 20% 감소하는 등 지구 환경문제를 넘어서 물·식량·영토부족 등 사회정치적 문제를 야기하게 됐다. 급기야 화석에너지를 사용함으로써 야기되는 각종 문제점을 해결하기 위해 국제사회는 화석에너지를 대체하기 위한 새로운 에너지를 개발하게 된다. 화석연료를 변환시켜 이용하거나 햇빛, 물, 지열, 강수, 생물유기체 등을 포함하여 재생 가능한 에너지를 변환시켜 이용하는 에너지로 신재생에너지라 불리는 이것들은 태양광, 태양열, 바이오, 풍력, 수력, 해양, 폐기물, 지열 8개 분야의 재생에너지와, 연료전지, 석탄액화가스화 및 중질잔사유가스화, 수소에너지의 3개 분야의 신에너지로 나뉜다.

현재 선진각국에서 활발히 기술개발이 진행되어 실용화 단계에 접어든 신재생에너지로는 태양에너지, 풍력에너지가 주종을 이루며, 바이오매스, 지열, 파력, 조력 등을 이용한 신재생에너지 개발이 활발히 진행되고 있다. 1998년 미국 조지 워싱턴대에서 발표한 「미국의 미래기술」에 의

하면 미국은 2010년쯤 에너지 소비량의 10%를 신재생에너지로 충당하게 된다고 하며, 또 유럽연합(EU)이 97년 발간한 「에너지백서」는 2010년까지 신재생에너지 비중을 현재의 2배인 12%까지 끌어올리려는 계획을 갖고 있다. 또한 풍력발전의 메카라 할 수 있는 덴마크의 경우 4,900개의 풍력터빈에서 1,135MW의 전기를 생산, 전기소비량의 7%를 충당하고 있으며, 「에너지 21」 계획에 의하면 2000년에 10%, 2030년까지 50%를 풍력발전으로 신재생 한다는 목표아래 신재생에너지 개발과 활성화에 노력하고 있다.

이에 비해 우리나라는 여전히 원자력 위주의 에너지정책에서 탈피하지 못하고 오히려 2015년까지 원자력발전의 비중을 1998년 27.5%에서 34.2%로 늘릴 계획이며, 신재생에너지 개발은 초보단계를 벗어나지 못한 채 1997년부터 「에너지 기술개발 10개년 계획」에서야 비로소 현재 0.82%에 불과한 신재생에너지 비율을 2%까지 끌어올리겠다고 한 정도이다. 신재생에너지가 우리나라에서 차지하고 공급비중은 선진국에 비해 낮으며 신재생에너지 기술개발에 대한 투자와 관심을 좀 더 높여야 한다.

## 1.2 연구목적 및 논문구성

최근 추세로는 친환경적인 신재생에너지에 대해 널리 사용될 수 있도록 많은 연구가 이루어지고 있고, 연구를 바탕으로 상용화 시키는 것을 해결하려고 하고 있다. 하지만 경제적인 측면에서 신재생에너지는 상용화되기까지 어려움이 있지만 현 시대적 흐름에 비추어 앞으로 경제적 요소가 보완된다면, 이러한 친환경에너지의 경우 효율성은 증대될 전망이다. 신재생에너지 중에서 풍력발전은 무한정의 청정에너지원으로 화석연료를 대신하여 자원 고갈에 대비할 수 있다. 에너지 변환 효율이 높고, 발전 단가가 싸며, 설치비용이 다른 신재생에너지 중에서 가장 적게 들

고, 건설 및 설치기간도 짧다. 이러한 장점으로 인해 다른 신재생에너지에 비해 많은 연구가 이루어지고 있다. 이러한 풍력발전과 함께 풍력발전의 불규칙 출력에 대응하기 위해 배터리를 사용하는 연구가 많이 이루어지고 있다[1]-[5]. 배터리 충·방전기에 사용되는 DC-DC 컨버터 구조는 현재보다 높은 효율을 지향하기 위해 다양한 기법들이 논의되고 있지만 그중에서 인터리브드 방식은 전류 흐름의 다분화와 상의 수만큼 분배된 위상차 발생으로 전류 간 상쇄효과에 기인하여 전체 전류 리플크기의 감소와 입·출력 필터의 용량과 체적을 줄일 수 있는 이점을 제공한다[6]. 아울러 낮은 스위칭 주파수로 높은 스위칭 주파수 효과를 얻을 수 있어 스위칭 전류 모드에서의 컨버터가 분석되었다. 인터리브드 컨버터의 연속 및 불연속 전류 모드에서의 컨버터 분석에 [7]-[9] 관한 연구를 비롯하여 인터리브드 방식을 적용한 역률 보상회로[9], 하이브리드 자동차[10], 태양광 시스템[11] 등 다양한 응용에서 도입되었다.

현재 배터리 충·방전 시스템은 리튬이온, 납축전지 등 다양한 배터리를 이용해 연구되고 있고[12]-[13], 연구된 배터리를 이용해 충·방전 시스템의 경우 최근까지 양방향 DC-DC 컨버터를 이용해 연구되어지고 있다[13]-[14]. 본 논문에서는 배터리 모델링을 하고[15], 배터리와 3상 인터리브드 DC-DC 컨버터를 연결하는 알고리즘을 통해 배터리 충·방전 시스템의 동작 방법에 대해 제시하고 실험을 통하여 그 특성을 확인하였다.

본 논문은 총 6장으로 구성된다. 1장에서는 계통연계형 배터리충전기 시스템에 대해 간략히 소개하고, 연구의 목적 및 전체 논문의 구성에 대하여 서술하였다.

2장에서는 배터리에 대한 기본 이론과 본 논문에서 연구된 배터리에 대해 실제 사용한 납축전지에 대하여 기본 이론, 충·방전, 그리고 배터리의 모델링에 대하여 서술하였다.

3장에서는 배터리와 연결된 3상 인터리브드 DC-DC 컨버터에 대해 효과 및 특징과 배터리 시스템에서의 제어 알고리즘 제안하고 그에 따라 인덕터의 전류 분배 및 밸런싱에 대하여 서술하였다. 또한 제안된 알고리즘을 바탕으로 3상 인터리브드 DC-DC 컨버터를 모델링하고, 모델링을 바탕으로 배터리의 충·방전 모드에 대하여 서술하였다.

4장에서는 계통전원과 연계된 인버터의 설계 방법과 동작에 필요한 기본적인 기법들을 소개하였다. 구체적으로 위상추종기술, 전류제어기, DC 링크 제어기 그리고 필터 기술 등을 상세히 소개하였으며 기존 기법들과 더불어 새롭고 간단하게 여러 새로운 기법들을 제안하였다.

5장에서는 계통연계형 배터리충전기 시스템에 대해 시뮬레이션을 통해 제안한 알고리즘과 제어 기법들을 검증하였다. 시뮬레이션을 바탕으로 하드웨어를 제작하여 실제 실험을 진행하고 그 결과와 특성을 해석하고 서술하였다.

마지막으로 6장에서는 2장에서 5장까지의 기본적인 배터리 시스템 설계방법과 제안된 기법들에 대해 정리하고 실험 결과를 종합적으로 요약 및 평가하였다.



## 제2장 배터리 이론

### 2.1 전지의 개요

우리 주위에는 많은 전지가 작동하고 있다. 일반 가정에서 사용되고 있는 전지의 수는 한 가구당 평균 약 50개이고 현재 유통되고 있는 전지의 수는 500종 이상이라는 데이터가 있다. 전지의 용량은

$$\text{용량}(Ah) = \text{방전 전류}(A) \times \text{방전 시간}(h)$$

으로 단위는  $Ah$ (Ampere hour)이고, 예를 들어  $18Ah$  용량의 전지라고 하면  $1A$ 의 전류를 18시간 또는  $9A$ 의 전류를 2시간 흘릴 수 있는 용량이 되는 셈이다. 방전을 할 때 연속적인 방전이 아닌 간헐적인 방전을 하면 더욱 많은 에너지를 출력할 수 있으며, 그것은 전지에 자기회복작용이라는 현상이 있어서 쉬게 하면 잃었던 용량의 일부를 회복하는 동작이 있기 때문에 동작하는 시간은 짧고 쉬고 있는 시간이 긴 만큼 용량의 회복량은 많아지는 특징이 있다.

건전지의 경우 일단 그 에너지를 다 사용해 버리면 그것으로 끝나는 것과 달리 외부에서 전류를 흐르게 하여 방전과 반대의 화학변화가 발생되어 다시 에너지를 출력할 수 있는 전지를 축전지, 즉 배터리라고 한다. 그리고 에너지를 축적하기 위해 외부에서 전류를 흘리는 행위를 ‘충전’이라고 한다.

### 2.2 납축전지

납축전지는 축전지 중에서 가장 오래된 전지이며, 상대적으로 저렴한 가격으로 가장 널리 사용되는 2차 전지이다. 최근에는 신재생에너지의

개발과 함께 전력 저장 장치로 전기자동차, 지게차, 비상전원 공급 장치, 태양광 발전 시스템 등 다양한 부분에 적용되고 있다. 납축전지의 특징으로는 내부저항이 다른 배터리에 비해 낮으며 필요하면 단시간에 큰 전류를 출력할 수 있다는 점이다. 배터리의 사용에 있어서 상태는 항상 양호하여 본래의 성능을 유지하여야 한다. 또한, 수명을 늘리기 위해서는 적절한 충·방전 제어가 필요하다. 과충전 또는 과방전으로 인해 배터리의 수명은 급격히 줄어든다. 이를 방지하기 위해서는 배터리의 전압과 전류의 모니터링 시스템이 필요하다.

그림 2-1은 배터리의 방전특성곡선이다. 배터리에 부하를 연결하여 일정한 전류로 방전을 하면 초기에는 급격히 배터리 단자 전압이 떨어진다. 이 영역을 *Exponential Area*라고 하며 그 이후에는 배터리 단자전압은 천천히 조금씩 떨어지는데 이 영역을 *Nominal Area*라고 한다. 이 영역이 실제로 배터리의 동작 영역이다. 배터리의 잔존용량이 없어지면 단자전압은 급격히 하강한다. 더욱 방전이 진행되어 방전종지전압 이하로 방전을 하면 배터리의 특성은 나빠져 수명이 줄어든다. 본 연구에서 사용된 배터리 모델은 내부저항, 분극저항, 분극전압으로 SOC(State of Charge)의 함수로 표현된다.

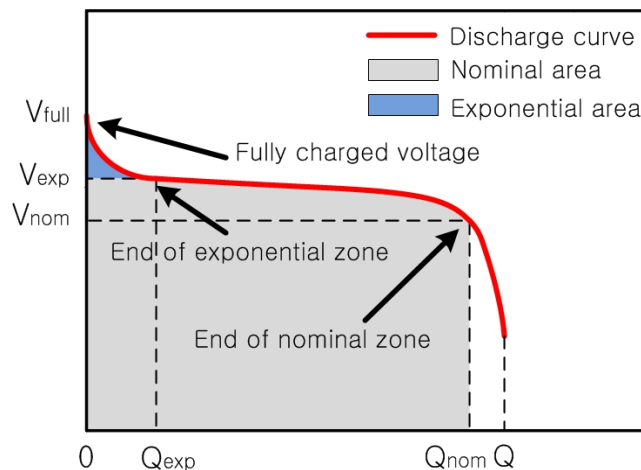


그림 2-1 배터리 방전 특성 곡선(Capacity-Ah)

납축전지는 충 · 방전 과정에서 일어나는 히스테리시스 현상과 충전 시 나타나는 특성에 의해 배터리의 수학적 모델은 충전과 방전에서 다르게 표현된다[16]. 식(2-1)(2-2)는 충 · 방전 시 배터리의 단자전압에 대한 수식을 나타낸다.

$$\text{Discharge: } V_{bat} = E_0 - Ri - K \frac{Q}{Q - i(t)} (i(t) + i^*) + \text{Exp}(t) \quad (2-1)$$

$$\text{Charge: } V_{bat} = E_0 - Ri - K \frac{Q}{i(t) - 0.1Q} i^* - K \frac{Q}{Q - i(t)} i(t) + \text{Exp}(t) \quad (2-2)$$

Exp(t) : 히스테리시스 현상

배터리의 충 · 방전 방법에는 표준충전, 급속충전, 트리클충전, 정전압 충전등이 있으나 본 실험에서는 최대한 배터리에 충격을 덜 주기위해 정전압-정전류충전을 하였다. 그림 2-2처럼 충전 초기에는 정전류 충전을 실시함으로써 충전시간의 단축을 꾀하고, 만충전 전압에 도달한 시점에서 정전류 충전을 정지하고 정전압 충전으로 전환한다. 충전 시 배터리에 규정되어 있는 최대 충전 전류를 넘으면 전지가 파손되므로 SOC에 의해 배터리에 규정된 최대 충전전류 이하(보통 최대 3C이하)로 전류를 제한해야 한다.



그림 2-2 배터리 충전시간 곡선

## 2.3 배터리 모델링

배터리의 모델링은 표 2-1, 표 2-2와 같은 조건에 따라 설계하였다. 모델링 시 모델링의 제한에 따라서 최대 SOC는 과충전에도 100%를 넘지 않는다.

내부저항은 충 · 방전과정, 전류의 변화에도 항상 일정
방전특성곡선에서 유도된 파라미터는 충전과정에서도 같다고 가정
전류의 크기에 따라 배터리 용량은 변화하지 않는다. (No Peukert effect)
온도의 영향을 받지 않는다.
자기방전은 무시
Memory effect 무시

표 2-1 배터리 모델링 가정

최소 무부하전압 = $0V$	최대 무부하전압 = $2 \times E_0$
최소용량 = $0Ah$	최대용량 = $Q$

표 2-2 배터리 모델링 제한

그림 2-3과 같이 배터리 모델은 전기회로 모델로, 간단하며 널리 사용된다. Randles 회로에서 그림 2-3과 같은 배터리 모델을 얻는다. 이 모델은 전극과 용액계면에 일어나는 현상을  $R$ ,  $C$ 로 표현하였다. 모델의 파라미터는 실험을 통해서 구할 수 있으며, 스텝 함수의 전류를 방전시켜서 전압의 변화를 통해 각 파라미터를 구한다. 개로전압( $E$ )와 SOC는 서로 선형관계이다[16]. 방전 초기에는 커패시턴스 성분에 의해 단락되어 저항  $R$  만 보이게 되고, 정상상태에서 커패시턴스는 개방된 것으로

볼 수 있으므로  $R$ ,  $R_p$ 성분의 합을 알 수 있게 된다.  $C_p$ 는 시상수로부터 계산할 수 있다. [17]

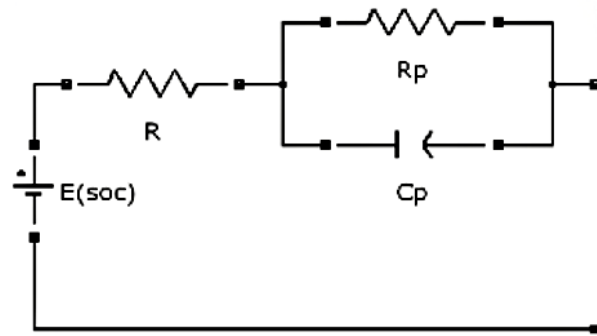


그림 2-3 배터리 모델

### 제3장 3상 인터리브드 DC-DC 컨버터

본 논문에서 DC-DC 컨버터는 배터리에서의 에너지 저장 장치를 통하여 적절한 에너지를 충·방전함으로써 일정한 연료이용률을 유지하고 배터리와 인버터 간 전력의 균형을 맞추는 역할을 하게 된다. 그런데 인버터의 급격한 변동과 같은 과도상태에서 배터리전류의 신속한 증가를 위하여 작은 값의 인덕터 사용이 요구되며 이 때문에 인덕터 전류의 리플이 커서 DC-DC 컨버터의 피크전류모드 제어 시 피크값과 평균값의 차이에 기인하는 적지 않은 오차가 지령전력과 실제출력전력 사이에 발생하게 된다. 또한 컨버터의 부스트 동작 시 전력회로의 손실에 의한 오차로 인하여 DC-DC 컨버터가 정확한 유효전력을 공급하지 못하게 된다. 따라서 이와 같이 지령전력과 실제출력전력 사이의 오차로 인한 전력의 을 초래할 수 있으므로 DC-DC 컨버터에 의한 유효전력의 공급을 정확불균형이 발생하게 되어 배터리가 과부하로 동작하게 된다. 이같이 배터리의 공급이 원활하지 않는 과부하 상태가 반복되면 배터리의 수명 단축을 초래할 수 있으므로 DC-DC 컨버터에 의한 유효전력의 공급을 정확히 제어하는 것이 필요하다.

3상 인터리브드 DC-DC 컨버터는 그림 3-1과 같이 구성되어있고, 컨버터에 대한 제어는 그림 3-2와 같은 구조로 제어된다.

이 절에서는 배터리 충전기 시스템에 적용 가능한 3상 인터리브드 DC-DC 컨버터 토폴로지를 선정하고 선정한 컨버터에 대하여 효과 및 특성, 충·방전 동작 및 원리에 대하여 서술한다.

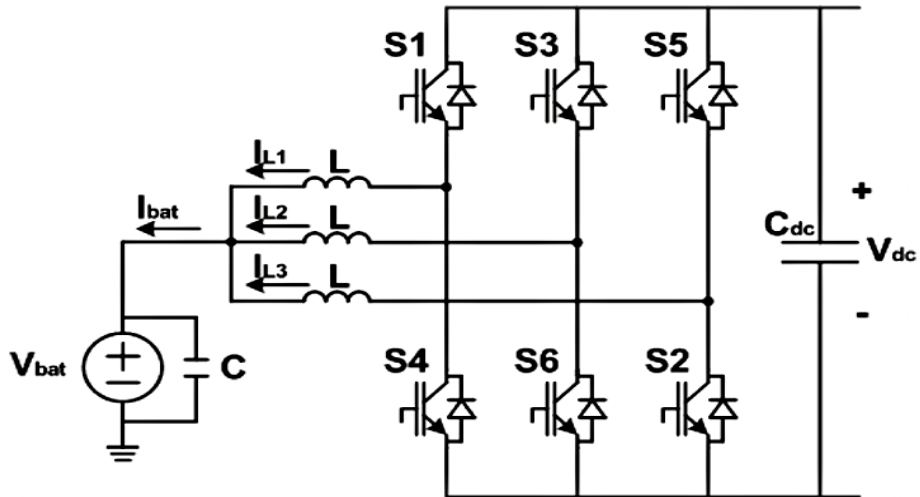


그림 3-1 3상 인터리브드 DC-DC 컨버터

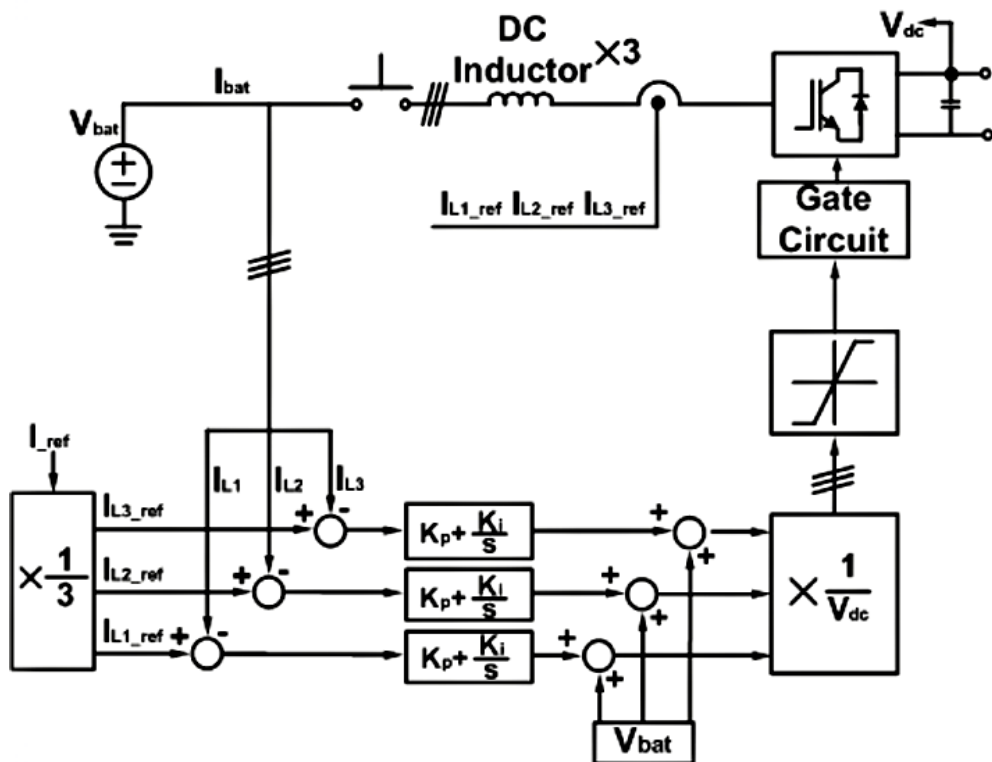


그림 3-2 인터리브드 DC-DC 컨버터 제어 블록도

### 3.1 3상 인터리브드 DC-DC 컨버터의 효과 및 특징

#### 3.1.1 3상 인터리브드 방식의 특징

배터리 충·방전 시스템에서 인터리브드 방식의 다상 구조는 배터리와 컨버터 사이의 입력 전류의 리플을 감소시켜 DC 링크의 전압 및 전류의 리플을 감소시켜 효율 상승을 유도하고, 부가적으로 능동 소자의 용량과 사이즈를 줄이기 위한 효과를 얻을 수 있다. 상의 수는 상승되는 고전압의 출력 측이 갖는 전력 품질을 고려하여, 설계 계획 시, 만족하는 수준에서 결정한다.

본 논문에서의 다상 채널의 수는 3상으로 구성하였다. 인터리브드 방식의 동작은 그림 3-3에서 확인할 수 있는데, 각 상의 위상을  $2\pi/N$  만큼 ( $N$  : 상의 개수) 차이가 나도록하여, 이에 맞추어 스위치를 ON, OFF하며 결국 전류의  $120^\circ$  위상을 발생시킨다. 각 상전류(인덕터 전류)의 합



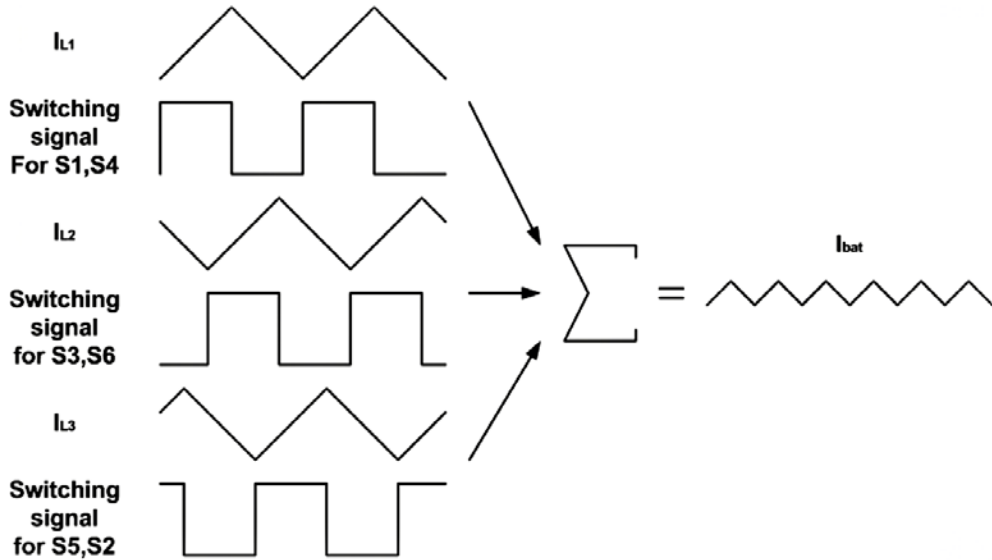


그림 3-3 3상 인터리브드 방식

인 입력전류는 결과적으로 위상차를 갖는 전류가 중첩됨으로써 리플의 상쇄 효과를 얻게 되고, 이에 리플 크기는 단상에 비해 약  $1/N$  배로 감소된다. 리플의 감소 크기는 각 상 전류의 듀티비에 의해 달라지며, 그림 3-4와 같다. 전류 뿐 아니라 출력 전압의 리플 역시 동일한 효과를 얻을 수 있다.

다른 특징으로, 부스트 및 벅 컨버터에서의 낮은 스위칭 주파수 선택은 높은 인덕턴스를 요구하게 된다. 하지만, 상전류가 중첩되어 단상에 비해 3배의 스위칭 주파수 효과를 노릴 수 있고, 각 상으로 전류가 분배되기 때문에, 식(3-1)과 같이 시스템 설계에 필요한 인덕턴스와 커패시턴스는 작아진다. 따라서 시스템 제작 시 제품의 크기와 비용을 절감할 수 있다.

$$E = \frac{1}{2}LI^2, \quad E_n = \sum_{k=1}^n \frac{1}{2}L\left(\frac{I}{N}\right)^2 \Rightarrow \frac{1}{6}LI^2 \text{ (3phase)} \quad (3-1)$$

그리고 전도손실과 관련한 효율은 식 3-2와 같이 상승시킨다.

$$P_{1.loss} = I^2 R, P_{3.loss} = \left(\frac{I}{3}\right)^2 R + \left(\frac{I}{3}\right)^2 R + \left(\frac{I}{3}\right)^2 R = \frac{1}{3} I^2 R \quad (3-2)$$

위와 같은 효과로 인터리브드 방식은 본 논문에서 뿐만 아니라, 기타 응용범위의 확장성이 높은 기법이라 말할 수 있다.

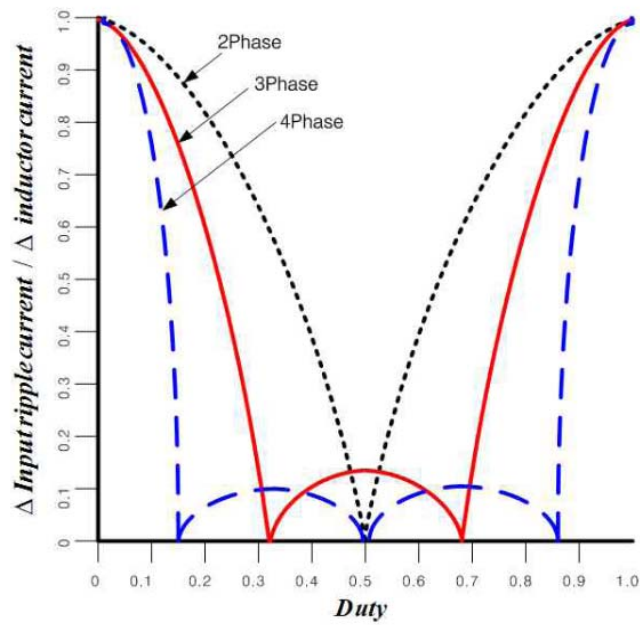


그림 3-4 입력전류와 상전류 리플 크기의 비

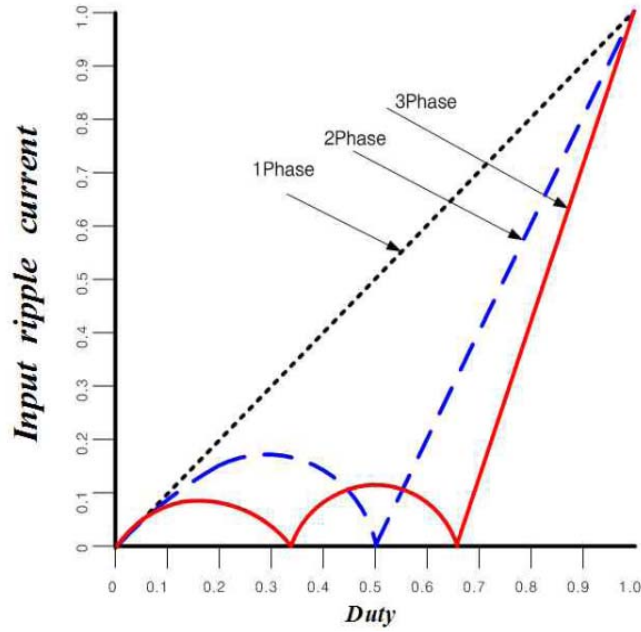


그림 3-5 듀티비에 따른 입력전류 리플 크기

### 3.1.2 DC-DC 컨버터의 전류리플 해석

DC-DC 컨버터는 3상 동작, 즉 각은 상  $120^\circ$ 의 위상차를 갖는다.  $I_{L1}$ 상을 기준으로 상전류의 기울기를 나타내면, 스위치 ON / OFF 경우에 따라 식(3-3)과 (3-4)로 나타낸다. 다른 상전류  $I_{L2}$ ,  $I_{L3}$ 도 동일하게 나타낼 수 있다.

$$\frac{di_{L1\_on}}{dt} = \frac{V_{in}}{L} \quad (3-3)$$

$$\frac{di_{L1\_off}}{dt} = \frac{V_{in} - V_{dc}}{L} \quad (3-4)$$

배터리 전압을 입력으로 보았을 시( $V_{in} = V_{bat}$ ), 입력전류의 리플 크기는 입력전류와 비교해 감소될 수 있으며, 식(3-3)과 식(3-4)로부터 입력전류의 주기를 고려하여, 입력 리플전류의 크기를 구할 수 있다.

$$\begin{aligned}
\frac{dI_{bat}}{dt} &= (N_{on} + 1) \frac{dI_{L1\_on}}{dt} + N_{off} \frac{dI_{L1\_off}}{dt} \\
\frac{dI_{bat}}{dt} &= \frac{N_{on} + 1 - ND}{D'} \times \frac{V_{bat}}{L} \\
\frac{dI_{bat}}{dt} &= \frac{d'}{D'} \times \frac{V_{bat}}{L} \\
\Delta I_{bat} &= \frac{V_{bat} dd' T}{LND'} \tag{3-5}
\end{aligned}$$

$$(D' = 1 - D, \quad d = N \cdot D - N_{on}, \quad d' = 1 - d, \quad N = N_{on} + N_{off} + 1)$$

계산된 식(3-5)에 의해서 3상 시스템의 듀티 범위는 리플전류의 크기가 0이 되는 기점을 기준으로 3개 범위의 듀티 구간으로 나눌 수 있다.

$$\Delta I_{bat} = \frac{V_{bat}}{L} \left( \frac{1-3D}{D'} \right) \frac{T}{N} d, \quad 0 < D < 0.33 \tag{3-6}$$

$$\Delta I_{bat} = \frac{V_{bat}}{L} \left( \frac{2-3D}{D'} \right) \frac{T}{N} d, \quad 0.34 < D < 0.66 \tag{3-7}$$

$$\Delta I_{bat} = \frac{V_{bat}}{L} \left( \frac{3-3D}{D'} \right) \frac{T}{N} d, \quad 0.67 < D < 1 \tag{3-8}$$

3개 구간의 입력 리플전류 크기 수식을 일반화하면, 다음과 같다.

$$\Delta I_{bat} = \frac{1}{3} \frac{V_{bat}}{L} \frac{dd'}{D'} T \tag{3-9}$$

즉, 단상의 전류리플 크기는 식(3-10)와 같으므로,

$$\Delta I_{bat\_1phase} = \frac{V_{bat}}{L} DT \tag{3-10}$$

3상의 리플의 크기는 식(3-9)와 식(3-10)을 비교해보면 단상의 1/3배가 됨을 보인다. 식(3-5)~(3-10)을 그림 3-6으로 표현할 수 있다.

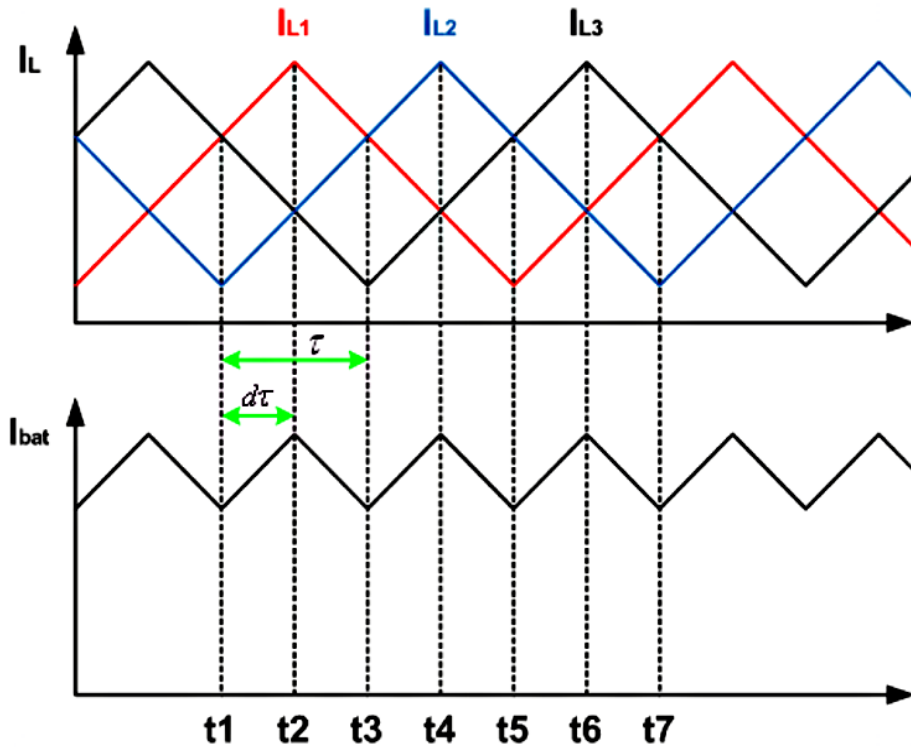


그림 3-6 컨버터측 인덕터의 각 상전류와 입력전류

### 3.2 3상 인터리브드 DC-DC 컨버터 제어 방법

본 논문에서는 비례 적분(PI) 제어기를 사용하여 제어 알고리즘을 구성하였다. 비례 적분 제어기의 영점이 시스템의 극점을 상쇄하도록 설계하는 pole-zero cancellation 기법을 사용하여 제어기의 이득으로 시스템 특성을 결정한다. 제어기 이득 중에서, 비례 이득 ( $K_p$ )의 크기는 응답의 상승 시간과 지연 시간을 좌우하고, 적분 이득 ( $K_i$ )의 크기는 정상상태 오차를 감소시키는 속도를 좌우한다. 즉, 비례 이득이 크면 응답이 빠르게 되고, 적분 이득이 크면 정상상태 오차가 빠르게 감소한다.

비례 적분 제어기는 기준치와 입력 간의 차가 제어기를 거친다. 그 결

과 값에 전향보상성분(feedforward)값이 더해져 제한기를 거쳐 최종적인 결과 값이 출력된다. 적분 제어기는 과거의 오차를 계속 적분하여 출력을 만들기 때문에 정상상태 오차를 제거할 수 있다. 그러나 이렇게 오차를 계속 적분하는 특성은 제어기 출력이 제한(limit)된 경우에 문제를 일으킬 수 있다.

제어기의 출력은 대개 다음과 같은 이유로 출력이 제한된다. 제어기의 출력인 지령은 실제 전력 변환 장치에서 발생하는데, 이용 가능한 직류 크기와 사용된 PWM 방식에 따라 전력 변환 장치의 출력 값에는 제한이 있다. 설령 전력 변환 장치가 이를 출력할 수 있더라도 제어기의 정격 이상으로 인가할 수 없다. 따라서 제어기의 출력은 실제 출력 가능한 값으로 제한된다.

이렇게 제어기 출력에 제한이 있는 시스템에서 실제로 출력에 제한이 걸린 경우에는 발생된 오차의 처리가 지연된다. 이 경우 적분기는 누적된 오차(적분 값)로 인해 포화되는데, 이러한 현상을 적분기의 Wind-Up이라 한다. 이 경우 오차의 부호가 반전되더라도 이미 쌓여있는 적분기의 내부 적분 값으로 인하여 제어기의 출력은 피드백 값에 관계없이 출력의 최대값 또는 최소값에 머물러 있게 되고 이러한 것이 해소될 때까지는 폐루프 제어가 실제적으로 동작하지 못하는 현상이 발생한다. 그 결과 제어기 출력이 오차에 제대로 반응하지 않아 응답에 큰 오버슈트가 발생하고, 정상상태로의 도달시간(setting time)이 느려지게 된다. 이러한 현상을 방지하기 위해서 적분기의 내부 값을 제어기 출력의 제한 여부에 따라 적절히 제한할 필요가 있다(Anti-windup). 이를 위해 그림 3-7과 같은 방식으로 Anti-Windup 제어를 한다[15].

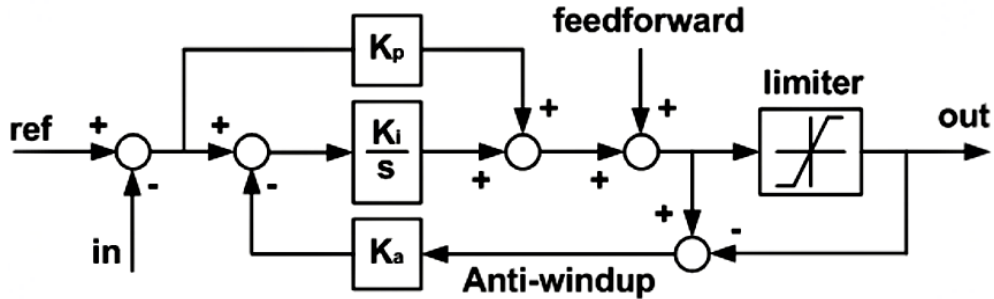


그림 3.7 비례 적분 제어기 블록도

여기서, Anti-Windup 제어기 이득은 제어 특성을 고려하여  $\frac{1}{3} \frac{1}{K_p} < K_a < \frac{3}{K_p}$  에서 선정하며 사용하는데, 보통  $K_a = 1/K_p$  로 한다.

### 3.2.1 충전모드 전류제어 알고리즘

컨버터 모듈 각 상의 하드웨어적인 조건은 이론적으로 동일하다고 가정하나, 인덕터의 권선저항, 다이오드 및 스위치 소자의 전압 손실을 고려해 실제, 입력전류  $I_{bat}$  가 1/3씩 각 상으로 균등하게 분배될 것이라 보장할 수 없다. 따라서 입력전류의 제어를 위해 제어 알고리즘은 각 3상에서 모두 수행한다. 즉 입력전류 기준치의 1/3이 각 상에 흐르도록 상전류 기준치로 설정된다. 3상의 전류 합은 입력전류가 되므로, 입력전류의 기준치를 만족시킬 수 있다. PI제어를 사용하였으며, 상전류의 기준치와 현 상전류의 차이로 PI제어 결과 값을 산출 후, 현재의 입력전압  $V_{bat}$  와의 합을 출력 전압  $V_{dc}$  비율에 맞게 PWM을 내보낸다.

그림 3-8은 배터리 충전모드일 때의 전류 제어 알고리즘이다. 배터리 전류는 양의 값으로 입력되고 그 값이 나뉘져 각 상전류와 비교하여 최종적으로 PWM을 발생시킨다.

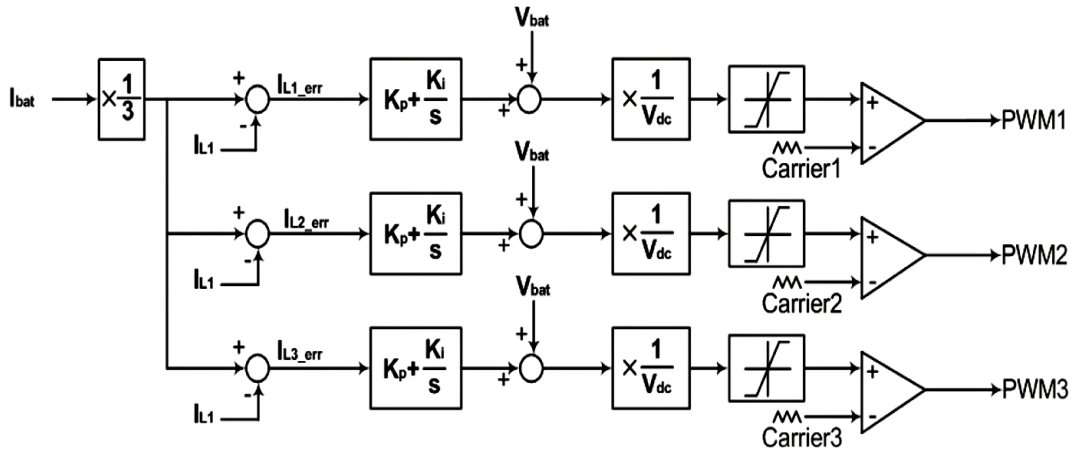


그림 3-8 3상 인터리브드 DC-DC 벡컨버터 모듈의 전류제어 알고리즘

### 3.2.2 방전모드 전류제어 알고리즘

그림 3-9는 컨버터가 방전모드로 동작할 경우의 전류제어 알고리즘이다. 그림 3-8인 충전모드와 다른 점은 배터리전류는 음의 방향으로 충전모드로 동작할 때와 반대이고 PWM이 나가는 최종단에서 반전되어 PWM이 출력된다.



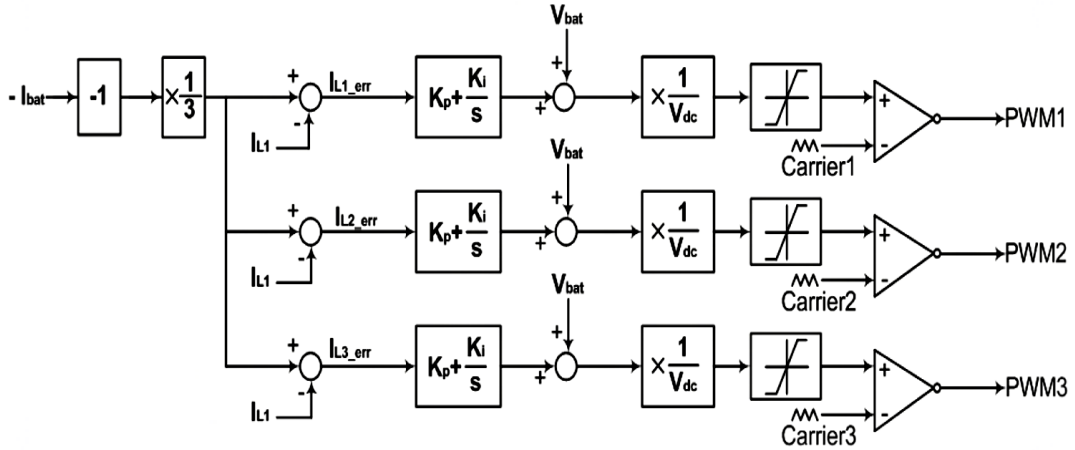


그림 3-9 3상 인터리브드 DC-DC 부스트컨버터 모듈의 전류 제어 알고리즘

### 3.3 3상 인터리브드 DC-DC 컨버터

#### 3.3.1 3상 인터리브드 DC-DC 컨버터 모델링

배터리 충·방전의 전력변환시스템에 적용되는 양방향 DC-DC 컨버터로는 절연형과 비절연형이 있다. 절연형 양방향 DC-DC 컨버터는 입·출력의 전압비가 매우 큰 경우 Push-Pull, Half-Bridge 또는 Full-Bridge 회로에 고주파 변압기를 사용하여 구현할 수 있지만 이러한 구조는 고주파 변압기에 의한 손실과 스위치 수의 증가로 효율이 감소할 수 있기 때문에 통상 전압비가 3이하에서는 비절연형 양방향 DC-DC 컨버터가 가장 우선적으로 고려할 필요가 있다. 비절연형 양방향 DC-DC 컨버터로는 Half-Bridge, Cuk 컨버터 등이 있는데 Half-Bridge의 경우 다음과 같은 장점이 있다.

- 하나의 인덕터와 커패시터만 필요하다.
- 인덕터의 용량이 작다.
- 스위치의 전압·전류정격이 작다.

위와 같은 장점으로 Half-Bridge를 선정하여 단상이 아닌 3상의 인터리브드 DC-DC 컨버터를 본 논문에 적용하였다. 본 논문에서는 6개의 스위치를 통하여 배터리 충·방전 모드를 자유자재로 바꾸면서 전류 및 전압을 제어하는 방식으로 6개의 스위치에 의해 각각 충전모드(buck converter mode), 방전모드(boost converter mode)로 동작하게 된다. DC Link를 제어하고, 전류 기준치를 원하는 값으로 입력하여 출력전력을 결정한다.

### 3.3.2 충·방전 알고리즘

#### 가. 충전모드

충전 시스템의 경우 DC-DC 컨버터가 벡 모드로 동작할 경우이다. 그림 3-10은 충전모드로, 충전의 경우 각 상마다 두 개의 스위치 중 윗단의 스위치가 능동스위치(S1, S3, S5)로 동작하고 아랫단의 스위치가 다이오드(D2, D4, D6)로 동작하여 그림 3-10과 같이 벡 컨버터가 된다. 따라서 직류단 측에서 배터리로 에너지가 전달되는 충전모드로 동작하게 된다. DC 링크의 경우 700V로 일정하게 유지되고 있기 때문에 입력된 전류 기준치가 일정하게 흐르게 되어 필요한 에너지를 공급받게 된다. 충전모드에서 계속해서 일정 전류 기준치로 충전하게 되면 배터리에 충전되는 전압은 한없이 증가하게 되는데 이러한 문제를 해결하기 위해 전압제어를 한다. 그림 3-11처럼 전압제어루프를 사용하여 일정 전압이 충전되었을 경우 더 이상 전압충전이 되지 않도록 제어하여 충전모드에서 계속적으로 일정 전류 기준치로 충전하게 되면 배터리에 충전되는 전압은 한없이 증가하지 않고 전압 루프로 동작하게끔 제어하였다.

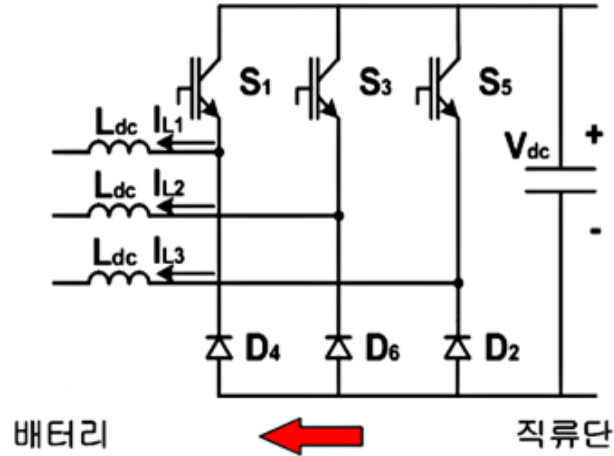


그림 3-10 충전모드

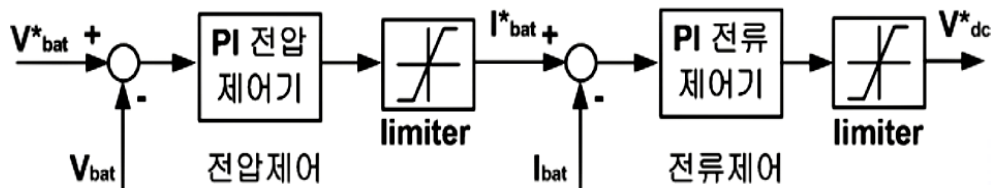


그림 3-11 정전압-정전류 제어 블록도

## 나. 방전모드

그림 3-12는 방전모드를 나타내고 있다. 방전 시스템의 경우 DC-DC 컨버터가 부스트 모드로 동작한다. 방전의 경우 각 상마다 두 개의 스위치 중 아랫단의 스위치가 능동스위치(S2, S4, S6)로 동작하고 윗단의 스위치가 다이오드(D1, D3, D5)로 동작할 경우, 그림 3-12와 같이 DC-DC 컨버터는 부스트 컨버터가 된다. 따라서 배터리에서 직류단으로 에너지가 전달되고 직류단 측에 연결된 인버터를 통해 에너지가 소비되는 방전모드로 동작한다. DC 링크의 경우 700V로 일정하게 유지되고 있기 때문에 입력된 전류 기준치가 일정하게 흐르게 되어 필요한 에너지

를 배터리로부터 공급하게 된다.

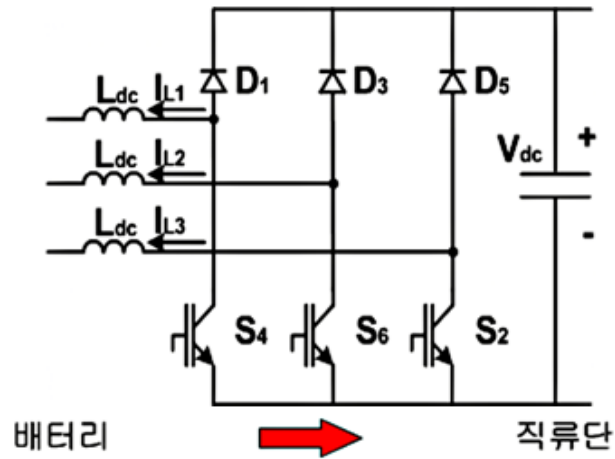


그림 3-12 방전모드

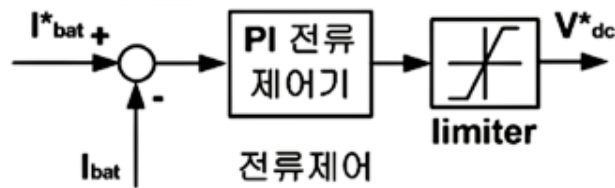


그림 3-13 전류 제어 블록도

다. 충 · 방전 모드 전환

충전↔방전 모드 전환 시에는 모드 전환 과정에서 과도적 상태가 발생된다. 컨버터가 충전모드로 되어있어 충전전류  $I_{b(ch)}$ 의 전류로 충전되는 상태에서 방전전류  $I_{b(ds)}$ 의 명령을 받게 되면 그림 12의 벡 컨버터에서 S1, S3, S5가 off되고 다이오드 D2, D4, D6이 동작하여 충전전류는 감소하여 최종적으로 0이 된다. 그 이후에는 S2, S4, S6이 방전전류의 명령으로 on이 되며 위쪽 스위치가 D1, D3, D5로 동작하는 상태이므로

인덕터의 전류가  $I_{b(ds)}^*$ 의 상태가 될 때까지 계속 도통된다. 이때 충전모드에서 방전모드로 전환하는 과도시간은 다음 식과 같다.

$$\Delta t = \frac{L}{V_{bat}} (I_{b(ch)} + I_{b(ds)}^*) \quad (3-11)$$

반대로 컨버터가 방전모드로 되어있어  $I_{b(ds)}$ 의 전류로 방전되는 상태에서 충전전류  $I_{b(ch)}^*$ 의 명령을 받게 되면 그림 8의 부스터 컨버터에서 S2, S4, S6이 off되고 다이오드 D1, D3, D5가 동작하여 방전전류는 감소하게 되고 최종에는 0이 된다. 그 이후에는 S1, S3, S5가 충전전류의 명령으로 on이 된 상태이므로 인덕터의 전류가  $I_{b(ch)}^*$ 의 상태가 될 때까지 계속 도통된다. 이때 방전모드에서 충전모드로 전환하는 과도시간은 식(14)와 같다.

$$\Delta t = \frac{L}{(V_o - V_{bat})} (I_{b(ch)}^* + I_{b(ds)}) \quad (3-12)$$

결과적으로 방전에서 충전모드로의 전환시간보다 충전에서 방전모드의 전환시간이 더 길리게 되지만 컨버터의 전환시간은 충분히 짧다.

### 3.3.3 배터리측 전류리플 특성

제3장을 처음 시작하면서 3상 인터리브드 DC-DC 컨버터의 구성에 대한 그림 3-1에서 배터리와 병렬로 연결된 커패시터를 확인할 수 있다. 이 커패시터는 배터리 전류의 리플을 줄여주는 역할을 한다. 배터리에 입·출력 되는 전류 리플의 크기가 줄어든다면 컨버터에 사용되는 인덕터를 설계할 때 그 용량을 좀 더 작게 설계할 수 있다. 그에 따라 제품의 크기를 작게 하고 인덕터의 용량이 컸을 때 발생하는 과부하를 막을 수 있다. 또한 제품 제작 시 비용이 절감되는 장점이 있다.

### 3.4 하드웨어 설계

인덕터의 경우 충 · 방전 모드와 관련하여 두 가지 모드의 전류 입출력 동작 변화를 모두 감안하여 인덕터의 전류를 항상 연속모드로 동작하도록 인덕턴스 값을 결정한다. 본 논문에서는 입력전압과 출력전압에 의해 0.586의 듀티값이 정해지고, 식(3-7)에 의해 식(3-12)를 유추하여 전류리플 크기를 13%로 선정, 인덕터를 설계하였다.

$$\begin{aligned}\Delta I_{bat} &= \frac{V_{bat}}{L} \left( \frac{2-3D}{D} \right) \frac{T}{3} d \\ L_{conv} &= \frac{V_{bat}}{\Delta I_{bat}} \left( \frac{2-3D}{D} \right) \frac{T}{3} d \\ &= \frac{300}{16.67 \times 0.2} \left( \frac{2-3 \times 0.571}{0.429} \right) \frac{10^{-4}}{3} 0.713 \\ &= 1.905mH\end{aligned}\tag{3-12}$$

식(3-12)에서 계산된 값에 의해 컨버터측 인덕터로 2mH 용량의 인덕터를 사용하였다.

## 제4장 계통연계형 인버터

계통연계형 인버터 시스템의 PCS는 현재 여러 방향으로 많은 토폴로지와 새로운 기술이 제시되고 있다. 간단히 토폴로지들을 살펴보면 저주파 변압기 방식, 고주파링크 방식, 무변압기 방식 등이 주로 이용되고 있으며 각각의 토폴로지는 장단점은 가지고 있다. 본 논문에서는 저주파 변압기 방식을 사용하였는데 무변압기 방식으로 계통과 연결한다면 고효율, 소형화, 경량화에 유리하고 변압기에서 손실되는 효율을 최대한 줄일 수 있는 장점이 있지만, 인버터 3상 계통전압이 380V로 출력되지만 실험실에 연결된 계통 측 전압은 220V이기에 저주파 변압기를 사용하여 계통측을 380V로 설정하였다. 따라서 무변압기 방식에서의 장점은 채택할 수 없었다.

그림 4-1은 3상 계통연계형 인버터의 토폴로지이다. 3상 스위치를 위한 IGBT와 인덕터 필터, 그리고 DC 링크 부분으로 나누어져 있다. 동작은 배터리에서의 DC 전압이 DC-DC 컨버터를 통해서 승압되며 전류  $I_{bat}$ 는  $C_{dc}$ 에 전압을 충전한다. 잉여전력은  $I_{inv}$ 는 DC-AC 인버터를 스위칭하여 쇼핑된 AC 파형을 만들게 된다. 계통연계형 인버터의 사양은 계통전압 380V, 5kW 정격용량으로 개발하였다. 모델링 한 인버터는 그림 4-1과 같다.

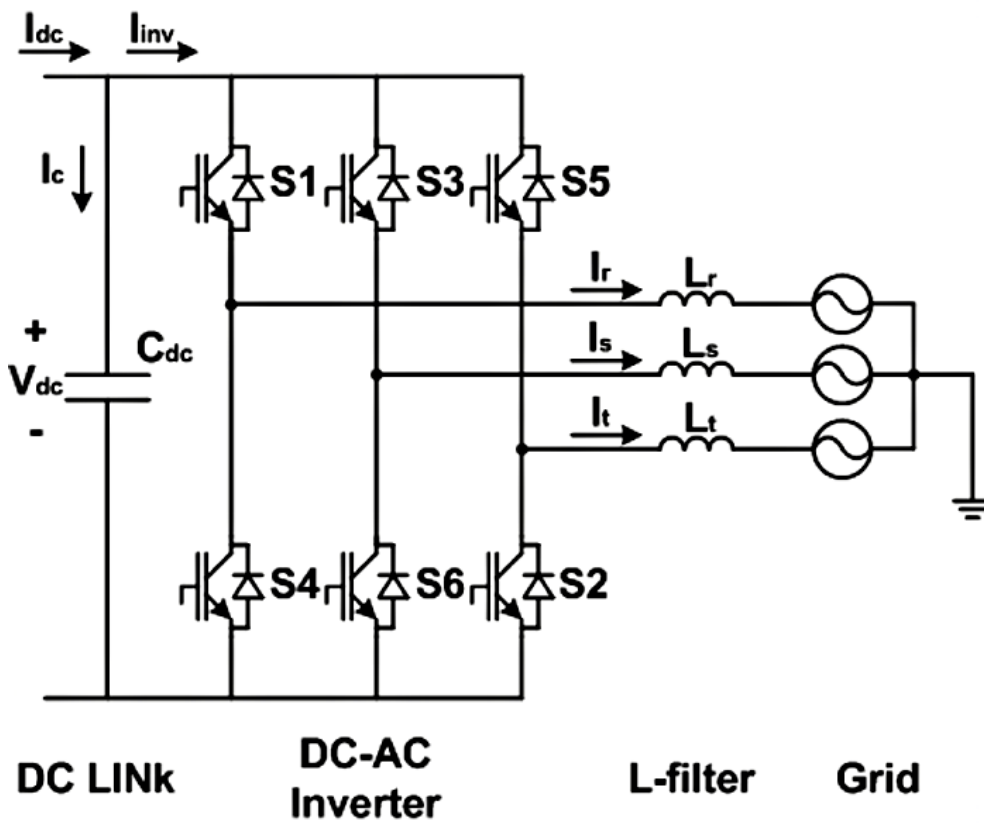


그림 4-1 계통연계형 인버터 구성



그림 4-2는 계통연계형 인버터의 제어 블록도를 보여주고 있다. 계통측 전압과 전류를 동기좌표계로 변환할 경우 직류와 같이 크기 성분만 존재하고 빠르고 정확하게 제어할 수 있기 때문에 제어기는 동기좌표계로 변환된 값을 제어한다. 제4장에서는 위상추종기법, DC Link 전압제어, 인버터 PWM 기법에 대한 구성과 자세한 특성에 대해 고찰하였다.

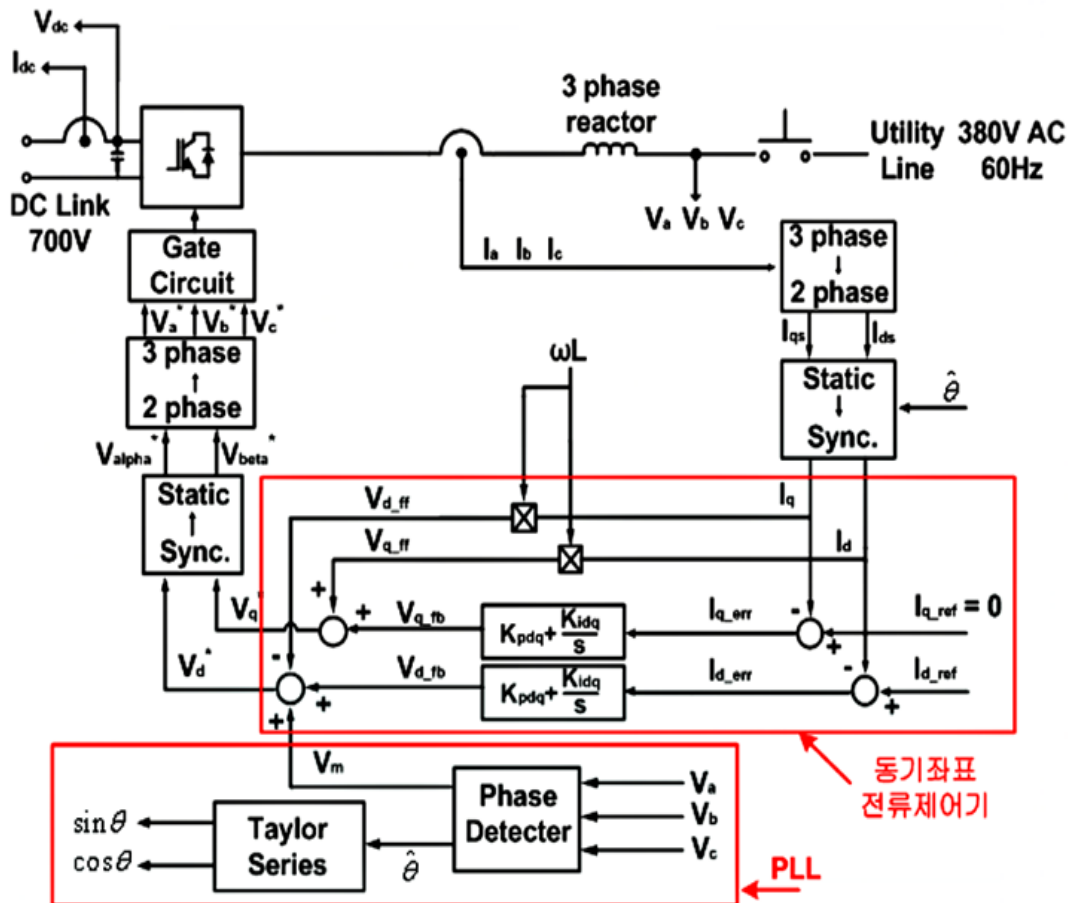


그림 4-2 계통연계형 인버터 제어 블록도

## 4.1 위상추종기법

PLL은 Phase Locked Loop, 즉 우리말로 하면 위상고정루프의 약어로서 입력 신호와 기준 주파수 또는 출력 신호와 주파수를 일치시키는 일종의 전자회로를 일컫는다. 이 기술은 계통연계에 꼭 필요한 기술 중의 하나이다. 앞에서 언급한 많은 발전 기술 중 계통과 연계된 발전기들은 PLL을 이용한 위상검출 기법은 꼭 필요한 중요한 기술이다. 위상을 추종하지 못하면 인버터에서 나오는 출력 스위칭 명령과 일치하지 않아 고조파를 발생하거나 폭발 등의 위험이 생기게 된다. 이를 해결하기 위해서는 성능이 좋고 계통전압의 불평형이나 고조파 등에도 위상을 빠르게 정확히 찾아가는 것이 중요하다. 그래서 이 절에서는 위상과 주파수를 추종하는 PLL에 대해 기술하였다. 우선적으로 PLL은 여러 논문에서 증명과 검증이 되어 있으며 본 논문에서는 사인파를 기준으로 하는 좌표 이론을 적용하였다.

### 4.1.1 PLL의 필요성 및 응용

AC-DC 컨버터, UPS(Uninterruptible Power Supply), 대체 에너지 발전 시스템 등의 적용 분야에서 정확하고 빠른 계통 전압의 위상추종은 전체 시스템 제어에 반드시 필요하다. 이 경우 계통 전압의 위상 정보는 기준 전류 신호를 발생하는데 필수적이다. 이 때 계통 전압에 노이즈나 외란이 유입될 경우에도 계통전압의 위상은 순시적으로 정확히 검출되어야 한다.

3상의 경우, 3상 전압을 정지좌표계로 변환한 후, 전압의 벡터각으로부터 위상각을 쉽게 검출할 수 있다. 그러나 단상의 경우에는 이러한 방법이 적용되지 않으므로 단상 시스템의 위상 및 주파수 검출이 일반적으로 어렵다. 단상에서는 영점 검출 방식이 많이 사용되는데, 이 방법은 영점

에서만 위상을 검출하기 때문에 추정속도가 느리며 순시적인 위상을 검출할 수 없고 노이즈에 민감한 단점이 있다.

#### 4.1.2 3상 좌표 변환 기법

PLL의 동작과정을 살펴보면 그림 4-3과 같이 3상 선간전압은 상전압으로 변환하여 전압을 측정하거나 입력 전압 센서에서 직접적으로 상전압을 입력받아 d-q변환을 통해 동기좌표계로 변환한다. 이때 변환을 통해 위상을 피드백 받아 위상차를 보상하고 PI 제어를 통해 추종위상과의 차를 적분기를 통해 더해주어 위상을 추종하게 된다.

3상의 경우, 3상 전압을 정지좌표계로 변환하면, 전압의 벡터각으로부터 위상각을 쉽게 검출할 수 있으며 이를 이용하여 정지좌표계를 동기좌표계로 변환하여 벡터각이 위상각으로 표현된다. 3상에는 sin파와 cos파의 기준에 따라 분류할 수 있다.

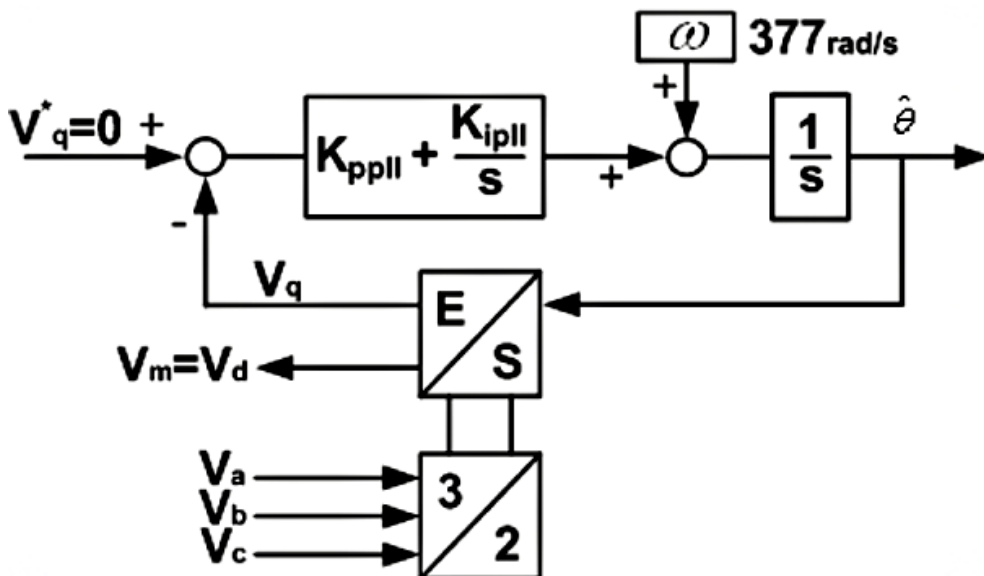


그림 4-3 DPLL 알고리즘

가. 3상 sin파 기준

3상의 sin파를 기준으로 3상 전압을 정리하면 식(4-1)과 같이 표현할 수 있다.

$$V_{abc} = V_m \begin{bmatrix} \sin\theta \\ \sin\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) \\ \sin\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \quad (4-1)$$

식(4-1)을 정좌표계로 변환하면 식(4-2)와 같이 표현된다.

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sin\theta \\ \sin\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) \\ \sin\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \quad (4-2)$$

식(4-2)을 정리하면 식(4-3)(4-4)와 같이  $V_\alpha$ 와  $V_\beta$ 를 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} V_\alpha &= \frac{2}{3} V_m \left( \sin\theta - \frac{1}{2} \sin\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) - \frac{1}{2} \sin\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \right) \\ &= \frac{2}{3} V_m \left( \sin\theta - \frac{1}{2} \left( \sin\theta \cos\frac{2}{3}\pi - \cos\theta \sin\frac{2}{3}\pi \right) - \frac{1}{2} \left( \sin\theta \cos\frac{2}{3}\pi + \cos\theta \sin\frac{2}{3}\pi \right) \right) \\ &= \frac{2}{3} V_m \left( \sin\theta - \left( \sin\theta \cos\frac{2}{3}\pi \right) \right) \\ &= \frac{2}{3} V_m \left( \frac{3}{2} \sin\theta \right) = V_m \sin\theta \end{aligned} \quad (4-3)$$

$$\begin{aligned} V_\beta &= \frac{2}{3} V_m \left( \frac{\sqrt{3}}{2} \sin\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \right) \\ &= \frac{2}{3} V_m \left( \frac{\sqrt{3}}{2} \left( -2\cos\theta \sin\frac{2}{3}\pi \right) \right) = \frac{2}{3} V_m \left( -\sqrt{3} \cos\theta \sin\frac{2}{3}\pi \right) \\ &= \frac{2}{3} V_m \left( -\sqrt{3} \left( \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \cos\theta \right) = -V_m \cos\theta \end{aligned} \quad (4-4)$$

식(4-3)(4-4)를 간단히 표현하면 식(4-5)와 같다.

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = V_m \begin{bmatrix} \sin\theta \\ -\cos\theta \end{bmatrix} \quad (4-5)$$

시물레이션을 통해 파형을 확인해 보면 그림 4-4처럼 3상의 파형이 2상의 정좌표로 변환된 파형을 볼 수 있다.

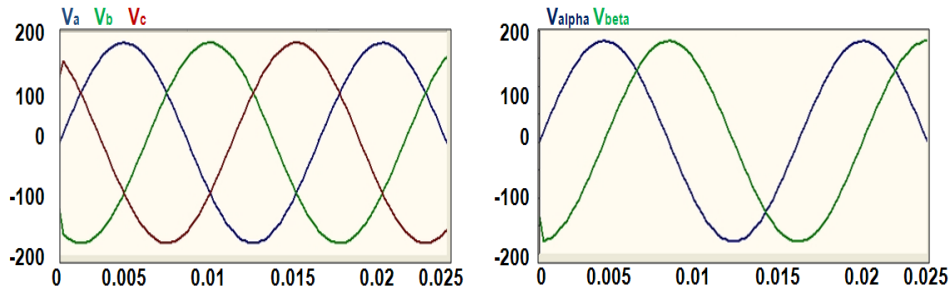


그림 4-4 3상의 입력파형이  $V_\alpha$ ,  $V_\beta$ 로 좌표 변환된 파형

정좌표계로 변환된 파형을 동기좌표계로 변환하였다. 동기좌표계는 계통전압의 크기와 위상을 가지며 벡터각이 위상각으로 표현된다.

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin\theta & -\cos\theta \\ \cos\theta & \sin\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \quad (4-6)$$

식(4-6)은 동기좌표계변환과정을 수식으로 나타낸 것이다.

$\theta$ : 현재의 위상각,  $\hat{\theta}$ : 추종 위상각 으로 정의하면, 식(21)은

$$f(\theta = \hat{\theta})$$

$$\begin{aligned} V_d &= V_m(\sin\theta \sin\theta + \cos\theta \cos\theta) = V_m \\ V_q &= V_m(\cos\theta \sin\theta - \sin\theta \cos\theta) = 0 \end{aligned} \quad (4-7)$$

$$f(\theta \neq \hat{\theta})$$

$$\begin{aligned} V_d &= V_m(\sin\hat{\theta} \sin\theta + \cos\hat{\theta} \cos\theta) = -V_m \cos(\hat{\theta} - \theta) = -V_m \cos(\theta - \hat{\theta}) \\ V_q &= V_m(\cos\hat{\theta} \sin\theta - \sin\hat{\theta} \cos\theta) = -V_m \sin(\hat{\theta} - \theta) = V_m \sin(\theta - \hat{\theta}) \end{aligned} \quad (4-8)$$

같이 표현되며 식(4-7)과 식(4-8)의 결과를 볼 수 있다.

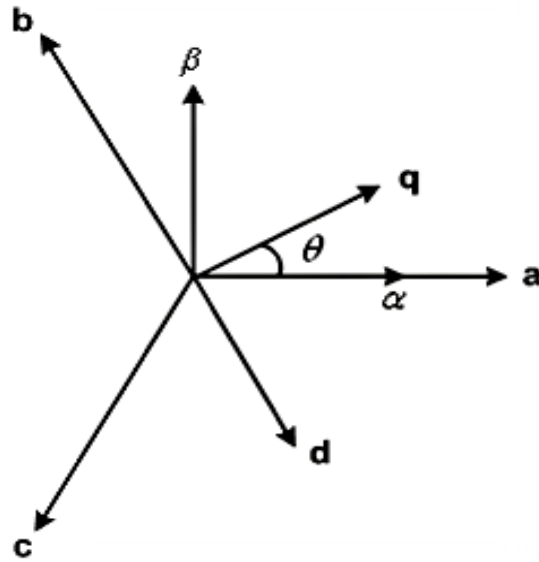


그림 4-5 벡터기준좌표

그림 4-5는 식(4-1)~(4-8)의 결과를 벡터도로 나타낸 그림이다. 그림 4-5의 벡터기준좌표를 바탕으로 정좌표계를 동기좌표계로 변환하면 그림 4-6과 같은  $V_d$ 와  $V_q$ 의 파형결과를 시뮬레이션을 통해 확인할 수 있다.

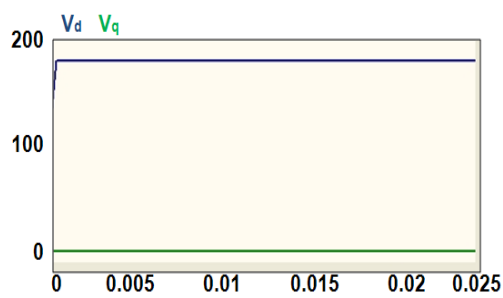


그림 4-6 동기좌표계  $V_d, V_q$ 로 변환된 파형

나. 3상 cos파 기준

3상의 cos파를 기준으로 3상의 전압을 수식적으로 표현하면 식(4-9)와 같이 표현 할 수 있다.

$$V_{abc} = V_m \begin{bmatrix} \cos\theta \\ \cos\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \quad (4-9)$$

이를 정좌표계로 변환하면 식(4-10)과 같이 표현된다.

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\theta \\ \cos\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \quad (4-9)$$

식(4-9)를 풀어보면 식(4-10), (4-11)과 같이  $V_\alpha$ 와  $V_\beta$ 를 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} V_\alpha &= \frac{2}{3} V_m \left( \cos\theta - \frac{1}{2} \cos\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) - \frac{1}{2} \cos\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \right) \\ &= \frac{2}{3} V_m \left( \cos\theta - \frac{1}{2} \left( \cos\theta \cos\frac{2}{3}\pi + \sin\theta \sin\frac{2}{3}\pi \right) - \frac{1}{2} \left( \cos\theta \cos\frac{2}{3}\pi - \sin\theta \sin\frac{2}{3}\pi \right) \right) \\ &= \frac{2}{3} V_m \left( \cos\theta - \left( \cos\theta \cos\frac{2}{3}\pi \right) \right) \\ &= \frac{2}{3} V_m \left( \frac{3}{2} \cos\theta \right) = V_m \cos\theta \end{aligned} \quad (4-10)$$

$$\begin{aligned} V_\beta &= \frac{2}{3} V_m \left( \frac{\sqrt{3}}{2} \cos\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \right) \\ &= \frac{2}{3} V_m \left( \frac{\sqrt{3}}{2} \left( \cos\theta \cos\frac{2}{3}\pi + \sin\theta \sin\frac{2}{3}\pi \right) - \frac{\sqrt{3}}{2} \left( \cos\theta \cos\frac{2}{3}\pi - \sin\theta \sin\frac{2}{3}\pi \right) \right) \\ &= \frac{2}{3} V_m \left( \frac{\sqrt{3}}{2} \left( 2 \sin\theta \sin\frac{2}{3}\pi \right) \right) = \frac{2}{3} V_m \left( \sqrt{3} \sin\theta \sin\frac{2}{3}\pi \right) \end{aligned}$$

$$= \frac{2}{3} V_m \left( \sqrt{3} \left( \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \sin \theta \right) = V_m \sin \theta \quad (4-11)$$

시뮬레이션으로 파형을 확인해보면 그림 4-7처럼 3상의 파형이 2상의 정지좌표로 변환된 파형을 볼 수 있다.

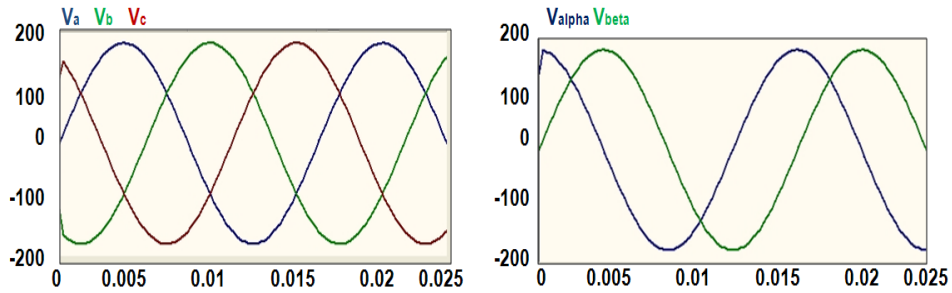


그림 4-7 3상의 입력파형이  $V_\alpha$ ,  $V_\beta$ 로 좌표 변환된 파형

정지좌표계로 변환된 파형을 동기좌표계로 변환하였다. 동기좌표계는 계통전압의 크기와 위상을 가지며 벡터각이 위상각으로 표현된다.

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \theta & -\cos \theta \\ \cos \theta & \sin \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \quad (4-6)$$

식(4-6)은 동기좌표계 변환과정을 수식으로 나타낸 것이다.

$\theta$ : 현재의 위상각,  $\hat{\theta}$ : 추종 위상각 으로 정의하면,

$$f(\theta = \hat{\theta})$$

$$V_d = V_m (\sin \theta \cos \theta - \cos \theta \sin \theta) = 0 \quad (4-12)$$

$$V_q = V_m (\sin \theta \sin \theta + \cos \theta \cos \theta) = V_m$$

$$f(\theta \neq \hat{\theta})$$

$$V_d = V_m (\sin \hat{\theta} \cos \theta - \cos \hat{\theta} \sin \theta) = -V_m (\sin(\hat{\theta} - \theta)) = V_m (\sin(\theta - \hat{\theta})) \quad (4-13)$$

$$V_q = V_m (\sin \hat{\theta} \sin \theta + \cos \hat{\theta} \cos \theta) = -V_m (\cos(\hat{\theta} - \theta)) = -V_m (\cos(\theta - \hat{\theta}))$$

식(4-6)에 식(4-10), (4-11)을 대입하여 정리하면 식(4-12)와 식(4-13)의 결과가 나온다.



정지좌표계를 동기좌표계로 변환하면 그림 4-8과 같은  $V_d$ 와  $V_q$ 의 파형결과를 확인할 수 있다.



그림 4-8 동기좌표계  $V_d, V_q$ 로 변환된 파형

## 4.2 DC 링크 전압 제어기

그림 4-9는 DC 링크 전압의 전력 흐름을 나타낸다. 즉, 배터리와 컨버터에서 발전된 입력전력  $P_{in}$ 과 출력전력  $P_{out}$ 은 같다는 식이 성립되며,  $V_{grid}$ 는 계통의 상전압,  $I_{grid}$ 은 계통 측 상전류의 실효값이다. 전력은 아래의 식(4-14)와 (4-15)로 나타낸다.

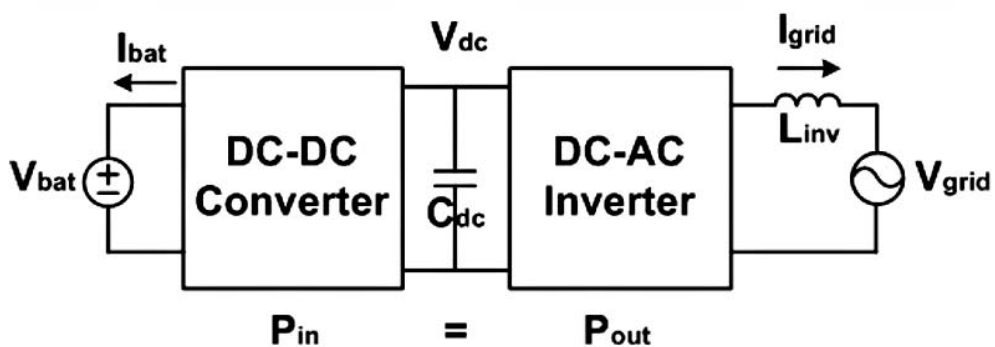


그림 4-9 DC 링크에서의 전력 흐름도

$$P_{in} = V_{bat} I_{bat} \quad (4-14)$$

$$P_{out} = 3 V_{grid} I_L \quad (4-15)$$

그림 4-10은 DC 링크 전압 제어기 블록도이다.  $V_{dc}^*$ 는 기준전압이고 저역통과 필터는 단상인버터 동작으로 발생하는 2차 고조파 필터로서 인버터에 들어오는 전압리플성분을 제거하기 위해 사용하였다. 10Hz의 차단 주파수를 사용하고 있으며 전달함수는 다음의 식을 사용하여  $K_{pdc}$ 와  $K_{idc}$ 의 Gain을 구한다.

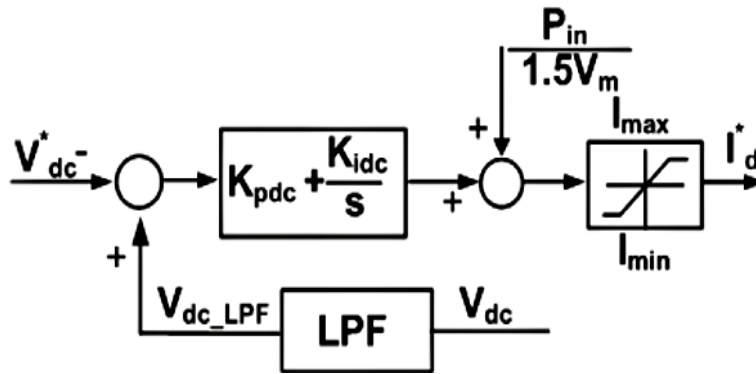


그림 4-10 DC 링크 전압 제어 블록도

그림 4-9에서 DC 링크 커패시터에서 입력되는 전력( $P_{in}$ )이 출력되는 전력( $P_{out}$ )보다 많을 경우 DC 링크 전압이 높아지고 반대로 출력되는 전력이 많을 경우 DC 링크 전압이 낮아진다. DC 링크 전압 제어는 DC 링크 커패시터에 입·출력되는 전력의 크기를 제어하는 방식으로 이루어진다.

DC 링크 전압 제어의 경우, 계통 측 인버터에서 계통의 동기 위상각을 계산한 결과  $V_q = 0$ 이 되도록 설계하였다.

d축 전압은 일정하기 때문에 d축 전류는 계통 측 인버터의 전력에 비례하고 d축 전류를 제어하면 DC 링크 전압을 원하는 값으로 제어할 수 있다. DC 링크 전압을 일정하게 유지하기 위하여 d축 전류 기준치는 부하 측에서 소비하는 전력에 대한 전향보상(feedforward)항과 DC 링크 전압의 오차에 대한 궤환(feedback)항으로 구분할 수 있다. 궤환제어기로서 PI 제어기를 사용하였다.

$$\begin{aligned}
 P_{out} &= \frac{3}{2} (V_d i_d + V_q i_q) \\
 &= \frac{3}{2} V_m i_d
 \end{aligned} \tag{4-16}$$

PI 제어기를 사용하여  $i_{de}$ 를 구하는 식은 다음과 같다.

$$i_d = \left[ K_p (V_{dc} - V_{dc}^*) + K_i \int (V_{dc} - V_{dc}^*) dt \right] + P_{in} / \left( \frac{3}{2} V_m \right) \tag{4-17}$$

DC 링크 전압에 관한 방정식은 다음과 같다.

$$\frac{C_{dc}}{2} \frac{dV_{dc}^2}{dt} = P_{in} - P_{out} \tag{4-18}$$

여기서  $C_{dc}$ 는 DC 링크 커패시턴스이다.

d축 전류 제어와 부하 측에서 소비하는 전력에 대한 보상이 완벽하다면 식(4-16)와 (4-17)로부터 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 P_{out} &= \frac{3}{2} V_m i_d \\
 &= \frac{3}{2} V_m \left[ \left( K_{pdc} (V_{dc} - V_{dc}^*) + K_{idc} \int (V_{dc} - V_{dc}^*) dt \right) + P_{in} / \left( \frac{3}{2} V_m \right) \right] \\
 &= \frac{3}{2} V_m \left( K_{pdc} (V_{dc} - V_{dc}^*) + K_{idc} \int (V_{dc} - V_{dc}^*) dt \right) + P_{in}
 \end{aligned} \tag{4-19}$$

식(4-18)과 (4-19)를 정리하면

$$\frac{C_{dc}}{2} \frac{dV_{dc}^2}{dt} = \frac{3}{2} V_m \left( K_{pdc} (V_{dc}^* - V_{dc}) + K_{idc} \int (V_{dc}^* - V_{dc}) dt \right) \quad (4-20)$$

DC 링크 전압의 동작점 ( $V_{dc0}$ )에서 DC 링크 전압의 제곱을 테일러 시리즈로 전개한 후, 2차 이상을 무시하여 구하면 식(4-21)과 같고,

$$Y = Y(X_o) + \frac{Y'(X_o)}{1!} (X - X_o) + \frac{Y''(X_o)}{2!} (X - X_o)^2 + \dots$$

$$Y = V_{dc}^2, \quad X = V_{dc}, \quad X_0 = V_{dc0}$$

$$V_{dc}^2 = (V_{dc0})^2 + 2(V_{dc0})(V_{dc} - V_{dc0}) + \frac{2}{2!} (V_{dc} - V_{dc0})^2 + \dots$$

$$V_{dc}^2 = V_{dc0}^2 + 2(V_{dc} - V_{dc0}) V_{dc0} \quad (4-21)$$

식(4-20)에 대입하면 다음과 같다.

$$C_{dc} V_{dc0} \frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{3}{2} V_m \left( K_{pdc} (V_{dc}^* - V_{dc}) + K_{idc} \int (V_{dc}^* - V_{dc}) dt \right) \quad (4-22)$$

식(4-22)의 전달함수를 구하면 식(4-23)과 같다.

$$s C_{dc} V_{dc0} V_{dc} = \frac{3}{2} V_m K_{pdc} (V_{dc}^* - V_{dc}) + \frac{3}{2} V_m K_{idc} \frac{1}{s} (V_{dc}^* - V_{dc})$$

$$C_{dc} V_{dc0} V_{dc} s^2 + \frac{3}{2} V_m K_{pdc} V_{dc} s + \frac{3}{2} V_m K_{idc} V_{dc} = \frac{3}{2} V_m K_{pdc} V_{dc}^* s + \frac{3}{2} V_m K_{idc} V_{dc}^*$$

$$\begin{aligned} \frac{V_{dc}}{V_{dc}^*} &= \frac{\frac{3}{2} V_m K_{pdc} s + \frac{3}{2} V_m K_{idc}}{C_{dc} V_{dc0} s^2 + \frac{3}{2} V_m K_{pdc} s + \frac{3}{2} V_m K_{idc}} \\ &= \frac{\frac{\frac{3}{2} V_m}{C_{dc} V_{dc0}} K_{pdc} s + \frac{\frac{3}{2} V_m}{C_{dc} V_{dc0}} K_{idc}}{s^2 + \frac{\frac{3}{2} V_m}{C_{dc} V_{dc0}} K_{pdc} s + \frac{\frac{3}{2} V_m}{C_{dc} V_{dc0}} K_{idc}} = \frac{2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \end{aligned} \quad (4-23)$$

여기서  $\omega_n$ 은 자연 비감쇠 주파수이고  $\zeta$ 는 감쇠비이다. DC 링크 전압제어가 원활히 수행되는 경우에는 DC 링크 전압의 동작점을 DC 링크 전압 기준치라고 생각할 수 있으므로, 비례이득과 적분이득은 식(4-24), (4-25)와 같이 구할 수 있다[16].

$$K_{pdc} = 2\zeta\omega_n \frac{C_{dc} V_{dc}^*}{\frac{3}{2} V_m} \quad (4-24)$$

$$K_{idc} = \omega_n^2 \frac{C_{dc} V_{dc}^*}{\frac{3}{2} V_m} \quad (4-25)$$

최종적으로 구해진 식(4-24), (4-25)의 값에 따라서 그림 4-10 DC 링크 전압 제어기의 게인 값을 정한다. PI 제어기를 거쳐 출력되는 값에 전향보상 성분을 더해줌에 설정된 리미터에 의해 인버터 전류 제어기로 넘어가게 되는  $I_d^*$ 의 값이 결정된다.

### 4.3 전류 제어기

저항과 인덕터로 이루어진 회로에서 역기전력을 포함할 경우 전력변환 장치에서 합성해야 할 전압은 식(4-26)와 같다[17].

$$V = Ri + L \frac{di}{dt} + E \quad (4-26)$$

전류 제어기는 전류오차와 전류에 대한 궤환성분과 역기전력 보상을 위한 전향성분으로 구성되어 있다.

$$V^* = V_{fb}^* + V_{ff}^* \quad (4-27)$$

전류제어기의 출력은 Limiter에 의하여 제한되며, Limiter 입력과 출력의 차이를 Anti Wind-up이득을 통하여 적분기에 연결함으로서 적분기의 windup 현상을 방지한다.

Anti Wind-up을 포함한 레환제어기는 다음과 같은 형태로 구성된다.

$$V_{fb}^* = K_{pci}(i^* - i) + K_{ici} \int ((i^* - i) + K_{aci}(V^* - V)) dt \quad (4-28)$$

전향값은 역기전력으로

$$V_{ff}^* = V_m \quad (4-29)$$

전향 성분이 없을 경우 회로에 흐르는 전류를 전류 기준값과 역기전력으로 표현하면 다음과 같다.

$$I(s) = \frac{\frac{K_{pci}}{L}s + \frac{K_{ici}}{L}}{s^2 + \frac{K_{pci} + R}{L}s + \frac{K_{ici}}{L}} I^*(s) - \frac{\frac{1}{L}s}{s^2 + \frac{K_{pci} + R}{L}s + \frac{K_{ici}}{L}} V_m(s) \quad (4-30)$$

식(4-30)에서 전류와 역기전력이 교류로 표시된다면 제어의 결과, 전류의 실제값이 기준값을 정확하게 추종할 수 없다. 즉, 정좌표계로 표현할 경우 제어기의 특성이 낮아지기 때문에 동기좌표계로 변환하여 제어를 수행한다.

역기전력 전향보상 방법을 이용해 불평과 고조파 성분을 제외한 기본파 성분 **P-Q 전류 제어기**를 그림 25와 같이 구성하였다.

$$P^* = \frac{3}{2} V_{peak} i_d^* \quad (4-31)$$

$$Q^* = \frac{3}{2} V_{peak} i_q^* \quad (4-32)$$

$P^*$ ,  $Q^*$  출력은 식(4-31)(4-32)과 같이 정의되며 출력에서 나오는 전류 값을 바탕으로 PI 제어를 할 수 있다.

인버터의 전류를 동기좌표계 상에서 직류로 제어되더라도 역기전력 성분은 전류 제어 시스템에 외란으로 작용하여 제어 성능에 좋지 않은 영향을 끼친다. 역기전력의 영향을 억제하는 효과적인 대책으로는 이러한 역기전력을 외란 성분으로 간주하고 이를 추정하여 보상함으로써 간섭 성분을 제거하는 방법이 주로 사용된다.

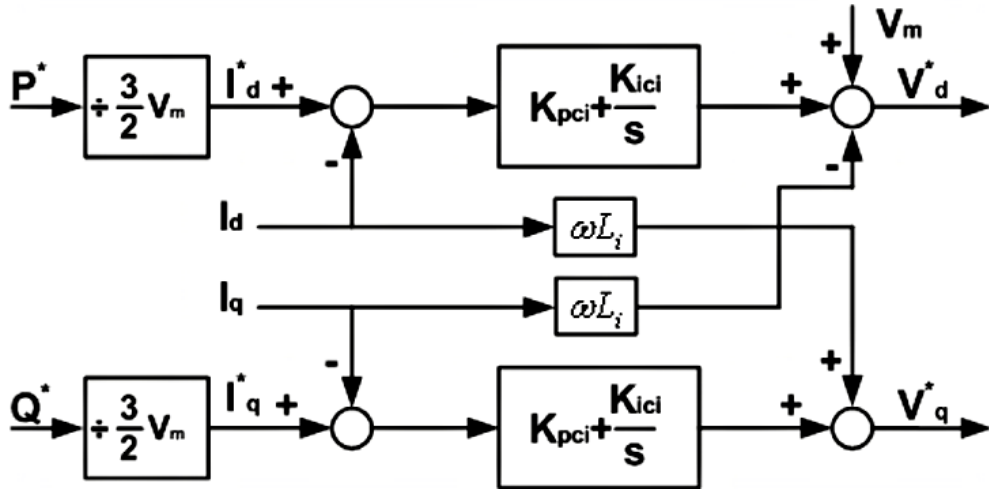


그림 4-11 P-Q 전류 제어기 블록도

이러한 제어 방법을 역기전력 전향보상(feedforward)라 한다.  $V_{dq}$ 는 식 (4-33)(4-34)으로 정의된다.

$$V_d = Ri_d^* + L_i \frac{d}{dt} i_d^* - \omega L_i i_q^* + V_m \quad (4-33)$$

$$V_q = Ri_q^* + L_i \frac{d}{dt} i_q^* + \omega L_i i_d^* \quad (4-34)$$

역기전력을 전향보상하기 위해서는 PI 제어기의 출력인  $V_d^*$  와  $V_q^*$ 의 전압에 보상되는 값  $V_{d,comp}$ ,  $V_{q,comp}$ 를 더해주면 된다.

$$V_d^* = Ri_d^* + L_i \frac{d}{dt} i_d^* \quad (4-35)$$

$$V_q^* = Ri_q^* + L_i \frac{d}{dt} i_q^* \quad (4-36)$$

$$V_{d,comp} = -\omega L_i i_q^* + V_m \quad (4-37)$$

$$V_{q,comp} = \omega L_i i_d^*$$

정확한 전향보상을 위해서는 정확한  $V_m$ ,  $\omega$  등의 PI 정보가 필요하다.

그러나 이러한 값이 정확하지 않더라도 전류제어기의 대역폭이 충분히 크다면 전류제어 성능에 큰 문제가 발생하지 않는다.

#### 4.4 하드웨어 설계

인덕터는 PU법을 이용해 설계하였다. 배터리 충전기 시스템은 5kW로 구동하고 그에 맞는 계통연계형 인버터를 연결하였다. 따라서 인덕터 설계는 인버터 용량을 5kW에 맞춰서 설계하였다. 전류리플은 20%로 설정하고 스위칭주파수( $f_{sw}$ )는 10kHz로 설정하였다. DC 링크 전압은 700V이다.  $P_{rated}$ 는 정격용량,  $V_{ll}$ 은 선간전압,  $I_{rated}$ 는 정격전류(rms),  $\Delta I$ 는 전류리플,  $I_{peak}$ 는 정격전류(peak)이다.

$$I_{rated} = \frac{P_{rated}}{\sqrt{3} V_{ll}} \quad (4-47)$$

$$I_{peak} = \sqrt{2} I_{rated} \quad (4-48)$$

정격용량( $P_{rated}$ )	5000W
선간전압( $V_{ll}$ )	380 V
DC 링크 전압( $V_{dc}$ )	700V
스위칭주파수( $f_{sw}$ )	10000Hz
전류리플( $\Delta I$ )	20%
정격전류rms( $I_{rated}$ )	7.6A
정격전류peak( $I_{peak}$ )	10.74A

표 4-1 인버터의 인덕터 용량 산출 기준



표 4-1에 의해 식(4-49)와 같은 식으로 인덕턴스를 결정할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 L_{inv} &= \frac{V_{dc}}{8 \times I_{peak} \times \Delta I \times f_{sw}} & (4-49) \\
 &= \frac{700}{8 \times 10.74 \times 0.2 \times 10000} \\
 &= 4\text{mH}
 \end{aligned}$$

식(4-49)에 따라 계통연계형 인버터의 인덕터를 4mH로 선정하였다.

## 제5장 시뮬레이션 및 실험 결과

전체적인 배터리 충전기 제어기의 성능과 동작을 시뮬레이션을 통해 확인하고, 제안한 알고리즘에 대해 검증한 뒤 하드웨어 제작을 통해 실험을 하였다. 배터리 모델링과 배터리 전압 응답에 대하여 Matlab을 통해 시뮬레이션 하였다. PSIM으로 3상 인터리브드 DC-DC 컨버터와 계통연계형 인버터에 대하여 시뮬레이션으로 모델링하고 각각 동작시켰다. 각각의 부분에서 동작을 확인하고 그림 5-1처럼 배터리, 컨버터, 인버터 3파트를 하나로 합쳐 시뮬레이션을 하였다.

시뮬레이션을 바탕으로 제안한 알고리즘을 확인하고 하드웨어를 제작하여 실험하였다.

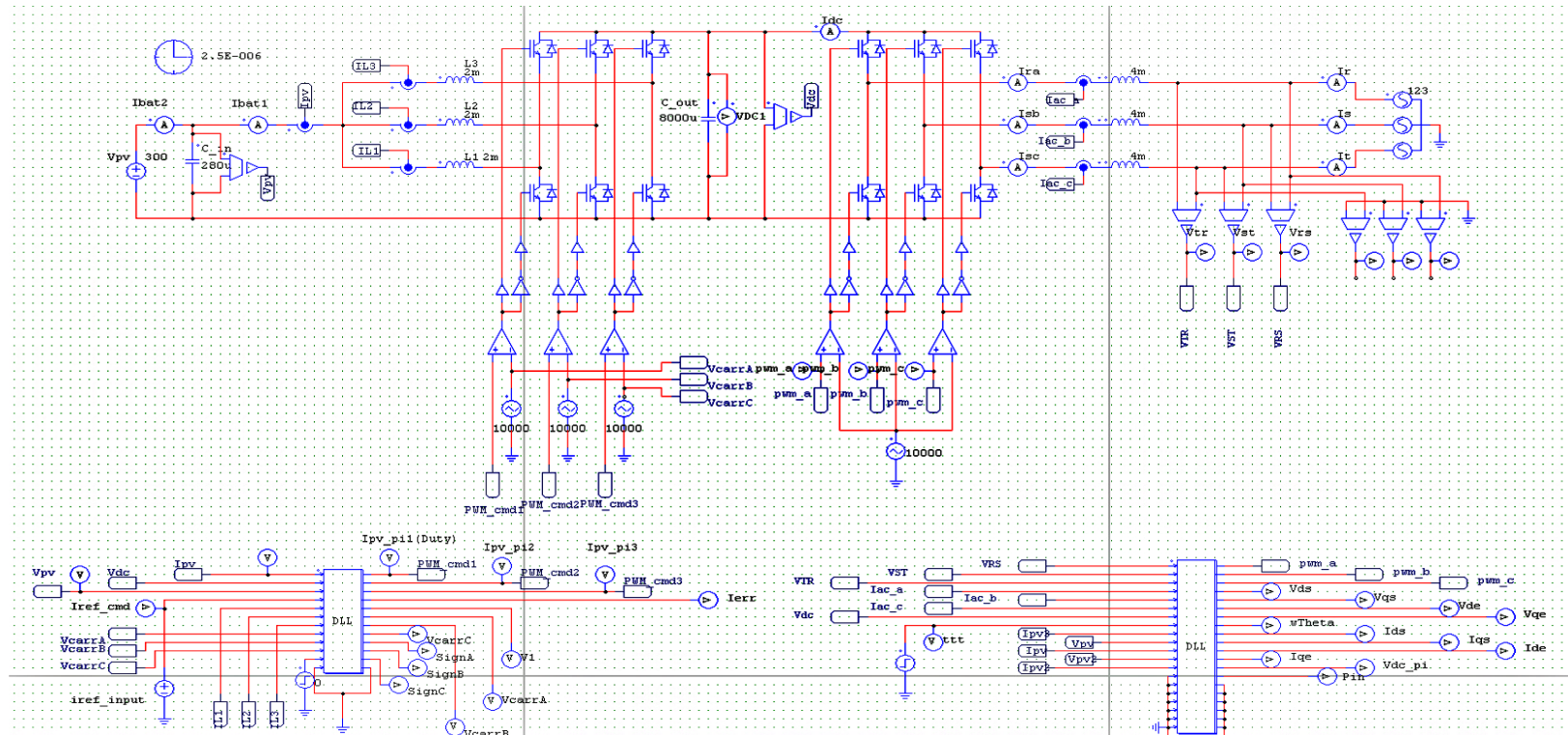


그림 5-1 시뮬레이션 회로도

## 5.1 하드웨어 구성

5kW 계통연계형 배터리충전기 시스템의 실험 하드웨어는 그림 5-2부터 그림 5-5까지 보여진다. 그림 5-2는 처음 시스템을 설계하여 만든 1차 하드웨어이다. 차지하는 면적이 넓고 결선이 복잡하여 노이즈가 발생할 수 있다. 그림 5-3처럼 실험 하드웨어를 판넬에 설치해 차지하는 공간을 줄이고 최소한으로 결선하여 노이즈에 대한 문제점을 해결하였다.

24개의 배터리를 사용하고(배터리전압:245~331V), TI사 DSP28335 보드로 시스템을 제어하였다. 충 · 방전 모드 변화는 MITSUBISHI사 PM150CSD120 IPM(Intelligent Power Module)으로 제어하였다.

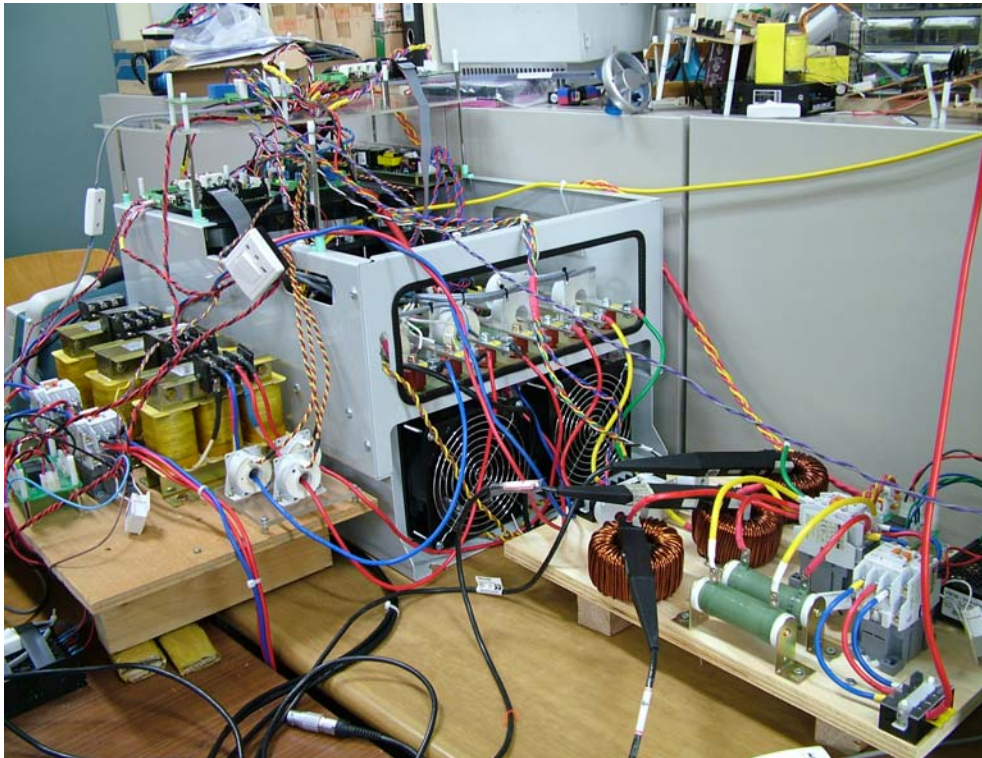


그림 5-2 1차 하드웨어



그림 5-3 2차 하드웨어

배터리시스템의 실험은 표 5-1과 같은 조건으로 진행되었다. 컨버터와 인버터 측에 설계된 인덕터를 사용하였고 제어보드의 경우 컨버터측과 인버터측을 나누어 제어하였다.

배터리 전압	245~331V
직류단 전압	700V
계통 선간전압	380V
컨버터측 인덕터	2mH
인버터측 인덕터	4mH
스위칭 주파수	10kHz
배터리 커패시터	280 $\mu$ F

표 5-1 실험조건

그림 5-4는 실험에 사용된 배터리전원이다. 24개의 배터리를 직렬로 연결하였다. 그림 5-5는 계통 선간전압을 220V에서 380V로 올려주는 Y- $\Delta$  변압기이다.



그림 5-4 배터리 전원



그림 5-5 Y- $\Delta$  변압기



## 5.2 스텝함수의 전류에 대한 배터리 전압 응답

공칭전압이 12V인 배터리 20개를 직렬로 연결한 후, DC전자부하의 CC 모드를 이용하여 일정한 전류로 방전하였다. 배터리의 5시간를 용량은 15.3Ah이므로 0.2C(3.06A)로 30분을 방전하면 10%의 SOC가 감소되어 90%가 된다. 방전을 30분 진행 후에는 30분의 완화시간을 준다. 즉, 무부하 상태( $i=0A$ )로 30분이 경과된 후 다시 방전과 무부하 상태를 반복한다. 방전과 충전을 1주기로 보면 1주기마다 10%의 SOC가 감소되고 5시간 후에는 50%가 감소하게 된다. 그림 5-6에서 방전 시에는 배터리의 내부저항의 전압강하에 의해서 단자전압은 떨어지고 개방회로 상태에서는 내부저항에 전류가 흐르지 않으므로 전압강하가 발생하지 않아 전압이 상승하는 과도상태를 볼 수 있다. 그림 30을 보면 시뮬레이션 결과와 실제 실험결과와의 오차는 크지 않은 것을 확인할 수 있다. 따라서 표 5-2에 선정한 파라미터의 값은 적절하다고 볼 수 있다.

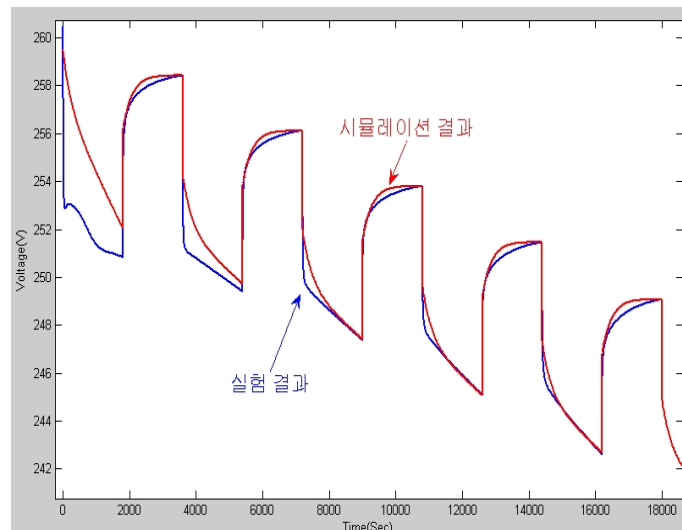


그림 5-6 스텝함수의 전류에 대한 전압 응답

배터리 모델	ES18-12	
배터리 개수	20EA (직렬연결)	
파라미터	$R$	$1.3396\Omega$
	$R_p$	$0.7516\Omega$
	$C_p$	$360\mu F$

표 5-2 배터리 실험 조건

### 5.3 계통연계형 3상 인터리브드 DC-DC 컨버터

DSP를 사용한 디지털 제어의 경우, 제3장에서 제시한 전류제어의 알고리즘을 구현하기 위해서는 각 상의 제어를 독립적인 루프 안에서 수행하도록 한다. 하나의 루프에서 각 상의 제어 모두를 실행할 경우, 3상의 전류 불균형을 만족시키기 어려우며, 제어된 전류의 품질 저하를 야기한다. 그림 5-2는 3상의 전류를 각 상에서 제어를 수행하다가 50ms에서 하나의 루프에서 3상의 제어 모두를 실행했을 경우의 시뮬레이션이다. 그림 5-7에서 보는바와 같이 50ms 이전까지는 각 상의 밸런싱이 유지되고 있었지만 제어 방법을 바꾸고 나서는 각 상의 밸런싱이 유지가 되지 않는다.

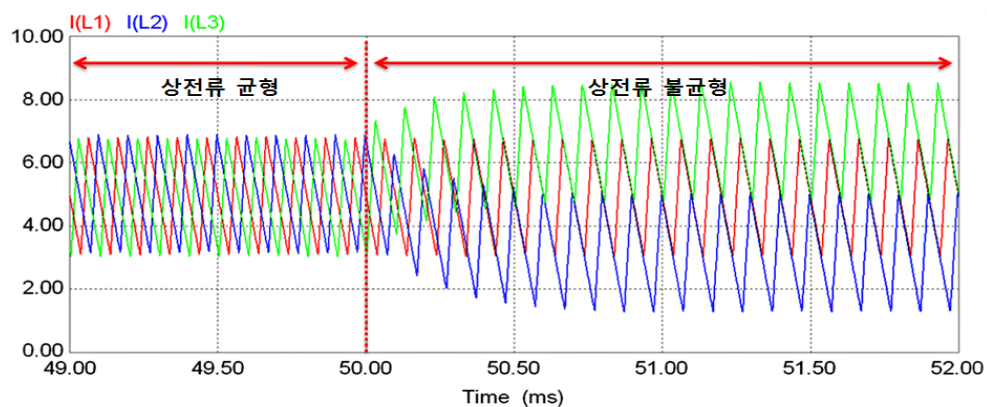


그림 5-7 밸런싱 전류제어 방법



### 5.3.1 배터리 충전모드

그림 5-7의 시뮬레이션을 통해 각 상에 인터럽트로 제어했을 때 전류가 균일하게 제어되고 있음을 확인하였다. 그림 5-8은 충전모드일 때의 각 상의 전류를 시뮬레이션한 파형이다. 일정한 전류가 아닌 전류 기준치에 변화를 주어 초기에 5A로 동작하다가 50ms시점에서 10A로 동작한다. 3상이 균형을 이루며 변화하는 것을 확인하였다.

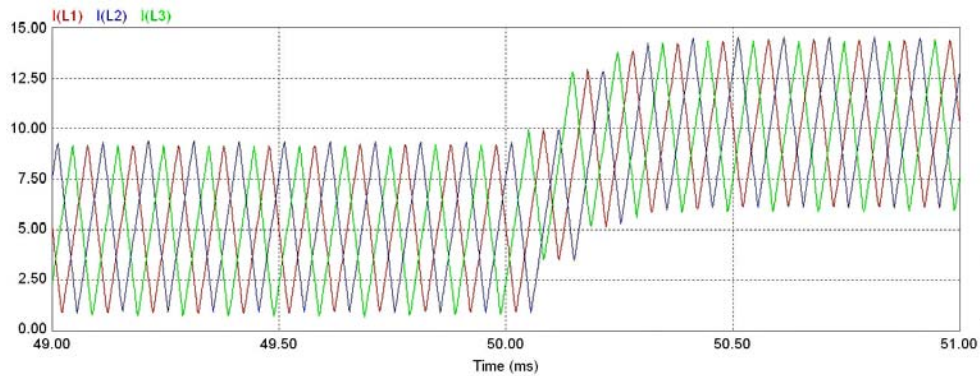


그림 5-8 충전모드 전류 변화 시뮬레이션

실험에서는 SOC에 의해 충전모드에서 최대 0.3C의 전류로 충전할 수 있다. 배터리의 수명에 영향을 미치기 때문에 더 큰 전류로 충전을 하게 되면 배터리의 수명이 짧아지게 된다. 배터리 이론에 의해 0.3C의 경우 수식적으로 계산하면 7.2A의 전류를 구할 수 있다. 충전모드는 초기에 정전류 모드 즉, 일정한 전류로 전류제어를 통해 배터리 전압을 충전하고, SOC에 의한 배터리 최대 전압을 넘어서게 되면 전압제어 루프로 동작하게 되어 충전되는 전류 기준치는 작아지면서 정전압 제어로 전압이 일정하게 유지된다. 그림 5-9는 실험을 통해 배터리가 충전되고 있을 경우의 3상의 전류와 입력전류를 보여주고 있다. 각각의 상전류가 균형을 이루며, 각 상은 7.2A의 1/3인 2.4A씩 일정하게 충전되고 있다. 상

전류의 리플은 225%이지만, 인터리브드 방식에 의해 각 상전류가 중첩되어 입력전류의 리플은 18%로 감소되었다.

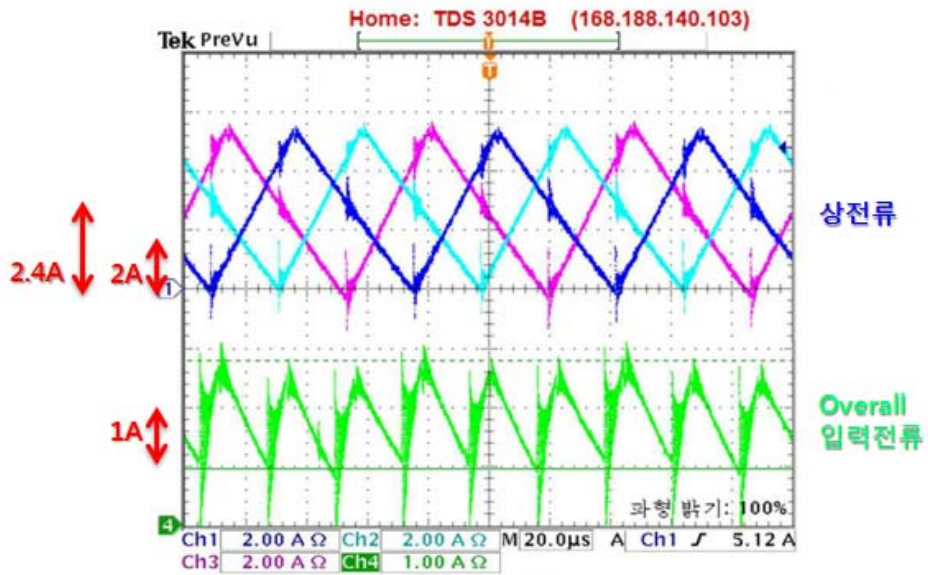


그림 5-9 충전모드에서의 상전류 및 입력전류

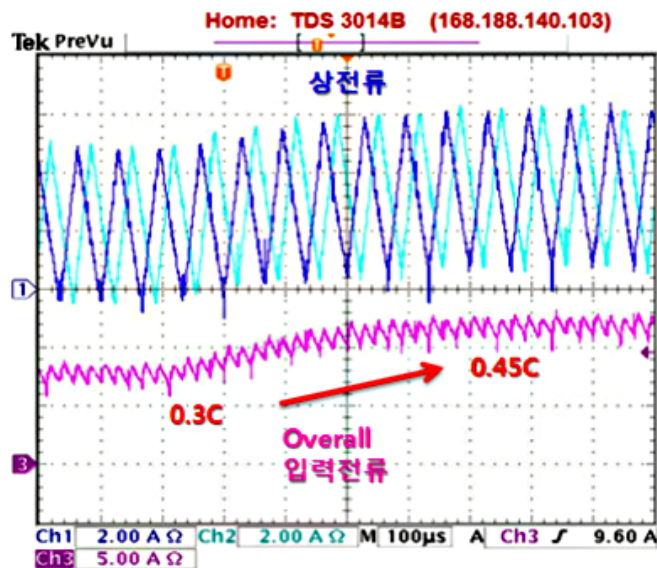


그림 5-10 충전모드에서의 입력전류 변화

그림 5-10은 충전모드에서 전류 기준치를 변화시켜 각 상전류가 균형을 이루며 변화하는 것을 보여준다. SOC를 고려하지 않고, 배터리 충전 전류를 0.3C(7.5A)에서 0.45C(11A)로 증가시켰다. 그에 따라 상전류는 그림에서와 같이 2.5A에서 3.6A로 증가하였다.

### 5.3.2 배터리 방전모드

그림 5-11은 방전모드일 때의 시뮬레이션으로 각 상의 전류를 보여준다. 충전모드 시뮬레이션과 동일하게 전류 기준치에 변화를 주어 -5A로 동작하다가 50ms시점에서 -10A로 동작하고 또한 3상이 균형을 이루고 있는 파형이다.

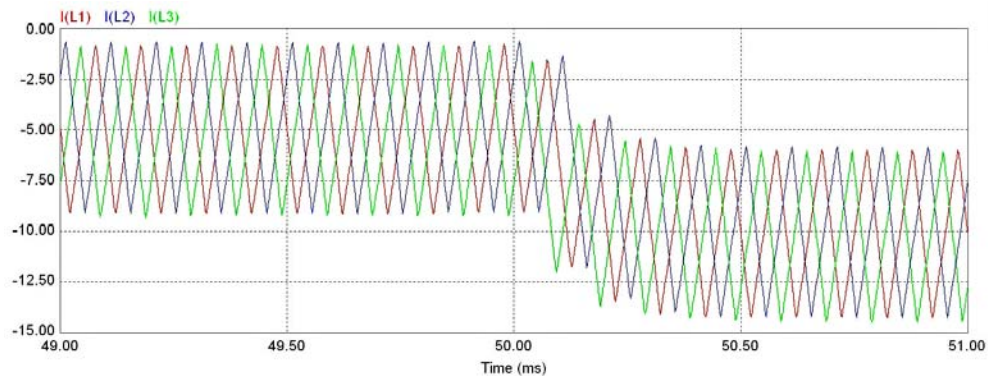


그림 5-11 방전모드 전류 변화 시뮬레이션

배터리 방전은 5kW의 용량으로 실험하였다. 배터리 정격 전압은 288V이고, 0.72C에 해당하는 17.3A의 전류로 방전하였다. 모델링한 배터리 SOC에 의하면, 각 배터리 당 10.2V의 전압값 밑으로 내려가게 되면 배터리의 수명이 급격하게 줄어든다. 즉, 24개의 배터리를 최소 전압 10.2V까지 방전시키게 되면 배터리 전압은 245V까지 방전을 시킬 수 있다. 그림 5-12는 5kW의 용량에서의 전체 방전전류와 각 상전류가 균

형을 이루며 방전되고 있음을 보여준다. 방전전류는 17.3A로 각 상전류는 17.3A의 1/3인 5.7A씩 균형을 이루며 흐른다. 상전류의 리플은 90%로 3상의 전류 리플이 중첩되어 입력전류 리플의 경우 10%로 감소되었다.

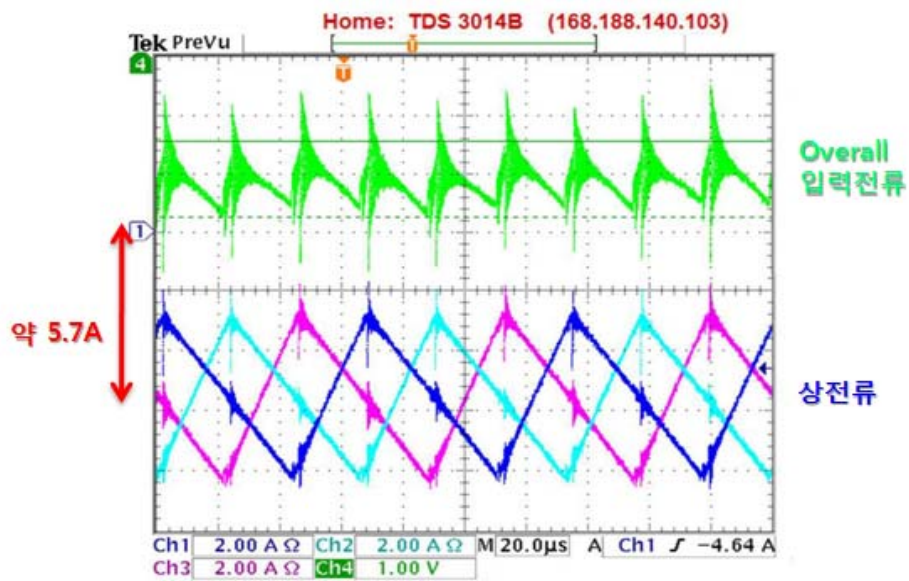


그림 5-12 방전모드에서의 상전류 및 입력전류

그림 5-13은 방전모드에서 전류 기준치를 변화시켜 각 상전류가 균형을 이루며 변화하는 것을 보여준다. 2kW의 용량에서 5kW의 용량으로 증가시킬 때, 방전전류의 경우 0.3C에서 0.7C로 증가한다. 따라서 방전전류는 7.2A에서 17.3A로 증가하고, 상전류의 경우 2.3A에서 5.7A로 안정적으로 균형을 이루면서 전류의 크기가 변하는 것을 그림 5-13에서 확인할 수 있다.

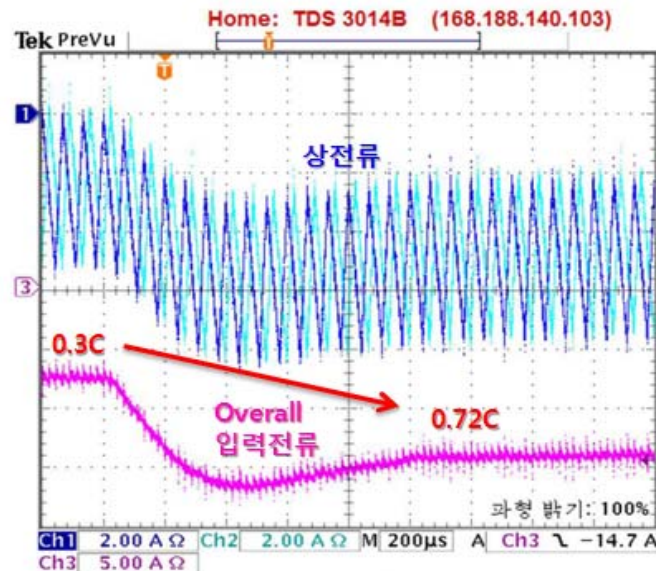


그림 5-13 방전모드에서의 입력전류 변화

충 · 방전 시스템 모델링을 하면서 그림 3-1에서 확인할 수 있듯이 충전모드일 때 전체 전류의 (+)방향을 설정하였다. 그렇기 때문에 벽모드일 때는 양의 값이 출력되고, 부스트모드일 때는 음의 값이 출력되는 것이다.

### 5.3.3 충 · 방전 모드 전환

충전 ↔ 방전 모드 전환을 실험하였다. 충전모드 0.3C의 경우와 방전 모드 0.7C의 경우에서 충 · 방전 모드를 전환하여 입력전류와 각 상전류가 안정적으로 변화하는가에 대하여 실험하였다.

그림 5-14는 충전전류 7A로 흐르고 있을 때, 방전전류 18A를 입력하여 모드 변환을 하였고, 그림 5-15는 방전전류 18A로 흐르고 있을 때, 충전전류 7A를 입력하여 각각의 모드를 변환하였다. 이에 따라 그림에서와 같이 입력전류와 각 상전류는 안정적으로 전류의 방향이 바뀐다.



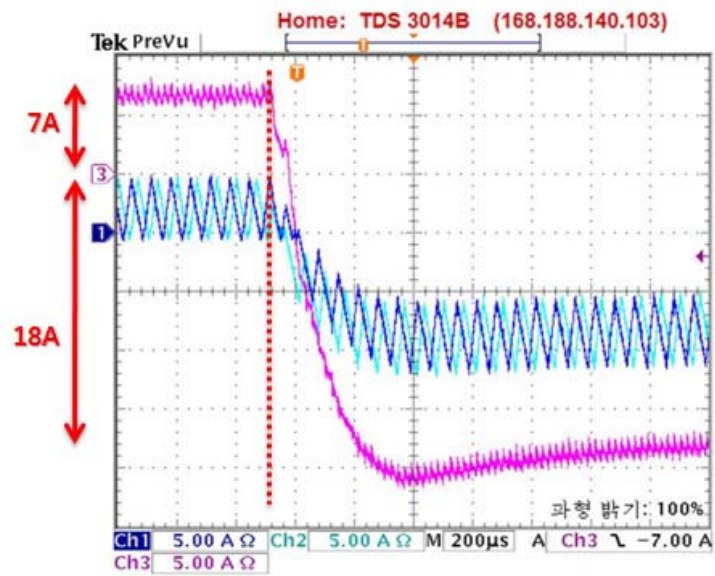


그림 5-14 충전→방전 모드 전환

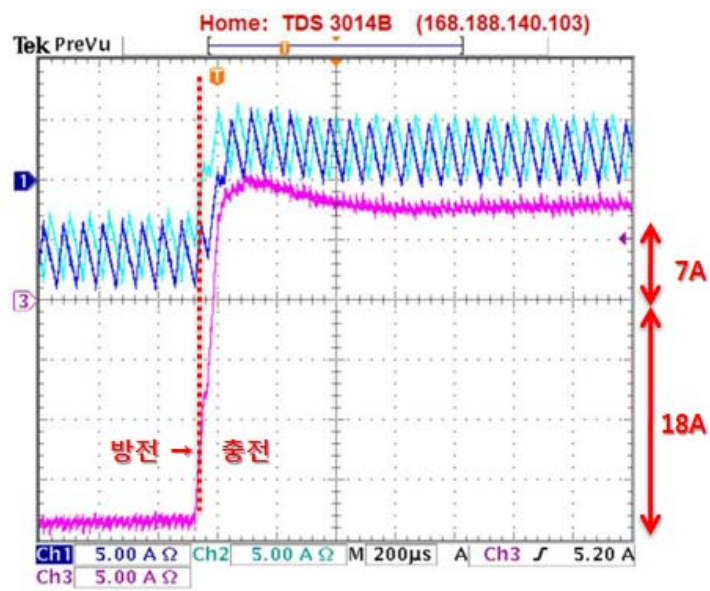


그림 5-15 방전→충전 모드 전환

#### 5.3.4 배터리 전류리플 특성

배터리에 인가되는 리플전류를 줄이기 위해 배터리와 병렬로 커패시터를 연결하였다. 실제 출력되는 배터리 전류의 리플을 줄일 수 있다면 컨버터에 사용되는 인덕터의 용량을 더 낮출 수 있는 장점이 있다. 따라서 시뮬레이션을 통해 위와 같은 이론을 확인하였다.

그림 5-16는 충전모드일 때의 전류 파형으로 커패시터의 전단과 후단의 전류 리플을 확인하였다. 시뮬레이션의 전류의 리플 결과를 계산하면 충전모드의 전류 리플은 전단의 경우 **13%**, 후단은 **0.17%**의 리플을 갖으며 커패시터 전단에 비해 후단 전류의 리플이 감소하였다.

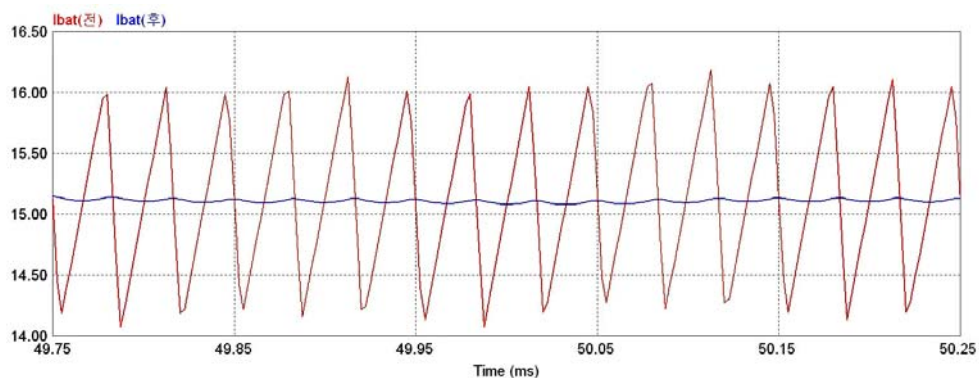


그림 5-16 충전모드 배터리 전류리플 시뮬레이션

그림 5-18은 방전모드일 때의 전류 파형이다. 방전모드의 전류 리플은 전단의 경우 **17%**, 후단의 경우 **0.27%**의 리플 값을 갖으며, 방전모드 또한 전단에 비해 후단 전류의 리플이 감소하였다. 그림 5-16과 그림 5-17을 보면, 커패시터의 후단 전류 리플 결과 값은 리플이 거의 없는 DC성분의 전류가 흐르게 된다. 이는 커패시터를 통해 배터리 전류의 리플성분을 커패시터 측으로 모두 빠져나가게 된다.

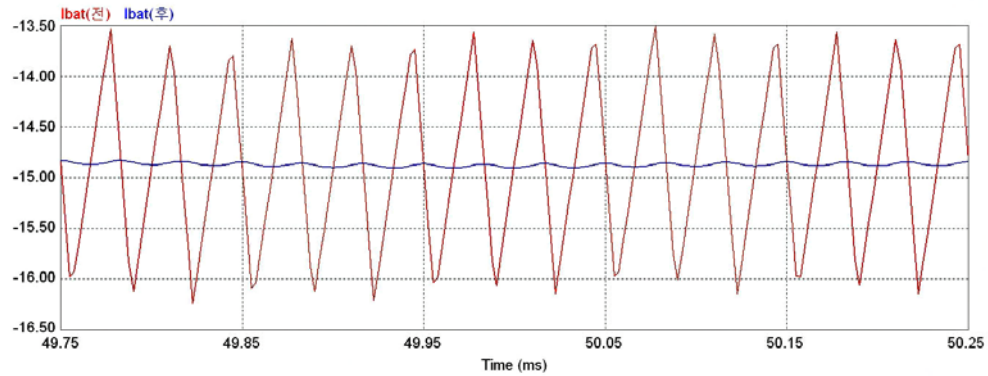
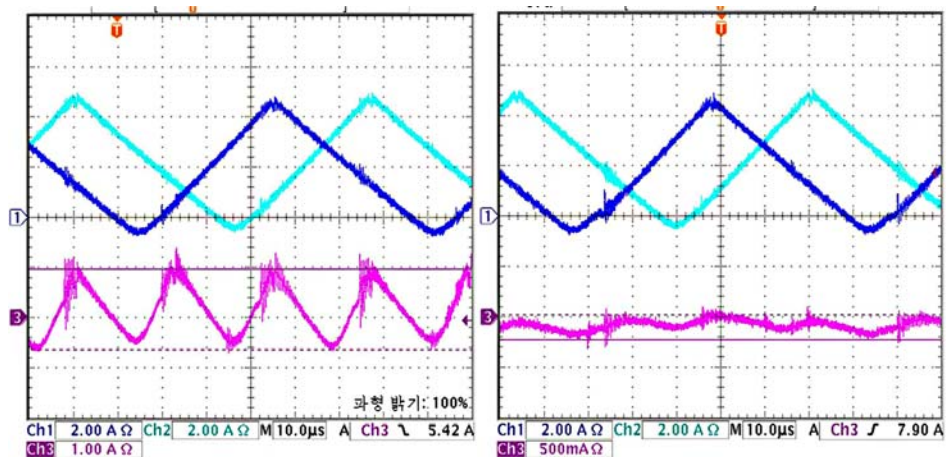


그림 5-17 방전모드 배터리 전류리플 시뮬레이션

제작한 하드웨어로 배터리 전류리플에 대하여 실험하였다. 그림 5-18은 충전모드에서의 전류리플을 보여준다. (a)는 커패시터에 들어가기 전 배터리 전류리플, (b)는 커패시터를 통과한 배터리 전류리플이다. 파란색과 하늘색 파형은 a상, b상을 찍어 상전류의 균형이 이뤄지는 것을 보여주고, 보라색 파형이 전류리플을 나타낸다. 커패시터를 통과함으로써 전류리플은 26.7%에서 4.16%로 줄어 들었다.



(a)

(b)

그림 5-18 충전모드 배터리 전류리플



그림 5-19는 방전모드에서의 전류리플로, (a)는 커패시터에 들어가기 전 배터리 전류리플을 나타내고, (b)는 커패시터를 통과한 배터리 전류리플이다. 파란색과 하늘색 파형은 a상, b상을 찍어 상전류의 균형이 이뤄지는 것을 보여주고, 보라색 파형이 전류리플을 나타낸다. 커패시터를 통과함으로서 전류리플은 8.41%에서 1.44%로 줄어들었다.

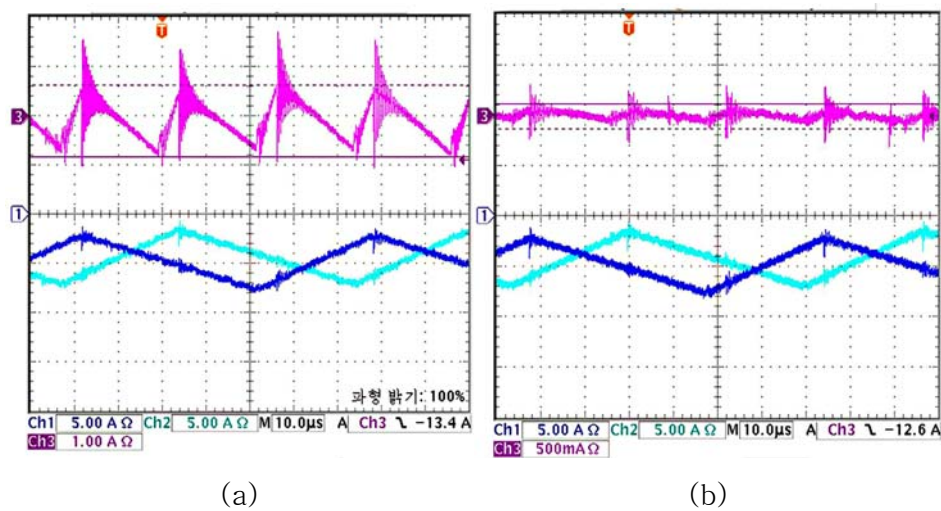


그림 5-19 방전모드 배터리 전류리플

### 5.3.5 DC 링크 전압 제어

컨버터와 인버터를 연결하는 DC 링크의 제어는 중요하다. DC 링크의 전압이 일정하게 유지가 되어야 컨버터와 인버터 사이에 흐르는 전류는 안정적으로 흐르게 된다. DC 링크가 일정 전압으로 유지 되지 않고 기준치 전압보다 낮아질 경우, DC 링크에 흐르는 전류는 DC 링크 전압을 올리기 위해 DC 링크단에 전류가 흐르게 되어 컨버터나 인버터 측으로 출력되는 전류는 낮아지게 되어 출력전류는 효율이 낮아지게 된다. 반대로 DC 링크 전압이 높아질 경우 제어기에서 전압을 제어하지 못하여 계

속해서 전압이 상승하기 때문에 하드웨어가 손상되는 사고가 발생하게 된다. 따라서 DC 링크의 제어가 완벽하게 되어야 시스템의 효율을 증가시키고 안정적으로 동작하게 된다.

그림 5-20은 모델링한 시뮬레이션을 통해 DC 링크 전압이 안정적이고 일정하게 유지되고 있는 것을 보여준다.

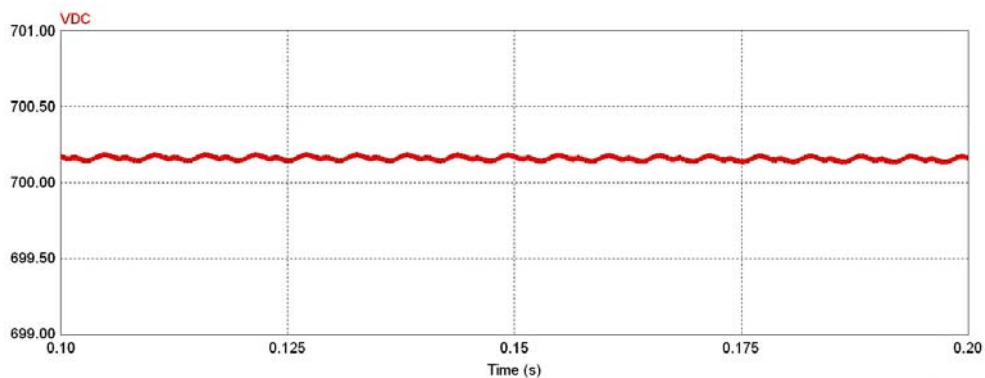


그림 5-20 DC 링크 전압 제어 시뮬레이션

### 5.3.6 계통 측 출력전류

DC 링크 전압이 일정하게 제어되면서 계통 측으로 출력되는 전류는 균형을 이루며 안정적으로 출력된다. 그림 5-21은 출력전류의 균형성과 일정하게 출력되는 것을 보여준다. 시뮬레이션에서는 배터리 전압 300V, 배터리 전류 15A를 입력하여 DC 링크에 4.5kW의 용량이 걸리고, 인버터 측으로 각 상당 약 7A의 전류가 출력되도록 시뮬레이션 하였는데 그림 5-21에서와 같이 설정한 파라미터들의 결과가 맞는 것을 확인하였다.

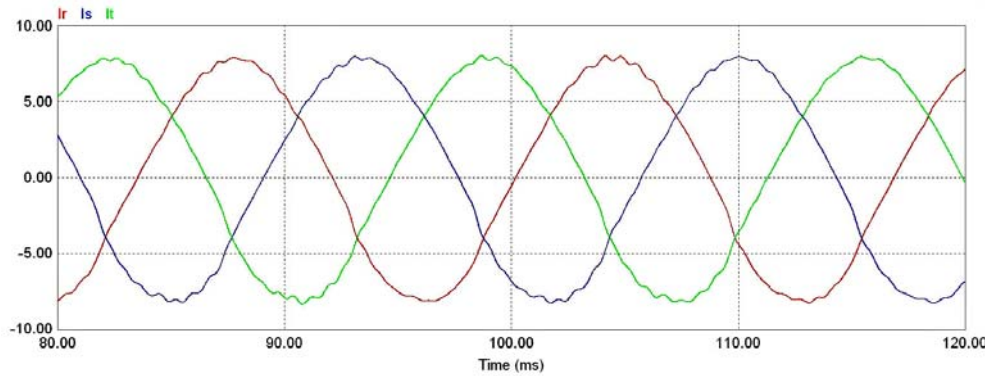


그림 5-21 계통 측 출력 전류 시뮬레이션

실험에서는 320V, 17.3A의 입력으로 5kW 배터리충전기 시스템에서 방전모드로 구동하였다. Ch1은 출력상전류이고 Ch2는 계통측 선간전압이다. 따라서 계통 측으로 출력되는 상전류의 크기는 7.6A의 크기로 출력하게 된다. 그림 5-22는 계통 측 출력전류가 7.6A로 균형을 이루며 출력되는 것을 보여준다.

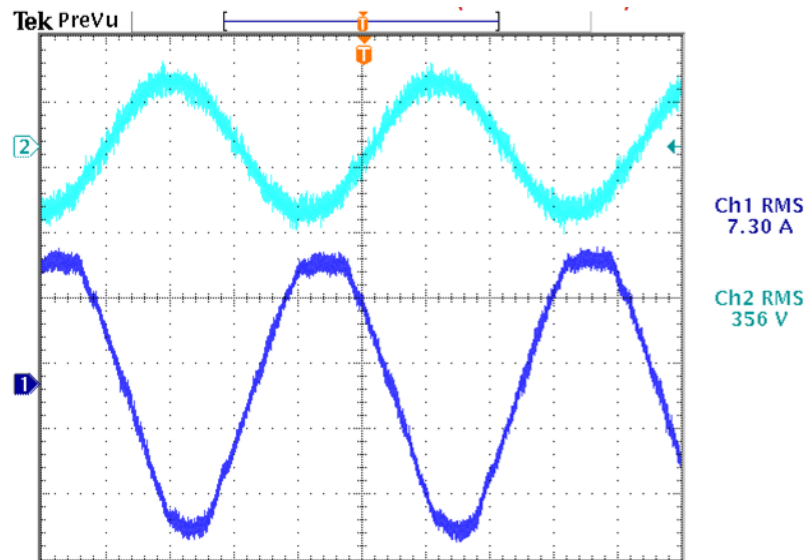


그림 5-22 계통 측 출력 전류

## 5.4 실험 결과 분석

배터리 모델링, 3상 인터리브드 DC-DC 컨버터, 계통연계형 인버터 시스템에 대하여 제안한 알고리즘을 구현하여 시뮬레이션 하고, 시뮬레이션을 바탕으로 하드웨어 제작을 하여 실험하였다. 시뮬레이션 및 실험을 통해 각 부분에서 전압, 전류의 제어가 잘 되었고, 선정한 파라미터에 따라 입력과 출력의 관계가 올바르게 측정되었다. 배터리, 컨버터, 인버터를 모두 연결한 최종 시뮬레이션에서 배터리 입력 전압, 전류값에 따른 입력전력과 DC 링크에 걸리는 전력, 인버터에서의 출력전력이 모두 같음을 확인하였다.

## 제6장 결론

5kW DC-DC 컨버터를 단위 모듈로 하는 3상 인터리브드 컨버터와 인버터를 제작하고, 배터리와 연결하여 배터리 충·방전 시스템에서 전력을 효율적으로 제어하였다. 시뮬레이션을 통해 배터리 모델링을 하여 모델링 결과에 맞춰 특성을 확인하였고 3상 인터리브드 DC-DC 컨버터를 통해 배터리 충전기 제어를 하여, 인버터와 계통 전압을 바탕으로 제작한 하드웨어를 통해 배터리 충전기 시스템을 실험하였다. DC 링크의 전압이 일정하게 유지된 상태에서 전류 기준치를 입력하면 충·방전 모드에서 원하는 상전류가 출력되었고, 각각의 모드가 변했을 시 안정적으로 3상의 전류가 균형을 이루면서 제어되고 있음을 확인하였다. 인터리브드 방식으로 컨버터에 사용된 인덕터와, PU법에 의거해 인버터에 사용된 인덕터를 설계하여 인덕턴스의 용량을 감소시키고 배터리 양단에 커패시터를 사용함으로써 입력전류와 인덕터의 상전류 리플 크기를 감소시켰다. 배터리 전류의 리플을 감소시킴으로 배터리의 수명을 증가시키는 장점이 있다. 감소되는 리플의 크기는 단상에 비해  $1/N$ 배로 감소되기 때문에 3상 인터리브드 DC-DC 컨버터를 사용하여 제어함에 따라서 전체적인 높은 동적 성능을 가질 수 있다고 본다. 인버터와 계통 전압을 이용해 배터리 충·방전 시스템을 구현하였고 DC 링크의 제어와 계통 출력 전류를 안정적이고 효율적으로 제어함에 따라서 배터리 시스템에 전력을 효율적으로 제공하였다.

## 참고문헌

- [1] Tomonobu Senjyu, Yasuaki Kikunaga, Atsushi Yona, Hideomi Sekine, Ahmed Yousuf Saber, Toshihisa Funabashi, "Coordinate Control of Wind Turbine and Battery in Wind Power Generator System" IEEE, pp 1-7, July, 2008.
- [2] T. Murakami, A. Yokoyama, and Y. Tada, "'Basic Study on Battery Capacity Evaluation for Load Frequency Control (LFC) in Power System with a Large Penetration of Wind Power Generation,'" T. IEE Japan, vol. 126-B, no. 2, pp. 236-242 (2006). (in Japanese)
- [3] SS Choi, KJ Tseng, DM Vilathgamuwa, TD Nguyen, "Energy Storage Systems in Distributed Generation Schemes" IEEE, Power and Energy Society General Meeting (PES), pp 1-8, July, 2008.
- [4] Zhenhua Jiang, Xunwei Yu "Modeling and Control of an Integrated Wind Power Generation and Energy Storage System" IEEE, Power and Energy Society General Meeting (PES), pp 1-8, July, 2009.
- [5] Xiao Li, Changsheng Hu, Changjin Liu, Dehong Xu, "Modeling and Control of Aggregated Super-capacitor Energy Storage System for Wind Power Generation" Industrial Electronics, pp 3370-3375, Nov, 2008.
- [6] John Betten, Robert Kollman, "Interleaving dc-dc converters boost efficiency and voltage", Texas Instruments. EDN, pp78, 84, October, 2005.

- [7] Taewon Heo, Young-dae son, Enrico santi "Analysis of the interleaved type power factor correction(PFC) converter in discontinuous current mode" IEEE industrial electronics society, 2004.
- [8] Biswajit Ray, Hiroyuki Kosai, Seana McNeal, Brett Fjodan, James Scofield "Performance Analysis of a Multi-Mode Interleaved Boost Converter" IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2009.
- [9] B. A. Miwa, D. M. Otten and M. F. Schlecht, "High efficiency power factor correction using interleaving techniques", Proc.1992 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exhibition, pp. 557-568.
- [10] S. Dwari and L. Parsa, "A novel high efficiency high power interleaved coupled-inductor boost DC-DC converter for hybrid and fuel cell electric vehicle," Proc2007 Vehicle Power and Propulsion Conference
- [11] Sairraj V. Dhople, Ali Davoudi, Patrick L. Chapman. "Steady-state Characterization of Multi -Phase, Interleaved DC-DC Converter for Phtovoltaic Applications." IEEE Energy Converter Congress and Exposition, ECCE 2009
- [12] J. Allen Byrne, "An Update on the Codes, Standards and Guides Applicable to tationary Lead-Acid Batteries." Telecommunications Energy Conference (INTELEC), pp 1-5, June, 2010
- [13] Nadia M. L. Tan, Takahiro Abe, Hirofumi Akagi "A 6-kW, 2-kWh Lithium-Ion Battery Energy Storage System Using a Bidirectional Isolated DC-DC Converter" Power Electronics

- Conference (IPEC), pp 46-52, 2010
- [14] 조진상, 정상민, 이진희, 최세완, 한수빈 “연료전지자동차에서 연료 이용률과 연료전지 내구성 향상을 위한 양방향 DC-DC 컨버터의 제어기법” 전력전자학회 논문지, pp.428-435, Oct. 2005.
  - [15] Tremblay, O., Dessaint, L.-a., Dekkiche, A.-I., "A generic Battery Model for the Dynamic Simulation of Hybrid Electric Vehicles", Vehicles Power and Propulsion Conference, 2007. VPPC 2007. IEEE, PP. 284-289, 9-12 Sept. 2007.
  - [16] Sabine Piller, Marion Perrin, and Andreas Jossen, “Methods for State of Charge Determination and Their Applications”, Journal of Power Sources, 96 (2001) 113-120.
  - [17] Juang L.W., Killmeyer P.J., Hagns T.M., Lorenz R.D., "System Identification-Based Lead-Acid Battery Inline Monitoring System for Electric Vehicle" Energy Conversion Congress and Exposition(ECCE), pp 3903-3910, 2010
  - [18] 김상훈 “DC 및 AC 모터 제어” 복두출판사, pp 60-80, 2007
  - [19] 정병창 “이중역자 유도형 풍력발전 시스템의 돌입 전류와 토크 리플 저감을 위한 발전기 제어 알고리즘”, 박사논문, pp 37-39, 2006
  - [20] 설승기, “전기기기 제어론”, 홍릉과학출판사
  - [21] 차한주, 이우중, 부우충키엔, “PMSM 드라이브 시스템의 벡터제어 모델링 분석 및 시뮬레이션”, 대한전기학회 하계학술대회, 2009.
  - [22] 이우중, 차한주, 윤기갑, “이중역자방식 풍력 발전기 시뮬레이터의 해석 및 실험”, 대한전기학회 하계학술대회, 2010.
  - [23] 이우중, 이종경, 김영록, 차한주, “5kW 계통연계형 배터리충전기 시스템 실험”, 전력전자학회 추계학술대회, pp 7-8, 11월, 2010.



## **ABSTRACT\***

Experiment and Analysis for Grid Connected 5kW Lead-Acid Battery  
Charger System

Wujong Lee

Department of Electrical Engineering, Graduate School  
Chungnam National University  
Daejeon, Korea

(Supervised by Professor Hanju Cha)

This paper proposes a design of 3-phase interleaved dc-dc converter for battery charger, which is applied for stabilizing a

---

\* A Thesis submitted to the committee of Graduate School, Chungnam National University in a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Engineering Conferred in February 2011.

wind-power generating system. The charger consists of a 3-phase interleaved dc-dc converter, which interfaces batteries and DC link, and a grid connected inverter. Lead-acid battery is modeled in an exact analytic expression and a simple R-C model by matlab. Parameters of the battery are estimated based on discharging test. The battery is connected to three-phase interleaved DC-DC converter in order to reduce the ripple current to the battery and so, increase the lifetime of battery. Controller for charging and discharging mode is designed and tested in a 5kW charger prototype.

## 감사의 글

2009년 3월, 연구에 뜻을 품고 대학원에 진학하여 어느덧 2년이 흘렀습니다. 그동안 전력 및 자동화에 대한 연구를 할 수 있었고 그 결과인 졸업 논문 작성을 위해 여러 가지 도움을 주신 분 들게 감사의 말씀을 전합니다.

지능형 전력변환 실험실에 들어와 전력전자라는 학문에 대해 연구하였고, 석사 기간 동안 연구 및 인생의 바른길로 인도해주신 차한주 교수님께 깊이 고개 숙여 감사드립니다. 또한 바쁘신 와중에 논문 심사를 해주시고 많은 가르침과 조언을 주신 이홍호 교수님, 김양모 교수님께도 감사드립니다.

대학원에 입학하여 2년이라는 시간 동안 함께 달리면서 실험실의 발전을 가져오고 함께 연구한 학우들이 있었기에 힘들지 않았고 항상 즐거운 마음으로 생활했던 것 같습니다.

무엇보다도 학위 과정동안 물심양면으로 지원해주신 아버지, 어머니께 감사의 말을 드립니다. 부모님의 지원이 있었기에 오늘 날의 제가 있을 수 있었습니다. 그리고 동생의 책임을 항상 다하는 경종아 고맙다.

힘든 일이 있을 때 다시 마음을 잡을 수 있도록 옆에서 힘이 되어준 나의 반려자 은희에게 감사의 마음을 전합니다.

여러분들의 깊은 관심과 배려 그리고 사랑으로 제가 이렇게 무사히 마칠 수 있었습니다.

다시 한 번 감사드리며 이 작은 결실의 기쁨은 같이 나누고자 합니다.