

단일전력단 고역률 AC/DC Two-Switch Forward 컨버터

배진용* . 김 용** . 권순도*** . 이규훈§ . 계상범§§
 *특허청 . **동국대학교 . ***대림대학 . §스마트비전텍 . §§메디슨

Single-Stage High Power Factor AC/DC Two-Switch Forward Converter

Jin-Yong Bae* . Yong Kim** . Soon-Do Kwon*** . Kyu-Hoon Lee§ . Sang-Bum Gye§§
 *Korean Intellectual Property Office . **Dongguk University . ***Daelim College . §Smartvision Tech . §§Medison

Abstract - This paper presents the single-stage High Power Factor AC/DC Two-Switch Forward Converter (TSFC). Recently, due to growing concern about the harmonic pollution of power distribution systems and the adoption of standards such as ICE 61000-3-2 and IEEE 519, There is a need to reduce the harmonic contents of AC line currents of power supplies. This research proposed the single-stage two switch forward circuit for low voltage and high current output. The principle of operation, feature and design considerations are illustrated and verified through the simulation with a 200W(5V, 40A) 200kHz MOSFET based experimental circuit.

1. 서 론

본 연구에서는 단일전력단 고역률 AC/DC Two-Switch Forward 컨버터를 제안하고자 한다. 최근 국제적으로 제정된 ICE 61000-3-2와 IEEE 519같은 규정에서 입력 전류에 대한 고조파 규제가 강화되면서 전원 공급 장치의 역률개선 회로가 필수적으로 되었으며, 컴퓨터, 통신용 시스템, 의료장비 및 음향·영상 시스템의 동작 전원이 고품질의 저전압 직류 전원을 요구하고 있으며, 동시에 부하량의 증가로 인하여 대전류의 출력이 필요되는 추세이다[1-7].

따라서 본 연구에서는 전자장치 및 통신용 장비에 주로 이용되는 출력 200W의 부하를 대상으로 컨버터의 효율 개선 방안을 제시하고자 한다.

일반적으로 분산형 전원공급 장치에서는 입력단 역률 개선 컨버터, 중간단 컨버터 및 부하단 컨버터로 구성되나 본 논문에서는 DC 5V/40A의 부하에 가장 적합한 방안으로 입력단 역률개선 컨버터, 중간단 컨버터 및 부하단 컨버터를 하나로 구성한 AC/DC PFC TTFC를 제안하였다[1-2]. 제안된 전력변환 시스템은 역률개선을 위한 AC/DC Boost 컨버터와 DC/DC TTFC 컨버터를 하나로 결합 단일 전력변환 방식을 채택함으로써 경제적이며 동시에 제어회로의 구성이 보다 간결해진 장점을 지니게 되고, 고역율 고효율을 이룰 수 있다. 이에 대해 MOSFET를 사용하여 AC 220V, 출력 DC 5V/40A, 200kHz, 200W급 시스템을 대상으로 확인하였다.

2. 본 론

2.1 기존의 시스템

그림 1은 교류 입력으로부터 직류 출력을 얻기 위한 기존 시스템을 나타낸다.

기존의 시스템은 역률개선을 위한 AC/DC Boost 컨버터와 DC/DC Two-Switch Forward 컨버터를 결합한 방식으로 안정적인 역률 개선이 가능한 장점을 지닌다.

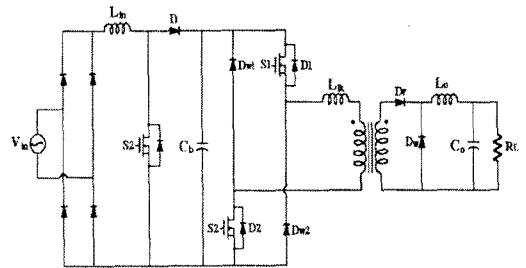


그림 1. 기존의 2단 전력 변환 시스템

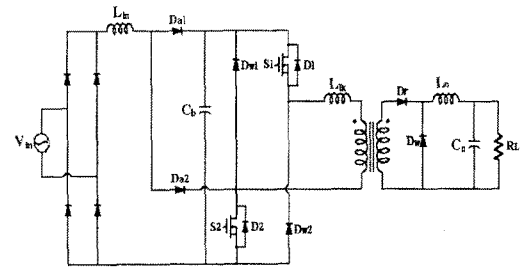


그림 2. 기존의 단일전력단 고역률 TSFC

그러나 전력시스템 및 제어기 구조가 복잡하며, 동시에 전력변환이 두 번 이루어지므로 전체 효율이 저감되는 문제점을 지닌다[8].

그림 2는 기존의 단일전력단 고역률 Two-Switch Forward 컨버터를 나타낸다. 기존의 단일전력단 컨버터는 AC/DC PFC Boost 컨버터와 Two-Switch Forward 컨버터가 결합된 형태로서 Boost 컨버터의 주 스위치(S)와 하단 스위치(S2)가 하나로 결합된 형태로 기존의 2단 전력 변환 시스템에 비하여 매우 간결한 장점을 지니지만 경부하에서 승압 인덕터를 통해 입력되는 전력에 비하여 부하에서 소비하는 전력이 작기 때문에 버스단 전압(Cb 전압)이 급상승하는 단점을 지닌다[1].

2.2 제안된 시스템

그림 3은 제안된 단일전력단 AC/DC Two-Switch Forward 컨버터를 나타낸다.

기존의 단일전력단 컨버터는 입력전압(Vin)과 승압인덕터(Lin)의 전압이 합쳐져서 Cb로 전달되는 특징이 있다. 따라서 스위치이 듀티가 작은 경부하시에는 입력전압(Vin)과 승압인덕터(Lin) 전압이 다이오드 Dd1을 통하여 Cb로 전달되는 시간이 늘어나게 되며, 이로 인하여 Cb의 전압이 더욱 증가되는 문제점을 지닌다.

그러나 제안된 단일전력단 컨버터는 기존의 단일전력단 컨버터에서 승압인덕터(Lin)의 위치를 접지단으로 내

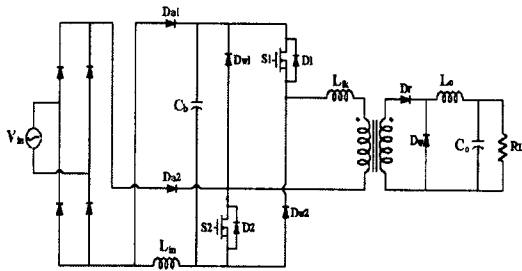


그림 3. 제안된 단일전력단 교역률 TSFC

리므로 입력전압(V_{in})과 승압인덕터(L_{in}) 전압이 합쳐지지 않는 특성을 지닌다. 따라서, 스위치 오피시 승압인덕터 전압이 C_b 로 전달되므로, 버스단 전압(C_b 전압)의 상승이 저감되는 장점이 있다.

그림 4와 5는 제안된 단일전력단 AC/DC Two-Switch Forward 컨버터의 모드별 동작 파형과 등가 회로를 나타낸다.

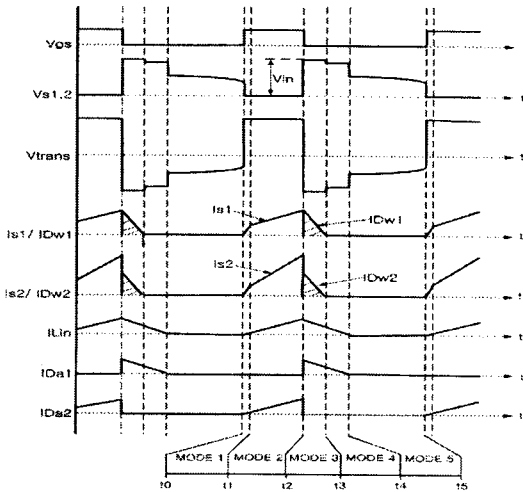


그림 4. 이론적인 회로 각부 파형

1) 모드 I : $t_0 \leq t \leq t_1$

스위치 S_1 과 S_2 는 턴온 되었으나 변압기가 자화되는 기간이므로 변압기 1차측에서 2차측으로 전력이 전달되지 못하며, 출력 인덕터 L_o 에 저장된 에너지가 환류 다이오드 D_w 를 통하여 전력을 부하에 공급한다. 동시에 승압 인덕터 L_{in} 의 전류는 보조 다이오드 D_{a2} 와 스위치 S_2 를 통하여 상승하는 구간이다.

이 구간에서 스위치 S_1 의 전류와 보조 다이오드 D_{a2} 의 전류는 식(1),(2)로 나타낼 수 있으며, 스위치 S_2 의 전류는 스위치 S_1 과 보조 다이오드 D_{a2} 의 전류 합으로 나타낼 수 있다.

$$I_{S1} = \frac{V_{Cb}}{L_{lk}} t \quad (1)$$

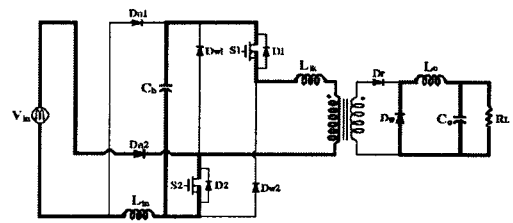
$$I_{Da2} = \frac{|V_{in}|}{L_{in}} t \quad (2)$$

$$I_{S2} = I_{S1} + I_{Da2} \quad (3)$$

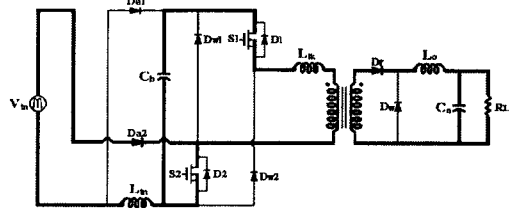
이 모드의 끝에서 스위치 S_1 의 전류를 I_1 으로 정의한다.

2) 모드 II : $t_1 \leq t \leq t_2$

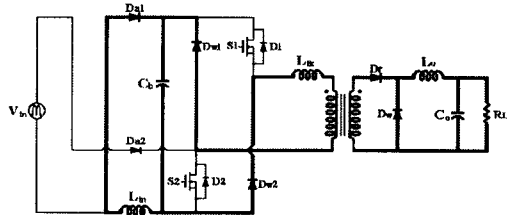
변압기 2차측에 전압이 유기되며 정류 다이오드 D_r 를 통하여 출력으로 전력이 전달되는 구간이며, 승압 인덕터 전류는 지속적으로 상승하는 구간이다.



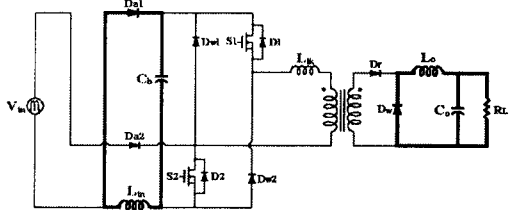
MODE I ($t_0 \sim t_1$)



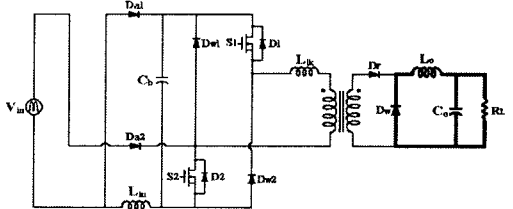
MODE II ($t_1 \sim t_2$)



MODE III ($t_2 \sim t_3$)



MODE IV ($t_3 \sim t_4$)



MODE V ($t_4 \sim t_5$)

그림 5. 제안된 회로의 모드별 동작

이 구간에서 스위치 전류의 기술기는 누설 인덕터 L_{lk} 와 출력 인덕터 L_o 에 의해 제한되며, 식(4)로 나타낼 수 있다.

$$I_{S1} = I_1 + \frac{V_{Cb}}{L_{lk} + L_o} t \quad (4)$$

이 모드의 끝에서 스위치 S_1 의 전류를 I_2 로 정의하며, 또한 승압 인덕터 L_{in} 의 최대 전류를 I_{pk} 로 정의한다.

3) 모드 III : $t_2 \leq t \leq t_3$

스위치 S_1 과 S_2 가 턴오프되면, 누설 인덕터 L_{lk} 에 저장된 에너지가 환류 다이오드를 통하여 C_b 로 리셋되는 모드이며, 승압 인덕터의 전류는 보조 다이오드 D_{a1} 을 통하여 C_b 를 충전시킨다. 이 구간의 시간은 식(5)와 같이 나타낼 수 있다.

$$t_3 - t_2 = \frac{I_{pk} L_{in}}{V_{Cb} - |V_{in}|} = \frac{|V_{in}|(t_2 - t_0)}{V_{Cb} - |V_{in}|} \quad (5)$$

4) 모드 IV : $t_3 \leq t \leq t_4$

변압기 누설 인덕터의 에너지가 환류 다이오드를 통하여 C_b 로 리셋되면, 출력 인덕터 L_o 에 저장된 에너지가 환류 다이오드 D_w 를 통하여 출력측으로 전력을 전달하는 구간이다.

5) 모드 V : $t_4 \leq t \leq t_5$

출력 인덕터 L_o 에 저장된 에너지가 계속적으로 출력측으로 전달되는 구간이다.

2.3 승압 인덕터의 설계

본 연구에서 승압 인덕터의 크기는 매우 중요한 요소이다. 승압 인덕터의 크기가 크면, 승압 인덕터에 흐르는 전류가 연속모드로 되고, 역률이 나빠짐과 함께 C_b 의 전압이 상승하는 문제점을 지니고, 승압 인덕터의 크기가 작으면 포화가 발생하는 문제점을 지닌다. 따라서 본 절에서는 승압 인덕터의 적절한 설계방향을 제시하고자 한다. 스위칭 주기 동안 입력 전압의 순시치가 일정하다고 가정하면, 입력 전류 I_{in} 은 식(6)과 같이 나타낼 수 있다.

$$I_{in} = \frac{V_{in} T_{on}}{L_{in}} \quad (6)$$

정상상태에서 C_b 의 전압이 일정하다고 가정하면 승압 인덕터에 축적된 에너지의 방출되는 시간 T_{off} 는 식(7)로 나타낼 수 있다.

$$T_{off} = \frac{I_{in} L_{in}}{V_{Cb}} = \frac{V_{in} T_{on}}{V_{Cb}} \quad (7)$$

스위칭 주기 T 동안 입력 전류의 평균치 I_{ave} 는 식(8)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} I_{ave} &= \frac{1}{T} \left(\frac{V_{in} T_{on}}{L_{in}} T_{on} + \frac{V_{in} T_{on}}{L_{in}} T_{off} \right) \\ &= \frac{\left(T_{on} + \frac{V_{in} T_{on}}{V_{Cb}} \right)}{L_{in} T} V_{in} T_{on} \\ &= \frac{V_{in} V_{Cb} D^2 T}{L_{in} V_{Cb}} \quad (8) \end{aligned}$$

불연속 전류모드($T_{on} + T_{off} \leq T$)로 동작하는 승압 인덕터의 설계를 위하여 주기 T 동안 입력 전력과 출력 전력은 같다면, 식(9)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} P_{in} &= P_{out} \\ n V_{in} I_{ave} &= V_o I_o \\ n \frac{V_{in}^2 V_{Cb} D^2 T}{L_{in} V_{Cb}} &= \frac{V_{Cb} D}{n} I_o \quad (9) \end{aligned}$$

여기서, n : 변압기 권선비 ($n = N_1/N_2$)

식(9)로부터 승압 인덕터가 모든 부하에서 불연속 전류모드로 동작하려면 식(10)의 조건을 만족해야 한다.

$$L_{in} \leq \frac{n n V_{in \min}^2 D_{\max} T}{I_{o \max} V_{Cb \max}} \quad (10)$$

여기서,

$V_{in \min}$: 최소 입력 전압 [V]

D_{\max} : 최대 듀티

$I_{o \max}$: 최대 출력 전류 [A]

$V_{Cb \max}$: 최대 C_b 전압 [V]

본 연구에서는

최소 입력 전압 : 180[V], 최대 듀티 : 0.45,

최대 출력 전류 : 40[A], 최대 C_b 전압 : 800[V]

으로 산정하고 승압 인덕터 $L_{in} = 41.5[\mu H]$ 로 설계하였다.

2.4 버스단 전압(C_b 전압)의 산정

기존의 단일전력단 컨버터는 입력전압(V_{in})과 승압인덕터(L_{in})의 전압이 합쳐져서 C_b 로 전달되는 특징이 있다. 따라서 버스단 전압(C_b 의 전압)은 식(11)과 같이 나타낼 수 있다.

$$V_{Cb} = V_{in} \left(1 + n \frac{V_{in} D T}{I_o L_{in}} \right) \quad (11)$$

제안된 단일전력단 컨버터는 승압인덕터(L_{in})의 전압만이 C_b 로 전달되는 특징이 있으므로 버스단 전압(C_b 의 전압)은 식(12)와 같이 나타낼 수 있다.

$$V_{Cb} = n \frac{V_{in}^2 D T}{I_o L_{in}} \quad (12)$$

따라서 제안된 단일전력단 컨버터는 기존의 단일전력단 컨버터에 비하여 버스단 전압(C_b 의 전압)이 입력전압만큼 저감됨을 알 수 있다.

2.5 시뮬레이션 결과

제안된 단일전력단 AC/DC PFC TTFC의 특성 파악을 위하여 입력 AC 220V, 출력 DC 5V/40A, 스위칭 주파수 200kHz, 출력 200W급의 시작품을 대상으로 시뮬레이션하였다. 표 1은 시뮬레이션에 사용된 소자와 회로 파라미터 값을 나타낸다.

표1. 시뮬레이션에 사용된 소자와 회로 파라미터

입력전압 (V_{in})	AC 220 V
출력전압 (V_o)	DC 5 V
최대출력 (P_o)	200 W
스위칭 주파수 (f)	200 kHz
승압 인덕터 (L_{in})	41.5 μH
브리지 정류 다이오드	D25XB60, Shindengen
보조 다이오드 (D_{a1})	DSEI 30, IXYS
보조 다이오드 (D_{a2})	DSEI 30, IXYS
주 변압기	PQ4040, TDK $N_1 : N_2 = 40 : 3$
정류 커패시터 (C_b)	235 μF
주 스위치 (S_1, S_2)	IXTK21N100, IXYS
정류 다이오드 (D_r)	72CPQ030, IR
1차측 환류 다이오드 (D_1, D_2)	DSEI 20, IXYS
출력 인덕터 (L_o)	110.93 μH
출력 커패시터 (C_o)	2200 $\mu F \times 6$

시뮬레이션은 소자가 이상적이라는 가정에서 Ansoft사의 Simplorer 6.0을 사용하여 수행하였다.

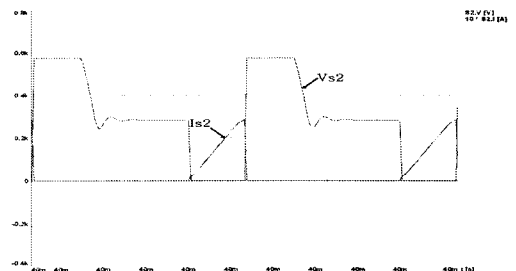


그림 5. 주 스위치 S2의 전압, 전류 파형

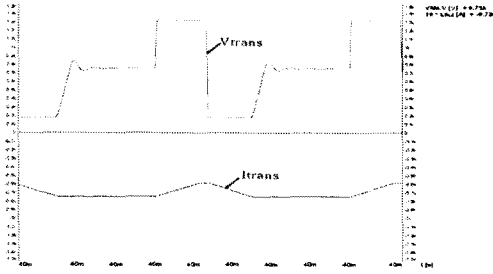


그림 6. 변압기 전압 및 전류 파형

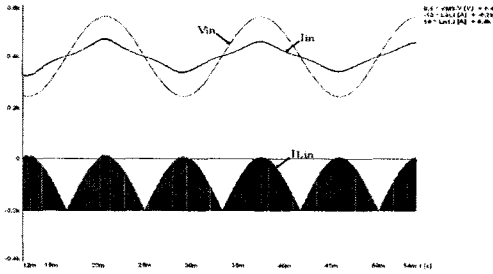


그림 7. 입력 전압, 전류 파형 및 승압인덕터 전류 파형

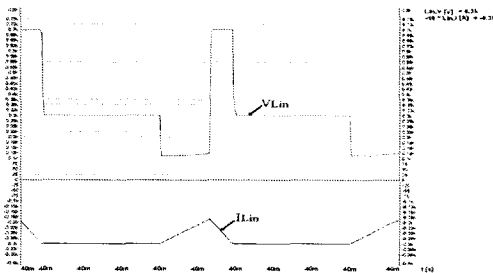


그림 8. 승압 인덕터 전압 및 전류 파형

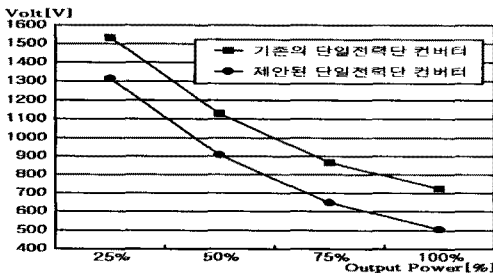


그림 9. 출력에 따른 C_b 전압의 변화

그림 5는 주 스위치 S_2 의 전압 및 전류 파형을 나타내며 스위치 턴오프시 손실이 발생함을 알 수 있다.

그림 6은 변압기의 전압 및 전류 파형을 나타내고, 전압과 전류가 중첩된 구간에서 전력이 전달됨을 확인할 수 있다.

그림 7은 입력 전압, 전류 및 승압 인덕터 전류 파형을 나타내며, 입력 역률이 단위 역률에 가깝게 나타남을 알 수 있다.

그림 8은 승압 인덕터 전압 및 전류 파형을 나타내며, 승압 인덕터의 전류가 불연속으로 동작함을 알 수 있다.

그림 9는 출력에 따른 C_b 전압의 변동을 나타낸다. 제안된 단일전력단 컨버터가 기존의 방식에 비하여 버스단 전압이 낮아짐을 알 수 있고, 전부하에 비하여 경부하에서 C_b 의 전압이 상승함을 알 수 있다. 이는 승압 인덕터를 통해 입력되는 전력에 비하여 부하에서 소비하는 전력이 작기 때문이다.

3. 결 론

본 연구에서는 단일전력단 고역율 AC/DC PFC Two-Switch Forward 컨버터(TSFC)를 제안하였다. 제안된 시스템은 역률개선을 위한 AC/DC Boost 컨버터와 저전압 출력을 위한 DC/DC TSFC를 하나로 결합한 형태로써 기존의 시스템에 비하여 간결한 장점을 지닌다. 본 연구에서는 제안된 방식의 동작과정, 특성 및 승압 인덕터 설계에 관하여 논하였으며, 200[W]급 시차품 시스템에서 단위 역률로 제어됨과 함께 버스단 전압(C_b 의 전압)이 낮아지는 가능성을 확인하였다.

제안된 컨버터는 저전압, 대전류 출력을 요구하는 시스템에 적용이 가능하리라 판단된다.

[참 고 문 헌]

- [1] M. Daniele, P.K. Jain, and G. Joos, "A single stage power factor corrected ac/dc converter," The proceedings of INTELEC '96, pp. 256-262, 1996.
- [2] C. Qiao, K.M. Smedley, and K.M. Maddaleno, "A single-stage power factor corrected converter with continuous condition mode operation and regenerative clamping," The proceedings of INTELEC '00, pp. 332-336, 2000.
- [3] R. Redl, L. Balogh, and N.O. Sokai, "A new family of single-stage isolated power-factor correction with fast regulation of the output voltage," The proceedings of PESC '94, pp. 1137-1141, 1994.
- [4] R. Redl, and L. Balogh, "Design considerations for single-stage isolated power-factor-corrected power supplies with fast regulation of the output voltage," The proceedings of APEC '95, pp. 454-458, 1995.
- [5] L. Huber, M.M. Jovanovic, "Single-Stage, single-switch, Isolated power supply technique with input-current sharpening and fast output-voltage regulation for universal input-voltage range applications," The proceedings of APEC '97, pp.272-280, 1997.
- [6] M.M. Jovanovic, D.M Tsang and F.C. Lee, "Reduction of voltage stress in Integrated high quality rectifier-regulators by variable frequency control," The proceedings of APEC '97, pp.281-287, 1997.
- [7] Jinrong Qian, Qun Zhao and Fred C. Lee "Single-Stage Single-Switch Power Factor Correction AC/DC Converters with DC-Bus Voltage Feedback for Universal Line Applications," IEEE Transaction on, Vol 13, pp.1079-1088, Nov. 1998.
- [8] 배진용, 김용, 백수현, "PFC와 무손실 스너버를 이용한 Two-Transistor Forward Converter의 특성해석," The proceedings of KIEE '05, pp.176-179, 2005.