

工學碩士 學位論文

SMPS Topology를 적용한 LED 시스템에 관한 연구



2013 年 2 月

釜慶大學校 産業大學院

電氣工學科

朴炳鎭

공학석사 학위논문

SMPS Topology를 적용한 LED 시스템에 관한 연구



2013년 2월

부경대학교 산업대학원

전 기 공 학 과

박 병 진

朴炳鎭의 工學碩士 學位論文을 認准함

2012 年 12 月



主審 工學博士 禹 炅 一 (印)

委員 工學博士 安 永 珠 (印)

委員 工學博士 裴 鍾 一 (印)

목 차

목차	i
그림 목차	ii
표 목차	iii
Abstract	iv
제 1 장 서 론	1
1.1 연구배경	1
제 2 장 본 론	3
2.1 LED 제어를 위한 SMPS	3
2.2 SMPS 선택에 따른 LED 광원의 시스템 효율정의	11
제 3 장 구성에 따른 설계	12
3.1 Hysteresis Buck Controller	12
3.2 Level Shift Circuit	15
3.3 Tool Solution	16
3.4 SMPS Toporogy 및 변환 원리	18
제 4 장 결 론	24
참고 문헌	25

표 목차

표 1 SMPS 변환 비율	22
----------------------	----



그림 목차

그림 1 보조 공급 컨버터를 사용하는 벽 컨버터	3
그림 2 PFC 기능을 제공하는 부스트 컨버터	6
그림 3 Valley Fill 회로와 LED 부하의 라인 전류	7
그림 4 개방 루프 제어 회로	8
그림 5 LED 시스템의 지능 및 정전류 드라이버	9
그림 6 Level Shift Circuit	10
그림 7 스텝 다운 SMPS 회로 IC	11
그림 8 기본형 SMPS 토폴로지 - 벽, 부스트, 벽/부스트	11



On Study of LED System Using Switching Mode Power Supply Topology

Byeong-Jin Park

*Department of Electrical Engineering
Graduate School of Industry
Pukyong National University*

Abstract

Driver provides constant current for each LED channel. Reduced the size of the entire system solution by integrating the LED driver MCU. For now, with the intelligence of the MCU high-power switching mode power supplies (SMPS) solution that includes components on research progress. Related solutions through research proves Configured according to the input voltage range Topology overcome limitations through the implementation of the Topology. Efficiency to compensate for higher input voltages connected to Topology configuration. Applies to 16-bit in order to maintain a precise color control functions in low-light. Current mode control buck converter architecture configuration is proposed.

제 1 장 서 론

1.1 연구 배경

최근 LED 소자와 패키징 기술의 향상에 따라 1W 이상의 고출력 LED가 등장하였으며, 기존 조명광원보다 높은 150lm/W가 개발되고 100lm/W 고효율 LED가 상용화 단계에 이르고 있다. 이러한 LED의 고효율화와 고출력화에 따라 경관조명, 가로등, 실내조명 등에 생활 조명산업에 급속히 침투하고 있으며 또한, 초박형 소형·경량화, 장수명, 수십 나노($\sim 10^{-8}$) 초 단위의 고속응답 속도, 광색의 시인성 및 색재현성 등은 IT, BT, NT 기술과 융합되어 의료, 농업, 환경, 디스플레이, 정보가전 등의 넓은 응용 분야로 확대되고 있어 차세대 광원으로 각광을 받고 있다.

이러한 분야로의 적용성을 높이기 위해 LED 시스템 전체 솔루션의 크기와 지능과 범용적인 능력이 필요로 된다. LED시스템은 통신 Interface, 각 발광 Color별 LED들은 정전류 드라이버(일종의 지능 그리고 각 채널을 위한)를 갖는다. 지능은 ADC와 LED Dimming 주변 Device들을 내장한 MCU로 구현된다. ADC는 온도와 LED 전류 같은 시스템 변수들, 시스템 모니터링 그리고 컬러믹싱 작업들을 모니터링 한다.

드라이버는 채널의 각 LED에 대해 정전류를 제공한다. LED 드라이버를 MCU에 통합시키면 전체 시스템 솔루션의 크기가 줄어든다. 현재로선 MCU의 지능을 갖춘 고출력 스위칭 모드 파워서플라이(SMPS) 콤포넌트들을 포함하고 있는 솔루션에 관한 연구가 진행되고 있다.

본 연구를 통해 관련 솔루션을 증명하고 또한 Topology의 구현을 통해 입력 전압 범위에 맞추어 구성된 Toporogy의 한계성을 극복하고 높은 입력

전압에 대한 효율을 보상하기 위해 연결한 Toporogy를 구성 및 낮은 조도에서 정밀한 색상 제어기능을 유지하기 위해서는 16비트를 적용한 전류 모드로 제어되는 벡 컨버터 아키텍처 구성을 제안하였다.

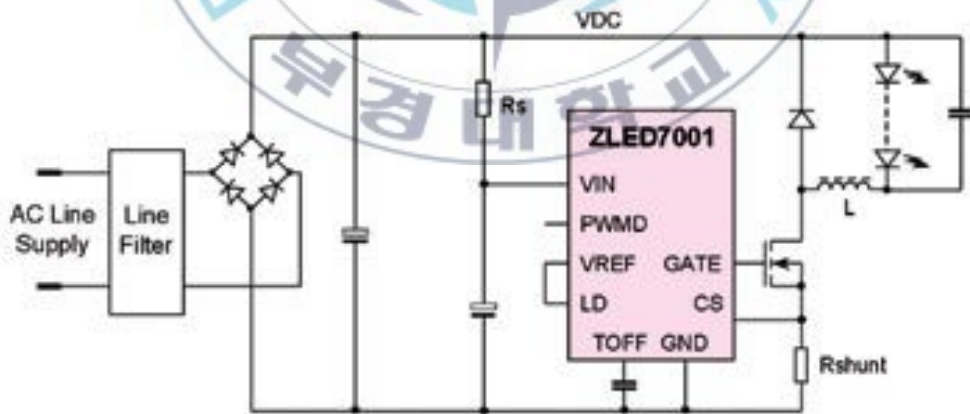


제 2 장 본 론

2.1 LED 제어를 위한 SMPS

2.1.1 벽 컨버터

전류는 동작 영역의 LED를 통과하는 순전압(forward voltage)과 함께 급속히 변화하기 때문에 정전압보다는 정전류 제어 방식이 권고된다. 리니어 전류 소스를 사용할 수도 있지만, 공급 전압이 LED (회로)의 순전압보다 매우 높을 경우에 전력소모가 과도해진다. 정전류 출력을 제공하는 SMPS가 최고의 시스템 효율을 달성할 수 있는 최선의 선택이다. 그럼에도 불구하고, 애플리케이션의 특수한 요구사항들에 대해 컨버터 Toporogy와 선택한 부품들을 반드시 매칭 시킨다.



[그림1] 보조 공급 컨버터를 사용하는 벽 컨버터

그림1과 같은 보조 공급 컨버터를 사용하는 벽 컨버터의 경우,

정전류 스위치 모드 LED 제어를 위한 가장 간단한 솔루션은 그림 1에 나타난 바와 같이 스텝-다운 또는 벽 컨버터이다. 기본적인 요구사항은 공급 전압이 LED 회로의 순전압보다 높아야 한다는 것뿐이다. 단순성 외에도 벽 컨버터는 최고 전류 스위칭 및 고정 오프-타임에 의한 제어 루프가 필요 없는 정전류 제어,공급 전압에 대해 매우 독립적인 평균 전류와 전류 리플, 개방 부하 보호 기능 불필요에 대한 장점들을 가지고 있다.

기본적인 벽 컨버터 애플리케이션은 EMC의 원인이 되는 입력을 위한 공급 라인 필터, 바이패스 커패시터를 제공하는 Rectifier, 인덕턴스 L, 다이오드를 포함한 스위칭 트랜지스터, 전류 감지 기능을 위한 셉트 레지스터, 공급 전압 생성 기능을 제공하는 제어 IC 등을 포함하고 있다.

고정 다이오드 순전압, 전류 리플이 발생하는 유효 전류보다 높은 전류에 대한 고려사항 등과 같은 몇 가지 사항들을 단순화했으며, 상대적으로 낮은 일부 기생 커패시턴스도 무시했다.

해당 출력 전력에 대해 높은 순전압과 낮은 전류 특성을 가진 LED의 긴 회로는 저전압 고전류 솔루션보다 우수한 효율 특성을 제공한다(예를 들어, LED를 병렬 연결한 경우). 이것은 환류 다이오드와 스위칭 트랜지스터에 의해 주로 발생한다. DC 저항 특성을 가진 인덕턴스가 동일한 방향으로 영향을 미치지만, 상대적으로 높은 전류가 상대적으로 높은 전류 리플과 상대적으로 낮은 인덕턴스를 허용하고 DC 저항에 비례하여 조정된다고 가정할 수 있다. 코어 재료를 개선하고 크기를 증대시켜 인덕터 손실을 감소시킬 수 있다. 스위칭 전류와 전류 리플이 낮아져서 ESR의 전력소모를 낮출 경우에 DC 공급 커패시터의 AC 전류 부하 역시 감소시킬 수 있다.

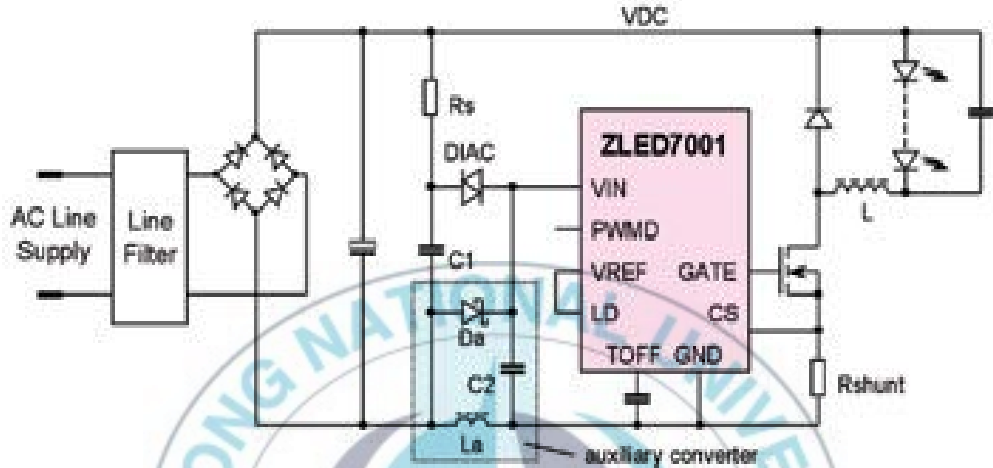
트랜지스터의 경우, 다음과 같이 다양한 파라미터를 고려해야 한다. 낮은 $R_{ds,on}$ 은 동작 시의 도전 손실을 낮추지만, 불행하게도 게이트 및 드레인 전하를 증가시킨다. 트랜지스터의 과도 드레인 전류 용량이 LED 전류보다 상당히 높고, 제어 IC의 게이트 구동 전류가 LED 전류보다 다소 높다고 가정하면, 트랜지스터의 동적 전력소모는 드레인 커패시턴스의 방전과 스위칭 주파수에 의해 결정된다.

드레인 커패시턴스는 드레인 전압의 비선형 함수이며, 데이터 시트에서 확인할 수 있는 것은 일반적으로 해당 드레인-소스 전압에서의 드레인 전하 값이다. 이 값은 전압 의존도에 대한 어떠한 정보도 제공하지 않기 때문에 충분하지 않지만, 초기 추정을 위해서는 충분할 수도 있다. 다음으로 드레인 전하, 평균 DC 전압, 평균 스위칭 주파수를 곱하여 동적 전력소모를 계산할 수 있다.

LED 회로의 순전압이 DC 공급(예를 들어, 35V 특성을 가진 10개의 LED)과 비교하여 낮을 경우, $R_{ds,on}$ 이 상대적으로 높은 경우에도 트랜지스터의 평균 정적 전력소모와 스위칭 듀티 사이클은 낮게 유지된다. 목표는 전체(정적 및 동적) 전력소모를 최소화하는 것이기 때문에 이를 통해 간편하게 소형 트랜지스터를 사용할 수 있으며 비용 역시 절감할 수 있다. 트랜지스터에 의해 발생하는 전력소모의 두 번째 문제는 게이트 구동 회로이다. 게이트 전하와 스위칭 주파수를 곱하여 평균 전류를 구할 수 있다. 게이트 구동 전류를 포함하는 제어를 위한 공급 전류가 DC 공급 전압으로부터 선형적으로 제공된다면 전체 전력소모는 이 전류와 전압의 곱이다. 특히 230VAC 애플리케이션의 경우, 이것이 매우 높을 수 있다.

직렬 인덕턴스 대신에 트랜스포머를 사용하여 이 전력을 낮추고 보조 권선을 통해 전력을 공급 받는 제어 IC를 사용하는 제안들이 있다. 트랜스포머는 일반적으로 ASD(application specific devices)이며, 표준 컴포넌트보다 비용이 상대적으로 높다. 그림 2는 일단 동작을 시작하면 IC에 전력을 공급

하기 위해 매우 작은 보조 인덕터를 채용한 대안적인 솔루션을 제시하고 있다.



[그림2] PFC 기능을 제공하는 부스트 컨버터

‘주’ 컨버터와 달리 이 ‘보조 컨버터’는 ‘비연속 도전 모드’로 동작하는 데, 즉 트랜지스터의 오프-타임 시에 인덕터의 에너지는 IC의 공급 커패시터로 완전 방전된다. 공급된 에너지는 식1과 같다:

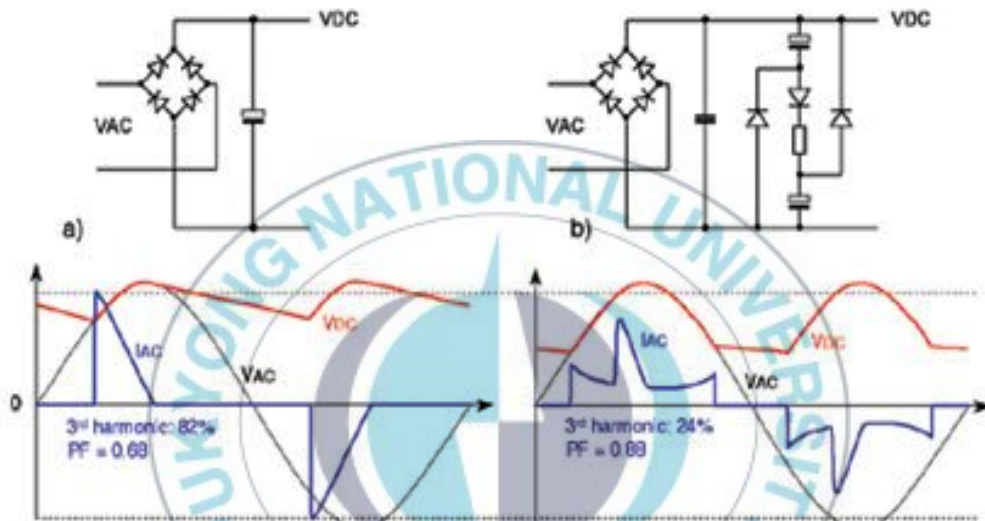
$$W = \frac{1}{2} I_{peak} \cdot L_a \cdot f_s \quad (\text{식1})$$

I_{peak} : 스위칭 전류

L_a : 보조 인덕턴스

수 μH 이면 일반적으로 제어 회로에 수 mA를 공급하는 데 충분하다. 보조 컨버터가 동작을 시작하기 전에 IC의 전력을 증대시켜야 한다. 스타트-업 회로는 DIAC(일반적으로 TRIAC 디머에 사용됨)을 통해 구현되며, 커패시터 C1의 전압이 트리거 수준인 30V~35V를 초과하면 온 상태가 된다.

커패시터 비율에 따라 컨버터의 동작을 개시할 만큼 충분히 높은 전압을 공급하면, C1이 C2로 방전된다. 직렬 레지스터 R_s 의 전력소모를 매우 낮게 유지할 수 있으며, 회로는 낮은 턴-온 지연과 함께 넓은 공급 전압 범위에서 동작한다.



[그림3] Valley Fill 회로와 LED 부하의 라인 전류

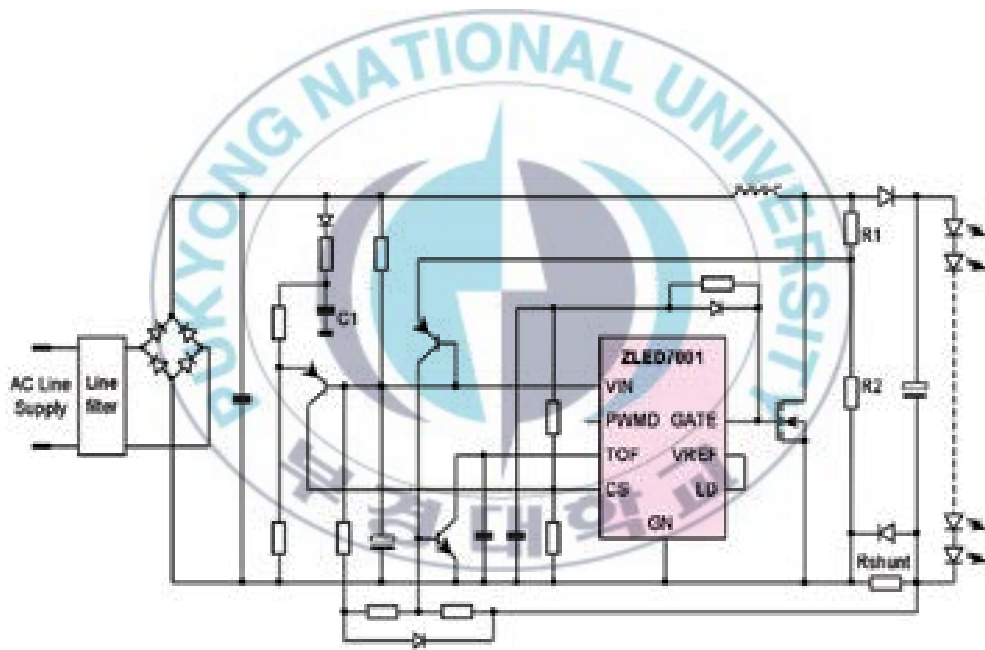
25W 이상의 전력소모 특성을 가진 조명 장비에 대한 규제에 따라 PFC(Power Factor Correction) 기능이 필요하다. 하지만 향후에 전기적으로 제어되는 광원이 극적으로 증가할 것을 고려하여 심지어 낮은 전력 조건에서도 기본적인 종류의 전류 파형 개선 기능만은 적어도 채용해야 한다.

그림 3에 나타난 Valley Fill이 가장 기본적인 수동 형태의 PFC이다. 전류 형태가 전혀 사인파처럼 보이지 않지만, 렉티파이어의 도전 시간이 상당히 증가되고 고조파 콘텐츠는 이에 따라 감소된다. 3개의 추가 다이오드가 추

가적으로 전력을 소모할지라도 시스템 효율이 다음과 같은 2가지 이유로 향상될 수 있다.

첫째, 평균 VDC가 상대적으로 낮기 때문에 전력 트랜지스터의 스위칭 손실을 낮춘다.

둘째, 상대적으로 낮은 고조파 전류 컨텐츠로 인해 라인 필터의 손실이 감소된다.



[그림4] 개방 루프 제어 회로

그림 3 a)와 b)는 각각 단일 바이패스 커패시터와 밸리 펄 회로를 가진 LED 부하의 라인 전류를 제시한다. 상대적으로 높은 전력 등급에 대해서는 이 접근법이 충분하지 않다. 부피가 큰 수동 컴포넌트를 사용하지 않기 위해서 능동 PFC를 적용한다. 사인 곡선 전류의 양호한 근사치를 달성할 수 있기 때문에 중요한 도전 모드에서 고정 온-타임으로 부스트 컨버터를

동작시킬 수 있다. 최고 스위칭 전류는 순간 공급 전압과 비례하며, 인덕터 전류의 영교차가 감지되면 트랜지스터는 다시 온 상태로 전환된다. 전류 형태는 삼각형이며, 스위칭 기간의 평균 전류는 최고 전류의 $\frac{1}{2}$ 이다. 결과적으로 평균 출력 전력은 출력 전압에 상관 없이 일정하다.

일반적으로 LED를 구동하는 보조 컨버터는 PFC 컨버터의 출력으로부터 전력을 공급 받는다. 긴 LED 회로의 순전압이 항상 최대 최고 라인 전압보다 높은 경우에 다른 접근법도 가능하다. 230V $\pm 15\%$ 의 AC 전압에 대한 최대 최고 전압은 374V이다. 최소한 직렬로 연결된 120개의 LED가 필요한데 상당히 많지만 대형 공간의 단일 조명에 대해서는 충분하다. 복수의 칩 LED를 사용하여 이 수를 줄일 수 있는데 예를 들어 4개의 칩을 직렬로 사용하면 30개의 LED를 사용할 수 있어 형광 튜브를 충분히 대체할 수 있다. 이와 같은 경우에 PFC 컨버터의 출력은 LED 회로를 직접 구동할 수 있어 보조 컨버터를 줄일 수 있다. 출력은 정전압보다 높은 정전류 또는 전력이어야 한다. 그림 4에 제시한 회로는 탁월한 안정성을 제공하는 개방 루프 제어를 특징으로 한다.

최고 공급 전압은 C1에 저장되며, LED 전류를 일정하게 유지하기 위해서 피드-포워드된다. 전압 의존도는 비선형적이지만 이 선형 보상 기능을 크기를 적절하게 조정함으로써 $\pm 15\%$ 의 라인 전압 허용공차에 대해 1% 미만의 변동을 달성할 수 있다.

인덕턴스의 영교차는 Rshunt 교차 전압을 통해 감지되기 때문에 Transfomer가 필요하지 않다. 병렬 다이오드는 전력소모를 100mW 미만으로 제한할 수 있다.

개방 부하의 경우에 컴포넌트가 고장을 일으킬 때까지 출력 전압이 증가하기 때문에 모든 부스트 컨버터는 과전압 보호 기능을 필요로 한다. 분배기 R1/R2는 출력 전압을 피드백하여 일반적으로 500V를 초과하면 컨버터를 오프 상태로 전환한다.

단일 컨버터 접근법은 저비용으로 탁월한 효율과 함께 PFC 기능을 제공한다. 적은 수는 다음과 같이 예제를 지원한다.

예) 120(30 x 4)개의 LED는 일반적으로 $400\text{ V}/80\text{mA} = 32\text{W}$ 에서 동작.

전력 소모: $P_{in} = 34.5\text{W}$, 효율 η 93%, 역율 $PF = 0.998$,
3 차고조파 크기는 3% 미만이다.



2.2 SMPS 선택에 따른 LED 광원의 시스템 효율정의

LED Toporogy와 가장 적합한 SMPS를 선택함으로써 라인 구동 LED 광원의 시스템 효율을 정의할 수 있다. 일반적인 DC-DC 컨트롤러를 통해 많은 다양한 아키텍처들을 구현하여 개별 애플리케이션을 위한 최적의 성능으로 저비용을 달성할 수 있다. 본 연구에 제시된 2개의 예제는 PFC를 포함한 긴 LED 스트링의 로우 엔드 제어 방식에 대한 간단한 백열 전구 대체 또는 대형 조명 또는 대형 하이 엔드 조명에 대한 형광 램프 대체를 위한 솔루션들을 제시한다. 소형 디바이스를 통해 많은 다른 요구사항들 역시 해결할 수 있다.



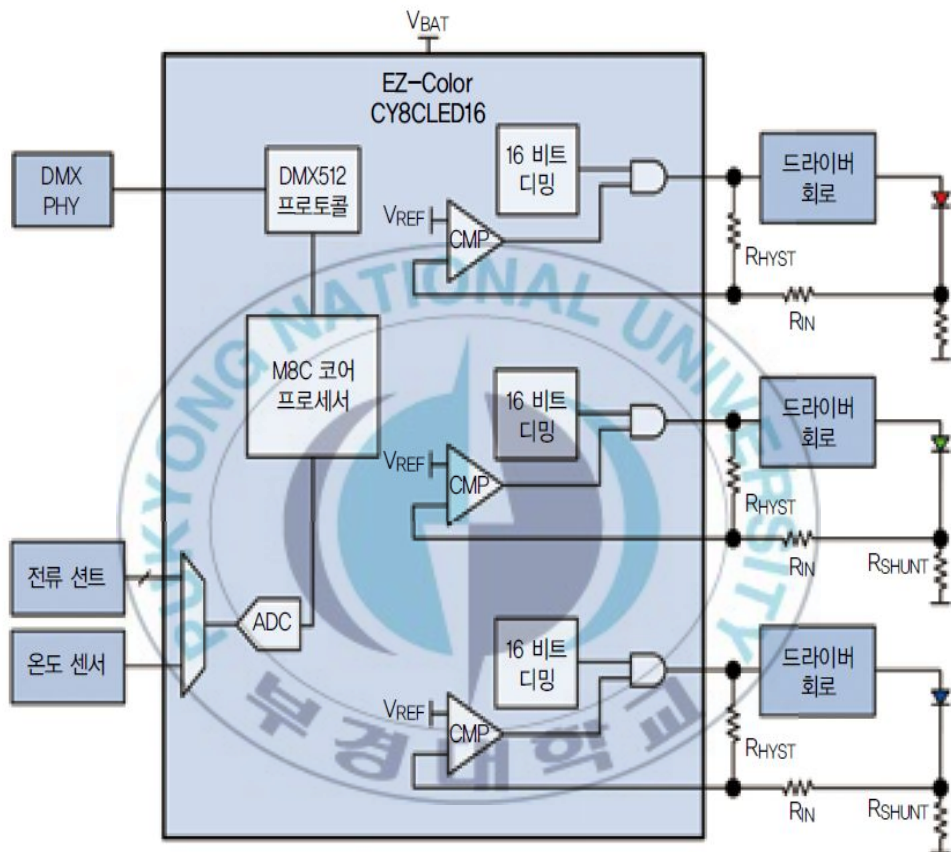
제 3 장 구성에 따른 설계

3.1 Hysteresis Buck Controller

가동시에 인덕터를 흐르는 전류는 콤퍼레이터의 양의 입력부 전압이 음의 입력부 전압보다 커질 때까지 상승한다. 그 후에는 컨버터가 free running 오실레이터 역할을 하여, 두 레벨 사이에서 전류가 충 방전된다.

충전 단계가 시작되는 것은 벅 컨버터의 PFET(p-channel field-effect transistor)가 켜지고 인덕터가 충전되기 시작할 때이다. 콤퍼레이터는 셉트 전압을 측정함으로써 인덕터 전류를 모니터링 한다. 방전 단계는 스레숄드 I_{TH_HIGH} 에 도달할 때 시작된다. 방전 단계에서 전류는 프리휠링 다이오드를 통해 방전된다. 프리휠링 다이오드는 회로 부품들을 유도성 킥백으로부터 보호하며, LED를 켜진 상태로 유지한다. 충전 단계는 LED의 전류가 I_{TH_LOW} 값을 가로지를 때 다시 시작된다.

컨버터가 가동될 때는 충전 단계에 있게 되는데, 이는 인덕터 전류가 I_{TH_HIGH} 스레숄드에 이를 때까지 계속된다. 이 스레숄드에 도달하는 데 걸리는 시간을 상승 시간 t_{rise} 라고 한다. t_{lpt} 는 인덕터 값에 정비례한다. 짧은 상승 시간은 디밍에 중요한데, 이는 펄스폭이 작을수록 보다 높은 해상도의 변조기를 사용할 수 있기 때문이다. 또한 값이 작고 정격 전류도 작은 인덕터들은 값이 큰 인덕터들보다 물리적으로도 보다 작고 저렴하다. 이들은 커다란 값의 인덕터들과 동일한 크기의 패키지로 보다 큰 전류를 다룰 수 있기 때문이다.



[그림5] LED 시스템의 지능 및 정전류 드라이버

그림 5의 CY8CLED16 EZ-Color 디바이스는 이러한 작업에 필요한 아날로그 회로들을 갖추고 있다. 이 디자인의 SMPS Toporogy는 전류 모드로 제어되는 히스테레시스 벅 컨버터 아키텍처이다.

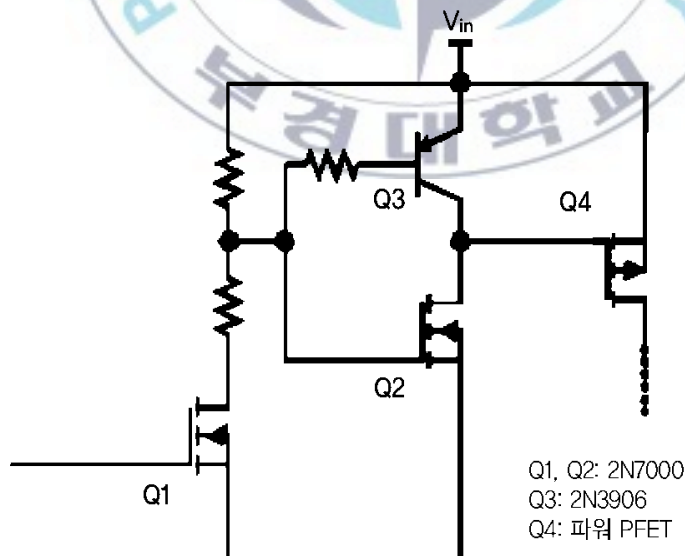
비교기의 응답 시간(t_r)은 출력부가 DAC 레퍼런스를 초과하는 입력 전압에 응답하여 상태를 바꾸는데 걸리는 시간이다. 이를 고려할 경우 LED 전류의 오버슛, 리플 및 평균 값에 영향을 미치게 된다. 평균 전류 오류는 비교기의 유한 응답 시간과 인덕터 파형의 경사 불균형으로 인한 것이다. 입력 전압, 인덕터 값 및 LED 순방향 전압은 최고 전류 오류에 영향을 미친다.

전류 오류는 인덕터 공차와 LED 순방향 전압값의 상이한 변화들에 대해 계산할 수 있다. 그러나 시스템에 8:1 아날로그 멀티플렉서와 프로그래머블 이득 앰프를 갖춘 통합 ADC가 이미 있다면 이를 이용하여 오류를 측정할 수도 있다. 전류 오류는 측정되어 수정 알고리즘에 의해 처리된 뒤, DAC의 출력 전압을 바꿈으로써 새로운 스레숄드 값을 설정한다.

3.2 Level Shift Circuit

그림 6에서 로직 레벨 하이 입력이 Q1의 게이트에 나타나면 Q3는 전압 디바이더를 통해 ‘켜지며’ Q4의 게이트를 V_{IN} 으로 단락시켜 이를 ‘꺼버린다.’ 로직 레벨로가 Q1의 게이트에 나타나면 전압 디바이더에는 아무런 전류도 흐르지 않으며, Q2의 게이트는 V_{IN} 으로 가서 Q4의 게이트를 접지에 단락시키며 PFET를 ‘켄다.’ 따라서 입력이 높은 상태일 때는 스위치가 꺼지며, 입력이 로 상태일 때는 스위치가 켜지는데, EZ-Color 디바이스 내부의 비교기 출력부에 역전이 일어나는 이유는 이 때문이다. 그림 2에서 볼 수 있는 레벨 쉬프팅 회로는 입력 전압이 트랜지스터 Q2 및 Q4를 위한 $V_{GS(MAX)}$ 사양을 초과하지 않는 한 동작한다.³⁾

이 회로는 V_{IN} 의 제너 다이오드와 콘덴서를 제너다이오드의 양극으로부터 접지로 가는 바이어스회로를 이용해 Q2의 소스에 추가하면 보다 큰 입력 범위에서도 사용할 수 있다.



[그림6] Level Shift Circuit

3.3 Tool Solution

히스테레시스 벅 컨버터의 구현에는 PSoC Designer에 사용자 모듈을 배치함으로써 IC의 아날로그 섹션과 디지털 섹션들 사이를 인터페이스 시키는 작업이 수반된다.

비교기 사용자 모듈은 연속 시간 블록에 배치되며, 그 음의 입력은 두 개의 스위칭 컨덴서 아날로그 블록들에 배치된 9비트 DAC에 의해 공급된다. 비교기의 양의 입력은 4:1 멀티플렉서를 통해 배선된다.

출력은 비교기의 디지털 버스로 배선되며, 이곳에서 역전되어 레벨 쉬프터 회로의 역전 상태를 무효화 시킨다. 비교기의 디지털 버스는 칩의 디지털 섹션으로 들어가는데, 이곳이 디지털 신호의 배선이 이루어지는 곳이다. EZ-Color 아날로그 및 디지털 블록들이 벅 컨버터를 구현하도록 구성하기 위해 COMP_BUF 블록은 비교기 버스를 디지털 섹션으로 배선하며, 이것은 이곳에서 전력 회로로 배선될 수 있다. 이것은 제어 회로에 바로 배선되는 대신에 16비트 PWM 디지털 블록의 출력과 AND 되어 디밍 기능을 구현한다. 이러한 배치의 세 가지 카피를 배치하여 세 채널의 디밍 가능한 출력을 갖는 보다 복잡한 시스템을 구현할 수 있다.

세 개의 벅 컨버터를 구현하고 각각의 채널을 PrISM(Precise Illumination Signal Modulation) 혹은 PWM으로 디밍 시킴으로써 3채널 LED 시스템의 색상을 제어할 수 있다.

이 연구에는 16비트 해상도의 디밍이 사용되었다. 그 이유는 낮은 조도에서 정밀한 색상 제어기능을 유지하기 위해서는 16비트가 필요로 하기 때문이다. 백 퍼센트 조도에서 정확한 매칭을 위한 해상도 요건은 8비트에 불과하다.

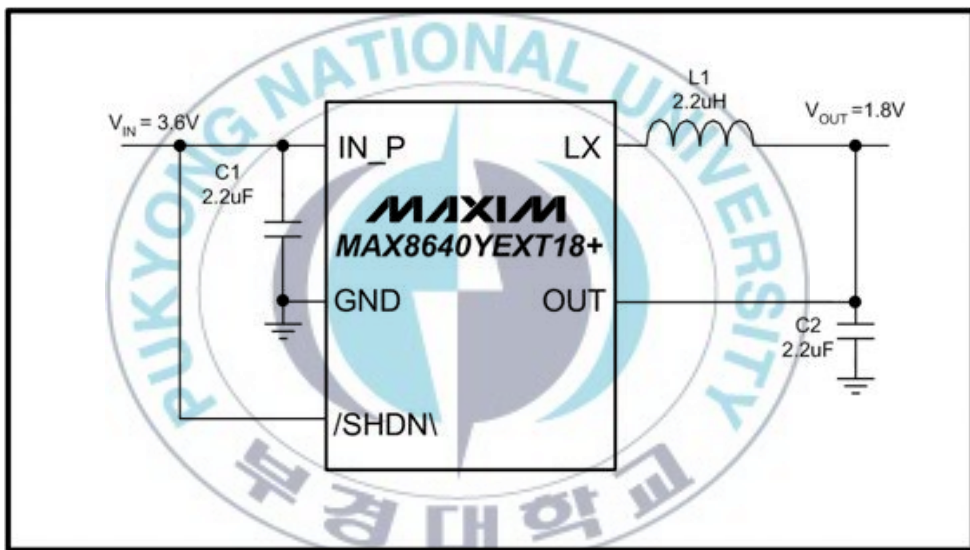
반면에 1퍼센트 조도에서의 매칭을 위한 해상도 요건은 14.6비트로 늘어나게 된다. 16비트 해상도 PWM의 디밍 주파수는 대략 732Hz로서, 이는 육안으로 인지할 수 있는 주파수보다 훨씬 높다. 이 디밍 주파수는 PWM 블록을 48MHz로 클러킹 함으로써 달성할 수 있다.

혼성신호 MCU들이 LED 조명 시스템의 제어에 사용되는 이유 가운데 하나는 이들이 대개 ASIC으로 구현되는 기능들 중에서 상당한 부분을 통합하고 있기 때문이다.



3.4 SMPS Toporogy 및 변환 원리

SMPS는 DC 입력 전압을 회로 Toporogy에 따라서 각기 다른 DC 출력 전압으로 변환할 수 있다. 엔지니어링 분야에서 여러 Toporogy가 이용되고 있지만 기본적으로 널리 이용되는 것은 많지 않으며 변환 기능에 따라 스텝 다운(벅), 스텝 업(부스트), 스텝 업/스텝 다운(벅-부스트 또는 인버터)으로 분류할 수 있다.

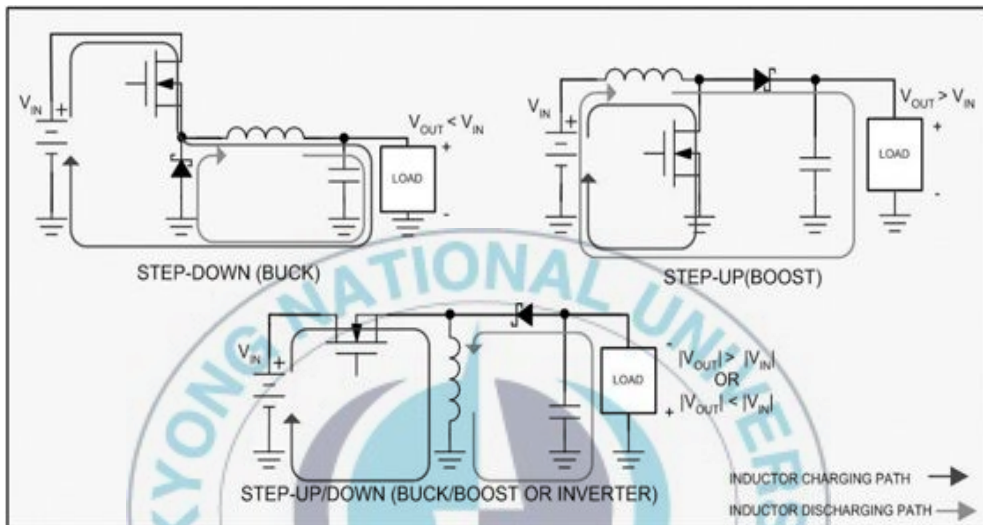


[그림7] 스텝 다운 SMPS 회로 IC

그림 7은 이들 3개의 기본 Toporogy를 보여준다.

이러한 모든 Toporogy에는 MOSFET 스위치, 다이오드, 출력 커패시터, 인덕터가 포함되어있다. 회로 상에서 능동 제어형 소자인 MOSFET은 컨트롤러(그림에서는 표시 안 됨)로 인터페이스하고 MOSFET 게이트로 펄스 폭 변조(PWM) 구형파 신호를 인가함으로써 소자를 ON 및 OFF로 전환한다.

출력 전압을 일정하게 유지하기 위해 컨트롤러가 SMPS 출력 전압을 검출하고 구형파 신호의 듀티 사이클(D)을 변조하여 매 스위칭 기간(t_s)에 MOSFET이 ON인 시간의 양을 지정한다.



[그림8] 기본형 SMPS 토폴로지 - 벅, 부스트, 벅/부스트

구형파의 ON 시간과 기간의 비율(t_{ON}/t_s)인 D의 값이 다음에 설명하는 바와 같이 SMPS 출력에서 나오는 전압에 직접적으로 영향을 미친다.

MOSFET의 상태에 따라 SMPS 회로를 충전 위상(charging phase)과 방전 위상(discharging phase)의 2개 위상으로 나눌 수 있으며, 이 두 위상이 인덕터의 에너지 전달을 보여준다(그림8의 루프 참조).

충전 위상 때 인덕터에 저장된 에너지가 방전 위상 때 출력 부하 및 커패시터스로 전달된다. 커패시터는 인덕터가 충전 중일 때 부하를 지원하며 출력 전압을 유지한다. 이와같은 순환 에너지 전달이 출력 전압을 Toporogy에 따라 적당한값으로 유지한다.

인덕터는 매 스위칭 사이클에서 전원 → 부하로 흐르는 에너지 전달에 있어서 매우 중요한 역할을 담당한다. 인덕터가 없다면 MOSFET이 스위칭할 때 SMPS가 동작하지 않을 것이다. 인덕턴스(L)에 저장된 에너지(E)는 이의 전류(i)에 종속적이며 식2로 나타난다..

1

$$E = \frac{1}{2} \times L \times i^2 \quad (\text{식2})$$

그러므로 인덕터의 에너지 변화량은 이의 전류의 변화량(ΔI_L)으로 측정할 수 있으며, 이는 특정한 시간(Δt)에 대해 인가된 전압(V_L)에 따른 것이다.

$$\Delta I_L = \frac{V_L \times \Delta t}{L} \quad (\text{식3})$$

식3의 전류 변화량은 선형 램프(linear ramp)이다. 매 스위칭 위상 때 인덕턴스로 정전압이 인가되기 때문이다. 스위칭 위상 때의 인덕터 전압은 극성 및 V_{IN}/V_{OUT} 관계에 주의를 기울이면서 Kirchhoff의 전압 루프를 수행함으로써 판단할 수 있다.

예를 들어, 방전 위상 때 스텝 업 컨버터의 인덕터 전압은

$-(V_{OUT} - V_{IN})$ 이다. $V_{OUT} > V_{IN}$ 이므로 인덕터 전압은 negative 이다.

충전 위상이면 MOSFET이 ON이고 다이오드가 역방향 바이어스(reverse bias)되며, 전압 소스에서 인덕터로 에너지가 전달된다(그림 8).

V_L 이 positive 이므로 인덕터 전류가 상승한다. 또한 출력 전압을 일정하게 유지하기 위해 출력 커패시턴스가 저장했던 에너지를 이전 사이클에서 부하로 전달한다. 방전 위상이면 MOSFET이 턴 오프하고 다이오

드가 순방향 바이어스(forward bias)되어서 전도 상태가 된다.

소스가 더 이상 인덕터를 충전하지 않으므로 인덕터의 단자가 극성을 교환하여 에너지를 부하로 방전하고 출력 커패시터를 보충한다(그림8). 위의 동일한 관계에 따라 인덕터가 에너지를 보냄으로써 인덕터 전류가 하강한다.

충전/방전 사이클이 반복되며 안정 상태의 스위칭 조건을 유지한다. 이 회로가 안정적인 상태로 진행하는 동안 인덕터 전류가 최종적인 레벨로 수렴하는데, 이는 2개의 회로 위상 때 구축된 DC 전류와 상승된 AC 전류(또는 인덕터 리플 전류)의 중첩이다.

DC 전류 레벨은 출력 전류와 상관관계인데이는 SMPS 회로의 인덕터 위치에 따라 달라진다. 출력으로 DC를 제공하기 위해서는 SMPS를 이용해서 리플전류를 필터링해야 한다. 이 필터링 동작은 출력 커패시터에 의해 수행되는데 커패시터는 고주파 AC 전류[$X_C = 1/(2\pi fC)$]를 잘 통과시킨다.

예기치 않은 출력 리플 전류가 출력 커패시턴스를 통과하면 전류가 접지로 전달되어 커패시터의 전하를 유지한다. 그러므로 출력 커패시턴스가 출력 전압을 안정화한다. 하지만 실제 애플리케이션에서는 출력 커패시터의 등가 직렬 저항(ESR : Equivalent Series Resistance)이 이를 통과해서 흐르는 리플 전류에 비례하는 출력 전압 리플을 발생시킨다.

그러므로 출력 전압을 일정하게 유지하고 부하로 공급하기 위해 소스, 인덕턴스, 출력 커패시터 사이에 에너지가 왕복한다. SMPS의 에너지 전달이 어떻게 출력 전압과 변환 비율을 결정하는 것은 주기적 파형에 인가될 때의 안정 상태를 이해함으로써 간단히 계산할 수 있다.

안정적인 상태로 되기 위해서는 기간 t_S 로 반복되는 변수가 각 기간의 시작과 끝에서 동일해야 한다.

인덕터의 경우, 위에서 제시한 충전 및 방전 위상으로 인해 인덕터의 전류가 규칙적이므로 PWM 기간이 시작될 때의 인덕터 전류는 끝날 때의 인덕터 전류와 동일해야 한다. 이는 다시 말해서 충전 위상 때 인덕터 전류의 변화량(ΔI_{CHARGE})이 방전 위상 때의 인덕터 전류의 변화량($\Delta I_{DISCHARGE}$)과 동일해야 한다는 뜻이다.

위의 ΔI 공식을 이용하여 식 4의 Volt-sec 법칙을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} |\Delta I_{CHARGE}| &= |\Delta I_{DISCHARGE}| \\ \left| \frac{V_{L(CHARGE)} \times D \times t_S}{L} \right| &= \left| \frac{V_{L(DISCHARGE)} \times (1-D) \times t_S}{L} \right| \quad (\text{식4}) \\ |V_{L(CHARGE)}| \times D \times t_S &= |V_{L(DISCHARGE)}| \times (1-D) \times t_S \end{aligned}$$

[표1] SMPS 변환 비율

TOPOLOGY	전압 변환 비율	전류 변환 비율
스텝 다운	$V_{OUT}/V_{IN}=D$	$I_{IN}/I_{OUT}=D$
스텝 업	$V_{OUT}/V_{IN}=1/(1-D)$	$I_{IN}/I_{OUT}=1/(1-D)$
스텝 업/다운	$V_{OUT}/V_{IN}=D/(1-D)$	$I_{IN}/I_{OUT}=D/(1-D)$

그림 8의 SMPS 회로를 관찰해서 이상적인 안정 상태 전압 및 전류 변환 비율을 쉽게 구할 수 있다. 스텝 다운 회로의 경우, 충전 회로 주변의 Kirchhoff 전압 루프에 의해 인덕터 전압이 $(V_{IN}-V_{OUT})$ 이라는 것을 알 수 있다. 마찬가지로 방전 위상회로 때 인덕터 전압은 $-V_{OUT}$ 이다. 그러므로

Volt-sec 법칙을 이용하여 전압 변환 비율을 구할 수 있다.

$$|V_{IN} - V_{OUT}| \times D = |-V_{OUT}| \times (1 - D) \quad (\text{식5})$$

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = D \quad (\text{식6})$$

이상적인 회로일 경우, 입력 전력은 출력 전력과 동일하다. 그러므로 전류 변환 비율은 다음의 식과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} P_{IN} &= P_{OUT} \\ I_{IN} \times V_{IN} &= I_{OUT} \times V_{OUT} \\ \frac{I_{IN}}{I_{OUT}} &= \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = D \end{aligned} \quad (\text{식7})$$

이러한 결과에서, 스텝 다운 컨버터는 D의 비율로 V_{IN} 을 감소시키며 입력 전력은 부하 전류의 D의 배수라는 것을 알 수 있다. 표 1은 그림 8에서 설명한 Toporogy의 변환 비율을 나타낸 것이다.

제 4 장 결 론

LED 드라이버를 MCU에 통합시키면 전체 시스템 솔루션의 크기가 줄어든다. 현재로서는 MCU의 지능을 갖춘 고출력 스위칭 모드 파워서플라이(SMPS) 컴포넌트들을 포함하고 있는 솔루션에 관한 연구가 진행되고 있다. 본 연구를 통해 관련 솔루션을 증명하고 또한 Topology의 구현하였다.

본 연구에 제시된 PFC를 포함한 긴 LED 스트링의 로우 엔드 제어 방식에 대한 간단한 백열 전구 대체 또는 대형 조명 또는 대형 하이 엔드 조명에 대한 형광 램프 대체를 위한 솔루션들을 제시한다.

소형 디바이스를 통해 많은 다른 요구사항들 역시 해결할 수 있다. 입력 전압 범위에 맞추어 구성된 Toporogy의 한계성을 극복하고 높은 입력 전압에 대한 효율을 보상하기 위해 연결한 Toporogy를 구성 및 낮은 조도에 서 정밀한 색상 제어기능을 유지하기 위해서는 16비트를 적용한 전류 모드 로 제어되는 벡 컨버터 아키텍처를 구현함으로써 정전류로 LED를 구동하기 위한 저가의 SMPS Toporogy를 제공해 준다. 통합 혼성신호 솔루션들은 부품 비용을 절감해줄 뿐만 아니라 설계 사이클도 완화시켜 주기 때문에 조명 디자인에 매우 적합하다. SMPS 제어장치, 컬러 믹싱 지능 그리고 인터페이스가 통합되어 있으므로 많은 LED 조명 어플리케이션 디자인들에 효율적 사용이 가능할 것이다.

참고 문헌

- [1] Patrick Prendegast, "SMPS Topology", Electronic engineering Times-Korea. 2008.
- [2] 김희준, 스위칭 전원의 기본설계, 성안당, 2002
- [3] 김래현, 이주성, 정봉만, 장우진, 한수빈, 홍창희, 황병근 공저, "고출력 LED 빛 고체광원 조명기술" 아진, 2006.
- [4] G. J. Shell, F. S. IIWll, S. II. TU, etc., "The heat dissipation performance of LED applied a MHP," Proc. of SPIE, Vo1.5941, pp.594131N-I-8, 2005.
- [5] Y. F. Lin, Paresh C. Sen, "New class-E DC-DC converter topologies with constant switching frequency", IEEE Trans. on Industrial Applications, Vol.:12, No.4, July/ August HHJ6
- [6] Mehmet Arik, Charles Beeker, Stanton Weaver, and James Petroski, Thermal management of LEDs:package to system," Proc. of SPIE, Vo1.51 H7, H4(2004).
- [7] K. H. Billings, Switchmode Power Supply Handbook, IVICGraw-Hill, 1999.

감사의 글

먼저 본 논문이 나오기까지 부족한 저에게 아낌없이 열의와 성의를다해 지도해주신 배종일 지도교수님께 진심으로 감사를 드립니다.

아울러 논문이 완성되기까지 부족한 점을 보완해 주시고 더욱더 좋은 논문이 나올 수 있도록 지도 심사해 주신 담당 교수님들께도 깊은 감사를 드립니다.

대학원 입학동기이자 직장동료인 김용욱님에게 그동안 큰 도움 이 자리를 빌어 고맙다는 말도 전하며 학업과 일을 병행함에 있어 한국나이스 회장님이하 동료분들께도 미안한 마음과 고마운 마음이 듭니다.

항상 부족한 나를 뒤에서 응원하는 나의 마누라 이수경 백령도에서 해병대에 복무중인 큰아들 수민 나와 같은 전기인의 길을 가고 있는 작은 아들 성민 그리고 내가 아는 모든 사람들과 이 작은 기쁨을 나누고자 합니다.

마지막으로 많은 것이 부족한 저에게 이 논문을 무사히 끝낼수 있도록 물심양면 으로 성원과 격려를 아끼지 않고 보내주신 여러분께 다시한번 감사의 말을 전하며 여러분 사랑합니다.

2012년 12월

박 병 진