

부스트 정류기의 고역률 제어에 관한 연구

장수형*, 박정환*, 오진석*, 이성근*, 김윤식*

*한국해양대학교

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

Su-hyoung Jang*, Jeung-hwan Park*, Jin-suck Oh*, Sung-geun Lee*, Yoon-sik Kim*

*Korea Maritime University

E-mail : jsh9922@hanmail.net

요 약

정류기의 부하를 등가 저항으로 대치하여 고역률로 운전하기 위하여 DC/DC 컨버터를 AC/DC 정류기에 추가하여 전류 연속 모드(CCM)와 전류 불연속 모드(DCM)의 경계에서 동작하는 부스트 정류기를 설계한다. 또한 필터 캐패시터(C_f)를 추가하여 고역률 운전이 가능하도록 듀티비를 제어한다. 이를 검증하기 위하여 100[W]급 부스트 정류기를 제작하고 실험을 통해 그 결과를 비교 검토한다.

ABSTRACT

Boost converter operating at the boundary region CCM and DCM is designed. Boost converter is incorporated behind rectifier as an equivalent resistance. Also for a high efficiency and PF, a switch turn-on time is controlled by using the capacitor filter effect. To verify a validity of the designed boost converter 100[W] boost converter is fabricated and also experiment are carried out.

1. 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, 이상음의 발생, 제어기기의 오동작, 접속기기의 동작 불량 또는 수명의 단축 등의 장애 현상으로 나

타나게 된다^{[4],[5]}.

이러한 문제들의 해결 방법으로는 출력 전압 제어와 역률을 향상시키기 위한 DC-DC 컨버터를 AC-DC 정류기 다음 단계에 삽입하고, 고정 주파수 피크 전류제어 방법, 평균 전류 제어 방법, 히스테리시스 전류 제어 방법, DCM-CCM 경계에서 동작하는 방법등을 이용하여 제어한다^{[6]-[13]}.

그중, 전류 연속 모드(CCM)와 전류 불연속 모드(DCM)에서 동작하는 승압형 컨버터는 전원공급 장치의 역률 개선을 위한 정류회로에 널리 사용되고 있다^[13].

본 논문에서는 CCM과 DCM의 경계에서 동작하는 승압형 역률 개선회로에 필터 캐패시터(C_f)를 추가하여 높은 주파수에서의 스위칭 잡음을 줄이고 스위칭의 특성, 스위치 온-오프 시간, 스위칭 주파수를 분석하여 최적의 파라미터를 선정하였으며, 출력 전압의 안정화를 위하여 제어 회로를 삽입하였다.

이 결과 입력전류를 입력전압과 동상인 정현파로 만들어 역률을 향상시키고, 콘덴서 평활형 정류기에서의 좁은 펄스폭을 가지는 입력전류에

기인한 전류의 고조파 하모닉 성분을 제거함으로써 전원 고조파 일그러짐을 억제하였다.

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

II. 시스템 설계

1. 부스트 정류기

그림 1은 일반적인 부스트 컨버터를 나타낸다. 이상적인 정류기는 선전압과 선전류가 동상이고 파형의 모양이 정현파로 같다.

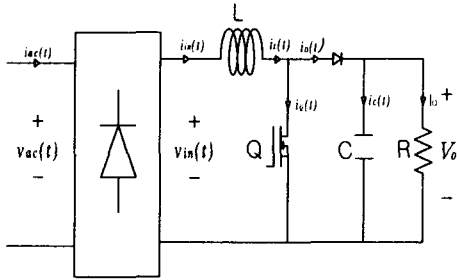


그림1. 부스트 정류기 회로도

ac입력전압이 브릿지 다이오드에 의해 전파 정류되고 부스트 컨버터를 통하여 출력측에서는 직류 출력 전압을 얻을 수 있다. 여기서 입력 전압의 피크치($\sqrt{2}V_{in}$)는 출력전압의 피크치보다 항상 적어야 된다. 그림1의 부스트 컨버터를 입력측에서 본 등가 저항 R_e 를 고려하여 나타내면 그림2와 같이 된다.

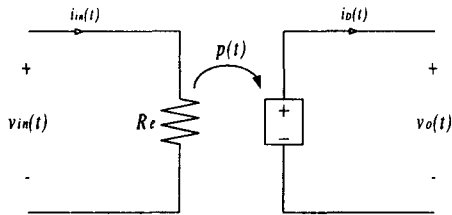


그림2. 가상저항 R_e 를 고려한 경우

이상적인 부스트 컨버터는 회로내에서 발생하는 손실을 모두 무시했을 경우 입력전력이 모두 출력으로 전달된다. 그러므로 이 입력전력이 모두 R_e 에 의해 소모된다면 $P_{in} = V_{in,rms}^2 / R_e$ 가 된다. 여기서 $v_{in}(t)$ 와 $i_{in}(t)$ 를 식으로 나타내면 $v_{in}(t) = \sqrt{2}V_{in}|\sin \omega t|$ 이고 $i_{in}(t) = v_{in}(t) / R_e$ 이다. 순시 입력전력은

$$P_{in}(t) = \frac{(\sqrt{2}V_{in})^2}{R_e} \sin^2 \omega t = \frac{2V_{in}^2}{2R_e} (1 - \cos 2\omega t)$$

(1) 가 된다. 그러므로

$$R_e = \frac{v_{in}(t)}{i_{in}(t)} = \frac{V_{in,rms}^2}{P_{in}} = \frac{\eta V_{in,rms}^2}{P_o}$$

(2) 이다.

부하 저항을 R 이라고 하고 컨버터 내에서 손실이 없다면

$$\frac{V_{o,rms}}{V_{in,rms}} = \sqrt{\frac{R}{R_e}}, \quad \frac{I_{in,rms}}{I_{o,rms}} = \sqrt{\frac{R}{R_e}}$$

(3)

의 관계가 성립한다.

스위치가 ON될 경우에 스위치의 전류와 인덕터 전류는 동일하고, $v_L = v_{in}$ 이 된다.

$$L \frac{di_L}{dt} = \sqrt{2} V_{in} \sin \omega t$$

(4)

스위치가 OFF의 경우, 인덕터의 전류는 스위치가 오픈되어 다이오드 전류와 동일하게 되며 캐패시터의 출력 전압이 입력 전압보다 높기 때문에 인덕터 전류는 감소하게 된다.

$$L \frac{di_L}{dt} = \sqrt{2} V_{in} \sin \omega t - V_o$$

(5)

다음의 스위칭은 인덕터 전류가 영으로 떨어지자마자 ON된다.

한 스위칭 주기동안 인덕터 전류를 나타내면 그림3과 같고 ON될 경우 인덕터 전류의 기울기는 v_{in}/L 이고 OFF될 경우는 $(v_{in} - V_o)/L$ 가 된다.

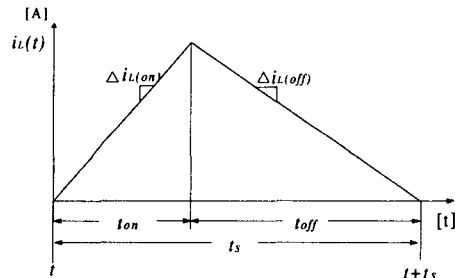


그림3. 스위칭의 한 주기동안 $i_L(t)$ 의 파형

여기서 인덕터의 최대 피크 전류($I_{L(peak)}$)는 식(6)과 같으므로 스위치의 ON시간에서는 식(7), OFF시간에서는 식(8)과 같다.

$$I_{L(peak)} = 2\sqrt{2}I_{in} = \frac{2\sqrt{2}P_o}{\eta V_{in}} \quad (6)$$

$$t_{on} = \frac{2LI_{in}}{V_{in}} = \frac{2LP_o}{\eta V_{in}^2} \quad (7)$$

$$t_{off} = \frac{2\sqrt{2}LI_{in}\sin wt}{V_o - \sqrt{2}V_{in}\sin wt} \quad (8)$$

식(7),(8)에서 스위칭 주파수를 구하면 식(9)를 구할 수 있다.

$$f_s = \frac{V_{in}(V_o - \sqrt{2}V_{in}\sin wt)}{2LV_oI_{in}} \quad (9)$$

스위칭 주파수는 $wt = \frac{\pi}{2}$ 에서 최소값을 갖는다.

$$f_{s(min)} = \frac{V_{in}(V_o - \sqrt{2}V_{in})}{2LI_{in}V_o} \quad (10)$$

일반적으로 인덕터의 값은 최소 스위칭 주파수에서 얻을 수 있다.

$$L = \frac{\eta V_{in}^2 (V_o - \sqrt{2}V_{in})}{2f_{s(min)} P_o V_o} \quad (11)$$

2. 교역률 부스트 정류기 시스템

그림 4는 필터 캐피시터(C_i)를 브릿지 다이오드 뒷단에 부가한 제안된 부스트 컨버터 시스템이다. 필터 캐피시터를 부가하면 고주파의 스위칭 잡음을 줄이고, 제어회로의 전압을 일정한 정현파로 만든다. 또한 스위칭의 특징을 변화시킨다. 필터 캐피시터의 부가로 스위치의 온, 오프 시간, 스위칭 주파수의 변화는 필터 캐피시터가 없는 경우와는 많은 변화가 있다.

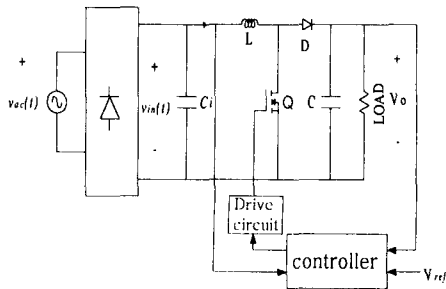


그림 4. 제안한 부스트 정류기

그림 5는 필터 캐피시터를 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.

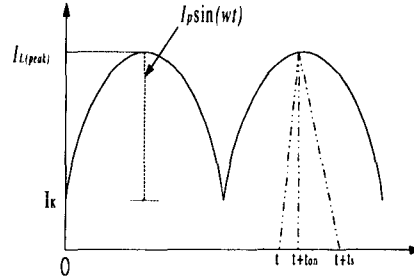


그림 5. 인덕터 전류 파형

필터 캐피시터가 없는 경우의 스위치의 온, 오프 시간은 식(7),(8)에서 나타내었다. 식(7)과 식(8)로부터 필터 캐피시터를 부가했을 때의 ON시간과 OFF시간을 식(12),(13)에 나타내면 다음과 같다^[13].

$$t_{on} = \frac{L(I_k + I_p \sin wt)}{\sqrt{2}V_{in}\sin wt - wLI_p \cos wt} \quad (12)$$

$$t_{off} = \frac{L(I_k + I_p \sin wt)}{V_o - \sqrt{2}V_{in}\sin wt} \quad (13)$$

필터 캐피시터와 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 K 값의 변화에 따라 스위치의 온, 오프 시간이 변화한다. 큰 용량의 캐피시터는 직류 성분의 증가로 K 의 값이 작아진다. 스위칭 주파수를 50[kHz]로 선정하였을 경우 식(11)에서 계산된 인덕터는 833[μ H]가 적당하며 K 값에 따른 스위치의 온, 오프 시간과 주파수를 구할 수 있다.

3. RMS 전류

스위치의 RMS 전류를 정현파라고 가정하면 식(14)와 같다.

$$I_Q = \sqrt{\frac{1}{T_{ac}} \int_0^{T_{ac}} i_Q^2(t) dt} \quad (14)$$

한 주기동안의 교류전원 입력전류에 대한 스

위칭의 ON시간의 합은 다음과 같다.

여기서 $T_{ac} \ll t_s$ 이면 식(15)와 같이 간략하게 표현된다

$$\begin{aligned}
 I_Q &\approx \sqrt{\frac{1}{T_{ac}} \lim_{t_s \rightarrow 0} \left[\frac{1}{t_s} \int_{(n-1)t_s}^{nt_s} i_Q^2(\tau) d\tau \right]} \\
 &= \sqrt{\frac{1}{T_{ac}} \int_0^{T_{ac}} \frac{1}{t_s} \int_t^{t+T_{ac}} i_Q^2(\tau) d\tau} \\
 &= \sqrt{\langle i_Q^2(t) \rangle_{t, T_{ac}}}
 \end{aligned}
 \tag{15}$$

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. 그러므로, 스위치 전류의 RMS는 식(16)과 같다.

$$\begin{aligned}
 \langle I_Q \rangle_{ac} &= \sqrt{\frac{I_{L(peak)}^2}{3} \left[\frac{1}{2} - \frac{4\sqrt{2} V_{in}}{3\pi V_o} \right]} \\
 &= \sqrt{\frac{1}{6} - \frac{4\sqrt{2} V_{in}}{9\pi V_o}} I_{L(peak)}
 \end{aligned}
 \tag{16}$$

마찬가지로 다이오드의 RMS 전류는 식(17)이 된다.

$$\begin{aligned}
 \langle I_D \rangle_{ac} &= \sqrt{\frac{1}{T_{ac}} \int_0^{T_{ac}} \langle i_D^2 \rangle_{t, dt}} \\
 &= \sqrt{\frac{4\sqrt{2} V_{in}}{9\pi V_o}} I_{L(peak)}
 \end{aligned}
 \tag{17}$$

인덕터 전류는 스위칭 전류와 다이오드 전류의 합이 되므로 식(18)이 된다.

$$I_L = \frac{1}{\sqrt{6}} I_{L(peak)}
 \tag{18}$$

필터 캐패시터가 부가된 경우 스위치 와 다이오드의 RMS전류는 $I_{L(peak)}$ 대신에 $I_K + I_P \sin \omega t$ 를 대입하면 식(19)가 된다.

$$I_Q = \sqrt{I_{QA}^2 - I_{QB}^2}
 \tag{19}$$

여기서,

$$\begin{aligned}
 I_{QA} &= \frac{I_K^2}{3} + \frac{I_K I_P}{3\pi} + \frac{I_P^2}{6} \\
 I_{QB} &= \frac{(2I_K^2 + \pi I_K I_P + 4I_P^2)\sqrt{2} V_{in}}{9\pi V_o}
 \end{aligned}$$

또한, 다이오드의 RMS전류는 식(20)이 된다.

$$I_D = \sqrt{\frac{(6I_K^2 + 3\pi I_K I_P + 4I_P^2)\sqrt{2} V_{in}}{9\pi V_o}}
 \tag{20}$$

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

$$I_L = \frac{2}{\sqrt{3}} I_{in}
 \tag{21}$$

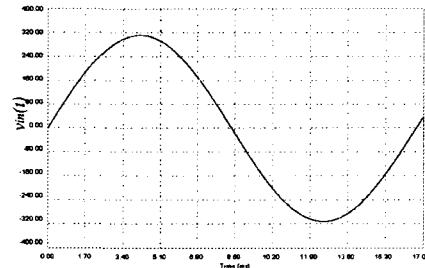
III. 시뮬레이션

위에서 고찰한 부스트 정류기의 이론을 배경으로 PSim으로 회로를 설계하여 시뮬레이션하였다. 표 1은 출력 100[W], 효율 95[%] 일 때 II장에서 구한 수식으로부터 계산된 파라미터 정수값을 나타낸다.

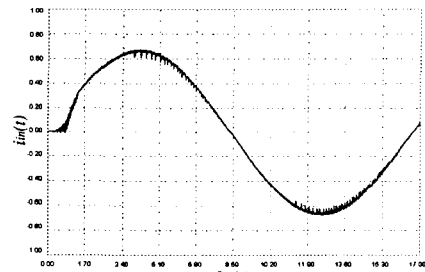
표 1 부스트 정류기의 시뮬레이션 정수값

V_{in}	f_L	L	C	R	f_s
220	60	833	25.48	1445	50

위 정수값들을 사용하여 ON시간과 OFF시간을 회로의 스위칭시간으로 사용하여 시뮬레이션한 입력전압 및 전류 파형은 그림 6과 같다. 입력전압과 전류는 거의 동상에 가깝고 입력전류는 정현파에 근접한다.



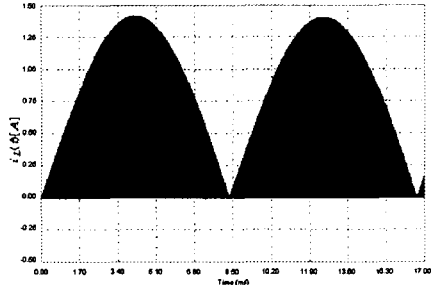
(a) 입력 전압 파형



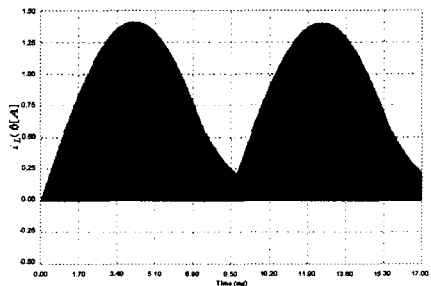
(b) 입력 전류 파형

그림 6. 입력 전압과 전류 파형

그림 7은 일반적인 부스트 정류기와 제안한 정류기(K=50)의 $i_L(t)$ 파형을 나타낸 것이다. 이때 필터 캐패시터는 $0.3[\mu F]$ 이다.



(a) 일반적인 부스트 정류기 $i_L(t)$ 파형



(b) 제안한 부스트 정류기 $i_L(t)$ 파형 (K=50)

그림 7. 부스트 정류기의 $i_L(t)$ 파형

실험의 용의성을 위하여 인덕턴스와 최소 스위칭 주파수와의 관계는 식(11)에서 알 수 있듯이 반비례적인 관계에 있으며 표 2에 도시하였다.

표 2 인덕턴스에 따른 최소 스위칭 주파수

인덕턴스	7	5	2	[mH]
최소 스위칭주파수	6	8.3	20	[kHz]

IV. 실험 결과 및 고찰

고조파 분석은 기본파에 대한 고조파의 비율로 표 3에서 짝수고조파는 상대적으로 적으므로 무시하고 홀수고조파만을 고려한 고조파의 비율로 일반적인 부스트 정류기와 제안한 부스트 정류기를 비교하였다.

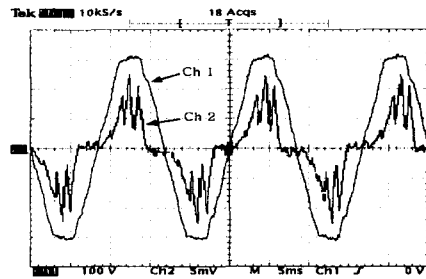
그림 8은 부스트 정류기의 입력 전압, 전류파형을 나타내고 그림 9는 그림 8을 FFT분석한 파형이다. 그림 10은 필터 캐패시터가 포함된 정류기의 입력전압, 전류파형이다. 그림 11은 그림 10의 FFT분석 파형을 나타낸다. 왜형률은 식에

의해 0.99이다.

총고조파왜곡(THD)은 부스트 정류기는 60.5 [%] 제안한 부스트 정류기의 경우 10.3[%]이다. 일반적인 식으로 왜형률을 계산하면 부스트 정류기는 0.85, 제안한 컨버터는 0.99가 된다. 그러므로 필터 캐패시터의 영향으로 역률이 상당히 향상됨을 알 수 있다.

표 3 부스트 정류기의 고조파 분석 단위 [%]

고조파 종류	1	3	5	7	9	11	THD
부스트 정류기	100	48	26.1	18.8	7.2	11.3	60.5
제안한 정류기	100	7.8	3.36	2.0	1.29	1.2	10.3



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

그림 8. 부스트 정류기의 입력 전압, 전류파형

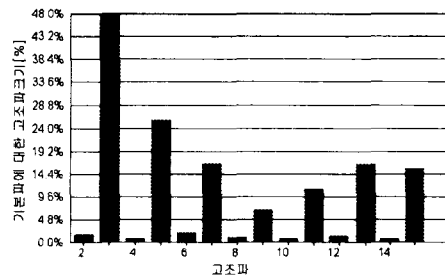
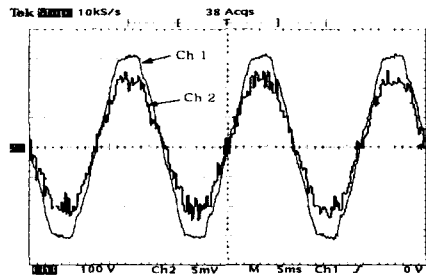


그림 9. 부스트 정류기의 FFT 분석 파형



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

그림 10. 제안한 부스트 정류기의 전압, 전류 파형

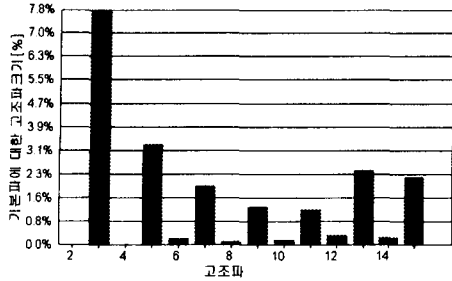


그림 11. 제안한 부스트 정류기의 FFT 분석 파형

V. 결론

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 스위칭, 오프시간과 주파수 특성에 따른 각 소자의 설계에 대하여 분석하였다.

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 부스트 정류기의 총고조파왜곡보다 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.

참고문헌

[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, p p.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] 金潤酸, 소프트 스위칭 역률 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. Hiramatsu et al., "ZVS PWM converter utilizing 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