2002년도 대한전기학회 하계학술대회 논문집 2002.7.10-12

새로운 CCM 단일 전력단 역률보상 풀 브리지 컨버터

임창섭*, 권순걸*, 조정구**, 송두익**
* 경남대학교 전기공학과 ** (주) 그린파워

New CCM Single Stage PFC Full Bridge Converter

Chang-Seob Lim*, Soon-Kurl Kwon*, Jung-Goo Cho**, Doo-Ik Song*
* Kyungnam University ** Green Power Corporation

Abstract - This paper proposes a new single stage power factor correction (PFC) full bridge converter which operates at continuous conduction mode(CCM). The proposed single stage PFC consists of typical zero voltage switching(ZVS) full bridge DC/DC converter, two transformer auxiliary windings, and two small inductors, and two diodes. Neither additional active switch nor any control circuit are added for PFC resulting in very low cost. The proposed converter provides input power factor correction with CCM control and tight output voltage regulation. All switching devices are operated under ZVS with minimum voltage stress. Operation principle and analysis are explained and verified with computer simulation and experimental results on a 1.2kW, 100kHz prototype.

1. 서 론

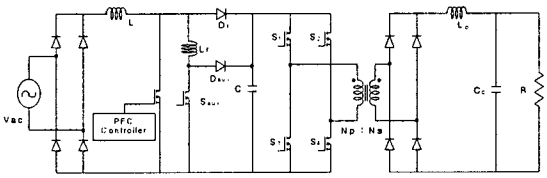
최근 전원라인의 고조파나 역률에 대한 규제가 심해지면서 스위칭 모드 전원장치의 대부분이 입력역률을 개선할 수 있는 역률보상회로(PFC)를 채용하고 있는 추세이다. 역률보상에 관해서는 오래시간동안 연구가 되어왔고, 수많은 회로들이 발표되었지만 현실적으로 많이 사용이 되고 있는 회로는 단순한 부스터 PFC와 이것의 스위칭 손실과 EMI를 줄이기 위해서 영전압 스위칭이 되도록 한 ZVT boost PFC이다. 역률보상회로가 추가됨으로서 스위칭 전원장치의 원가상승이 초래되었고 이 부담을 줄이기 위해서 하나의 전력단으로 전력변환 뿐만 아니라 역률보상까지도 가능케 하는 단일 전력단 PFC들이 많이 발표되었다. 단일 전력단 PFC는 크게 3가지 종류로 나눌 수 있는데, 첫째는 단순히 절연된 부스터 컨버터를 사용하는 것으로 연속 전류제어는 가능하지만 출력전압에 120Hz 리플이 존재하기 때문에 빠른 응답특성을 갖지 못하는 단점을 갖는다.[1-3] 둘째는 DCM 부스터 컨버터와 단일 스위치 컨버터(forward, flyback, 등)를 결합한 단일 스위치 단일 전력단 PFC로서 출력전압의 응답특성은 좋지만 대신에 입력전류가 불연속이다. 따라서, PFC의 용량을 높이는데 한계가 있으며, 보통 100W 이하에 적용이 되고 있다.[1-2,4] 셋째는 변압기의 보조권선과 인덕터 전류의 충전시간을 이용한 단일 전력단 PFC로 출력전압에 저주파 리플도 없고 입력전류도 연속으로 제어가 되지만 입력역률이 낮고 (0.7 이하) 용량의 한계가 있다. (300W 정도)[1-5]

본 논문에서는 세 번째 방법을 풀브릿지 컨버터에 적용한 것으로 출력전압의 응답특성도 좋고 입력전류도 연속으로 제어하면서도 역률은 1에 가깝고, 용량도 수 kW까지 늘릴 수 있는 새로운 단일 전력단 PFC를 제안한다. 제안된 단일 전력단 PFC는 ZVS 풀브릿지 컨버터에서 변압기의 보조권선을 2개 감고 2개의 보조 인덕터와 3개의 다이오드로 구성되며, 별도의 능동 스위치나 제어기가 들어가지 않는 매우 간단한 PFC 회로이다. (그림. 2 참조) 그러면서도, 모든 스위치가 ZVS로 동작하기 때문에 스위칭 손실이 매우 작으며, 스위치의 전압 스트레스가 매우 작은 장점을 갖는다.

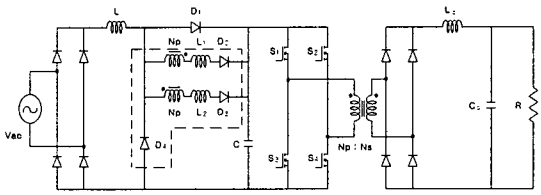
제안된 단일 전력단 회로의 구조, 동작원리를 설명하고, 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 1차적인 검증을 하였으며, 1.2kW, 100kHz 시제품을 제작하고 실험한 결과로 최종 검증하였다.

2. 제안된 컨버터의 구조

1kW 이상의 대용량 응용분야에서 가장 널리 사용되고 있는 역률보상회로의 구조는 그림 1과 같다. 전단에 역률보상을 위한 ZVT 부스터 컨버터와, 후단에 출력전압제어를 위해서 ZVS 풀브릿지 컨버터로 구성이 되어 있다. ZVT 보조회로는 영전압 스위칭을 위하여 추가되었다. 제안된 단일 전력단 PFC는 그림 2와 같이 단순한 ZVS 풀브릿지 컨버터에서 변압기의 보조권선 2개와 부스터 인덕터 1개, 보조 인덕터 2개, 다이오드 3개로 구성된다. 별도의 능동 스위치나 제어회로가 필요하지 않으며, 단순히 풀브릿지 컨버터를 PWM으로 제어하면 자동적으로 입력전류가 정현파 형태로 제어가 된다. 따라서, 제안된 단일 전력단 PFC는 그림 1의 방식보다 능동 스위치 2개, PFC 제어회로 1개 등이 감소되었기 때문에 컨버터의 신뢰성 및 효율은 향상되고 가격은 훨씬 저렴하게 구성할 수 있는 장점을 갖는다.



[그림 1] 기존의 ZVT 역률보상회로와 풀브리지 DC/DC 컨버터



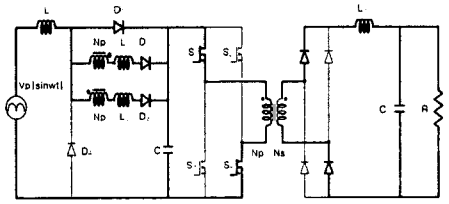
[그림 2] 제안된 단일 전력단 역률보상 ZVS 풀브리지 컨버터

3. 동작원리

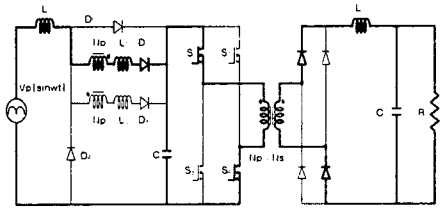
회로는 부하전류에 따라서 출력단 인덕터로 흐르는 전류의 연속모드 동작과 불연속모드 동작 두 가지로 나눌 수 있다. 회로의 기본적인 동작을 설명하기 위하여 모든

소자는 이상적인 경우라고 가정하였고 정류된 입력전압(Vac)의 주파수는 스위칭 주파수에 비해 매우 낮으므로 입력을 DC전원으로 가정하였으며 출력단 인덕터로 흐르는 전류는 연속모드에 대하여 설명하였다.

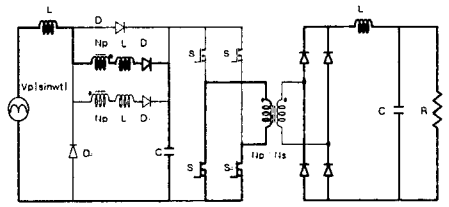
한 주기 동안의 동작은 크게 6개 모드로 나누어지고 반 주기 동안의 동작은 대칭적으로 이루어지므로 반주기에 대하여 설명하였다. 전 동작모드에 대하여 전류가 흐르는 부분을 굵은 선으로 나타내어 그림 3에 동작 모드를 도시하였고 동작 파형을 그림 4에 나타내었다.



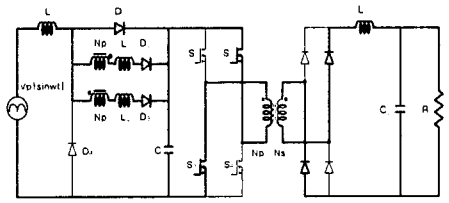
< Mode 1 >



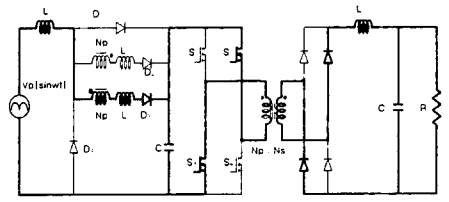
< Mode 2 >



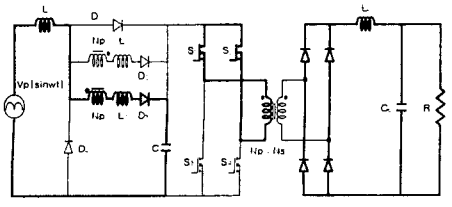
< Mode 3 >



< Mode 4 >

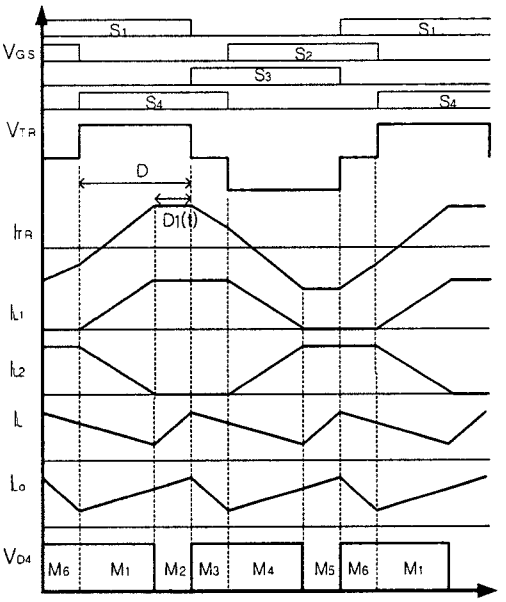


< Mode 5 >



< Mode 6 >

[그림 3] 컨버터의 동작 모드



[그림 4] 컨버터의 동작 파형

〔 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_2에 의하여 전류가 제한되고, 인덕터 $L_1(i_1)$, $L_2(i_2)$에 흐르는 전류의 합은 인덕터 L에 흐르는 전류(i)와 항상 동일하다. L_1, L_2의 전류는 불연속모드로써 동작하게 되고 L의 전류는 연속모드로 동작하게 된다.

$$i = i_1 + i_2 \qquad (1)$$

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_P|\sin(wt)| - V_c}{L} \qquad (2)$$

$$\frac{di_1}{dt} = \frac{V_c}{L_1} \qquad \frac{di_2}{dt} = -\frac{V_c}{L_2} \qquad (3)$$

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

〔 모드 2 〕

모드 2는 인덕터 L_2에 흐르는 전류가 영이 되는 순간에 시작되며 입력측의 전류는 인덕터 L_1으로만 흐르게 된다. 커패시터 전압이 다이오드 D_1양단에 인가되고 입력측의 인덕터 L에 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 i에 의하여 결정된다. 이 때의 부스터 듀티를 $D_1(t)$라고 하면 부스터 듀티는 아래의 식 (6)과 같이 표현 할 수 있다.

$$D_1(t) = \frac{V_c - V_P|\sin(wt)|}{V_c} \cdot D \qquad (6)$$

$$\frac{di_{Trans}}{dt} = \frac{V_c - V_o}{L_o} + \frac{V_P \cdot |\sin wt|}{L} \quad (7)$$

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_P \cdot |\sin wt|}{L} \quad (8)$$

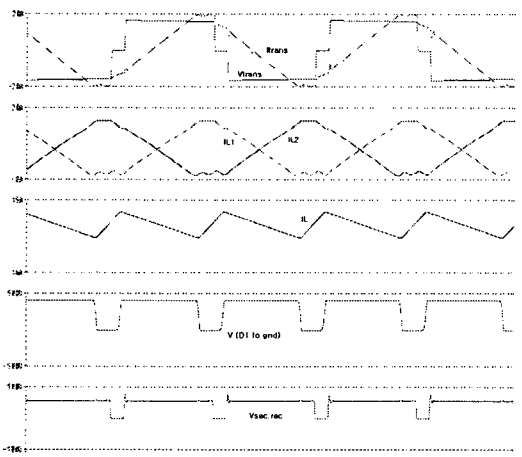
〔 모드 3 〕

모드 3은 트랜스포머에 흐르던 전류가 환류하는 모드이다. 이때 출력측의 인덕터 전류도 환류를 하고 인덕터 L_1에 흐르는 전류의 변화는 없으며 인덕터 L_1에 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 반 주기 스위칭 동작의 마지막 부분이다.

$$\frac{di_{Trans}}{dt} = -\frac{V_o}{V_o} \quad (9)$$

4. 시뮬레이션

컨버터의 이론적인 파형을 검증하기 위해 PSpice를 이용한 컴퓨터 시뮬레이션을 하였으며 그 결과를 그림 5에 나타 내었다.



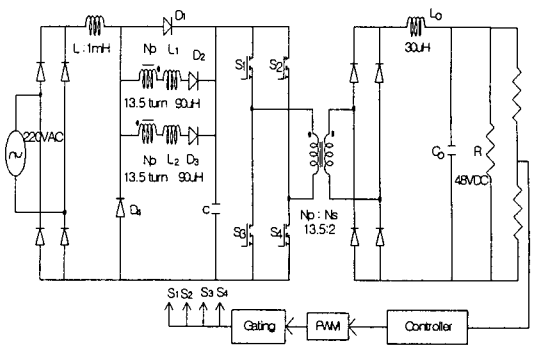
[그림 5] 제안된 컨버터의 시뮬레이션 결과

동작원리에서 설명한 것과 동일하게 동작됨을 볼 수 있다. 입력 정현파의 피크 부분을 나타낸 것으로서 부스터 듀티가 작을 경우이다. 이 때 입력전류가 부스팅 되는 구간은 V(D_4)의 전압이 영이 되는 구간동안이다.

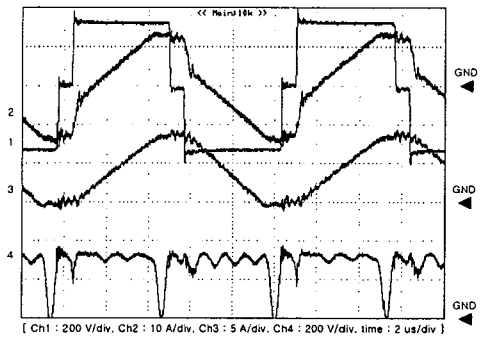
5. 실험 결과

그림 6은 실험에 사용한 회로도를 나타내었다. 제어용 소자는 Unitrode사의 UC3879 Phase-Shif IC를 사용하였으며 주 스위치는 Hitachi사의 K1837을, FRD 다이오드는 HFA50PA60C을 사용하여 실험회로를 구성하였다.

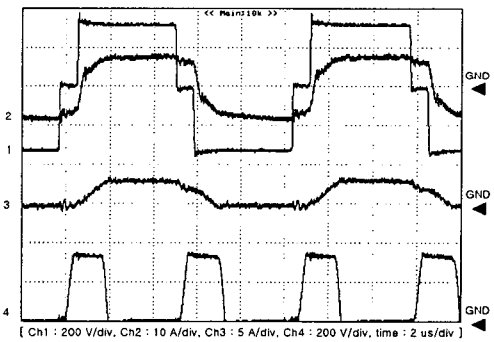
그림 7(a)는 입력전압이 정현파의 피크 부분에 있을 때, 즉 부스터 듀티가 작을 경우로서 트랜스포머의 1차측 양단전압과 전류파형, 및 인덕터 L_1에 흐르는 전류와 다이오드 D_4에 걸리는 전압파형을 보여준다.



[그림 6] 주 회로 및 제어 블록

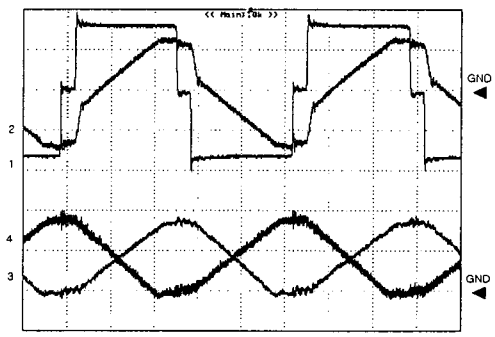


(a)

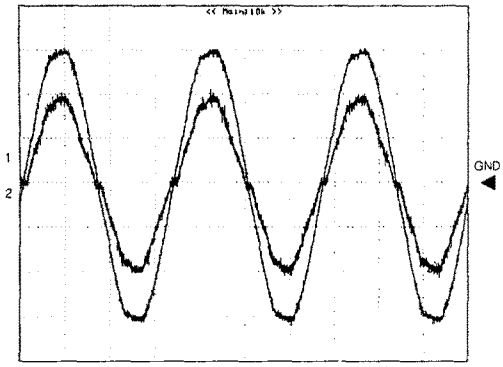


(b)

[그림 7] 1. 트랜스포머 1차측 전압 2. 트랜스 포머 1차측 전류, 3. 인덕터 L_1 (또는 L_2) 전류, 4. 다이오드 D_4 전압파형: (a) 부스터 듀티가 작을 경우 (b) 부스터 듀티가 클 경우

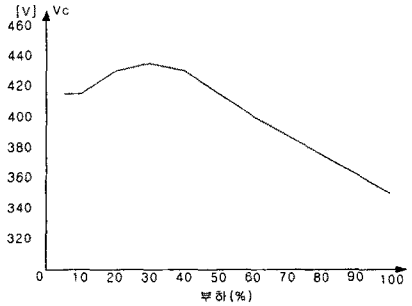


[그림 8] 1. 트랜스포머 1차측 양단 전압 2. 트랜스포머 1차측 전류 3. 인덕터 L_1, 전류 4. 인덕터 L_2 전류

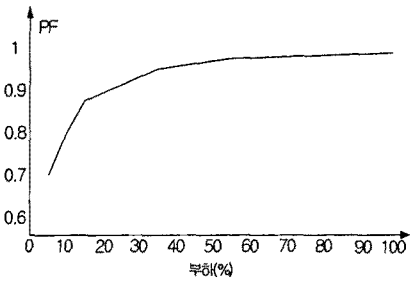


[Ch1 : 100 V/div, Ch2 : 5 A/div, time : 5 ms/div]

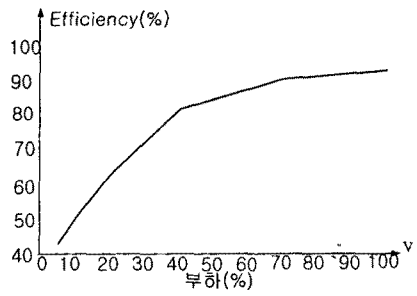
[그림 9] 1. 입력 전압 2. 입력 전류



[그림 10] 부하에 따른 DC-link 전압



[그림 11] 부하에 따른 역률



[그림 12] 부하에 따른 효율

1차측 전압파형은 전형적인 PWM 파형이며, 1차측 전류는 보조 권선으로 흐르는 전류 때문에 기존의 풀브릿지 컨버터의 전류와는 다른 형태의 파형을 보여준다. L_2에 흐르는 전류는 L_1 전류와 모양은 같고 단지 위상만 180도 차이가 난다. L_1 전류는 이상적으로 흐름을 볼 수 있으며, D_4에 걸리는 전압은 듀티비가 작을 때의 부스터 컨버터의 파형과 같다. D_4 전압에 약간의 오실레이션은 회로의 인덕터와 다이오드 기생커패시터 성분이 공진하여 일어나는 것이다. 그림 7(b)는 그림 7(a)와 같은 실험파형이며, 입력전압이 정현파의 낮은 부분에 있을 때, 즉 부스터 듀티가 클 때 파형이다. 삼각파에 가깝던 L_1 전류는 사다리꼴 모양으로 바뀌었으며, 1차측 전류도 전형적인 풀브릿지 파형에 가깝게 변했음을 볼수 있다. 다이오드 D_4의 파형은 듀티비가 클 때의 부스터 컨버터 파형과 동일하다. 즉, 변압기의 보조권선과 보조 인덕터의 액션으로 보조회로는 마치 부스터 컨버터처럼 동작하는 것을 볼 수 있다. 이것이 연속모드로 역률보상을 가능하게 해준다. 그림 8은 L_1과 L_2 전류파형을 동시에 보여준다. 그림 9는 입력전압과 입력전류 파형을 나타낸 것으로 입력전류가 연속으로 흐르고 역률이 거의 1인 것을 알 수 있으며, 그림 10~12는 부하변화에 대하여 DC-link 전압과 역률 및 효율의 변화를 각각 보여준다. DC-link 전압은 부하가 적을수록 높이 올라가다가 부하가 어느 정도 이하로 떨어지면 다시 떨어지는 특성을 보여준다. 그러나, 피크전압은 430V 정도로 높지 않아 문제가 되지 않는다. 역률 특성은 부하에 반비례하여 약간씩 떨어지지만 상당히 높게 나타남을 알 수 있다. 효율특성은 일반적인 스위칭 컨버터와 비슷하다. 최대 효율은 92% 정도로 높게 나왔다.

6. 결 론

단일 전력단으로 연속모드 입력역률보상 및 출력전압 레귤레이션이 가능한 새로운 단일 전력단 PFC를 제안하였으며, 그 동작원리를 설명하고 시뮬레이션과 1.2kW/100kHz 시제품으로 실험을 통해서 증명하였다. 제안된 단일 전력단 PFC는 기존의 풀브릿지 컨버터에서 변압기 보조권선을 이용하여 수동소자 만으로 부스터 PFC 액션을 할 수 있도록 한 것으로 회로가 매우 간단하고 별도의 능동소자나 PFC 제어회로를 필요치 않으며, 거의 모든 소자가 영전압으로 스위칭하기 때문에 고효율, 고신뢰성, 저원가를 실현할 수 있는 장점을 가진다. 또한, 기존의 단일 전력단 PFC에서 나타나는 낮은 부하에서의 DC-link 전압상승 문제가 많이 해결되어 430V 이하로 제어가 된다. 입력전류는 연속으로 제어가 되기 때문에 큰 EMI 필터를 필요로 하지 않으며, 1에 가까운 역률을 얻을 수 있어서 대용량 응용분야에 적용이 가능하다.

참 고 문 헌

[1] Power Factor Correction: A Survey, O. Garc, J.A. Cobos, R. Prieto, P. Alou, J. Uceda. PESC 2001

[2] A Topology Survey of Single-Stage Power Factor Corrector with a Boost Type Input-Current-Shaper Chongming Qiao and Keyue M. Smedley. APEC 2000.

[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

[5] Comparison Between CCM Single-Stage And Two-Stage Boost PFC Converters Jinrong Zhang, Milan M. Jovanovi ü, and Fred C. Lee. APEC 1999