



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](#)



碩士學位論文

PWM 및 PFM 제어 기반  
LED 전광판 전원회로 설계

濟州大學校 大學院

通信工學科

李 始 勳

2011 年 12 月



# PWM 및 PFM 제어 기반 LED 전광판 전원회로 설계

指導教授 林 載 允

李 始 勳

이 論文을 工學 碩士學位 論文으로 提出함

2011 年 12 月

李始勳의 工學 碩士學位 論文을 認准함

審査委員長 金 興 洙 印

委 員 林 載 允 印

委 員 康 鎭 植 印

濟州大學校 大學院

2011 年 12 月

# Power Supply Design for LED Display board Based on PWM & PFM Control Methods

Si-hoon Lee  
(Supervised by professor Jea-Yun Lim)

A thesis submitted in partial fulfillment of the requirement for the degree of  
Master of Science

2011. 12.

This thesis has been examined and approved.

.....  
Thesis director, Heung-Soo Kim, Prof. of Telecom. Eng.  
.....

.....  
Thesis director, Jea-Yun Lim, Prof. of Telecom. Eng.  
.....

.....  
Thesis director, Jin-Shig Kang, Prof. of Telecom. Eng.  
.....

.....  
(Name and signature)

2011-12-19

.....  
Date

DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATION ENGINEERING  
GRADUATE SCHOOL  
JEJU NATIONAL UNIVERSITY



## 목 차

Abstract .....	1
I. 서론 .....	2
II. SMPS(Switching Mode Power Supply) .....	4
1. SMPS의 기본 원리 .....	4
2. 전류 연속 모드와 전류 불연속 모드 .....	10
III. PWM/PFM 제어기법 .....	13
1. Pulse Width Modulation 제어 .....	14
2. Pulse Frequency Modulation 제어 .....	16
IV. 디지털 제어 기반 LED 전광판 전원회로 설계 .....	19
1. PWM/PFM 제어기법 기반 Buck 변환기 .....	19
2. LED 전광판 전원회로 설계 .....	28
V. 실험 및 결과 .....	34
1. 실험 환경 .....	34
2. 실험 방식 .....	37
3. 실험결과 및 분석 .....	38
VI. 결론 .....	44
참고문헌 .....	46



## Abstract

In this paper, We design the optimal power supply for LED Display board. The power supply used in the display board provides the LED module with 5V. The proposed power supply provides the LED module with LED driving voltage by color.

The power supply is controlled by digital control program. The initial duty of the control program sets output voltage of buck converter to be 2.6V and 3.8V. The power supply uses control program for stable output voltage. The proposed power supply operate in PWM(Pulse Width Modulation) control at moderate to heavy loads, under light load condition the converter operate in PFM(Pulse Frequency Modulation) control. The power supply can be switched to PWM control mode when the load current is greater than 60mA, and can be switched to PFM control mode when load current is under 60mA.

Simulation was used the EVM board and the LED module. We checked by simulation that the PWM and PFM function of power supply work fine and measured the efficiency of the power supply. When the load current is under 60mA, efficiency of power supply is 8% higher than.

When the LED module is operated by using the proposed power supply, the power consumption of the proposed power supply is 40% less than before. The proposed power supply provides the LED module with the necessary voltage to reduce power consumption of LED module.

## I. 서론

LED는 반도체의 특성을 이용하여 전기신호를 적외선 또는 빛의 신호를 보내고 받는 발광 다이오드를 뜻한다. 일반 백열전구에 비하여 소비전력은 1/8수준이며, 발광효율이 높고, 수명은 반영구적인 장점을 갖고 있어 친환경적인 광원이다. 이런 장점 때문에 고출력 LED의 옥외전광판, 조명 등의 사용이 늘고 있다. 고출력 LED의 전원 구동 장치는 선형레귤레이터 방식, 펄스구동방식에서 평균전압에 의한 전류제어 방식, SMPS(Switching Mode Power Supply)등의 다양한 전류제어용 LED 드라이브가 연구되고 있다.<sup>[1]</sup> SMPS는 반도체 소자의 스위칭 프로세스를 이용하여 전력의 흐름을 제어함으로써, 전자, 정보, 통신 기기에 많이 이용되고 있다. SMPS는 반도체 스위치의 사용으로 인하여 저 손실을 특징으로 하는 전원으로 에너지 축적 소자인 트랜스포머, 인덕터 및 커패시터 등의 수동 소자가 구성요소이다.<sup>[2]</sup> 전광판 등에서 주로 사용되는 기존의 LED 모듈을 구동하기 위하여 LED에 필요한 전압이 아니라 일괄적으로 5V의 전압을 공급하여 에너지의 낭비가 발생하게 된다. 5V의 전압을 LED에 가하는 기존의 전원회로는 LED가 소비하는 전압보다 공급되는 전압이 더 크기 때문에 불필요하게 낭비되는 전력이 생기게 되고 효율이 떨어지는 단점이 있다.

DC-DC 변환기는 고효율, 안정성 개선 및 소형화를 위한 지속적인 연구개발을 통하여 많은 성과를 거두고 있으나 소자개선, 회로구조변경, 또는 제어특성 개선 등의 아날로그적인 제어 방식에 대한 연구 개발이 대부분을 차지하고 있다. 그러나 아날로그 적인 제어방식은 비선형 시스템에 대한 수학적 모델링이 어렵기 때문에 고성능의 제어기나 제어 알고리즘을 설계하는 데는 어려움이 있으며 스위칭 변환기를 위한 아날로그 제어기는 스위칭 작용과 노이즈가 섞인 출력전압으로 인한 컴포넌트의 출력변화에 상당히 민감하다는 단점이 있다. 기존의 아날로그 제어기를 이용하여 PWM(Pulse Width Modulation)/PFM(Pulse Frequency Modulation) 제어기법을 사용하는 방법이 연구되고 있다. 아날로그 제어기를 이용한 방식은 전원회로에 PWM 제어회로와 PFM 제어회로를 나누어 배치하여 전

원회로를 제어한다.<sup>[3]-[5]</sup> 아날로그 제어기를 사용한 방법은 전원회로의 전체 크기가 커질 뿐만 아니라 비선형 시스템에 대한 수학적 모델링이 어렵기 때문에 고성능의 제어기나 제어 알고리즘을 설계하는데 어려움이 있으며 스위칭 변환기를 위한 아날로그 제어기는 노이즈와 스위칭 작용과 노이즈가 섞인 출력전압으로 인한 컴포넌트의 출력변화에 상당히 민감하다.<sup>[6],[7]</sup>

본 논문에서는 전광판에서 사용되고 있는 LED 모듈에 최적화된 SMPS를 설계한다. 전광판에서 사용되는 기존 전원회로는 LED 모듈에 일괄적으로 5V를 공급한다. 본 논문에서는 색상별 LED 구동에 필요한 전압만을 공급하도록 하기 위해 디지털 제어프로그램을 사용하여 Buck 변환기3개를 스위칭하는 전원회로를 설계한다. LED 모듈에 제안된 전원회로를 사용하여 에너지를 공급한 후 LED 모듈을 동작시켜 소비전력 측정한다. 제안된 전원회로를 사용하였을 경우의 소비전력과 기존 전원회로를 사용하였을 경우의 소비전력을 비교, 분석한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 SMPS의 동작원리와 특징에 대해 기술하며, 전원의 전류 연속 모드와 전류 불연속 모드에 대해 기술한다. III장에서는 변환기의 컨트롤에 사용되는 제어기법에 대해 기술한다. IV장에서는 본 논문에서 제안된 LED 전광판을 위한 전원회로를 설계한다. V장에서는 제안된 전원회로를 테스트를 하여 그 시뮬레이션 결과를 통해 기존 전원회로와의 소비전력을 비교, 분석 한다. 마지막으로 VI장에서 결론을 맺는다.



## II. SMPS(Switching Mode Power Supply)

SMPS는 전력용 트랜지스터 등 반도체 소자를 스위치로 사용하여 직류 입력 전압을 일단 구형파 형태의 전압으로 변환한 후 필터를 통하여 제어된 직류 출력 전압을 얻는 장치이다. 이때 직류 출력 전압의 제어는 스위치의 온, 오프 시간을 제어함으로써 이루어진다. SMPS의 동작은 직류(입력)에서 직류(출력)로의 변환(DC-DC Conversion)을 기본으로 하고 있으므로 SMPS를 DC-DC 변환기(DC-DC Converter)라고 부르기도 한다.

### 1. SMPS의 기본 원리

입력 전압이 들어올 때 입력 전압 또는 부하의 변동과 관계없이 부하에 일정한 전압을 공급하는 가장 쉬운 방법은 부하에 가변 저항을 연결해서 부하 양단의 전압이 일정하도록 입력 전압에 맞추어 가변 저항을 계속 조절하는 것이다. 이것이 선형 레귤레이터의 기본 원리이다. 그러나 전기적 변동 속도를 기계적 속도가 따라갈 수 없기 때문에 가변 저항을 사용할 수는 없다. 따라서 선형 레귤레이터는 선형 영역 내에서 작동되는 트랜지스터나 FET를 사용하여, 입력된 전압에서 과도한 전압을 제거해 줌으로써 원하는 출력 전압을 생성해 주는 장치이다. 반면, SMPS는 트랜지스터를 스위치로 사용하여 출력 전압을 제어함으로써 트랜지스터의 전력 손실이 이상적으로 0이 되어 회로 전체의 효율이 상당히 높아진다. 이와 같이 SMPS는 기존의 선형 제어 방식의 파워 서플라이에 비해 고효율, 소형 및 경량이라는 특징이 있다.

SMPS의 종류는 표 1에서와 같이 크게 비절연형 변환기와 절연형 변환기, 공진형 변환기로 나눌 수 있다. 비절연형 변환기에는 Buck 변환기, Boost 변환기, Buck-Boost 변환기가 있고, 절연형 변환기에는 Flyback 변환기, Forward 변환

기, Push-pull 변환기 Half-Bridge 변환기, Full-Bridge 변환기가 있다. 공진형 변환기는 변환기 제작시 설계 기법에 따라 결정된다.

Table 1. Type of SMPS

절연상태	종류	특성
Nonisolated	Buck Converter	$V_{in} > V_{out}$
	Boost Converter	$V_{in} < V_{out}$
	Buck-Boost Converter	$V_{in} > V_{out}$ or $V_{in} < V_{out}$
Isolated	Flyback Converter	200W 이하
	Forward Converter	300W 이하
	Push-pull Converter	500W 이하
	Half-Bridge Converter	1kW 이하
	Full-Bridge Converter	2kW 이하

그림 1은 Buck 변환기의 기본 구조를 나타낸다. Buck 변환기는 트랜지스터를 스위치로 사용하여 스위치가 도통 상태일 경우에만 입력받은 에너지를 출력단의 인덕터로 보내는 방식을 사용하여 입력 전압보다 출력전압이 저 강압형 변환기이다.

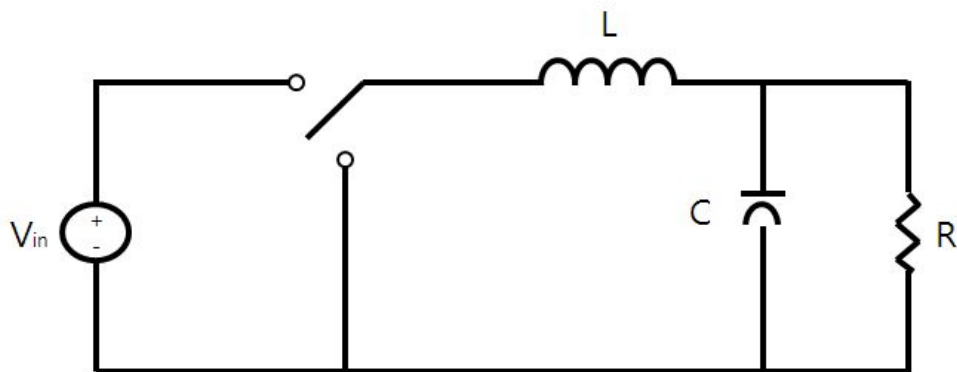


Fig. 1. Buck converter

DC-DC 변환기의 스위치가 도통시간  $DT_s$ , 주기  $T_s$ 로 온, 오프를 반복하고 있다면 이때의 출력전압의 파형은 그림 2와 같이 나타나게 된다. 즉, 스위치가 도통인 시간동안에는 입력 전압  $V_{in}$ , 스위치의 차단 시간 동안에는 0으로 된다.

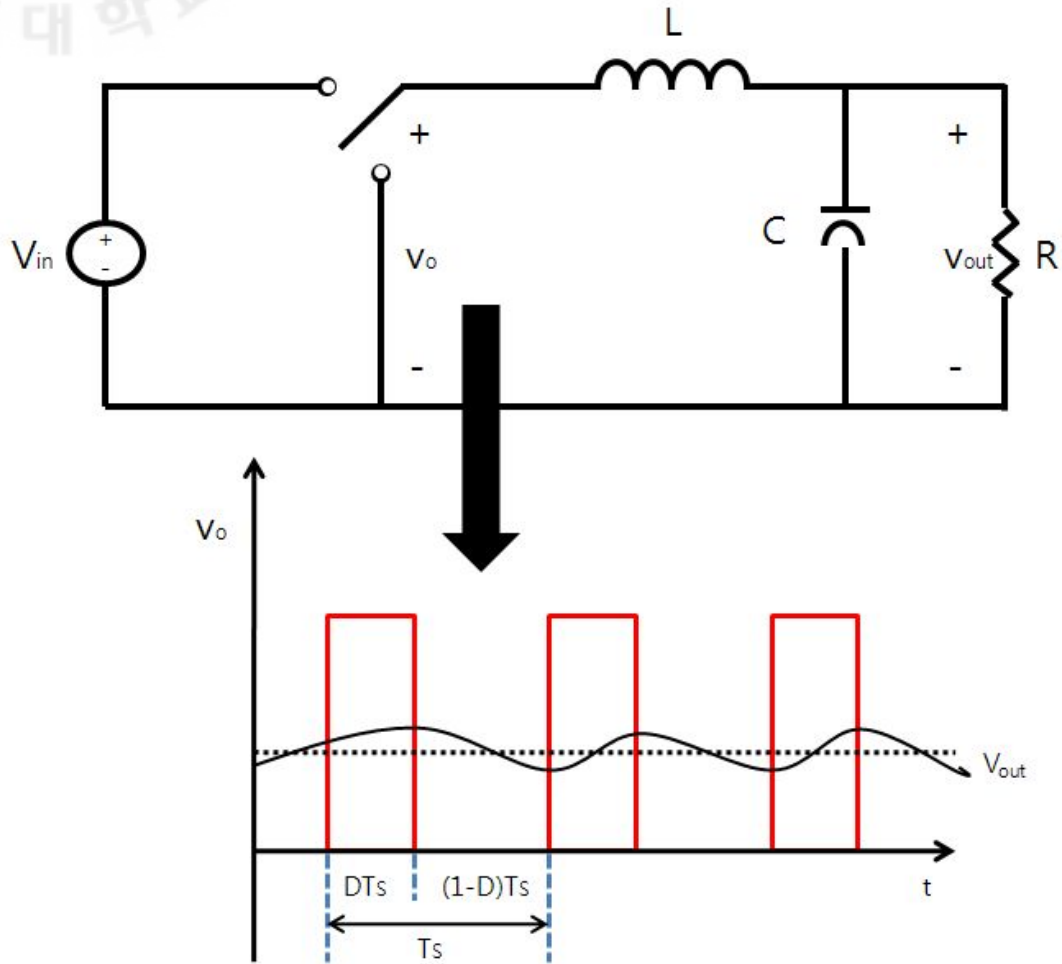
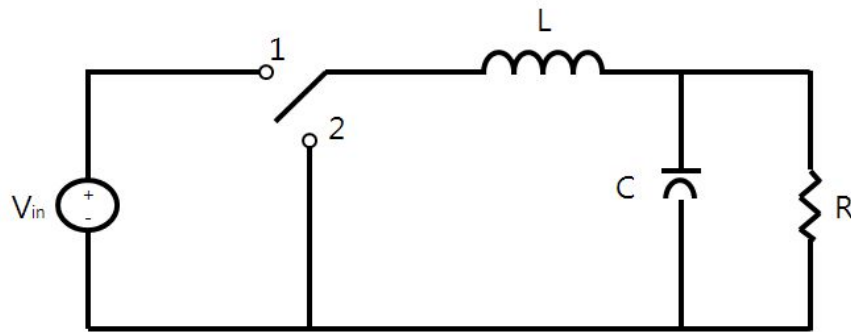


Fig. 2. Switching output voltage of Buck converter

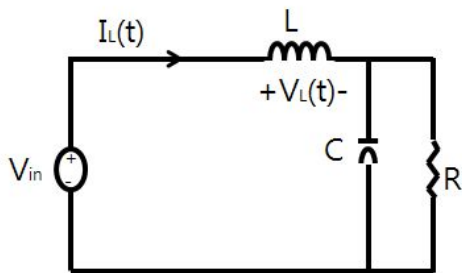
스위칭 출력전압  $v_o$ 를 직류 값으로 평활하기 위하여 LPF(Low Pass Filter)를 사용한다. 펄스파 형태의 출력이 LPF를 지나면 그림 2의  $V_{out}$ 과 같이 나타난다. 출력전압  $V_{out}$ 은 스위치가 도통인 시간만큼의  $V_{in}$ 의 평균값으로 나타난다. 그림 2를 이용하여 출력전압  $V_{out}$ 를 구하면 식(1)과 같고,  $D$ 에 비례한다는 것을 알 수 있다.

$$V_{out} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_o dt = DV_{in} \quad (1)$$

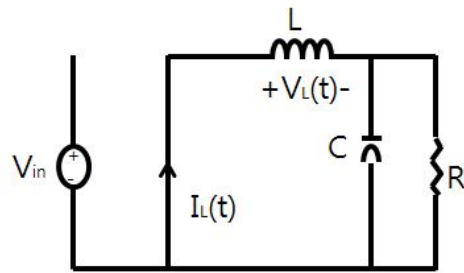
여기서  $v_o$ 는 스위치 뒷단의 전압을 말한다.  $D$ 는 한 주기  $T_s$ 에 대한 스위치의 도통 시간  $DT_s$ 의 비이며 이것을 Duty Ratio 라고 한다.<sup>[11]</sup>



(a) Buck converter



(b) Switch in position 1



(c) Switch in position 2

Fig. 3. Buck converter circuit by the switch state

Buck 변환기의 동작은 DC-DC 변환을 기본으로 하고 있다. 그림 3은 스위치의 온, 오프상태에 따른 Buck 변환기의 회로상태를 나타낸 것이다. 스위치가 도통인 상태에서의 인덕터 전압  $V_L$ 은 입력전압과 출력전압의 차이이며, 스위치가 차단상태에서의 인덕터 전압  $V_L$ 은 출력전압의 마이너스 값으로 나타나게 된다. 그림 4는 스위치의 온, 오프 상태에서 인덕터  $L$ 에 흐르는 전류의 파형을 나타낸 것이다. 스위치가 도통인 구간에서는 인덕터에 흐르는 전류가 서서히 상승하고, 스위

치가 차단인 구간에서는 인덕터에 흐르는 전류가 서서히 감소한다.

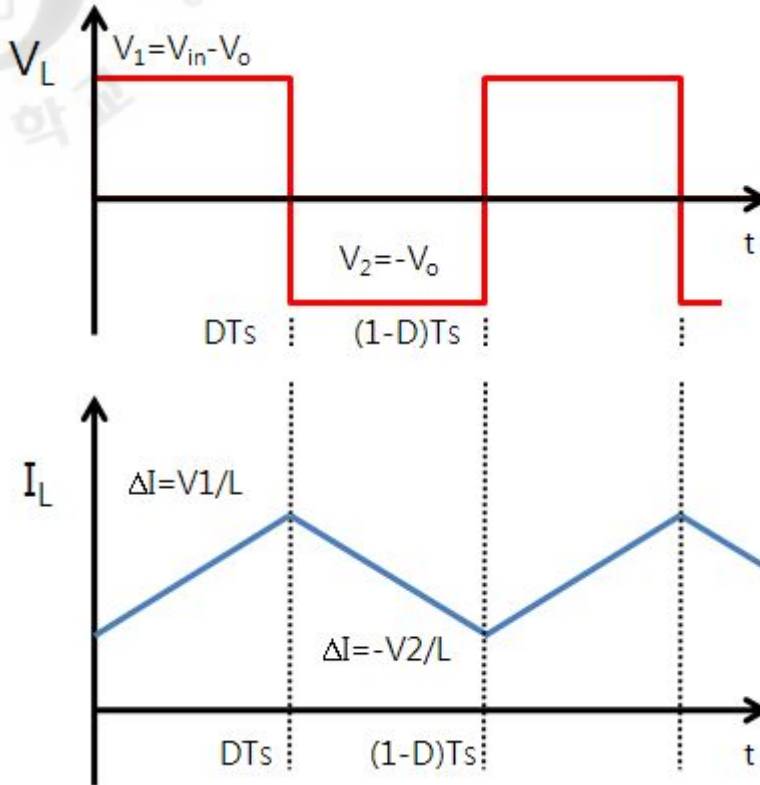


Fig. 4. Inductor current

인덕터의 전류 변화량을  $\Delta i$ , 시간 변화량을  $\Delta t$ . 인덕턴스 값을  $L$ 이라 할 때, 인덕터에 걸리는 전압  $V_L$ 은 식(2)과 같다.

$$V_L = L \frac{di}{dt} = L \frac{\Delta i}{\Delta t} \quad (2)$$

식(2)을 전류 변화량  $\Delta i$ 에 관하여 정리하면 식(3)과 같다.

$$\Delta i = \frac{V_L}{L} \Delta t \quad (3)$$

스위치가 도통일 때 인덕터 전압  $V_1$ 은  $V_i - V_o$ 가 되고, 차단일 때 인덕터 전압  $V_2$ 는  $-V_o$ 가 된다. 따라서 식(3)을 스위치의 온, 오프 시간에 따라 나누면 식(4)와 (5)가 된다.

$$\text{스위치 ON} : \Delta i_L = \frac{V_1}{L} DTs \quad (4)$$

$$\text{스위치 OFF} : \Delta i_L = \frac{V_2}{L} (1-D)Ts \quad (5)$$

이를 그림으로 나타내면 그림 5와 같고 인덕터의 Volt-sec 평형 조건에 의하여 두 부분의 면적이 서로 동일함을 알 수 있다.<sup>[11]</sup>

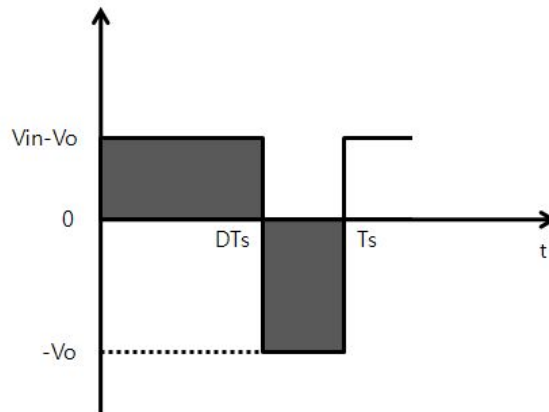


Fig. 5. Inductor voltage

따라서 스위치가 도통일 경우 인덕터의 전류  $i_L$ 은 초기 값  $i_L(0)$ 에서 시간에 따라  $i_L(DTs)$  만큼 증가하고, 스위치가 차단일 때에는 다시  $i_L(DTs)$  만큼 감소하여 초기 값  $i_L(0)$ 으로 돌아온다. 식(4), (5)를 비교하면 식 (6)을 구할 수 있다.

$$\frac{V_0}{V_{in}} = D \quad (6)$$

식(1)과 식(6)을 비교하면 같은 결과를 나타낸다는 것을 알 수 있다.

## 2. 전류 연속 모드와 전류 불연속 모드

인덕터에 흐르는 전류는 인덕턴스로 인해 결정된 기울기로 상승해 가며, 인덕턴스가 큰 인덕터에서 경사는 완만하고, 인덕턴스가 작으면 경사가 급격해진다. 외부에서 펄스가 차단된 후 전류의 경사 역시 인덕터의 인덕턴스에 의존하게 된다. 때문에 큰 인덕턴스를 가진 인덕터의 경우, 축적에너지가 모두 방출되어 종료되기 전에 다음펄스가 가해진다. 즉, 인덕터의 전류가 제로로 되지 않고 계속 흐른다는 것을 의미한다. 이것을 전류연속 모드(Continuous Conduction Mode : CCM)라 한다. 반면에 작은 인덕턴스의 인덕터는 에너지를 모두 방출, 전류가 0이 되어도 다음 펄스가 가해지지 않는 상태가 되고, 이것이 전류 불연속 모드(Discontinuous Conduction Mode : DCM)라 한다.

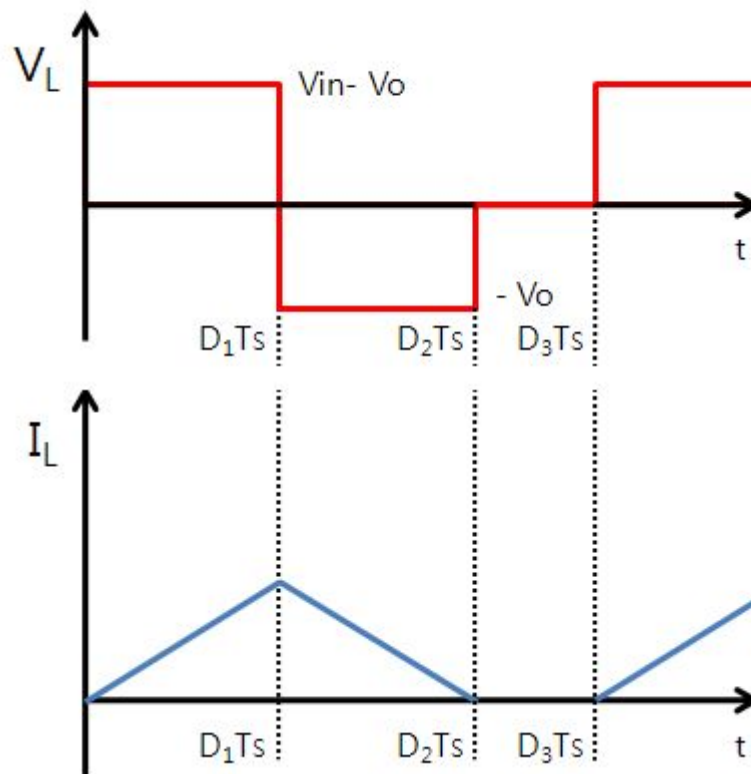


Fig. 6. Inductor voltage, current of Discontinuous Conduction Mode

그림 6은 DCM에서 인덕터에 흐르는 전류를 나타낸다. 그림6에서 보면 스위치

가 도통 상태인  $D_1T_s$ 에서 인덕터의 전류가 증가하고, 스위치가 차단 상태인  $D_2T_s$ 에서는 인덕터의 전류가 감소하고 있다. 이때 인덕터의 전류가 0이 되기 전에 스위치가 다시 도통되지 않아 인덕터의 전류가 0인  $D_3T_s$ 의 상황이 나타나게 된다. 이처럼 DCM은 인덕터의 전류가 0이 되는 구간이 발생하는 경우를 말한다.

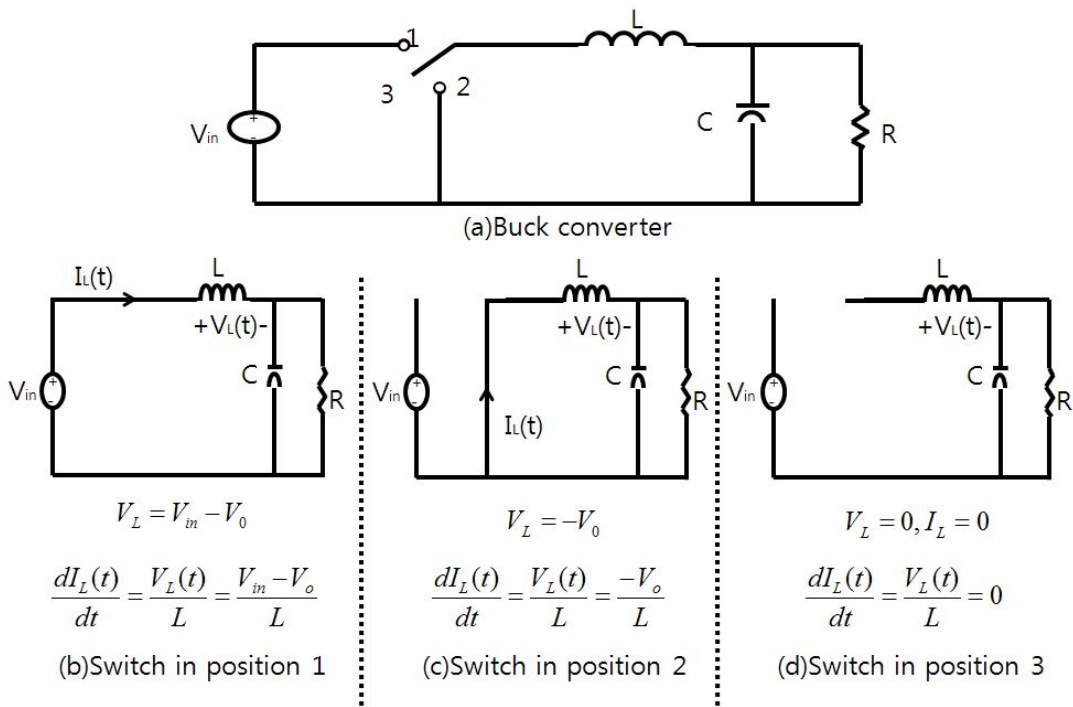


Fig. 7. Buck converter of Discontinuous Conduction Mode

그림 7은 Buck 변환기에서 인덕터 전류  $I$ 가 0이 되는 기간이 존재하는 전류 불연속 모드에 대한 등가회로를 나타낸 것이다. 그림 7에서도 알 수 있듯이 인덕터 전류  $I$ 의 파형에서 0이 되는 기간이 존재하며, 이는 부하전류가 작거나 인덕터의  $L$ 값이 작아서 전류의 리플이 커지는 경우에 발생한다. 인덕터의 Volt-sec 평형조건에 의하여 식 (7)과 같이 나타낼 수 있다. DCM에서의 Buck 변환기 회로의 입출력 식 (7)로부터 식(8)을 유도할 수 있다.



$$\frac{V_{in} - V_o}{L} D_1 T_s = - \frac{-V_o}{L} D_2 T_s \quad (7)$$

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D_1}{D_1 + D_2} \quad (8)$$

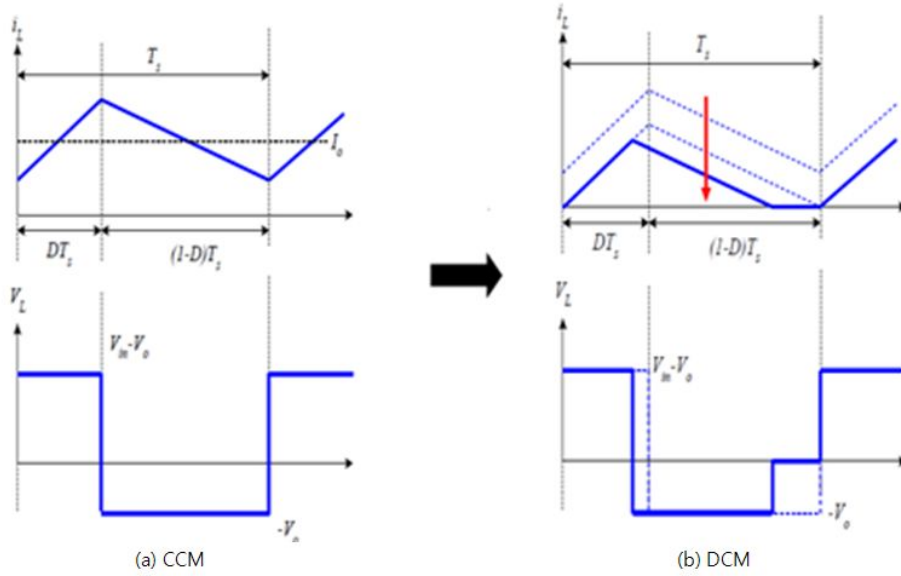


Fig. 8. Change CCM to DCM mode

그림 8과 같이 SMPS가 최대 부하에서 CCM으로 동작을 하도록 설계된 경우라 하더라도 입력 전압의 변동이나 부하전류가 감소하게 되면 DCM으로 동작을 하게 되는 경우가 생기게 된다. 이 경우 전원의 효율이 감소하고 커패시터와 스위칭 소자에 스트레스를 주게 된다. 그렇기 때문에 전원회로를 설계 할 때에는 DCM을 고려하여야 한다. 기존의 전원회로와 달리 전원회로가 CCM 상태 이거나 DCM 상태 일 때 모두 전원회로의 구성 소자에 스트레스를 주지 않고, 안정된 효율을 보이는 방법이 필요하다.



### Ⅲ. PWM/PFM 제어기법

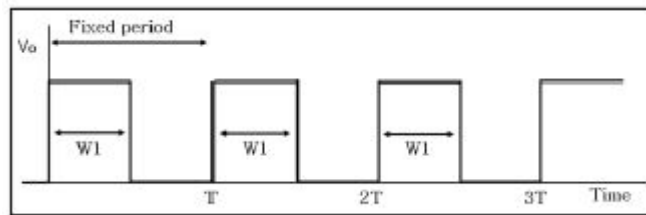
일반적으로 사용되고 있는 DC-DC 변환기는 출력에 따라 입력 펄스폭의 duty를 제어하여 안정된 출력을 얻을 수 있는 PWM 제어 방식을 이용한다. PWM 제어 방식은 안정된 출력과 고효율 특성을 보인다. 하지만 앞에서 서술한 바와 같이 전원회로는 입력 전압의 급격한 변동에 의하여 CCM에서 DCM로 변화하게 된다. DCM에서의 PWM 제어는 같은 파워를 보내기위해 더 큰 리플전류를 흘려줘야하고 커패시터나 스위치에 스트레스를 주게 되며, 파워 스위치의 충, 방전에 제어전력의 대부분을 사용하기 때문에 스위칭 손실을 야기하여 전원회로의 출력 효율이 떨어진다. 그러므로 DCM에서는 PWM 제어 방식이 아니라 부하전류에 따라서 비례하는 스위칭 주파수를 발생시켜서 스위칭 손실을 방지하는 PFM으로 전환하여서 동작하는 것이 유리하다. PWM 제어 방식과 PFM 제어 방식의 특성을 비교하면 표 2와 같다.

Table 2. Character of PWM and PFM control

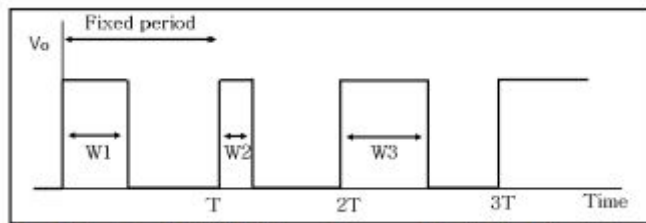
제어 방식	특성
PWM	<ul style="list-style-type: none"><li>- 고 부하에서 최고의 효율을 보인다.</li><li>- 스위칭 잡음이 작다</li><li>- 저 부하에서 효율이 낮다.</li></ul>
PFM	<ul style="list-style-type: none"><li>- 넓은 부하 조건에서 고른 효율을 보인다</li><li>- 출력전류가 매우 작다</li><li>- 제어가 간단하다</li><li>- 출력리플이 크다</li></ul>

## 1. Pulse Width Modulation 제어기법

PWM 제어란 프로세서의 디지털 출력으로 아날로그 회로를 제어하는 기법이다. PWM 제어는 계측과 통신에서부터 전력제어와 전력 변환에 이르기 까지 광범위한 영역에서 사용되고 있다.



(a) PWM wave form with Fixed Pulse Width



(b) PWM wave form with variable Pulse Width

Fig. 9. PWM wave form

그림 9는 PWM의 펄스파형을 나타낸다. 그림 9 (a)와 같이 on과 off가 각각 50%로 동등한 경우 평균치는 진폭의 절반이 된다. 하지만 그림 9 (b)와 같이 on과 off가 규칙적이지 않을 때 평균값은 변화하게 된다. 이와 같이 PWM 제어는 부하에 따라 총 스위칭 기간과 출력부에 전송된 에너지의 비율인 듀티 사이클 (duty cycle)을 조절하여 출력전압을 유지하는 방법을 말한다. 펄스가 on인 구간에서는 입력 파워가 출력 단으로 넘어가고, 펄스가 off인 구간에서는 입력파워가 차단된다. 이 스위칭타임을 조절하기 위하여 PI(Proportional-Integral) 제어방식을 사용한다. 지금까지의 연구 발표된 논문들을 보면 퍼지 알고리즘을 이용하여

디지털 제어를 구성한 경우와 PI 제어를 이용하여 제어를 구성한 경우 등이 있다. 퍼지 제어를 이용한 논문들에서는 퍼지 제어기의 특성상 제어 입력 값을 얻기 위해서 많은 양의 계산을 필요로 한다. 그 때문에 부하 변동 시에 오버슈트나 언더슈트가 생기거나 기준 입력 값에 빠르게 따라가지 못하는 단점이 있다. 그렇기 때문에 PI 제어 방식을 사용한다.<sup>[12]</sup>

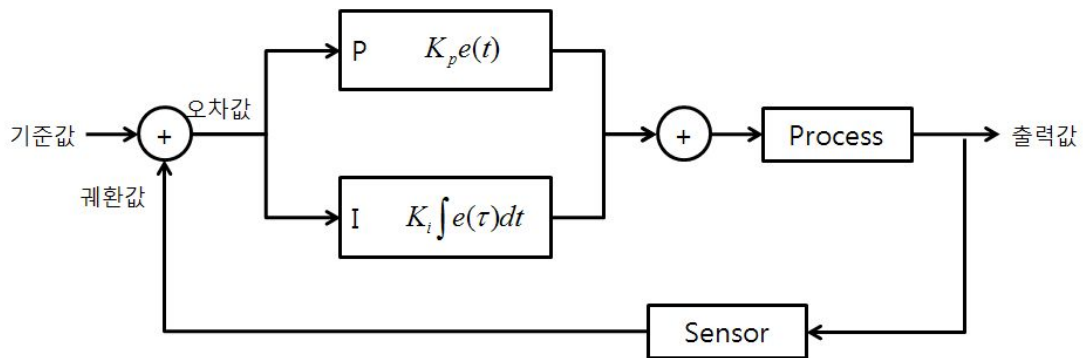


Fig. 10. control of Proportional-Integral

그림 10은 PI 제어를 나타낸다. PI제어는 기본적으로 피드백(Feedback)제어의 형태를 가지고 있으며, 실제 출력 값을 측정하여 원하는 출력 값과 비교하여 오차를 계산하고, 이 오차 값을 이용하여 제어에 필요한 출력값을 계산하는 구조로 되어있다.

$$x(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (9)$$

식 (9)는 PI제어를 수식으로 나타낸 것이다.  $e(t)$ 는 기준값과 측정값의 차이를 의미하며  $K_p$ 와  $K_i$ 는 PI제어의 특성 파라미터를 나타낸다. PI제어는 식 (9)와 같이 두 개의 항을 더하여 제어 값을 계산하도록 구성되어있다.

그림 11은 전원회로의 PWM 제어에서의 PI제어에 대해 나타낸 것이다. 출력전압 값을 감지하고 ADC를 통해 피드백 받은 후 원하는 출력전압과의 오차를 계산한다. 계산된 오차 값을 토대로 식 (9)의 계산과정을 통해 새로운 듀티 사이클을 계산하고 해당 펄스파를 생성하여 Buck 변환회로에 입력한다, 입력된 펄스의 듀티 사이클을 통해 Buck 변환회로를 스위칭한다.

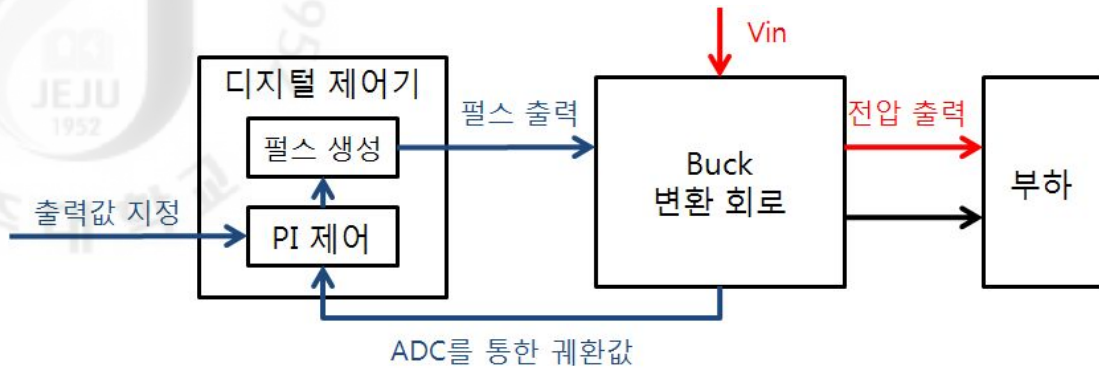


Fig. 11. PI control of Buck converter

Buck 변환기는  $V_{out}$ 에서 피드백을 받아  $V_{REF}$ 와 비교하여 오차가 생기는 것을 최소화하여 안정된 출력을 만든다. 출력전압의 변화를 AD 변환기에서 감지하여 디지털제어부에 정보를 주고 디지털제어부에서 그 값을 이용하여 내보내고자 하는 출력과 오차를 줄이도록 펄스폭을 조절하게 된다. 이처럼 전원회로의 PWM제어는 부하의 변화에 따라 펄스의 duty 사이클을 조절하여 출력전압을 제어함으로써 안정적인 출력전압을 얻을 수 있다.

## 2. PFM(Pulse Frequency Modulation) 제어

PFM은 저 부하에서 효율성을 향상시키기 위하여 DC/DC 전압 변환기에서 사용되고 있는 스위칭 방법이다. 이 방법은 버스 모드 및 PSM(Power Save Mode)으로 언급되기도 한다. PFM 제어 방식을 이용해서 스위칭 주파수를 낮추고 부하에 따라 조절될 수 있도록 하여 스위칭 손실을 줄일 수 있다. PFM 제어 방식은 또한 대다수 회로를 정지시켜서 정지 전류를 낮출 수 있다. PFM 제어는 그림 12와 같이 부하의 전류에 따라 부하 전류 값이 클 경우에는 스위칭 주파수가 높아지고, 부하 전류 값이 작을 경우에는 스위칭 주파수가 낮아진다.

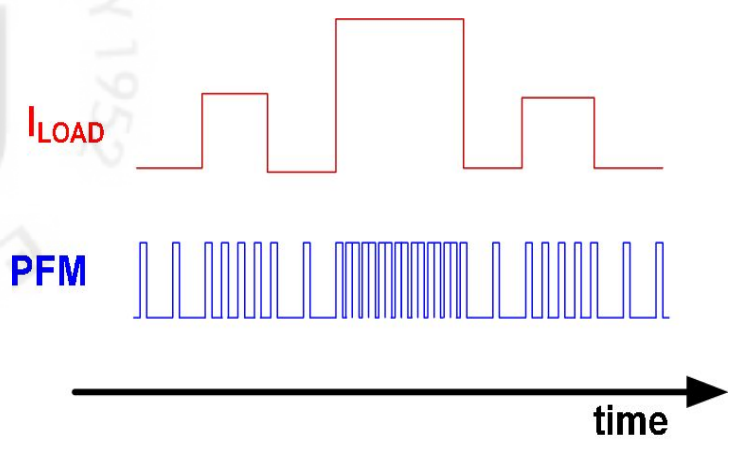


Fig. 12. Pulse frequency modulation with respect to load current variation

스위칭 변환기는 정적 및 동적 (static/dynamic) 의 두 가지 유형의 전력 손실이 있다. 정적 손실은 부하 전류에 상관없이 일정하며, 동적 손실은 부하 전류에 따라 변화한다. 동적 전류는 유도 손실 및 스위칭 손실로 분류될 수 있다. 유도 손실은 부하에 종속적이며 전원 공급 장치의 파워 MOSFET 과 인덕터에 의한 전압 강하로 발생된 손실을 포함한다. 고부하 전류는 더 높은 유도 손실을 가져온다. 변환기는 스위칭 손실에 종속적인 주파수를 갖는다. 이 스위칭 손실은 MOSFET 의 턴 - 온 / 오프 손실, 게이트 구동 손실 등이 있다. 이러한 손실들은 스위칭 주파수에 비례하며, 대부분 부하에도 종속적이다.

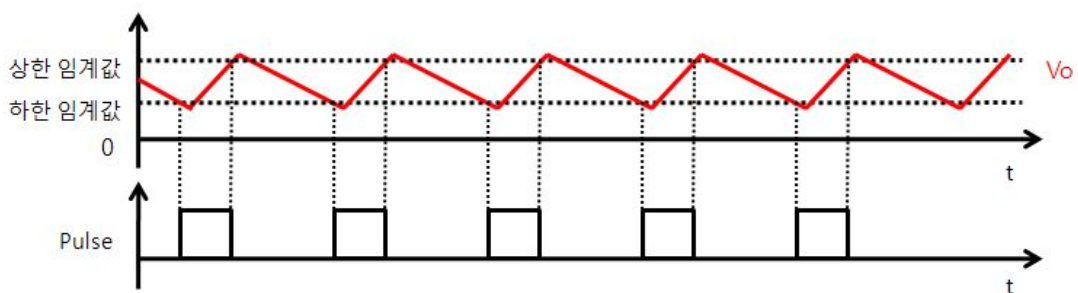


Fig.. 13. Operation principle of PFM control

PFM모드의 동작원리는 그림 13과 같다. 출력전압이 정해진 임계값 이하로 하

강할 때, 스위치가 도통된다. 스위치가 도통될 때 입력 단으로 부터 에너지가 입력되어 출력전압은 상승한다. 일단 스위치가 도통되어 출력전압이 레귤레이션 임계 이상으로 상승하게 되면, 변환기는 스위칭을 멈추게 된다. 그 다음 출력전압은 출력 커패시터가 부하 전류로 공급될 때 하강한다. 스위치가 차단 된 후 출력 전압이 정해진 임계값 이하로 하강할 때, 변환기가 작동하기 시작하며 다시 스위칭한다.

PFM 제어는 매 스위칭 사이클 동안 일정량의 에너지를 출력부로 전송한다. 때문에 스위칭 주파수는 부하전류에 따라 달라진다. PFM 제어 모드에서 변환기는 출력전압을 유지하기 위해 필요할 때에만 스위칭 동작을 한다, 변환기가 스위칭하지 않는 시간 동안 상당한 전력 절감이 달성된다. 스위칭하지 않을 때 변환기는 불필요한 회로를 모두 shut down 함으로써 대기전류를 감소시킨다.<sup>[17]</sup>

## IV. 디지털 제어 기반 LED 전광판 전원회로 설계

본 논문에서는 LED 전광판에 최적화된 전원회로를 설계한다. PWM/PFM 듀얼 모드 DC-DC 변환기법을 사용하여 기존의 전원회로에 비하여 넓은 부하에서 고효율을 낼 수 있도록 설계한다. LED 전광판에 입력을 LED 색상별로 세분화하여 공급하도록 설계하여 LED 전광판의 전력소모를 줄인다. 전원회로는 220V를 12V로 변환하고, PWM/PFM 제어 기반 Buck 변환기를 사용하여 12V를 2.6V, 3.8V로 변환하도록 설계한다.

### 1. PWM/PFM 제어기법 기반 Buck 변환기

기존의 아날로그 제어방식에 비하여 디지털 제어방식은 기본적으로 마이크로프로세서를 포함하고 있다. 그렇기 때문에 디지털 제어 스위칭 변환기는 아날로그 제어 스위칭 변환기보다 지능적이고 많은 기능을 가지고 있다. 디지털 제어기는 소프트웨어의 수정을 통하여 스위칭 변환기의 어떠한 부하변동요구 특성에도 적용시킬 수가 있다. 디지털 제어 방식은 ADC를 통해 전송된 전압검출 값을 사용하여 펄스를 생성하여 변환기를 스위칭 함으로써 입력전압을 원하는 전압으로 가공, 출력하고 부하 변동에도 일정한 정-전압을 유지하도록 한다.

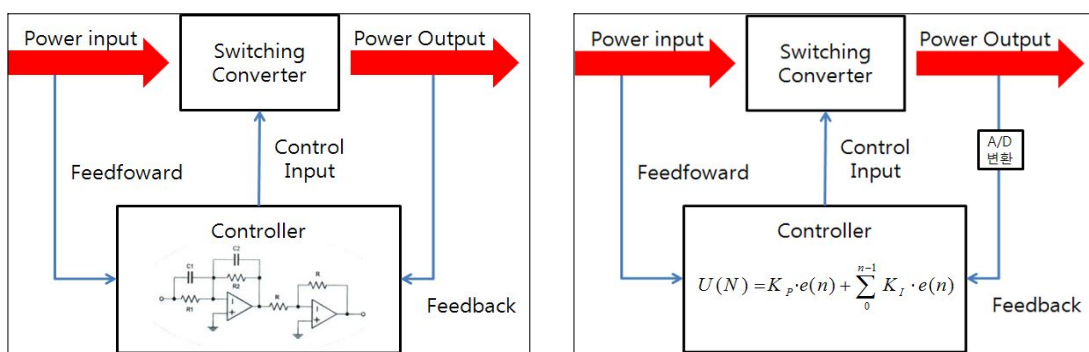
표3은 기존의 아날로그 제어기와 디지털 제어기를 비교한 것이다. 디지털 제어기는 아날로그 제어기와 비교하여 제한적인 대역폭과 AD/DA 과정에서 생기는 잡음, CPU의 성능에 따라 기능이 제한되는 등의 단점이 있지만 하드웨어의 추가 없이 프로그램의 수정을 통하여 결과 값을 조절할 수 있고, CPU의 성능에 따라 한 번에 여러 개의 DC-DC 변환기를 제어 할 수 있는 등의 장점이 있으며, 아날로그 제어기의 문제점 중 하나인 장시간 사용하게 되면 소자의 노후화에 의하여 수치가 조금씩 변화하는 단점을 막을 수 있다.



Table 3. Compared to analog controller and digital controller

	아날로그 제어기	디지털 제어기
장점	<ul style="list-style-type: none"> <li>• 넓은 대역폭</li> <li>• 쉬운 제어</li> <li>• 낮은 가격</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• 주의환경에 민감하지 않다</li> <li>• 프로그래밍을 통한 유동적인 결과</li> <li>• 정확하고 범용적인 동작</li> <li>• 다양한 변수들을 통한 제어 가능</li> <li>• 다수의 작업을 동시에 수행 가능</li> </ul>
단점	<ul style="list-style-type: none"> <li>• 소자의 노후화에 따라 수치가 변화</li> <li>• 한번 제작하면 결과 변경 불가</li> <li>• 고전적인 제어방식을 사용</li> <li>• 시스템의 복잡하면 따라 크기가 커짐</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• 제한된 대역폭</li> <li>• AD/DA 변환에 의한 노이즈</li> <li>• CPU 성능에 따라 기능이 제한</li> <li>• 디지털 제어기를 사용하기 위한 인터페이스 필요</li> </ul>

그림 14는 아날로그 제어기와 디지털 제어기를 비교한 것이다. 아날로그 제어기는 피드백 받은 출력 값을 Op amp와 저항, 컨덕터 등의 소자를 이용하여 기준 전압과 비교하여 펄스를 생성하여 변환기에 입력한다. 반면에 디지털 제어기는 출력 값을 AD 변환 후 기준 전압과의 차이, 이전의 계산 값을 이용하여 프로그램 상에서 계산하여 결과 값을 얻어 낸다.



(a) Analog controller

(b) Digital controller

Fig. 14. Analog controller and digital controller

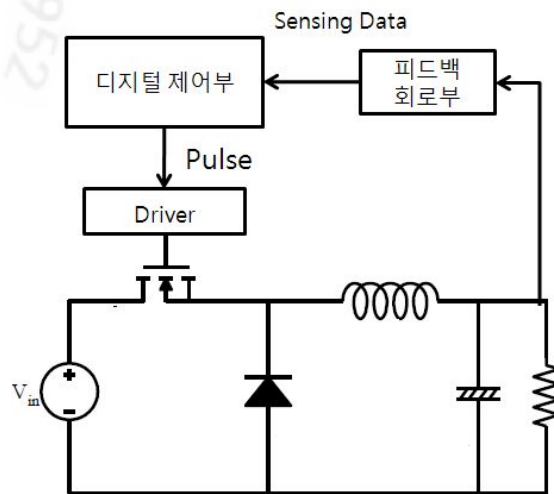


Fig. 15. The configuration of the proposed DC-DC converter

본 논문에서 사용한 변환기는 그림 15와 같이 DC-DC 변환기의 가장 기본적인 Buck 변환기로 구성하였으며 크게 Buck 변환기와 디지털 제어부, 피드백 회로부 3가지로 구성 된다. 피드백 회로부는 출력전압을 안정적으로 제어하기 위해 출력전류와 출력전압을 감지하여 얻은 값을 디지털 제어부로 전달하여 주는 역할을 한다. 디지털 제어부에서는 제어 프로그래밍을 통해 피드백 회로부에서 전달된 출력전류 값을 이용하여 PWM 제어 방식과 PFM 제어 방식을 선택하고, 결정된 방식에 따라 계산 값이 정해진다.

$$U(N) = K_p \cdot e(n) + \sum_0^{n-1} K_i \cdot e(n) \quad (10)$$

식 (10)은 제어 프로그램에서 PWM 제어 방식을 사용할 때 쓰이는 PI제어의 계산식을 나타낸 것으로 식 (9)의 PI 제어식과 연관된다.  $e(n)$ 은 피드백 회로를 통해 받은 ADC 변환값과 기준 전압과의 오차값이며,  $K_p$ ,  $K_i$ 는 PI제어기에서 사용되는 파라미터이다. PI제어는 오차값과 이전의 오차값들의 합으로 계산되며  $K_p$ ,  $K_i$  파라미터에 의해 응답속도를 정하게 된다.

그림 16은 Matlab를 이용하여  $K_p$ ,  $K_i$ 의 값을 변화시켜 응답속도를 정하는 실험을 통해 나온 결과이다.  $K_p$ 가 증가하면 응답속도는 빨라지지만 오버슈트가 일어

나게 된다.  $K_i$ 도 증가할수록 마찬가지로 오버슈트가 일어나게 된다. 시뮬레이션을 통해 디지털 제어기에 사용되는 파라미터 값은  $K_p=30$ ,  $K_i=0.1$ 로 설정하였다.

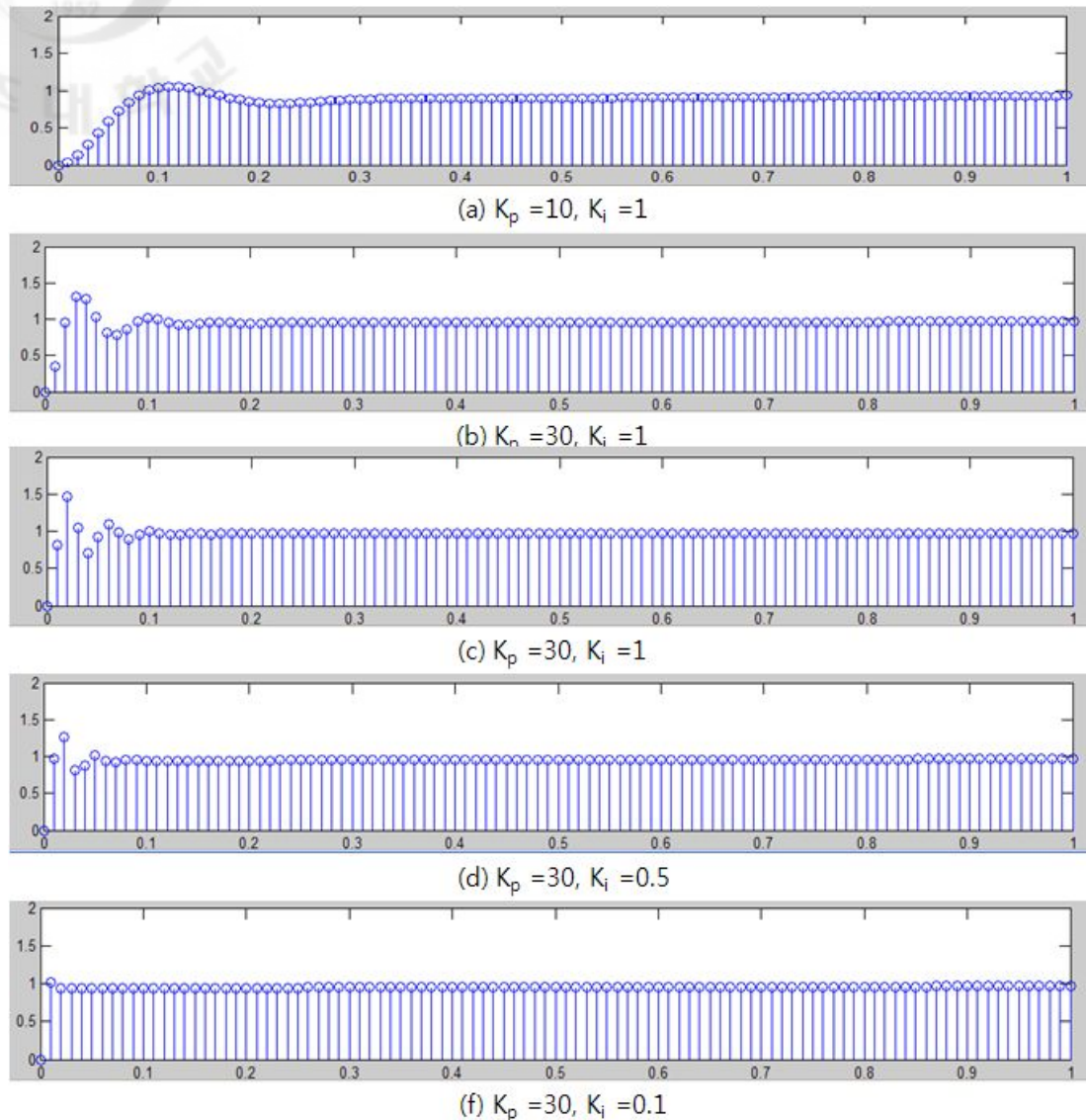


Fig. 16. Result of PI control by changed  $K_p$ ,  $K_i$  parameters

결정된  $K_p$ ,  $K_i$  파라미터와 입력받은 ADC 데이터, 기준 전압값를 사용하여 PI 제어를 한다. PI제어에 의하여 CMPA를 결정한다. CMPA는 펄스를 생성하기 위하여 사용되는 변수이다. 디지털 제어 과정에서 CPU에서는 일정한 주파수의 톱니파가 만들어진다. 톱니파의 한 주기를 TBPRD라 한다. 톱니파의 값과 CMPA

를 비교하여 Pulse의 duty를 결정하고 이에 따라 펄스파를 생성하여 Buck 변환기를 스위칭 해준다. 제어 프로그램에 의하여 생성되는 펄스는 톱니파의 시작지점에서부터 톱니파와 CMPA가 만나는 지점까지가 ON이며, 그 이후부터는 OFF이다. 그림 17은 이러한 펄스의 생성과정을 나타낸 것이다.

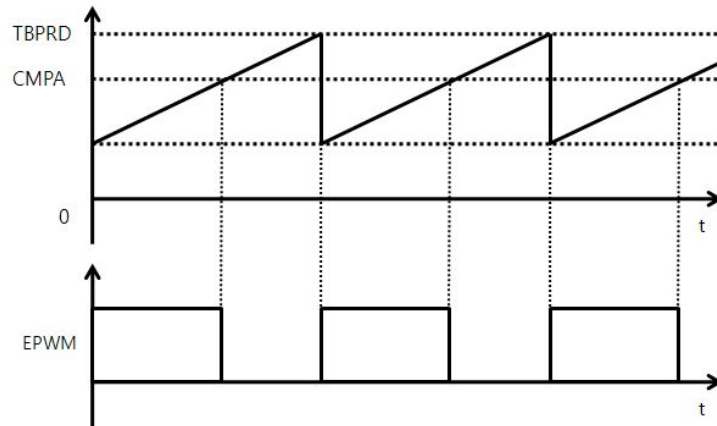
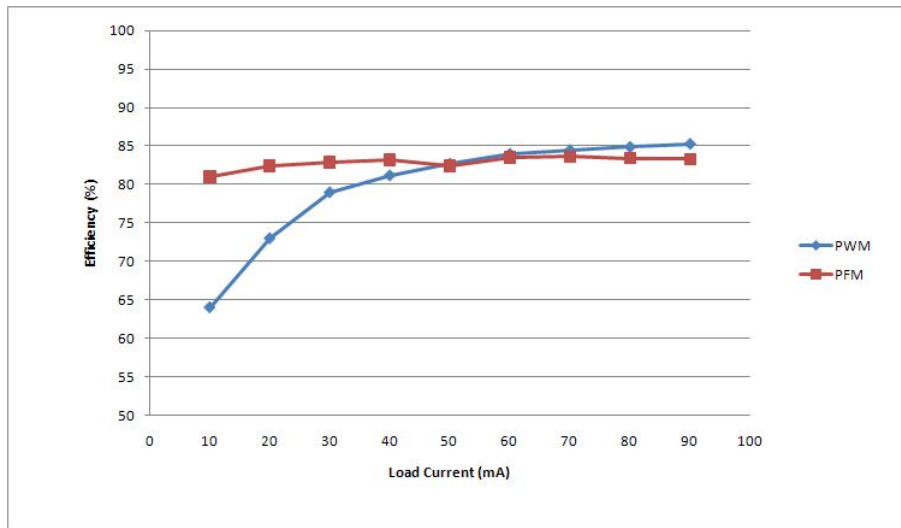
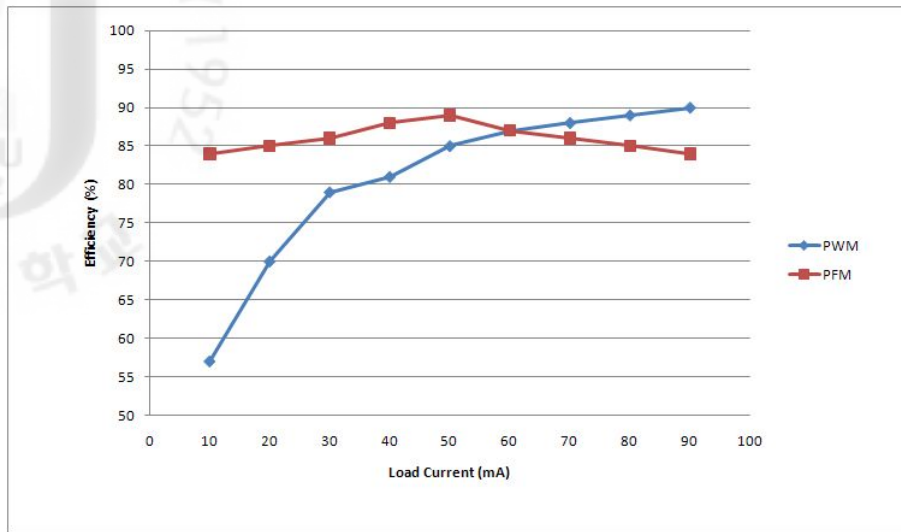


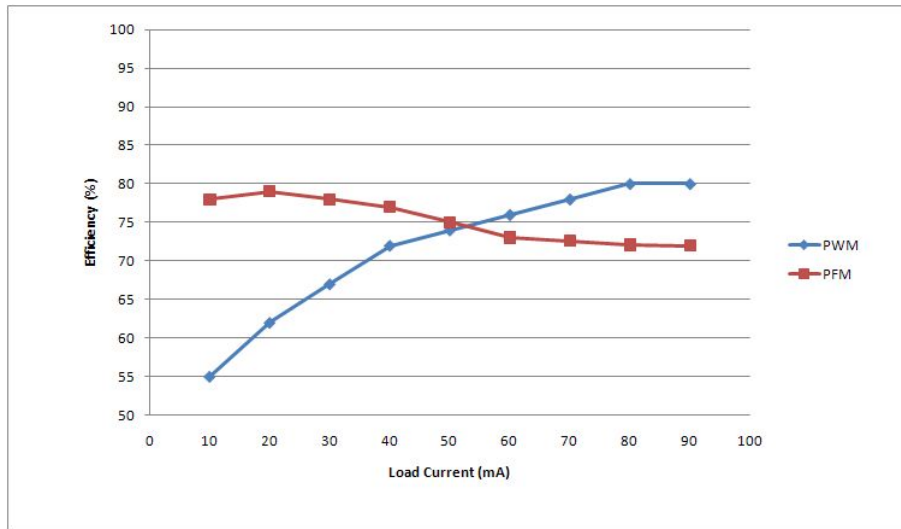
Fig. 17. Pulse generation



(a)  $V_{in}$  4.5V,  $V_{out}$  1.8V



(b)  $V_{in} = 3.6V$ ,  $V_{out} = 1.5V$



(c)  $V_{in} = 7V$ ,  $V_{out} = 5V$

Fig. 18. The efficiency comparison between PWM and PFM mode

그림 18은 Zhuo Bi등<sup>[6]</sup>의 방법에 따라 입, 출력값에 변화를 주면서 PWM 제어와 PFM 제어의 효율을 측정하여 비교한 결과를 나타낸 그래프이다. 입, 출력 전압 값에 관계없이 부하전류가 높을 경우 PWM 제어의 효율이 PFM 제어보다 높지만 부하전류가 낮을 경우 PFM 제어가 PWM 제어보다 높은 효율을 보인다. 그림 18을 살펴보면 대체로 부하전류가 60mA 미만에서는 PFM제어의 효율이 높게 나타나고, 60mA 이상에서는 PWM제어의 효율이 높게 나타나는 것을 알

수 있다. 따라서 저 부하에서도 높은 효율을 보이기 위하여 PWM 제어와 PFM 제어가 변환하는 경계는 부하 전류가 60mA가 되는 기점을 택하여 부하전류가 60mA 이하일 경우에는 PFM 제어 방식으로 전원회로를 제어하고, 60mA 이상을 경우에는 PWM 방식으로 제어한다.

DC-DC 변환기가 동작하는 대부분의 경우는 PWM 제어로 동작을 하게 된다. 변환기가 대기 상태가 되거나 대기 상태와 비슷할 정도의 상태가 되면 PFM 제어로 동작하게 된다. 그렇기 때문에 DC-DC 변환기는 그림 19의 흐름도와 같이 기본적으로 전원회로가 동작할 경우 PWM 제어를 통해 전원회로의 출력을 제어하게 된다. 부하 전류가 60mA 이하가 될 경우에는 PWM 제어에서 PFM 제어로 바뀌게 된다.. PFM 제어 일 경우에도 부하 전류가 60mA 이상이 될 경우에는 PWM 제어로 바뀌게 된다.

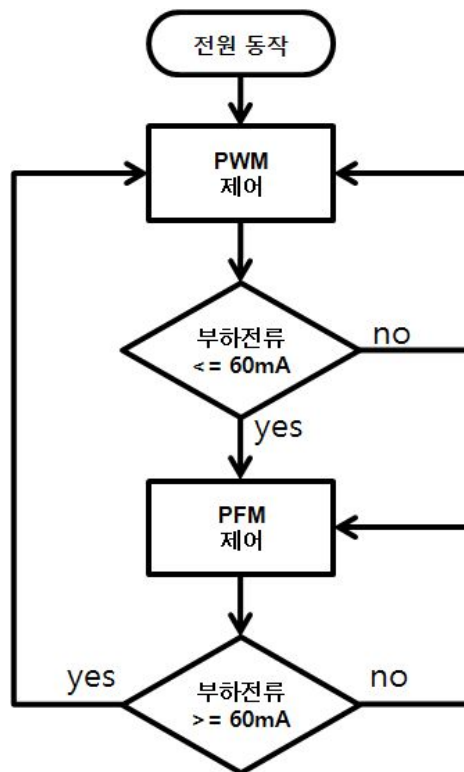


Fig. 19. Flow chart of change control method PWM to PFM

그림 20은 제어 프로그램의 흐름도를 나타낸 것이다.

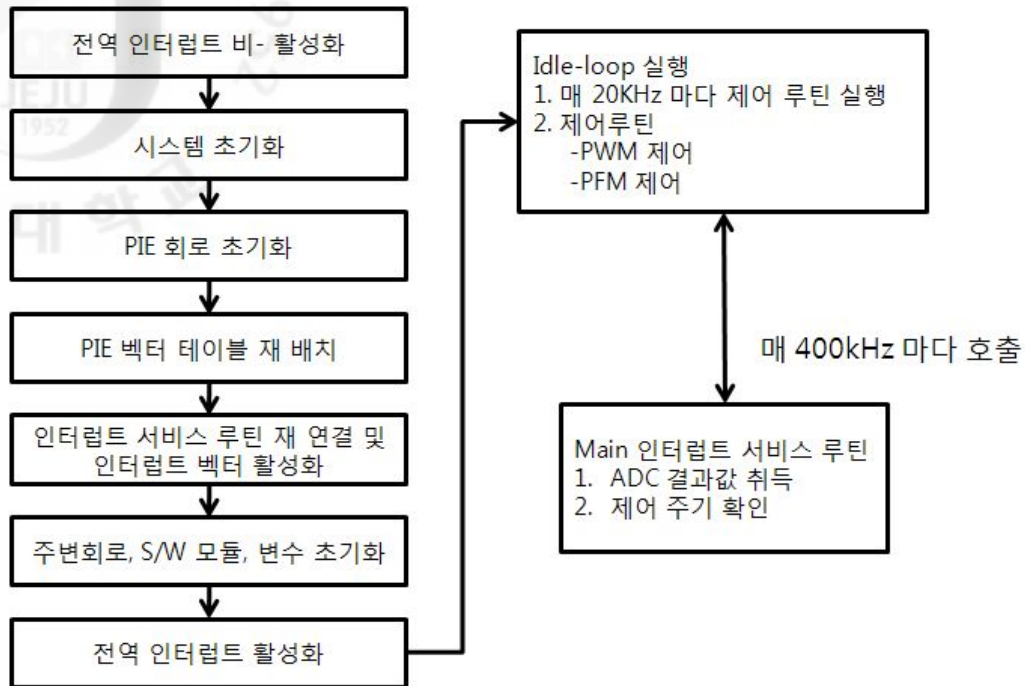


Fig. 20. Control program flow chart

제어 프로그램은 2.5us마다 인터럽트를 발생시켜 메인 인터럽트 서비스 루틴을 호출한다. 이 인터럽트의 서비스 루틴에서 채널의 출력전압, 전류 궤환 값이나 Buck 채널 입력전압 등 제어에 필요한 신호들의 AD 변환 값을 읽어낸다. 또한 이 인터럽트 서비스 루틴의 호출횟수를 카운트하여, 매 50us마다 제어 루틴 실행 함수를 호출한다. 제어 루틴에서는 그동안 누적된 궤환 데이터를 적절히 가공하고, 궤환 데이터 중 출력전류 값을 이용하여 PWM 제어와 PFM 제어를 결정한다. 출력전류 값이 60mA 이하일 경우 PFM\_Flag=1로 설정하여 제어루틴에서 PFM이 동작하도록 하고, 60mA 이상일 경우 PWM\_Flag=1로 설정하여 제어루틴에서 PWM이 동작하도록 한다.

그림 21은 제어 프로그램의 제어루틴을 자세히 나타낸 것이다. 제안된 전원회로는 제어 프로그램을 이용하여 고정된 출력이 아닌 가변된 출력을 얻을 수 있다. 초기 Duty값 설정에 따라 결과값이 변화하게 된다. PWM 제어의 경우 50us 동안 누적된 ADC 데이터와 초기 Duty값을 이용하여 PI제어를 통해 펄스폭을 결

정한다. PFM 제어의 경우에는 초기 Duty값에 따른 출력 값의 110%를 출력 상한 임계값으로 설정하고, 출력 값의 90%를 출력 하한 임계값으로 설정한다.

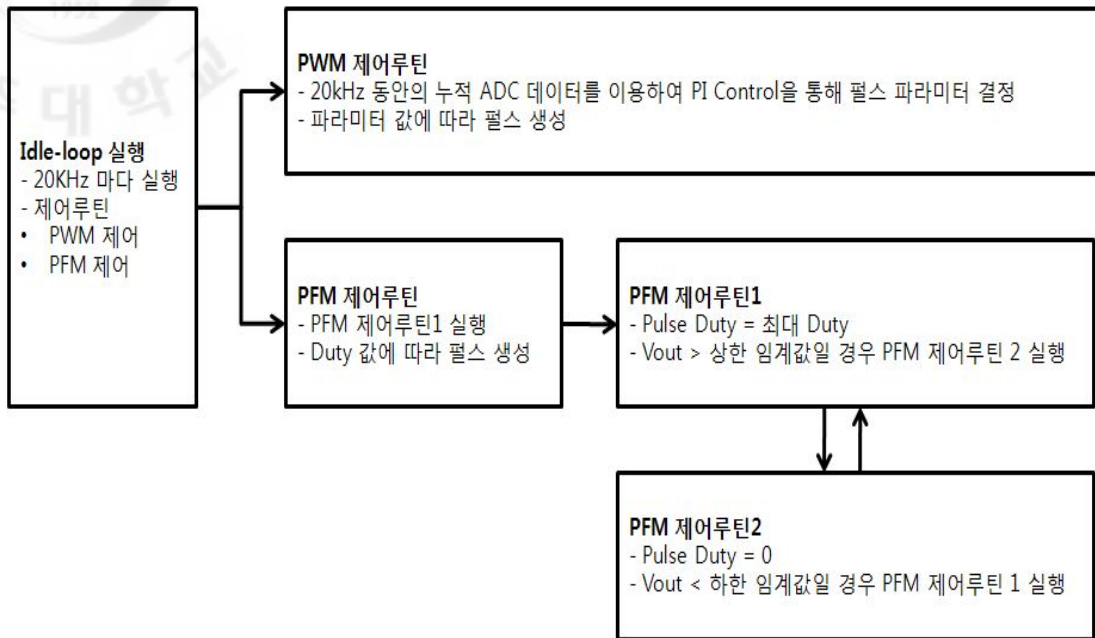


Fig. 21. PWM, PFM control routine

PFM 제어루틴1에서는 생성될 펄스의 Duty를 최대값으로 설정하여 펄스를 생성한다. 출력전압 값을 계속 감지하여 출력전압 값이 상한 임계값보다 상승할 경우 PFM 제어루틴2를 수행한다. PFM 제어루틴2에서는 생성될 펄스의 Duty를 0으로 설정한다. 마찬가지로 출력전압 값을 계속 감지하여 출력전압 값이 하한 임계값보다 하강할 경우 PFM 제어루틴1을 수행한다. 이렇게 PFM 제어루틴은 PFM제어루틴1과 2를 반복하게 된다.



## 2. LED 전광판 전원회로 설계

본 논문에서는 220V 교류입력을 12V 직류로 전압강하 시킨 후 디지털 제어를 하여 Red, Green, Blue에 사용되는 전압(2.6V, 3.8V, 3.8V)으로 분배하는 전원을 설계한다.

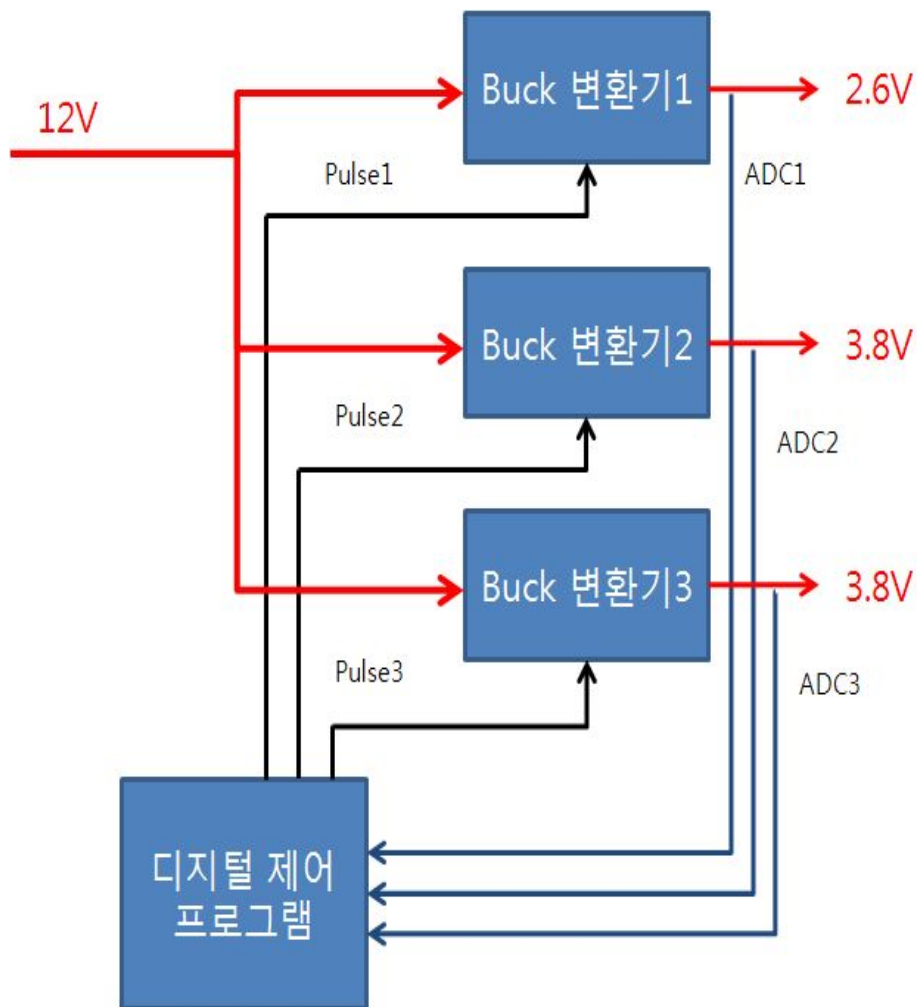


Fig. 22. Configuration of the proposed power supply

그림 22는 제안된 전원회로의 구성을 나타낸다. DC 12V를 Buck 변환기의 입력으로 사용한다. Buck 변환기의 출력을 감지하여 디지털 제어부로 전송하고, 디지털

디지털 제어 프로그램은 그 데이터들을 사용하여 펄스를 생성한다. 생성된 펄스는 Buck 변환기의 스위치에 입력되어 Buck 변환기의 동작을 제어한다.

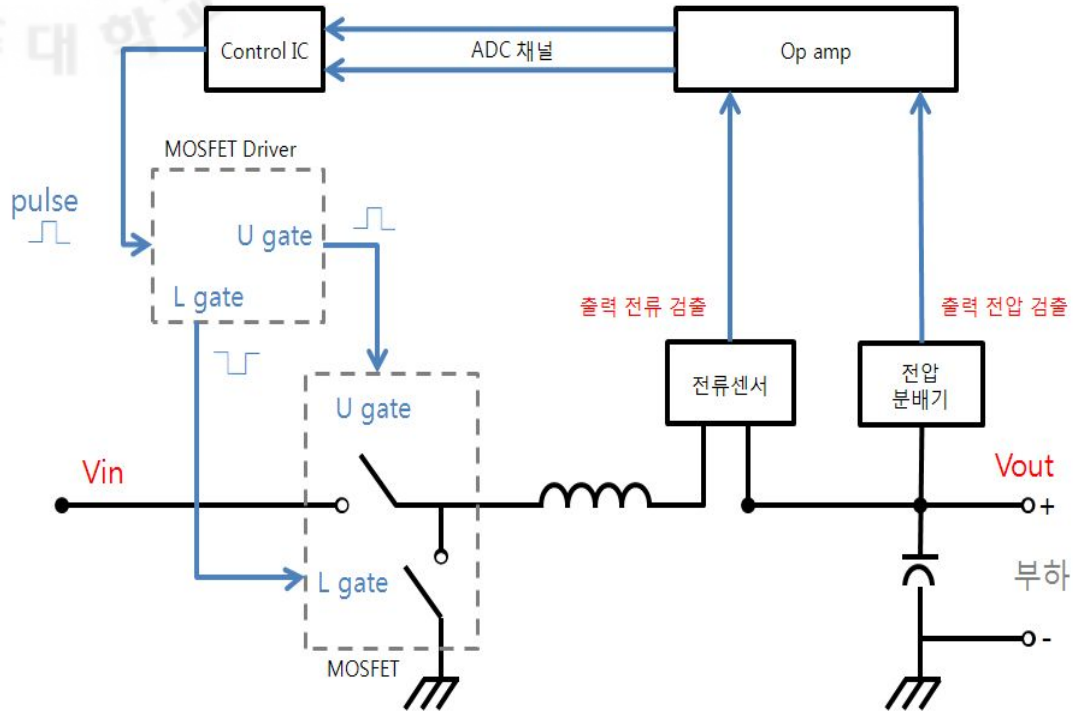


Fig. 23. Configuration of the proposed Buck converter

그림 23은 피드백 회로를 포함한 제안된 전원회로의 전체적인 구성을 나타낸 것이다. 본 논문에서 제안된 전원회로는 Buck 변환기를 기본으로 하고 있다. 디지털 제어부의 IC에서 펄스를 생성하여 Buck 변환기를 스위칭 시킨다. 그리고 제어 IC는 전류센서와 전압센서를 통하여 Buck 컨버터의 출력값을 피드백 받아서 펄스를 생성한다. 디지털 제어부의 제어 IC로 TMS320C2808을 사용하여 PWM과 PFM 제어를 선택하고 펄스파를 만들어 변환기를 스위칭 시킨다. TMS320F2808의 시스템 클럭 주파수는 100MHz이며, 펄스의 기본 스위칭 주파수는 400kHz이며 사용자 인터페이스 업데이트 주기는 0.5초이다.

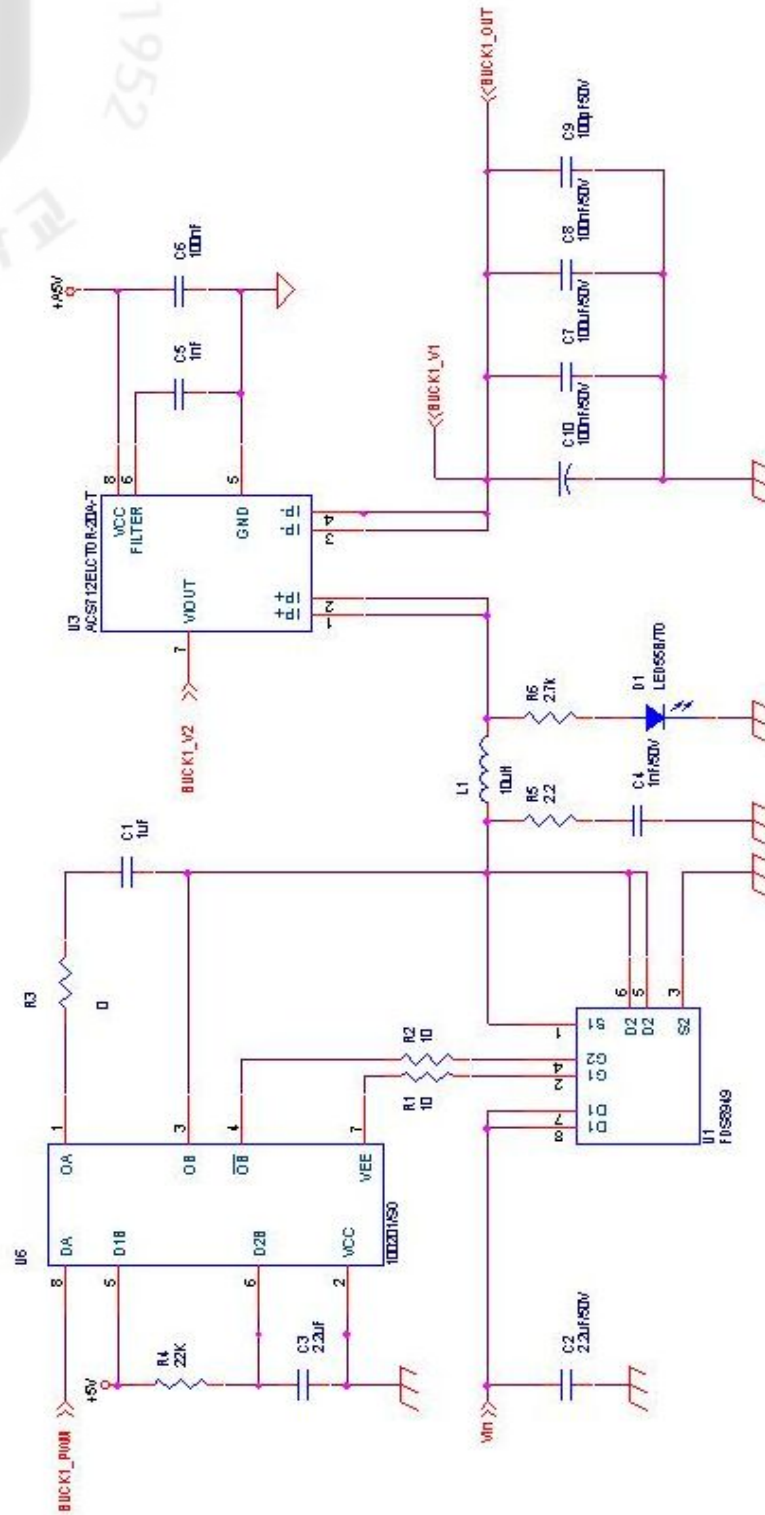


Fig. 24. Buck converter schematic

그림 24는 Buck 변환기의 회로도이다. Buck 변환기는 전원회로의 스위칭을 담당하는 스위칭 소자와 환류 다이오드, 출력을 평활하게 해주는 Low Pass Filter로 구성 된다. Buck 변환기에서 사용된 주요 소자는 표 4와 같다.

Table 4. Devices of Buck converter

스위칭 소자	FDS8949(MOSFET)	IC
PWM Driver	TPS28225	IC
필터 인덕터	22uH	L
필터 커패시터	100uF/50V 100nF/50V 100uF/50V 100pF/50V	C

Buck 변환기는 디지털 제어부에서 생성된 펄스를 이용하여 입력 전압을 원하는 출력전압으로 바꾸어 주는 기능을 한다. TPS28225 MOSFET driver는 MOSFET을 빠르게 스위칭하기 위해 이용된다. 디지털 제어부를 통해 입력된 펄스는 MOSFET driver를 거쳐 High 신호와 Low 신호로 나누어져 두 개의 MOSFET에 입력됨으로써 변환기의 스위칭을 정밀하게 동작하게 한다. 출력리플을 감소시키기 위하여 다수의 커패시터를 병렬로 연결한다.

피드백 회로는 Buck 변환기의 출력전압과 출력전류를 감지하고, 디지털 제어부의 ADC 채널로 감지된 데이터를 전달한다. 피드백 회로는 전압검출을 위한 분배기와 전류검출을 위한 전류센서로 이루어져 있다. 피드백 회로에서 사용된 주요 소자는 표 5와 같다.

Table 5. Devices of Feedback circuit

전류센서	ACS712ELCTR-20A	IC
참조전원	LM4040CIM3-2.1	IC
OP-amp	MCP6L92T	IC
저항	9.1k 1k	R

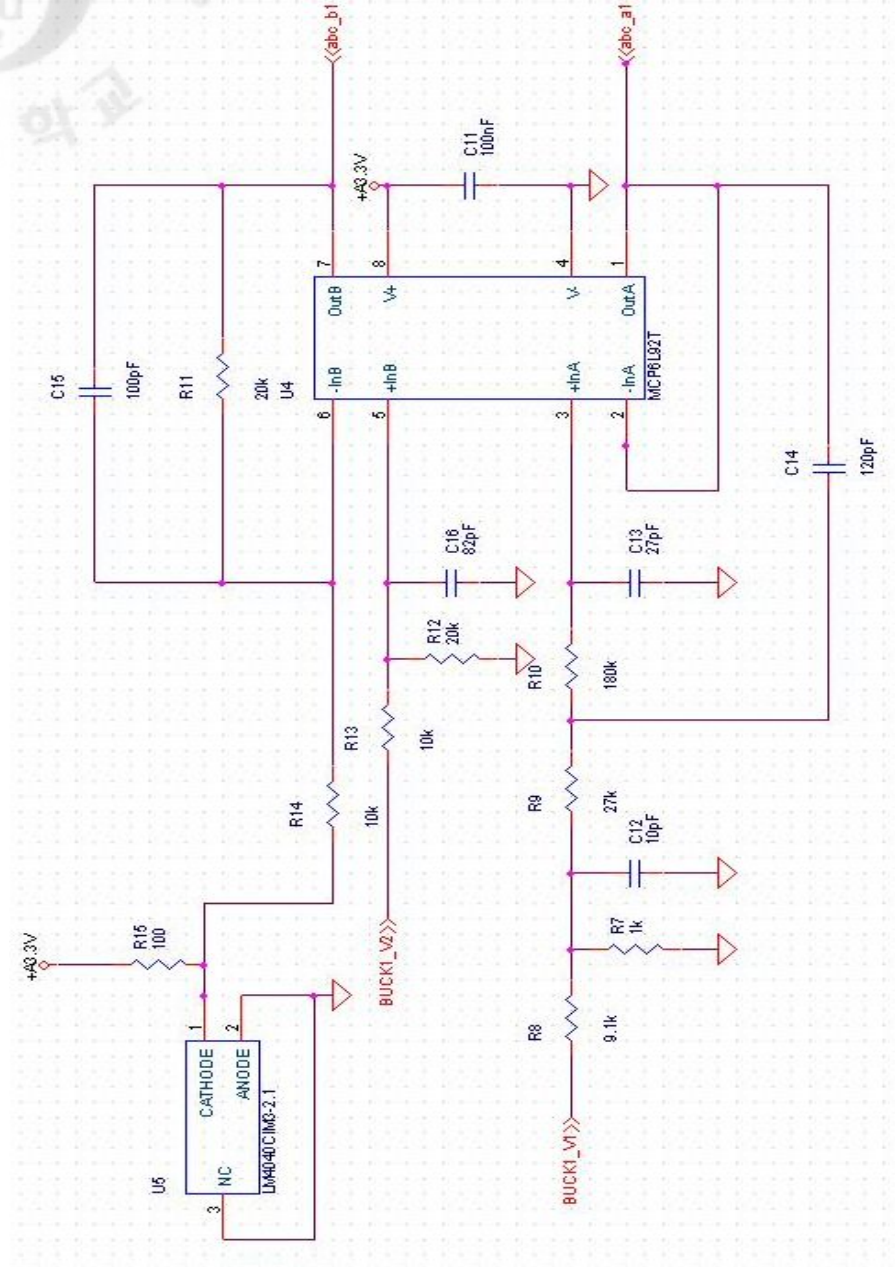


Fig. 25. Feedback circuit schematic

그림 25는 피드백 회로도를 나타낸 것이다. Buck 변환기의 출력전압을 검출하기 위해서 출력전압을 분배기를 통해 1/10로 만든 후 MCP6L92T의 OP-amp로

구성된 필터를 거쳐 디지털 제어부로 전송한다. 출력전압이 너무 높을 경우 IC가 손상될 수 있기 때문에 분배기를 사용하여 출력전압을 낮추게 된다. 출력전류를 검출하기 위해서 ACS712ELCTR-20A 전류센서를 사용한다. 전류센서는 입력된 전류값에 따라 출력전압 값이 변화한다. 사용된 전류센서는 0A일 때  $V_{cc}/2$ 의 전압이 출력된다. 전류센서의 출력전압은 MCP6L92T의 OP-amp에서 참조 전원값을 감소시켜 디지털 제어부로 전송한다. 디지털 제어부에서는 전송받은 값을 사용하여 펄스를 생성하게 된다.

## V. 실험 및 결과

실험은 SC450EVM 보드와 전광판에 사용되는 16\*16 LED 모듈을 사용하여 실행하였다. LED 모듈에 일괄적으로 5V의 입력을 주는 기존의 전원회로를 사용하여 LED 모듈의 소비전력을 측정하고, 제안된 전원회로를 사용하여 LED 색상별로 입력전압을 세분화하여 모듈에 공급하였을 경우의 소비전력을 측정하여, 두 방식의 결과를 비교하였다.

### 1. 실험 환경

실험에 사용된 16\*16 LED 모듈은 RED, GREEN, BLUE LED가 색상별로 각각 256개로 구성되어 있다. 그림 26은 LED 모듈의 앞면과 뒷면 사진이다.

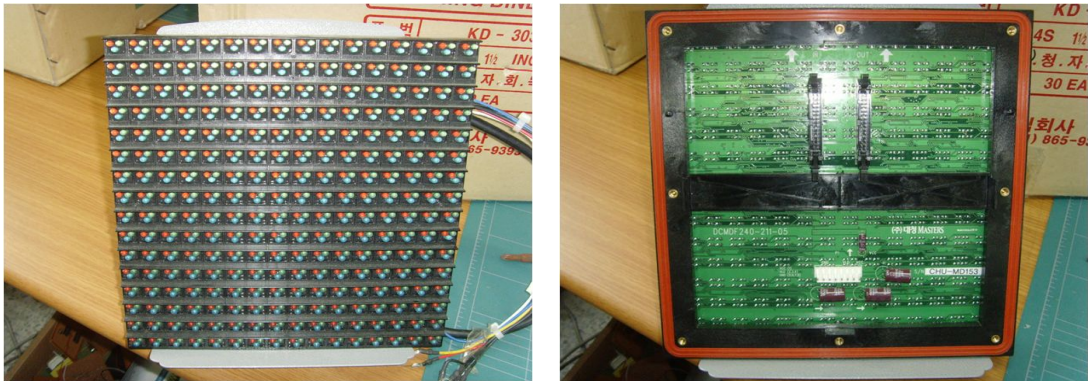


Fig. 26. Picture of 16\*16 LED module

LED 모듈은 열당 각각 16개의 Red, Green, Blue LED로 이루어져 있으며 LED는 16bit 쉬프트레지스터에 저장된 값을 출력한다. LED 모듈 드라이버를 제어하여 LED 모듈을 순차적으로 동작시킨다.

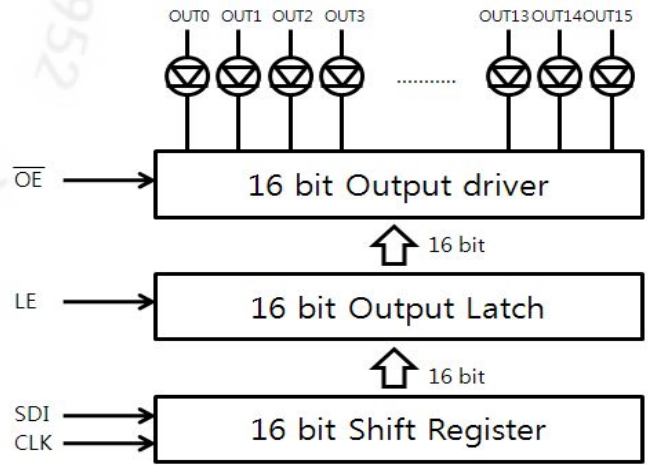


Fig. 27. Block diagram of LED module driver

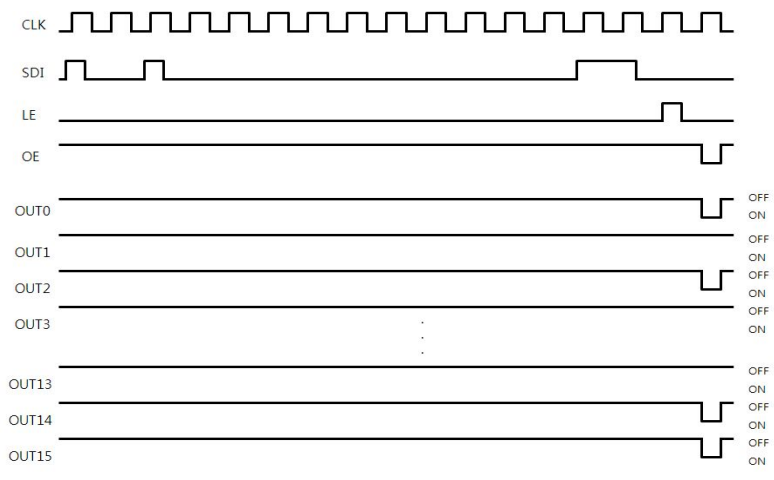


Fig. 28. Timing diagram of LED module driver

그림 27은 LED 모듈의 드라이버를 블록다이어그램으로 나타낸 것이며, 그림 28은 이 과정을 타이밍 다이어그램으로 나타낸 것이다. CLK가 1번 상승할 때 마다 SDI의 신호가 쉬프트레지스터에 입력되고, 이러한 과정을 15번 반복한 후 16번째의 CLK에서 LE가 상승하여 쉬프트레지스터의 데이터가 레치로 전송된다. 그리고 17번째 CLK에서 OE가 하강하여 레치의 데이터가 출력 드라이버로 전송되고 LED가 동작하게 된다.

해당 LED 모듈의 RED LED를 모두 동작시켰을 때 소비전력은 약 10W 이며



GREEN LED의 소비전력은 약 18W, BLUE LED의 소비전력은 약 18W이다. 그래서 LED 모듈의 총 소비전력은 약 46W이다.



Fig. 29. Picture of SC450 EVM board

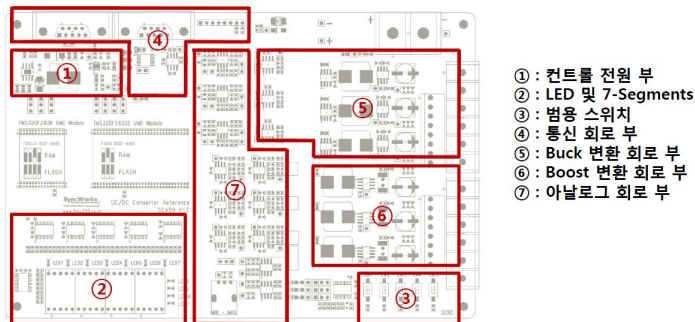


Fig. 30. Structure of SC450 EVM board

그림 29는 SC450 EVM 보드의 사진이다. 실험에서 사용된 EVM 보드는 싱크웍스사의 SC450 EVM 보드로 변환기 제어를 위한 TMS320F2808 IC와 Buck 변환기 3개, Boost 변환기 3개로 이루어져있다. 그림 30은 EVM보드의 구성을 나타낸다. SC450 EVM 보드는 디지털 제어를 이용한 DC-DC 변환기법을 개발하는 목적으로 사용된다. EVM 보드는 7V-28V의 입력 전압으로 Buck 변환기에서는 전압을 강압하는 변환을, Boost 변환기에서는 전압을 승압하는 변환을 테스트할 수 있다. EVM 보드의 제어 IC로 TMS320C2808을 사용한다.

TMS320F2808의 시스템 클럭 주파수는 100MHz이며, 펄스의 기본 스위칭 주파수는 400kHz이며 사용자 인터페이스 업데이트 주기는 0.5초이다.

## 2. 실험 방식

실험 방법은 그림 31과 같다. 첫 번째 실험은 EVM 보드의 Buck 변환기 1개를 사용하여 전원회로의 PWM/PFM 제어가 정상적으로 동작하는지를 확인한다. PWM/PFM 제어 프로그램을 적용 한 후 제어 프로그래밍을 사용하여 Buck 변환기의 출력을 5V로 설정하고 LED 모듈에 공급한다. RED LED를 순차적으로 동작시켜 전원회로 내부의 입, 출력 파라미터들을 모니터링하여 효율을 측정한다. 효율은 입력 전력과 출력전력의 비를 의미하며, 그 값은 백분율로 나타낸다.

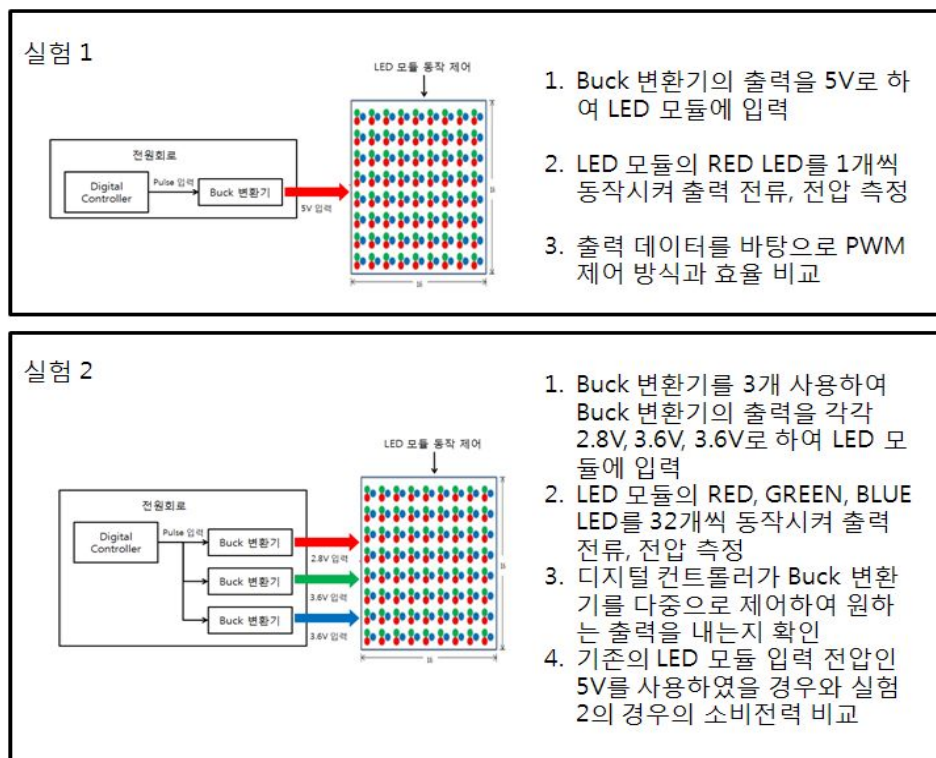


Fig. 31. Simulation configuration

두 번째 실험은 제안된 전원회로의 역할을 하는 EVM 보드를 사용하여 LED 모듈의 공급전압을 일괄적으로 5V가 아닌 LED 색상별로 세분화하여 RED LED에는 2.6V, GREEN, BLUE LED에는 3.8V 입력하고 LED 모듈 동작을 테스트한다. 제안된 전원회로를 사용하였을 경우 LED 모듈의 소비전력을 측정하고 기존의 일괄 5V 공급 전원회로의 소비전력과 비교한다.

### 3. 실험 결과 및 분석

전원회로가 부하의 변화에도 프로그래밍으로 설정된 출력 값을 안정적으로 나타내는지 확인하기 위하여 RED LED를 32개씩 증가시키면서 LED모듈의 동작을 테스트 하였다. 그림 32는 그 결과를 사진으로 나타낸 것이다. 그림 32에서 보면 왼쪽은 기존의 전원회로를 사용하였을 경우이고, 오른쪽은 제안된 전원회로를 사용하였을 경우이다. RED LED를 차례로 32개씩 동작시키면서 LED의 밝기를 비교하였을 때 그 차이를 식별할 수 없었다.

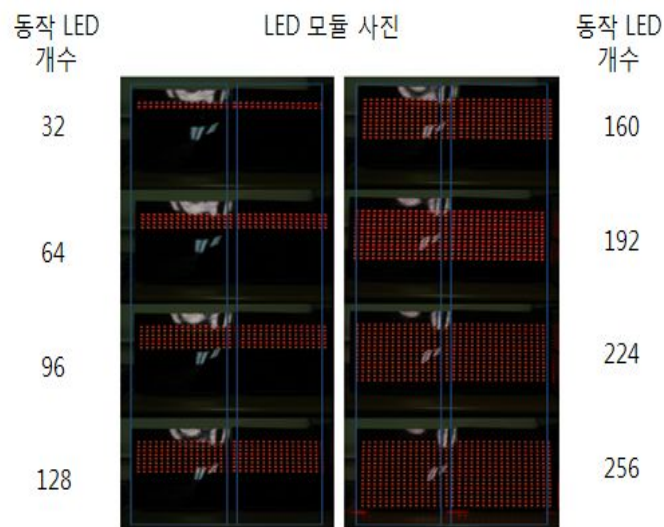


Fig. 32. Picture of the proposed power supply operation test by RED LED

PWM/PFM 제어가 정상적으로 동작하는지를 확인하기 위하여 첫 번째 실험방

법에 따라 LED 모듈의 RED LED만을 순차적으로 동작시킨 상태에서 부하전류를 측정하였다. 측정한 부하전류는 표 6과 같다.

Table 6. Output current as function of RED LED number

동작 LED 개수	출력 전류
1	22 mA
2	43 mA
3	62 mA
4	86 mA
5	108 mA
6	130 mA
7	151 mA
8	171 mA
9	192 mA
10	213 mA
11	234 mA
12	254 mA
13	273 mA
14	292 mA
15	311 mA
16	332 mA

16\*16 LED 모듈의 LED를 1개씩 동작 시켜 부하를 조금씩 상승시켜가면서 그에 따른 부하전류를 비교한 결과, LED를 1개 켜는 경우 약 20mA의 부하전류가 소모되는 것을 알 수 있었다. LED를 켜는 개수가 3개일 경우 부하 전류가 PWM/PFM 제어의 경계 값인 60mA를 넘는 것을 알 수 있었다.

표 7은 RED LED를 1개씩 순차적으로 동작시켜 그에 따른 입력과 출력전력을 구하고 이 값들을 이용하여 효율을 측정한 것이다. 효율은 입력 전력과 출력전력의 비를 나타내며 백분율 값으로 표시한다.

Table 7. The efficiency of PWM/PFM dual mode

동작 LED 개수	입력 전력(W)	출력 전력(W)	효율(%)
1	0.14	0.11	78.57
2	0.273	0.215	78.75
3	0.406	0.31	76.35
4	0.5495	0.43	78.25
5	0.665	0.54	81.20
6	0.784	0.65	82.91
7	0.9065	0.755	83.29
8	1.022	0.855	83.66
9	1.141	0.96	84.14
10	1.2572	1.065	84.71
11	1.386	1.17	84.42
12	1.505	1.27	84.39
13	1.624	1.365	84.05
14	1.743	1.46	83.7
15	1.869	1.555	83.20
16	2.002	1.66	82.92

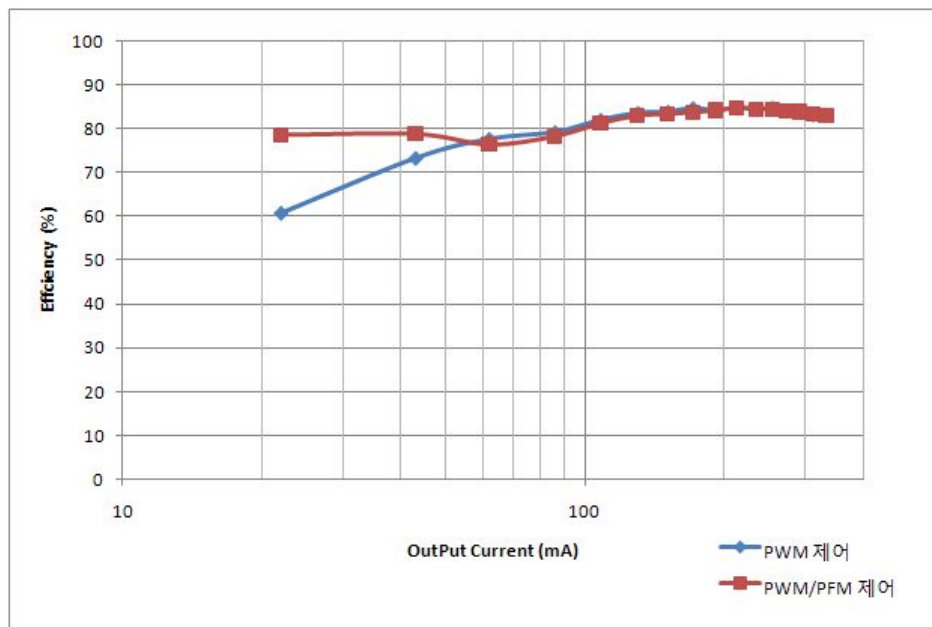


Fig. 33. The efficiency comparison PWM mode and PWM/PFM dual mode

그림 33은 기존의 PWM 제어방식과 PWM/PFM 제어방식의 효율을 비교한 것이다. PWM 제어방식의 효율과 PWM/PFM 제어방식의 효율을 비교하였을 때 PWM/PFM 제어방식의 경우 부하전류가 약 22mA에서 전원회로의 효율이 17% 정도 높게 나타났다. 그리고 약 43mA에서는 효율이 8%정도 높게 나타났다. 하지만 약 60mA 에서는 PWM 제어방식의 효율이 약간 더 높게 나타났다. PWM/PFM 제어방식의 효율은 전체적으로 약 83%의 고른 효율을 보였다.

제안된 방식의 전원회로를 사용하였을 경우 부하전류 60mA를 경계로 낮은 부하전류에서는 PFM 제어의 효율을 보이고, 높은 부하전류에서는 PWM 제어의 효율을 보였다. 넓은 부하에서도 안정되고 고른 효율을 보이는 것을 알 수 있었다.

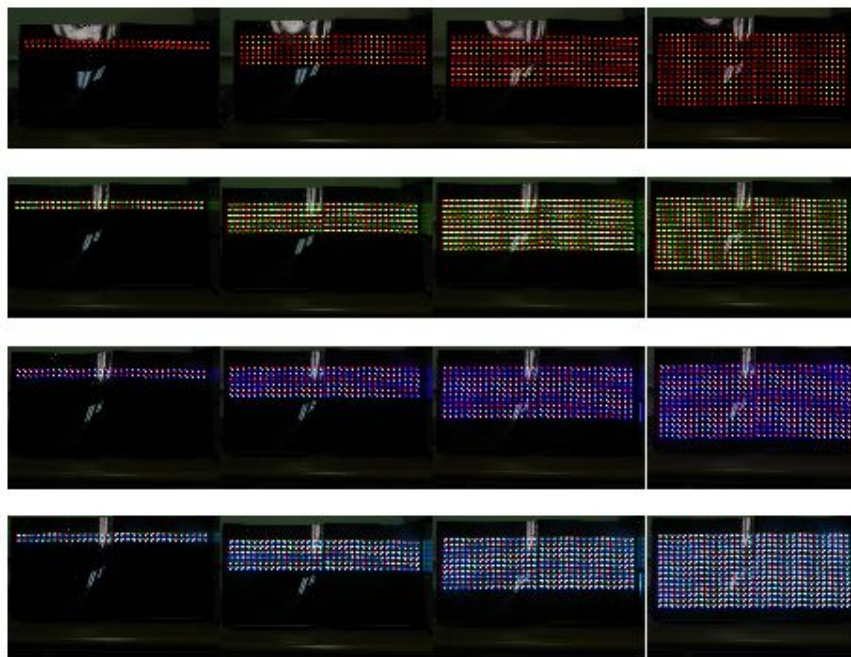


Fig. 34. Picture of the proposed power supply operation test by LED module

두 번째 실험으로 LED 모듈의 공급전압을 LED 색상별로 세분화하여 공급하여 LED 모듈을 동작시켜 소비전력을 측정하였다. 그림 34는 LED 모듈이 제안된 방식의 전원회로를 사용하였을 경우에 정상적으로 동작하는지를 확인한 사진이다. LED를 단계별로 동작 시켰을 경우 LED모듈의 밝기가 감소하거나 떨림이 있

는지를 확인하였지만 정상적으로 동작하였다.

표 8은 제안된 전원회로를 사용하여 LED모듈에 2.8V, 3.6V, 3.6V를 공급하여 LED 모듈을 동작시켰을 경우와 기존 전원회로를 사용하여 LED 모듈에 5V를 공급하여 LED 모듈을 동작시켰을 경우의 소비전력을 비교한 것이다. RED LED만을 동작시키는 경우와 RED와 GREEN, RED와 BLUE LED, 마지막으로 RED, GREEN, BLUE LED를 전부 동작시켰을 경우를 비교하였다.

Table 8. Power consumption comparison

동작 LED 개수	RED			RED + GREEN		
	전력(일괄 5V 입력)	전력(색상별 전압 입력)	전력 비(%)	전력(일괄 5V 입력)	전력(색상별 전압 입력)	전력 비(%)
32	3.52	1.664	52.8	7.04	4.096	41.8
64	7.04	3.172	54.9	13.915	8.026	42.3
96	10.505	4.498	57.2	21.12	11.89	43.8
128	14.08	5.798	58.8	28.435	15.218	46.5
160	17.6	6.968	60.4	35.09	18.172	48.2
192	21.12	8.06	61.8	42.185	21.194	49.8
224	24.695	8.658	64.9	49.06	23.54	52
256	28.215	9.802	65.3	56.32	26.152	53.6
동작 LED 개수	RED + BLUE			RED + GREEN + BLUE		
	전력(일괄 5V 입력)	전력(색상별 전압 입력)	전력 비(%)	전력(일괄 5V 입력)	전력(색상별 전압 입력)	전력 비(%)
32	7.095	4.134	41.7	10.615	6.604	37.8
64	14.135	8.204	42	21.175	13.132	38
96	21.065	12.262	41.8	31.955	18.49	42
128	28.435	15.698	44.8	42.295	25.372	40
160	35.475	19.11	46.1	53.35	30.606	42
192	42.405	21.844	48.5	63.69	35.118	44.8
224	49.5	24.728	50	74.25	39.36	47
256	56.54	26.428	53.3	84.7	43.072	49.1

표 8을 보면 기존 전원회로를 사용한 경우의 소비전력보다 제안된 전원을 사용하여 LED 모듈의 전압 공급을 세분화하여 LED 색상별로 필요한 전압을 입력하

여 주는 경우의 소비전력이 매우 낮게 나타나는 것을 알 수 있었다.

그림 35는 표8의 기존의 5V 공급 전원회로의 소비전력과 제안된 전원회로의 소비전력의 비를 나타낸 그래프이다. 그림 35에서 소비전력을 분석한 결과 RED LED만을 켜었을 경우는 평균 60% 정도의 소비전력이 감소하였고, RED+GREEN LED 또는 RED+BLUE LED를 동작하였을 경우는 평균 48%정도의 소비전력 감소하였다. RED+GREEN+BLUE LED를 동작하였을 경우에는 평균 43% 정도의 소비전력이 감소함을 확인할 수 있었다.

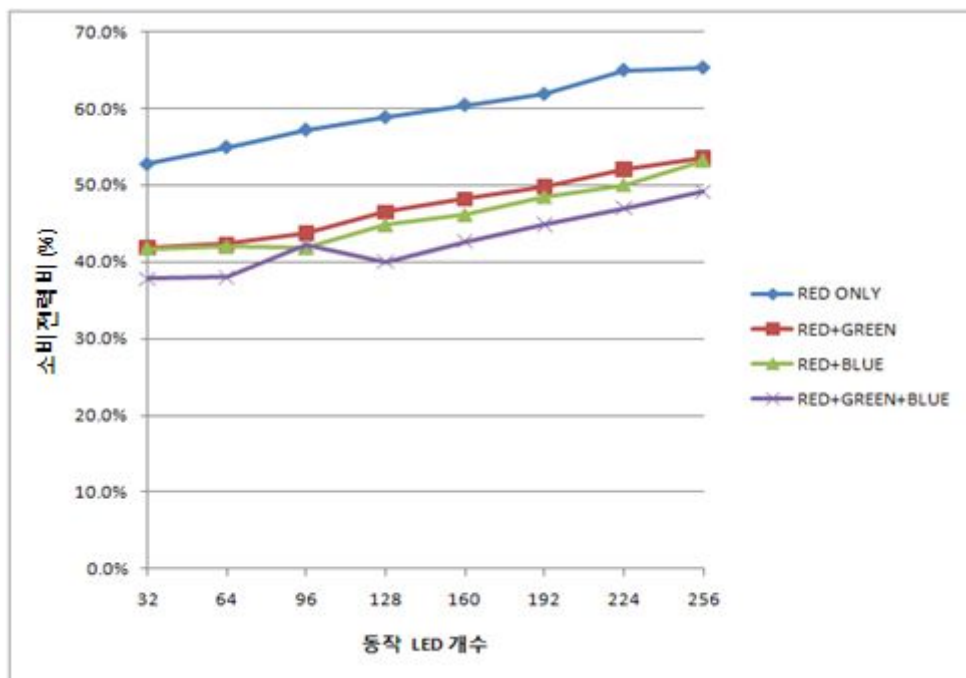


Fig. 35. The proposed power supply comparison result

이처럼 LED 모듈에 5V를 공급하는 전원회로가 아니라 제안된 전원회로를 사용하여 LED 색상별로 필요한 2.6V 3.8V, 3.8V의 전압을 공급하여줌으로써 기존의 전원회로에 비해 평균 40%이상의 전력소비를 줄일 수 있음을 확인하였다.



## VI. 결론

전광판 등에서 주로 사용되는 LED 모듈의 기존 전원회로는 모듈을 구동할 때 LED의 필요전압보다 공급되는 전압이 더 크기 때문에 불필요하게 낭비되는 전력이 생기게 되고 효율이 떨어지는 단점이 있다. 이에 LED 전광판의 소비전력을 줄이기 위하여 LED 모듈에 최적화된 전원회로를 설계하였다.

본 논문에서는 LED 색상별 구동에 적합한 전압만을 공급하도록 하여 소비전력을 줄이는 방법을 제안하였다. 제안된 전원회로는 디지털 제어 전원회로를 이용하여 LED 색상별로 각각 필요한 2.6V와 3.8V로 변환하여 공급할 수 있도록 하였다. 전원회로의 디지털 제어 프로그램을 사용하여 3개의 Buck 변환기를 스위칭한다. Buck 변환기의 출력전압을 2.6V와 3.8V 2개로 변환하여 LED 모듈에 공급한다. 소비전력을 측정하기 위하여 EVM보드와 LED 모듈을 사용하였다. LED 모듈에 5V를 공급하는 기존 전원회로의 소비 전력과 LED 색상별로 필요한 전압을 공급하는 제안된 전원회로의 소비전력을 비교하였을 때 약 40%이상 소비전력을 줄일 수 있었다.

본 논문에서 제안된 전원회로는 아날로그 제어가 아니라 디지털 제어를 사용하여 생성된 펄스로 전원회로를 스위칭을 한다. 펄스를 생성할 때 효율을 향상시키기 위하여 PWM 제어기법과 PFM 제어기법을 사용하였다. PWM 제어는 제어프로그램의 PWM 제어루틴에 의해 동작하며 PWM 제어동작을 위하여 PI 제어를 하도록 설계하였다. 기준전압과, ADC데이터,  $K_i$ ,  $K_p$  파라미터를 사용하여 출력 펄스의 폭을 결정하게 된다.  $K_i$ ,  $K_p$  파라미터의 값을 구하기 위하여 Matlab을 이용하여  $K_p$ ,  $K_i$ 의 값에 따른 응답속도를 테스트 하였다.  $K_i$ ,  $K_p$  파라미터는 테스트 결과 중 가장 좋은 응답속도를 보이는  $K_p=30$   $K_i=0.1$ 로 설정하였다. PFM 제어는 제어프로그램의 PFM 제어루틴에 의해 동작한다. PFM 제어루틴은 ADC 데이터 중 출력전압이 상한 기준값보다 높으면 펄스폭을 0으로 만들어 전원회로를 스위칭 하지 않고, 하한 기준값보다 낮으면 펄스폭이 최대인 펄스를 생성하여 전원회로를 스위칭 하도록 구성하였다. EVM보드를 사용하여 입, 출력 전압값에

따라 PWM 제어기법과 PFM 제어기법의 효율을 측정, 비교하여 PWM과 PFM 제어동작 바뀌는 경계를 부하전류가 60mA일 경우로 결정하였다. 제안된 전원회로는 60mA를 경계로 부하전류가 60mA이하일 경우에는 PFM 제어루틴에 의해 동작하고, 이상일 경우에는 PWM 제어루틴에 의해 동작한다. EVM보드와 LED 모듈을 사용하여 효율을 측정한 결과 기존 전원회로의 경우 부하전류가 60mA이하일 경우 상대적으로 효율이 감소하는 반면에 제안된 전원회로는 부하전류가 약 22mA에서 전원회로의 효율이 기존 전원회로에 비해 17% 정도 높게 나타났고 약 43mA에서는 효율이 8%정도 높게 나타났다. 하지만 PWM 제어와 PFM 제어가 변화하는 60mA 지점에서 기존의 전원회로의 효율이 조금 높게 나타났다.

제안된 전원회로를 전광판에 사용할 경우 일괄적으로 5V의 전압을 공급하는 기존 전원회로와 비교하여 3개의 전압을 공급하여야 하기 때문에 전원 공급이 복잡해지는 단점이 있지만, 장시간 동작하는 전광판의 전력 사용량을 대폭 줄여 에너지 효율화에 기여할 수 있을 것으로 예상된다.

## 참 고 문 헌

- [1] 송상빈, “LED 조명기술 및 상품화 동향”, 고효율 LED 기술 세미나, 2009, page(s):61-95
- [2] 유수엽, 엄기홍, 김형준, “고효율 가변 전력 LED조명기기 Driver 개발”, 한국조명·전기설비학회 2009 춘계학술대회 논문집, 2009
- [3] 정봉용, 남현석, 노정진, “94%효율을 가진 PFM/PWM 자동변환 전류-모드 DC-DC Boost 변환기” 2008년 대한전자공학회 하계종합학술대회 제 21권 제 1호 page(s):599-600
- [4] 박리민, 정학진, 유태경, 윤광섭, “PWM/PFM 모드를 이용한 모바일용 벽 변환기 설계” 한국통신학회논문지 10-11 Vol.35 No.11 page(s):1667-1675
- [5] Wan-Rone Liou, Mei-Ling Yeh, Yueh Lung Kuo, “High Efficiency Dual-Mode Buck Converter IC For Portable Applications” Power Electronics, IEEE Transactions on, Volume 23, Issue 2, March 2008 Page(s):667-677
- [6] Zhuo Bi, Wenbin Xia, “Modeling and Simulation of Dual-Mode DC/DC Buck Converter” 2010 Second International Conference on Computer modeling and Simulation, page(s):371-375
- [7] Jeongin Cheon, Changwoo Ha, “PWM/PFM Dual Mode SMPS Controller IC for Active Forward Clamp and LLC Resonant Converters” Journal Of Semiconductor Technology And Science, VOL.7, NO.2, JUNE, 2007, page(s):94-97
- [8] Zhuo Bi , Wenbin Xia, “A PWM/PFM Switch Technique of Dual-Mode Buck Converter”. Wireless Mobile and Computing (CCWMC 2009), page(s):357 - 360
- [9] 김희준, “스위치모드파워서플라이”, 성안당, 1993
- [10] 김희준, “스위칭 전원의 기본 설계”, 성안당, 2010

- [11] 이승구, 김영록, 차한주, “전류계인 전향보상기법을 이용한 부스트 컨버터의 불연속전도 모드 전류제어”, 대한전기학회, 전기학회 논문지, 제 60권 제 11호 2011, page(s):2049-2055
- [12] 김윤서(Youn Seo Kim), 양오(Oh Yang), “DSP를 이용한 강압형 DC-DC 컨버터의 원격제어”, 대한 전자공학회, 전자공학회논문지-SC, 제40권 제3호 (통권 제291 호) 2003.5, page(s):116-122
- [13] T. W. Martin, S.S. Ang, “Digital Control for Switching Converters”, Industrial Electronics IEEE, Vol. 2, 1995, page(s): 480-484
- [14] M.Smyey, A.Cheriti, "Fuzzy Logic Controller For a DC to DC Controller", Electrical and Computer Engineering IEEE, Vol. 2, 1999. page(s):1020-1023
- [15] Lam H.K, Lee T.H, Leung F,H.F, Tam P.K.S, "Fuzzy control of DC-DC switching converters : Stability and Robustness Analysis", Industrial Elextronics Society, IECON, Vol. 2, 2001, page(s):899-902
- [16] Alvarez-Ramires J, Cervantes I, Espinosa-Perez G, Maya P, Morales A, "A Stable Design og PI Control For DC-DC Converters with an RHS Zero", IEEE Transactions, Vol. 48, 2001, page(s):103-106
- [17] 마이클 데이 , “저전력 효율성 측정에 대한 실용 가이드”, 전자부품 2008년 12월 호, page(s):80-84

본 논문과 연관된 발표논문

- 1) 이시훈, 임재윤, “ DSP 제어기반 LED전광판 전원회로 최적설계”, 2010년도 전기·전자·전자과·통신학회 제주지부 합동학술대회 논문집.
- 2) 이시훈, 임재윤, “ DSP PWM 제어기법을 활용한 LED 전원회로설계”, 2011년도 한국통신학회 지부연합학술대회 및 정보통신기술위크숍
- 3) 이시훈, 임재윤, “고효율 전원회로 설계를 위한 PWM 및 PFM 제어기법”, 2011년도 전기·전자·전자과·통신학회 제주지부 합동학술대회 논문집.

## 감사의 글

석사과정동안 항상 격려해 주시고 아낌없는 충고와 지도를 해주신 임재운 교수님께 먼저 감사를 드립니다. 바쁘신 가운데도 본 논문의 심사를 맡으시고 보다 나은 논문이 되도록 많은 조언과 충고를 해주신 김홍수 교수님과 강진식 교수님께 깊은 감사를 드립니다. 그리고 학부시절부터 많은 충고와 가르침을 주신 이용학 교수님, 문건 교수님, 양두영 교수님, 좌정우 교수님께 깊은 감사를 드립니다.

대학원 생활을 하면서 항상 좋은 말씀과 지도를 해주신 홍성욱 선배님과 이권의 선배님, 이은진 선배님, 강훈철 선배님께 감사드립니다. 그리고 레이에겐 선배 노릇을 잘하지 못한 거 같아서 미안하다는 말을 하고 싶습니다. 그리고 곁에서 좋은 말씀해주는 창윤이 형, 진호 형, 영애 누나, 양현 누나에게 감사드립니다. 많은 도움을 주셨던 통신공학과 조교선생님이신 현은정 선생님과 김지윤 선생님께서도 감사의 마음을 전합니다.

우리 디지털 시스템 연구실 식구들. 우영, 동성, 지환, 성은, 민석, 홍철, 동훈, 대성, 민철, 상중, 보람, 동역, 지수, 민규, 무진, 화계지, 포일비, 의용, 서지. 고맙다! 그리고 대학원 생활한다고 잠수 타서 미안했던 내 친구들!! 문호야, 대욱아, 동훈아 정말 고맙다. 우리 끝까지 가자! 또 우리 노네임!! 일 년 동안 바쁘다는 핑계로 모임에 계속 빠졌는데도 가끔 볼 때마다 언제나 응원해줘서 정말 고맙다. 앞으로는 참석 잘할게. 그리고 뒤에서 큰 힘이 되어준 해정아! 고맙다.

마지막으로 오늘이 있기까지 헌신적인 사랑으로 보살펴 주신 아버지, 어머니, 형. 정말 감사합니다.