

碩士學位 請求論文
指導教授 睦 亨 洙

공통 중성점 방식 무변압기형
단상 UPS의 직류단 전압 제어를
위한 필터링 방법

2012年 8月

建國大學校 大學院
電 氣 工 學 科
金 址 洙

공통 중성점 방식 무변압기형
단상 UPS의 직류단 전압 제어를
위한 필터링 방법

Filtering Methods for DC Link Voltage Control
of Common-neutral-type Transformerless
Single-phase UPS

이 論文을 工學 碩士學位 請求論文으로 提出합니다

2012年 5月

建國大學校 大學院
電氣工學科
金址洙

金址洙의 工學 碩士學位 請求論文을 認准함

審査委員長 _____ (印)

審査委員 _____ (印)

審査委員 _____ (印)

2012年 6月

建國大學校 大學院

목 차

표 목 차	iii
그림목차	iv
ABSTRACT	vi
제1장 서 론	1
제2장 제안한 단상 무정전전원장치	3
제1절 PFC	5
제2절 인버터	12
제3절 배터리 방전기	15
제3장 시뮬레이션	22
제1절 PFC 시뮬레이션 결과	24
제2절 정상 모드 시뮬레이션 결과	28
제3절 배터리 모드 시뮬레이션 결과	30
제4장 실험 및 결과 검토	32
제1절 시스템 구성	33
제2절 실험 결과 및 검토	39
제5장 결 론	45

참고문헌	46
국문초록	48

표 목 차

<표 2-1> PFC 스위칭 소자 및 다이오드 동작 상태	5
<표 3-1> 시뮬레이션 파라미터	23
<표 3-2> PFC 시뮬레이션 결과 비교	27
<표 4-1> 주요 부품	32
<표 4-2> PFC 인덕터 설계 사양	36
<표 4-3> 배터리 방전기용 변압기 설계 항목	38
<표 4-4> PFC 실험 결과 비교	43

그 립 목 차

<그림 2-1> 제안한 무정전전원장치	3
<그림 2-2> 모드별 동작	4
<그림 2-3> 제안한 PFC	5
<그림 2-4> PFC 모드별 동작	7
<그림 2-5> PFC 제어기	8
<그림 2-6> PFC 전압제어기 보드선도	9
<그림 2-7> PFC 전류제어기 보드선도	10
<그림 2-8> 제안한 인버터	12
<그림 2-9> 인버터 제어기	13
<그림 2-10> 인버터 전압제어기 보드선도	14
<그림 2-11> 인버터 전류제어기 보드선도	14
<그림 2-12> 제안한 배터리 방전기	15
<그림 2-13> 배터리 방전기 모드별 동작	20
<그림 2-14> 배터리 방전기의 전압 제어기	21
<그림 3-1> 정상 모드 시뮬레이션 회로도	22
<그림 3-2> 배터리 모드 시뮬레이션 회로도	23
<그림 3-3> 필터링이나 평균화 방법을 적용하지 않은 경우	25
<그림 3-4> Low Pass Filter를 적용한 경우	26
<그림 3-5> Average 방법을 적용한 경우	26
<그림 3-6> Moving Average 방법을 적용한 경우	27
<그림 3-7> 2kW 부하시 입력 전압 및 전류	28
<그림 3-8> 2kW 부하시 출력 전압 및 전류	29
<그림 3-9> 배터리 모드 시뮬레이션 결과	31

<그림 4-1> 전체 시스템	32
<그림 4-2> 제어보드 블록도	33
<그림 4-3> 제어전원 회로	34
<그림 4-4> Signal Conditioning 회로	35
<그림 4-5> PFC 실험 파형 (Low Pass Filter 방식)	40
<그림 4-6> PFC 실험 파형 (Average 방식)	41
<그림 4-7> PFC 실험 파형 (Moving Average 방식)	42
<그림 4-8> 정상상태 실험 결과	43
<그림 4-9> 정전시 실험 결과	44
<그림 4-10> 복전시 실험 결과	44

ABSTRACT

Filtering Methods for DC Link Voltage Control of Common-neutral-type Transformerless Single-phase UPS

Kim, Ji-Su

Department of Electrical Engineering
Graduate School of Konkuk University

UPS is largely divided into passive-standby, line-interactive, and double-conversion types. Commonly a double-conversion type is used at a site requiring a high reliability. These days, important factors of UPS are high efficiency, low input current distortion, high input power factor, small cabinet size and low price.

In this thesis, a common-neutral type transformerless UPS is proposed. A proposed UPS is composed of PFC with 1-switch voltage doubler strategy, half-bridge inverter, separate battery charger and separate battery discharger. PFC with 1-switch voltage doubler strategy and half-bridge inverter are configured as common-neutral type so that they can convert power without input and output transformer. Therefore input and output transformers can be removed, so the efficiency can be improved and cabinet size can be reduced. Also advantage of PFC with 1-switch voltage doubler strategy and half-bridge inverter is that they need a small number of switching devices so they can simplify driving circuitry and reduce the price. Advantage of separate battery charger and separate battery discharger is that they can make battery voltage lower than DC link voltage so they can reduce the quantity and cost of battery which is an

important part of UPS.

PI controller was used as voltage controller and current controller of PFC. In order to compensate imbalance of positive and negative DC link voltages, imbalance voltage PI controller was used. In order to compensate leading effect of input current, duty feedforward method was used. Several methods to eliminate 120Hz ripple component in DC voltage feedback were compared with each other. Moving Average resulted in better performance than other methods. Half-bridge was used as inverter circuit. In order to achieve stable static output voltage and improve dynamic characteristic multi-loop control method was used.

Finally, the value of proposed UPS was confirmed in the method of simulation and experiment.

Keyword : Common-neutral type, Transformerless, Single-phase UPS, DC Link Voltage, Moving Average

제1장 서론

최근 상용전원의 정전 및 전압 변동에 민감한 산업용 첨단 장비, 의료기기, 컴퓨터, 금융, 사무용기기 등 고도의 디지털 정보 처리기기의 사용이 증가하면서 신뢰성이 높은 무정전전원장치(Uninterruptible Power System, UPS)의 사용이 증가하고 있다.

무정전전원장치는 크게 Passive-Standby, Line-Interactive, Double-Conversion 방식으로 구분되며 이중에서 Double-Conversion 방식의 무정전전원장치는 높은 신뢰성이 필요한 장소에서 많이 사용된다. 현재의 무정전전원장치에서는 효율, 입력 전류 왜율, 입력 역률의 전기적 특성과 더불어 외형 크기와 경제성이 중요한 요소이다.

기존의 Double-Conversion 방식 무정전전원장치는 입력단에는 감압용 변압기를 사용하고 출력단에는 승압용 변압기를 사용하였다. 변압기를 사용하면 별도의 배터리 충전기 및 배터리 방전기 없이도 배터리 전압을 낮출 수 있으나 효율이 감소하고 외형 크기가 증가하며 가격이 높아지는 단점이 있다.

본 논문에서는 공통 중성점 방식 무변압기형 단상 무정전전원장치를 제안한다. 제안한 무정전전원장치는 단일 스위치 배전압 방식 PFC(Power Factor Correction)와 하프 브릿지 인버터(Inverter) 그리고 별도의 배터리 충전기 및 배터리 방전기로 구성된다. 단일 스위치 배전압 방식 PFC 및 하프 브릿지 인버터는 공통 중성점 방식으로 구성되어 입력단 변압기와 출력단 변압기 없이 전력을 변환하도록 구성된다. 따라서 입력단 변압기와 출력단 변압기가 제거되므로 효율을 개선할 수 있고 외형 크기를 줄일 수 있다. 뿐만 아니라 단일 스위치 배전압 방식 PFC 및 하프 브릿지 인버터는 스위칭 소자의 갯수가 적어 구동회로가 간단하고 원가를 절감할 수 있는 장점을 가진다. 별도의 배터리 충전기 및 방전기는 DC 링크 전압에 비하여 배터리 전압을 낮출 수가 있고 이는 사용 배터리의 갯수를 줄일 수 있어 무정전전원장치의 중요한 구성품 중의 하나인 배터리 가격을 낮출 수 있는 장점을 가진다.

본 논문의 구성은 먼저 1장에서 연구의 배경과 동향을 간략히 소개하고, 2장에서는 제안한 무정전전원장치에 대해서 살펴보고, 3장에서는 무정전전원장치의 유용성을 확인하기 위해서 시뮬레이션을 수행하고 4장에서 실험을 위한 시스템을 구성하고 실험 결과를 검토한다. 마지막으로 5장에서는 본 논문의 결과를 정리한다.

제2장 제안한 단상 무정전전원장치

제안한 단상 무정전전원장치는 공통 중성점 방식 무변압기형으로 AC 전원과 부하의 공통점이 직류단의 중성점과 연결된 방식으로 그림 2-1과 같이 AC 전원, PFC, 인버터, 배터리 충전기, 배터리 방전기, 인버터 STS(Static Transfer Switch), 바이패스 STS, 부하로 구성된다. PFC는 단일 스위치 배전압 변환기, 인버터는 하프 브릿지, 배터리 충전기는 플라이백 컨버터, 배터리 방전기는 푸쉬풀 컨버터로 설계되었다. 동작모드는 그림 2-2와 같이 정상 모드, 배터리 모드, 바이패스 모드 등 총 3개 모드로 동작한다. 제안한 무정전전원장치는 단상 이중변환 타입이므로 기본적으로 PFC와 인버터를 통해서 부하에 에너지를 공급하다가 AC 전원이 입력 범위를 벗어나거나 PFC에 이상이 발생하면 배터리 모드로 동작하고, 지정된 과부하 시간을 벗어나거나 배터리 전압이 방전종지전압이 되면 바이패스 모드로 동작한다.

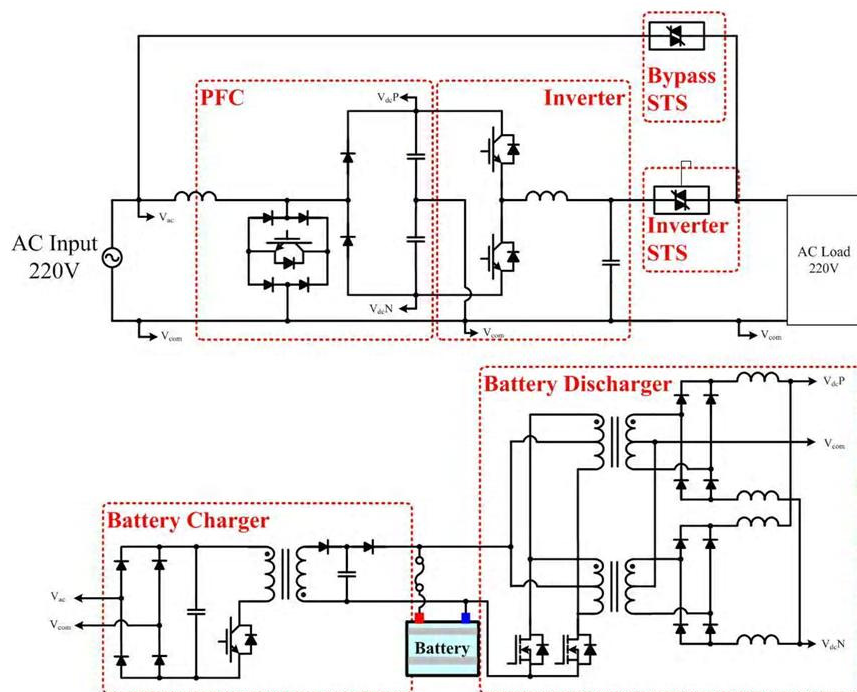
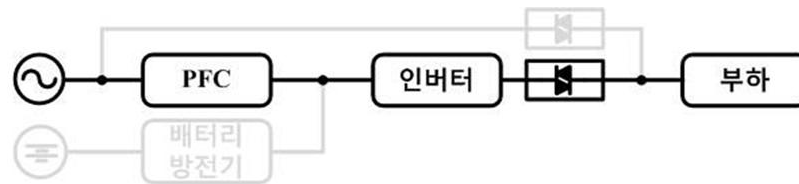
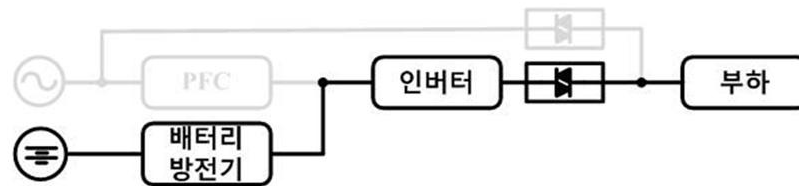


그림 2-1 제안한 무정전전원장치

그림 2-2 (a)는 정상 모드로써, PFC와 인버터를 통해서 부하에 에너지를 공급한다. AC 전원이 정상적으로 공급되고 AC 전원으로부터 입력을 받아서 PFC에서 원하는 직류 전압으로 승압을 한 뒤 인버터에서 교류 전압으로 변환한 뒤 인버터 STS를 통해서 부하에 에너지를 공급함으로써 이중변환 타입이라고 한다. 그림 2-2 (b)는 배터리 모드로써 AC 전원이 차단되거나 PFC 고장시에 동작하며 배터리 전압을 이용해서 배터리 방전기가 일정한 직류 전압으로 승압한 뒤에 인버터와 인버터 STS를 통해서 부하에 에너지를 공급한다. 그림 2-2 (c)는 바이패스 모드로써 인버터가 동작하지 않고 AC 전원을 직접 부하에 공급하는 모드이다. 바이패스 모드는 인버터에 고장이나 과부하 상태가 지정된 시간을 초과했을 때 동작한다.



(a) 정상 모드



(b) 배터리 모드



(c) 바이패스 모드

그림 2-2 모드별 동작

제1절 PFC

제안한 무정전전원장치는 단일 스위치 배전압 변환기를 PFC로 사용하여 AC 전원을 일정한 직류 전압으로 승압하면서 입력전류를 입력전압과 동상으로 제어한다. 단일 스위치 배전압 변환기는 그림 2-3과 같이 1개의 스위칭 소자와 2개의 다이오드, 1개의 브릿지 다이오드로 구성되며, 그림 2-4와 같이 총 4개 모드로 동작한다. AC 전원이 양의 값을 가질 때는 모드 P1과 모드 P2가 반복적으로 동작하고, 음의 값을 가질 때는 모드 P3과 모드 P4가 반복적으로 동작한다. 각 모드별 스위칭 소자 및 다이오드의 동작 상태는 표 2-1과 같다.

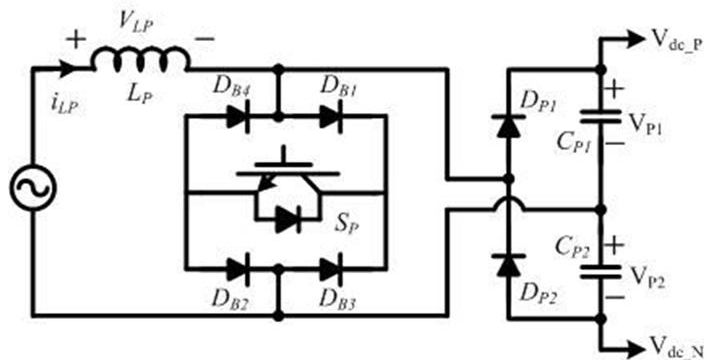


그림 2-3 제안한 PFC

표 2-1 PFC 스위칭 소자 및 다이오드 동작 상태

	AC 전원이 (+)일 때		AC 전원이 (-)일 때	
	모드 P1	모드 P2	모드 P3	모드 P4
S_P	ON	OFF	ON	OFF
D_{B1}	ON	OFF	OFF	OFF
D_{B2}	ON	OFF	OFF	OFF
D_{B3}	OFF	OFF	ON	OFF
D_{B4}	OFF	OFF	ON	OFF
D_{P1}	OFF	ON	OFF	OFF
D_{P2}	OFF	OFF	OFF	ON

모드 P1은 AC 전원이 (+)이고 스위칭 소자 s_p 가 온되는 구간으로 전류의 경로는 그림 2-4 (a)와 같이 $v_{in}(+) - L_P - D_{B1} - S_P - D_{B2} - v_{in}(-)$ 이다. 이때 인덕터 전압 및 전류 방정식은 다음과 같다.

$$v_{LP} = v_{in} = L_P \frac{di_{LP}}{dt} \quad (2-1)$$

$$(\Delta i_{LP})_{ON} = \frac{v_{in} DT}{L_P} \quad (2-2)$$

전류의 변화율이 일정하므로 스위칭 소자가 온되어 있을 때 전류는 선형적으로 변화한다.

모드 P2는 AC 전원이 (+)이고 스위칭 소자 s_p 가 오프되어 커패시터에 에너지를 공급하는 구간으로 전류의 경로는 그림 2-4 (b)와 같이 $v_{in}(+) - L_P - D_{B1} - V_{CL} - v_{in}(-)$ 이다. 이때 인덕터 전압 및 전류 방정식은 다음과 같다.

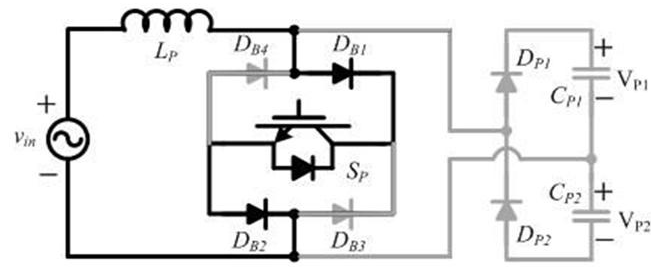
$$v_{LP} = v_{in} - V_{CL} = L_P \frac{di_{LP}}{dt} \quad (2-3)$$

$$(\Delta i_{LP})_{OFF} = \frac{(v_{in} - V_{CL})(1-D)T}{L_P} \quad (2-4)$$

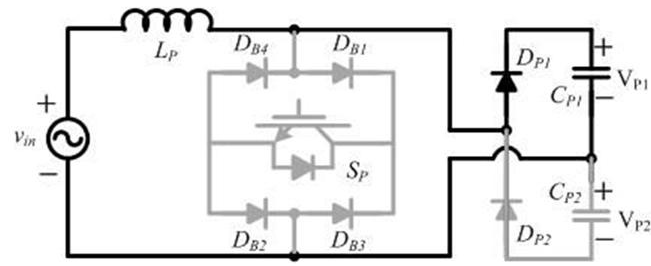
이때도 마찬가지로 전류의 변화율이 일정하므로 인덕터의 전류는 선형적으로 변화한다.

AC 전원이 (+)일 경우 모드 P1과 모드 P2가 반복적으로 동작하여 입력 전류 i_{LP} 를 AC 전원과 동상으로 제어하면서 직류단 전압을 제어한다.

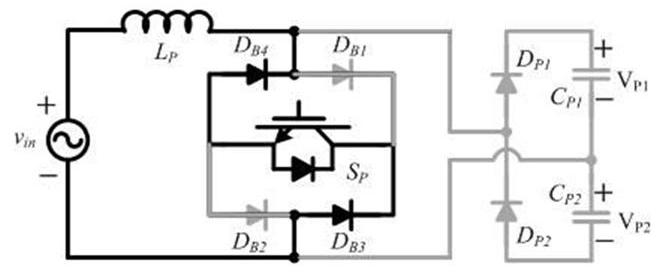
AC 전원이 (-)일 경우에는 모드 P3과 모드 P4가 반복적으로 동작하여 입력전류와 직류단 전압을 제어한다. 모드 P3은 모드 P1과 같은 동작을 하고, 전류의 경로는 $v_{in}(-) - D_{B3} - S_P - D_{B4} - L_P - v_{in}(+)$ 로 그림 2-4 (c)와 같다. 모드 P4는 모드 P2와 같은 동작을 하고, 전류의 경로는 $v_{in}(-) - V_{P2} - D_{P2} - L_P - v_{in}(+)$ 로 그림 2-4 (d)와 같다.



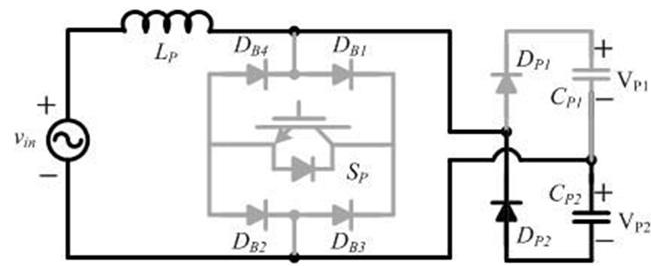
(a) 모드 P1



(b) 모드 P2



(c) 모드 P3



(d) 모드 P4

그림 2-4 PFC 모드별 동작

PFC는 직류단의 전압 V_{dc} 와 입력전류 i_{LP} 를 제어하므로 전압제어기와 전류제어기 2개가 필요하다. 본 논문에서는 그림 2-5와 같이 전압 제어기, 전류 제어기로 입력전류 및 직류단 전압을 제어하고, PLL과 정현파 발생기를 이용해서 AC 전원에 왜곡이 발생하였을 경우에도 입력전류를 정현파에 가깝게 제어할 수 있게 한다. 전압 및 전류제어기 이외에 불평형 PI 제어기를 사용해서 부하의 불평형이나 스위칭 소자 및 구동 드라이버의 차이에 의해서 발생할 수 있는 V_{P1} 과 V_{P2} 의 전압 불평형을 해결한다. 또한 디지털 제어 시 입력전류의 진상 현상을 해결하기 위해서 듀티 전향 보상을 해서 입력전류의 진상 현상을 해결한다.

PFC의 전압 제어기는 직류단 지령값과 실제 직류단 전압의 오차를 이용하여 제어한다. 전압 제어기의 출력은 전류 제어기의 전류 크기 지령값 i_{mag}^* 이고, PLL과 정현파 발생기에서 발생된 정현파에 전류 크기 지령값을 곱한 뒤에 불평형 제어기의 출력값을 더하면 최종 전류 제어기의 지령값 i_{LP}^* 이 된다. 전류 제어기 지령값과 실제 전류를 측정된 값의 오차를 이용해서 전류를 제어하고 제어기 출력값에 듀티 전향 보상기의 값을 더해주면 최종적인 지령값 V_{pfc}^* 이 발생된다. 전류 제어기 지령값 i_{mag}^* 및 전류 제어기 전달 함수는 각각 식 (2-5)와 (2-6)이다.

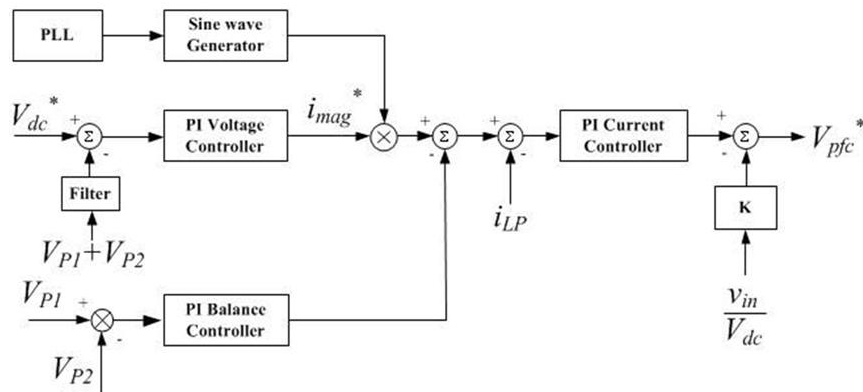


그림 2-5 PFC 제어기

$$i_{mag}^* = (V_{dc}^* - V_{dc}) \times \left(K_{P-pfc-v} + \frac{K_{I-pfc-v}}{s} \right) \quad (2-5)$$

$$G_{pfc-i}(s) = K_{P-pfc-i} + \frac{K_{I-pfc-i}}{s} \quad (2-6)$$

여기서 $V_{dc} = V_{P1} + V_{P2}$ 이고, $K_{P-pfc-v}$ 와 $K_{I-pfc-v}$ 는 PFC 전압 제어기의 비례 이득과 적분 이득이고, $K_{P-pfc-i}$ 와 $K_{I-pfc-i}$ 는 PFC 전류 제어기의 비례 이득과 적분 이득이다.

그림 2-6과 2-7은 PFC의 전압 제어기 및 전류 제어기의 보드선도이다.

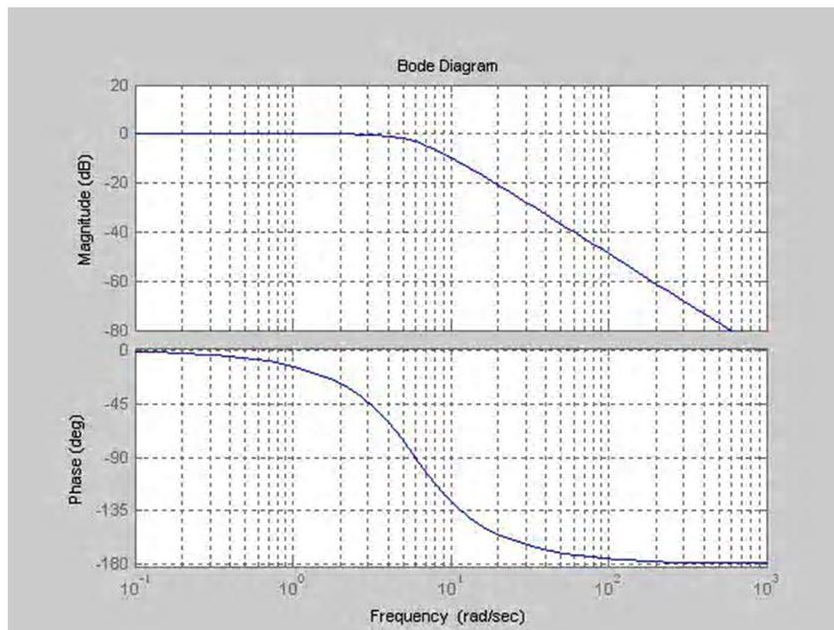


그림 2-6 PFC 전압제어기 보드선도

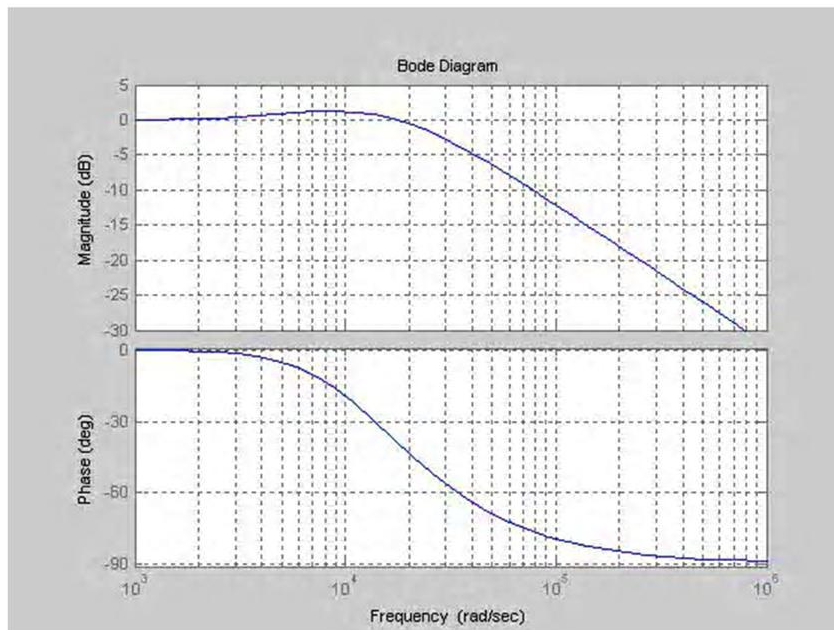


그림 2-7 PFC 전류제어기 보드선도

PFC는 직류단 전압을 일정한 값으로 제어하면서 입력전류를 입력전압과 동상으로 제어한다. 제어를 위해서 직류단 전압과 입력전류를 검출해야 한다. 직류단 전압은 단상 PFC의 특성상 120[Hz]의 리플이 포함되어 있으며 이는 전압 제어기를 통하여 전류 지령파형을 왜곡시키고 결과적으로 입력전류 왜율을 증가시키게 된다. 입력 전류 왜율을 개선하기 위한 방법에는 직류단 커패시터의 용량을 증가시켜 실제 직류단 리플을 감소시키는 회로적인 방법과 전압 제어기의 비례 이득 및 적분 이득을 작게하여 전압 제어기의 응답속도를 느리게 하거나 직류단 검출 전압을 필터링을 하거나 평균화 방법을 통해서 리플을 제거하여 제어에 사용하는 제어적인 방법이 있다.

직류단 커패시터의 용량을 증가시키는 방법은 UPS의 외형 크기가 커지고 가격이 높아지는데 비하여 효과가 적으므로 본 논문에서는 직류단 검출 전압에 포함된 리플을 제거하는 몇가지 필터링 방법 및 평균화 방법을 비교하였다.

필터링 방법에는 직류단 전압에 포함된 리플이 대부분 120[Hz] 성분이며

로 Low Pass Filter를 사용하여 통과 주파수 영역을 120[Hz]보다 낮게하는 방법이 있다.

평균화 방법에는 마찬가지로 직류단 전압에 포함된 리플이 대부분 120[Hz] 성분이므로 120[Hz] 주기동안 직류단 전압의 평균을 취하는 Average 방법이 있고 이 방법은 검출 주기가 120[Hz]로 제한되므로 이보다 검출 주기를 줄일 수 있는 Moving Average 방법이 있다.

Moving Average 방법은 120[Hz] 주기를 몇 개의 구간으로 나누고 각 구간마다 검출한 값들의 평균을 취하되 새로운 값을 검출할 때마다 가장 먼저 검출한 값을 버리고 새로운 평균값을 계산하는 방법이다.

Moving Average 방법의 일반화된 방정식은 식 (2-7)과 같다.

$$y(k) = e(k) + \sum_{i=1}^n c_i e(k-i) = C(q^{-1})e(k) \quad (2-7)$$

여기서 $C(q^{-1}) = 1 + \sum_{i=1}^n c_i q^{-i}$ 이며 q^{-1} 은 지연 연산자이다. Moving Average 방법에 의해서 최소 변화 추적이 가능하므로 속도 변화나 양자화 잡음 등에 의한 영향을 최소화할 수 있다. 식 (2-8)은 Moving Average 방법의 펄스 전달 함수이다.

$$H(z) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} z^{-k} \quad (2-8)$$

여기서, N은 데이터 개수이며 z 는 단위 지연을 나타낸다. Moving Average 방법은 사용하는 데이터의 개수에 의해서 그 특성의 차이가 나타난다. N의 개수가 클수록 새로운 평균값을 계산하는 주기가 짧으므로 속도 변화에 대한 특성이 양호해지고 양자화 잡음 등에 의한 영향을 최소화할 수 있으나 보다 많은 메모리를 필요로 한다. 따라서 N의 개수를 적절히 설정하여 속도를 빠르게 제어하면서 잡음의 영향을 줄여주어야 한다.

제2절 인버터

제안한 무정전전원장치의 인버터는 출력전압의 공통점이 직류단의 중성점과 연결된 하프 브릿지 방식으로 그림 2-8과 같이 스위칭 소자 S_{H1} , S_{H2} , 필터 인덕터 L_f , 필터 커패시터 C_f , 부하로 구성되어 있다.

무정전전원장치는 입력 조건이 변동하거나 부하가 변동하여도 일정한 전압과 주파수를 부하에 공급하여야 한다. 인버터 전압 제어 시스템은 그림 2-9과 같이 전압 제어루프 안에 전류 제어루프가 있는 다중 제어루프로 구성한다. 외부 전압제어기는 정상상태 추종성능을 결정하고, 내부 전류제어기는 부하변동에 대한 동특성을 결정하게 된다. 전류제어기의 제어변수로는 필터 커패시터 전류와 필터 인덕터 전류가 있다. 필터 커패시터 전류를 제어변수로 하면 제어 성능은 좋지만 스위칭 소자의 과전류 보호 기능을 넣기 힘든 단점이 있다.

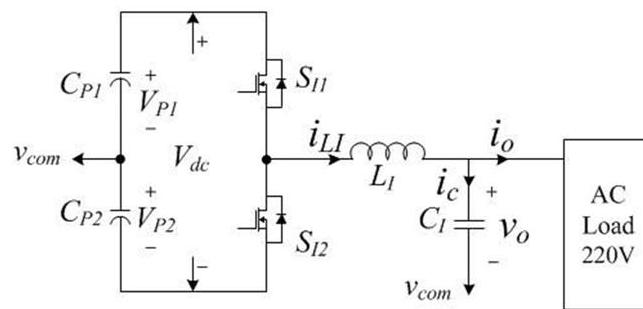


그림 2-8 제안한 인버터

본 논문에서는 부하변동에 대한 동특성 능력이 필터 커패시터 전류 제어기보다 떨어지지만 스위칭 소자의 과전류 보호 기능을 할 수 있는 인덕터 전류 제어기를 사용한다. 그림 2-9는 본 논문에서 사용한 인버터 제어기로 내부에 필터 인덕터 전류제어기가 있고 외부에 전압 제어기가 있는 구조이다. 출력 전압 기준값과 실제 출력전압을 비교해서 전압 오차를 발생시키고 PI 전압 제어기를 통과시키고 전압제어기 출력값에 필터 커패시터 지령값과 실제 출력전류를 더해서 전류제어기 지령값을 만든뒤에 PI 전류제어기를 통

해서 제어기 출력값 V_{inv}^* 를 만든다. V_{inv}^* 는 삼각파와 비교 동작을 통해서 PWM 동작을 통해서 인버터의 출력전압을 제어한다.

PI 전압 제어기 및 전류 제어기의 전달함수는 다음과 같다.

$$G_{inv-v}(s) = K_{P-inv-v} + \frac{K_{I-inv-v}}{s} \quad (2-9)$$

$$G_{inv-i}(s) = K_{P-inv-i} + \frac{K_{I-inv-i}}{s} \quad (2-10)$$

여기서 $K_{P-inv-v}$ 와 $K_{I-inv-v}$ 는 인버터 전압 제어기의 비례 이득 및 적분 이득이고, $K_{P-inv-i}$ 와 $K_{I-inv-i}$ 는 인버터 전류 제어기의 비례 이득 및 적분 이득이다.

그림 2-10과 2-11은 인버터의 전압 제어기 및 전류 제어기의 보드선도이다.

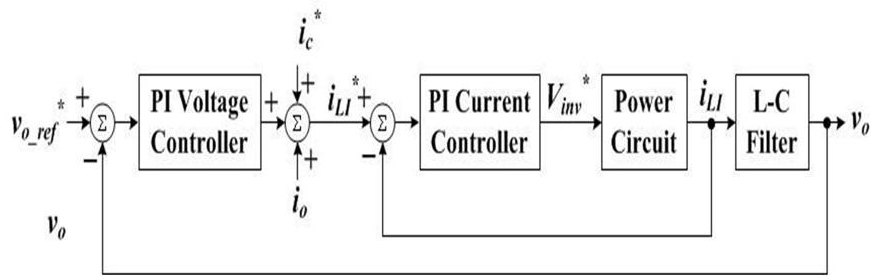


그림 2-9 인버터 제어기

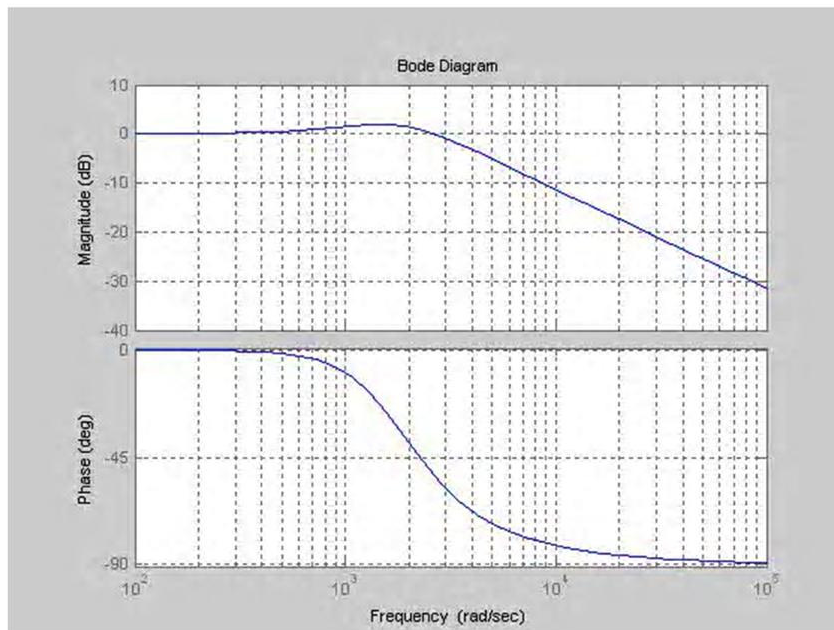


그림 2-10 인버터 전압 제어기 보드선도

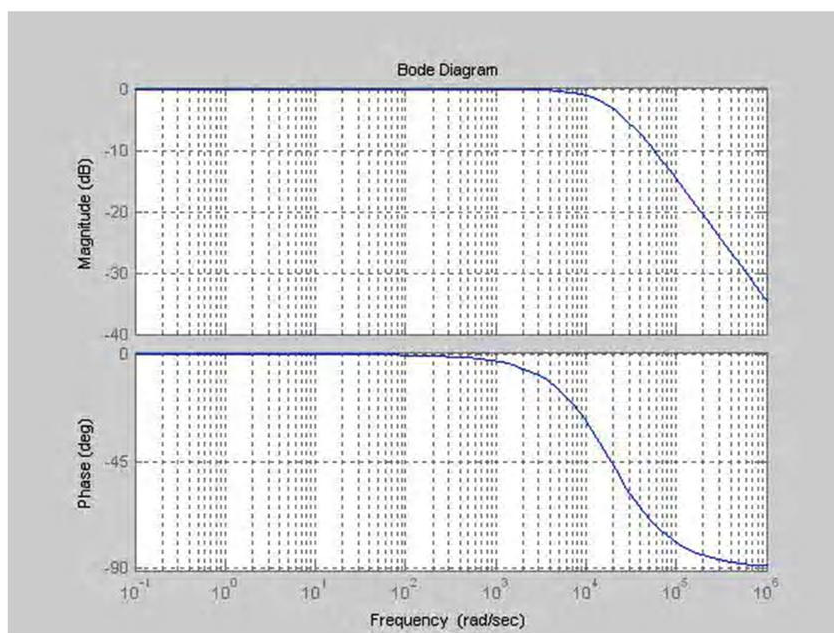


그림 2-11 인버터 전류 제어기 보드선도

제3절 배터리 방전기

제안한 무정전전원장치의 배터리 방전기는 그림 2-12와 같이 푸쉬풀 컨버터로 구성하였다. 푸쉬풀 컨버터의 경우 스위칭 소자의 소스단이 배터리의 (-)단자와 연결이 되어 있어 별도의 제어전원이 필요 없어 저가형으로 구성할 수 있다. 제안한 무정전전원장치의 높이가 2U(88mm)이므로 단일 변압기를 사용하면 변압기의 사이즈 문제가 발생하여 본 논문에서는 변압기를 병렬로 구성하였다.

푸쉬풀 컨버터는 그림 2-13과 같이 모두 4개 모드로 동작하며, 모드 1과 모드 3이 대칭적인 동작을 하고 모드 2와 모드 4는 같은 동작을 한다.

동작 원리를 설명하기 위해 앞서 몇 가지 가정을 한다.

1. 출력 전압 V_{dc} 는 일정하다.
2. L_{P1} 과 L_{P2} 의 값 및 V_{dc-P} 와 V_{dc-N} 의 값은 같다.
3. D(Duty rate)는 일정하다.
4. 다이오드, 스위칭 소자 및 변압기는 이상적이다.
5. 회로는 정상상태에서 동작하며, 한 주기의 시작점과 끝점이 같다.

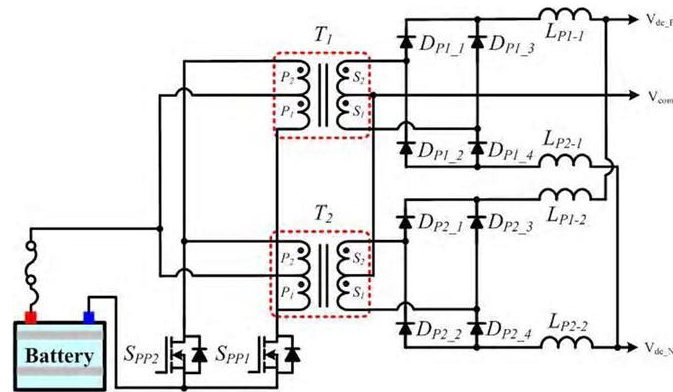


그림 2-12 제안한 배터리 방전기

모드 1은 스위칭 소자 S_{PP1} 이 턴온되면서 시작되고 전류의 경로는 그림

2-13 (a)와 같다. 스위칭 소자 s_{pp1} 이 턴온되면 1차 권선 P_1 의 양단에 배터리의 전압 V_{batt} 가 걸리고, P_1 양단 전압에 의해서 3개의 다른 권선에 다음과 같은 전압이 유기된다.

$$v_{S1} = v_{S2} = V_{batt} \left(\frac{N_S}{N_P} \right), v_{P2} = V_{batt}, v_{SP2} = 2 V_{batt} \quad (2-11)$$

다이오드 D_{P1-1} 과 D_{P1-4} 가 순방향 바이어스 상태이고, D_{P1-2} 와 D_{P1-3} 이 역방향 바이어스 상태이므로 출력 전압은

$$\begin{aligned} v_x &= v_{S1} = v_{S2} = V_{batt} \left(\frac{N_S}{N_P} \right) \\ v_{L_{P1}} &= v_x - V_{dc-P} = V_{batt} \left(\frac{N_S}{N_P} \right) - V_{dc-P} \\ v_{L_{P2}} &= v_x - V_{dc-N} = V_{batt} \left(\frac{N_S}{N_P} \right) - V_{dc-N} \\ v_{L_{P1}} + v_{L_{P2}} &= 2 V_{batt} \left(\frac{N_S}{N_P} \right) - V_{dc} \end{aligned} \quad (2-12)$$

이며 출력전압이 V_{dc} 로 일정하다고 가정하면, 인덕터 L_{P1} 과 L_{P2} 의 양단 전압이 일정하므로 L_{P1} 과 L_{P2} 에서의 전류가 선형적으로 증가한다. 스위칭 소자 s_{pp1} 이 닫혀 있는 동안 L_{P1} 과 L_{P2} 에 흐르는 전류의 변화량은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \frac{\Delta i_{L_{P1}}}{\Delta t} &= \frac{\Delta i_{L_{P1}}}{DT} = \frac{V_{batt} (N_S/N_P) - V_{dc-P}}{L_{P1}} \\ \therefore (\Delta i_{L_{P1}})_{closed} &= \left[\frac{V_{batt} (N_S/N_P) - V_{dc-P}}{L_{P1}} \right] DT \end{aligned} \quad (2-13)$$

$$\begin{aligned} \frac{\Delta i_{L_{P2}}}{\Delta t} &= \frac{\Delta i_{L_{P2}}}{DT} = \frac{V_{batt} (N_S/N_P) - V_{dc-N}}{L_{P2}} \\ \therefore (\Delta i_{L_{P2}})_{closed} &= \left[\frac{V_{batt} (N_S/N_P) - V_{dc-N}}{L_{P2}} \right] DT \end{aligned} \quad (2-14)$$

$$\therefore (\Delta i_{L_{P1}} + \Delta i_{L_{P2}})_{closed} = \left[\frac{2V_{batt}(N_S/N_P) - V_{dc}}{L_P} \right] DT \quad (2-15)$$

모드 2는 스위칭 소자 S_{PP1} 과 S_{PP2} 이 모두 턴오프된 구간으로 전류의 경로는 그림 2-13 (b)와 같다. 이 모드는 스위칭 소자가 모드 꺼져 있으므로 1차 권선에는 전류가 흐르지 않으며, 필터 인덕터 L_{P1} 과 L_{P2} 에 흐르는 전류의 연속성으로 인하여 D_{P1-1} , D_{P1-2} , D_{P1-3} , D_{P1-4} 가 모두 순방향 바이어스 상태이다. 인덕터 전류는 변압기의 2차측에 있는 두 개의 권선에 균등하게 분배되어 흐르고, 다음식이 성립한다.

$$\begin{aligned} v_x &= 0 \\ v_{L_{P1}} &= v_x - V_{dc-P} = -V_{dc-P} \\ v_{L_{P2}} &= v_x - V_{dc-N} = -V_{dc-N} \\ v_{L_{P1}} + v_{L_{P2}} &= -V_{dc} \end{aligned} \quad (2-16)$$

L_{P1} 과 L_{P2} 의 양단 전압이 $-V_{dc}$ 이므로 인덕터에 흐르는 전류는 선형적으로 감소한다. 모드 2에서 전류의 변화량은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \frac{\Delta i_{L_{P1}}}{\Delta t} &= \frac{\Delta i_{L_{P1}}}{\frac{T}{2} - DT} = \frac{-V_{dc-P}}{L_{P1}} \\ \therefore (\Delta i_{L_{P1}})_{SPP1, SPP2 \text{ opened}} &= \frac{-V_{dc-P}(\frac{1}{2} - D)T}{L_{P1}} \end{aligned} \quad (2-17)$$

$$\begin{aligned} \frac{\Delta i_{L_{P2}}}{\Delta t} &= \frac{\Delta i_{L_{P2}}}{\frac{T}{2} - DT} = \frac{-V_{dc-N}}{L_{P2}} \\ \therefore (\Delta i_{L_{P2}})_{SPP1, SPP2 \text{ opened}} &= \frac{-V_{dc-N}(\frac{1}{2} - D)T}{L_{P2}} \end{aligned} \quad (2-18)$$

$$\therefore (\Delta iL_{P1} + \Delta iL_{P2})_{open} = \frac{-V_{dc}(\frac{1}{2} - D)T}{L_P} \quad (2-19)$$

모드 3은 모드 1과 대칭적인 동작을 하며 스위칭 소자 S_{PP2} 이 턴온되면서 시작되고 전류의 경로는 그림 2-13 (c)와 같다. 스위칭 소자 S_{PP2} 이 턴온되면 1차 권선 P_2 의 양단에 음의 배터리의 전압이 걸리고, P_2 양단 전압에 의해서 3개의 다른 권선에 다음과 같은 전압이 유기된다.

$$v_{S1} = v_{S2} = -V_{batt}\left(\frac{N_S}{N_P}\right), v_{P2} = -V_{batt}, v_{SPP1} = 2V_{batt} \quad (2-20)$$

다이오드 D_{P1-2} 와 D_{P1-3} 가 순방향 바이어스 상태이고, D_{P1-1} 과 D_{P1-4} 이 역방향 바이어스 상태이므로 출력 전압은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} v_x &= v_{S1} = v_{S2} = V_{batt}\left(\frac{N_S}{N_P}\right) \\ v_{L_{P1}} &= v_x - V_{dc-P} = V_{batt}\left(\frac{N_S}{N_P}\right) - V_{dc-P} \\ v_{L_{P2}} &= v_x - V_{dc-N} = V_{batt}\left(\frac{N_S}{N_P}\right) - V_{dc-N} \\ v_{L_{P1}} + v_{L_{P2}} &= 2V_{batt}\left(\frac{N_S}{N_P}\right) - V_{dc} \\ v_{L_{P1}} + v_{L_{P2}} &= 2V_{batt}\left(\frac{N_S}{N_P}\right) - V_{dc} \end{aligned} \quad (2-21)$$

출력전압이 V_{dc} 로 일정하다고 가정하면, L_{P1}, L_{P2} 의 양단 전압이 일정하므로 L_{P1}, L_{P2} 에서의 전류가 선형적으로 증가한다. 스위치 S_{PP2} 가 닫혀 있는 동안 L_{P1}, L_{P2} 에 흐르는 전류의 변화량은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \frac{\Delta iL_{P1}}{\Delta t} &= \frac{\Delta iL_{P1}}{DT} = \frac{V_{batt}(N_S/N_P) - V_{dc-P}}{L_{P1}} \\ \therefore (\Delta iL_{P1})_{closed} &= \left[\frac{V_{batt}(N_S/N_P) - V_{dc-P}}{L_{P1}} \right] DT \end{aligned} \quad (2-22)$$

$$\frac{\Delta iL_{P2}}{\Delta t} = \frac{\Delta iL_{P2}}{DT} = \frac{V_{batt}(N_S/N_P) - V_{dc-N}}{L_{P2}}$$

$$\therefore (\Delta iL_{P2})_{closed} = \left[\frac{V_{batt}(N_S/N_P) - V_{dc-N}}{L_{P2}} \right] DT \quad (2-23)$$

$$\therefore (\Delta iL_{P1} + \Delta iL_{P2})_{closed} = \left[\frac{2V_{batt}(N_S/N_P) - V_{dc}}{L_p} \right] DT \quad (2-24)$$

이 때 한주기 동안 인덕터 전류의 순수 변화량이 정상상태 동작에서 0이어야 하므로 앞서 구한 식을 이용하면 출력전압 V_{dc} 를 다음과 같이 구한다.

$$(\Delta I_{L_{P1}})_{closed} + (\Delta I_{L_{P1}})_{open} = 0$$

$$\left(\frac{V_{batt}(\frac{N_S}{N_P}) - V_{dc-P}}{L_{P1}} \right) DT - \frac{V_{dc-P}(\frac{1}{2} - D)T}{L_{P1}} = 0$$

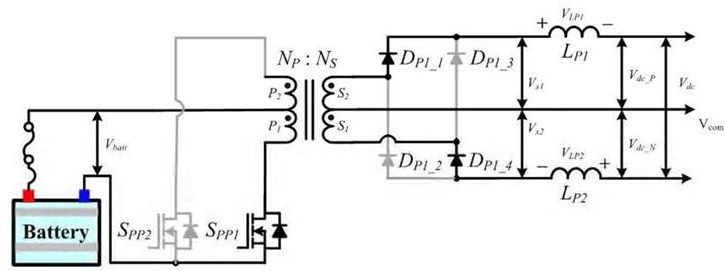
$$\therefore V_{dc-P} = 2V_{batt}(\frac{N_S}{N_P})D \quad (2-25)$$

$$(\Delta I_{L_{P2}})_{closed} + (\Delta I_{L_{P2}})_{open} = 0$$

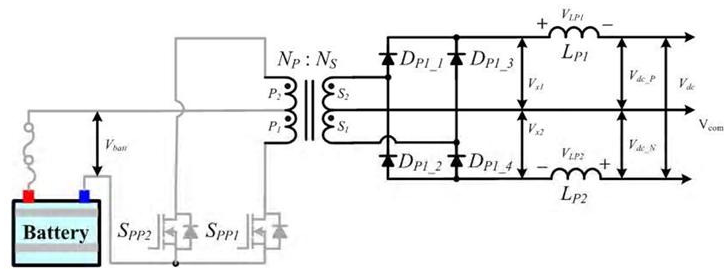
$$\left(\frac{V_{batt}(\frac{N_S}{N_P}) - V_{dc-N}}{L_{P2}} \right) DT - \frac{V_{dc-N}(\frac{1}{2} - D)T}{L_{P2}} = 0$$

$$\therefore V_{dc-N} = 2V_{batt}(\frac{N_S}{N_P})D \quad (2-26)$$

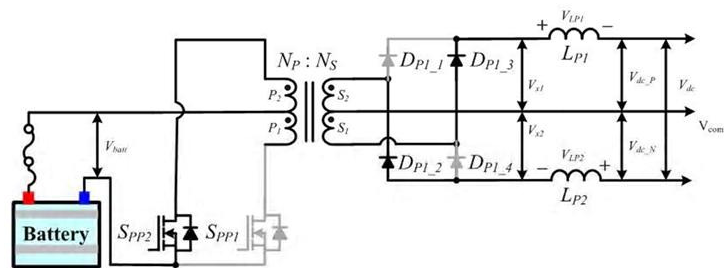
$$\therefore V_{dc} = V_{dc-P} + V_{dc-N} = 4V_{batt}(\frac{N_S}{N_P})D \quad (2-27)$$



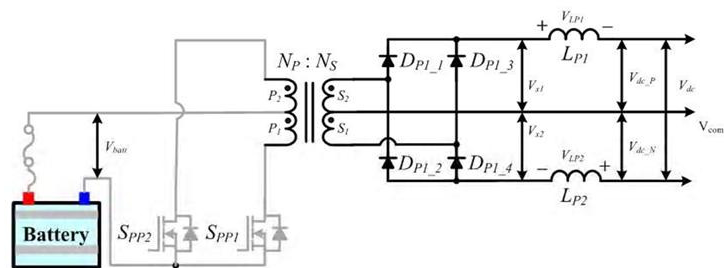
(a) 모드 1



(b) 모드 2



(c) 모드 3



(d) 모드 4

그림 2-13 배터리 방전기 모드별 동작

배터리 방전기는 전류제어는 하지 않고 직류단 전압만 제어하므로 전압 제어기 한 개가 필요하다. 그림 2-14는 배터리 방전기의 전압 제어기로 직류단 전압을 측정하여 지령값과 비교하여 오차를 발생시킨 다음 PI 전압 제어기를 통해서 출력값 $V_{pushpull}^*$ 를 만들어서 삼각파와 비교하여 PWM 동작을 한다. 배터리 방전기는 120Hz의 리플이 없으므로 스위칭 노이즈만을 제거해주는 Low Pass Filter를 사용하여 측정한다.

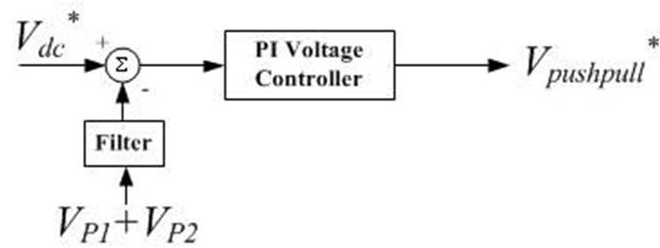


그림 2-14 배터리 방전기의 전압 제어기

제3장 시뮬레이션

제안한 무정전전원장치를 검증하기 위하여 PSIM을 이용하여 시뮬레이션을 수행하였다. 시뮬레이션은 먼저 PFC의 직류단 검출 전압의 필터링 또는 평균화 방법을 비교하기 위하여 PFC에 대하여 수행한 다음 UPS 시스템의 동작 성능을 검증하기 위하여 PFC와 인버터가 동작하는 정상 모드와 배터리 방전기와 인버터가 동작하는 배터리 모드에 대하여 수행 하였다. 그림 3-1은 정상 모드 시뮬레이션 회로도이고, 그림 3-2는 배터리 모드 시뮬레이션 회로도이다. 표 3-1은 시뮬레이션 파라미터이다.

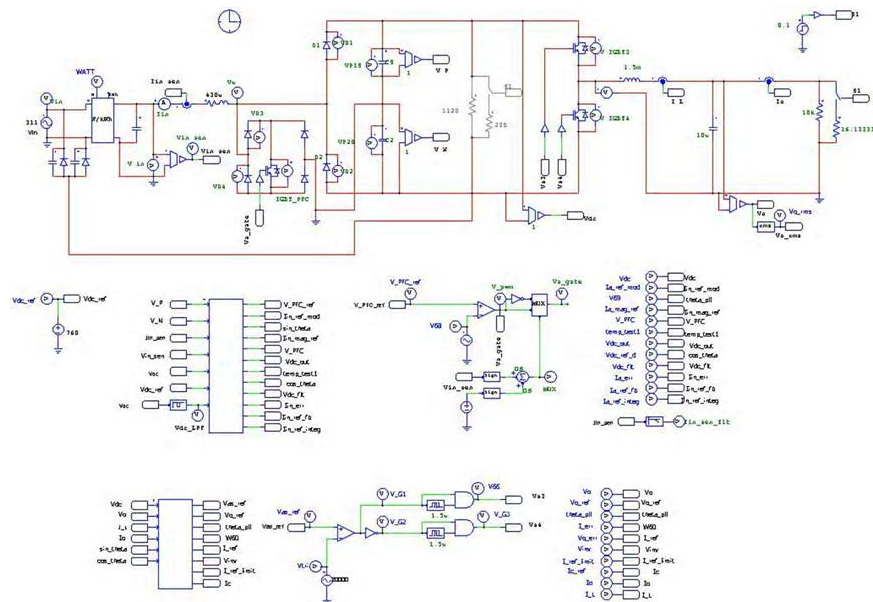


그림 3-1 정상 모드 시뮬레이션 회로도

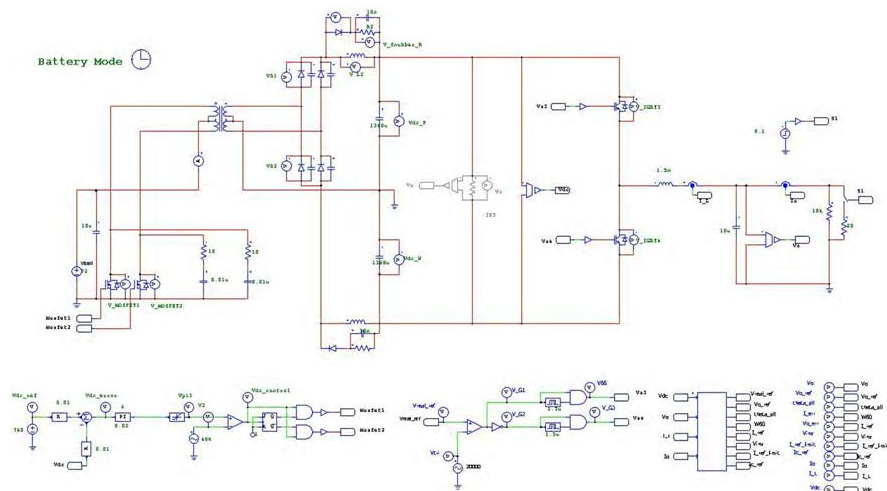


그림 3-2 배터리 모드 시뮬레이션 회로도

표 3-1 시뮬레이션 파라미터

항 목	내 용
입력전압 및 주파수	220 Vac / 60 Hz
직류단 전압 지령값	760 Vdc
출력전압 및 주파수 지령값	220 Vac / 60 Hz
배터리 전압	72 Vdc
푸쉬풀 컨버터 변압기 권수비	3 : 38
PFC 인덕턴스	430 uH
직류단 커패시턴스	680 uF
출력필터 인덕턴스	1.5 mH
출력필터 커패시턴스	10 uF

제1절 PFC 시뮬레이션 결과

PFC 시뮬레이션은 PFC만 동작시킨 상태에서 실시하였으며, PFC를 초기에는 무부하로 동작시키다가 2kW의 부하를 인가하였다. PFC 직류단 전압의 검출 방법을 비교하기 필터링이나 평균화 방법을 적용하지 않은 경우, Low Pass Filter를 적용한 경우, Average 방법을 적용한 경우, Moving Average 방법을 적용한 경우에 대하여 시뮬레이션을 실시하였으며 Moving Average 방법의 데이터 개수는 8개로 하였다.

그림 3-3은 직류단 전압 검출에 필터링이나 평균화 방법을 적용하지 않은 경우로서 직류단 리플이 영향을 주어 입력 전류 파형에 왜곡이 발생한 것을 알 수 있다.

그림 3-4는 직류단 전압 검출에 Low Pass Filter를 적용하여 사용한 경우로서 이때 차단 주파수는 20[Hz]로 하였으며 Low Pass Filter의 전달함수는 식 (3-1)과 같다.

$$G_{LPF}(s) = \frac{(2 \times \pi \times 20)^2}{s^2 + 2 \times 0.7 \times 2 \times \pi \times 20 \times s + (2 \times \pi \times 20)^2} \quad (3-1)$$

Low Pass Filter를 사용함으로써 120[Hz] 리플이 감소되어 입력 전류 왜율이 개선되었으나 시간이 지연되는 문제가 발생하여 2kW 부하 인가시 직류단 전압이 645V까지 강하되었다가 복귀되었다.

그림 3-5은 직류단 전압 검출에 Average 방법을 적용하여 사용한 경우로서 120[Hz]마다 평균값을 계산하였다. Average 방법을 사용함으로써 과도 특성이 Low Pass Filter 적용시 보다 개선되었으나 여전히 시간 지연 문제가 남아 있어 2kW 부하 인가시 직류단 전압이 661V까지 강하되었다가 복귀되었다.

그림 3-6는 직류단 전압 검출에 Moving Average 방법을 적용하여 사용한 경우로서 데이터 개수를 8개로 하여 120[Hz] 구간의 평균값을 계산하되 960Hz마다 평균값을 갱신하도록 하였다. 2kW 부하 인가시 직류단 전압이 704V까지 강하되었다가 복귀되었으며 가장 양호한 과도 특성을 보였다.

표 3-2에는 각각의 직류단 전압 검출 방법에 대하여 정상 상태에서의 입력 전류 왜율 및 입력 역율, 2kW 부하 인가시 직류단 과도 전압을 표시하였으며 Moving Average 방법을 적용하였을 경우에 가장 양호한 특성이 나타났다.

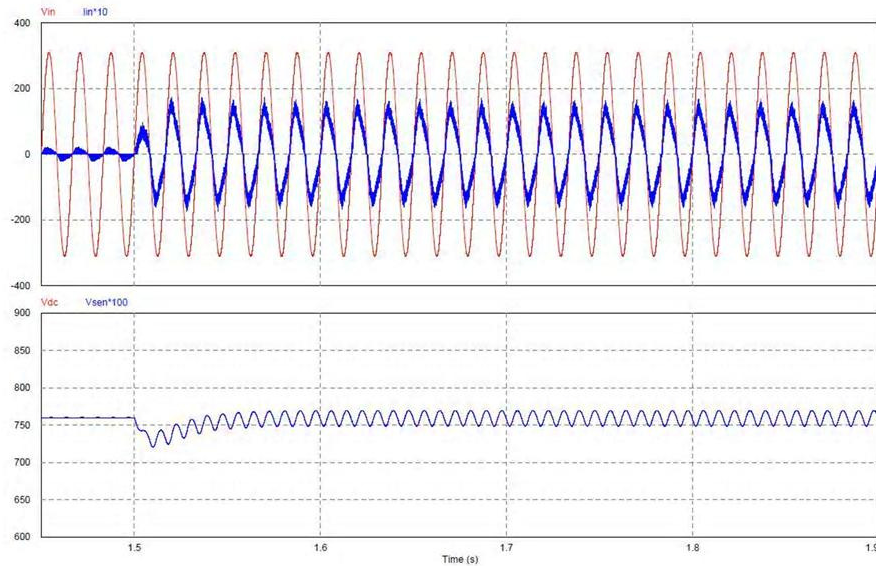


그림 3-3 필터링이나 평균화 방법을 적용하지 않은 경우

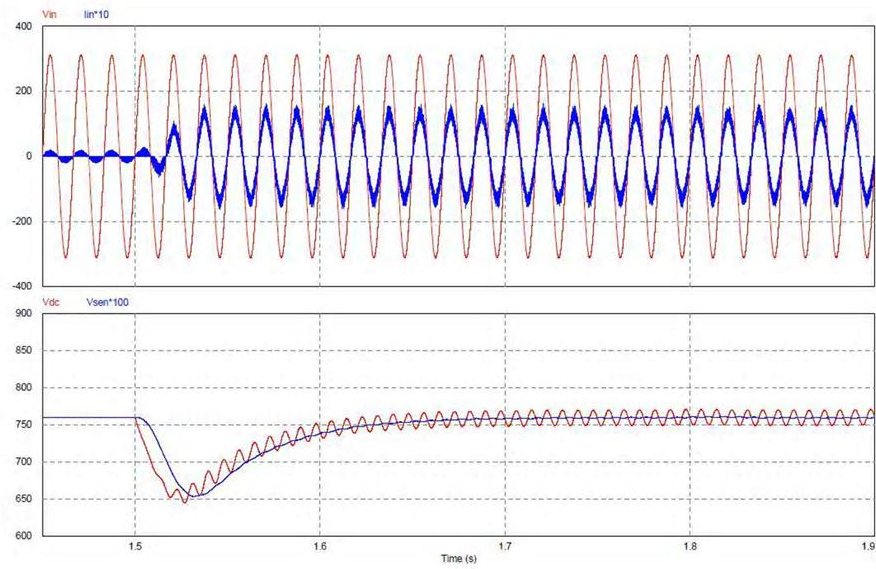


그림 3-4 Low Pass Filter를 적용한 경우

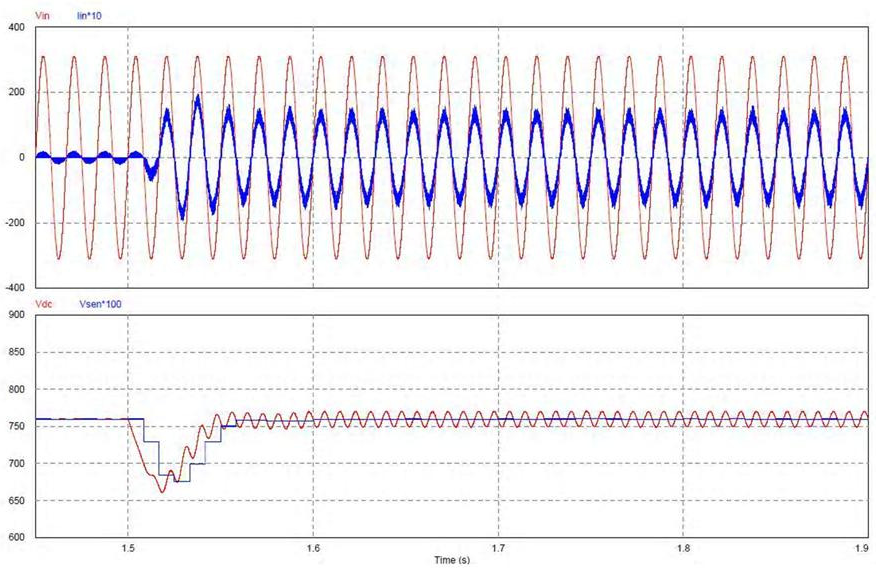


그림 3-5 Average 방법을 적용한 경우

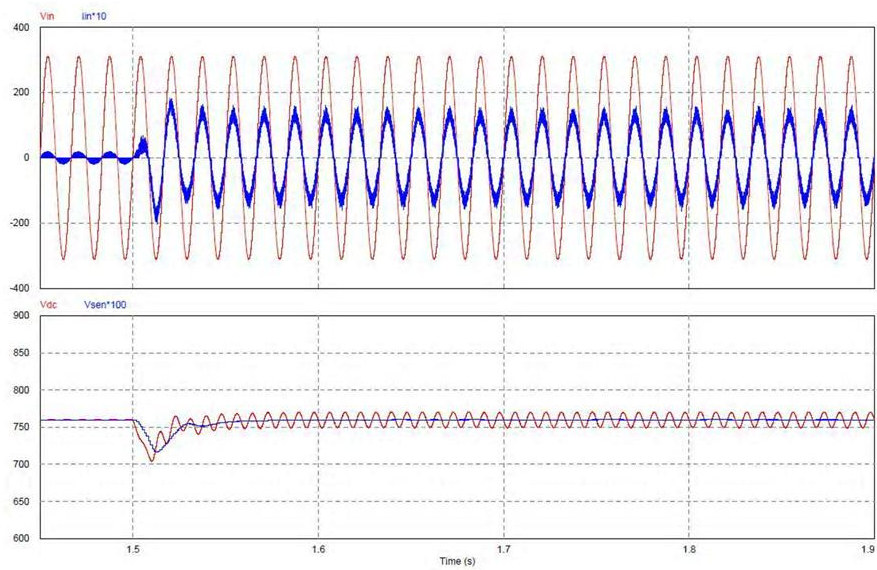


그림 3-6 Moving Average 방법을 적용한 경우

표 3-2 PFC 시뮬레이션 결과 비교

구분	입력 전류 왜율 (THD)	입력 역율	직류단 과도 전압
필터링이나 평균화 방법 미적용	16.9%	0.977	721V (-5.13%)
Low Pass Filter 적용	11.4%	0.993	645V (-15.13%)
Average 적용	11.4%	0.993	661V (-13.03%)
Moving Average 적용	11.4%	0.993	704V (-7.37%)

제2절 정상 모드 시뮬레이션 결과

정상 모드 시뮬레이션은 PFC는 입력 교류 전원을 직류 전원으로 변환하고 인버터는 PFC에서 공급받은 직류 전원을 다시 교류 전원으로 변환하여 출력에 공급하는 상태에서 실시하였으며, 인버터에 2kW의 부하를 인가하였다. 그림 3-7은 2kW 부하 인가후 정상 상태에서 입력전압 및 입력전류의 파형이며 입력전류가 왜곡없이 정현파로 제어됨을 알 수 있다. 그림 3-8는 2kW 부하 인가시 정상 상태에서 출력전압 및 출력전류의 파형이며 출력전압이 왜곡없이 정현파로 제어됨을 알 수 있다.

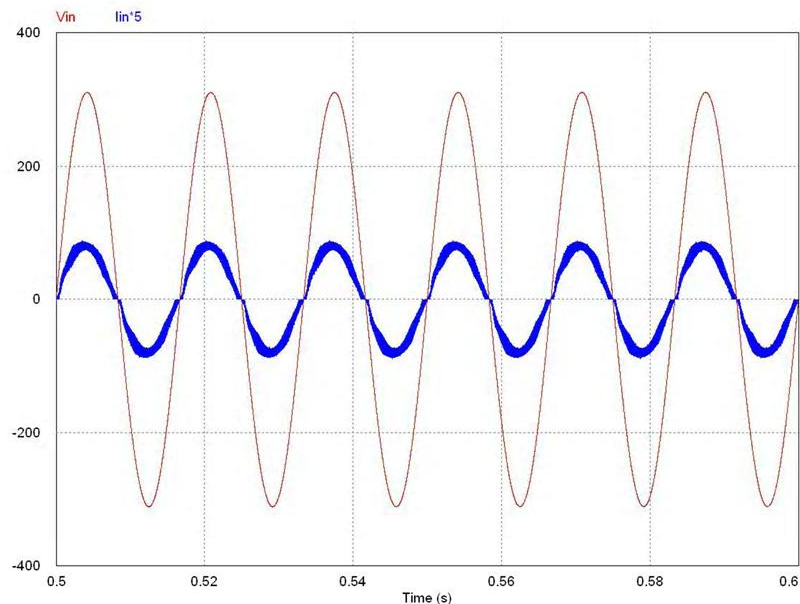


그림 3-7 2kW 부하시 입력 전압 및 전류

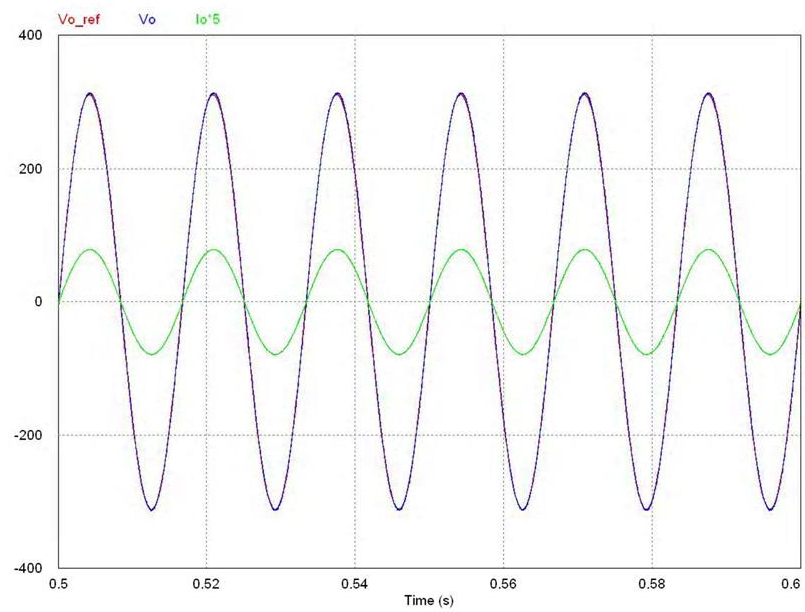
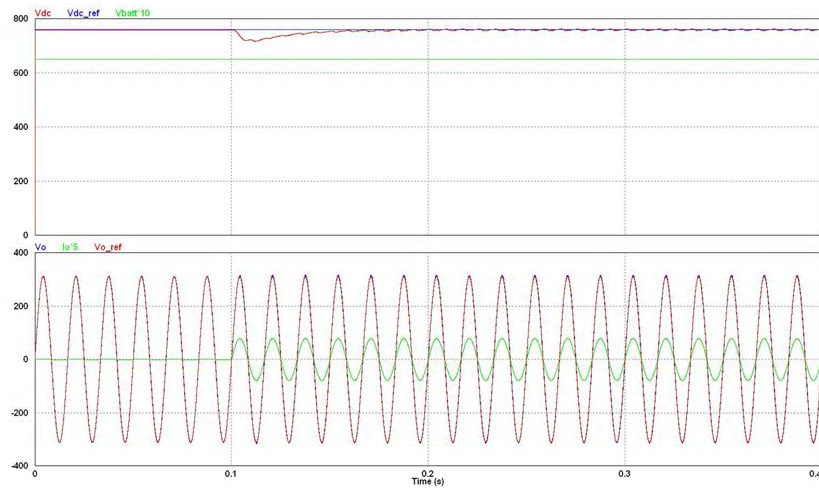


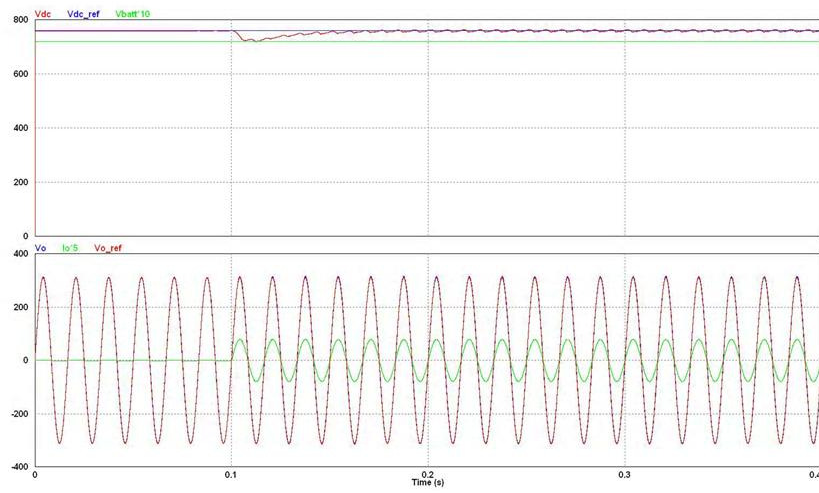
그림 3-8 2kW 부하시 출력 전압 및 전류

제3절 배터리 모드 시뮬레이션 결과

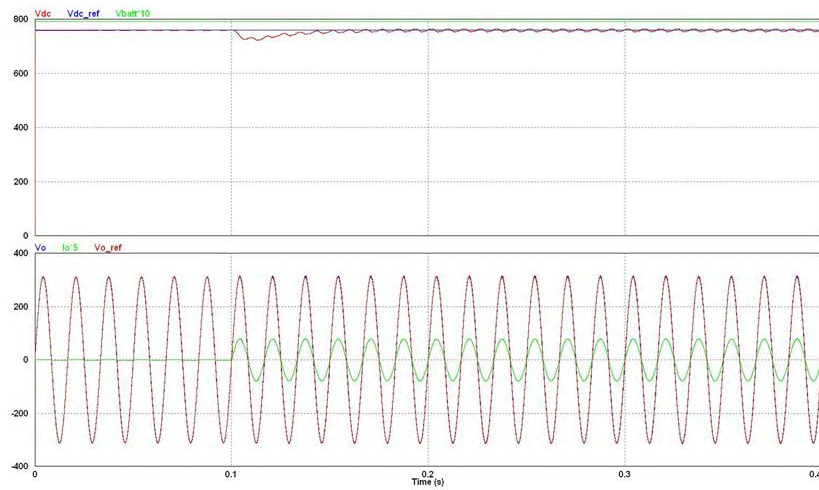
배터리 모드 시뮬레이션은 배터리 방전기는 배터리 전원을 승압하고 인버터는 배터리 방전기에서 승압된 직류 전원을 교류 전원으로 변환하여 출력에 공급하는 상태에서 실시하였으며, 인버터가 초기에는 무부하로 동작하다가 0.1초에 2kW의 부하를 인가하였다. 배터리 정격전압은 72V이고 충전전압은 79.2V이고 방전종지 전압은 64.8V이므로 모든 배터리 모드 동작 전압에서의 동작 성능을 검증하기 위해 64.8V, 72V, 79.8V 3가지 배터리 전압 조건에 대하여 시뮬레이션을 실시하였다. 그림 3-9은 배터리 전압 조건별 배터리 전압 및 직류단 전압, 출력전압 및 출력전류의 파형이며 출력전압이 왜곡없이 정현파로 제어됨을 알 수 있다.



(a) 64.8Vbatt



(b) 72Vbatt



(c) 79.8Vbatt

그림 3-9 배터리 모드 시뮬레이션 결과

제4장 실험 및 결과 검토

제안한 무정전전원장치를 검증하기 위하여 그림 4-1과 같이 시스템을 구성하여 실험을 하였다. 그림 4-1은 전체 시스템으로 제어 보드, PFC, 인버터, 배터리 충전기, 배터리 방전기로 구성되어 있다.



그림 4-1 전체 시스템

표 4-1은 PFC, 인버터, 인버터 STS, 바이패스 STS, 배터리 충전기 및 배터리 방전기에 사용한 전력용 반도체 및 제어보드에 사용한 CPU이다. PFC 및 인버터에는 Infineon사의 IGBT를 사용하였고, 인버터 STS 및 바이패스 STS에는 IXYS사의 Phase Control Thyristor를 사용하였다. 배터리 충전기 및 방전기에는 MOSFET를 사용하였다.

표 4-1 주요 부품

항 목	내 용
CPU	TMS320F28335(TI)
PFC 스위칭 소자	IKW40N120T(Infineon)
PFC 브릿지 다이오드	GBPC5006
PFC 다이오드	RHRP30120(Fairchild)
인버터 스위칭 소자	IKW40N120T(Infineon)
인버터 STS	CS30(IXYS)
바이패스 STS	CS30(IXYS)
배터리 충전기	FQA9N90C(Fairchild)
배터리 방전기	IXTH88N30P(IXYS)

제1절 시스템 구성

제어보드에 사용한 CPU는 TI사의 32bit 부동소수점 연산이 가능한 DSC(Digital Signal Controller)인 TMS320F28335이다. 제어보드는 그림 4-2와 같이 프로세서를 사용하기 위해서 전원회로 및 부가회로, Analog 값을 입력받기 위한 ADC(Analog to Digital Conversion) 주변 회로와 전압 및 전류를 측정하기 위한 Signal Conditioning 회로, 외부와의 통신을 위한 CAN, RS-232 통신회로로 구성되어 있다.

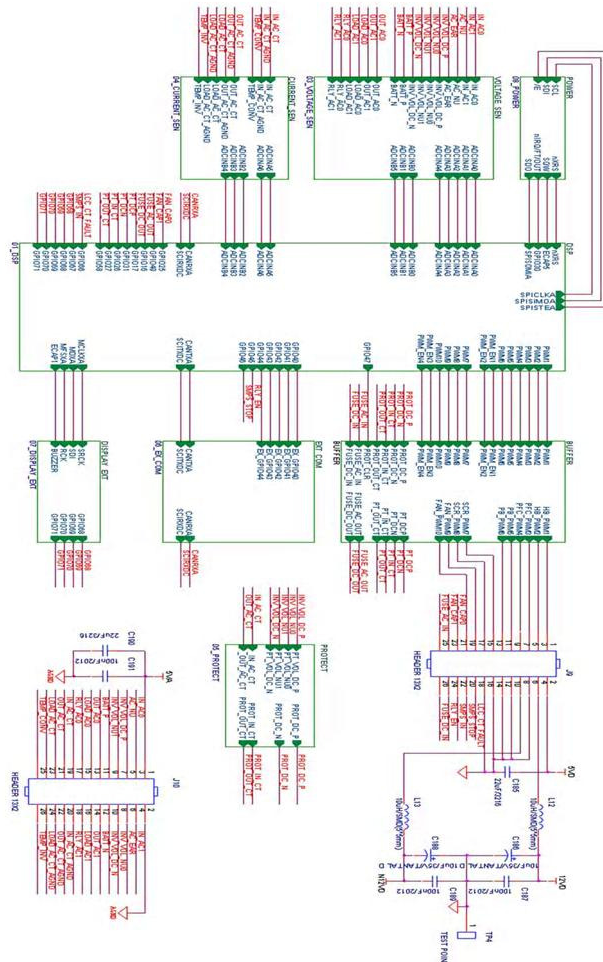


그림 4-2 제어보드 블록도

TI사의 TMS320F28335는 1.9[V]/1.8[V] 코어 전원과 3.3[V] I/O 전원을 사용한다. 코어 전원을 1.9[V]를 사용하면 150[MHz]로 동작하고 1.8[V]를 사용하면 100[MHz]로 동작한다. 본 논문에서는 그림 4-3과 같이 150[MHz] 동작을 위해서 Allegro Micro사의 A8498을 사용하여 5[V]를 만들고, TI사의 Dual Output Voltage Regulator인 TPS767D301을 사용하여 3.3[V]와 1.9[V]를 만들었다.

TMS320F28335에는 0 ~ 3[V] 12비트 ADC를 16개 내장하고 있다. 총 16개의 입력채널(ADCINA0 ~ ADCINA7, ADCINB0 ~ ADCINB7)이 있으며 각 신호들은 고속 ADC 동작을 위해 8채널씩 독립된 MUX와 Sample & Hold(S/H)를 통해 입력 받는다. 각각의 8채널 입력은 ADC 모듈 내의 두 시퀀서에 의해 제어되나, 실제 AD 변환을 처리하는 변환 모듈은 한 개이기 때문에 16채널 모두를 동시에 변환하는 것은 불가능하며 한 번에 한 개씩만 변환이 가능하다. 단, 파이프라인(Pipeline) 구조로 처리하기 때문에 변환 속도는 12.5[MSPS]이다. AD 변환을 위해서는 입력된 아날로그 값을 비교할 기준 전압이 필요하다. TMS320F28335는 내부의 기준전압과 외부 기

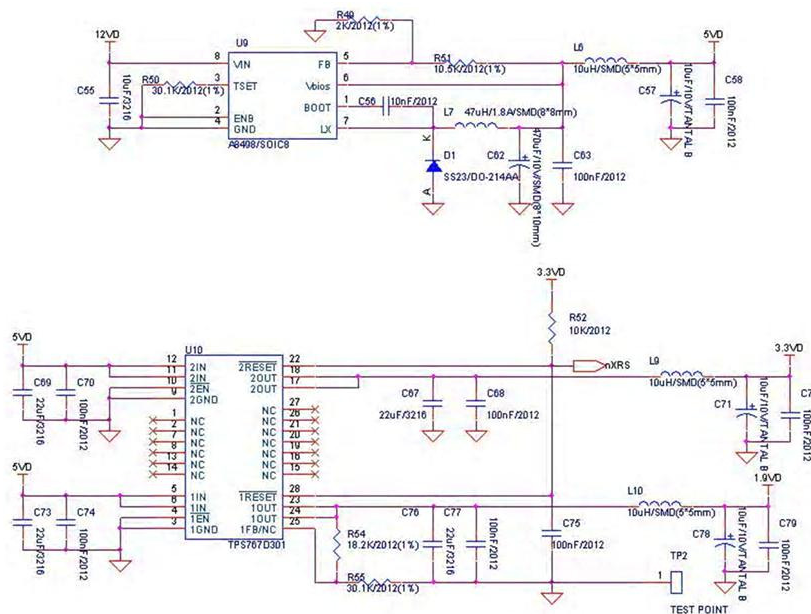
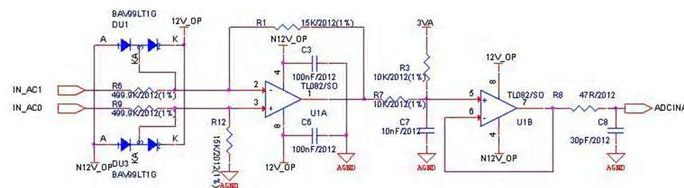


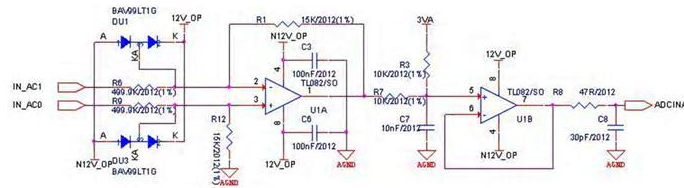
그림 4-3 제어전원 회로

준전압을 사용할 수 있으며, 외부 기준전압은 2.048[V], 1.5[V] 또는 1.024[V]에서 선택할 수 있다. 본 과제에서는 TI사의 2.048[V] 전압 레귤레이터인 REF3120을 이용하여 설계하였다. ADC의 입력전압은 0 ~ 3[V]이므로 측정된 전압 및 전류를 이에 맞게 조정해야 하는데 이런 회로를 Signal Conditioning 회로라고 부르며, 그림 4-4는 Signal Conditioning 회로이다.

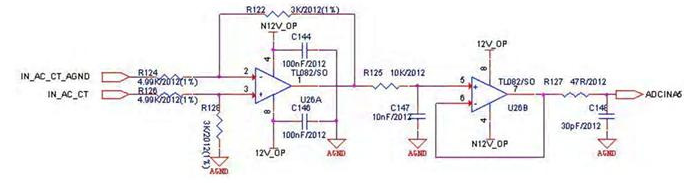
회로는 저가형으로 구성하기 위해서 차동증폭기로 구성하였다. 차동증폭기는 OP-Amp를 사용하여 저가형으로 구성할 수 있으면서, 2개의 입력 단자에 동시에 가해지는 노이즈 성분을 제거할 수 있는 장점이 있다.



(a) 교류 전압회로



(b) 직류 전압회로



(c) 전류 회로

그림 4-4 Signal Conditioning 회로

PFC 인덕터와 배터리 방전기의 변압기 설계는 다음과 같다.

PFC는 CCM(Continuous Current Mode)으로 동작하므로 전류의 리플이

작아 피크 전류가 작으므로 스위칭 소자의 전류 스트레스가 작다. 표 4-2는 PFC 인덕터의 기본적인 사양이다. 인덕턴스는 다음 식을 이용하여 선정한다.

표 4-2 PFC 인덕터 설계 사양

항 목	내 용
입력 전압	220Vrms
효율	98%
입력 전력	3060W
최대 피크 전류	23A

$$L = \frac{V_{dc-p} \times D \times (1-D)}{f_{sw} \times I_{ripple}} = \frac{380 \times 0.8 \times (1-0.8)}{40 \times 10^3 \times 3.5} = 430 \mu H \quad (4-1)$$

이때 전류 리플은 15%로 하여 계산한다. 인덕턴스를 결정하면 그 다음에는 적절한 코어를 선정해야 한다. 이때 코어 사이즈는 전력밀도를 고려해야 하고, 코어 재질은 포화 자속을 코어 밀도는 인덕턴스 및 포화 마진을 고려해서 선정해야 한다. 선정한 코어는 창성사의 CK400 060으로 외경이 40mm, 재질은 Mega Flux, 밀도는 60(permeability)이다. 이 코어의 AL은 81nH/N²이고 턴수는 다음 식과 같이 구할 수 있다.

$$N = \sqrt{\frac{L \times 1000}{AL}} = \sqrt{\frac{430 \times 1000}{81}} = 72.86 \quad (4-2)$$

선택한 코어에서 73턴으로 권선을 감기 위해서 권선을 결정하여야 한다. 권선의 굵기는 인덕터에 흐르는 전류의 RMS값으로 구한다. RMS값은 실제 전류의 경우 Duty에 따라서 가변이 되므로 시뮬레이션을 기준으로 RMS값을 결정하여 권선의 굵기를 결정하였다.

$$\phi = 2 \sqrt{\frac{I_s}{\pi \times J}} = 2 \sqrt{\frac{13}{\pi \times 6}} = 1.68 mm \quad (4-3)$$

여기서 J 는 전류밀도로써 $6A/mm^2$ 이다.

배터리 방전기용 변압기는 2개가 병렬로 동작을 하므로 1.5kVA로 설계한다. 1차측은 배터라이므로 전압의 범위가 배터리 방전 중지 전압인 64.8Vdc에서 충전 전압인 79.8Vdc이다. 2차 전압은 직류단 전압 지령값인 760Vdc이다. 1차측 정격 전류 및 최대 전류, 2차측 정격 전류는 다음과 같다.

$$I_1 = \frac{1500}{72} = 20.833[A]$$

$$I_{1-max} = \frac{1500}{64.8} = 23.148[A]$$

$$I_2 = \frac{1500}{760} = 1.973[A]$$

턴수비(a_1)는 1차측 최소 전압(V_{batt}), 2차측 전압(V_{dc}), 최대 듀티비(D_{max}), 다이오드 전압 강하(V_d), 변압기 효율(η)에 의해서 구할 수 있다.

$$V_{sec} = \frac{2 \times V_d + V_{dc}}{D_{max} \times \eta} = \frac{1.4 + 760}{0.98 \times 0.98} = 792.794[V]$$

$$a_1 = \frac{V_{sec}}{V_{batt}} = \frac{792.794}{64.8} = 12.234 = 13$$

1차측 턴수 및 2차측 턴수는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$E = N \cdot \frac{d\Phi}{dt} = N \cdot A_e \cdot \frac{\Delta B}{\Delta T}$$

$$N_1 = \frac{E \cdot \Delta T}{A_e \cdot \Delta B} = \frac{64.8 \times (5 \times 10^{-6} \times 0.95)}{(328 \times 10^{-6}) \times (0.4 \times 0.7)} = 3.351 \Rightarrow 4T$$

$$N_2 = N_1 \times a_1 = 4 \times 13 = 52T$$

위에서 설계한 배터리 방전기용 변압기의 설계 항목을 정리하면 표 4-3과 같다.

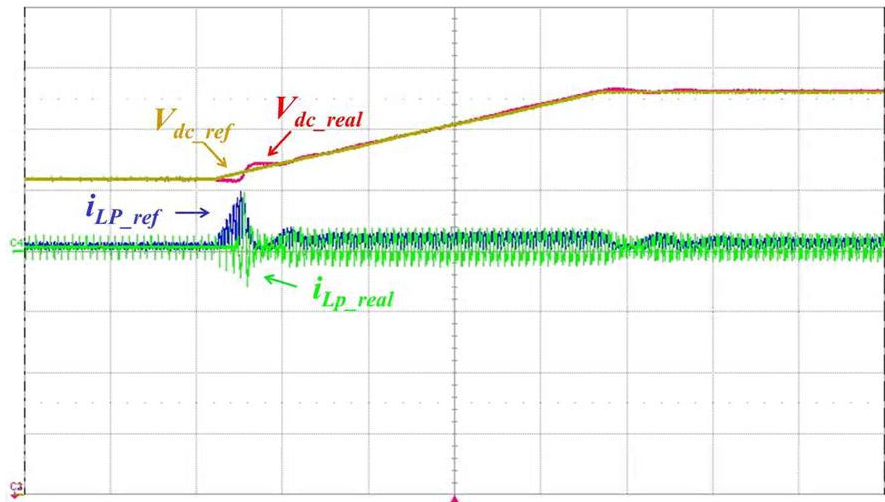
표 4-3 배터리 방전기용 변압기 설계 항목

항 목	내 용
용량	2kVA
1차측 전압 범위	64.8 ~ 79.8 [Vdc]
2차측 전압	760 [Vdc]
1차측 정격 전류	20.833 [A]
1차측 최대 전류	23.148 [A]
2차측 정격 전류	1.973 [A]
권선 전류 밀도	600A/cm ²
스위칭 주파수	80 [Khz]
최대 듀티비	0.98
턴비	4 : 52

제2절 실험 결과 및 검토

그림 4-5 ~ 그림 4-7는 직류단 전압을 필터링 하는 방식에 따른 실험 결과이다. 그림 4-5은 20[Hz]의 차단주파수를 가지는 Low Pass Filter를 이용하여 직류단 전압을 측정해서 실험한 결과로써 그림 4-5 (a)는 초기 구동시 파형이고, 그림 4-5 (b)는 무부하에서 1kW 부하를 인가했을때의 파형이다. 그림 4-6는 Average 방법을 사용한 결과로써 그림 4-6 (a)는 초기 구동시 파형이고, 그림 4-6(b)는 무부하에서 1kW 부하를 인가했을때의 파형이다. 그림 4-7는 Moving Average 방법을 사용한 파형으로 그림 4-7 (a)는 초기 구동시 파형이고, 그림 4-7 (b)는 무부하에서 1kW 부하를 인가했을때의 파형이다.

초기 구동시에는 세가지 방법이 거의 비슷한 과도 상태를 보이지만 부하 변동시에는 Low Pass Filter 방법의 경우 전압 변동이 38[V]정도 되고, 평 Average 방법의 경우 32[V] 정도 되고, Moving Average 방식의 26[V]정도의 전압 강하가 발생한다.

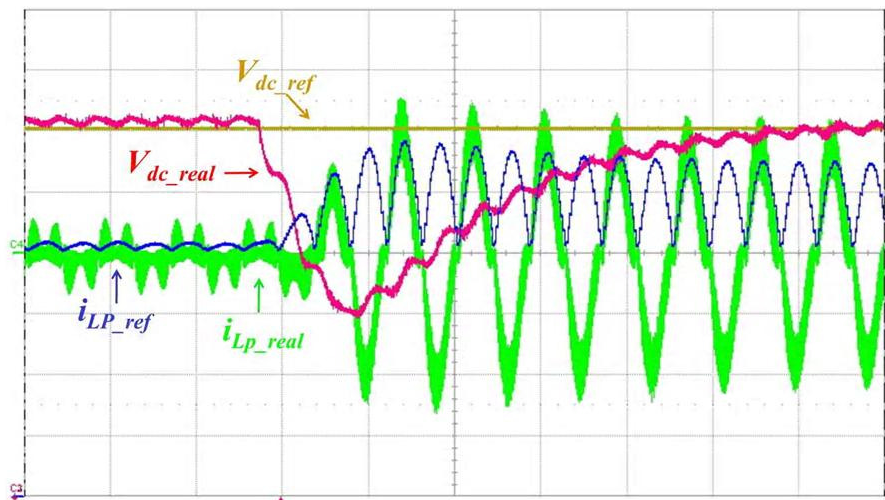


Horizontal : 200[ms]

Vertical : V_{dc_ref} , V_{dc_real} (100V/div.), I_{LP_ref} , I_{LP_real} (5A/div.)

Offset : V_{dc_ref} , V_{dc_real} (-500[V])

(a) 초기 구동시 파형



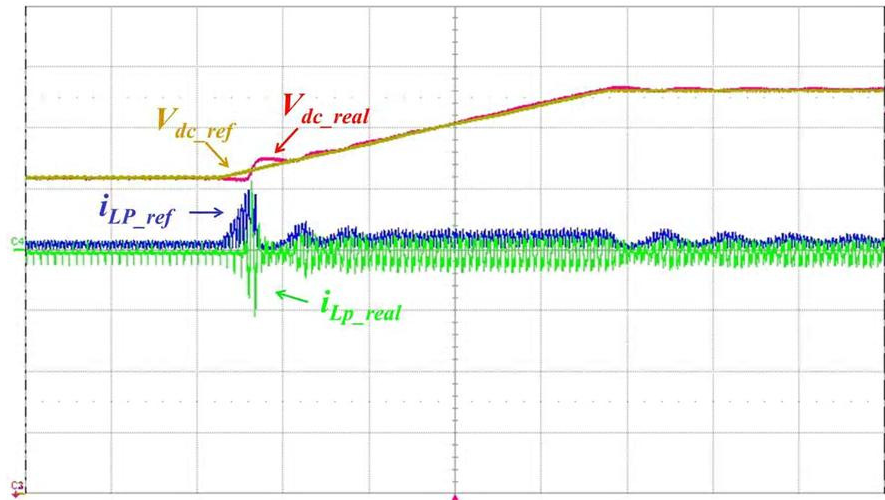
Horizontal : 20[ms]

Vertical : V_{dc_ref} , V_{dc_real} (10V/div.), I_{LP_ref} , I_{LP_real} (5A/div.)

Offset : V_{dc_ref} , V_{dc_real} (-740[V])

(b) 부하 변동시 파형

그림 4-5 PFC 실험 파형(Low Pass Filter 방식)

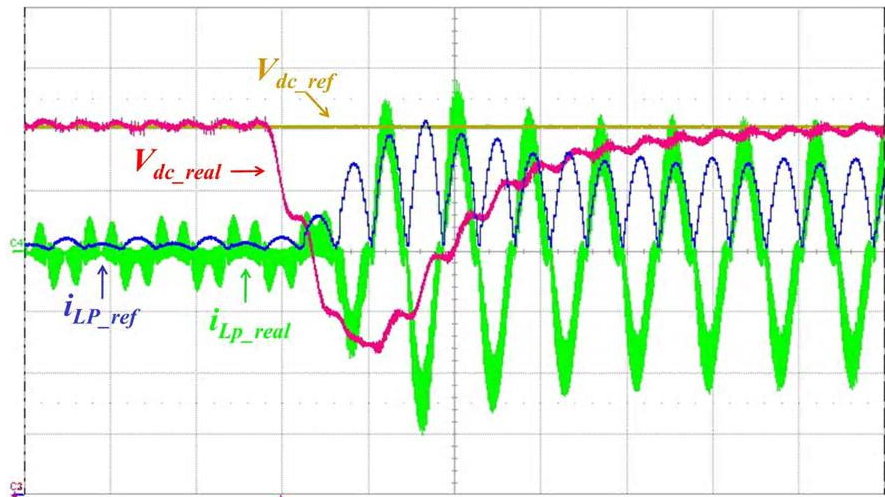


Horizontal : 200[ms]

Vertical : V_{dc_ref} , V_{dc_real} (100V/div.), I_{LP_ref} , I_{LP_real} (5A/div.)

Offset : V_{dc_ref} , V_{dc_real} (-500[V])

(a) 초기 구동시 파형



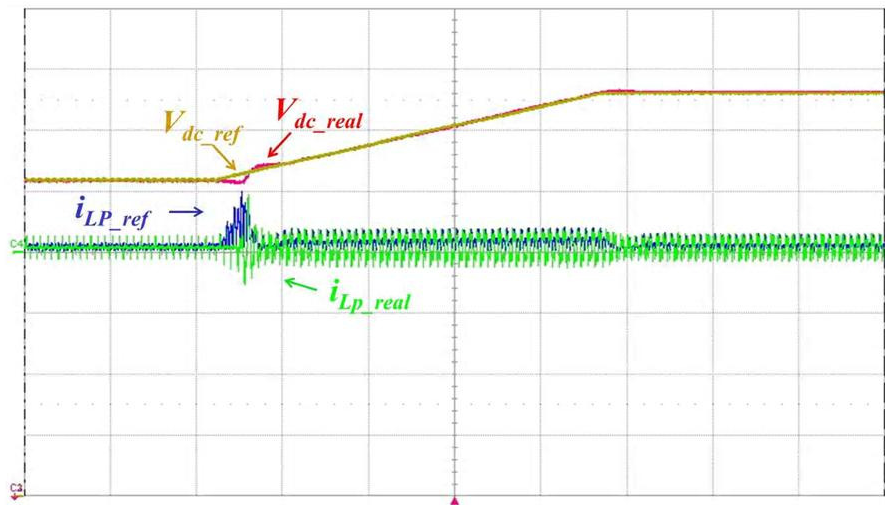
Horizontal : 20[ms]

Vertical : V_{dc_ref} , V_{dc_real} (10V/div.), I_{LP_ref} , I_{LP_real} (5A/div.)

Offset : V_{dc_ref} , V_{dc_real} (-740[V])

(b) 부하 변동시 파형

그림 4-6 PFC 실험 파형(Average 방식)

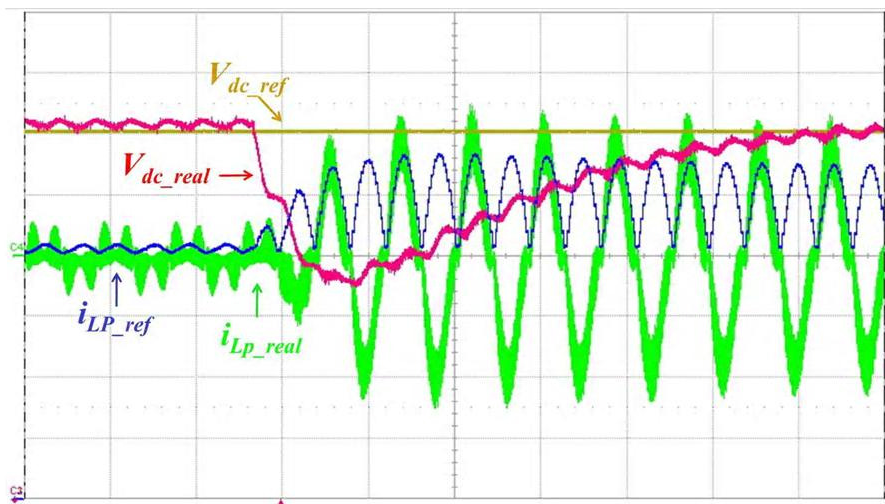


Horizontal : 200[ms]

Vertical : V_{dc_ref} , V_{dc_real} (100V/div.), I_{LP_ref} , I_{LP_real} (5A/div.)

Offset : V_{dc_ref} , V_{dc_real} (-500[V])

(a) 초기 구동시 파형



Horizontal : 20[ms]

Vertical : V_{dc_ref} , V_{dc_real} (10V/div.), I_{LP_ref} , I_{LP_real} (5A/div.)

Offset : V_{dc_ref} , V_{dc_real} (-740[V])

(b) 부하 변동시 파형

그림 4-7 PFC 실험 파형(Moving Average 방식)

표 4-4 PFC 실험 결과 비교

구분	직류단 과도 전압
Low Pass Filter 적용	722V (-5.00%)
Average 적용	728V (-4.21%)
Moving Average 적용	734V (-3.42%)

그림 4-8 ~ 그림 4-10은 각각 정상 상태, 정전 시, 복전 시의 실험 파형이다. SEQ는 2일 경우 정상 모드이고, 3은 배터리 모드이다. 그림 4-8은 정상 모드에서의 실험 파형으로 입력전압과 전류가 동상으로 잘 제어되고, 출력전압이 정현파로 제어됨을 알 수 있다. 그림 4-9는 정전시 실험 파형으로 정상 모드에서 배터리 모드로 절체될때의 파형이다. 입력 전압이 차단되어도 출력 전압이 정현파로 잘 되어 있음을 알 수 있다. 그림 4-10은 복전시 실험 파형으로 입력전압이 정상으로 돌아와서 배터리 모드에서 정상 모드로 절체 될 때의 파형이다.

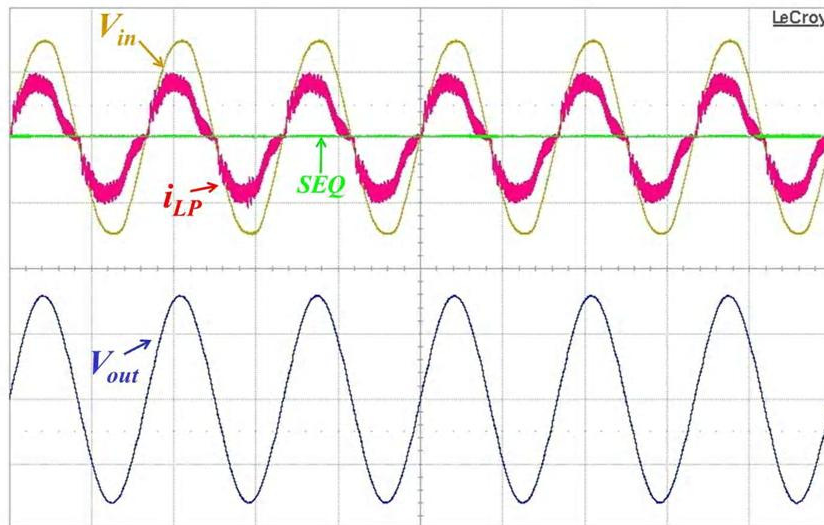


그림 4-8 정상상태 실험 결과

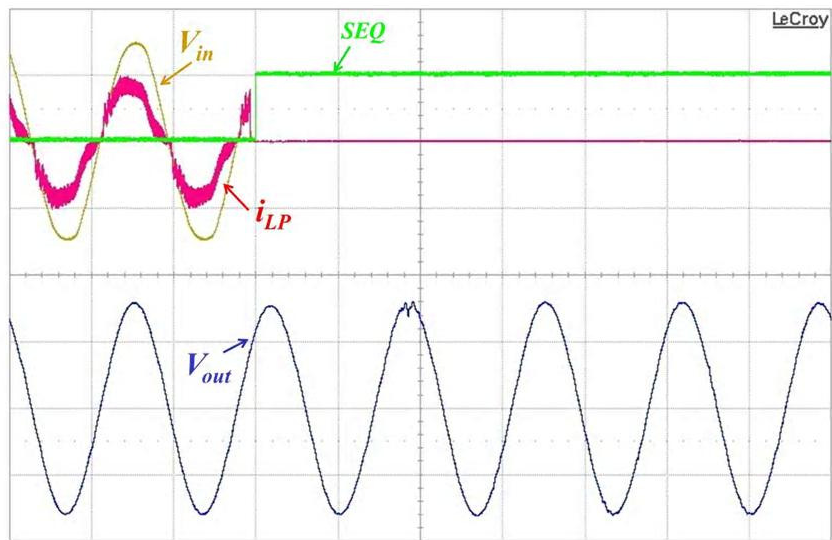


그림 4-9 정전시 실험 결과

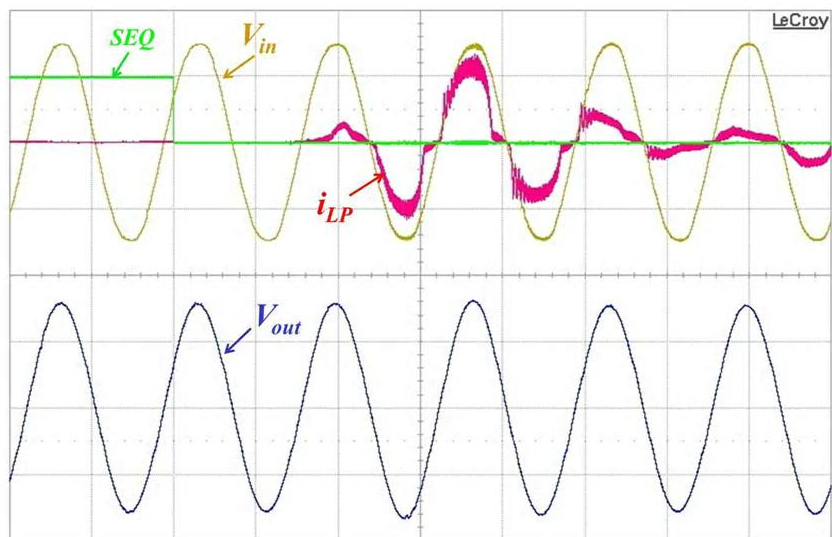


그림 4-10 복전시 실험 결과

제5장 결 론

본 논문에서는 공통 중성점 방식 무변압기형 단상 무정전전원장치를 제안하였다. 제안한 무정전전원장치는 입력단과 출력단의 공통점과 직류단의 중성점을 연결한 방식으로 단일스위치 배전압 변환기로 PFC를 구성하고 하프 브릿지로 인버터를 구성하여 입력단 변압기와 출력단 변압기 없이 전력을 변환하도록 구성 하였다.

PFC는 직류단 전압을 일정하게 제어하면서 입력전류를 입력전압과 동상으로 제어하기 위해서 PI 전압제어기와 PI 전류제어기를 사용하였다. 또한 직류단의 불평형을 막기 위해서 불평형 PI 제어기를 사용하였고, 입력전류의 진상현상을 방지하기 위해서 듀티 보상제어를 하였다. 그리고 직류단 전압 검출시 직류단 전압에 포함된 120Hz 리플성분을 제거하기 위한 방법을 비교하여 Moving Average 방법을 사용하였을 경우 양호한 성능이 나오는 것을 확인하였다.

인버터는 안정적인 출력전압 제어 및 동특성 향상을 위하여 다중 루프제어를 사용하였다.

시뮬레이션과 실험을 통하여 제안한 무정전전원장치의 유용성을 확인하였다.

참 고 문 헌

- [1] 具大官, 池俊根, 車貴守, 林承範, 洪淳瓚, "단일 스위치 배전압 방식의 단상 PFC 컨버터의 동작 특성", 전력전자학회논문지 제16권 제6호, 2011
- [2] 具大官, 池俊根, 車貴守, 林承範, 洪淳瓚, "단일 스위치 배전압 방식의 단상 PFC 컨버터의 전류 제어기법 비교", 전력전자학회논문지 제17권 제1호, 2012
- [3] 김병진, 최재호, "UPS 인버터의 제어기술", 전력전자학회논문지 제5권 제4호, 2000
- [4] Cammarota, F., Sinigallia, S., "High-efficiency on-line double-conversion UPS", Telecommunications Energy Conference(INTELEC), pp. 657-662, 2007
- [5] Dipl-Ing. Wilhelm Solter, "A New International UPS Classification by IEC 62040-3", Proc. of Telecommunications Energy Conference(INTELEC), pp. 541-545, 2002.
- [6] Giuntini, L., "Harmonics reduction in high-efficiency operation of double-conversion UPS", Power Electronics and Applications(EPE), pp. 1-10, 2011
- [7] Qiuhua Zhu, Jingtao Tan, Jie Ma, Jianping Ying, "Optimized Design of Single-phase Uninterruptible Power Supply (UPS) System", Delta Power Electronics Center, 2005

- [8] S. Karve, “Three of a kind[UPS topologies, IEC standard]”, IEE Review, Volume 46, Issue 2, pp. 27-31, March 2000.

국문초록

공통 중성점 방식 무변압기형 단상 UPS의

직류단 전압 제어를 위한 필터링 방법

무정전전원장치는 크게 Passive-Standby, Line-Interactive, Double-Conversion 방식으로 구분된다. 이 중에서 Double-Conversion 방식의 무정전전원장치는 높은 신뢰성이 필요한 장소에서 많이 사용된다. 현재의 무정전전원장치에서는 효율, 입력 전류 왜율, 입력 역률의 전기적 특성과 더불어 외형 크기와 경제성이 중요한 요소이다.

본 논문에서는 공통 중성점 방식 무변압기형 단상 무정전전원장치를 제안한다. 제안한 무정전전원장치는 단일 스위치 배전압 방식 PFC(Power Factor Correction)와 하프 브릿지 인버터(Inverter) 그리고 별도의 배터리 충전기 및 배터리 방전기로 구성된다. 단일 스위치 배전압 방식 PFC 및 하프 브릿지 인버터는 공통 중성점 방식으로 구성되어 입력단 변압기와 출력단 변압기 없이 전력을 변환하도록 구성된다. 따라서 입력단 변압기와 출력단 변압기가 제거되므로 효율을 개선할 수 있고 외형 크기를 줄일 수 있다. 뿐만 아니라 단일 스위치 배전압 방식 PFC 및 하프 브릿지 인버터는 스위칭 소자의 갯수가 적어 구동회로가 간단하고 원가를 절감할 수 있는 장점을 가진다. 별도의 배터리 충전기 및 방전기는 DC 링크 전압에 비하여 배터리 전압을 낮출 수가 있고 이는 사용 배터리의 갯수를 줄일 수 있어 무정전전원장치의 중요한 구성품 중의 하나인 배터리 가격을 낮출 수 있는 장점을 가진다.

PFC의 전압 및 전류 제어기는 PI 제어기를 사용하였다. 직류단 불평형 및 입력전류의 진상현상을 제거하기 위하여 PI 불평형 전압 제어기와 듀티 전향 보상 제어기를 사용하였다. 그리고 직류단 전압 검출시 직류단 전압에 포함된 120Hz 리플성분을 제거하기 위한 몇가지 방법을 비교하고 이중 Moving Average 방법을 사용하였을 경우 양호한 성능이 나오는 것

을 확인하였다. 인버터는 하프-브릿지로 설계하였고 안정적인 출력전압 제어 및 동특성 향상을 위하여 다중루프제어 방식을 사용하였다.

끝으로 시뮬레이션과 실험을 통하여 제안한 무정전전원장치의 유용성을 확인하였다.

주제어 : 공통 중성점 방식, 무변압기형, 단상 UPS, 직류단 전압, Moving Average