工學碩士 學位論文

부스트 정류기의 고역률 제어에 관한 연구

A Study on the High Power Factor Control in a Boost Rectifier

指導教授 李 成 根

2001年 2月

韓國海洋大學校 大學院

電氣工學科 電氣工學專攻

李 昌 一

本 論文을

李昌一의 工學碩士 學位論文으로 認准함

委員長 : 工學博士 金 煥 成 ㊞

委 員 : 工學博士 吉 暻 碩 ㊞

委 員 : 工學博士 李 成 根 ㊞

2 0 0 1 年 2 月

韓 國 海 洋 大 學 校 大 學 院

電 氣 工 學 科

李 昌 一

목 차

Abstract

1. 서 론 1

2. 일반적인 정류기 3
   2.1 부스트 정류기의 등가회로 8
   2.2 부스트 정류기의 동작해석 12
      2.2.1 스위칭 시간에 따른 인덕터 전류의 특성 12
      2.2.2 출력 전압과 리플 17
   2.3 효율과 스위치 저항과의 관계 19

3. 시스템 설계 24
   3.1 고역률 부스트 정류기 시스템 24
   3.2 시뮬레이션 33
   3.3 시스템 설계 및 제작 36

4. 실험 결과 및 고찰 40

5. 결 론 44

참고 문헌 45

A Study on the High Power Factor Control in a Boost Rectifier

by Lee, Chang-Il

Dept. of Electric Engineering, Graduate School,
Korea Maritime University

Abstract

The boost converter operating at the boundary of continuous conduction mode(CCM) and discontinuous conduction mode(DCM) in the inductor output current of the converter has been commonly and widely used as one of the power stable control devices.

This converter can achieve the power factor correction by minimizing the harmonic distortion in the input current of the circuit.

This paper examines an advanced boost converter based on the above proto-type converter to obtain more stable and constant DC power source.

In order to compose the converter, first of all, a filtering capacitor is added across the output of the bridge rectifier; this capacitor is to

filter the high-frequency switching noise so that the voltage reference for the control circuit is a clean sinusoidal wave, and a switching control circuit to decrease the harmonic distortion is connected.

Furthermore, optimum parameter values to minimize the harmonic distortion in the input current are derived from the analyses of switching characteristics, switching on-off time and switching frequency.

Based on the analyses, a simulation using the PSim was done and a 100[W] step-up converter was designed and fabricated. As a result, it has been found that the power factor of 14[%] was improved compared to the proto-type boost converter.

제 1 장 서　　론

안정된 전원을 필요로 하는 전자장비들이 급속히 확산되면서 직류 안정화 전원장치는 더욱 중요한 위치를 차지하고 있다. 다이오드 4개와 평활 캐패시터 그리고 인덕터를 사용한 간단한 L-C 정류기로는 교류 전원을 직류 전원으로 바꿀 수 있다. 하지만 이 방법으로는 직류 전압의 크기를 제어 할 수 없고, 낮은 입력 역률과 큰 전류 왜곡을 가진다[1]-[3]. 각종 전자·전기 기기가 이러한 전원장치에 접속되어 있는 경우 기기의 전원 입력 전류에 정현파가 아닌 위상제어회로 또는 비선형 부하특성에 의한 전원의 고조파 전류가 발생한다. 그 결과 전압왜곡이 발생하여 전력계통 설비를 비롯해 접속되는 기기의 동작에 악영향을 주는 등의 문제가 되고 있다. 그 영향의 정도는 그 설비 또는 기기에 따라 다르지만 전력용 커패시터·변압기의 발열, 화재, 이상 음의 발생, 제어기기의 오동작, 접속기기의 동작 불량 또는 수명의 단축 등의 장애 현상으로 나타나게 된다[4]-[5]. 이러한 문제들의 해결 방법으로는 출력 전압 제어와 역률을 향상시키기 위한 DC-DC 컨버터를 AC-DC 정류기를 삽입하고, 제어 방법으로 고정 주파수 피크 전류제어 방법, 평균 전류 제어 방법, 히스테리시스 전류 제어 방법, DCM-CCM 경계에서 동작하는 방법등이 있다[6]-[13].

전류 연속 모드(CCM)와 전류 불연속 모드(DCM)에서 동작하는 승압형 컨버터는 전원공급 장치의 역률 개선을 위한 정류회로에 널리 사용되고 있다.

본 논문에서는 CCM과 DCM의 경계에서 동작하는 승압형 역률 개선 회로에 필터 캐패시터(C_i)를 추가하여 높은 주파수에서의 스위칭 잡음을 줄인다. 또한, 스위칭의 특성, 스위치 온-오프 시간, 스위칭 주파수를 분석하여 최적의 파라미터를 선정하고 출력 전압의 안정화를 위하여 제어 회로를 삽입하였다[13].

이 결과 입력전류를 입력전압과 동상인 정현파로 만들어 역률을 향상시키고, 콘덴서 평활형 정류기에서의 좁은 펄스폭을 가지는 입력전류에 기인한 전류의 고조파 하모닉 성분을 제거함으로서 전원 고조파 일그러짐을 억제하였다.

이에 대한 이론적 분석을 증명하기 위해 시뮬레이션을 수행하고 실제 100[W]급 승합형 컨버터를 제작하였다.

제 2 장 일반적인 정류기

L-C 필터를 가지는 전파 정류기를 사용하는 모든 시스템의 일반적인 회로도는 그림 2.1과 같으며 전류 파형은 그림 2.2처럼 두 가지 형태의 전류 파형의 왜곡을 가진다.

그림 2.2에서 고조파를 포함하고 있는 왜곡된 전류는 역률을 감소시킨다. 이러한 역률의 감소는 선형 부하에 똑같은 평균전력을 공급하려고 할 때 필요한 전력보다 더 큰 전력을 공급하도록 한다. 이것은 동일 전압에서 큰 전류를 유도하기 때문에 발전기 및 변압기등의 전력계통 열손실을 발생시킨다. 또한 송전선에서의 전압강하가 증가하여 전압 변동률이 커진다. 그러므로 역률을 개선하여 이상적으로 1에 가깝게 하는 것은 경제적으로 매우 중요하다[3],[4].

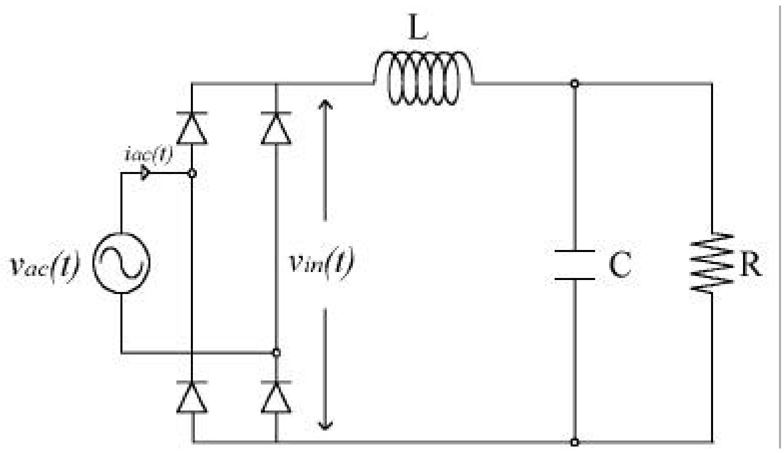
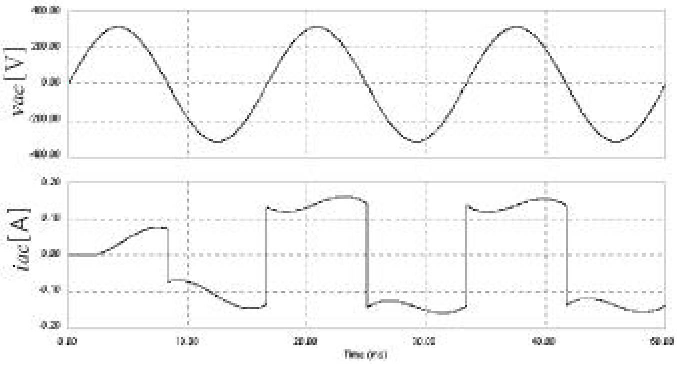
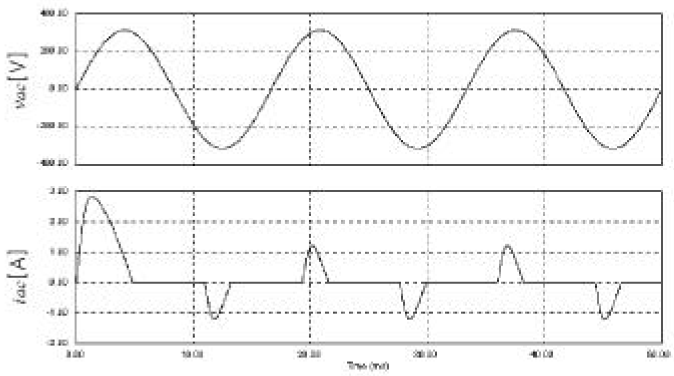


그림 2.1 일반적인 L-C 정류기



(a) L의 값이 큰 경우



(b) L의 값이 작은 경우

그림 2.2 L값에 따른 입력 전압, 전류 파형

상용 전원은 일반적으로 50 - 60[Hz]의 주파수를 가지는 정현파 교류 전원을 공급한다. 이러한 교류 전원은 유효전력과 무효전력으로 나눌 수 있다. 역률은 유효전력과 피상전력의 비로 다음식과 같다.

$$PF = \frac{average\ power}{rms\ voltage \cdot rms\ current} = \frac{avg[v(t) \cdot i(t)]}{V_{rms} \cdot I_{rms}} \qquad (2\text{-}1)$$

$v(t)$가 정현파이고 비선형 부하를 가진다면 전류 고조파가 증가함으로서 RMS 전류는 증가하고 역률은 감소하게 된다. 입력 전력을 식으로 나타내면 다음과 같다.

$$P_{av} = \frac{V_1 I_1}{2} \cos(\phi - \theta) \qquad (2\text{-}2)$$

전류의 실효치 $I_{rms} = \sqrt{I_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{I_n^2}{2}}$ 가 되고, 역률은 식(2-3)과 같다.

$$PF = \left(\frac{\frac{I_1}{\sqrt{2}}}{\sqrt{I_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{I_n^2}{2}}}\right)(\cos(\phi_1 - \theta_1)) = D_f \cdot D_\theta \qquad (2\text{-}3)$$

ϕ_1 : 기본파 전압의 변위각

θ_1 : 기본파 전류의 변위각

D_f : 왜형율

D_θ : 변위율

여기서 왜형율 D_f 는 전류 실효값에 대한 전류 기본파의 실효값 비율이다. 변위율 D_θ 는 입력 전류 기본파와 입력 전압의 변위각의 cosine 값이다.

총 고조파 왜율(THD)의 정의는 식(2-4)과 같다.

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n \neq 1}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \tag{2-4}$$

THD와 D_f의 관계는 다음과 같다.

$$D_f = \frac{1}{\sqrt{1 + (THD)^2}} \tag{2-5}$$

여기서 THD와 PF의 관계를 살펴보면 전류와 전압의 기본파 성분이 동위상 일 때, D_θ 는 1이고 PF는 왜형률과 같게 된다. 따라서 전류와 전압의 기본성분이 동위상일 때는 역률이 고조파성분에 의해서 좌우되는 왜형률 D_f의 값에 따라 달라짐을 알 수 있다.

THD와 D_f는 반비례적인 관계에 있으므로 역률과 총고조파왜곡과의 관계도 마찬가지다. 그러므로 역률을 증가시키기 위해서는 총고조파왜곡의 감소는 필수적이다. 또한 역률은 위상차와도 관계가 있다. 최대한 동상이 되도록 입력 전압과 전류를 만들어야 한다. 그러므로 역률 개선을 위해서는 EMI와 고조파 성분을 줄이기 위해서 입력 전류 파형을 개선하는 역률 보정회로를 사용하는 것이 필요하다. 낮은 고조파 성분의 전류 조건을 만족시키기 위해 입력 파형을 정현적으로 근사화되어야한다. 결

론적으로 역률 보정은 일반적으로 입력 전압 파형과 위상이 같은 정현파로 근사화시켜야 한다. 최근의 방법으로는 이런 문제의 저렴한 해결책으로 역률 컨트롤러로써 능동 역률 보정 IC**를 사용한다**[2].

THD**와** D_f**의 관계를 표** 1**에서 나타내었다**.

표 1 **총고조파왜곡**(THD)**과 왜형률**(D_f)**의 관계**

THD(%)	Df
0	1
10	0.9950
20	0.9806
30	0.9578
40	0.9285
50	0.8944
60	0.8575
70	0.8192
80	0.7809
90	0.7433
100	0.7071

2.1 부스트 정류기의 등가회로

일반적인 부스트 정류기의 회로도는 그림 2.3과 같다.

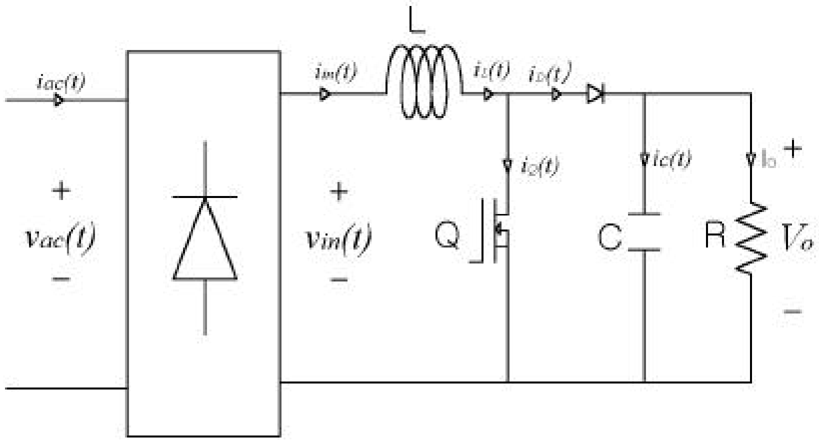


그림 2.3 부스트 정류기 회로도

이상적인 정류기는 입력전압과 입력전류가 동상이고 파형의 모양이 정현파로 같다. 다시 말하면 저항성 부하를 가지는 역률이 1인 경우를 말한다. 이상적인 정류기의 입력측에서 가상 저항 R_e를 고려한 등가회로는 그림 2.4와 같다.

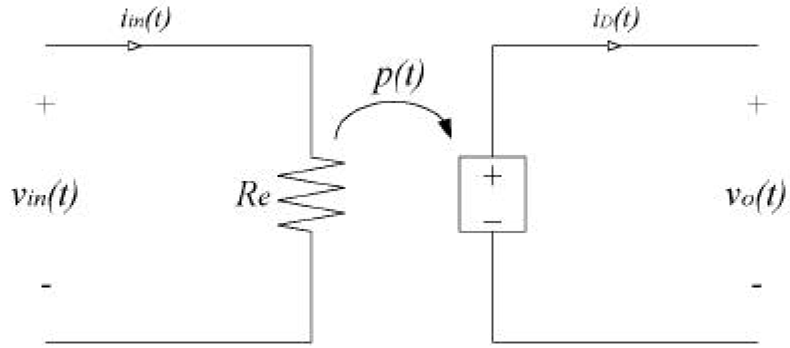


그림 2.4 가상 저항 R_e를 고려한 경우

이상적인 부스트 컨버터는 회로내에서 발생되는 손실을 모두 무시했을 경우 입력전력이 모두 출력으로 전달된다. 그러므로 입력전력이 모두 R_e에 의해 소모된다면 식(2-6)과 같이 된다.

$$P_{in} = \frac{V_{in}^2}{R_e} \tag{2-6}$$

식(2-6)에서 소모된다는 의미는 모두 출력측으로 전달된다는 것을 의미하므로 입력전력과 출력전력은 같다. 순시전압 $v_{in}(t)$와 순시 전류 $i_{in}(t)$를 식으로 나타내면 다음과 같다

$$v_{in}(t) = \sqrt{2}\, V_{in} \sin wt \tag{2-7}$$

$$i_{in}(t) = \frac{v_{in}(t)}{R_e} \tag{2-8}$$

식(2-6)에 의해 순시 입력전력 $p_{in}(t)$를 구한다.

$$p_{in}(t) = \frac{(\sqrt{2}V_{in})^2}{R_e}\sin^2 wt$$
$$= \frac{V_{in}^2}{R_e}(1 - \cos 2wt) \qquad (2-9)$$

가상 저항 R_e는 식(2-10)과 같이 표현될 수 있다.

$$R_e = \frac{v_{in}(t)}{i_{in}(t)} = \frac{V_{in}^2}{P_{in}} = \frac{V_{in}^2}{P_o} \qquad (2-10)$$

입력 전압과 입력 전력의 파형을 그림으로 나타내면 그림 2.5와 같다.

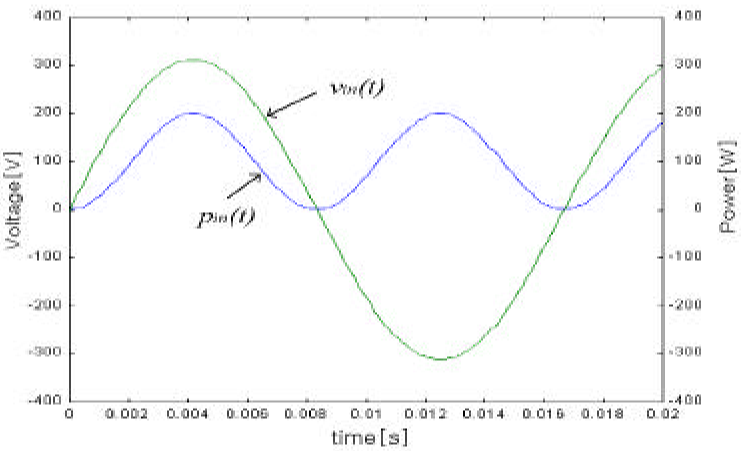


그림 2.5 입력 전압과 입력 전력의 파형

캐패시터(C)와 부하 저항(R)을 고려한 경우의 등가 회로는 그림 2.6에서 나타내었다. 전원 입력전압이 60[Hz]의 주기를 가지면 브릿지 다이오드를 통한 입력전압은 120[Hz]의 주기를 가지고 있고 출력 전압은 캐패시터의 영향으로 직류성분을 가진다. 그러므로 출력측에서의 전력은 DC 성분을 가진다.

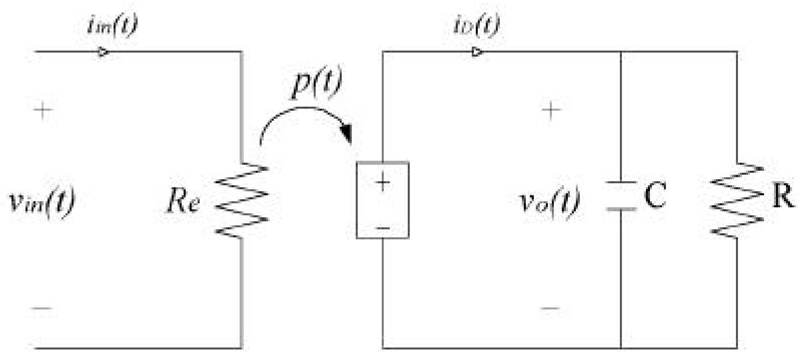


그림 2.6 C와 R을 고려한 등가회로

2.2 부스트 정류기의 동작해석

부스트 컨버터의 동작은 스위치의 동작에 따른 온 시간과 오프 시간을 구하고 출력전압의 리플에 대하여 기술하였다.

2.2.1 스위칭 시간에 따른 인덕터 전류의 특성

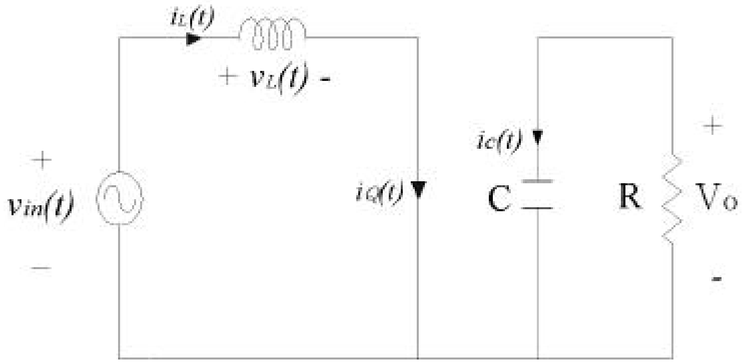
부스트 정류기의 동작 특성은 스위치가 턴-온된 경우와 턴-오프된 경우에 따라서 특성이 변한다. 그림 2.7은 스위치의 온-오프에 따른 등가회로를 도시하였다.

스위치가 턴-온된 경우에 스위치 전류($i_Q(t)$)와 인덕터 전류($i_L(t)$)는 동일하고, 마찬가지로 인덕터 전압이 입력 전압이다.

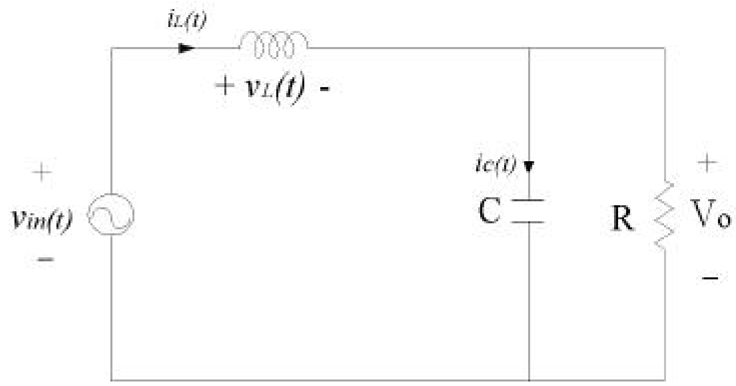
$$L\frac{di_L}{dt} = \sqrt{2}V_{in}\sin wt \qquad (2\text{-}11)$$

스위치 턴-오프의 경우, 인덕터의 전류는 점점 감소하게 되고, 인덕터 전압은 극성이 바뀌게 된다. 이때 캐패시터의 출력 전압이 입력 전압보다 높기 때문에 인덕터 전류는 감소하게 된다.

$$L\frac{di_L}{dt} = \sqrt{2}V_{in}\sin wt - V_o \qquad (2\text{-}12)$$



(a) 스위치 턴-온 경우



(b) 스위치 턴-오프 경우

그림 2.7 부스트 정류기의 등가 회로

스위칭의 한 주기동안 인덕터 전류를 나타내면 그림 2.8과 같이 나타낸다. 여기서 t_s는 스위칭의 한 주기를 나타내고, t_{on} 과 t_{off} 는 스위칭의 온 시간과 오프 시간을 말한다.

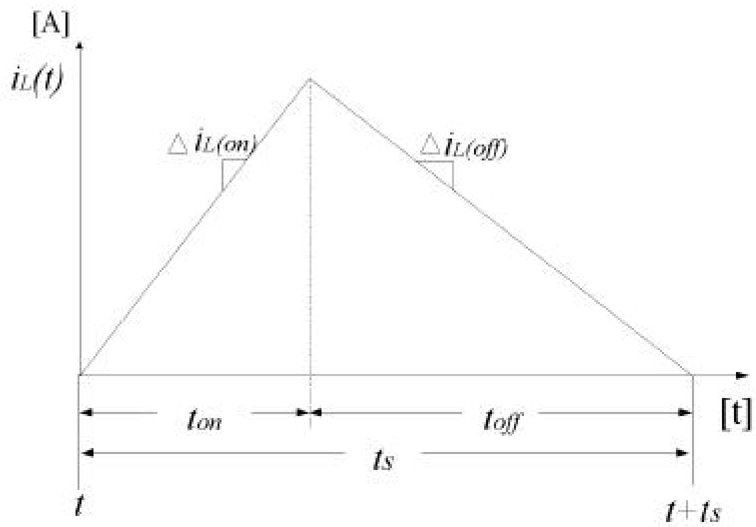


그림 2.8 스위칭의 한 주기동안 $i_L(t)$의 파형

턴-온인 경우 인덕터 전류의 기울기는 식(2-11)에 의해 구할 수 있다.

$$\Delta i_{L(on)} = \frac{v_{in}(t)}{L} \qquad (2\text{-}13)$$

턴-오프는 식(2-12)에서 의해 마찬가지로 식(2-14)에서 나타내었다.

$$\Delta i_{L(off)} = \frac{v_{in}(t) - V_o}{L} \qquad (2\text{-}14)$$

여기서 V_o는 리플 전압을 무시한 직류 출력 전압이다.

인덕터 전류를 평균한 것이 입력전류이므로 인덕터의 최대 피크 전류는 입력 전류의 2배가 된다.

$$I_{L(peak)} = 2\sqrt{2} I_{in} = \frac{2\sqrt{2} P_o}{\eta V_{in}} \tag{2-15}$$

단, $P_o = \eta \cdot V_{in} \cdot I_{in}$

$\eta =$ 컨버터 효율

스위치의 턴-온 시간과 턴-오프 시간에 대해서 알아보면 그림 2.8에서 $I_{L(peak)}$는 식(2-16)과 같이 된다.

$$I_{L(peak)} = \frac{\sqrt{2} V_{in}}{L} t_{on} \tag{2-16}$$

식(2-15)와 식(2-16)을 사용하여 턴-온 시간을 구하면 식(2-17)이 된다.

$$t_{on} = \frac{2L I_{in}}{V_{in}} = \frac{2L P_o}{\eta V_{in}^2} \tag{2-17}$$

마찬가지로 스위치의 턴-오프 시간은 식(2-18)이 된다.

$$t_{off} = \frac{2\sqrt{2} L I_{in} \sin wt}{V_o - \sqrt{2} V_{in} \sin wt} \tag{2-18}$$

DCM과 CCM의 경계에서는 항상 일정한 턴-온 시간을 가지며 턴-오프시간에 따라 듀티비(duty ratio)가 변한다. 그러므로 스위치의 한 주기

는 턴-온 시간과 턴-오프시간을 합 한것과 같으므로 $t_s = t_{on} + t_{off}$ 가 되고 스위칭 주파수 f_s는 식(2-17)과 식(2-18)로부터 다음과 같다[13].

$$f_s = \frac{V_{in}(V_o - \sqrt{2}V_{in}\sin wt)}{2L\,V_o I_{in}} \tag{2-19}$$

위 식에서 최소 스위칭 주파수는 식(2-20)과 같이 나타낼 수 있다.

$$f_{s(\min)} = \frac{V_{in}(V_o - \sqrt{2}V_{in})}{2L\,V_o I_{in}} \tag{2-20}$$

인덕터는 보통 최소의 스위칭 주파수에서 설계한다. 식(2-15)에서 $P_o = \eta V_{in} I_{in}$이므로 양변에 V_o를 곱하여 식을 변경하면 식(2-21)이 된다.

$$\frac{1}{V_o I_{in}} = \frac{\eta V_{in}}{P_o V_o} \tag{2-21}$$

식(2-21)을 식(2-20)에 대입하면 다음과 같은 인덕턴스 L을 구할 수 있다.

$$L = \frac{\eta V_{in}^2(V_o - \sqrt{2}V_{in})}{2f_{s(\min)}P_o V_o} \tag{2-22}$$

그러므로 컨버터를 설계 할 경우 인덕터와 스위칭 주파수의 관계를 정확히 알고 설계하는 것이 중요하다. 스위칭 주파수를 높이면 인덕터를 소형으로 할 수 있지만 스위칭 소자의 스트레스는 증가하게 된다.

2.2.2 출력 전압과 리플

출력 전압은 안정화된 직류 전압을 얻어야 되지만 회로의 소자특성, 입력 전류의 변화, 노이즈 등으로 출력 전압에 리플이 생긴다. 출력 전압의 리플분 Δv_o를 구하기 위하여 다이오드 전류 $i_D(t)$와 출력 전압 $v_o(t)$의 파형을 나타내면 그림 2.9와 같다. 그림 2.9는 회로의 소자 특성상 생기는 리플만을 도시하였다[1],[2].

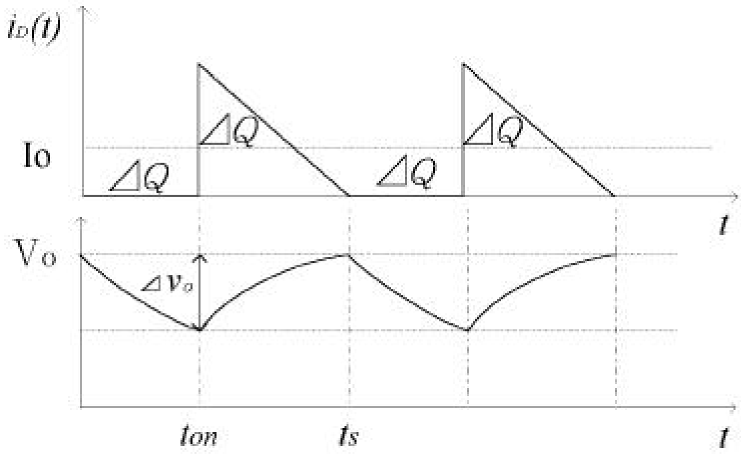


그림 2.9 $i_D(t)$ 와 $v_o(t)$의 파형

따라서 다음과 같은 식이 성립하게 된다.

$$\Delta v_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{I_o \cdot t_{on}}{C} = \frac{V_o \cdot t_{on}}{RC} = \frac{V_o \cdot D}{RCf_s} \qquad (2\text{-}23)$$

위 식으로부터 출력전압의 리플 Δv_o는 스위칭 주파수 f_s에 반비례하여 스위칭 주파수를 높임으로써 리플을 감소시킬 수 있지만 부하저항 R에도 반비례하는 것에 유의해야 한다.

출력 전압의 리플을 구하는 다른 방법으로는 가상 저항 R_e를 고려하여 출력 전류를 식으로 나타내면 다음과 같다.

$$i_D(t) = \frac{P(t)}{V_o} = \frac{V_{in}^2}{R_e \cdot V_o}(1 - \cos 2wt) \qquad (2\text{-}24)$$

여기서 직류 성분이 부하로 흐르는 동안 $i_D(t)$의 교류성분, 즉 $i_C(t)$는 캐패시터를 통해 흐른다. 위 식으로부터 식(2-25)를 구할 수 있다.

$$i_C(t) = C\frac{dv_o(t)}{dt} = -\frac{V_{in}^2}{R_e \cdot V_o}\cos 2wt \qquad (2\text{-}25)$$

출력전압의 리플 Δv_o 의 절대값은 식(2-25)를 적분함으로서 구할 수 있다.

$$\Delta v_o = \frac{V_{in}^2}{2w \cdot R_e \cdot v_o \cdot C}\sin 2wt$$

$$= \frac{V_o}{2wRC}\sin 2wt \qquad (2\text{-}26)$$

2.3 효율과 스위치 저항과의 관계

인덕터의 동적인 특성을 무시하고 정류기 스위치의 온-저항(R_{on})만을 고려하여 평균화 모델을 그림 2.10에 나타내었다. 그림에서 $D'(t) = 1 - D(t)$이다.

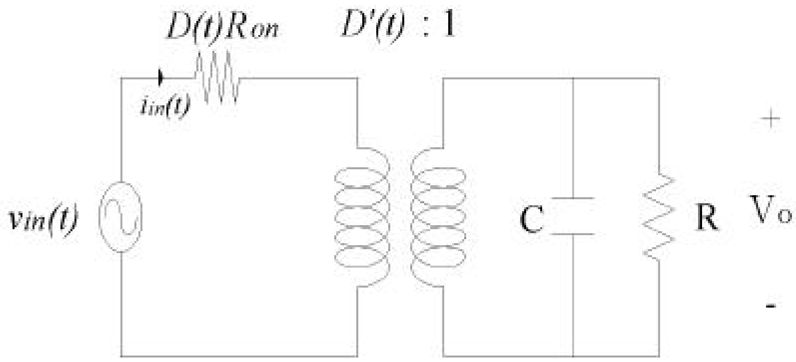


그림 2.10 스위치의 온-저항을 고려한 평균화 모델

입력측을 회로 방정식으로 풀면 식(2-27)과 같다.

$$i_{in}(t)D(t)R_{on} = v_{in}(t) - D'(t)v_o(t) \tag{2-27}$$

여기서 $i_{in}(t) = v_{in}(t)/R_e$이므로 $i_{in}(t)$를 소거하면

$$\frac{v_{in}(t)}{R_e}D(t)R_{on} = v_{in}(t) - D'(t)v_o(t) \tag{2-28}$$

그러므로 $D(t)$는 식(2-28)에 의해 식(2-29)로 되고 $D'(t)$는 식(2-30)

으로 표현된다.

$$D(t) = \frac{v_o(t) - v_{in}(t)}{v_o(t) - v_{in}(t)\frac{R_{on}}{R_e}} \tag{2-29}$$

$$D'(t) = 1 - D(t) = \frac{v_o(t) - v_{in}(t)}{v_o(t) - v_{in}(t) \cdot \frac{R_{on}}{R_e}} \tag{2-30}$$

식(2-29),(2-30)은 정류기의 동적인 특성을 무시하고 컨버터가 전류 연속 모드에서 동작시의 듀티비를 나타내고 있다.

평균화 모델의 출력측에서는 캐패시터의 평형 조건에서 식(2-31), (2-32)를 얻을 수 있다.

$$I_o = \langle i_d \rangle_{T_{ac}} \tag{2-31}$$

$$i_d(t) = D' i_{in}(t) = D'(t)\frac{v_{in}(t)}{R_e} \tag{2-32}$$

위 식(2-32)에 식(2-30)을 대입하면 식(2-33)을 얻을 수 있다.

$$i_d(t) = \frac{v_{in}^2(t)}{R_e} \frac{1 - \frac{R_{on}}{R_e}}{v_o(t) - v_{in}(t)\frac{R_{on}}{R_e}} \tag{2-33}$$

$v_{in}(t) = \sqrt{2}\, V_{in} \sin wt$ **와** $< i_d(t) >_{T_{ac}}$**를 풀면 식**(2-33)**과 같이 된다**.

$$I_o = < i_d >_{T_{ac}} = \frac{2}{T_{ac}} \int_0^{T_{ac}/2} \left(\frac{2V_{in}^2}{R_e}\right) \frac{\left(1 - \frac{R_{on}}{R_e}\right)\sin^2 wt}{\left(v_o(t) - \frac{\sqrt{2}\, V_{in} R_{on}}{R_e} \sin wt\right)} dt$$

(2-34)

위 식에서 출력전압 $v_o(t)$**를 정상상태에서** V_o**로 가정하고, 식** (2-34)**를 다시 표현하면 식**(2-35)**와 같이 된다**.

$$I_o = \frac{2}{T_{ac}} \frac{2V_{in}^2}{V_o R_e} \left(1 - \frac{R_{on}}{R_e}\right) \int_0^{T_{ac}/2} \frac{\sin^2 wt}{1 - \alpha \sin wt} dt \qquad (2\text{-}35)$$

여기서 $\alpha = \left(\frac{\sqrt{2}\, V_{in}}{V_o}\right)\left(\frac{R_{on}}{R_e}\right)$ **가 된다**.

위 식에서 필요한 적분 구간은 0**으로부터** $T_{ac}/4$**까지 이다**. wt**를** θ**로 치환하면 식은 다음과 같이 된다**.

$$I_o = \frac{2V_{in}^2}{V_o R_e} \left(1 - \frac{R_{on}}{R_e}\right) \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi/2} \frac{\sin^2 \theta}{1 - \alpha \sin \theta} d\theta \qquad (2\text{-}36)$$

$F(\alpha) = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} \frac{\sin^2 \theta}{1 - \alpha \sin \theta} d\theta$ **라 가정하고** $F(\alpha)$**를 풀면 식**(2-37)**과 같다**.

$$F(\alpha) = \frac{2}{\alpha^2 \pi}(-2\alpha - \pi + \frac{4\sin^{-1}\alpha + 2\cos^{-1}\alpha}{\sqrt{1-\alpha^2}}) \quad (2\text{-}37)$$

식(2-37)**은 식**(2-38)**과 같이 간략화 된다**.

$$F(\alpha) \quad 1 + 0.862\alpha + 0.78\alpha^2 \quad (2\text{-}38)$$

효율과 $F(\alpha)$**와의 관계는 다음의 수식에서 유도된다**.

$$P_{in} = \langle p_{in}(t) \rangle_{T_{ac}} = \frac{V_{in}^2}{R_e} \quad (2\text{-}39)$$

따라서 평균 출력 전력은 식(2-40)**과 같다**.

$$P_o = V_o I_o = V_o[\frac{2V_{in}^2}{V_o R_e}(1 - \frac{R_{on}}{R_e})\frac{F(\alpha)}{2}] \quad (2\text{-}40)$$

효율(η)**는**

$$\eta = \frac{P_o}{P_{in}} = \frac{1}{2}(1 - \frac{R_{on}}{R_e})F(\alpha)$$

$$= (1 - \frac{R_{on}}{R_e})[1 + 0.862\frac{V_{in}}{V_o}\frac{R_{on}}{R_e} + 0.78(\frac{V_{in}}{V_o}\frac{R_{on}}{R_e})^2] \quad (2\text{-}41)$$

식(2-41)**에서 높은 효율을 얻기 위해서는** V_{in} **보다 조금 높은** V_o **를 선택하면 효과적이 된다**.

효율과 스위치의 온-저항 사이의 관계를 알아보면 스위치의 온-저항 이외의 손실을 무시한다면, 스위치의 온-저항 범위를 구할 수 있다. $\frac{V_{in}}{V_o} = \frac{\sqrt{2}\times 220}{380} = 0.819$ 에서 95[%]의 효율은 그림 2.11에서 $\frac{R_{on}}{R_e} \approx 0.15$에서 발생한다. 그러므로 스위치의 온-저항의 범위는 $R_{on} \leq (0.15) R_e$이다. 따라서 R_{on}은 69[Ω]보다 적은 값을 선정하면 된다. 하지만 입력 전압을 110[V]까지 가변 할 경우를 고려하면 $R_{on}/R_e \approx 0.409$ 에서 선정해야 된다. 그러므로 R_{on} 저항은 34.5[Ω]보다 적은 값을 가지면 된다[1].

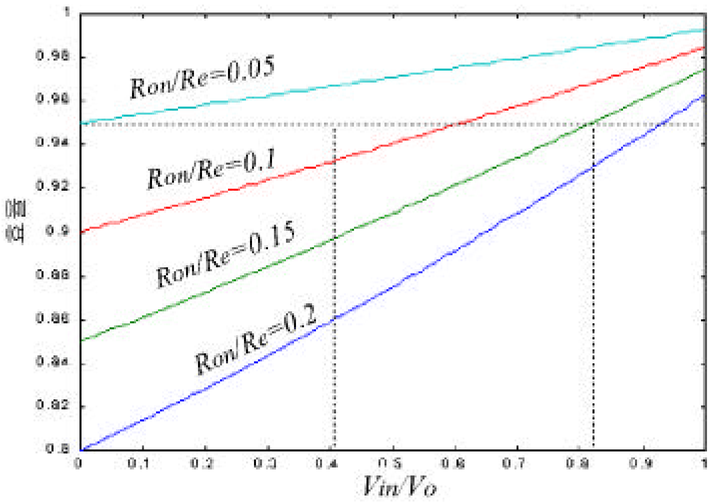


그림 2.11 효율과 V_{in}/V_o의 관계

제 3 장 시스템 설계

3.1 고역률 부스트 정류기 시스템

그림 3.1는 필터 캐피시터(C_i)를 브릿지 다이오드 뒷단에 부가한 제안된 부스트 컨버터 시스템이다. 필터 캐패시터를 부가하면 고주파의 스위칭 잡음을 줄이고, 제어회로의 전압을 일정한 정현파로 만든다. 또한 스위칭의 특징을 변화시킨다. 필터 캐패시터의 부가로 스위치의 온, 오프시간, 스위칭 주파수의 변화는 필터 캐패시터가 없는 경우와는 많은 변화가 있다.

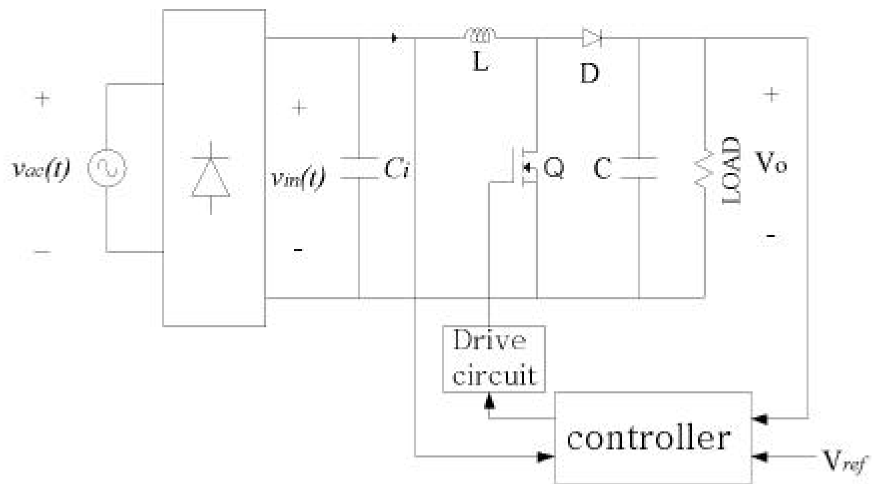
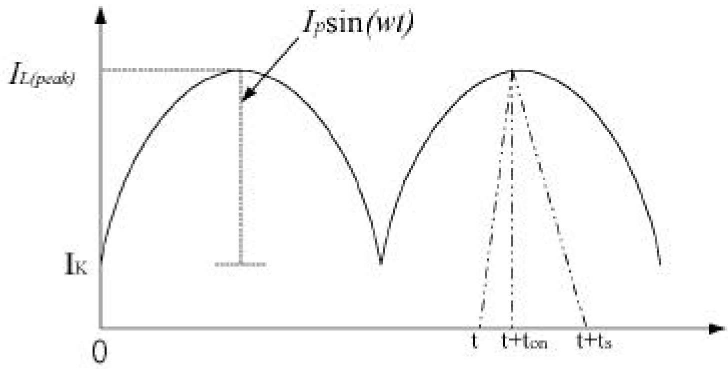


그림 3.1 제안한 부스트 정류기

그림 3.2는 필터 캐패시터를 부가한 경우의 인덕터 전류($i_L(t)$)를 나타낸다. 인덕터 전류는 직류 성분인 I_k 와 교류성분인 $I_p \sin wt$로 구성된다. 인덕터의 피크전류인 $I_{L(peak)}$는 I_k 와 I_p 의 합으로 나타낸다.



±x림 3.2 인덕터 전류 파형

필터 캐패시터가 없는 경우의 스위치의 온, 오프 시간은 식 (2-17),(2-18)에서 나타내었다. 식(2-17)과 식(2-18)로부터 필터 캐패시터를 부가했을 때의 턴-온 시간과 턴-오프 시간을 식(3-1),(3-2)에 나타내면 다음과 같다[13].

$$t_{on} = \frac{L(I_k + I_p \sin wt)}{\sqrt{2} V_{in} \sin wt - wLI_p \cos wt} \tag{3-1}$$

$$t_{off} = \frac{L(I_k + I_p \sin wt)}{V_o - \sqrt{2} V_{in} \sin wt} \tag{3-2}$$

필터 캐패시터와 부하의 조건에 따라 인덕터 전류의 직류 성분은 영향을 받는다. 스위치의 온 시간과 오프 시간은 직류요소의 조건에 따라 변화한다. 이 변화는 직류 성분과 교류성분 피크치의 비와 관계가 있다. 여기서 $K = I_p/I_k$라 두면 K값의 변화에 따라 스위치의 온, 오프 시간이 변화한다. 큰 용량의 캐패시터는 직류 성분의 증가로 K의 값이 작아진다. 스위칭 주파수를 50[kHz]로 선정하였을 경우 식(2-22)에서 계산된 인덕턴스는 833[μH]가 적당하며 K값에 따른 스위치의 온, 오프 시간과 주파수를 표 2 4에 나타내었다.

표 2 K=1 인 경우의 턴-온, 턴-오프, 스위칭 주파수의 변화

t [ms]	t_{on} [μs]	t_{off} [μs]	f_s [kHz]
0.5	9.70	1.75	87.32
1	5.68	2.48	123.25
1.5	4.38	3.42	128.25
2	3.76	4.79	117.00
2.5	3.41	6.70	98.92
3	3.21	9.18	80.66
3.5	3.1	11.89	66.73
4	3.05	13.65	59.85
4.5	3.06	13.30	61.25
5	3.13	11.02	70.70
5.5	3.27	8.30	86.47
6	3.50	6.00	105.28
6.5	3.91	4.28	122.00
7	4.69	3.06	129.09
7.5	6.45	2.19	115.70
8	13.64	1.57	65.76

표 3 K=50 일 경우의 턴-온, 턴-오프, 스위칭 주파수의 변화

t [ms]	t_{on} [μs]	t_{off} [μs]	f_s [kHz]
0.5	3.33	0.60	254.35
1	3.16	1.36	220.99
1.5	3.10	2.43	180.64
2	3.08	3.93	142.64
2.5	3.07	6.02	110.7
3	3.06	8.74	84.72
3.5	3.05	11.70	67.76
4	3.05	13.64	59.91
4.5	3.05	13.21	61.48
5	3.05	10.75	72.44
5.5	3.06	7.77	92.32
6	3.07	5.25	120.28
6.5	3.08	3.37	155.02
7	3.11	2.03	194.54
7.5	3.18	1.08	235.07
8	3.44	0.4	260.69

표 4 K=100 일 경우의 턴-온, 턴-오프, 스위칭 주파수의 변화

t [ms]	t_{on} [μs]	t_{off} [μs]	f_s [kHz]
0.5	3.20	0.58	260.60
1	3.11	1.34	224.61
1.5	3.08	2.40	182.15
2	3.06	3.91	143.27
2.5	3.06	6.00	110.32
3	3.06	8.73	84.81
3.5	3.05	11.07	67.78
4	3.05	13.64	59.91
4.5	3.05	13.21	61.49
5	3.05	10.74	72.48
5.5	3.05	7.76	92.45
6	3.06	5.23	120.63
6.5	3.07	3.35	155.87
7	3.08	2.01	196.56
7.5	3.11	1.06	240.06
8	3.23	0.37	277.23

스위치의 RMS 전류를 정현파라고 가정하면 식(3-3)과 같다.

$$I_Q = \sqrt{\frac{1}{T_{ac}} \int_0^{T_{ac}} i_Q^2(t)dt} \qquad (3\text{-}3)$$

한 주기동안의 교류전원 입력전류에 대한 스위칭의 턴-온 시간의 합은 다음과 같다.

$$I_Q = \sqrt{\frac{1}{T_{ac}} t_s \sum_{n=1}^{T_{ac}/t_s} \left(\frac{1}{t_s} \int_{(n-1)t_s}^{nt_s} i_Q^2(t)d(t) \right)} \qquad (3\text{-}4)$$

여기서 $T_{ac} \ll t_s$이면 식(3-5)와 같이 간략하게 표현된다.

$$I_Q \approx \sqrt{\frac{1}{T_{ac}} \lim_{t_s \to 0} \left[\frac{1}{t_s} \int_{(n-1)t_s}^{nt_s} i_Q^2(\tau)d(\tau) \right]}$$

$$= \sqrt{\frac{1}{T_{ac}} \int_0^{T_{ac}} \frac{1}{t_s} \int_t^{t+T_{ac}} i_Q^2(\tau)\,d\tau}$$

$$= \sqrt{\langle \langle i_Q^2(t) \rangle_{t_s} \rangle_{T_{ac}}} \qquad (3\text{-}5)$$

위 식(3-5)에서 스위치의 RMS전류(I_Q)는 스위칭의 턴-온 시간을 평균한 것을 다시 교류전원 입력전류를 평균한 것으로 간략화 할 수 있다. 여기서 스위칭 전류의 평균은 식(3-6)과 같다.

$$< i_Q^2(t) >_{t_s} = \frac{1}{t_s} \int_t^{t+t_s} i_Q^2(t)dt$$

$$= D(t) \cdot i_L^2(t) \qquad (3-6)$$

여기서 $D(t)$**는** t_{on}/ts **이고 스위칭 주파수는 교류전원 입력주파수보다 훨씬 더 높기 때문에 식**(3-7)**로 된다**.

$$D(t) = 1 - \frac{\sqrt{2}V_{in}}{V_o}\sin wt \qquad (3-7)$$

또한, $i_L^2(t)$**는 삼각파가 되므로 삼각파에 대한** RMS**전류는 식**(3-8)**이 된다**.

$$I_L^2 = [\frac{I_{L(peak)}\sin wt}{\sqrt{3}}]^2 \qquad (3-8)$$

식(3-6)**에 식**(3-7), (3-8)**을 대입하면 스위칭의 한 주기동안의 스위칭의** RMS**전류는 식**(3-9)**로 표현된다**.

$$< i_Q^2(t) >_{t_s} = \frac{I_{L(peak)}^2}{3}(1 - \frac{\sqrt{2}V_{in}}{V_o}\sin wt)\sin^2 wt \qquad (3-9)$$

식(3-9)**를 식**(3-5)**에 대입하면 식**(3-10)**이 된다**.

$$<I_Q>_{ac} = \sqrt{\frac{1}{T_{ac}}\int_0^{T_{ac}} \frac{I_{L(peak)}^2}{3}\left(1-\frac{\sqrt{2}V_{in}}{V_o}\sin wt\right)\sin^2 wt dt}$$

$$= \sqrt{\frac{2}{T_{ac}}\int_0^{T_{ac}/2} \frac{I_{L(peak)}^2}{3}\left(\sin^2 wt-\frac{\sqrt{2}V_{in}}{V_o}\sin^3 wt\right)dt}$$

$$= \sqrt{\frac{I_{L(peak)}^2}{3}\left[\frac{1}{2}-\frac{4\sqrt{2}V_{in}}{3\pi V_o}\right]}$$

$$= \sqrt{\frac{1}{6}-\frac{4\sqrt{2}V_{in}}{9\pi V_o}}\, I_{L(peak)} \qquad (3\text{-}10)$$

마찬가지로 다이오드의 RMS **전류는 식**(3-11)**이 된다**.

$$< i_D^2 >_{T_s} = (1-D(t))\, i_L^2(t) \qquad (3\text{-}11)$$

식(3-11)**을 식**(3-7), (3-8)**에 대입하면 식**(3-12)**가 된다**.

$$<I_D>_{ac} = \sqrt{\frac{1}{T_{ac}}\int_0^{T_{ac}} < i_D^2 >_{t_s} dt}$$

$$= \sqrt{\frac{4\sqrt{2}V_{in}}{9\pi V_o}}\, I_{L(peak)} \qquad (3\text{-}12)$$

인덕터 전류는 스위칭 전류와 다이오드 전류의 합이 되므로 식(3-13)이 된다.

$$I_L = \frac{1}{\sqrt{6}} I_{L(peak)} \qquad (3\text{-}13)$$

필터 캐패시터가 부가된 경우 스위치 와 다이오드의 RMS전류는 식(3-8)에서 $I_{L(peak)}$ 대신에 $I_K + I_P \sin wt$를 대입하면 식(3-14)가 된다.

$$I_L^2 = \left[\frac{I_K + I_P \sin wt}{\sqrt{3}}\right]^2 \qquad (3\text{-}14)$$

위 식을 대입하여 필터 캐패시터가 부가된 경우의 스위칭의 RMS전류는 식(3-15)가 된다.

$$I_Q = \sqrt{\left[\frac{I_K^2}{3} + \frac{I_K I_P}{3\pi} + \frac{I_P^2}{6}\right] - \frac{(2I_K^2 + \pi I_K I_P + 4I_P^2)\sqrt{2}V_{in}}{9\pi V_o}} \qquad (3\text{-}15)$$

또한, 다이오드의 RMS전류는 식(3-16)이 된다.

$$I_D = \sqrt{\frac{(6I_K^2 + 3\pi I_K I_P + 4I_P^2)\sqrt{2}V_{in}}{9\pi V_o}} \qquad (3\text{-}16)$$

여기서 인덕터 전류는 $I_L = \sqrt{I_Q^2 + I_D^2}$ **이 되며** I_{in}**에 대한 식으로 나타내면 다음과 같다**.

$$I_L = \frac{2}{\sqrt{3}} I_{in} \tag{3-17}$$

3.2 시뮬레이션

위에서 고찰한 부스트 정류기의 이론을 배경으로 PSim으로 회로를 설계하여 시뮬레이션하였다. 시뮬레이션은 쉽게 회로소자를 바꾸어 결과 도출이 가능하므로 실험결과를 예측할 수 있다.

표 5는 출력 100[W], 효율 95[%] 일 때 2장에서 구한 수식으로부터 계산된 파라미터 정수값을 나타낸다.

표 5 부스트 정류기의 시뮬레이션 정수값

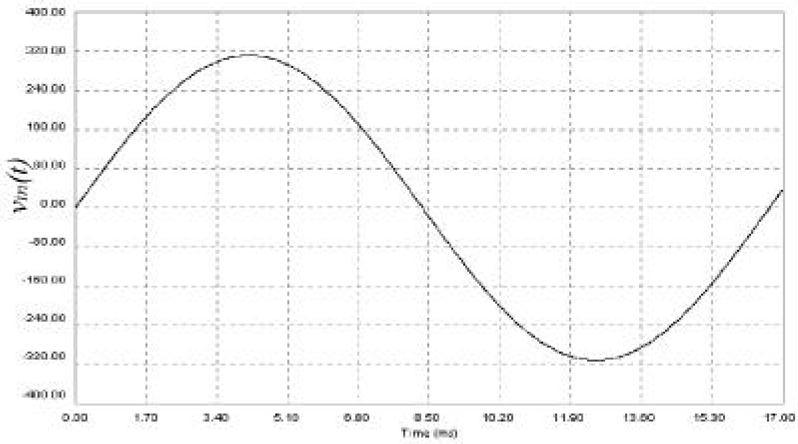
입력 전압 [V_{in}]	전원 주파수 [Hz]	인덕턴스 [μH]	캐패시턴스 [μF]	부하저항 [Ω]	스위칭 주파수[kHz]
220	60	833	25.48	1445	50

위 정수값들을 사용하여 표 7에서 턴-온시간과 턴-오프시간을 회로의 스위칭시간으로 사용하여 시뮬레이션 한 입력전압 및 전류 파형은 그림 3.3과 같다. 입력전압과 전류는 거의 동상에 가깝고 입력전류는 정현파에 근접한다.

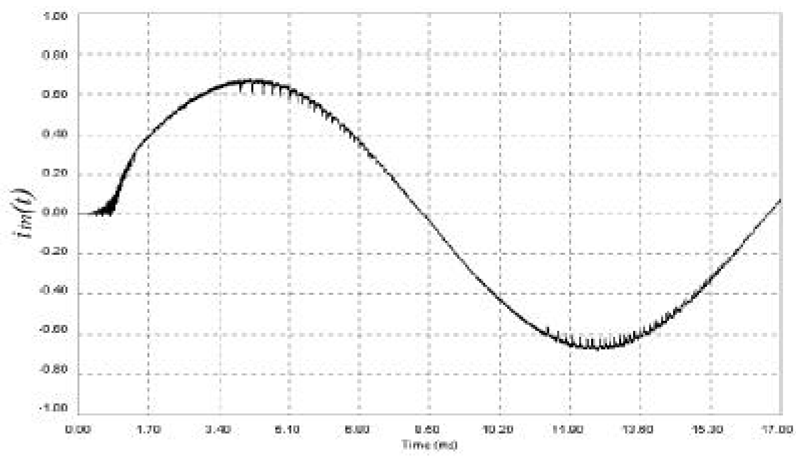
실험의 용의성을 위하여 인덕턴스와 최소 스위칭 주파수와의 관계는 식(2-22)에서 알 수 있듯이 반비례적인 관계에 있으며 표 6에 도시하였다.

표 6 인덕턴스에 따른 최소 스위칭 주파수

인 덕 턴 스	7	5	2	[mH]
최소 스위칭주파수	6	8.3	20	[kHz]



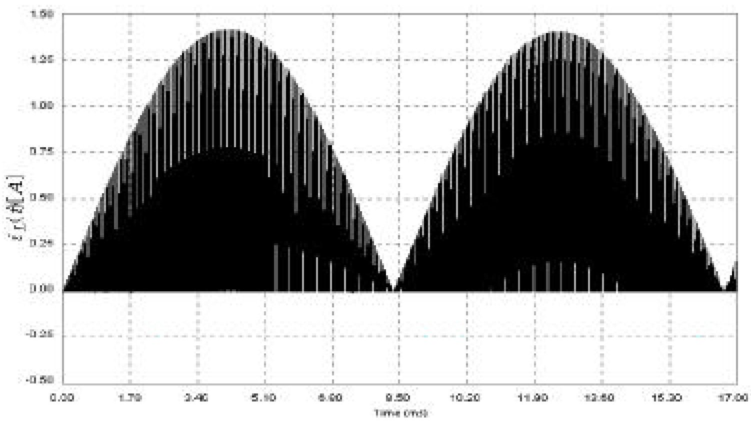
(a) **입력 전압 파형**



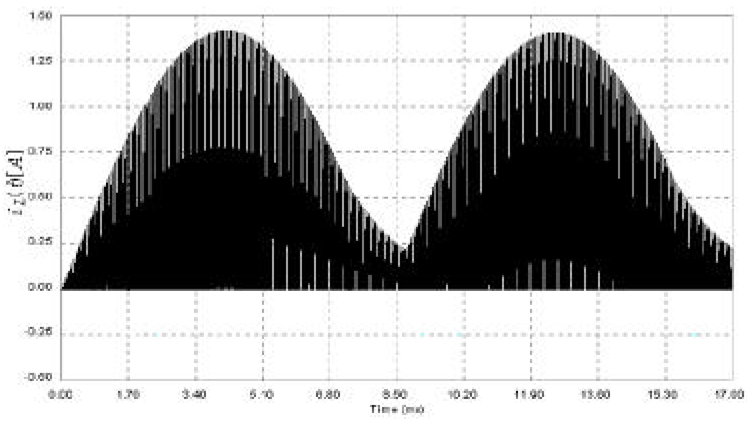
(b) **입력 전류 파형**

그림 3.3 **입력 전압과 전류 파형**

그림 3.4는 일반적인 부스트 정류기와 제안한 정류기(K=50)의 $i_L(t)$ 파형을 나타낸 것이다. 이 때 필터 캐패시터는 0.3[μF]이다.



(a) 일반적인 부스트 정류기 $i_L(t)$ 파형



(b) 제안한 부스트 정류기 $i_L(t)$ 파형 (K=50)

그림 3.4 부스트 정류기의 $i_L(t)$ 파형

3.3 시스템 설계 및 제작

본 장에서는 실험 장치를 구성하여 고역률의 부스트 정류기의 특징을 고찰하였으며, 그림 3.5와 3.6에 전체 실험 장치 사진 및 제어회로의 블록도를 나타내었다.

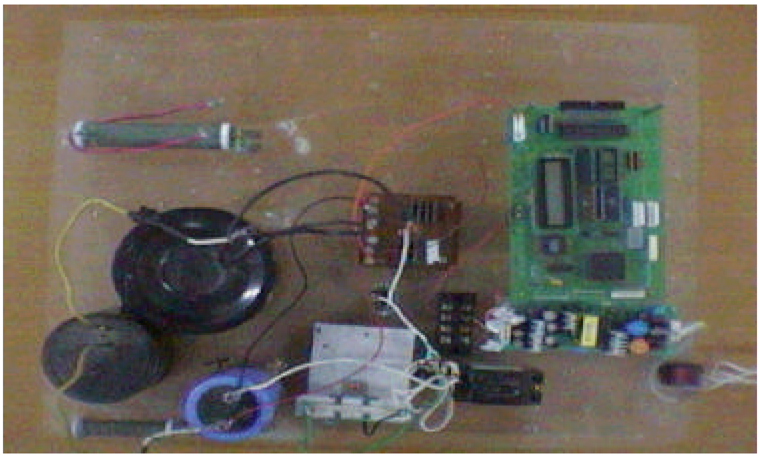


그림 3.5 전체 실험장치 사진

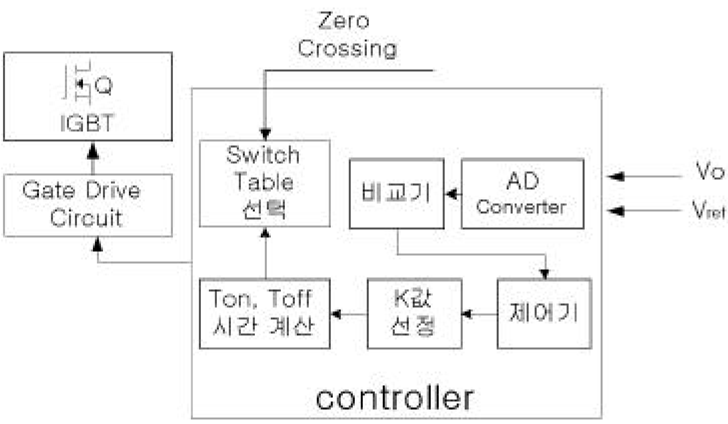


그림 3.6 제어회로 블록도

입력으로 V_o와 zero crossing pluse를 받아들여서 프로세서에서 연산 과정을 거쳐 switching table을 선택하여 IGBT의 Gate 신호로 사용한다. 이때 K값 선정은 시뮬레이션값을 초기치로하여 converter 출력전압이 목표값과 같을 때까지 보정한다. 여기서 사용된 controller는 Intel 80C196KC를 사용하였고, IGBT는 2MBI50L-060을 사용하였다. 아날로그를 디지털로 변환하기 위해 계산이 용이하도록 AD Converter는 분해능이 10bit인 80C196KC 내부 converter를 사용하였다.

스위칭 주파수를 6[KHz]로 선정할 경우 식(2-22)에서 인덕턴스가 7[mH]로 계산되고 K값은 출력전압에 따라 변하므로 K값에 따른 switching table을 20으로 만들었다. 표 7에서는 switching table의 한 예로 K=50일 경우의 스위칭의 온, 오프시간을 표시하였다.

프로그램의 동작은 그림 3.7의 순서도와 같다. 먼저 프로세서가 동작하면 변수들을 초기화하고, 시뮬레이션에서 구한 K값에 따른 switching table을 구한 후, 이것을 이용하여 IGBT의 gate 회로에 신호를 인가한다. 전파 정류된 입력 전압이 0인 지점에서 스위칭은 시작된다. 이 zero점 입력은 외부 인터럽터 1에 연결되어 있다. 전파 정류된 입력신호의 한 주기동안 50개의 스위칭이 이루어지는데, 1회 스위칭시마다 출력 전압 값을 AD converter를 통해서 받는다. 50회의 스위칭이 끝나는 시점에서 AD converting된 값의 평균값을 구하여 출력전압을 구하고, 이를 기준전압과 비교하여 PI 제어기를 이용하여 K값을 다시 선정하고, switching table을 구한 후, 앞의 루프를 수행하면서 정확한 K값을 구하여 항상 일정한 출력전압을 얻는다.

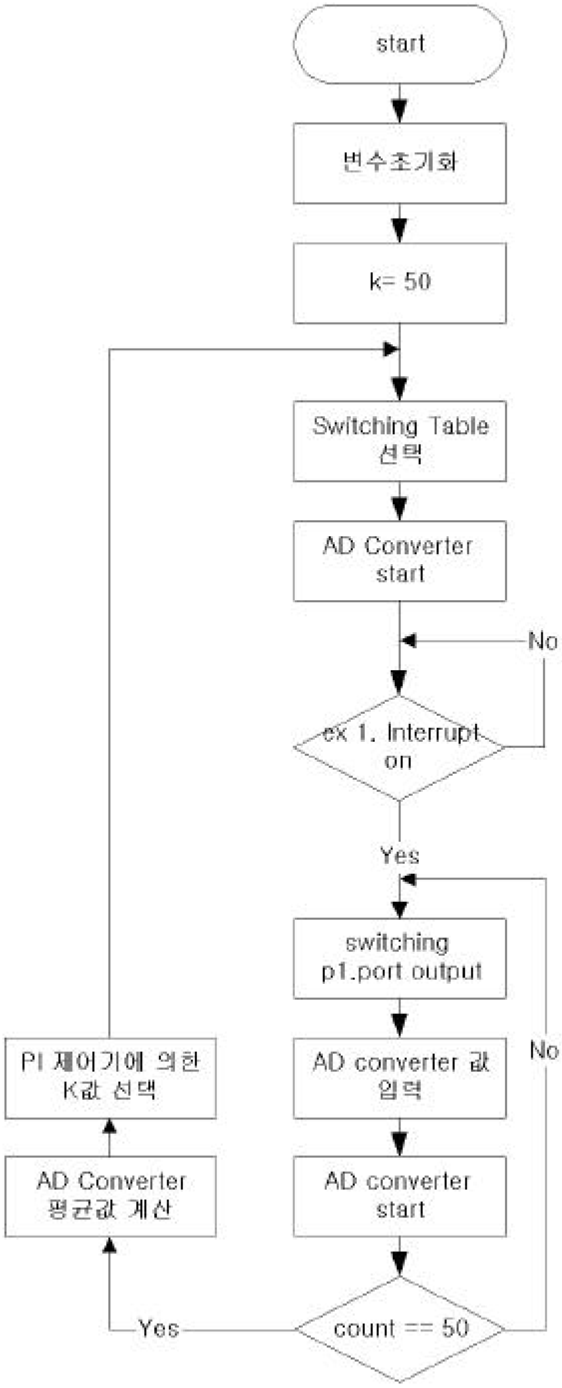


그림 3.7 제어회로 순서도

표 7 K=50일 경우의 switching table

	t_{on} [μs]	t_{off} [μs]
1	0	0
2	47.9	2.1
3	38.0	4.0
4	35.1	6.0
5	33.7	8.3
6	32.9	10.8
7	32.4	13.6
8	32.0	16.8
9	31.7	20.3
10	31.5	24.3
11	31.3	28.7
12	31.2	33.7
13	31.1	39.3
14	31.0	46.5
15	30.9	52.5
16	30.8	60.2
17	30.8	68.7
18	30.7	77.8
19	30.7	87.6
20	30.6	97.6
21	30.6	107.6
22	30.6	117.1
23	30.5	125.4
24	30.5	132.0
25	30.5	136.2
26	30.4	137.5
27	30.4	135.9
28	30.4	131.5
29	30.4	124.7
30	30.4	116.2
31	30.4	106.6
32	30.4	96.6
33	30.3	86.6
34	30.3	76.9
35	30.3	67.8
36	30.3	67.8
37	30.3	51.8
38	30.3	44.9
39	30.4	38.7
40	30.4	33.2
41	30.4	28.3
42	30.4	23.9
43	30.5	19.9
44	30.5	16.4
45	30.6	13.3
46	30.7	10.5
47	31.0	8.0
48	31.2	5.8
49	31.9	3.8
50	33.7	2.0

제 4 장 실험 결과 및 고찰

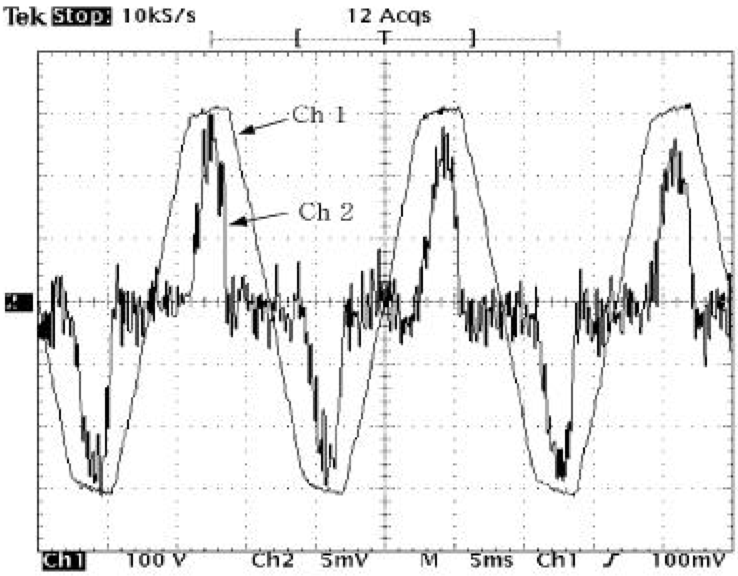
그림 4.1은 일반적인 L-C 정류기에서 L값이 작은 경우의 전압, 전류 파형을 나타낸다. 그림 4.2는 그림 4.1의 파형을 고조파 분석한 파형이다. 고조파 분석은 기본파에 대한 고조파의 비율로 표 7에서 짝수고조파는 상대적으로 적으므로 무시하고 홀수고조파만을 고려한 고조파의 비율로 일반적인 부스트 정류기와 제안한 부스트 정류기를 비교하였다. 그림 4.3은 필터 캐패시터가 포함된 정류기의 입력전압, 전류파형이다. 그림 4.4는 FFT분석파형을 나타낸다. 왜형률은 식(2-5)에 의해 0.99이다.

일반적인 L-C 정류기는 총고조파왜곡(THD)이 97.24[%], 부스트 정류기는 60.5[%], 제안한 부스트 정류기의 경우 총 고조파왜곡이 10.3[%]이다. 일반적인 정류기의 경우 식(2-5)에서 왜형률을 계산하면 0.682, 부스트 정류기는 0.85, 제안한 컨버터는 0.99가 된다. 그러므로 필터 캐패시터의 영향으로 역률이 상당히 향상됨을 알 수 있다.

표 7 일반적인 정류기의 고조파 분석

단위 [%]

고조파 / 종류	1	3	5	7	9	11	13	THD
L-C 정류기	100	81.6	48.1	17.4	5.2	9.4	6.3	97.24
부스트 정류기	100	48	26.1	18.8	7.2	11.3	16.9	60.5
제안한 정류기	100	7.8	3.36	2.0	1.29	1.2	2.5	10.3



Ch1 : 100[V/div], Ch2 : 250m[A/div]

그림 4.1 **일반적인** L-C **정류기의 전압, 전류 파형**

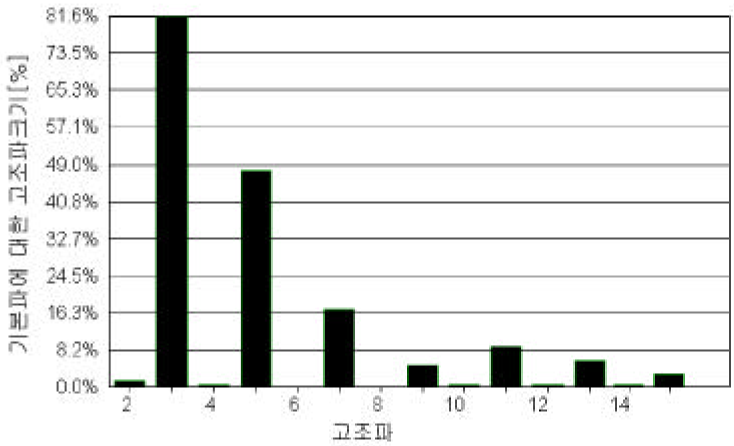
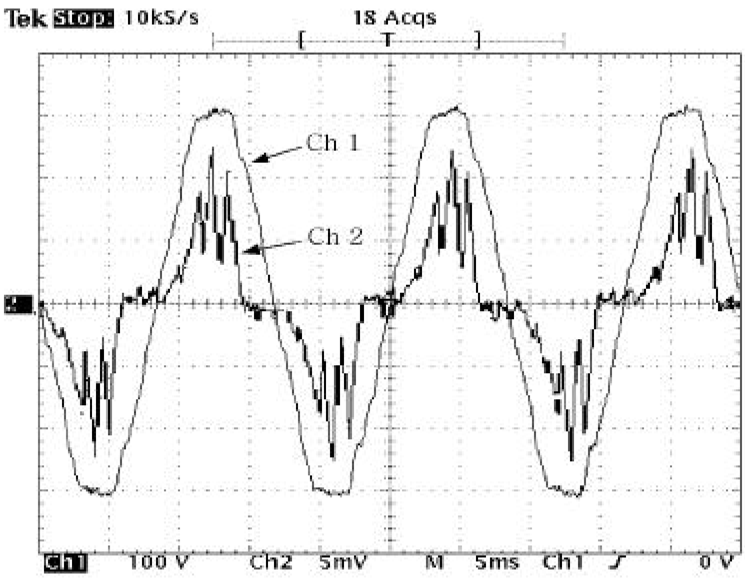


그림 4.2 **일반적인** L-C **정류기의** FFT**분석 파형**



Ch1 : 100[V/div], Ch2 : 250m[A/div]

그림 4.3 **부스트 정류기의 입력 전압**, **전류파형**

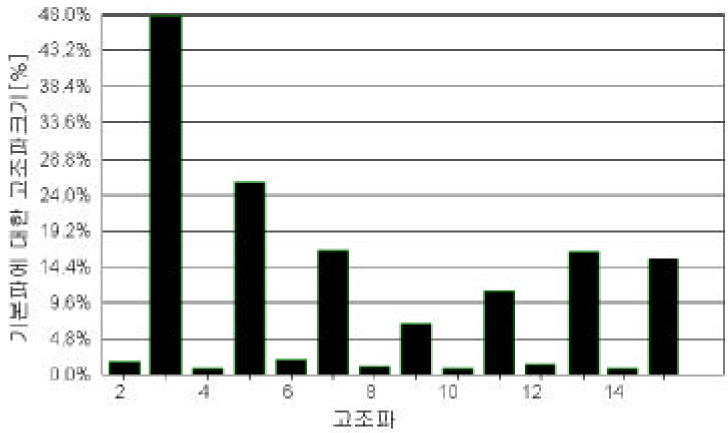
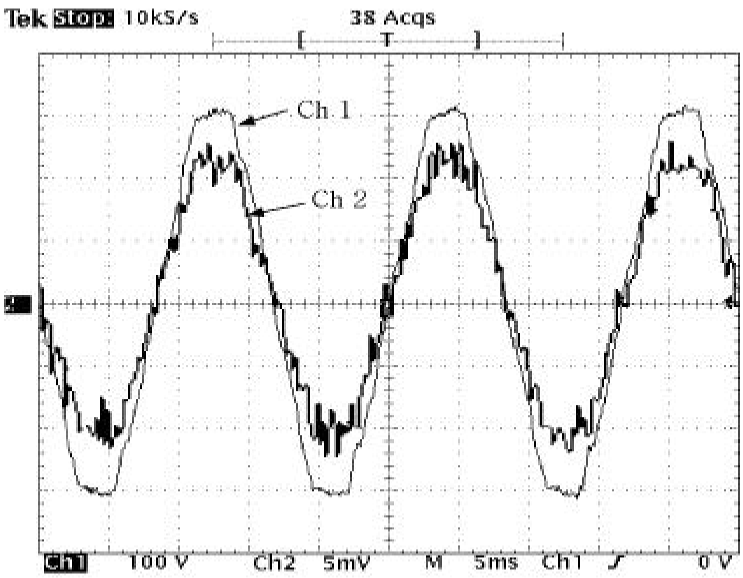


그림 4.4 **부스트 정류기의** FFT **분석 파형**



Ch1 : 100[V/div], Ch2 : 250m[A/div]

그림 4.5 **제안한 부스트 정류기의 전압, 전류 파형**

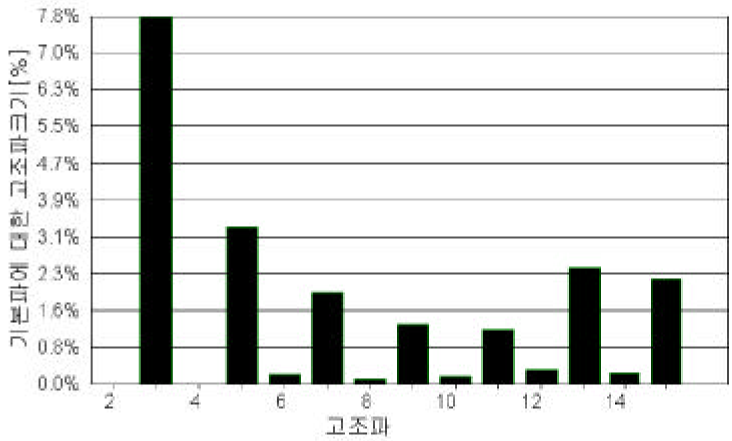


그림 4.6 **제안한 부스트 정류기의** FFT **분석 파형**

제 5 장 결 론

본 논문에서는 CCM과 DCM 경계에서 동작하는 고역률 부스트 정류기에 대해서 연구하였다. 부스트 정류기의 스위칭 특성, 온・오프 시간을 파악하여 시뮬레이션을 통해 확인하였으며 출력 전압의 리플을 감소 방법에 대해 연구하였다. 또한 필터 캐패시터를 추가한 경우의 스위치 온, 오프시간과 주파수 특성에 따른 각 소자의 설계에 대하여 분석하였다. 제안한 부스트 정류기는 마이크로 프로세스를 제어회로로 사용하여 턴-온, 오프 시간의 계산결과를 테이블로 만들어 출력에 직류 전압이 일정하게 유지되도록 하였으며, 다음의 결론을 얻을 수 있었다.

1. 부스트 정류기에서 최적의 소자들을 선정하고 필터 캐패시터의 부가 후 입력 전류의 왜형률을 개선하여 고조파를 억제하였다.
2. 제안한 부스트 정류기의 총고조파 왜율은 10.3[%]로 일반적인 부스트 정류기의 총고조파왜곡 보다 50[%]정도 개선되었다.
3. 논 연구에서 제안한 부스트 정류기와 일반적인 부스트 정류기를 비교 할 때 역률이 약 14[%]정도 개선되었다.

위와 같이 시뮬레이션과 실험을 통하여 일반적인 부스트 정류기와 비교 분석해 본 결과, 필터 캐패시터를 부가한 결과 고조파의 저감 및 상용 전원측에서의 역률이 개선됨을 확인하였다.

제안한 부스트 정류기의 경우 실제 각 소자의 스트레스와 스위칭 주파수의 관계는 앞으로 계속 연구되어야 할 것으로 사료된다.

참고 문헌

[1] R. W. Erickson, Fundamentals of Power Electronics, Chpman and Hall, pp.112-256, 1997

[2] **김희준**, **스위치 모드 파워 서플라이**, **성안당**, pp.49-111, 1993

[3] **백수현외**, **전력전자공학**, **교보문고**, pp.39-99, 1997

[4] **김원호**, Electronic Systems, (**주**)**테크월드**, pp.42-56, 2000.2

[5] Robert W.Erickson, "DC-DC Power Converters", Article in Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering, 1998.8

[6] R.Redl and L.Balogh, "RMS, dc, peak, and harmonic currents in high-frequency power factor correctors with capacitive energy storage" IEEE Applied Power Electronics Conference, pp.533-540, 1992

[7] B. Alizadeh, "EMI and thermal considerations in off-line boost converter based power factor controllers" Proceeding Power Conversion, pp.149-156, 1991.6

[8] Vatche Vorperian. "quasi-square-wave converters : topologies and analysis", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. PE-3, No. 2, pp.183-191, 1988.4

[9] Dragan Maksimovic and Slobodan Cuk, "constant frequency control of quasi-resonant converters", IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 6, No. 1, pp.141-150, 1991.1

[10] **金潤馥**, **소프트 스위칭 역율 보정** AC/DC **부스트 컨버터**, **중앙대학교 대학원**, **석사학위논문**, pp.13-22, 1997

[11] Dragan Maksimovic "Design of the Clamped-Current High-Power-Factor Boost Rectifier", IEEE Transactions on Industry

Applications, Vol. 31, No. 5, 1995.9

[12] R. Hiramatzu et al., "ZVS PWM converter utillizing partial resonance", IEEE INTELEC Proceeding, No. 20, 1989.9

[13] J. Lai and D. Chen, "Design consideration for power factor correction boost converter operating at the boundary of continuous conduction mode and discontinuous conduction mode", IEEE Applied Power Electronics Conference, pp.267-273, 1993

[14] G.C. Hua, C.S. Leu and F.C.Lee, "Novel Zero-voltage-transition PWM converter", IEEE PESC Record, pp.55-61, 1992

[15] M.K. Nalbant and J.Klein, "Design of a 1kW power factor correction circuit", Proceeding Power Conversion, pp.121-134, 1989.10

[16] R. Mammano and R. Neidorff, "Improving input power factor - A new active controller simplifies the task" Proceeding Power conversion, pp.100-109, 1989.10