

도통손실 저감을 위한 새로운 역률 보상 AC/DC 컨버터

(A Novel PFC AC/DC Converter for Reducing Conduction Losses)

강필순* · 김광태** · 홍순일*** · 김철우

(Feel-Soon Kang · Kwang-Tae Kim · Soon-Il Hong · Cheul-U Kim)

(부산대 전력전자실 · 부산정보대** · 부경대 전기공학과***)

Abstract

This paper presents a novel Power Factor Corrected(PFC) single-stage AC/DC Half-Bridge converter, which features discontinuous conduction mode(DCM) and soft-switching. The reduced conduction losses are achieved by the employment of a novel power factor correction circuitry, instead of the conventional configuration composed of a front-end rectifier followed by a boost converter. To identify the validity of the proposed converter, simulated results of 500[W] converter with 100[V] input voltage and 50[V] output voltage are presented.

Index terms : Power Factor Correction(PFC), Discontinuous Conduction Mode(DCM), Soft-Switching

1. 서론

최근 IEC1000-3-2와 같은 고조파에 대한 국제규제의 강화로 입력전류의 고조파 저감과 고역률 보상회로에 대한 관심이 증대되어 AC/DC 변환기의 입력단에 입력 역률을 보상하기 위한 역률 보상회로(Power Factor Correction: PFC)의 채용이 거의 일반화 되어가고 있다[2][5].

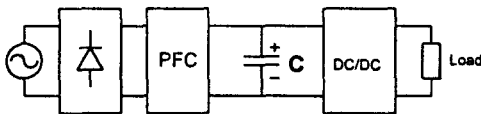


그림 1. 이단 방식의 단상 역률 보상 회로
Fig. 1 Two-Stage PFC circuitry

단상 PFC 회로는 크게 이단(two stage) 방식과 일단(single stage) 방식으로 분류한다. 그림 1은 이단방식의 단상 역률 보상회로를 나타내는데, 승압용(boost) 컨버터와 같은 단순한 PFC회로를 이용하여 일정한 DC전압을 만들고 이것을 다시 절연 트랜스포머를 가지는 DC/DC 컨버터를 통해서 원하는 출력전압을 얻는 방식으로 가장 많이 이용되는 방식이다. DC-link 전압에는 입력전원 주파수의 2배에 해당하는 저주파 리플이 존재하지 않으며, 응답 특성이 빠른 장점을 가진다.

일단 방식은 하나의 전력단으로 입력 역률 보상뿐 아니라 출력 전압도 제어가 가능한 구조이다. 전력단이 하나이기 때문에 원가가 낮고 효율이 높은 장점을 가진다. 일단 방식은 크게 두 가지로 나눌 수 있는데, 하나는 입력전류를 연속모드로 제어할 수 있는 절연된 PFC 회로들이고, 다른 하나는 입력전류가 불연속 모드(DCM)로 제어되는 결합된(integrated) PFC회로들이다. 절연된 PFC 회로들은 입력전류가 연속인 대신에 출력전압에 저주파 리플이 존재하고, 응답특성이 느린 단점을 갖는다. 결합된 PFC회로는 출력전압에 저주파 리플이 없으며, 응답특성도 빠르다. 그러나, 입력전류가 불연속이기 때문에 대용량에 적용하기 어려운 단점을 갖는다[5].

본 논문에서는 전류 불연속 모드(DCM)로 동작하는 새로운 방식의 일단방식(single-stage)의 결합된(integrated) 역률 보상 AC/DC Half-bridge 컨버터를 제안한다. 기존의 다이오드 정류 브릿지 다음에 부스터 컨버터가 오는 형태와는 다른 새로운 형태의 역률 보상회로를 적용함으로써 도통손실을 저감시킬 수 있는 장점을 가진다. 그리고, 이용되는 네 개의 스위치 모두가 소프트 스위칭이 가능하므로 스위칭 손실을 줄일 수 있는 장점 또한 가진다. 따라서, 제안하는 토폴라지는 고역률화, 도통손실의 저감, 소프트 스위칭의 구현이 가능하여 전체 효율을 증대시킬 수 있다. 또한, 입력전류를 전

류 불연속 모드로 동작시킴으로써 입력 전류나 전압의 센싱(sensing) 없이 일정 시비율(duty ratio)로 주소를 스위칭하여 입력 전류의 피크 값이 저절로 정현파가 되도록 설계(semi-automatic current shaping)하였다[2][7]. 따라서, 별도의 전류 제어기 필요성을 제거하였다. 그림 2는 전류 불연속 모드에서 입력측의 승압용 인덕터에 흐르는 전류의 파형을 나타낸다.

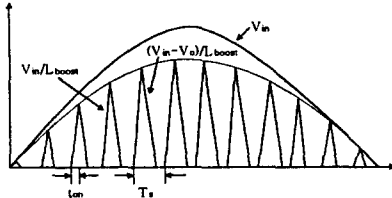


그림 2. 전류 불연속모드에서의 인덕터 전류
Fig. 2 Inductor current in DCM

2. 제안하는 PFC AC/DC 컨버터

2.1 응용된 새로운 역률 보상회로

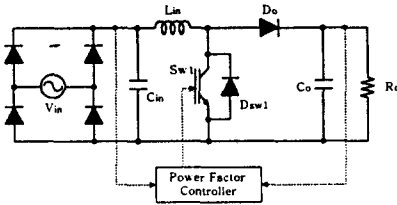


그림 3. 기존의 역률 보상 회로
Fig. 3 Conventional PFC circuitry

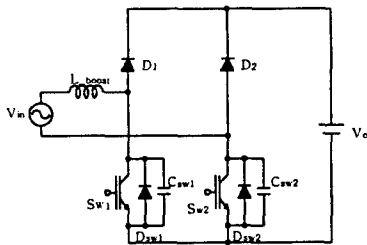


그림 4. 새로운 형태의 역률 보상회로
Fig. 4 A novel PFC circuitry

역률 보상회로의 일반적인 형태는 그림 3과 같이 다이오드 정류 브릿지 다음에 승압용 인덕터가 따라오는 형태이다. 기존의 이 역률 보상회로는 역률 보상을 위해서 항상 세 개의 반도체 소자를 거쳐야한다. 그러므로, 전류의 패스(path)에는 항상 세

개의 반도체소자로 인한 도통 손실과 전압강하가 존재하게 된다.

본 논문에서는 기존의 그림 3과 같은 형태의 역률 보상 회로를 그림 4와 같은 새로운 형태의 역률 보상회로로 대체함으로써 역률 보상을 위한 전류의 패스(path)에 항상 두 개의 반도체 소자만이 존재하도록 하여 도통손실과 전압강하를 저감시킬 수 있다는 사실에 기초를 둔다[1].

2.2 제안하는 PFC AC/DC HB 컨버터

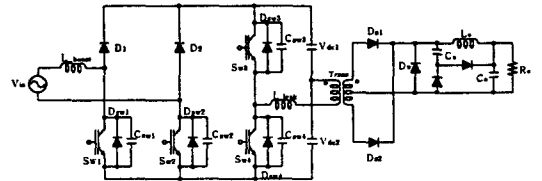


그림 5. 제안하는 일단방식 역률보상 AC/DC 컨버터
Fig. 5 The proposed Single-Stage PFC AC/DC Half-Bridge converter

본 논문에서는 그림 4와 같은 역률 보상 회로에 기초한 새로운 방식의 일단방식(integrated)의 역률 보상 AC/DC Half-Bridge 컨버터를 제안한다. 제안된 토폴라지를 그림 5에 나타낸다. 제안하는 컨버터는 그림 4의 장점을 가지며, 전류 불연속 모드(DCM)로 동작시켜 그림 4의 토폴라지와는 다른 동작 모드를 가지도록 설계하였으며, DC/DC 컨버터단의 스위치 역시 영전압에서 스위칭이 가능하도록 하였다. 모든 스위치가 소프트 스위칭이 가능하므로 스위치 소자의 스트레스가 저감되고, 역률 보상을 위한 전류의 패스에 반도체 소자가 줄어들어 전압강하 및 도통 손실을 저감시킬 수 있다. 그러므로, 전체적인 효율의 증대를 이룰 수 있다. 또한, 입력전류를 전류 불연속 모드로 동작시킴으로써 입력전류의 센싱(sensing) 없이도 입력전류가 입력전압을 추종하도록 하여 제어의 간편성을 꾀하였다. 그러나, 전류 불연속 모드로 동작시킴으로써 대용량에는 적용하기 어려운 단점을 가지며, 입력전류의 왜곡(distortion)에 대한 추가적인 연구가 필요하다[3][4][6].

제안하는 토폴라지의 이차측에는 스위치의 턴-온과 턴-오프 시에 트랜스포머의 누설 인덕턴스와 반도체 소자의 기생 커패시터에 의하여 발생하는 이차측 정류단의 서지(surge) 전압의 발생을 저감시키기 위하여 커패시터와 두 개의 다이오드로 이루어진 보조회로를 추가하였다[2].

2.3 동작 모드 해석 및 주요 파형

본 논문에서 제안하는 컨버터의 주요 파형이 그림 6에 주어지고, 동작 모드에 대한 해석이 각 모드별로 세분화하여 설명된다. 제안하는 토폴라지는 크게 입력전류가 양인 경우와 음인 경우로 나눌 수 있는데, 전자의 경우는 스위치(Sw_1)와 스위치(Sw_2)의 바디다이오드(D_{Sw1}), 후자의 경우에는 스위치(Sw_2)와 스위치(Sw_1)의 바디 다이오드(D_{Sw1})가 중요하게 이용된다.

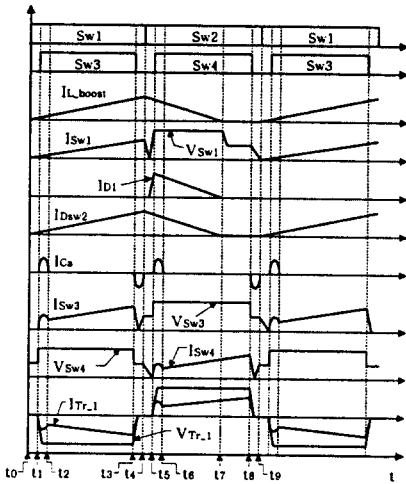


그림 6. 스위칭 시그널 및 주요 파형
Fig. 6 Switching signals and waveforms

본 논문에서는 해석의 편의를 위해서 입력전류가 양인 경우에 대하여만 해석하고, 다음을 가정을 하도록 한다.

- (1) 모든 소자는 이상적이며, 회로는 정상상태에서 동작한다.
- (2) 커패시터(C_0)와 필터(L_o)는 각각 이상적인 전압원·전류원이다.
- (3) 전원단의 교류 입력 전압의 주기에 비해 스위칭 주기가 상당히 짧으므로 스위칭 한 주기동안의 교류 입력 전압은 정전압원으로 가정한다.

이상의 가정을 가지고, 회로를 각각 아홉 개의 세부 동작 모드로 나누어 입력전류가 양인 경우에 대하여 해석한다.

모드 1 [$t_0 \leq t < t_1$]: Sw_1 턴-온, 입력전류 상승 t_0 에서 승압용 인덕터(L_{boost})로 흐르는 전류와 커패시터(C_{Sw1} , C_{Sw2})로 흐르는 전류는 모두 제로이

다. 스위치(Sw_1)가 영전압에서 턴-온이 되면 입력 전류는 승압용 인덕터(L_{boost})를 거쳐 스위치(Sw_1), 그리고 스위치(Sw_2)의 바디 다이오드를 통해서 상승하기 시작한다.

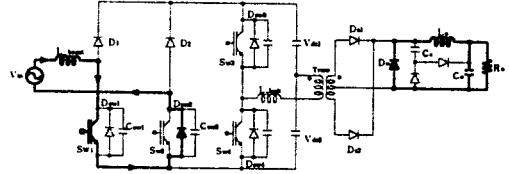


그림 7.1 모드 1
Fig. 7.1 Mode 1

$$V_{CSw1}(t) = 0 \quad (1)$$

$$I_{L_{boost}} = \frac{V_{in}}{L_{boost}} \cdot t \quad (2)$$

고역률을 얻기 위해서, 스위치의 On-time은 모든 입력구간에 대하여 항상 일정해야만 한다. 이 구간 마지막에서의 승압용 인덕터에 흐르는 전류는 다음의 식(3)과 식(4)에 의해 정의된다.

$$I_{L_{boost}}(t_1) = \frac{V_{in}}{L_{boost}} \cdot t_{on} = I_1 \quad (3)$$

$$\Delta t_1 = t_{on} = \frac{I_1 \cdot L_{boost}}{V_{in}} = \frac{\alpha}{\omega_0} \quad (4)$$

여기서, α 는 감쇠정수, ω_0 는 공진각 주파수, Z_0 는 고유 임피던스이며, 이들은 다음의 식(5)-(7)에 의해 정의된다.

$$\alpha = \frac{Z_0 \cdot I_1}{V_{in}} \quad (5)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_{boost} \cdot C_{Sw1}}} \quad (6)$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_{boost}}{C_{Sw1}}} \quad (7)$$

이 구간의 이차측은 다이오드(D_w)에 의해 환류하고 있다.

모드 2 [$t_1 \leq t < t_2$]: Sw_3 턴-온, C_a 충전
 t_1 에서 스위치 Sw_3 이 영전압에서 턴-온 하면, 보조회로의 커패시터(C_a)를 통하여 형성되는 저 임피던스 경로를 통하여 전류의 패스가 형성되어 환류 다이오드(D_w)의 전압 스트레스를 저감시킨다. 이 구간은 커패시터(C_a)가 완전히 충전하면 끝나며, 입력 인덕터 전류는 계속 상승하고 있다.

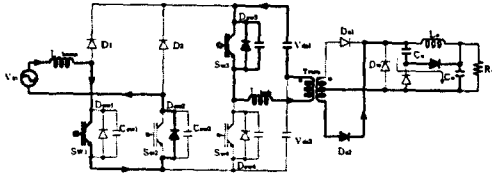


그림 7.2 모드 2
 Fig. 7.2 Mode 2

모드 3 [$t_2 \leq t < t_3$]: 일차측이 전부하 담당
 보조회로의 커패시터(C_a)의 충전이 끝나면 일차측(C_{del})이 전부하를 담당하게 된다. 이 구간에도 입력 인덕터 전류는 계속 증가하고 있다.

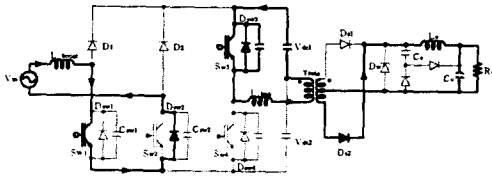


그림 7.3 모드 3
 Fig. 7.3 Mode 3

모드 4 [$t_3 \leq t < t_4$]: Sw_3 턴-오프, C_a 방전

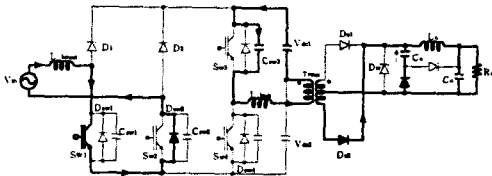


그림 7.4 모드 4
 Fig. 7.4 Mode 4

t_3 에서 스위치(Sw_3)가 턴-오프 되면, 커패시터(C_{Sw3})가 충전되면서 스위치의 스트레스를 저감시키고, 보조회로의 커패시터(C_a)가 방전하여 부하

측에 공급되는 전류의 순간적인 강하(Drop)를 방지한다.

모드 5 [$t_4 \leq t < t_5$]: 입력전류 하강 시작

t_4 에서 스위치(Sw_1)은 턴-오프 되고, 이와 역병렬로 연결된 커패시터(C_{Sw1})가 충전을 시작한다. 이 구간에서 스위치(Sw_2)가 턴-온이 되지만, 전류는 계속 스위치(Sw_2)의 바디 다이오드(D_{Sw2})를 통해서 흐르게 된다. 입력 인덕터에 흐르는 전류는 감소하기 시작하며, 이차측은 환류 다이오드(D_w)로 환류하게 된다.

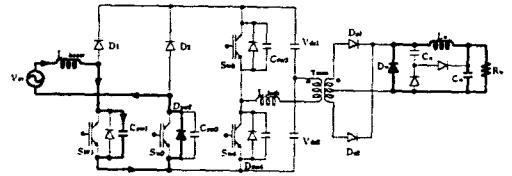


그림 7.5 모드 5
 Fig. 7.5 Mode 5

모드 6 [$t_5 \leq t < t_6$]: 다이오드 D_1 도통

t_5 에서 커패시터(C_{Sw1})가 충전이 완료되면 다이오드(D_1)가 도통되면서 벌크성 커패시터(C_{del})와(C_{del})를 충전하게 되며, 입력전류는 계속 하강하고 있고, 이차측은 환류 다이오드(D_w)를 거쳐 환류하고 있다. 만약 입력전류가 승압용 인덕터를 충분히 자화 시키지 못하는 구간(zero-crossing)에서는 모드 6과 7이 존재하지 않고 바로 모드 8로 넘어가게 된다.

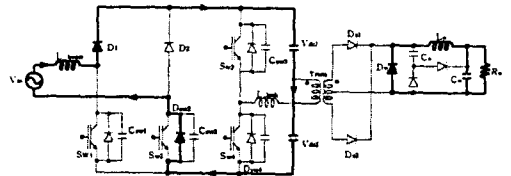


그림 7.6 모드 6
 Fig. 7.6 Mode 6

모드 7 [$t_6 \leq t < t_7$]: Sw_4 턴-온, C_a 충전

t_6 에서 스위치(Sw_4)가 턴-온이 되면 모드 2에서와 동일하게 이차측 보조회로 커패시터(C_a)가 충전된다. 일차측은 여전히 다이오드(D_1)으로 전류의 패스(path)가 형성된다.

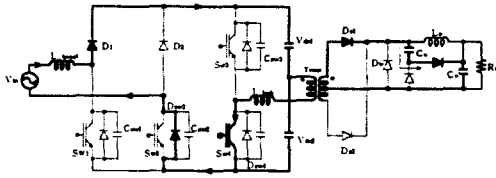


그림 7.7 모드 7
Fig. 7.7 Mode 7

모드 8 [$t_7 \leq t < t_8$]: 입력 전류 제로 구간

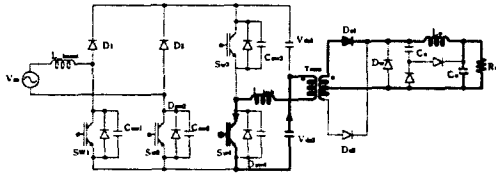


그림 7.8 모드 8
Fig. 7.8 Mode 8

t_7 에서 입력전류는 완전히 제로로 떨어진다. 이 구간은 t_4 까지 승압용 인덕터(L_{boost})에 저장되었던 에너지가 벌크성 커패시터(C_{dc1} , C_{dc2})로 모두 전달되고 승압용 인덕터에 남아 있는 에너지가 없는 상태이다. 회로 설계시 이 구간이 다음 스위칭 시간이 되기 전에 오도록 설계하여야 전류 불연속 모드로 동작할 수 있고, 별도의 전류제어기가 필요 없게 된다.

모드 9 [$t_8 \leq t < t_9$]: Sw_4 턴-오프, C_a 방전

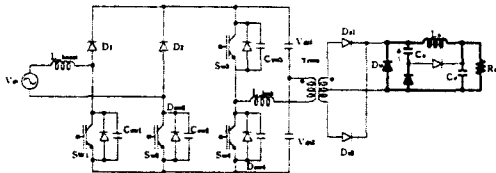


그림 7.9 모드 9
Fig. 7.9 Mode 9

t_8 에서 스위치(Sw_4)가 턴-오프 되면, 보조회로의 커패시터(C_a)가 방전을 하고 완전히 방전이 되면 이차측은 환류 다이오드(D_w)로 환류하게 되며, 일차측은 완전히 영전류 상태가 되어 다음 스위칭 주기의 스위치(Sw_1)의 영전압 턴-온을 보장한다.

3. 시뮬레이션 결과 분석

제안한 토폴라지의 타당성 검증을 위해서 입력전압 100[V], 출력전압 50[V]의 500[W]급의 부하에 대한 시뮬레이션을 이행하였다. 그림 8은 제안된 컨버터의 반주기 동안의 과도 상태가 지난 입력전압과 입력전류의 파형이며, 그림 9는 주요 부분의 파형을 나타낸다.

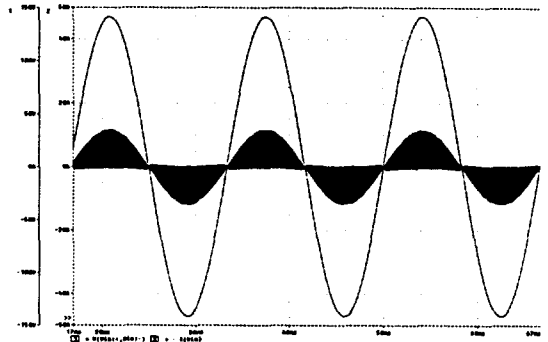


그림 8. 입력전압 · 입력전류
Fig. 8 Input voltage and current

그림 8에서 입력전류를 불연속 모드로 동작시키는 것만으로도 별도의 전류 제어기 없이 입력전류가 입력전압을 추종하여 정현적으로 됨을 확인할 수 있다. 그러므로, 제안한 토폴라지가 단위 역률로 동작함을 시뮬레이션을 통하여 확인할 수 있다. 따라서, 제안한 새로운 일단방식(integrated)의 역률 보상 AC/DC Half-Bridge 컨버터는 역률 보상 회로의 기능을 충분히 잘 수행함을 확인할 수 있고, 기존의 역률 보상을 위해 적용된 회로에 비교해서 항상 하나가 적은 반도체 소자를 거치기 때문에 도통 손실과 전압강하가 줄어들어 효율의 증가도 가져올 수 있다. 그림 9의 파형은 위로부터 차례대로 인덕터(L_{boost})전류, 보조회로 커패시터(C_a)전류, 변압기 1차측의 전압 · 전류, 다이오드(D_1)전압 · 전류, 스위치(Sw_1 , Sw_2 , Sw_3 , Sw_4)의 양단 전압과 전류를 나타낸다.

본 논문의 시뮬레이션에 이용된 회로 정수표를 표 1에 나타내었다. 전체적으로 볼 때, 도통 손실의 저감과 소프트 스위칭으로 인한 효율의 증대와 실제 제작에 있어 전류 불연속 모드로 동작시킴으로써 인해 입력 전류 센싱의 필요성을 제거하여 시스템의 부피를 감소시킬 수 있는 장점을 가진다. 그리고, 이차측에 추가된 보조회로는 스위치의 턴-온, 턴-오프시에 다이오드(D_w)의 양단에 발생하는 서

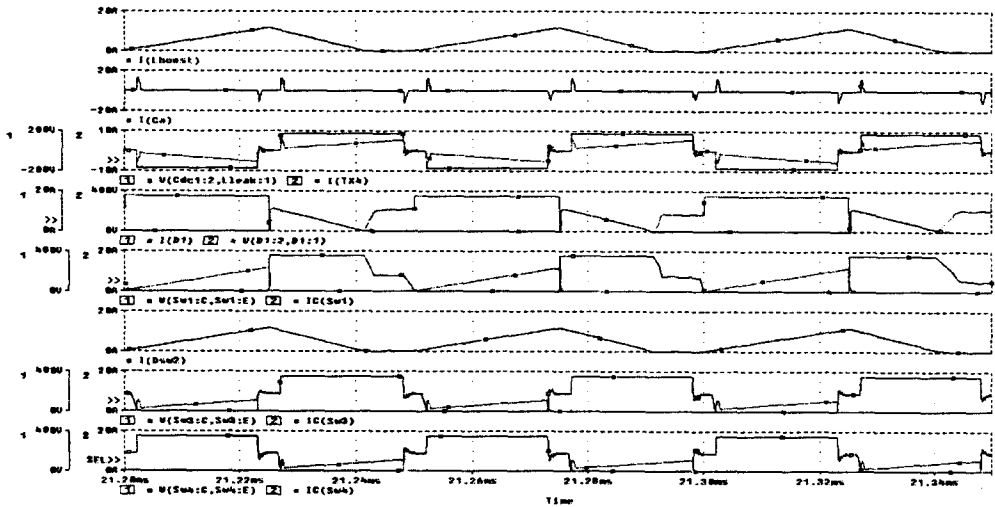


그림 9. 주요 파형
Fig. 9 Main waveforms

지성 전압을 저감시킴으로써 다이오드의 정격을 낮출 수 있는 장점을 가진다.

표 1. 회로 정수
Table. 1 Specifications

항 목	Value
V_{in}	AC 100 [V]
V_{out}	DC 50 [V]
L_{boost}	300 [μ H]
Transformer (primary/secondary)	900 / 200 [μ H]
Sw_1, Sw_2, Sw_3, Sw_4	Z1MBI50L-060
$C_{Sw1}, C_{Sw2}, C_{Sw3}, C_{Sw4}$	1 [nF]
C_{d1}, C_{d2}	1000 [μ F]
Switching frequency	20 [kHz]
Duty ratio / Dead time	0.5 / 2 [μ s]

4. 결론

본 논문에서는 새로운 결합형(integrated) 일단방식 역률 보상 AC/DC Half-Bridge 컨버터를 제안하고 시뮬레이션을 통하여 토폴라지의 타당성을 검증하였다. 시뮬레이션의 결과로부터 제안된 컨버터가 단위 역률로 동작하고, 기존의 역률 보상회로와 비교하여 역률 보상을 위한 전류의 패스에 항상 하나가 적은 반도체 소자가 존재한다는 사실에 기인한 도통 손실의 저감, 이용되는 스위치의 소프

트 스위칭으로 인한 스위칭 손실의 저감 등으로 효율의 증대를 기대할 수 있다. 또한, 입력 전류를 전류 불연속 모드에서 동작하도록 함으로써 별도의 전류 제어기 필요성을 제거하였다. 그러나, 전류 불연속 모드 동작으로 인한 전류의 왜곡, 대용량의 적용에는 단점을 가진다고 볼 수 있다.

참고 문헌

- [1] Alexandre Ferrari de Souza and Ivo Barbi, "A New ZCS Quasi-Resonant Unity Power Factor Rectifier with Reduced Conduction Losses", IEEE, PESC, pp.1171-1177, 1995.
- [2] 강필순외, "전류 불연속 모드로 동작하는 1단방식의 역률 보상 AC/DC 파워 컨버터", 전력전자학술대회 논문집, pp.319-322, 1999. 7.
- [3] Milan M. Jovanovic, Fred C. Y. Lee, "DC Characteristics and Stability of Push-Pull and Bridge-Type Zero-Current-Switched Quasi-Resonant Converters", IEEE Trans. on Power Elec., Vol.4, No.3, July 1989.
- [4] Young-Goo Kang, Anand K. Upadhyay, "Analysis and Design of a Half-Bridge Parallel Resonant Converter", IEEE Trans. on Power Elec. Vol.3, No.3, July 1989.
- [5] 조정구, "역률보상회로의 최근연구동향", 전력전자학회지, 제3권, 제1호, 1998. 3.
- [6] Kwang-Hwa Liu and Yung-Lin Lin, "Current Waveform Distortion in Power Factor Correction Circuits Employing Discontinuous-Mode Boost Converter", IEEE, PESC, pp. 825-829, 1989.
- [7] M. van der Berg, J.A. Ferreira, "A Family of Low EMI, Unity Power Factor Converters", IEEE, PESC, Vol. II, June, 1996.