



저작자표시-비영리-변경금지 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

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

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.



비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.



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

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

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

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

[Disclaimer](#)

공 학 석 사 학 위 논 문

새로운 방식의 전해커패시터 없는
LED구동용 AC-DC 컨버터



2018년 2월

부경대학교 과학기술융합전문대학원

LED융합공학전공

강 경 숙

공 학 석 사 학 위 논 문

새로운 방식의 전해커패시터 없는
LED구동용 AC-DC 컨버터

지도교수 노 의 철

이 논문을 공학석사 학위논문으로 제출함.

2018년 2월

부경대학교 과학기술융합전문대학원

LED융합공학전공

강 경 숙

강경숙의 공학석사 학위논문을 인준함.

2018년 2월 23일



위 원 장 공학박사 유 영 문 (인)

위 원 공학박사 류 우 찬 (인)

위 원 공학박사 노 의 철 (인)

목 차

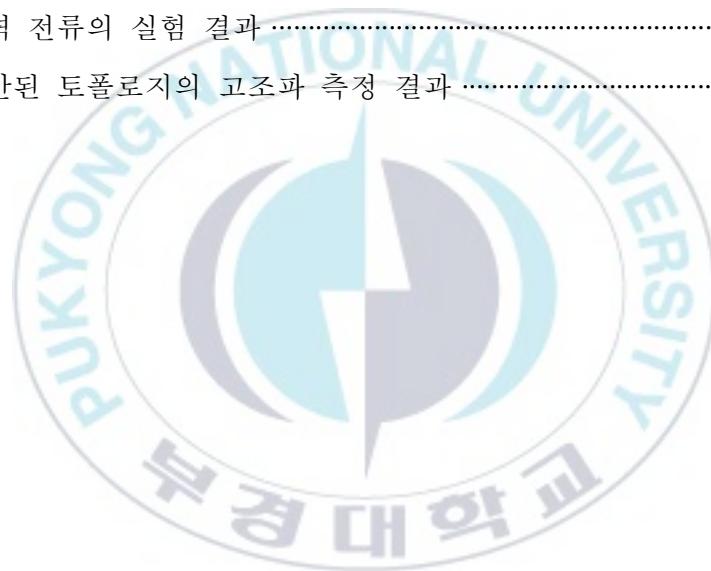
Abstract	vi
제 1 장 서 론	1
제 2 장 조명용 LED의 특징과 구동회로의 요건	4
2.1 LED의 특징	4
2.2 조명으로서의 LED	7
2.3 플라이백 컨버터	9
2.4 컨버터 구성요소 및 입력단 주요 지수	14
2.4.1 정류기	14
2.4.2 커패시터	15
2.4.3 고조파	20
2.4.4 역률	22
2.4.5 PFC	25
2.5 전원장치의 종류	27
2.5.1 Single-stage 방식	27
2.5.2 Two-stage 방식	28
제 3 장 조명용 LED 구동회로	29
3.1 기존 PFC 플라이백 시스템의 구조	29
3.2 기존 PFC 플라이백 시스템의 동작 원리	30
3.3 제안하는 새로운 방식의 구동 시스템	37

3.3.1 구동 회로도	37
3.3.2 구동 회로의 동작 원리	39
3.3.3 시뮬레이션 결과	46
 제 4 장 실험 결과	 50
4.1 실험 결과	50
 제 5 장 결론	 57
 참고 문헌	 59
감사의 글	63



표 차 례

표 2.1 커패시터 특징	19
표 2.2 C등급 기기에 대한 한계값	21
표 3.1 시뮬레이션 파라미터	46
표 3.2 출력 전류의 시뮬레이션 결과	48
표 4.1 출력 전류의 실험 결과	54
표 4.2 제안된 토폴로지의 고조파 측정 결과	55



그 립 차 례

그림 2.1 LED의 발광 원리	4
그림 2.2 LED 패키지의 광 특성 곡선	6
그림 2.3 LED chip 종류	8
그림 2.4 플라이백 컨버터의 등가 회로	9
그림 2.5 절연특성을 무시한 경우 플라이백 컨버터	10
그림 2.6 스위치 동작에 따른 플라이백 컨버터의 등가 회로	11
그림 2.7 플라이백 컨버터 각 부의 전압과 전류 파형	13
그림 2.8 단상 반파 정류 회로도 및 파형	14
그림 2.9 단상 전파 정류 회로도 및 파형	15
그림 2.10 알루미늄 전해 커패시터 구조	16
그림 2.11 전해 커패시터가 적용된 컨버터	17
그림 2.12 평활 커패시터가 적용된 단상 전파 정류 회로도 및 파형	18
그림 2.13 무효전력에 따른 역률각과 피상 전력의 변화	23
그림 2.14 전압 분배 회로도	25
그림 2.15 PLL 블록선도	26
그림 2.16 Single-Stage 회로도	27
그림 2.17 Two-Stage 회로도	28
그림 3.1 기존 PFC 플라이백 컨버터 회로도	29
그림 3.2 기존 PFC 플라이백 컨버터의 DCM 동작 파형	31
그림 3.3 기존 PFC 플라이백 컨버터의 동작 모드 I ~ III	34
그림 3.4 레퍼런스에 따른 peak current control 파형	35

그림 3.5 제안하는 PFC 플라이백 컨버터 회로도	37
그림 3.6 제안하는 회로의 v_i , i_i , V_1 , V_{Ci} , I_o 출력 파형	39
그림 3.7 제안하는 PFC 플라이백 컨버터의 동작 모드 I	41
그림 3.8 제안하는 PFC 플라이백 컨버터의 동작 모드 II	42
그림 3.9 제안하는 PFC 플라이백 컨버터의 동작 모드 III	43
그림 3.10 제안하는 PFC 플라이백 컨버터의 동작 모드 IV	45
그림 3.11 고조파 주입이 없는 기존 방식의 v_i , i_i , I_o 시뮬레이션 파형 ..	47
그림 3.12 고조파 주입이 있는 기존 방식의 v_i , i_i , I_o 시뮬레이션 파형 ..	47
그림 3.13 제안하는 토폴로지의 v_i , i_i , I_o 시뮬레이션 파형	48
그림 3.14 입력 전류의 고조파 분석 그래프	49
그림 4.1 출력 파형 측정 방법	50
그림 4.2 고조파 주입이 없는 기존 방식의 v_i , i_i , I_o 실험 파형	51
그림 4.3 고조파 주입이 있는 기존 방식의 v_i , i_i , I_o 실험 파형	52
그림 4.4 제안하는 토폴로지의 v_i , i_i , I_o 실험 파형	53
그림 4.5 제안된 토폴로지의 고조파 측정 결과	56
그림 4.6 입력 전류의 고조파 분석 그래프	56

Novel Electrolytic Capacitor-less AC-DC Converter for LED Drive

Kyoung Suk Kang

Department of LED Convergence Engineering,
Specialized Graduate School Science & Technology Convergence,
Pukyong National University

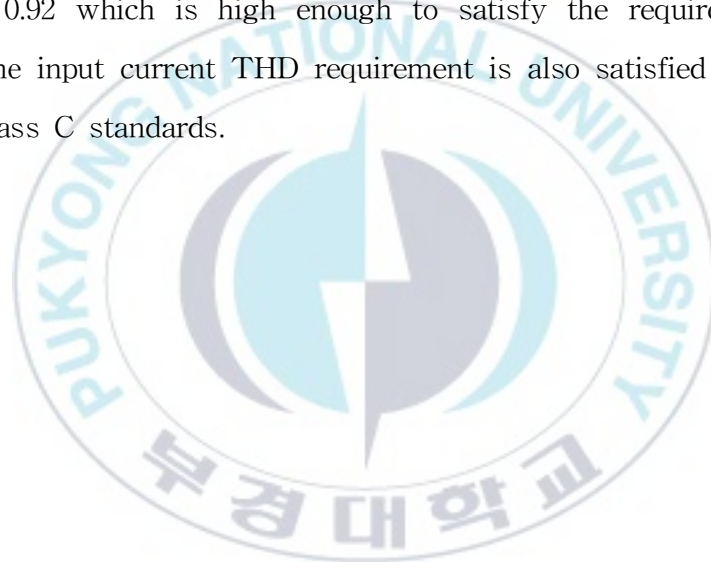
Abstract

Nowadays, LED lighting is a popular application because of the advantage such as long life, environmental friendliness, high efficacy, etc. Moreover, The LED lighting has a lifespan range of 50,000 hours to 100,000 hours which is very longer than that of the conventional incandescent lamp. For this reason, LED lighting market is steadily growing. However, because the lifespan of the converter for the LED drive is not as long as the LED itself due to electrolytic capacitors it hinders the most useful advantage of LED lighting. For this reason, recently, various methods for electrolytic capacitor-less AC-DC converter for LED drive have been developed. Since the luminous flux of LED increases with the average value of the LED drive current, pulsating current is available for the LED drive.

In this paper, a new single-stage flyback power converter with PFC for electrolytic capacitor-less LED driver is proposed. In order to minimize the peak-to-average ratio of the LED driving pulsating current, proper current is

added to the LED driving current near the current valley area as well as the third harmonic component injection into the input current. The added current is provided by the auxiliary circuit connected between the positive and negative sides of the input rectifier output. In this proposed scheme, capacitance capacity of the capacitor is as small as 10uF. It means that different type of long life time capacitor with low cost can be used instead of electrolytic capacitor.

Operating principle of the proposed converter is described in each operating mode. Simulation and experimental results show the usefulness of the proposed topology. The peak-to-average ratio of the LED driving current is 1.482 which is the lowest value obtainable in pulsating LED current drive converters. The input PF is 0.92 which is high enough to satisfy the requirement of the KS standards. The input current THD requirement is also satisfied according to IEC 61000-3-2 Class C standards.



제 1 장 서 론

LED는 장수명, 저전력, 친환경적 장점으로 에너지 효율을 높이는데 큰 역할을 하고 있다. 한국수출입 은행은 2015년 기준 세계 LED 시장 규모는 165억 달러(한화 약 17조 8,900억)에 이르고, 지금까지 LED 산업의 성장을 이끌었던 디스플레이 및 모바일 BLU 시장은 성숙 및 정체기에 진입하였으며, 조명용 시장이 새로운 성장 동력으로 부상할 것으로 예상하고 LED를 유망 수출 산업으로 선정하였다[1].

LED 조명 시장 규모는 2016년에서 2023년까지 연평균 28% 성장할 것으로 예상되며, 이 기간 동안 450억 달러(한화 약 50조 3,100억원)를 초과할 것으로 예상된다. 업계에서는 2030년까지 일반 조명 시장에서 lumen-hour 시장 매출의 약 84%를 차지할 것으로 예상하고 있다[2].

미국 DOE(Department of Energy)는 2020년에 LED 패키지의 광효율이 218lm/W까지 상승할 것으로 예상하고 있다[3]. 이러한 기술적인 발전으로 인해, LED를 이용한 조명 기술은 일상 조명 뿐만 아니라 경관용, 자동차, 농업, 의료, 선박, 방송조명 등 다양한 분야로 확대해 나가고 있어 향후 조명으로서의 LED 수요는 계속해서 늘어날 것으로 예상된다.

LED가 조명으로서 급속하게 성장하게 된 것은 전 세계적으로 파리 기후 협약 등으로 탄소 저감을 위한 노력과 탈원전 정책으로 에너지 절약에 대한 관심이 커지고 있는 사회적 환경과 반도체 기반 기술을 활용한 우수한 LED 생산, 광효율 증가, 그리고 방열설계 기술 등의 발전으로 상품성이 강화되고 있기 때문이다.

또한, LED는 기존 형광등에 비해 다양한 디자인으로 제작이 가능하고,

색온도 조절과 디밍(Dimming) 기능으로 사용자의 취향에 맞는 조명을 선택할 수 있는 장점이 있다.

DOE에 따르면 LED의 사용은 에너지 절감 효과에 가장 큰 영향을 미치고, 2030년까지 조명에서 LED를 사용할 경우 약 40%의 에너지를 절약하여 약 395 TWh의 전력을 절약할 수 있다고 하며, 이것은 미국 풍력 발전량의 거의 두배이고 태양광 발전량의 스무배에 달한다. 현재 전기 가격으로 환산하면 약 400억 달러를 절약할 수 있는 양이다[3].

우리나라는 2008년부터 LED산업을 에너지절감, 친환경적 특성을 가진 대표적 녹색산업으로 선정하고 신성장동력산업으로 육성하겠다는 방침을 정하고 공공부문 LED 조명 보급 예산 확대, 표준·인증 대상을 확대하는 등 LED보급을 위하여 다양한 정책을 시행하고 있다[4].

이러한 LED의 기술 향상과 수요에도 불구하고, LED 조명 보급에 있어 문제점은 LED의 수명을 따라가지 못하는 전원장치에 있다. 상용 전원은 교류로 제공되므로 LED를 구동하기 위해서는 AC-DC 컨버터 사용이 일반적이다. LED 구동을 위한 DC를 공급하기 위해 다양한 컨버터들이 제안되었다. 컨버터를 사용하는데 있어 고려해야 할 점 중 하나가 역률(Power Factor)인데 KS에서는 5[W]를 초과하는 컨버터는 역률 0.9 이상을 만족하도록 규정하고 있으므로 역률 보정을 위한 PFC(Power Factor Correction)가 필수적이다.

LED용 전원장치는 single-stage 방식과 two-stage 방식으로 나눌 수 있다. PFC를 위한 AC-DC 컨버터와 변환된 DC를 원하는 DC로 변환하기 위한 DC-DC 컨버터가 결합된 two-stage 방식은 stage별 최적 설계가 가능하다는 장점이 있지만 제작 단가가 비싸고 사용되는 부품이 많아 크기가 커지게 된다. 반면, 저가격이면서도 신뢰성 있는 동작을 위한 PFC가 가능한 single-stage 컨버터에 대한 연구가 활발히 이루어지고 있다.

LED의 신뢰성 있는 구동을 위해서는 입력 전력의 평균을 가지고 있는 순수 DC가 유리하므로 순수 DC를 얻기 위한 다양한 방식이 제안되었다. 그런데, 입력 교류 주파수의 2배에 해당하는 맥동 전류 성분을 평활화하기 위해서는 대용량의 커패시터가 필요한데 전해 커패시터를 주로 사용하고 있다. 그러나, 전해 커패시터의 수명이 LED보다 짧아 전해 커패시터를 없애기 위한 연구가 활발히 진행되고 있다[5-7].

LED의 광출력은 LED에 흐르는 전류의 평균값에 비례하므로 맥류를 허용하는 방식에 대한 연구가 수행되었다[8]. LED는 허용 전류가 특정값을 초과해서 흐르면 포화되는 경향이 있으며, 광효율은 LED의 접합 온도가 상승함에 따라 감소하므로 허용 범위 내에서 동작하는 것이 중요하다[9-12].

주파수나 시비율이 변경되더라도 LED에 흐르는 전류의 평균값이 일정하면 광출력에 영향을 미치지 않으므로 LED를 구동함에 있어 광출력은 유지하면서 접합 온도 상승을 최소화하여 LED의 신뢰성을 확보하는 것이 중요하다[13-14]. 이러한 목적으로 입력 전류에 3고조파를 주입함으로써 LED 구동 전류의 피크값을 줄이는 기법이 제안되었다[15].

본 논문에서는 PFC single-stage Flyback 컨버터에 보조회로를 추가하여 LED 구동 전류의 peak-to-average비를 줄이기 위한 새로운 토폴로지를 제안한다. 제안한 방식은 최근 제안된 3고조파 주입법 보다도 LED 구동 전류의 피크값을 더 감소시키는 장점이 있다. 역률은 KS 규격 0.9를 충족하면서, LED 구동 전류의 리플은 줄이고 평균 전류를 증가시켜 LED의 장수명화는 물론 LED의 신뢰성을 높이도록 하였다. 시스템은 50[W]급으로 설계되었으며 시뮬레이션과 실험을 통하여 제안하는 방식의 타당성을 검증하였다.

제 2 장 조명용 LED의 특성과 구동회로의 요건

2.1 LED의 특징

LED는 P-N접합으로 이루어진 반도체이다. LED의 기본 동작 원리는 일반 다이오드와 유사하게 소자가 순방향 바이어스 되었을 때 전자는 N형 물질로부터 PN접합을 넘어 이동하고 P형 물질의 정공과 재결합한다. 이 자유 전자는 전도대(conduction band)에 존재하며 가전자대(valence band) 정공보다 훨씬 높은 에너지 준위에 있다. 일반 다이오드와 다른 점은 재결합이 일어날 때, 재결합되는 전자들은 광자(photon)형태로 에너지를 방출한다. 발광된 빛은 단색광으로 밴드갭(band gap)에 의존한다. 그림 2.1과 같이 반도체 물질로 된 한 개의 층 위에 크게 노출된 표면으로 가시광선의 형태로 광자가 방출된다. 이를 전계발광(electroluminescence)이라 한다. 방출되는 빛의 파장(wavelength)을 결정하기 위해 여러 종류의 불순물이 도핑 과정 중에 첨가되고 파장은 가시광선의 색을 결정한다[16].

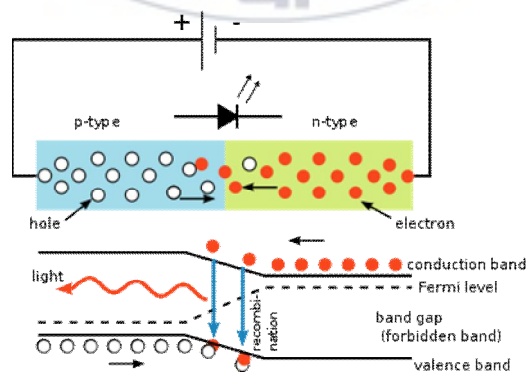


그림 2.1 LED의 발광 원리[17]

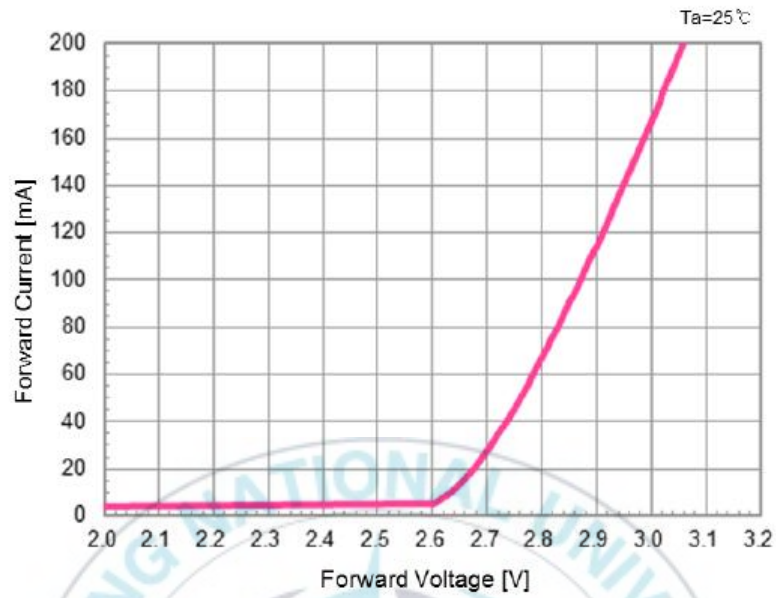
LED는 기존의 백열등, 형광등과 비교하여 전기에너지가 빛 에너지로 변환되는 비율이 높고, 조명원으로서 저비용, 고효율, 색의 다양성, 사용자 편의성, 환경친화적이라는 여러 장점에도 불구하고 몇 가지 단점이 있어 조명으로 사용하는데 있어 주의가 필요하다.

LED는 접합 온도 상승에 따라 광 특성이 달라지고 효율이 떨어지는 한편, 습도가 올라가면 조도 측정값이 떨어진다[18].

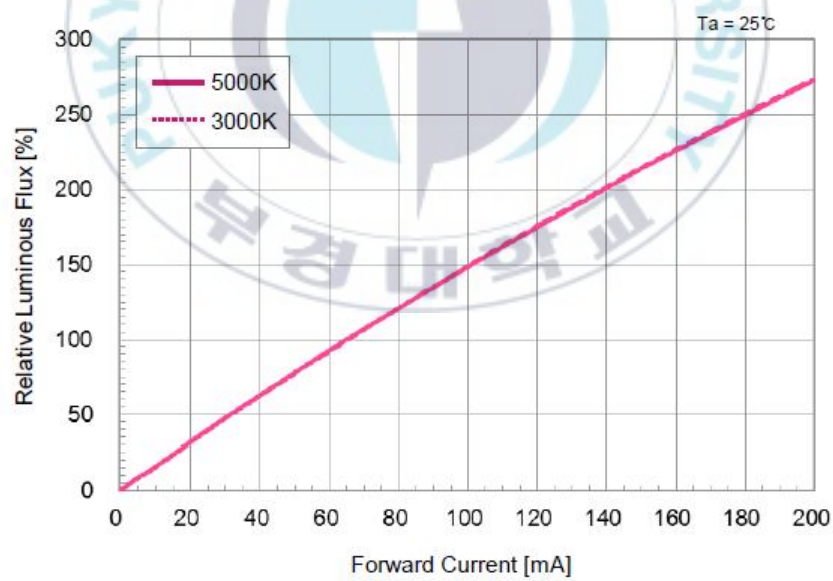
이는 LED칩을 감싸고 있는 플라스틱 패키지의 디자인, 소재, 주위온도 등 LED칩의 방열특성에 영향을 미치는 요소들이 LED칩의 접합온도 상승에 영향을 주어 LED칩의 열화성능을 변화시키기 때문이다. LED칩으로부터 방출되는 열에너지는 LED패키지 내부의 열기계적응력(thermo-mechanical stress)을 발생시켜 전기접합부위(electrical contact)에서의 직렬저항(series resistance) 증가로 인한 광출력 감소를 초래하기도 한다[19].

주요 제조사들은 제품별 Data Sheet를 통해 그 특성을 제공하고 있다.

아래 그림 2.2(a), (b)는 LG Innotek에서 제공하는 middle power LED의 V-I 특성과 전원에 따른 광 특성 곡선을 나타낸다[20]. 그림 2.2(a)에서 문턱 전압까지는 전류가 거의 흐르지 않고, 다이오드에 인가되는 순방향 전압이 문턱 전압을 넘어서게 되면 전류가 상승함을 알 수 있다.



(a) Forward Current vs. Forward Voltage



(b) Relative Luminous vs. Forward Current

그림 2.2 LED 패키지의 광 특성 곡선

2.2 조명으로서의 LED

LED 조명은 아래와 같은 장점을 가지고 있어 다양한 조명 어플리케이션으로 적용이 가능하다.

1) 장수명 : LED는 50,000시간 이상의 수명을 가지고 있어 수명이 1,000시간 정도 되는 백열등과 비교하여 유지·보수 비용을 월등하게 절감할 수 있다.

2) 에너지 절약 : 상용 LED 조명 시스템은 백열등의 발광 효율(lm/W)과 비교하여 3배 이상 향상된다. 색상 LED는 별도의 필터가 필요 없기 때문에 색상 조명 어플리케이션에 유리하며, 백열전구가 90%, CFL이 약 80%를 열로 에너지를 방출하는 것과 비교하여 열을 거의 방출하지 않는다.

3) 우수한 광출력 : 자외선과 적외선을 최소로 방출하고 모든 가시광선 영역의 색상으로 조절이 가능하다.

4) 안전성 : 저전압으로 구동이 가능하며 열에너지가 적어서 접촉 시 위험하지 않다.

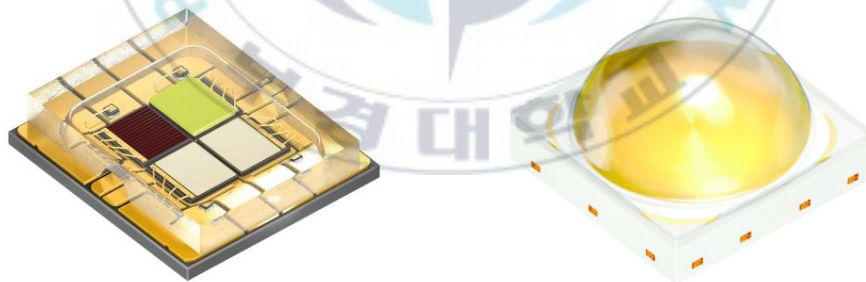
5) 소규모, 다양한 응용 분야 : LED칩은 크기가 매우 작아 협소한 공간 용으로도 적용이 가능하다.

6) 내구성 : LED는 발광 구조이므로 손상될 필라멘트가 없다.

LED를 조명으로 사용하기 위해서는 백색 LED를 얻어야 하며 흔히 이용되는 제작 방법에는 멀티 칩(Multi chip)방식과 단일 칩 방식이 있다.

멀티 칩을 사용하는 방법은 그림 2.3(a)와 같이 2개 이상의 R(Red), G(Green), B(Blue)가 하나의 칩에 들어있는 구조로 각각의 칩에서 발광되는 빛을 혼합하여 백색 LED를 만들어 내는 방식이다. 이 방식은 다양한 상관색온도(Correlated Color Temperature) 및 색상 조절 등 조광(Dimming)이 가능한 것이 장점으로 상점, 학습 공간 등에서 감성 조명 등으로 이용이 가능하나 스펙트럼 대역폭이 좁아 연색지수(Color Rendering Index)가 좋지 않은 단점이 있다.

단일 칩을 사용하는 방법은 그림 2.3(b)와 같은 형태로 청색 LED위에 황색(Yellow), 앰버(Amber)등의 보색 형광체를 첨가하여 백색을 만들어 내는 방식이다. 단일 칩 LED는 비교적 고른 분광 분포로 연색지수가 좋다는 장점이 있지만 한 가지 색만 표현할 수 있다는 단점이 있다.



(a) 멀티 chip[21]

(b) 단일 chip[21]

그림 2.3 LED chip 종류

2.3 플라이백 컨버터

플라이백 컨버터(Flyback converter)는 조명용 LED 전원장치에서 가장 많이 이용되는 방식으로 절연이 가능한 장점을 가지고 있다. 플라이백 컨버터는 절연형 컨버터 중에서 최소의 부품을 사용하고 비교적 간단한 구조로 구성이 가능하여 저비용, 소형화에 적합하고, 절연 컨버터를 사용하게 되면 반도체의 전압 및 전류 스트레스가 감소되므로 전체 효율이 향상되는 장점이 있다[22].

그림 2.4는 플라이백 회로의 회로도를 나타낸다. 플라이백 컨버터는 변압기를 사용하는데 변압기는 권선비 $n(=N_2/N_1)$ 를 갖는 이상적인 변압기와 자화 인덕터 L_m 의 두 부분으로 나누어지고, 변압기의 전기적인 절연 특성을 무시하면 그림 2.5와 같이 단순화할 수 있다.

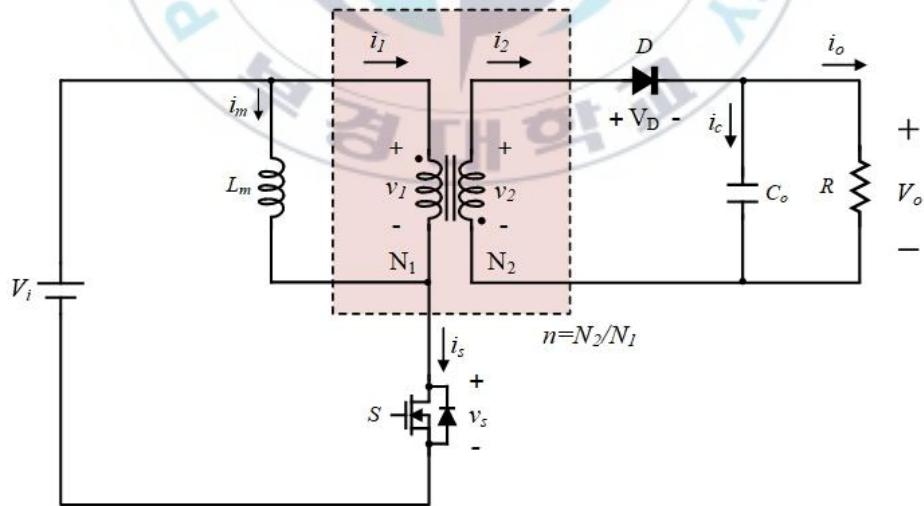


그림 2.4 플라이백 컨버터의 등가 회로

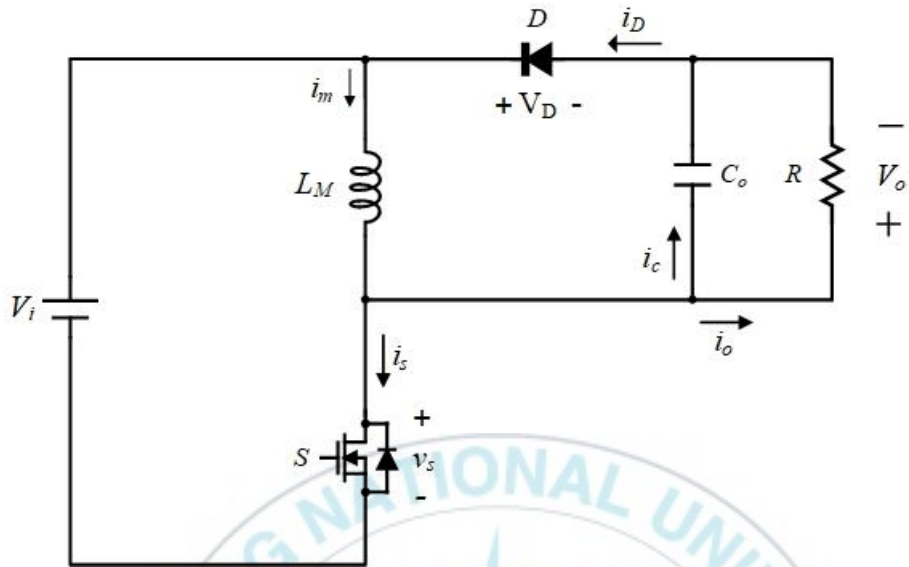
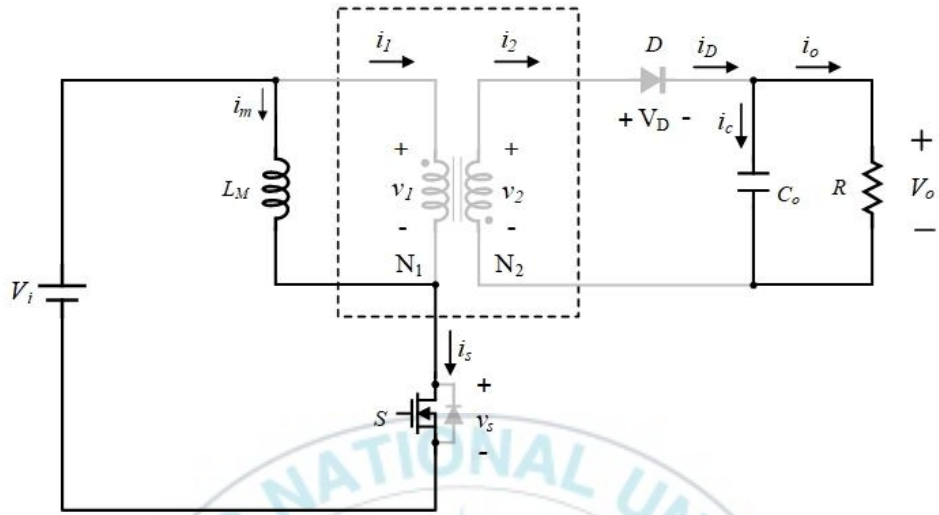
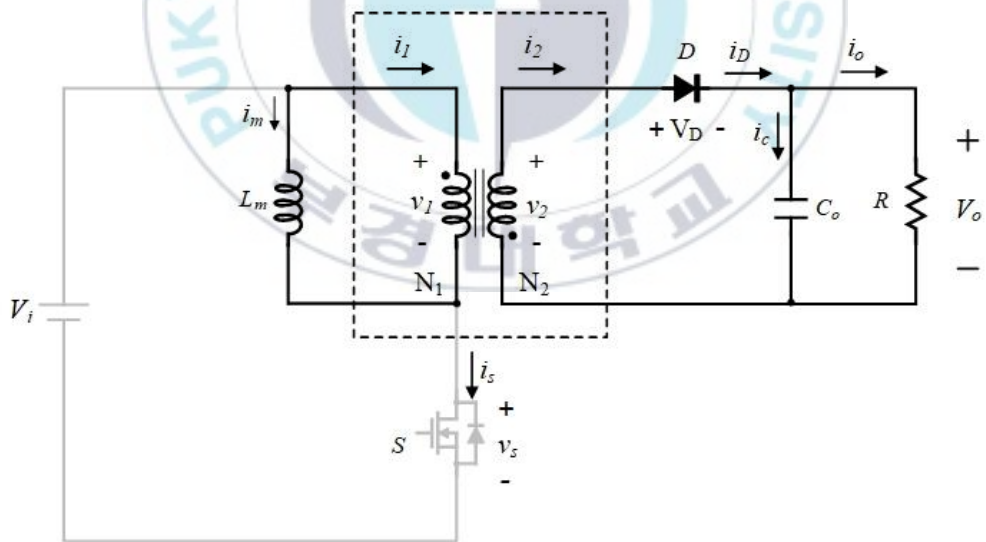


그림 2.5 절연 특성을 무시한 경우 플라이백 컨버터

플라이백 컨버터는 스위치의 온, 오프 동작에 따라 출력 전압을 제어할 수 있는 컨버터이다. 컨버터의 스위칭 주기가 T 로 일정하게 제어되고, 스위칭 주기 T 에 대해 스위치 S 가 온되는 구간이 DT , 스위치 S 가 오프되는 구간은 나머지 $(1-D)T$ 가 된다. 그림 2.6은 플라이백 컨버터의 등가회로이다.



(a) 스위치 S 온($0 \leq t < DT$)



(b) 스위치 S 오프($DT \leq t < T$)

그림 2.6 스위치 동작에 따른 플라이백 컨버터의 등가 회로

스위치 S가 온이 되면, 스위치 전압 v_s 는 0이 되며, 스위치 전류 i_s 는 자화 인덕터 전류 i_m 이 되고, 자화 인덕터 L_m 에 에너지가 축적된다. 다이오드 D 는 오프되어 다이오드에 흐르는 전류 i_D 는 0이 되고, 전압 v_D 는 $v_2 - V_o$ 가 된다. DT 구간에서 컨버터는 그림 2.6(a)와 같이 동작하고, 자화 인덕터 전류 i_m 은 다음과 같이 증가하게 된다.

$$\frac{di_M}{dt} = \frac{V_i}{L_M} \quad (2.1)$$

그림 2.6(b)는 스위치 S가 오프되는 동안의 구간의 동작 상태를 나타낸다. 스위치가 오프되는 $(1-D)T$ 구간에서 자화 인덕터 전류 i_m 은 변압기의 2차 측에 연결된 다이오드 D 를 거쳐 출력단으로 흐르고 변압기의 2차 측 전압 v_2 의 평균은 V_o 가 되고, 변압기의 1차 측 전압 v_1 의 평균은 $-V_o/n$ 가 된다. 따라서 인덕터 전류 i_m 은 다음과 같이 감소하게 된다.

$$\frac{di_M}{dt} = \frac{-V_i/n}{L_M} \quad (2.2)$$

스위치 S가 ON되는 동안 $t=DT$ 에서 인덕터 전류 i_L 은 최대인 $I_{\max}$ 가 되며, 스위치 S가 ON되기 직전인 $t=T$ 에서 최소인 $I_{\min}$ 으로 감소한다.

$$I_{\max} = \frac{nI_o}{1-D} + \frac{V_o/n}{2L_M} \times (1-D)T \quad (2.3)$$

$$I_{\min} = \frac{nI_o}{1-D} - \frac{V_o/n}{2L_M} \times (1-D)T \quad (2.4)$$

이와 같이 한 주기 T 동안 스위치가 ON/OFF 동작을 반복하는 스위칭 동작에 따른 컨버터 각 부의 전압과 전류 파형은 그림 2.7과 같다.

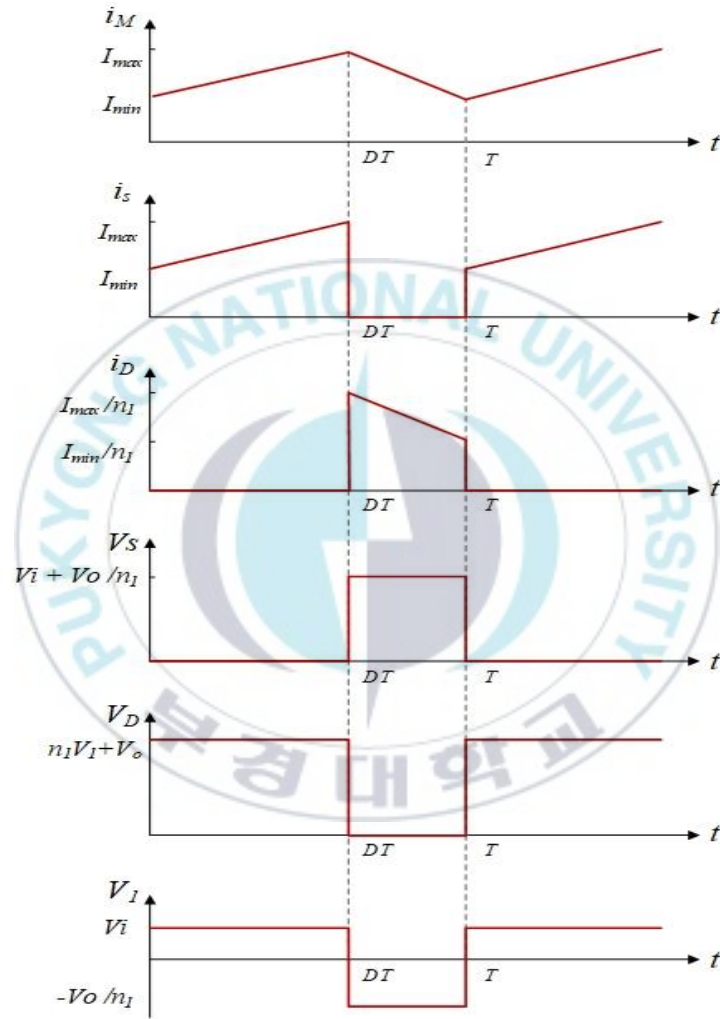


그림 2.7 플라이백 컨버터 각 부의 전압과 전류 파형

2.4 컨버터 구성요소 및 입력단 주요 지수

2.4.1 정류기

정류기(rectifier)란 교류를 직류로 변환하는 장치를 말한다. 우리나라 가정에 공급되는 전기는 220[V] 60[Hz]의 단상 교류이므로 LED를 조명으로 이용하기 위해서는 반드시 정류기를 거쳐 입력 교류를 충분히 안정된 직류로 변환하여야 한다.

정류는 다이오드를 사용하여 이루어지는데, 정류 방식은 전파(full-wave) 정류와 반파(half-wave) 정류가 있다. 그림 2.8과 같이 반파 정류는 반 주기 동안만 전류를 흐르게 하지만 전파 정류는 그림 2.9와 같이 교류 입력 전체 주기인 360도 동안 부하의 한 방향으로 전류가 흐르게 한다. 그러므로 전파 정류기는 입력의 반주기마다 반복되어 입력에 비해 두 배 늘어난 주파수를 지닌 출력 전압이 나타난다.

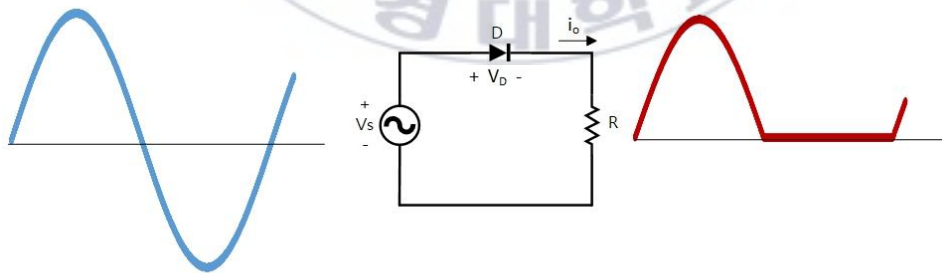


그림 2.8 단상 반파 정류 회로도 및 파형

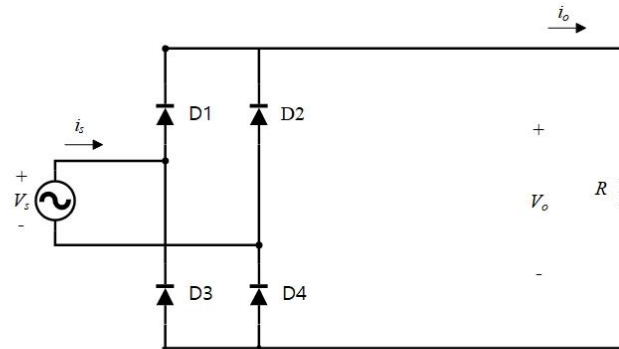


그림 2.9 단상 전파 정류 회로도 및 파형

2.4.2. 커패시터

커패시터(capacitor)는 전기를 저장하거나 방출하는 축전지로서의 기능과 직류를 통하지 않는 성질을 이용하는 기능을 가지고 있으며, 그림 2.10처럼 서로 절연된 두 개의 평판 전극을 접근시켜 양극 사이에 유전체를 끼워 넣은 구조로 이루어져 있다.

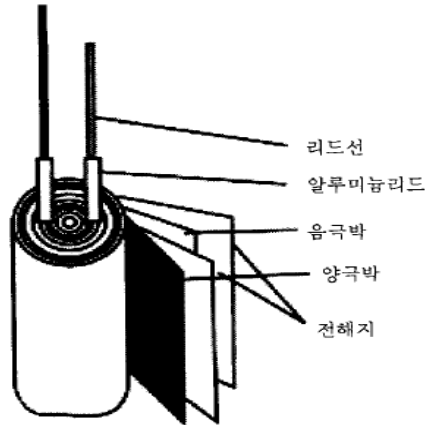


그림 2.10 알루미늄 전해 커패시터 구조[23]

커패시터에 직류를 걸어주면 각 전극에 전하(電荷)가 축적되면서 전류가 흐르다가 전기 축적이 끝나면 전류가 흐르지 않게 된다. 그러나 전극을 바꾸어 다시 직류를 걸어주면 순간적으로 전류가 흐르게 된다. 이러한 특성을 살려 커패시터는 직류는 차단하고 교류는 통과시키는 용도에도 사용된다[23].

커패시터의 종류는 사용하는 유전체의 종류에 따라 나뉘지며 회로에서는 주로 전해 커패시터, 세라믹 커패시터, 필름 커패시터, 탄탈 커패시터 등이 사용된다. 이런 커패시터의 전기적 특성을 좌우하는 사용조건으로는 회로 전압 · 리플전류 · 온도 · 주파수 · 시간 등이 있으며, 각각의 조건에 따라 전극적 특성이 변한다. 표 2.1에 커패시터의 종류별 특징을 나타내었다.

전해 커패시터의 수명은 “5,000h/85℃”와 같이 온도 당 시간으로 정해진다. 각 제조사는 데이터 시트를 통해 작동 온도를 제공하고 있으며 전해 커패시터의 수명은 제조사에서 제공하는 그래프를 통해 추정하거나 이레니우스(Arrhenius) 방정식을 이용하여 계산될 수 있다. 주로 주변온도와 내부 온도 사이의 관계에 의해 좌우되는데, 커패시터가 사용되는 주변온도가

정격온도에 비해 10℃ 감소할 때마다 2배수로 증가하며 방정식은 아래와 같다[24].

$$L = L_o \times 2^{\frac{(T_m - T)}{10}} \quad (2.5)$$

L : 예상 수명 시간

L_o : 최대 허용 작동 온도에서 예상 수명 시간

T_m : 커패시터의 허용 최대 동작 온도

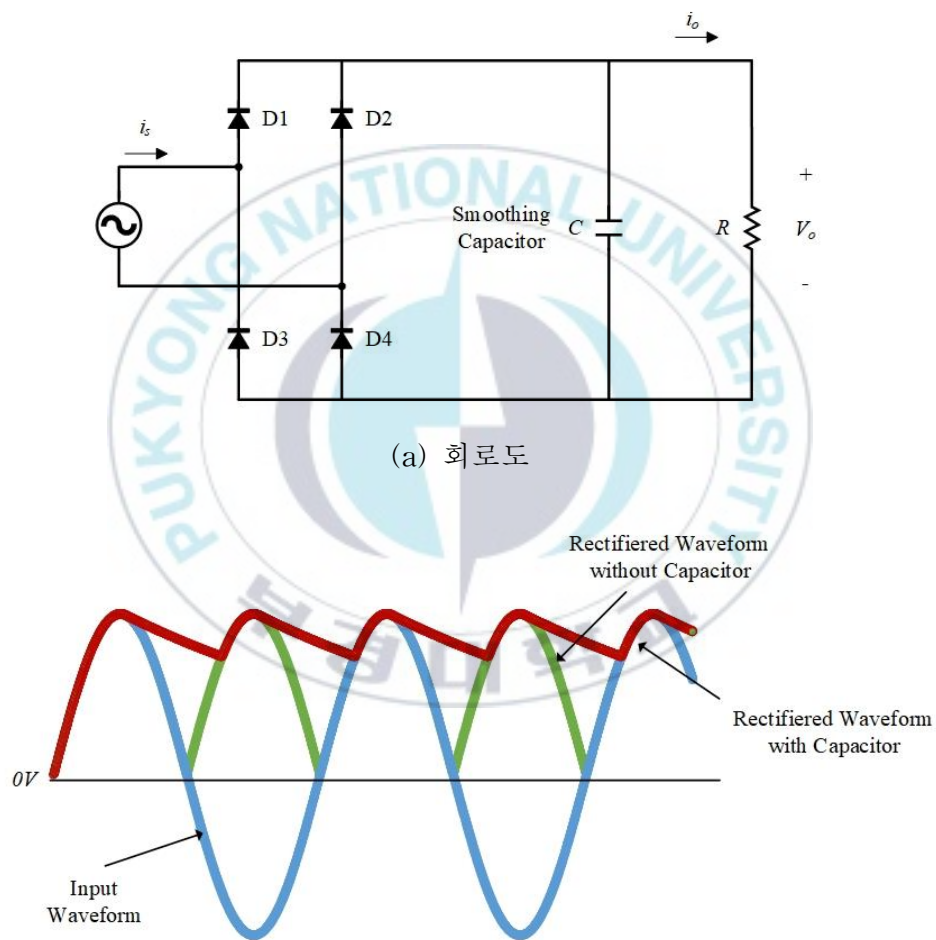
T : 커패시터의 실제 주변 온도

LED용 전원장치에서 커패시터는 정류된 입력 전압을 평활화하기 위해 사용된다. 그림 2.11은 전해 커패시터가 사용된 컨버터이다.



그림 2.11 전해 커패시터가 적용된 컨버터

그림 2.12에서 파란선은 교류 입력을, 녹색선은 정류된 출력을, 붉은선은 평활 커패시터를 거친 출력을 나타낸다. 평활 커패시터를 거치지 않은 출력은 0V까지 떨어진다. 리플을 감소시키기 위해서 용량이 큰 커패시터를 사용하면 이상적인 DC에 가까운 파형을 얻을 수 있지만 커패시터의 크기가 커져서 소형화가 어렵다.



(b) 파형

그림 2.12 평활 커패시터가 적용된 단상 전파 정류 회로도 및 파형

표 2.1 커패시터 특징[23]

구분	특징	용도
전해 커패시터	- 비교적 용량이 크다.(0.1~15, 000μF) - $\pm$의 극성이 있다. - 정격 전압이 있다(2~500V) - 비교적 허용차가 크다. ($\pm 10\%$, $\pm 20\%$, -10~30%) - 비교적 저주파 대역용(DC~수 100kHz)	- 교류 회로의 전원 필터나 교류 회로의 커플링으로서 사용 - 사용 가능 주파수가 비교적 낮기 때문에 주의 필요 - 오디오용 특별 저잡음형 종류도 있음 - 2개의 리드선 중 긴 쪽이 플러스 극임
탄탈 커패시터	- 비교적 용량이 크다(0.1~220μF) - $\pm$의 극성이 있다. - 정격 전압이 있다.(3~35V) - 전해콘덴서보다 주파수 특성이 좋음(DC~수 10MHz)	- 주파수 특성이 비교적 좋기 때문에 노이즈 진폭 제한기나 바이패스, 커플링, 전원 필터로서 사용함 - 2개의 리드선 중 긴 쪽이 플러스 극임
적층 세라믹 커패시터	- 비교적 용량이 작다(수 pF~수 μF) - 정격 전압이 있으며 고 전압 용도 있다.(25V~3kV) - 온도 보상용으로서 온도 계수가 관리되는 것이 있다 - 극성이 없으며 허용차가 크다.($\pm 10\%$, $\pm 20\%$) - 적용 주파수 대역이 넓다. (수kHz~수GHz)	- 고주파 대역에서 사용에 적합하기 때문에 고주파용 바이패스, 동조용, 고주파 필터로서 사용함

2.4.3 고조파

고조파(Harmonic)란 정현파 공급전압과 같은 기본 주파수 성분과 그 정수배의 주파수 성분이 합성된 것으로, 기본파에 대해 정수배의 주파수 성분이 합성된 것을 총칭하여 고조파라 한다[25].

산업 발전에 따라 인버터, 컨버터를 사용하는 전력변환장치의 사용이 증가하고 있어, 이들 기기에서 발생하는 고조파는 계통 전력품질의 문제를 일으키게 되므로 IEC(International Electrotechnical Committee)는 전자기기에 대하여 총 4개의 Class로 구분하여 고조파 한계값을 정하고 있다. KS 역시 IEC의 규정을 인용하여 고조파 규격을 제시하고 있으며 KS에서 제시하는 총 고조파 전류(Total Harmonic Current)는 2~40차수 전류 고조파의 전체 실효값이며 계산식은 아래와 같다[26].

$$\text{총 고조파 전류} = \sqrt{\sum_{n=2}^{40} I_n^2} \quad (2.6)$$

총 고조파 왜율(THD, Total Harmonic Distortion)이란 기본 성분 실효값 대비 고조파 성분(2~40 차수 까지의 고조파 전류 성분 I_h) 총합의 실효값 비율을 말하며 계산식은 아래와 같다.

$$\text{THD} = \sqrt{\sum_{h=2}^{40} \left(\frac{I_h}{I_1} \right)^2} \quad (2.7)$$

한국산업표준 KS E IEC61000-3-2:2010에 따르면 조명기기는 C등급으로 분류되고, 유효 입력 전력이 25[W] 보다 큰 조명기기는 표 2.2에서 주어진

한계값을 초과하지 않아야 한다.

표 2.2 C등급 기기에 대한 한계값

고조파 차수	기본 주파수에서 입력 전류의 백분율로 표시되는 최대 허용 고조파 전류
n	%
2	2
3	$30 \cdot \lambda^*$
5	10
7	7
9	5
$11 \leq n \leq 39$ (홀수 차수만)	3

주* λ 는 회로 전력 계수이다.

고조파는 아래와 같이 계산이 가능하다.

$$\text{Harmonic} = n \times 60Hz \quad (2.8)$$

$$y = A_1 \sin(\omega t + \phi_1) + A_2 \sin(2\omega + \phi_2) + A_3 \sin(3\omega + \phi_3) + \dots \quad (2.9)$$

$$= \sum A_n \sin(n\omega t + \phi_n)$$

$$\text{기본파} : A_1 \sin(\omega t + \phi_1)$$

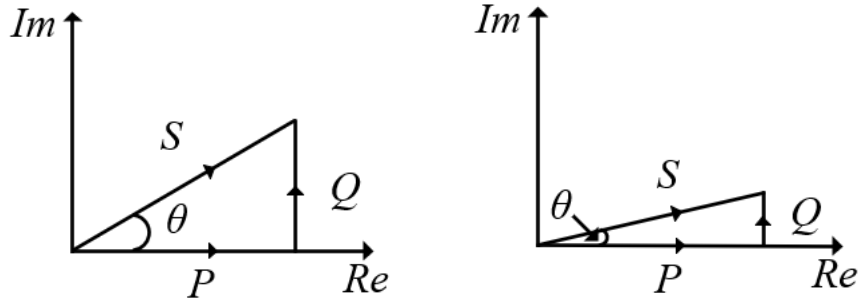
$$\text{고조파} : A_n \sin(n\omega t + \phi_n) (n \neq 1)$$

2.4.4 역률

역률(Power Factor)의 개념은 교류에서만 존재하며 다양한 구성으로 되어 있는 부하로 인해 발생하는 전압과 전류의 위상차에 대한 것으로, 위상차에 따라 지상역률(Lagging Power Factor), 진상역률(Leading Power Factor)로 구분할 수 있다. 부하가 유도성 리액턴스일 경우 전압의 위상이 전류의 위상보다 앞서게 되고 이때의 역률을 지상역률이라 한다. 반대로 부하가 용량성 리액턴스일 경우 전류의 위상이 전압의 위상보다 앞서고 이때의 역률을 진상역률이라 한다. 이 때 전압과 전류의 위상차를 역률각이라 정의한다. 역률은 피상 전력에 대한 유효 입력 전력에 대한 비율로 나타낼 수 있다.

$$\text{역률} = \frac{\text{유효 전력}}{\text{피상 전력}} \quad (2.10)$$

유효 전력(Active Power)은 평균 전력이라고도 하며 실제 부하가 소비하는 전력이고 단위는 [W]를 사용한다. 무효 전력(Reactive Power)이란 부하가 소비하지 않는 전력으로 단위는 [VAR]를 사용한다. 피상 전력(Apparent Power)이란 교류에서 전압, 전류의 실효값(V_{rms} , I_{rms})의 곱으로 단위는 [VA]를 사용한다. 피상 전력은 실제 시스템의 용량을 나타낸다. 역률이 1인 경우, 즉 순수 저항부하일 경우 유효 전력과 피상 전력은 일치하고 전압과 전류의 위상은 동일하며 이 때 무효 전력은 존재하지 않는다. 만약 부하에 용량성 리액턴스나 유도성 리액턴스 성분이 존재할 경우 전압의 위상과 전류의 위상에 차이가 발생하게 되고, 이 때의 위상차에 의해 무효 전력이 발생한다.



(a) 역률각이 클 때

(b) 역률각이 작을 때

그림 2.13 무효전력에 따른 역률각과 피상 전력의 변화

전압과 전류의 위상의 차이를 θ 라고 하면 피상 전력, 유효 전력, 무효 전력에 관한 식은 아래와 같이 표현할 수 있다.

$$S = P + iQ = V_{rms} \cdot I_{rms} \quad (2.11)$$

$$P = V_{rms} \cdot I_{rms} \cos \theta \quad (2.12)$$

$$Q = V_{rms} \cdot I_{rms} \sin \theta \quad (2.13)$$

S =피상전력[VA]

P =유효전력[W]

Q =무효전력[VAR]

θ =역률각[°]

식 2.10에 위 식 2.11~2.13를 대입할 경우 역률은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$PF = \cos\theta \quad (2.14)$$

역률이 낮고 유효 전력은 일정한 경우, 즉 부하에 리액턴스 성분이 존재할 때 무효 전력 성분은 역률이 낮을수록 커진다. 유효 전력은 일정하나 무효 전력이 커짐에 따라 피상 전력 또한 커지기 때문에 교류 전압, 전류의 RMS(Root Mean Square)값은 커진다. 따라서 시스템의 정격 사양이 커지기 때문에 전체적으로 시스템을 구성하는 부품의 단가가 비싸지게 되고 전기 공급자 측면에서는 전력 설비의 용량 또한 커져야 한다. 이러한 낭비를 줄이기 위하여 일정 수준 이상의 역률을 유지해야 하며 한전에서는 전체 사용 설비의 지상 역률 90[%] 이상을 유지하도록 하고 있다. KS에서는 LED 조명기기에 사용하는 컨버터는 5[W]를 초과할 경우 0.9 이상으로 규정하고 있다[27].

2.4.5 PFC

PFC(Power Factor Correction)란 계통과 연결된 전원 공급 장치에서 계통 전압과 계통 전류의 위상을 일치시켜 역률을 1로 만드는 기능이다.

역률이 1보다 작을 경우 무효 전력이 발생하므로 피상 전력은 커지게 된다. 이는 시스템의 용량을 크게 만드는 요인이 되므로 역률을 1에 가깝게 하는 것이 시스템 용량을 줄이고 그에 따른 시스템의 단가를 낮출 수 있는 결정적인 요소가 된다. 그러므로 PFC는 계통에 연결된 전원장치에서 포함되어야 할 필수 요소 중 하나이다.

PFC 기능을 구현하기 위해선 계통 전압의 위상 정보가 필요한데, 위상을 검출하기 위한 대표적인 기법으로는 다음과 같다.

1) 전압 분배



그림 2.14 전압 분배 회로도

컨트롤러 IC 칩 각 핀의 정격 전압에 맞게 전압 분배 회로를 이용하는 기법으로서 계통 전압의 위상을 검출하기 위해 그림 2.14와 같이 계통과 병렬로 저항을 연결한다. 계통 전압의 위상에 대한 정보는 전압의 변화이다. 이 정보는 전체 시스템에서 제어 요소가 되므로 시스템의 컨트롤러에 직접 입

력되어야 한다.

2) PLL(Phase Locked Loop)

입력 신호와 출력 신호의 피드백 제어를 통해 계통의 위상을 검출하는 디지털 제어 기법으로 구성은 그림 2.15와 같다.

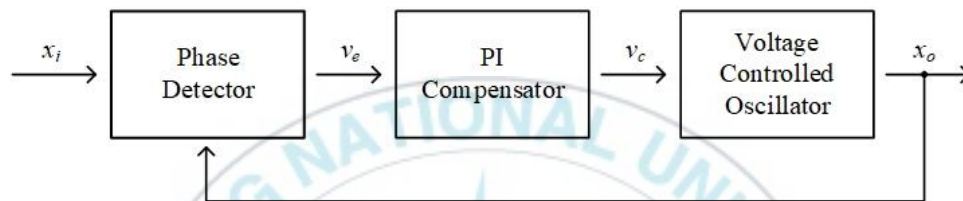


그림 2.15 PLL 블록선도

- Phase Detector : 계통 전압의 위상과 제어기 출력의 위상차를 검출
- PI Compensator : 전체 폐루프 시스템의 응답 특성을 조절하기 위한 보상기
- Voltage Controlled Oscillator : 검출된 위상으로 계통의 전압과 동상인 사인파를 발생

계통 전압의 위상을 입력으로 하여 출력이 얼마나 잘 추종하는지에 대한 것(Phase Locked)은 제어기에 의해 결정되고, 이 특성이 전체 PLL 동작 특성을 결정한다. 전압 분배에 의한 PFC는 계통과 연결된 전원장치의 스위칭에 의한 연계점 전압 왜곡, 계통 전압의 Sag, Swell에 의한 전압 변동으로 인해 오차가 발생할 수 있지만, PLL은 피드백 제어로 구성되어 보상기의 적절한 설계를 통해 오차를 보정할 수 있는 장점이 있다.

2.5 전원장치의 종류

LED 조명용 전원장치는 크게 AC를 DC로 바꿔주는 정류부와 정류된 DC를 원하는 크기로 바꿔주는 DC-DC컨버터부로 구성될 수 있다. 이 정류부와 컨버터부의 조합에 따라 Single-stage와 Two-stage 이상으로 구성할 수 있다.

2.5.1 Single-stage 방식

Single-stage는 PFC기능을 가지는 하나의 AC-DC 컨버터로 구성하는 방식으로 그림 2.16과 같다. 주로 플라이백 컨버터를 많이 사용하며, 플라이백 컨버터는 DC-DC 컨버터 중에서 출력전압을 가변시키기가 용이하고, 변압기를 사용하여 전기적인 분리가 가능하며 권선비로 출력 전압을 바꿀 수 있으며, 적은 수의 부품으로 100[W]이하에서 사용하기에 유리하다[28]. Two-stage 방식에 비해 제어가 쉽고, 높은 효율, 적은 부품 수로 가격 경쟁력을 가지고 있다.

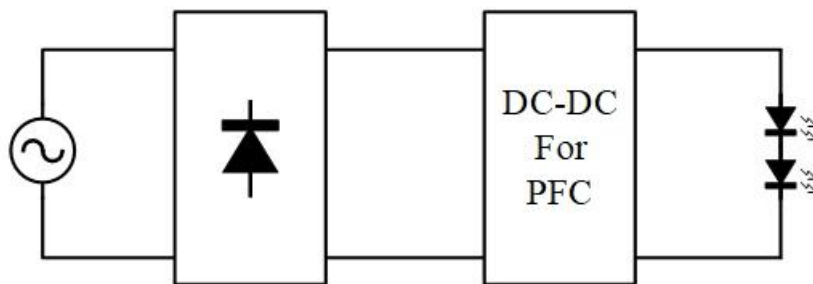


그림 2.16 Single-Stage 회로도

2.5.2 Two-Stage 방식

Two-stage 방식은 첫 번째 단계 고성능의 PFC를 위한 PFC단과 출력 전압 또는 전류를 제어하기 위한 DC-DC 컨버터단으로 구성하는 방식으로 그림 2.17과 같다. PFC는 주로 Boost 컨버터가 많이 이용되고, 높은 역률과 효율을 가지고 있는 Forward, Flyback, Half-Bridge, LLC 컨버터가 두 번째 단으로 많이 사용된다[29].

이 방식의 경우, 상대적으로 PFC단에서 적은 용량의 커패시터를 사용할 수 있고, DC-DC 컨버터가 일정한 출력 전류를 제공하면서 변동하는 입력 전압을 따라갈 수 있다. 이 방식은 고역률, 낮은 고조파 왜곡, 충분한 에너지 축적시간, PFC단과 DC-DC단의 역할이 분담되어 최적 설계가 가능한 장점이 있으나 2단 구성으로 인하여 전체 시스템 전력변환 효율 및 신뢰성이 저하되며, single-stage 방식에 비해 소자가 많아 가격이 비싸며 부피가 커서 소용량 LED 조명기기에는 적용하기 어려운 것이 단점이다[30]. 이러한 단점은 용량이 작은 전원장치의 생산단가가 회로방식과 직접적인 관계가 있으므로 저전력용 기기에 적용하기에는 많은 부담을 준다[31].

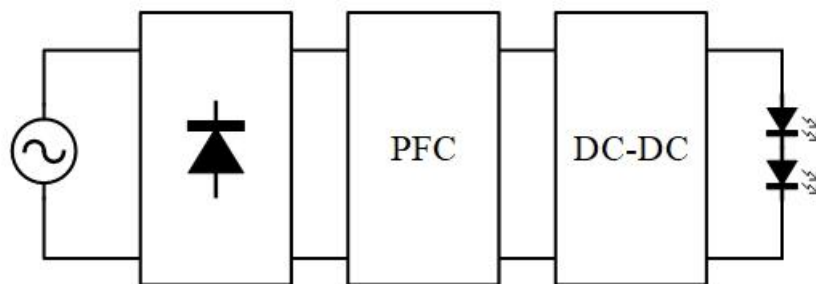


그림 2.17 Two-Stage 회로도

제 3 장 조명용 LED 구동 회로

3.1 기존 PFC 플라이백 시스템의 구조

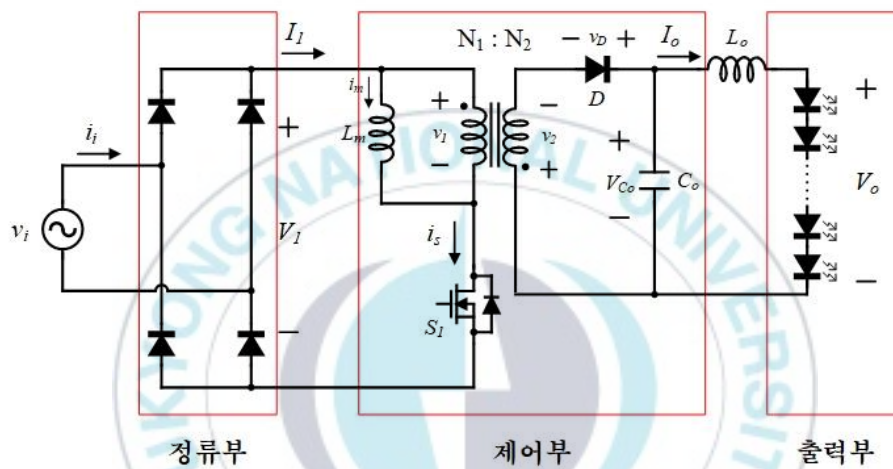


그림 3.1 기존 PFC 플라이백 컨버터 회로도

그림 3.1은 기존 PFC 플라이백 컨버터를 나타낸다. 교류 입력전원을 직류로 바꿔주는 정류부와 출력부에 일정한 값을 내보내기 위한 제어부, 출력부로 구성되고 제어부에는 평활을 위한 전해 커패시터가 포함된다. 변압기에 있는 도트(dot)는 1차 측과 2차 측의 상대적인 극성을 나타낸다. 교류 입력으로부터 다이오드 정류기를 거친 전압은 그림 2.9와 같이 전파정류된 파형으로 나타난다.

제어부의 스위치가 온되면 입력 에너지는 자화 인덕턴스 L_m 에 충전되고, 스위치가 꺼지면 부하 측으로 에너지를 전달하게 된다.

제어부에 있는 커패시터는 출력의 안정화를 위해 대용량의 커패시터를 주로 사용하고 있으며, 가격이 저렴하고 용량이 큰 전해 커패시터를 주로 사용한다. 그러나, 이러한 전해 커패시터를 사용한 컨버터의 경우, 전해 커패시터의 수명이 2,000~5,000시간 정도로 짧아 컨버터의 수명이 LED의 수명을 따라가지 못해 LED 조명의 전체 수명을 단축시키고 LED 조명에 대한 사용자의 신뢰도를 떨어트리게 된다.

3.2 기존 PFC 플라이백 시스템의 동작 원리

플라이백 컨버터는 1차 측 전류의 연속성에 따라 DCM(Discontinuous Current Mode) 혹은 CCM(Continuous Current Mode)으로 구동될 수 있다 [32]. 제어부의 스위치가 높은 주파수에서 온, 오프가 되면 입력 전류는 같은 주파수에서 맥동하는 파형으로 나타난다. 맥동 전류의 진폭과 지속 시간을 적절히 제어함으로써 입력 전류의 평균을 정현파와 입력 전압의 위상으로 만들 수 있다. 그러면 거의 1에 가까운 역률과 매우 낮은 THD를 얻을 수 있다. 게다가, 플라이백 컨버터가 고정 주파수와 고정 듀티비를 사용할 경우 two-stage 방식보다 훨씬 적은 부품을 사용하게 된다.

PFC를 통한 고역률 single-stage 플라이백 컨버터의 분석을 쉽게 하기 위해 아래와 같이 가정하였다.

- 1) 모든 회로의 구성품은 이상적이다.
- 2) 스위칭 주파수는 AC 입력 주파수보다 훨씬 높다.
- 3) 출력단의 C는 이상적인 전압원이다
- 4) 회로 동작은 정상상태이고 모든 전압과 전류는 한 스위칭 구간에서 동일한 시작점과 종료점을 가진다.

플라이백 컨버터의 변압기 권선비(1:n)가 1보다 큰 경우, DCM으로 동작하는 이론적인 파형은 그림 3.2와 같다. PFC 플라이백 컨버터의 한 스위칭 사이클 내에서, 총 3개의 동작 모드로 나눌 수 있다.

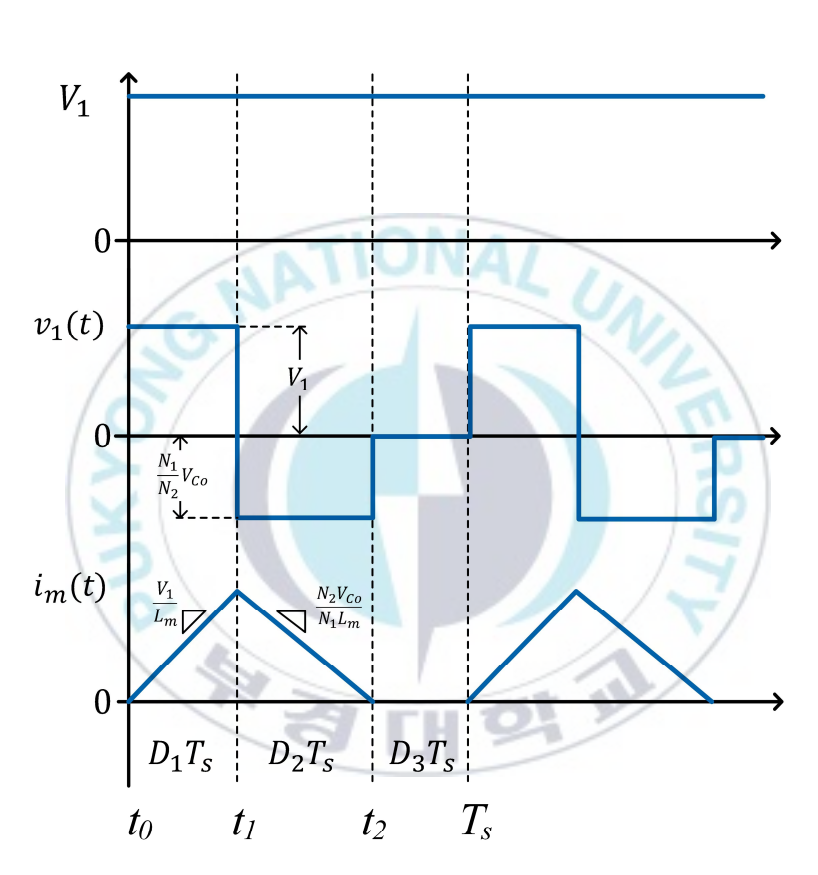


그림 3.2 기존 PFC 플라이백 컨버터의 DCM 동작 파형

Mode I ($t_0 < t < t_1$) : 모드 I에서 스위치 S_1 은 온되어 자화 인덕터에 흐르는 전류 i_m 은 선형적으로 증가하고 다이오드 D 는 오프되어있다. 이 구간에서 전류가 흐르는 경로를 그림 3.3(a)에 나타내었다. 플라이백 컨버터의 입력 전압은 AC 입력 전원에서부터 정류된 전압으로 다음과 같다.

$$V_1 = |v_1(t)| = V_m |\sin(\omega_g \cdot t)| \quad (3.1)$$

ω_g 는 AC 입력 전원의 각주파수이고, V_m 은 AC 입력 전원의 진폭이다. 스위치 S_1 이 온되었을 때 정류된 입력 전압 V_1 이 변압기의 자화 인덕터 L_m 에 인가된다. 따라서 자화 인덕터에 흐르는 전류 i_m 은 0에서 다음과 같이 선형적으로 증가한다.

$$i_m(t) = \frac{V_m}{L_m} |\sin(\omega_g \cdot t)| \cdot (t - t_0) \quad (3.2)$$

한 스위칭 주기에서 자화 인덕터 L_m 의 최대 전류는 아래의 식 3.3으로부터 구할 수 있다.

$$i_{m,peak}(t) = \frac{V_m}{L_m} |\sin(\omega_g \cdot t)| \cdot t_1 = \frac{V_m}{L_m} |\sin(\omega_g \cdot t)| \cdot D_1 T_s \quad (3.3)$$

모드 I에서 입력 전류 I_1 과 자화 인덕터 전류 i_m 은 동일하다. 이때 다이오드 D 는 역전압이 인가되어 오프되고 다이오드의 전압은 아래의 식 3.4와 같다.

$$v_D = \frac{N_2}{N_1} \cdot v_1 + V_o = \frac{N_2}{N_1} \cdot V_1 + V_o \quad (3.4)$$

스위치 S_1 이 온되어있는 동안 에너지는 자화 인덕터 L_m 에 충전되며 S_1 이 오프되면 모드 II가 시작된다.

Mode II ($t_1 < t < t_2$) : $t = t_1$ 일 때 스위치 S_1 은 오프가 되고 다이오드 D 가 온되어 모드 I에서 자화 인덕터 L_m 에 저장되었던 에너지가 변압기 2차 측을 통해 부하로 흘러간다. 이때 입력 전류 I_1 은 0이고 자화 인덕터의 전류 i_m 은 변압기 1차 측에 인가되는 전압 v_1 에 비례하여 하강한다. 모드 II에서 전류가 흐르는 경로를 그림 3.3(b)에 나타내었다.

변압기 2차 측에 인가되는 전압은 출력 커패시터의 전압 V_{Co} 와 같으므로 변압기 1차 측의 전압은 식 3.5와 같이 나타낼 수 있다.

$$v_1 = -\frac{N_1}{N_2} \cdot v_2 = -\frac{N_1}{N_2} \cdot V_{Co} \quad (3.5)$$

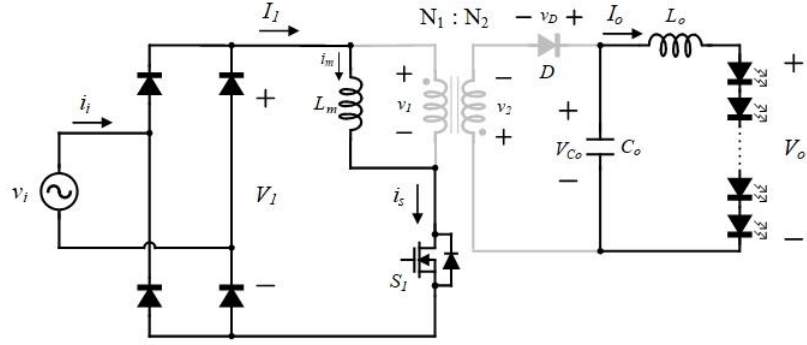
이때 선형하게 감소하는 자화 인덕터의 전류 i_m 은 식 3.6과 같이 나타낼 수 있다.

$$i_m(t) = \frac{v_1}{L_m} \cdot (t - t_1) + i_{m,peak}(t) \quad (3.6)$$

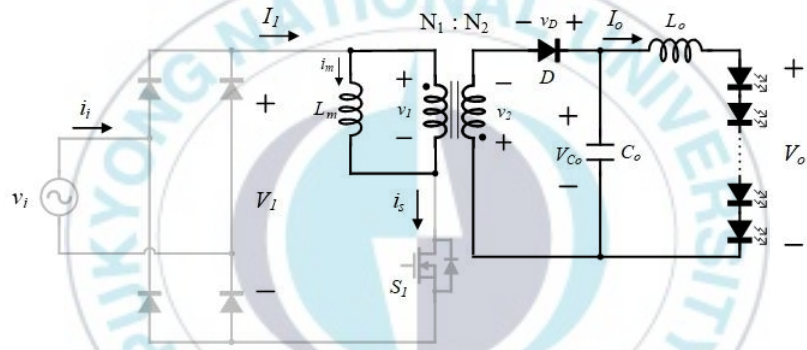
그림 3.2에 나타낸 것과 같이 t_2 에서 자화 인덕터 전류 i_m 은 0이 되며 모드 II 구간의 시간은 $D_2 T_s$ 가 된다. $D_2 T_s$ 는 식 3.6에 식 3.3과 식 3.5를 대입하여 구할 수 있고 식 3.7로 나타낼 수 있다.

$$D_2 T_s = \frac{i_{m,peak}(t)}{(N_1/N_2) \cdot V_{Co}/L_m} = \frac{V_m |\sin(\omega_g \cdot t)|}{(N_1/N_2) \cdot V_{Co}} \cdot D_1 T_s \quad (3.7)$$

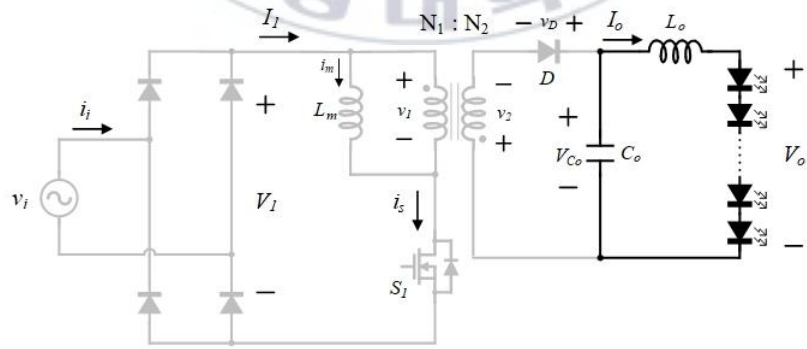
자화 인덕터 전류 i_m 이 0이 되는 t_2 부터 모드 III가 시작된다.



(a) Mode I ($t_0 < t < t_1$)



(b) Mode II ($t_0 < t < t_1$)



(c) Mode III ($t_0 < t < t_1$)

그림 3.3 기준 PFC 플라이백 컨버터의 동작 모드 I ~ III

Mode III($t_2 < t < T_s$) : 모드 III에서는 부하 전류 I_o 만 출력 커패시터 C_o 를 통해 흐른다. 전류가 흐르는 경로는 그림 3.3(c)에 나타내었다. 모드 III에서 스위치 S_1 과 다이오드 D 가 오프되어 있으므로 변압기 1·2차 측 모두에 인가되는 전압은 0이다.

$$v_1 = v_2 = 0 \quad (3.8)$$

모드 III의 시간은 전체 스위칭 주기에서 모드 I과 모드 II의 시간을 뺀 것과 같다.

$$D_3 T_s = T_s - D_1 T_s - D_2 T_s \quad (3.9)$$

입력 전압과 전류의 위상을 일치시키기 위해 플라이백 컨버터는 그림 3.4와 같이 그림 3.2의 V_1 과 동상인 전류 레퍼런스를 가지는 peak current control로 동작하여야 한다.



그림 3.4 레퍼런스에 따른 peak current control 파형

또한 스위칭 주파수가 계통의 주파수에 비해 충분히 높으면 한 스위칭 주기에서 정류된 전압 V_1 은 일정한 전압으로 가정할 수 있다. 따라서, 매 스위칭 주기마다 변화하는 자화 인덕터 전류의 피크값은 식 3.10과 같이 나타낼 수 있다.

$$i_{m,peak}(t) = I_m |sin(\omega_g \cdot t)| = D_1 \frac{V_m |sin(\omega_g \cdot t)|}{L_m \cdot f_s} \quad (3.10)$$

따라서 식 3.10을 이용하면 스위치 S_1 이 한 스위칭 주기 동안 켜지는 비율인 시비율 D_1 을 아래와 같이 구할 수 있다.

$$D_1 = \frac{I_m \cdot L_m \cdot f_s}{V_m} \quad (3.11)$$

식 3.11을 이용하여 구한 시비율 D_1 을 이용하여 한 스위칭 주기 당 입력 전류 I_1 의 평균을 구하면 아래의 식 3.12와 같다.

$$I_{1,avg}(t) = \frac{\frac{1}{2} \cdot I_m |sin(\omega_g \cdot t)| \cdot D_1 T_s}{T_s} = \frac{I_m^2 \cdot L_m \cdot f_s}{2V_m} |sin(\omega_g \cdot t)| \quad (3.12)$$

이것은 정류된 계통 전류 i_i 와 같으므로 계통 전류 i_i 는 아래 식 3.13과 같다.

$$i_i(t) = \frac{I_m^2 \cdot L_m \cdot f_s}{2V_m} \cdot sin(\omega_g \cdot t) \quad (3.13)$$

3.3 제안하는 새로운 방식의 구동 시스템

3.3.1 구동 회로도

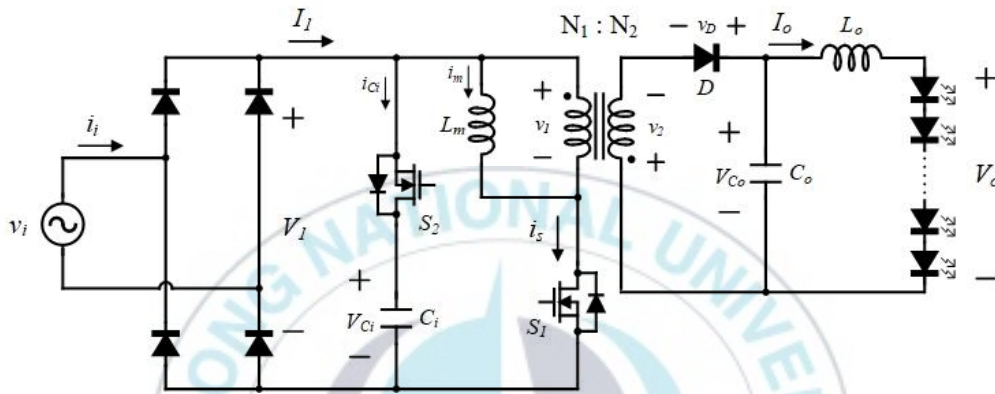


그림 3.5 제안하는 PFC 플라이백 컨버터

그림 3.5는 본 논문에서 제안하는 single-stage PFC 플라이백 컨버터를 나타낸다. 변압기를 사용한 플라이백 컨버터가 사용되었으며 자화 인덕턴스 L_m 은 600[μH]이고, 권선비는 4:1이다. 스위치 S_1 의 스위칭 주파수는 50[kHz]로 불연속 전류 모드로 동작하며 역률 보정과 출력 전력을 제어하기 위해 peak current control을 한다.

출력측의 120[Hz] 리플 성분을 감소시키기 위한 출력 필터 커패시터 C_o 는 10[μF]으로 기존의 전해 커패시터와 비교하여 매우 작다. LED 부하 측에 직렬 연결된 L_o 는 30[μH]로 출력 전류 리플을 감소시킨다.

직렬로 연결된 S_2 와 C_i 는 정류부 다음에 연결되며 C_i 은 1[μF]로 C_o 의 1/10이다. 충전전류 i_{C_i} 은 정류된 전압의 증가 영역에서 스위치 S_2 의 바디 다이오드를 통해 흐르게 된다. 충전된 에너지는 S_2 의 턴-온에 의해 정류된

전압 V_1 의 최저점 근처에서 방전되고, 방전된 에너지는 LED 구동 전류에 더해져서 LED 구동 전류의 peak-to-average비를 줄일 수 있게 한다. 충전 전류 또는 방전 전류의 평균값은 입력 전류인 i_s 와 비교하여 매우 작으므로 S_2 의 정격사양은 낮다.



3.3.2 구동 회로의 동작 원리

그림 3.6은 제안하는 토폴로지의 한 주기에 대한 v_i , i_i , V_1 , V_{Ci} , I_o 출력 파형을 나타낸다.

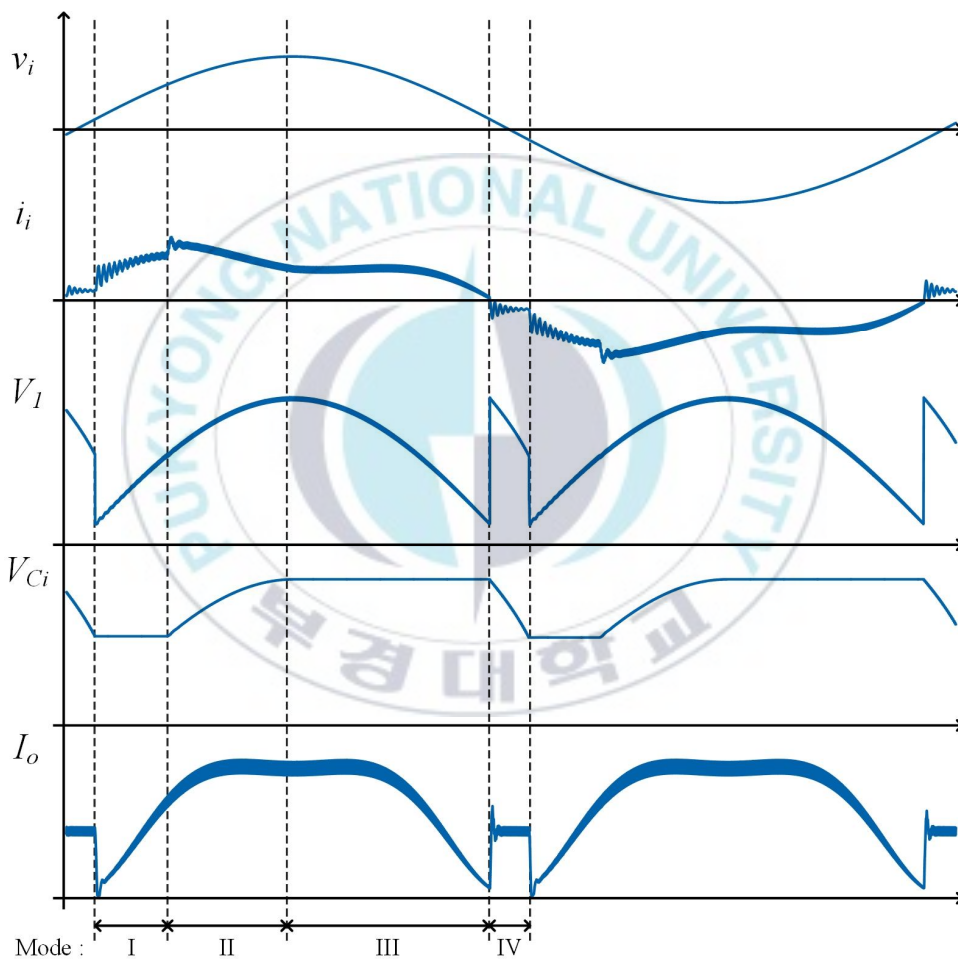


그림 3.6 제안하는 회로의 v_i , i_i , V_1 , V_{Ci} , I_o 출력 파형

v_i 는 계통 전압, i_i 는 계통 전류, V_1 는 정류된 계통 전압, $V_{C\alpha}$ 는 보조 커패시터의 전압, I_o 는 출력 전류를 나타낸다.

본 논문에서 제안하는 PFC 플라이백 컨버터는 스위칭 손실이 적은 불연속 모드로 동작한다. i_i 는 컨버터의 입력전류가 계통 측에 연결된 low-pass filter를 거친 파형과 같다. 고역률을 위한 PFC 동작을 위해 PLL 기법을 사용하였으며 출력 전류를 제어하기 위해 peak current control을 사용하였다. 출력 전류의 peak-to-average비를 줄이기 위하여 3고조파 주입 방식을 적용하였다[16]. 기존 방식과 3고조파만 주입된 방식에서 V_1 의 파형은 v_i 의 정류된 파형과 같으나 본 논문에서 제안하는 방식에서는 보조회로의 동작으로 최저점 근처에서 보조 커패시터의 전압 $V_{C\alpha}$ 가 나타난다.

총 4개의 동작 모드로 구성되는데, Mode I ~ Mode IV로 구분하여 각 동작 모드를 그림 3.7부터 그림 3.10에 나타내었으며, 전류 경로는 진하게 표시하였다.

Mode I : 입력 전류 i_i 는 전통적인 방식으로 증가한다. 스위치 S_1 는 0.9 이상의 고역률을 만족하고 LED 구동 전류의 peak-to-average비를 줄이기 위하여 입력 전류에 3고조파를 추가하기 위해 구성된 제어기에 따라 그림 3.7에서 나타낸 것처럼 턴 온(turn on)과 턴 오프(turn off) 동작을 한다. 이 동작 구간 동안, 부하 전력은 AC전원으로부터 공급되므로 부하 전류 I_o 의 파형은 입력 전류 i_i 의 파형과 유사하다.

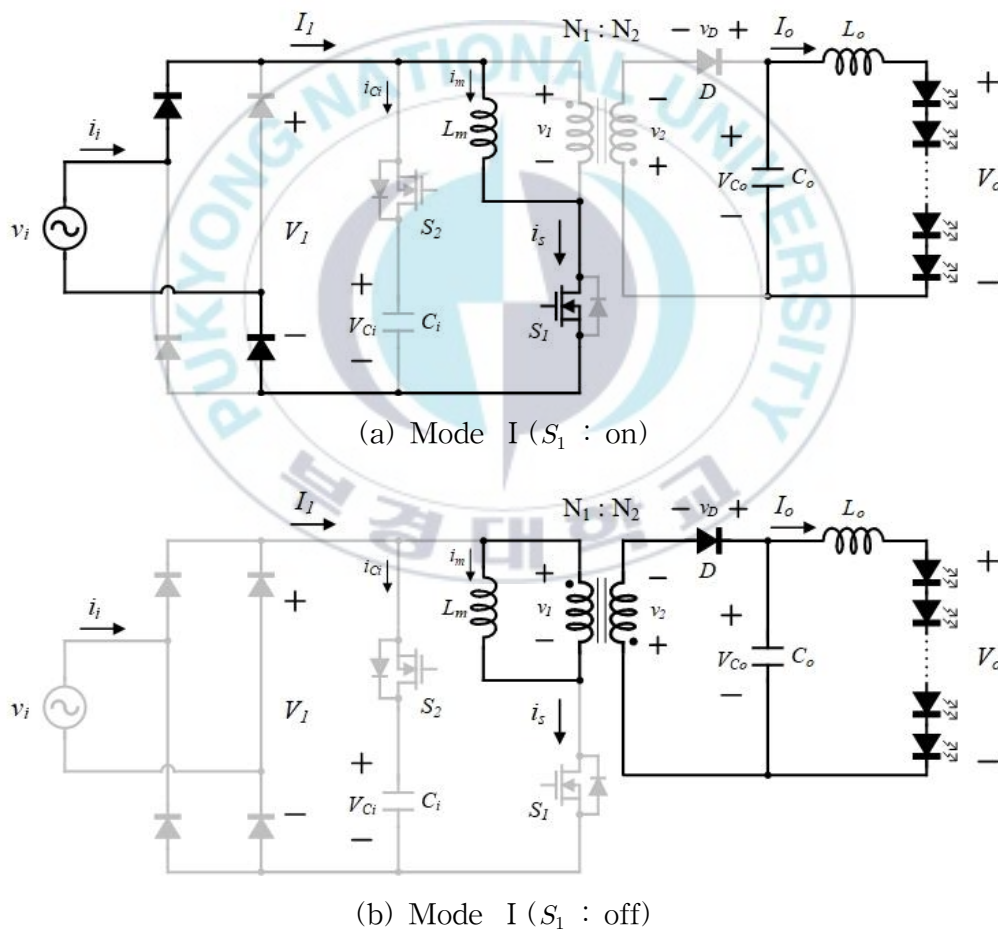


그림 3.7 제안하는 PFC 플라이백 컨버터의 동작 모드 I

Mode II : S_1 은 모드 I에서 설명된 것과 같은 동작을 한다. 입력 전압 V_1 이 커패시터 전압 V_{Ci} 에 도달하면 전류 i_{ci} 는 보조 커패시터 C_i 를 충전하기 위해 스위치 S_2 의 바디 다이오드를 통해 흐르고 V_1 의 피크값에 도달할 때까지 충전된다. 이 모드에서 AC 입력 전력은 C_i 뿐만 아니라 LED부하에 전달된다. 따라서, 입력 전류 i_i 는 그림 3.8에 나타난 것처럼 스위치 전류 i_s 와 보조회로의 커패시터 충전 전류 i_{ci} 의 합이 된다.

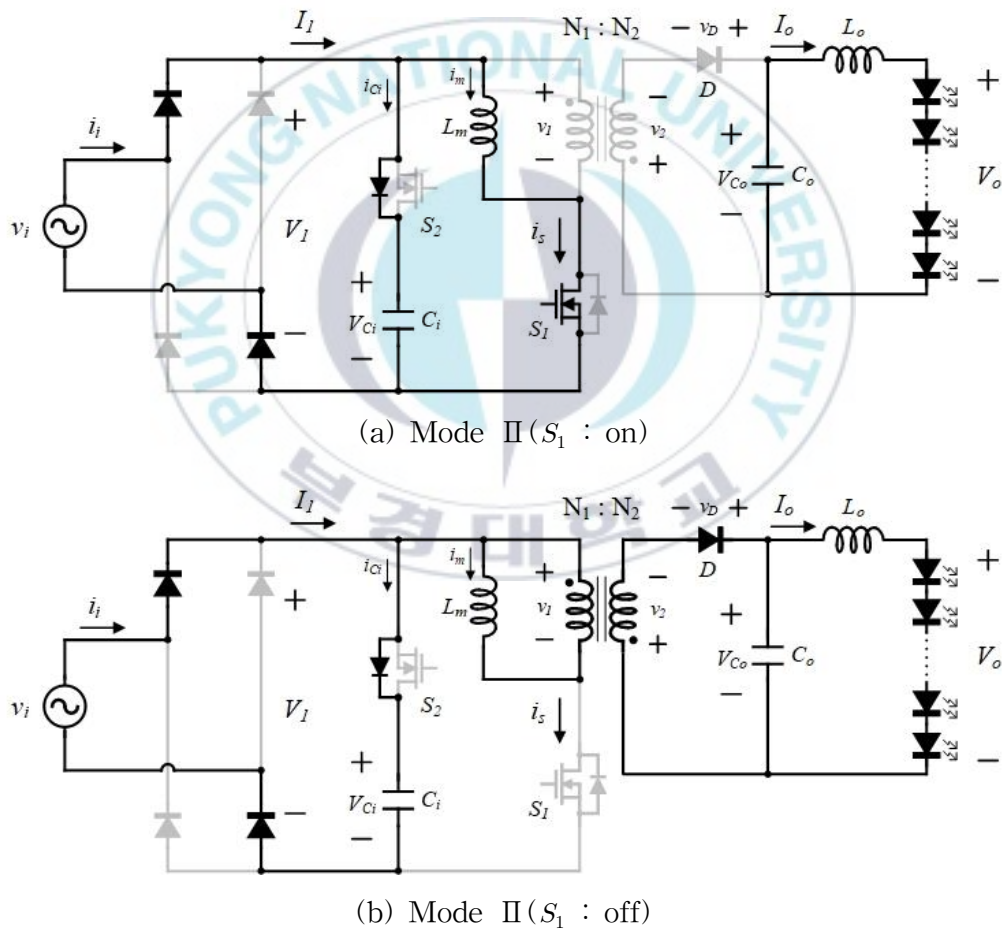


그림 3.8 제안하는 PFC 플라이백 컨버터의 동작 모드 II

Mode III : 모드 III는 기본적으로 V_{Ci} 의 커패시터 전압 레벨만 제외하면 모드 I 과 동일하다. 그림 3.9에 나타난 것처럼 S_1 은 턴 온(turn on)과 턴 오프(turn off) 동작을 반복하고 있으며 모드 III에서 보조회로의 커패시터 전압 V_{Ci} 는 입력 전압 v_i 의 피크값으로 유지되는 반면, 모드 I에서는 피크값의 거의 절반으로 일정하게 유지된다.

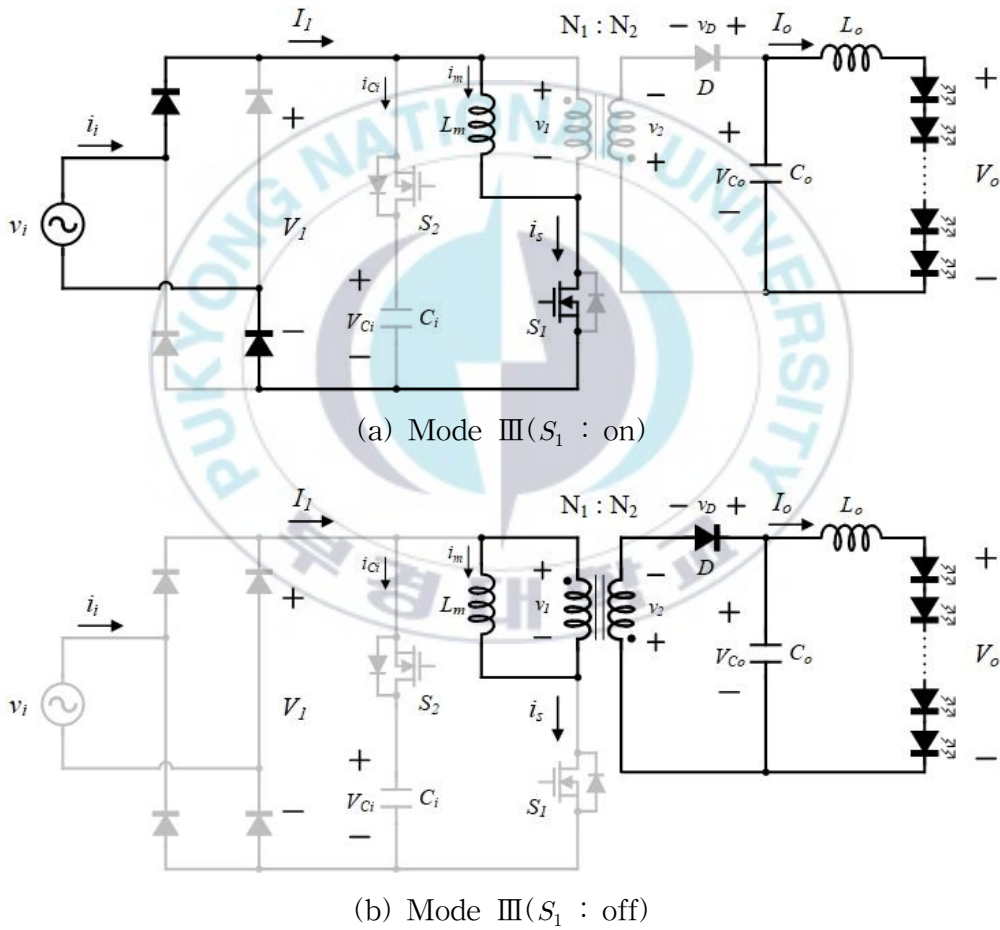


그림 3.9 제안하는 PFC 플라이백 컨버터의 동작 모드 III

Mode IV : 이 모드에서 정류 전압 V_1 은 작으므로, 기존 LED 구동용 전원 장치에서는 부하 전류 I_o 가 0으로 떨어지게 된다. 따라서, 기존 방식에서 LED 구동 전류의 peak-to-average비가 크다. 본 논문에서 제안하는 토폴로지는 peak-to-average비를 줄이기 위해 모드 IV에서 높은 부하전류를 공급한다. 커패시터 C_i 에 저장된 에너지는 스위치 S_2 가 켜짐에 따라 방전되기 시작하고, 스위치 S_2 의 턴 온 상태는 모드 IV동안 유지된다. 그림 3.10과 같이 스위치 S_1 이 켜지면 스위칭 전류 i_s 는 아래와 같이 증가한다.

$$i_s = \frac{V_{Ci}}{L_m} \times t \quad (3.12)$$

커패시터 전압 V_{Ci} 은 스위치 전류 i_s 가 아래와 같이 흐름에 따라 감소하기 시작한다.

$$V_{Ci} = V_{Ci}(0) - \frac{1}{C_i} \int_0^t i_s dt \quad (3.13)$$

따라서, 이 구간에서 S_2 가 온되었을 때 보조 커패시터의 에너지가 부하로 전달된다. 이 때 부하의 전류는 제어기에서 설정한 값으로 일정하게 출력된다. 기존의 방식에서는 출력 전류가 0으로 떨어지는데 본 논문에서 제안한 방식은 전류를 상승시켜 전체적인 peak-to-average비를 줄일 수 있다. 즉, 이 모드의 주기를 증가시킨다면 peak-to-average비는 줄어들 수 있다. 하지만, 보조 커패시터에서 에너지가 방출되는 동안 입력 전류는 0이므로, 이 구간이 늘어나면 입력 전류의 THD가 상승되게 된다. 따라서 고조파 규격과 역률을 0.9 이상을 만족하는 동시에 peak-to-average비를 최

소화할 수 있는 주기를 적절하게 설정하여야 한다.

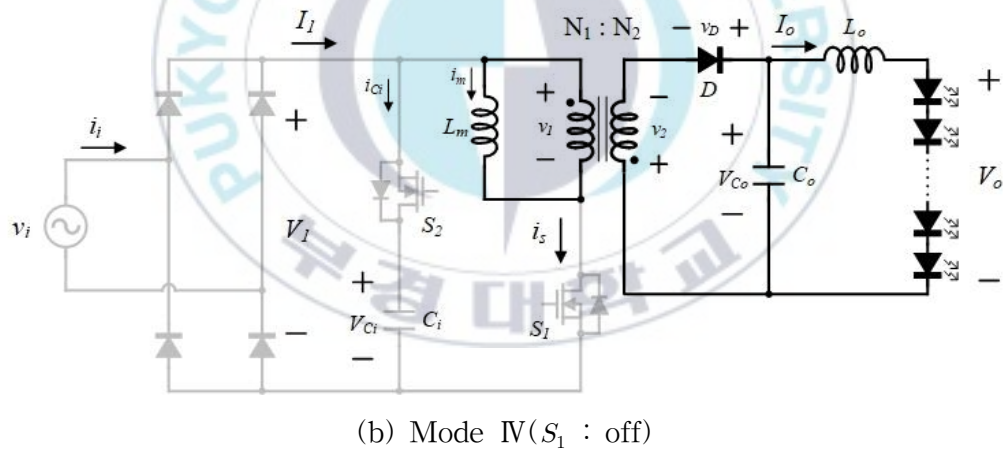
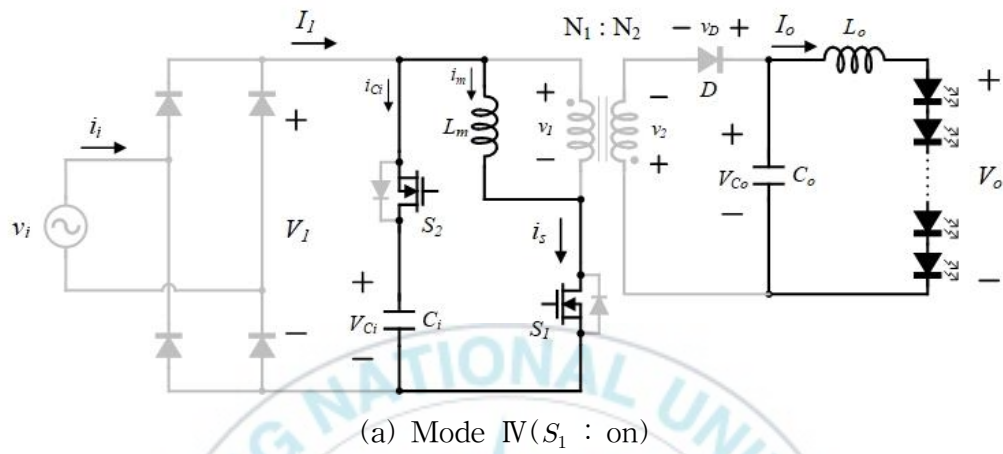


그림 3.10 제안하는 PFC 플라이백 컨버터의 동작 모드 IV

3.3.3 시뮬레이션 결과

시뮬레이션은 그림 3.5의 회로도를 이용하여 PLECS를 사용하였으며 사용된 파라미터들은 표 3.1과 같다.

표 3.1 시뮬레이션 파라미터

기호	값
V_i	220[V], 60[Hz]
C_i	1[μF]
L_m	600[μH]
$N_1 : N_2$	4:1
C_o	10[μF]
L_o	30[μH]
P_o	50[W]

그림 3.11에 고조파 주입이 없는 기존 방식의 LED 구동장치의 v_i , i_i , I_o 의 파형과 I_o 의 평균값을 나타내었다. LED 구동 전류는 정현파의 형태로 나타나고 AC 입력 전류는 입력 전압과 위상이 거의 비슷하다. 그러므로, 역률은 거의 1에 가깝지만 출력 전류가 120[Hz] 리플 성분을 가지고 있으므로 LED 구동 전류의 peak-to-average비는 2에 가깝다.

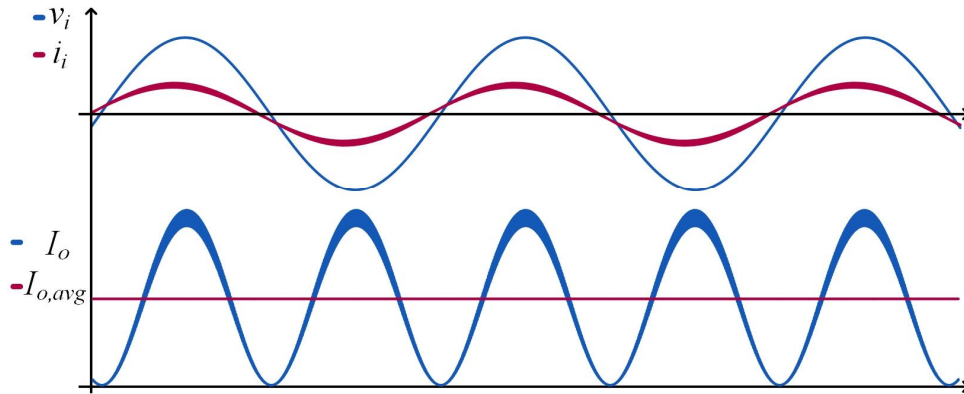


그림 3.11 고조파 주입이 없는 기존 방식의 v_i , i_i , I_o 시뮬레이션 파형

그림 3.12는 입력 전류에 3고조파가 주입되었을 때 그림 3.11과 같은 파형이다. 3고조파 주입 때문에 입력 전류 파형은 그림 3.11과는 다르다. 이 경우, LED 구동 전류의 peak-to-average비는 1.550로 줄어든다. 입력 PF를 0.9보다 높게 유지하면서 LED 전류의 peak-to-average비를 줄일 수 있음을 알 수 있다.

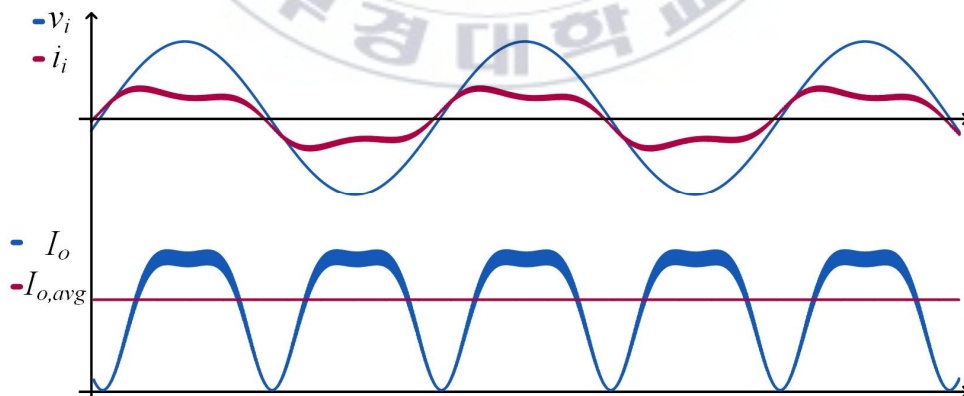


그림 3.12 고조파 주입이 있는 기존 방식의 v_i , i_i , I_o 시뮬레이션 파형

그림 3.13에서는 제안하는 회로에서의 그림 3.11와 같은 파형을 나타내었다. 입력 PF는 0.925이고 부하 전류의 peak-to-average비는 1.451이다. 그림 3.11의 기존 방식에 비해서는 40.4[%], 그림 3.12의 3고조파 주입 방식에 비해서는 6.8[%] 더 낮아진 것을 확인할 수 있다.

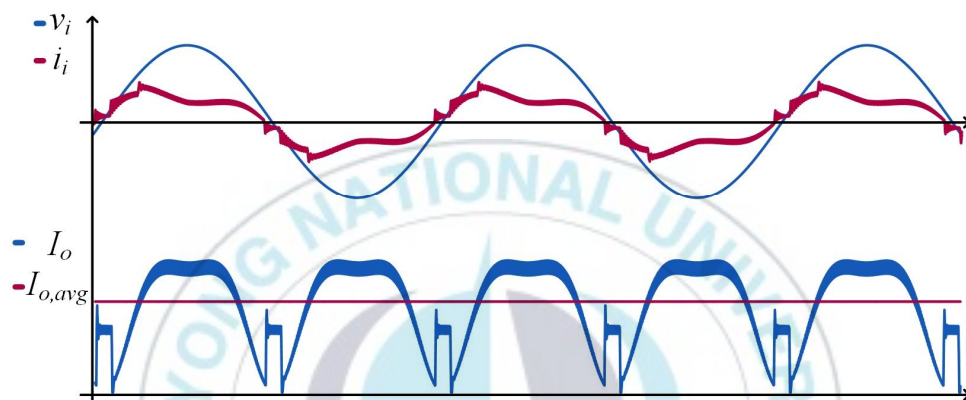


그림 3.13 제안하는 토폴로지의 v_i , i_i , I_o 시뮬레이션 파형

표 3.2에 기존의 고조파 주입이 없는 방식, 3고조파 주입 방식 및 제안된 방식에 대한 출력 전류의 시뮬레이션 결과를 비교하여 나타내었다.

표 3.2 출력 전류의 시뮬레이션 결과

Output Current	Output Current	Without harmonic injection	Harmonic injection
Peak Value	3.07710	2.36405	2.22559
Average Value	1.51009	1.52514	1.53343
Peak-to-Average Ratio	2.03769	1.55005	1.45138

본 논문에서 제안하는 방식으로 출력 전류의 피크값을 저감하려면 입력 전류에 고조파 성분이 포함되는데 그림 3.14는 제안된 회로에서의 입력 전류를 IEC 61000-3-2 Class C와 비교한 그래프로서 규격에 적합함을 확인하였다.

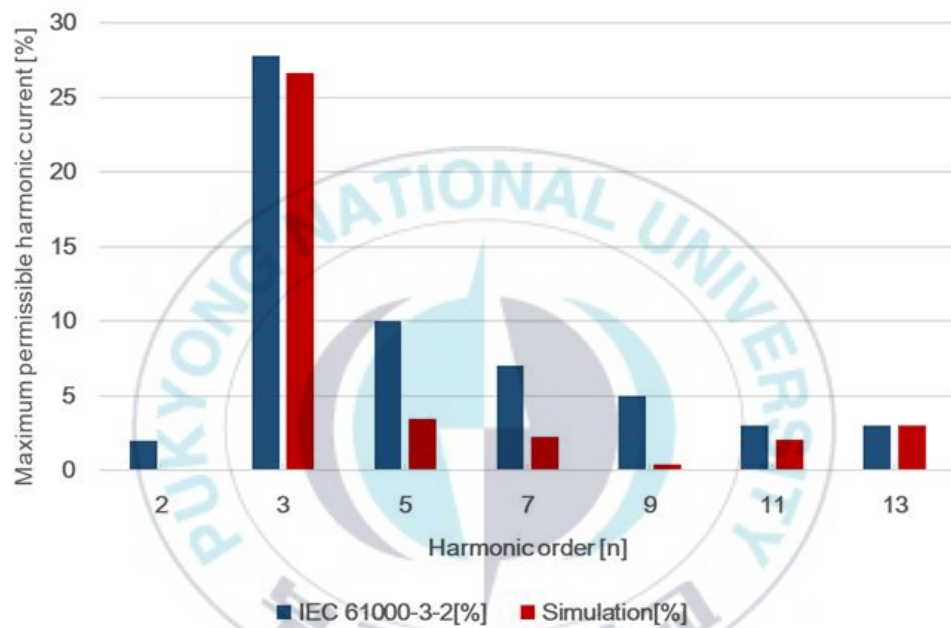


그림 3.14 입력 전류의 고조파 분석 그래프

제 4 장 실험결과

4.1 실험 결과

제안한 회로의 실험을 위하여 정격전압 31[V], 정격전류 0.7[A]의 LED 모듈을 연결하여 부하로 사용하였다.

교류 220[V]에서 동작하는 역률과 출력 전류값을 측정하기 위하여 실험을 실시하였다. 입력 전압은 교류전원 공급장치를 이용하여 0[V]부터 서서히 증가시켜 정격전압인 220[V]±1% 범위안에서 인가하였으며, 파형 측정은 YOKOGAWA社의 DL1740EL, 고조파 측정은 YOKOGAWA社의 WT1800을 이용하여 측정하였으며, 측정 방법은 그림 4.1과 같다.

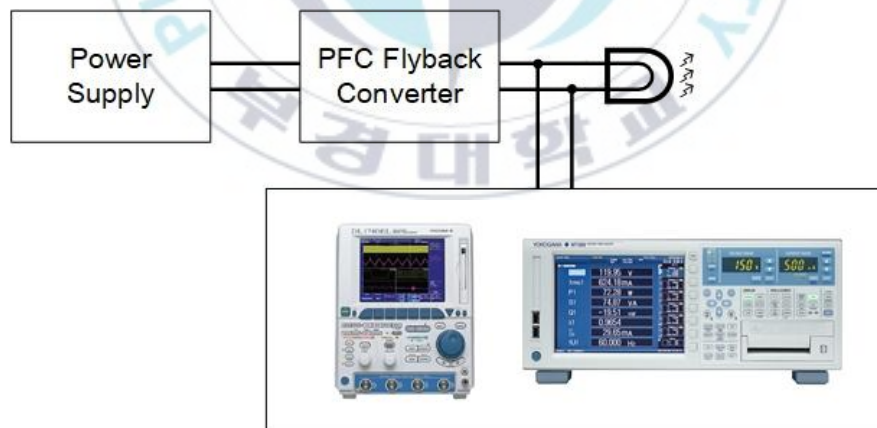


그림 4.1 출력 파형 측정 방법

그림 4.2는 고조파 주입이 없는 기준 방식의 v_i , i_i , I_o 파형을 측정한 것이다. 입력 전압 스케일은 200[V/DIV]이며, 입력 전류 스케일은 0.5[A/DIV], 출력 전류 스케일은 1[A/DIV], 시간 축 스케일은 2[ms/DIV]이다. 피크 전류는 2.95833[A], 평균 전류는 1.52019[A]로 peak-to-average비는 1.94603이다.

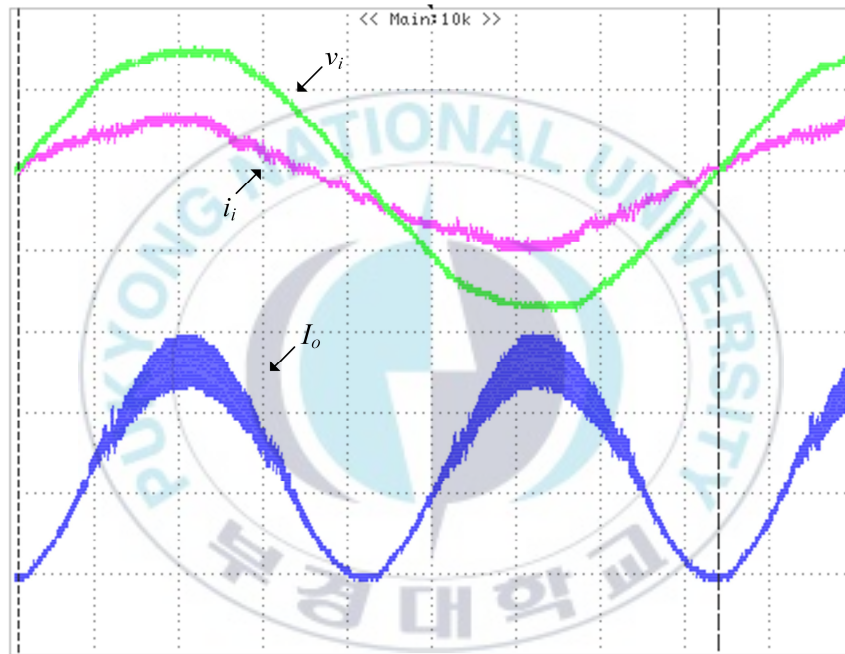


그림 4.2 고조파 주입이 없는 기준 방식의 v_i , i_i , I_o 실험 파형
(v_i : 200[V/div], i_i : 0.5[A/div], I_o : 1[A/div], 2[ms/div])

그림 4.3은 3고조파가 주입된 파형으로 보조 스위치 S_2 는 동작하지 않는 상태이다. 피크 전류는 2.41320[A], 평균 전류는 1.53121[A]로 peak-to-average비는 1.57601이다. 기존방식과 비교하여 peak-to-average비는 0.37002만큼 줄어들었다.

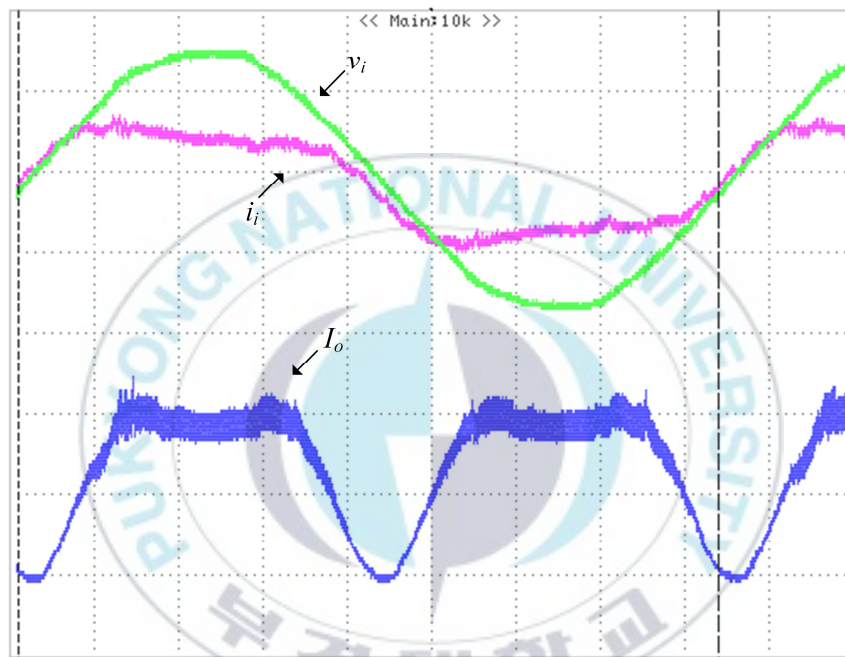


그림 4.3 고조파 주입이 있는 기존 방식의 v_i , i_i , I_o 실험 파형
(v_i : 200[V/div], i_i : 0.5[A/div], I_o : 1[A/div], 2[ms/div])

그림 4.4는 제안된 회로에서의 파형이다. 역률은 0.92이고, 피크 전류는 2.28167[A], 평균 전류는 1.53921[A]로 peak-to-average 비는 1.48236으로 기존 방식에 비해 31.2[%] 감소하였고, 3고조파 주입 방식보다 6.3[%] 감소하였다.

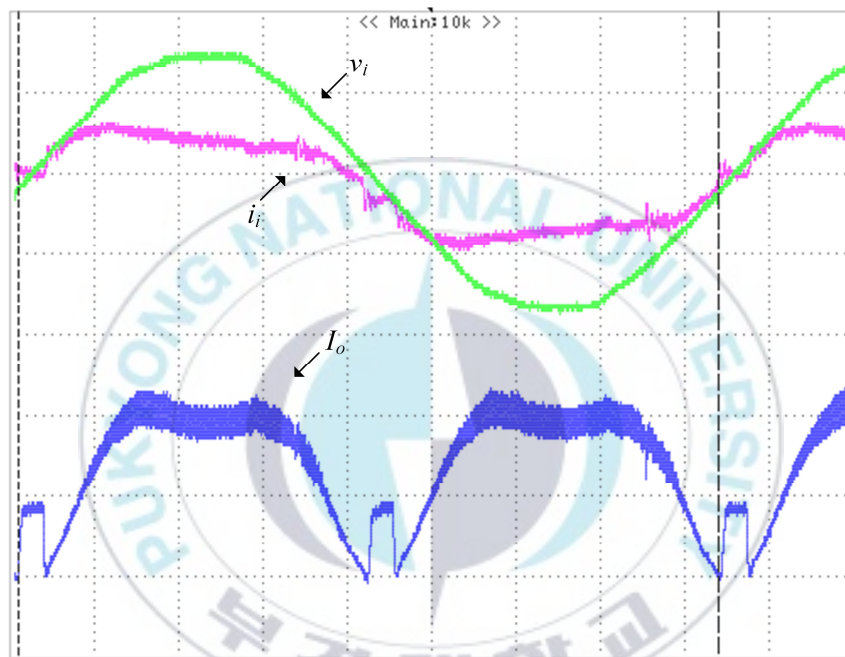


그림 4.4 제안하는 토폴로지의 v_i , i_i , I_o 실험 파형
 $(v_i : 200[\text{V/div}], i_i : 0.5[\text{A/div}], I_o : 1[\text{A/div}], 2[\text{ms/div}])$

각 측정 결과는 표 4.1에 정리하였다.

표 4.1 출력 전류의 실험 결과

Output Current	Without harmonic injection	Harmonic injection	Proposed topology
Peak Value	2.95833	2.41320	2.28167
Average Value	1.52019	1.53121	1.53921
Peak-to-Average Ratio	1.94603	1.57601	1.48236

표 4.2에 입력 전류의 고조파 측정 결과를 정리하여 나타내었다. 그림 4.5는 제안된 토폴로지에서 입력 전류의 각 차수별 고조파를 측정한 결과이다. 그림 4.6은 그림 4.5의 측정 결과를 IEC 61000-3-2 Class C와 비교한 그래프로써 측정 결과 각 차수의 측정값이 IEC 규격에 적합함을 확인할 수 있었다.

표 4.2 제안된 토폴로지의 고조파 측정 결과

order [%]	Standard IEC 61000-3-2	value	note
2	2	0.906	
3	27.327	22.261	30×power factor
5	10	3.492	
7	7	2.540	
9	5	2.225	
11	3	2.400	
13		2.438	
15		1.866	
17		2.168	
19		2.521	

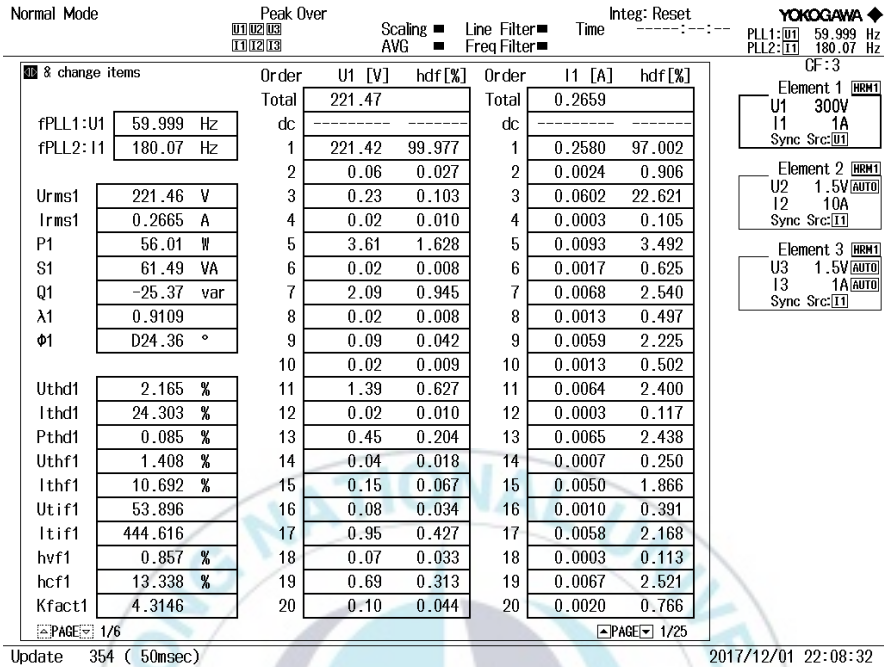


그림 4.5 제안된 토폴로지의 고조파 측정 결과

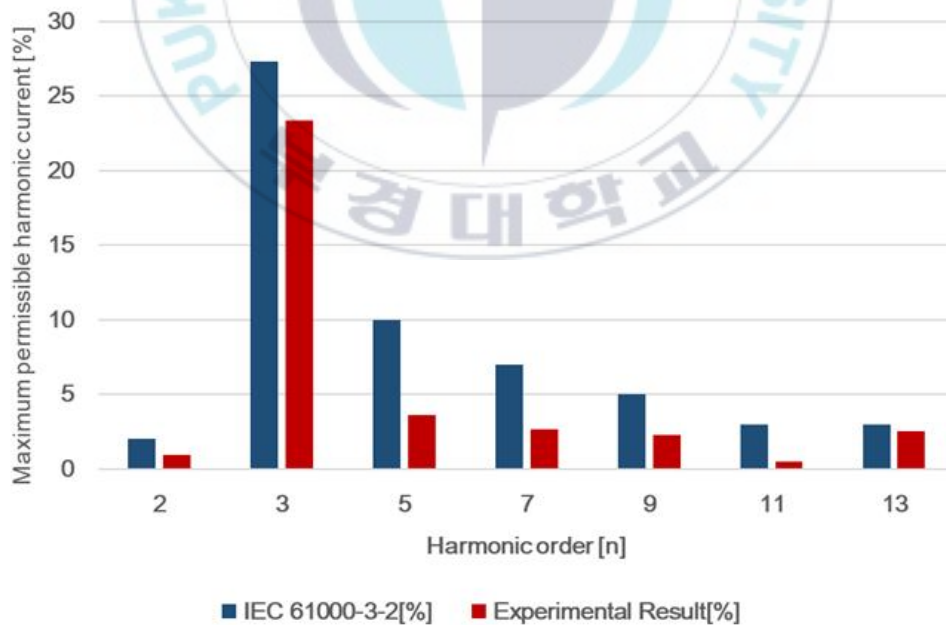


그림 4.6 입력 전류의 고조파 분석 그래프

제 5 장 결 론

LED 조명을 위한 컨버터에는 single-stage 방식, two-stage 혹은 그 이상의 여러 가지 방식이 있다. Single-stage 구성은 높은 효율, 저렴한 비용으로 제작이 가능하지만 120[Hz] 성분의 리플을 가지고 있다. Two-stage 방식은 이상적인 DC 구동이 가능하나 부품 수가 늘어나 가격이 올라가고, 부피가 커지며 전체 시스템의 효율이 낮아지는 단점이 있다. 따라서 본 논문에서는 single-stage 방식에 PFC 기능이 있는 새로운 형태의 LED 구동용 ac-dc 컨버터를 제안하였다.

Single-stage 방식에서 가장 큰 문제점은 상용 전원 주파수의 2배 주파수에 해당하는 전류 리플을 감쇄하기 위해 사용하는 대용량 전해 커패시터의 수명이 LED에 비해 현저히 짧다는 것이다. LED의 장수명 특성을 활용하려면 전해 커패시터를 없애야 하는데 전해 커패시터만 없애면 LED 구동 전류의 피크값이 너무 커서 LED 수명을 단축시키거나 발광 효율을 떨어트리게 된다. 이러한 문제를 완화시키기 위하여 3고조파 전류를 주입하는 방식이 소개되었다.

본 논문에서는 3고조파 주입 외에도 별도로 약간의 보조 회로를 추가하여 LED 구동 전류의 피크값을 더욱 감소시키는 새로운 방식을 제안하였다. 제안한 방식에 대한 회로 설명과 동작 원리 및 시뮬레이션을 수행하였으며 실험적으로 그 타당성을 입증하였다. 220[V], 60[Hz] 입력 전원에 50[W]급 LED 구동 시스템을 제작하여 실험을 한 결과, 역률은 0.92로서 규정값 0.9 이상을 만족하였으며 입력 전류의 THD도 IEC 61000-3-2 Class C에서 제시하는 규격을 만족하였다. LED 구동 전류의 peak-to-average는

기존의 3고조파 주입법에 비해 6.34[%] 더 감소시키는 향상된 성능을 확보하였다.

제안된 토폴로지는 LED 조명용 전원장치에서 전해 커패시터를 제거하고, 출력 전류의 최대값은 감소시키면서 평균 전류값은 증가시켜 LED에 과도한 전류 스트레스를 줄임으로서 시스템의 가격 비용을 줄이고, LED 조명의 장수명을 확보함으로써 LED 조명에 대한 신뢰성을 높여 다양한 분야에서 LED 조명의 확대에 기여할 것으로 기대된다.



참 고 문 헌

- [1] The Export-Import Bank of KOREA, (2015), “2020 Bright Export Industry”, Korea Eximbank Overseas Economic Research Institute
- [2] LED Lighting Market Size, Industry Outlook, Regional Analysis.
<https://www.gminsights.com>
- [3] “Solid-State Lighting R&D Plan”, <https://energy.gov>, 2016, 06
- [4] 지식경제부(2011), LED산업 제2도약 전략, 정책자료
- [5] X. Ruan, B. Wan, K. Yao, S. Wang, “Optimum Injected Current Harmonics to Minimize Peak-to-Average Ratio of LED Current for Electrolytic Capacitor-Less AC - DC Drivers”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2011, 26, 7, 1820-1825
- [6] Kim Jae-sub, Kim Dong-hwan and Choi Jae-ho, “Bridgeless AC-DC Converter with film capacitor”, *Power Electronics Annual Conference*, pp. 463-464, 2014, 7.
- [7] Yong-Sung Jeon, Dal-Lae Jin, Jae-Du La and Young-Seok Kim, “Study of the Elimination of the Electrolytic Capacitors and Reduction of the Ripple Current on the Output Node in the One-Stage PFC Flyback Converter for the LED Lighting”, *The transactions of The Korean Institute of Electrical Engineers*, Vol. 61, No. 11, pp. 1625-1633, 2012, 11.
- [8] Jingting Wei, Zechun Yi, Li Wang, Lilin Liu, Hao Wu, Gang Wang, Baijun Zhang, “White LED light emission as a function of current

- and junction temperature”, *2013 10th China International Forum on Solid State Lighting (ChinaSSL)*, 2013, 166–169
- [9] S.C. Hsia, M.H. Sheu and S.Y. Lai, “Chip Implementation of High-Efficient LED Dimming Driver for High-Power LED Lighting System”, *IET Power Electronics*. Vol. 8, No. 6, pp.1043–1051, June, 2015.
- [10] S. Y. R. Hui, Y. Qin, “General photo-electro-thermal theory for light-emitting diodes systems”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 8, pp. 1967–1976, Aug. 2009.
- [11] S. Buso, G. Spiazzi, M. Meneghini, and G. Meneghesso, “Performance degradation of high-brightness light emitting diodes under DC and pulsed bias”, *IEEE Trans. Device Mater. Rel.*, vol. 8, no. 2, pp. 312 – 322, Jun. 2008.
- [12] H. van der Broeck, G. Sauerlander, M. Wendt, “Power driver topologies and control schemes for LEDs”, *APEC 07 – Twenty-Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 2007, 1319–1325
- [13] Texas Instruments, “The Impact of Low Frequency Ripple Current on LEDs and LED drivers”, *Workshop-San Diego, CA*, October 28, 2010
- [14] G. Spiazzi, S. Buso, G. Meneghesso. “Analysis of a High-Power-Factor Electronic Ballast for High Brightness Light Emitting Diodes”. *2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference*, 2005, 1494–1499
- [15] B. Wang, X. Ruan, K. Yao, and M. Xu, “A Method of Reducing the Peak-to-Average Ratio of LED Current for Electrolytic Capacitor-Less AC - DC Drivers”, *IEEE Trans. on Power Elect.*, vol. 25, no. 3, pp. 592–601, Mar. 2010.

- [16] THOMAS L. Floyd, (2012), ELECTRONIC DEVICES(CONVENTIONAL CURRENT VERSION) 9th edition, published by Pearson Education, INC., publishing as Prentice Hall.
- [17] “LED”, <https://en.wikipedia.org>
- [18] Sung-Mo Ku, Hyun-Joong Kim, Seung-Bum Yoo, Young-Hun Kim, Jun-Hwan Ahn and Chin-Woo Yi, “A study of LED’s efficiency by changed of humidity”, *Proceedings of KIIEE Annual Conference*, , pp. 150-151, 2010, 5.
- [19] 김태훈, “LED조명의 수명평가 및 국제표준,” 전자공학회지, Vol. 37, No. 2, pp. 40-46, 2010, 2.
- [20] LG Innotek data sheet, <http://led.lginnotek.com>
- [21] Osram data sheet, <http://www.osram.com>
- [22] Arias, Manuel, Aitor Vázquez, and Javier Sebastián, “An overview of the AC-DC and DC-DC converters for LED lighting applications”, *automatika* 53.2 (2012): 156-172.
- [23] 한국과학기술정보연구원, “알루미늄 전해 콘덴서”, 2002
- [24] Nichicon, “General Descriptions of Aluminum Electrolytic Capacitors”, Technical Notes, <http://nichicon-us.com>
- [25] 박종근, 최재호, 장도현, 신형섭, “고조파 발생 요인 및 대책”, 대한전기학회 보고서, No. 7, pp. 81-116, 1993, 11.
- [26] KS IEC 61000-3-2:2010, 전기자기적합성(EMC)-제3-2부:한계값-고조파 전류 방출의 한계값(기기의 상당 입력전류 16A이하)
- [27] KS C 7655:2011R, LED 모듈 전원공급용 컨버터의 안전 및 성능 요구사항
- [28] 노의철, 정규범, 최남섭(2011). 전력전자공학 제3판. 문운당

- [29] SangCheol Moon, Gwan-Bon Koo, Gun-Woo Moon, “A New Control of Interleaved Single-Stage Flyback AC-DC Converter for Outdoor LEd Lighting Systems”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.28, No.8, August 2013
- [30] Min-Ha Hwang, Jeong-Il Kang and Sang-Kyoo Han, “Balanced Forward-Flyback Converter for High Efficiency and High Power Factor LED Driver”, *THE TRANSACTIONS OF KOREAN INSTITUTE OF POWER ELECTRONICS*, Vol. 18, No. 5, pp. 492-500, 2013, 10.
- [31] Bong-Suck Kim, Ik-Hun Lim, Joo-Hyun Lee, Ho-Seon Ryu and Bong-Hwan Kwon, “A Single-Stage Single-Switch Flyback Converter with Synchronous Rectifier”, *THE TRANSACTIONS OF KOREAN INSTITUTE OF POWER ELECTRONICS*, Vol. 11, No. 4, pp. 361-370, 2006, 8
- [32] Ying-Chun Chuang, Yu-Lung Ke, Hung-Shiang Chuang, Chia-Chieh Hu, “Single-Stage Power-Factor-Correction Circuit with Flyback Converter to Drive LEDs for Lighting Applications”, 2010 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting

감사의 글

언제나 더 늦기 전에 대학원에 도전하고 싶다는 마음은 있었지만 잘 할 수 있을까라는 걱정에 실행에 옮기지 못했었습니다. 그러다 전문대학원에 진학할 수 있는 기회가 왔을 때 이 때가 아니면 나중엔 더 못할 것 같은 생각에 대학원에 진학하게 되었습니다. 이 글을 쓰며 지난 2년을 되돌아보니 많은 생각이 듭니다. 가끔은 직장 생활이 대학원보다 편했다고 느껴질 만큼 힘든 시기도 있었지만, 저에게 대학원 생활은 무엇보다도 값진 시간이 되었습니다. 조금 더 잘 할 수 있지 않았을까 하는 아쉬움을 뒤로하고 이 논문이 나오기까지 도와주신 많은 분께 감사의 마음을 전하는 것으로 마무리하고자 합니다.

논문을 시작하는 순간부터 마지막까지 이끌어주시고 지도해주신 노의철 교수님께 깊이 감사드립니다. 밤늦은 시간까지 학생들보다 더 열정적인 모습으로 연구에 몰두하시는 교수님을 뵈 때마다 배움에는 끝이 없다는 생각을 하게 됩니다. 교수님께는 감사하다는 말로는 부족할 만큼 감사드립니다. 앞으로 좋은 모습 보여드릴 수 있도록 노력하겠습니다.

2년간 LED융합공학 수업을 통해 LED에 대해 폭넓은 가르침을 주시고 좋은 말씀 해주신 유영문 교수님, 류우찬 교수님, 양현경 교수님께도 감사드립니다.

하루의 반 이상을 함께하며 논문을 작성하는데 있어 선배의 부족함을 채워주고 도와준 전기공학과 전력전자연구실의 박권식, 서병준, 조광래, 최희창 후배에게도 감사함을 전합니다. 첫 실험이 성공하였을 때 본인 일처럼 기뻐하던 모습은 언제까지나 잊지 못할 것 같습니다. 남은 대학원 생활도 지금처럼만 한다면 그 끝에 반드시 좋은 결과가 있으리라 믿어 의심치 않

습니다. 대학원 진학을 고민하던 제게 전문대학원을 소개해주고 업무로 바쁠 텐데도 불구하고 대학원 내내 많은 도움을 준 박해영 후배와 박사 과정 마무리 중인 김학수 후배에게도 응원과 감사의 마음을 전합니다. 올해에는 꼭 결실을 거둬서 원하는 바를 이루기를 바랍니다. 대학원을 마무리 할 수 있을까 고민하던 제게 후배지만 선배같은 조언을 해준 정재현 박사에게도 감사함을 전합니다.

LED에 대해 궁금한 점이 있을 때 많은 도움을 주신 LED해양융합기술 연구센터의 허윤성 박사님, 박광일 책임연구원님, 허인성 선임연구원님, 정종균 연구원님께도 감사드립니다.

함께 공부하며 대학원 생활에 많은 도움을 준 LED융합공학의 선배님들, 동기·후배들에게도 감사의 마음을 전하고 싶습니다.

멀리 대구에서 응원해주신 YNC 동지들께도 감사드립니다.

함께 있는 것만으로도 힘이 되는 친구들, 대학 동기들에게도 감사합니다.

끝으로, 언제나 저의 선택을 믿어주시고 응원해주시는 가족들에게 큰 감사의 마음을 전합니다. 다니던 직장을 그만두고 대학원에 가야겠다고 했을 때 더 늦기 전에 시작해보라며 응원해주신 부모님이 아니었다면 대학원 진학은 생각하지 못했을 것입니다. 옆에서 때론 부모님처럼 제 생활을 걱정해준 오빠, 율케언니에게 감사합니다. 멀리 있어 자주 만나진 못하지만 만날 때마다 누나 걱정해 준 동생에게도 감사의 마음을 전하고 싶습니다.

그 외에도 대학원 생활이 본 논문으로 결실을 맺기까지 도움을 주신 많은 분들께 감사드립니다. 항상 최선을 다하며 노력하는 모습으로 보답하겠습니다. 정말 감사합니다.

2018년 1월

강경숙