

새로운 단일전력단 역률보상 풀브리지 컨버터

New Single Stage PFC Full Bridge Converter

林昌燮* · 權純杰** · 趙貞九*** · 宋斗翼§

(Chang-Seob Lim · Soon-Kurl Kwon · Jung-Goo Cho · Doo-Ik Song)

Abstract - This paper proposes new single stage power factor correction (PFC) full bridge converter. The proposed converter is combined previous ZVS full bridge DC/DC converter with two inductors, two diodes, two magnetic coupling transformer for PFC. This process of power is isolated from the source and also regulate stable DC output voltage in a category. In this topology, the voltage stress of main switches is reduced by zero voltage switching. Moreover, the proposed converter doesn't need active PFC switch and auxiliary circuits, like control and gating board, so it could decrease the size and cost and increase the efficiency.

Key word : Single Stage PFC, Full Bridge

1. 서론

기존의 소용량 컨버터의 경우 대부분 브리지 다이오드와 평활콘덴서회로가 많이 이용되고 있다. 하지만 이 방식은 역률이 낮고 고조파 문제를 야기하여 이의 개선을 위한 능동역률보상 회로를 사용할 수 있지만 가격 상승의 문제가 있다. 최근 이러한 문제를 보완하기 위하여 단일전력단 역률개선회로들이 많이 연구되었고 대부분의 경우 부스터 형태의 역률보상 방식과 기존의 플라이백, 포워드, 하프브리지 형태의 절연형 DC-DC 컨버터가 결합된 형태이다. 이 형태의 단일전력단 컨버터는 빠른 출력 응답과 단일 전력저리로 인한 효율개선의 효과를 가진다.[1,2] 하지만 단일전력 처리로 인하여 입력전력과 출력전력의 에너지 차가 발생한다. 대부분 에너지 차 저장을 위하여 커패시터를 부스터 인덕터와 병렬로 결합한다. 하지만 이 또한 부스터 인덕터가 연속모드로 동작시 커패시터의 전압이 상승하는 문제가 발생하여 상용의 커패시터를 이용하기 어렵다. 따라서 상용의 커패시터를 이용하기 위하여 부스터 인덕터의 불연속 모드 제어시 입력측 필터가 필요하여 가격상승과 부피가 크지는 단점이 있다. 이러한 방법외에 부스터 인덕터의 연속모드 제어를 위하여 트랜스포머의 보조권선을 이용 커패시터 전압을 피드백 받아 DC 전압 상승을 제어할 수 있는 회로들이 있지만 대부분 소용량의 경우이며 입력전류의 왜곡현상이 있어 고조파 문제를 야기하는 경우가 많다.[3,4] 이러한 문제를 보완하기 위하여 입력전류는 연속모드로 제어하면서 부하에 따라 출력측의 인덕

터를 연속 및 불연속 제어를 하고 커패시터의 전압을 일정전압 이하로 유지할수 있는 단일 전력단 역률보상 회로를 제안하였다.

2. 본론

2.1 제안된 컨버터의 구조

기존의 역률보상 회로와 DC/DC 영전압 스위칭 풀브리지 컨버터를 트랜스포머의 보조권선과 인덕터 및 다이오드의 추가적인 회로 구성으로 기존의 능동소자로 구성된 역률보상 회로를 대체하는 구조이다. 이로써 능동소자를 제어하기 위한 추가적인 회로들이 감소 될 뿐만 아니라, 제어시 발생할 수 있는 문제점이 해결되고 효율이 향상되며 가격이 절감되는 장점을 지니게 된다. 기존의 역률보상 회로와 DC/DC 풀브리지 컨버터 회로를 그림 1에 나타내었으며, 제안된 컨버터의 회로를 그림 2에 나타내었다.

2.2 동작원리

회로는 부하전류에 따라서 출력단 인덕터로 흐르는 전류의 연속모드 동작과 불연속모드 동작 두 가지로 나눌 수 있다. 회로의 기본적인 동작을 설명하기 위하여 모든 소자는 이상

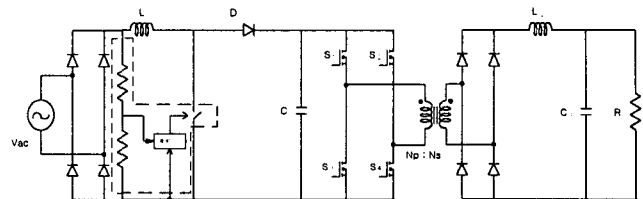


그림 1 기존의 역률보상 회로와 DC/DC 풀브리지 컨버터
Fig. 1 DC/DC full bridge converter with conventional PFC circuit

* 準會員 : 慶南大 電氣工學科 碩士
** 正會員 : 慶南大 電氣電子工學部 副教授
*** 非會員 : (주)그린파워 대표
§ 正會員 : (주)그린파워 연구개발 실장
接受日字 : 2003年 6月 23日
最終完了 : 2003年 10月 26日

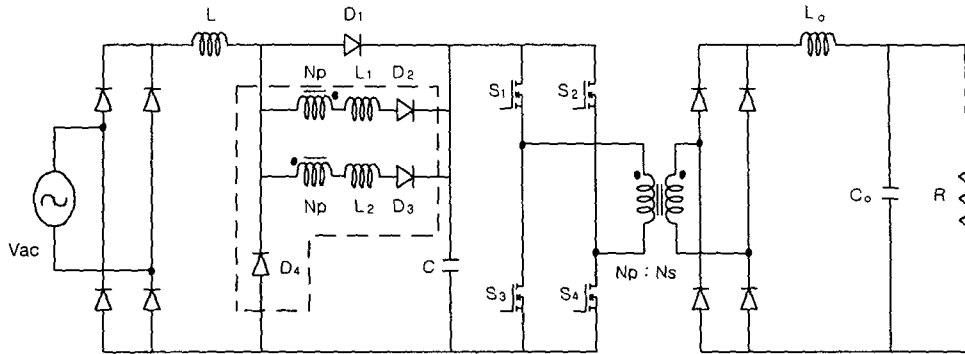


그림 2 제안된 새로운 단일 전력단 역률보상 ZVS 풀브리지 컨버터
 Fig. 2 Proposed new single stage PFC ZVS full bridge converter

적인 경우라고 가정하였고 정류된 입력전압(V_{ac})의 주파수는 스위칭 주파수에 비해 매우 낮으므로 입력을 DC전원으로 가정하였으며 출력단 인덕터로 흐르는 전류는 연속모드에 대하여 설명하였다.

한 주기 동안의 동작은 크게 6개 모드로 나누어지고 반 주기 동안의 동작은 대칭적으로 이루어지므로 반주기에 대하여 설명하였다. 전 동작모드에 대하여 전류가 흐르는 부분을 굵은 선으로 나타내어 그림 3에 동작 모드를 도시하였고 동작 파형을 그림 4에 나타내었다.

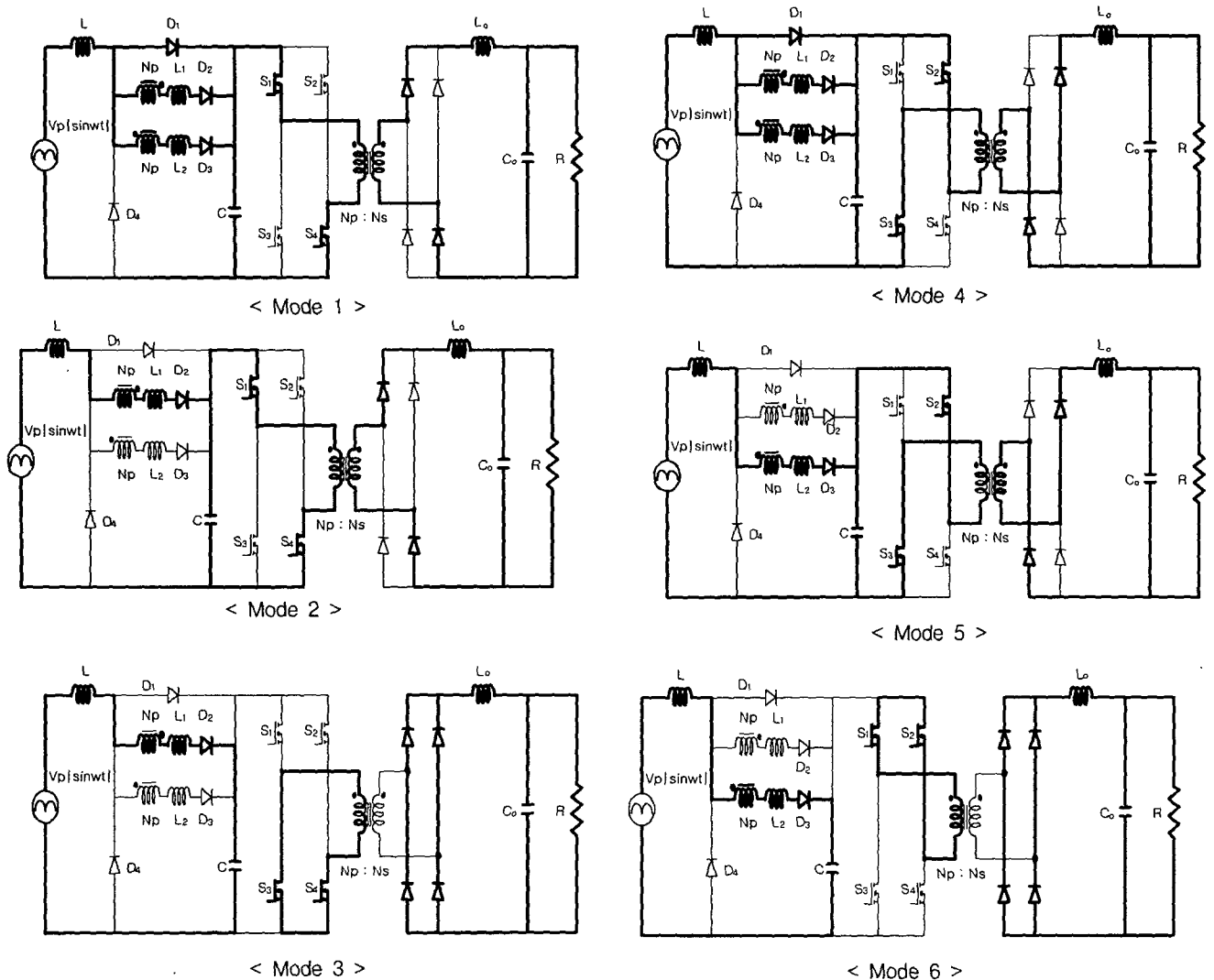


그림 3 컨버터의 동작 모드
 Fig. 3 The operational mode of the converter

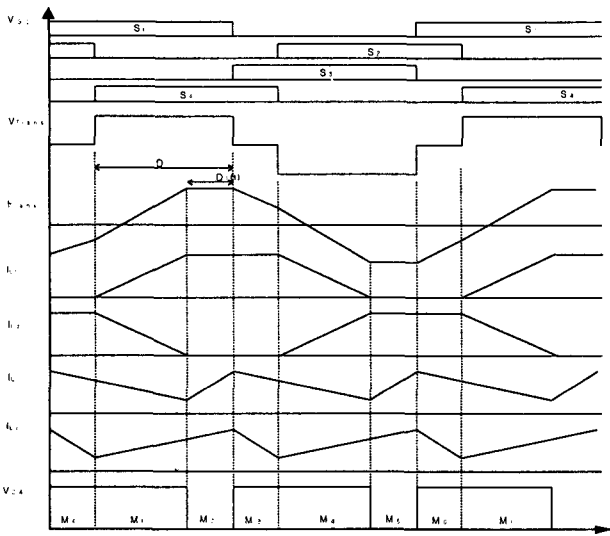


그림 4 컨버터의 동작 파형
Fig. 4 Operational waveform of the converter

[모드 1]

모드 1은 트랜스포머 2차측으로 전력을 전달하는 모드이다. 부하전류에 의한 전류와 전원측 부스터 인덕터에 의한 입력전류가 동시에 트랜스포머 1차측 권선에 흐르게 된다. 이 전류는 인덕터 L_1, L_2 에 의하여 전류가 제한되고, 인덕터 $L_1(i_1), L_2(i_2)$ 에 흐르는 전류의 합은 인덕터 L 에 흐르는 전류(i)와 항상 동일하다. L_1, L_2 의 전류는 불연속모드로써 동작하게 되고 L 의 전류는 연속모드로 동작하게 된다.

$$i = i_1 + i_2 \tag{1}$$

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_p |\sin(\omega t)| - V_c}{L} \tag{2}$$

$$\frac{di_1}{dt} = \frac{V_c}{L_1} \frac{di_2}{dt} = -\frac{V_c}{L_2} \tag{3}$$

$$\frac{di_{Trans}}{dt} = \frac{di_1}{dt} - \frac{di_2}{dt} + \frac{V_c - V_o}{L_o} \tag{4}$$

[모드 2]

모드 2는 인덕터 L_2 에 흐르는 전류가 영이 되는 순간에 시작되며 입력측의 전류는 인덕터 L_1 으로만 흐르게 된다. 커패시터 전압이 다이오드 D_1 양단에 인가되고 입력측의 인덕터 L 에 흐르는 전류는 트랜스포머 보조권선의 DC전압으로 인해 부스터하게 된다. 이 부스터 전류는 부하전류와 커패시터의 전압에 의해 결정된다. 아울러 트랜스포머에 흐르는 전류는 부하 전류와 입력 인덕터에 흐르는 전류 i 에 의하여 결정된다. 이 때의 부스터 듀티를 $D_1(t)$ 라고 하면 부스터 듀티는 아래의 식 (6)과 같이 표현 할 수 있다.

$$D_1(t) = \frac{V_c - V_p |\sin(\omega t)|}{V_c} \cdot D \tag{6}$$

$$\frac{di_{Trans}}{dt} = \frac{V_c - V_o}{L_o} + \frac{V_p \cdot |\sin \omega t|}{L} \tag{7}$$

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_p \cdot |\sin \omega t|}{L} \tag{8}$$

[모드 3]

모드 3은 트랜스포머에 흐르던 전류가 환류하는 모드이다. 이때 출력측의 인덕터 전류도 환류를 하고 인덕터 L_1 에 흐르는 전류의 변화는 없으며 인덕터 L_1 에 에너지가 저장되어 있다.

환류 구간동안 트랜스포머의 누설 인덕턴스로 인해 손실분이 발생하며, 이때의 트랜스포머 1차측 환류 전류의 감소하는 기울기는 2차측에서 환류하는 전류에 의해 결정된다. 이 때 전류의 기울기는 식 (9)와 같이 나타낼 수 있다. 모드 3은 반주기 스위칭 동작의 마지막 부분이다.

$$\frac{di_{Trans}}{dt} = -\frac{V_o}{V_o} \tag{9}$$

6.3 시뮬레이션

컨버터의 이론적인 파형을 검증하기 위해 Mathcad와 PSpice를 이용한 컴퓨터 시뮬레이션을 하였다. Mathcad 프로그램으로 DC/DC 컨버터의 듀티(D)에 따른 입력전류의 부스터 듀티를 시뮬레이션하여 그림 5에 나타내었다. 그림 5에서 알수 있는 바와 같이 제안된 컨버터의 역률보상을 위한 부스터 전류의 듀티는 DC-DC 컨버터의 듀티에 의하여 제한을 받는다. 그림 6은 PSpice를 이용하여 시뮬레이션을 수행한 결과 파형을 나타낸 것이다.

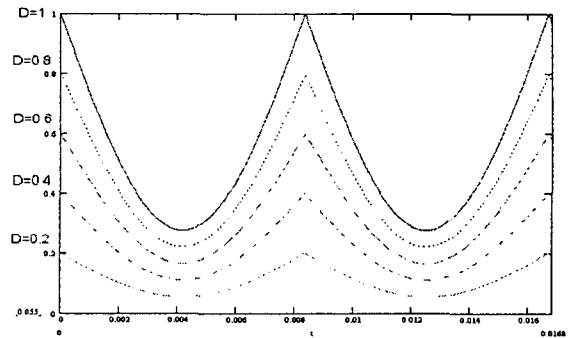


그림 5 부스터 이득($D_1(t)$) Mathcad 시뮬레이션 결과
Fig. 5 Mathcad simulation result of boosting gain($D_1(t)$)

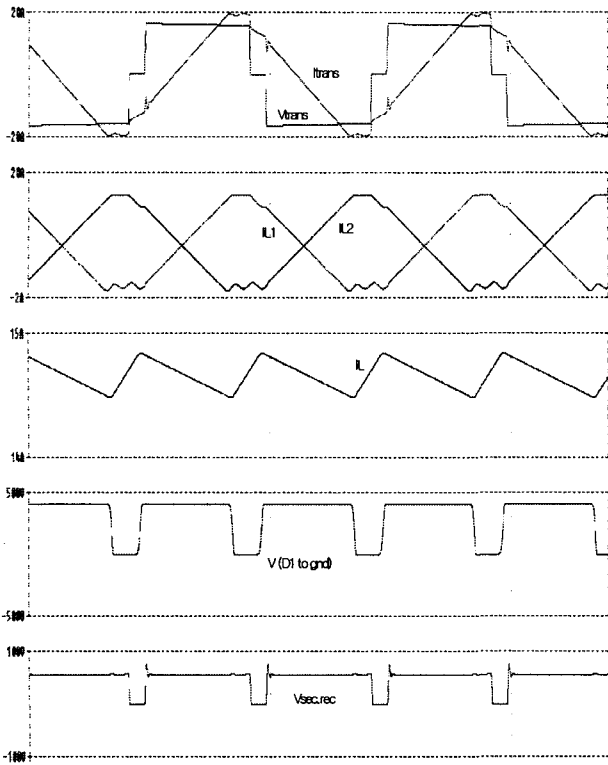


그림 6 제안된 컨버터의 시뮬레이션 결과
Fig. 6 The simulation results of proposed converter

2.4 실험 결과

그림 7~14는 컨버터 각 부분의 실험 결과 파형 및 컨버터 특성 실험 결과를 나타내었다. 그림 7은 부스터 듀티가 작을 경우로서 트랜스포머의 1차측 양단전압과 전류 및 인덕터 L_1 에 흐르는 전류와 다이오드 D_4 에 걸리는 전압을 나타낸 것으로 이 전압이 영일 경우 실제로 부스터가 되는 구간이다. 다이오드 D_4 전압이 오실레이션 하는 것은 회로의 인덕터와 다이오드 기생커패시터 성분이 공진 하여 일어나는 것이다. 그림 8은 부스터 듀티가 작을 경우 트랜스포머 1차측

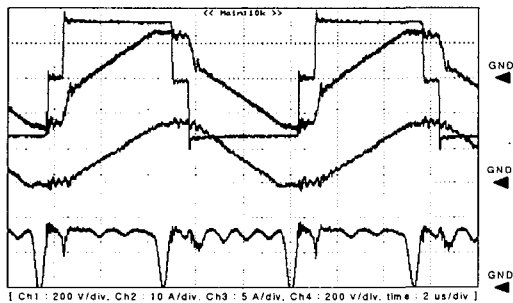


그림 7 1. 트랜스포머 1차측 양단 전압 2. 트랜스포머 1차측 전류 3. 인덕터 L_1 또는 L_2 전류 4. 다이오드 D_4 전압
Fig. 7 1. Transformer primary voltage 2. Transformer primary current 3. Inductor L_1 or L_2 current 4. The voltage of Diode D_4

양단 전압과 전류 그리고 L_1, L_2 에 흐르는 전류 파형을 나타낸 것이다. 인덕터 L_1, L_2 에 흐르는 전류의 변화량은 항상 동일하다는 것을 알 수 있다.

그림 9는 전 부하시 입력전압과 입력전류를 나타낸 것으로 역률이 거의 1인 것을 알 수 있으며 그림 10은 무 부하시의 입력 전압과 전류 및 출력전압, 커패시터 전압을 나타낸 것이다.

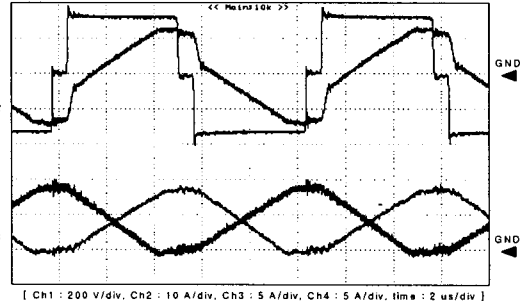


그림 8 1. 트랜스포머 1차측 양단 전압 2. 트랜스포머 1차측 전류 3. 인덕터 L_1 전류 4. 인덕터 L_2 전류
Fig. 8 1. Transformer primary voltage 2. Transformer primary current 3. Inductor L_1 current 4. Inductor L_2 current

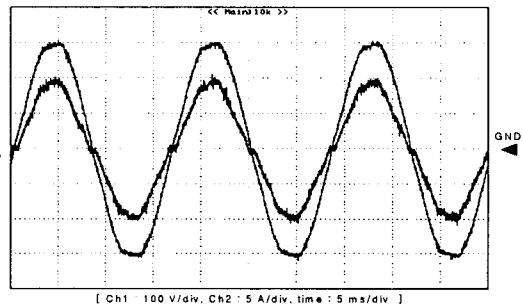


그림 9 1. 입력 전압 2. 입력 전류
Fig. 9 1. Input voltage 2. Input current

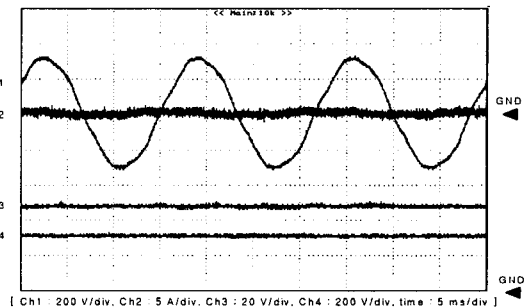


그림 10 무 부하시 1. 입력 전압 2. 입력 전류 3. 출력전압 4. 커패시터 전압
Fig. 10 No load 1. Input Voltage 2. Input Current 3. Output voltage 4. Capacitor voltage

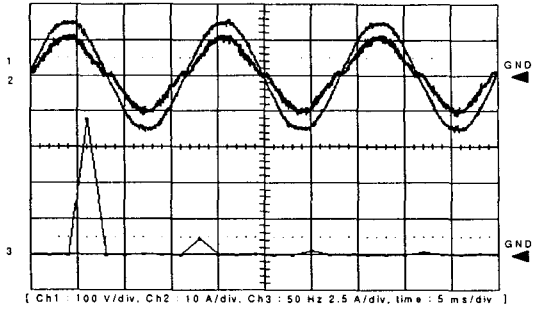


그림 11 1. 입력 전압 2. 입력 전류 3. 입력 전류 고조파 분석
 Fig. 11 1. Input voltage 2. Input current 3. Input current FFT

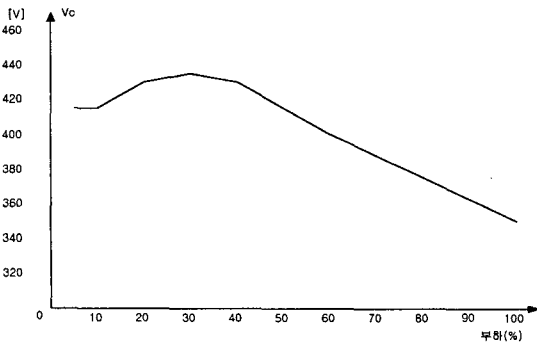


그림 12 부하에 따른 DC 전압
 Fig. 12 The DC voltage on load

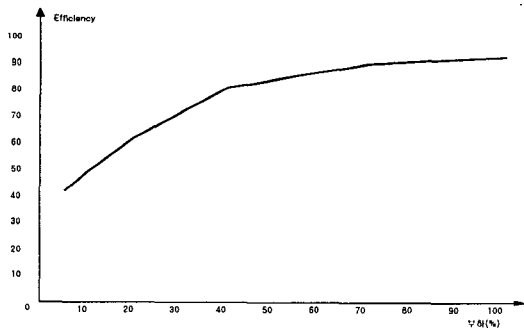


그림 14 부하에 따른 컨버터의 효율
 Fig. 14 Converter efficiency on load

3. 결 론

제안된 컨버터는 단일 전력단으로 입력 역률보상 및 출력 전압 레귤레이션을 할 수 있는 구조로 기존의 능동 역률보상 방식인 이단 전력단 방식에 비해 제안된 수동 역률보상 방법을 이용함으로써 역률보상을 위한 제어회로가 필요하지 않아 효율이 향상되고 경제적이다. 그리고 간단한 구조로 DC전압을 피드백 하여 DC전압을 일정전압 이하로 유지할 수 있다. 그러나 DC/DC 컨버터의 듀티에 의해 부스터 듀티가 제한되어 능동 역률보상을 채택하고 있는 기존의 컨버터보다는 경부하일 경우 역률이 낮아지는 단점이 있다. 하지만 전 부하에서 역률이 IEC 61000-3-2 국제 규격의 요건을 만족할 뿐만 아니라 능동 역률보상회로 정도의 역률을 얻을 수 있어 경제적인 시스템을 확인하였다. 그러므로 시도된 새로운 단일 전력단 역률보상을 위한 ZVS 풀브리지 부스터 컨버터로 스위칭 주파수 100 kHz, 출력 용량 1.2 kW의 컨버터에 대하여 시뮬레이션과 실험을 통해 제안된 컨버터의 타당성을 입증하였다.

감사의 글

본 연구는 2003학년도 경남대학교 학술 논문게재연구비 지원으로 이루어졌습니다.

참 고 문 헌

- [1] A Topology Survey of Single-Stage Power Factor Corrector with a Boost Type Input-Current-Shaper Chongming Qiao and Keyue M. Smedley. APEC 2001.
- [2] Comparison Between CCM Single-Stage And Two-Stage Boost PFC Converters Jindong Zhang, Milan M. Jovanović, and Fred C. Lee. APEC 1999
- [3] Analysis and Design of a Single Stage Power Factor Corrected Full-Bridge Converter. Mei Qiu, Gerry Moschopoulos, Humberto Pinheiro, and Praveen Jain. APEC 1999
- [4] A Novel Interleaved Discontinuous-Current-Mode Single-Stage Power-Factor-Correction Technique with Universal-Line Input Jindong Zhang Fred C. Lee Milan M. Jovanovic. PESC 2001

저 자 소 개



임 창 섭 (林 昌 燮)

1974년 2월 8일생. 2000년 2월 경남대학교 전기공학과 졸업. 2002년 2월 동 대학원 전기공학과 졸업(공학석사)
E-mail : sanbalim@korea.com



권 순 걸 (權 純 杰)

1973년 2월 영남대학교 전기공학과 졸업. 1980년 2월 부산대학교 대학원 전기공학과 졸업(공학석사). 1990년 2월 영남 대학교 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1983년 3월~2003년. 현재 경남대학교 전기전자공학부교수



조 정 구 (趙 貞 九)

1963년 4월 21일생. 1986년 경북대학교 전자공학과 졸업. 1988년 KAIST 전기 및 전자공학과 졸업(석사) 1992년 KAIST 전기 및 전자공학과 졸업(박사) 1992년~1993년 KAIST 정보전자연구소 연구원. 1993년 9월~1994년 8월 Virginia Polytechnic Institute & State Univ. 객원 연구원. 1994년~2002년 한국 전기연구원 선임연구원. 1998년~현재 (주)그린파워 대표.
E-mail: lightnsalt@korea.com



송 두 익 (宋 斗 翼)

1969년 9월 20일생. 1995년 경남대학교 전기공학과 졸업. 1997년 동대학원 전기공학과 졸업(석사).1998년 LG산전중앙연구소 주임연구원. 1998년~현재 (주)그린파워 연구개발실장