

論文97-34S-6-9

무손실 스너버 회로를 이용한 소프트 스위칭 강압형 고역률 컨버터

(Soft Switching High Power Factor Buck Converter using Loss Less Snubber Circuit)

具憲會*, 卞永福*, 金成哲*, 徐基永**, 李鉉雨**

(Heun-Hoi Koo, Young-Bok Byun, Sung-Chul Kim, Ki-Young Suh, and Hyun-Woo Lee)

요 약

벅형 컨버터는 입력전압보다 출력전압이 낮을 때 사용하므로 이러한 컨버터는 고역률 컨버터를 실현하기 어려웠다. 그래서 본 논문에서는 소프트 스위칭 고역률 벅 컨버터를 제안한다. 이 컨버터는 정류 다이오드, 입력콘덴서, 무손실 스너버 등으로 구성되며, 입력콘덴서는 필터로 충분히 적게 할 수 있다. 턴-온은 영전류 스위칭으로 번-오픈은 영전압 스위칭이 되므로 스위칭 손실은 줄일 수 있으며, 무손실 스너버를 사용하므로 손실을 줄여 고효율화가 가능하다. 그러므로 제안된 컨버터는 불연속 모드 동작으로 일정 시비율일 때 기존의 벅 컨버터보다 고역률, 고효율이 됨을 Pspice를 이용하여 시뮬레이션과 실험으로 그 타당성을 증명하였다.

Abstract

Buck type converter doesn't appear when an input voltage is lower than an output voltage. This is the main reason the buck converter has not been used for high power factor converters. In this paper, soft switching high power factor buck converter is proposed. This converter is composed of diode rectifier, input capacitor can be small enough to filter input current, buck converter with loss less snubber circuit. Converter is operated in discontinuous conduction mode, turn on of the switching device is a zero current switching(ZCS) and high power factor input is obtained. In addition, zero voltage switching(ZVS) at turn off is achieved and switching loss is reduced using loss less snubber circuit. The capacitor used in the snubber circuit raised output voltage. Therefore, proposed converter has higher output voltage and higher efficiency than conventional buck type converter at same duty factor in discontinuous conduction mode operation. High power factor, efficiency, soft switching operation of proposed converter is verified by simulation using Pspice and experimental results .

I. 서 론

현재, 각종 전자기기용의 직류전원으로서 많이 이용되고 있는 콘덴서 입력형 정류회로는 가격이 싸고, 구성이 간단하고, 제어가 불필요하고, 콘덴서의 용량증대

에 따라 출력리플이 저감되는 등의 우수한 특징을 갖고 있지만 입력역률이 낮고 입력전류의 파형왜곡이 크게 되는 등의 많은 문제가 발생하므로 그 특성 개선이 요망되고 있다.

이 문제를 해결하는 한가지 방법으로서 정류회로에 초퍼 회로를 접속해서 입력전류를 정현파 형태로 제어해서 파형 개선을 하는 것과 함께 입력 역률을 고역률로 하는 능동형 컨버터 방식이 있다.^{[1]-[8]}

능동형 컨버터의 제어방식으로서 리액터 전류를 연속으로 하는 방식과 불연속으로 하는 방식이 있다. 리액터 전류 연속방식은 전압·전류를 검출해서 PWM에

* 正會員, 韓國電氣研究所

(Korea Electrotechnology Research Institute)

** 正會員, 慶南大學校 電氣工學科

(Kyung Nam Univ., Dept. of Electrical Eng.)

接受日字: 1997年3月3日, 수정완료일: 1997年5月27日

의해 입력파형을 정현파 형태로 제어하는 방식이며 제어는 상당히 복잡하게 된다.

한편, 리액터 전류 불연속 방식은 초퍼회로의 제어가 매우 간단하며, 일정한 주파수 및 일정한 시비율의 스위칭 동작만으로 입력전압 파형이 정현파로 되기 때문에 입력전류는 전압에 비례해서 정현파 형태로 되는 특성이 있다.^{[3]-[5]}

능동형 컨버터에 이용되는 초퍼회로의 종류에 따라 승압형·승강압형·강압형이 있지만 고역률 컨버터에 적합한 예는 대부분의 경우 승압형과 승강압형에 대해서이고 강압형에 대한 예는 적다. 강압형 컨버터는 동작이 안정되고, 돌입전류가 없으며 단락보호도 가능하여 사용소자는 큰 내압이 필요하지 않으므로 소형화에 적합하다. 그러나 출력전압이 입력전압의 순시치 보다 큰 영역에서는 전류가 흐르지 않기 때문에 출력전압을 입력전압보다 낮은 값으로 정하지 않으면 입력전류 파형의 왜곡이 크게되는 결점이 있다. 이것이 강압형 컨버터의 고역률화가 어려운 이유이다.^[6]

고역률화를 위하여 리액터 전류 불연속 모드로 동작하면 영전류에서 턴온 되기 때문에 저손실동작이 가능하게 되지만, 스위칭 소자의 턴오프는 최대 전류에서 되므로 턴오프시의 전류 스트레스나 EMI 노이즈 문제가 발생한다.^{[7][8]}

본 연구에서는 강압형컨버터에 다이오드정류회로와 스위칭소자 사이에 소용량의 입력 콘덴서를 삽입하고 무손실 스너버 회로를^[9] 이용한 소프트 스위칭 방식의 강압형 고역률 컨버터를 제안했다. 본 방식은 리액터 전류불연속 모드로 동작하고 무손실 스너버 회로에 의해 턴온시에는 ZCS로 턴오프시에는 ZVS로 소프트 스위칭을 달성하고, 종래의 강압형 컨버터의 최대의 결점인 저출력 전압도 개선하게한 방식이다.

본 논문에서는 불연속모드 동작시 강압형컨버터의 입력역률 해석과 소프트 스위칭 컨버터의 동작특성을 해석하고 회로의 시뮬레이션과 실험에 의해 입력역률의 개선 및 출력전압의 증대효과에 관한 특성을 확인하였다.

II. 강압형 컨버터의 입력역률

다이오드 정류회로에 초퍼 회로를 부가한 종래의 하드 스위칭 방식의 강압형 컨버터의 회로구성도는 그림 1과 같다.

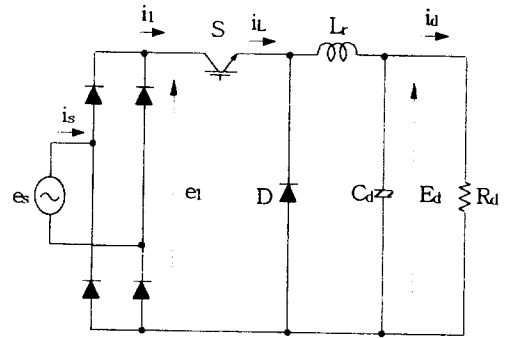


그림 1. 강압형 컨버터의 회로

Fig. 1. Conventional type buck type converter.

이 회로의 초기 상태는 리액터 \$L_r\$에는 전류가 흐르지 않고 스위치 \$S\$는 오프 상태로 있다. 전원전압이 출력 직류전압 보다 낮을 때는 \$S\$를 턴온 해도 상태의 변화는 없고 계속 초기상태를 유지한다.

전원전압이 출력 직류전압 보다 높을때 스위치 \$S\$를 턴온하면, 리액터 \$L_r\$에는 \$e_1 - E_d\$의 전압이 공급되고 에너지를 축적한다. 스위치 \$S\$를 턴오프하면 리액터 \$L_r\$의 에너지는 출력측으로 공급되고 리액터를 흐르는 전류 \$i_L\$이 영으로 되면 초기상태와 같게 된다. 여기서 스위치 \$S\$를 재차 턴온하면 다음 사이클이 시작된다. 이상이 스위칭의 1주기이다.

리액터 전류 불연속 모드 동작시 입출력 전압과 리액터 전류의 파형은 그림 2와 같이 된다. 전류는 입력 전압이 출력전압보다 높을때 흐르기 시작하며, 전류가 흐르는 시작시간 \$t_s\$, 종료시간 \$t_e\$는 아래와 같이 된다.

$$t_s = \frac{1}{\omega} \sin^{-1} \frac{E_d}{E_1} \quad (1)$$

$$t_e = \frac{T_c}{2} - \frac{1}{\omega} \sin^{-1} \frac{E_d}{E_1} \quad (2)$$

여기서 \$E_1\$은 입력전압의 피크치이고, \$T_c\$는 상용교류전원의 주기이다.

시간 \$t_s\$에서 스위치 \$S\$가 턴온되면

$$i_L = \frac{(e_1 - E_d)}{L_r} t, \quad 0 < t < T_r$$

$$i_L = i_{L,peak} - \frac{E_d}{L_r} (t - T_r), \quad T_r < t < T_r + T_d \quad (3)$$

$$i_L = 0, \quad T_r + T_d < t < T_s$$

와 같이되고, 리액터전류의 최대치 \$i_{L,peak}\$는 식 (4)와 같이된다.

$$i_{Lpeak} = \frac{(e_1 - E_d)}{L_r} DT_s \quad (4)$$

리액터전류 불연속모드는 스위치 OFF 기간 동안 리액터 전류가 영이 될 때 존재하며 불연속모드의 경계 조건은 그림 2(b) 에서 $T_s - T_r - T_d = 0$ 일때이며, T_d 는 식 (3)에서

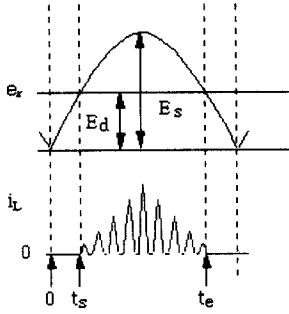
$$T_d = \frac{e_1 - E_d}{E_d} T_r = \frac{e_1 - E_d}{E_d} DT_s \quad (5)$$

으로된다.

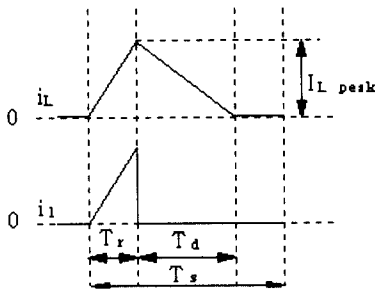
따라서 경계조건은

$$T_s - DT_s - \frac{e_1 - E_d}{E_d} DT_s = 0 \quad (6)$$

으로 된다.



(a) 입출력 전압 리액터 전류파형



(b) 리액터 전류파형

그림 2. 입출력 전압 및 리액터 전류

Fig. 2. Waveform of reactor current and input/output voltage.

그러므로 불연속 조건은

$$D < \frac{E_d}{e_1} \quad (7)$$

으로 된다.

입력전류 i_1 은 스위치 S가 ON 상태일 때 평균 리액터 전류와 같다.

$$\begin{aligned} i_1 &= \frac{T_1 \cdot i_{Lpeak}}{2} \cdot \frac{1}{T_s} \\ &= \frac{(e_1 - E_d)}{2L_r} DT_s \\ &= \frac{(e_1 - E_d)}{2L_r} D^2 T_s \end{aligned} \quad (8)$$

여기서 정류전압은 $e_1 = E_s \sin \omega t = E_s \sin \omega t$ 로 되므로 입력전류 i_1 은

$$i_1 = \frac{(E_s \sin \omega t - E_d) D^2 T_s}{2L_r} \quad (9)$$

이 된다. 이식은 i_1 이 출력전압 E_d 가 적으면 정현파에 가깝다는 것을 의미한다.

입력역율은 아래식으로 정의된다.

$$P.F = \frac{P}{E_{srms} \cdot I_{1rms}} \quad (10)$$

여기서 P는 유효전력 E_{srms} 와 I_{1rms} 는 입력전압과 입력전류의 실효치이다.

강압형 컨버터의 역율을 입력과 출력전압의 비 $\alpha (= \frac{E_d}{E_1})$ 로 나타내면 식(11)과 같이 나타 낼수있다. [6]

$$P.F = \frac{1 - \frac{2}{\pi} \sin^{-1} \alpha - \frac{2\alpha\sqrt{1-\alpha^2}}{\pi}}{\sqrt{(1+2\alpha^2)(1 - \frac{2}{\pi} \sin^{-1} \alpha) - \frac{6\alpha\sqrt{1-\alpha^2}}{\pi}}} \quad (11)$$

식 (11)에서 입력역율은 α 에 의해 영향을 받을 수 있다. 불연속 모드로 동작하는 강압형 컨버터의 입출력 전압비와 역율의 관계를 나타내는 식(11)을 MATHCAD를 이용하여 계산한 결과를 그림 3에 나타내고 있다.

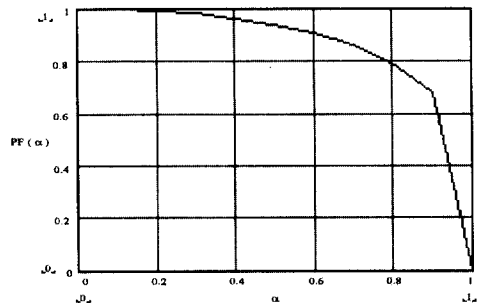


그림 3. 강압형 컨버터의 역율계산치

Fig. 3. Calculated power factor of buck converter.

III. 소프트 스위칭 강압형 고역률 컨버터

1 회로구성

강압형 컨버터의 리액터 전류를 불연속 모드로 동작시키면 영전류에서 턴온 되기 때문에 저손실동작이 가능하게 되지만, 스위칭 소자의 턴오프는 최대 전류에서 되므로 턴오프시의 전류 스트레스나 EMI 노이즈 문제 등이 발생한다. 이러한 강압형 컨버터의 턴오프시 문제점 해결을 위하여 다이오드정류회로와 스위칭소자 사이에 소용량의 콘덴서의 삽입과 무손실 스너버 회로를 활용한 스위치를 이용하여 그림 4 와 같이 회로를 구성하였다.

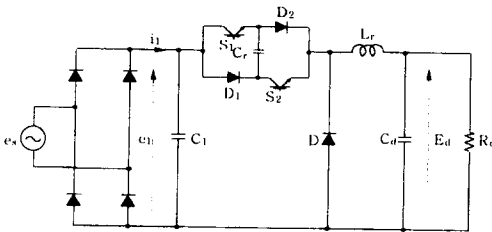


그림 4. 소프트 스위칭 강압형 고역률 컨버터의 제안 회로

Fig. 4. Proposed circuit of soft switching high power factor buck converter.

입력콘덴서 C_1 은 스위칭 주파수가 상용전원 주파수보다 충분히 높으면 입력전압이 출력전압보다 더 높을 때 흐르는 입력전류 i_1 을 평활하는데 충분한 정도의 적은 용량으로 할 수 있다. 이 회로의 콘덴서 C_r 은 스위칭 소자 S_1, S_2 의 턴오프에 있어서 영전압 스위칭(ZVS)을 실현 시키기 위해서 이용되는 스너버 콘덴서이다. 리액터 L_r 의 전류를 불연속으로 하는 것에 의해 S_1, S_2 의 턴 온은 ZCS로 되고, 턴 오프는 ZVS로 되어 소프트 스위칭을 달성하고 있다. 스위치가 온상태에서 리액터에 흐르는 전류는 2개의 경로로 분류해서, 소자의 전류 스트레스가 경감되고 따라서 전류용량이 증대된다. 또한 ZVS용의 콘덴서는 전류작용만이 아니라 충전전압이 전원전압에 가산되어 부하에 인가되기 때문에 직류출력 전압을 증대시키는 작용을 하며 역률의 개선에도 기여하고 있다.

2 회로동작 해석

제안회로의 동작해석을 위해서 브릿지 다이오드단의 출력과 출력전압은 정전압원 으로서 취급한다. 회로의

동작상태는 모드1 - 모드4와 초기상태로 나타낼수 있으며, 그림 5 는 스너버 콘덴서 전압과 리액터 전류파형 이다.

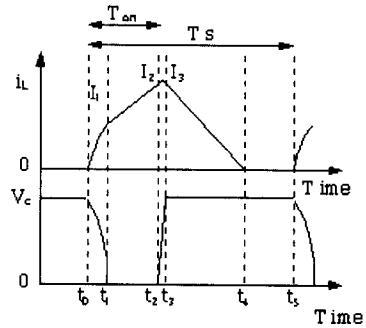


그림 5. 리액터 전류 · 스너버 콘덴서 전압파형
Fig. 5. Waveform of reactor current and condenser voltage.

초기상태 ($T_0 = t_0 - 0$) 에서는 리액터 L_r 에는 전류는 흐르지 않고, 콘덴서 C_r 에는 E_1 의 전압이 축적되어 있는 것으로 가정한다. 초기상태에서 전원전압과 충전전압의 합이 출력직류전압보다 낮으면 스위치를 턴 온시켜도 상태는 변함없이 초기상태를 유지한다.

모드 1 ($T_1 = t_1 \sim t_0$)

전원전압과 C_r 의 충전전압의 합이 출력직류전압보다 높게된 상태에서 스위칭소자를 동시에 t_0 에서 턴온하면 L_r 과 C_r 이 공진하여 리액터전류 i_L 은 식(12)와 같이 증가하고 C_r 의 전압은 식(13)과 같이 방전을 시작한다($X_r = \omega L_r$). 이때 스위칭소자는 영전류로 턴온하기 때문에 ZCS동작으로 된다.

$$i_L = \frac{2E_1 - E_d}{X_r} \sin \omega t \tag{12}$$

$$v_c = (2E_1 - E_d) \cos \omega t - (E_1 - E_d) \tag{13}$$

이 모드는 $v_c = 0$ 으로 되면 종료한다. 이 모드의 기간 T_1 은

$$T_1 = \frac{1}{\omega} \cos^{-1} \left(\frac{E_1 - E_d}{2E_1 - E_d} \right) \tag{14}$$

로 되고, 리액터 전류의 최종치 I_1 은 다음 식으로 주어진다.

$$I_1 = i_L(T_1) = \frac{1}{X_r} \sqrt{3E_1^2 - 2E_1E_d} \tag{15}$$

모드 2 (T₂ = t₂ - t₁)

C_r이 방전을 종료해서 전압이 영으로 되면 L_r을 흐르는 전류는 S₁ → D₂, D₁ → S₂의 2개의 회로로 L_r의 전류를 분류하기 때문에 스위칭 소자의 전류에 의한 과열이 경감되고, 리액터 전류 i_L은 다음식과 같이 선형적으로 증가한다.

$$i_L = \frac{E_1 - E_d}{L_r} t + I_1 \quad (16)$$

스위칭 소자를 동시에 턴오프하면 이 모드는 종료된다. 여기서 스위칭 소자의 온시간을 T_{on}으로 하면 이 모드의 계속시간 T₂는

$$T_2 = T_{on} - T_1 \quad (17)$$

이고, 리액터 전류는 I₂에 도달한다.

$$I_2 = i_L(T_2) = \frac{E_1 - E_d}{L_r} (T_{on} - T_1) + I_1 \quad (18)$$

모드 3 (T₃ = t₃ - t₂)

시간 t₂에서 스위치 S₁, S₂를 동시에 턴오프하면 L_r에 흐르는 전류는 D₁ - C_r - D₂를 통해서 L_r과 C_r은 직렬 공진회로가 형성되어 C_r이 식 (19)와 같이 충전하기 때문에 S₁, S₂의 전압은 급격히 상승하지 않게 된다. 이때 스위칭 소자는 영 전압으로 턴오프 하기 때문에 ZVS 동작으로 된다.

$$v_c = X_r I_a \sin(\omega t + \theta) + (E_1 - E_d) \quad (19)$$

$$i_L = I_a \cos(\omega t + \theta) \quad (20)$$

$$\text{단, } I_a = \sqrt{I_2^2 + \left(\frac{E_1 - E_d}{X_r}\right)^2} \quad (21)$$

$$\theta = -\sin^{-1} \left[\frac{E_1 - E_d}{\sqrt{X_r^2 I_2^2 + (E_1 - E_d)^2}} \right] \quad (22)$$

이다. C_r의 전압이 E₁까지 충전되면 이 모드는 종료된다. 계속시간 T₃는

$$T_3 = \frac{1}{\omega_r} \left\{ \sin^{-1} \left(\frac{E_d}{X_r I_a} \right) - \theta \right\} \quad (23)$$

로 되고, 리액터 전류의 최종치 I₃는 다음식으로 된다.

$$I_3 = i_L(T_3) = \sqrt{I_a^2 - \frac{E_d^2}{X_r^2}} \quad (24)$$

모드 4 (T₄ = t₄ - t₃)

C_r이 E₁까지 충전되면 t₃에서 환류다이오드 D가 도통해서 입력전원측과 출력부하측이 분리되어, 리액터 전류 i_L은 부하측으로 흐르고 다음식과 같이 선형적으로 감소한다.

$$v_c = E_1 \quad (25)$$

$$i_L = -\frac{E_d}{L_r} t + I_3$$

이 모드는 리액터 전류가 i_L = 0 으로 되면 끝나고, 모드의 기간 T₄은 다음식으로 얻어진다.

$$T_4 = \frac{L_r}{E_d} I_3 \quad (26)$$

t₄에서 리액터 전류 i_L이 영으로 되면 모드 4는 끝나고 초기상태와 같게된다. 스위칭소자 S₁, S₂가 재차 턴온하면 다음주기가 시작된다. 스위칭 동작의 1주기를 T_s로 하면, 리액터 전류 불연속으로 하기 위해서는 t₀에서 t₄의 기간이 1주기 T_s보다 적게 되는 조건이 필요하다.

3. 리액터전류

그럼 6은 종래의 하드 스위칭 회로 및 제안회로에서의 한 스위칭 주기의 리액터전류파형이며 빗금친 부분은 제안회로의 전류가 종래회로의 전류에 대해서 증가하는 분을 표시하고 있다. 전류 콘덴서의 충전전류는 제로 부근의 입력전류를 증가 시키는 작용을 하여 입력전류의 파형개선이 되어 입력전류파형이 정현파에 가깝게 된다. 종래회로의 경우 파형은 완전한 삼각파로 생각할 수 있다. 제안회로의 경우 전류의 상승시 C_r에서 방전이 일어나서, 전류는 정현파 형태로 급격하게 증가한다. C_r이 완전히 방전하면 그 후 증가율은 종래회로의 경우와 마찬가지로 (e₁ - E_d)/L_r 로 된다. 이 최초의 상승전류의 여잉분이 T₂, T₃에 있어서 종래회로의 전류파형에 가산된다. 이 상승전류 I_c는 C_r에 축적된 에너지가 전부 L_r로 이동하는 것으로 하면 식 (27)로 표시된다.

$$I_c = \frac{(e_1 - E_d)}{\sqrt{L_r/C_r}} \quad (27)$$

이 전류의 상승시간이 짧으면 식(27)의 전류분 만큼

피크치가 크게된다. 따라서 전류의 증가로 제안회로의 출력전압이 종래회로의 경우보다 높게된다.

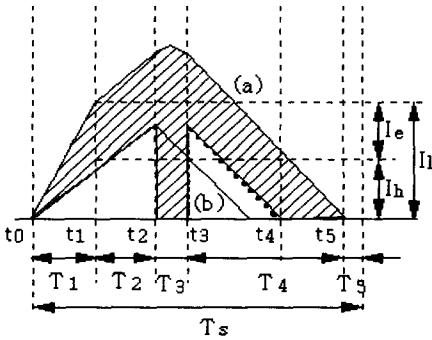


그림 6. 리액터의 전류파형 (a) 제안회로 (b) 종래회로
Fig. 6. Current waveform of the reactor.

(a) proposed circuit , (b) Conventional circuit

4. 시뮬레이션 및 검토

제안한 소프트 스위칭 강압형 컨버터 회로에 대하여 표 1의 회로정수를 적용하여 Pspice에 의한 시뮬레이션을 실시하였다. 그림 7은 스위치의 각부의 동작파형을 나타내고 있다.

표 1. 회로 소자 정수

Table 1. Specification of circuit components.

입력전압 최대치	$E_s (\geq E_L)$	$220\sqrt{2}$ [V]
입력전원 주파수	f_s	60 [Hz]
스위칭 주파수	f_b	20 [kHz]
리액터	L_r	60 [μ H]
공진스너버콘덴서	C_r	0.1 [μ F]
부하저항	R_d	20[ohm]

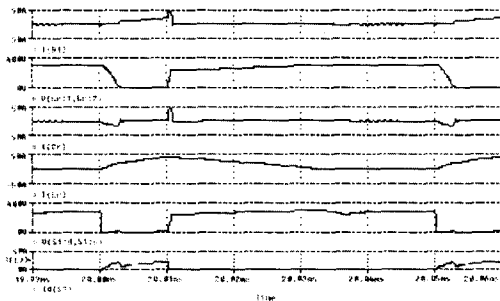


그림 7. 회로의 동작시뮬레이션 파형
Fig. 7. Waveform of simulation result.

그림의 동작파형에서 스위치를 동시에 턴온하면 C_r 은 방전을 시작하고 리액터 L_r 에는 에너지를 축적하게

된다. 이시점에서 스위칭 소자는 영전류에서 턴온하기 때문에 ZCS로 동작하게된다. 콘덴서 C_r 의 전압이 영으로 되면 리액터 L_r 의 전류는 스위치 S_1 과 S_2 로 분류되므로 소자의 전류 스트레스가 경감된다. 스위치를 동시에 턴오프 하면 C_r 은 충전을 시작하고 스위치는 ZVS로 동작하여 스위칭손실이 경감된다.

IV. 실험결과 및 검토

리액터 전류 불연속 모드로 동작하는 강압형 AC-DC 컨버터의 시스템을 구성하여 실험을 수행하였다. 주회로는 종래의 강압형 컨버터회로 (그림 1)와 무손실 스너버 회로를 이용한 컨버터 (그림 4)로 하였으며, 제어회로는 일정주파수(20kHz), 일정 듀티율의 파형을 발생하기 위한 PWM파형 발생회로와 스위칭 소자를 구동하기 위한 IGBT 구동회로로 구성되었다.

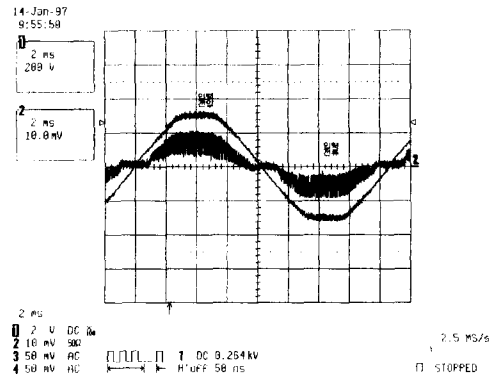


그림 8. 입력전압 전류파형
Fig. 8. waveform of input current and voltage.

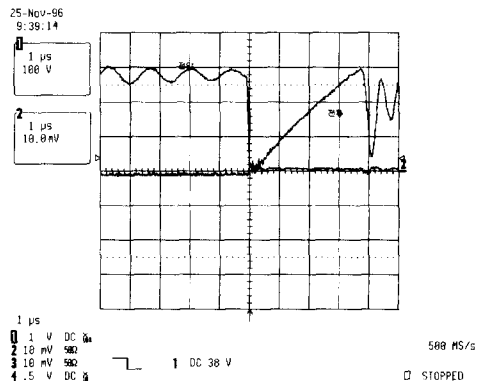


그림 9. 스위칭소자의턴온시전압전류파형
Fig. 9. waveform of turn on. (전압 100 v/div, 전류 5 A/div,횡축 1us/div)

무손실 스너버 회로를 이용한 제안회로의 입력전압 전류파형은 그림 8과 같이 되고, 스위칭 소자의 턴온시 및 턴오프시의 전압전류파형은 그림 9, 그림10과 같이 된다. 실험은 시뮬레이션과 같은조건으로 하였으며 전압 전류 파형에서 턴온시는 ZCS, 턴오프시는 ZVS로 되는 것을 알 수 있다.

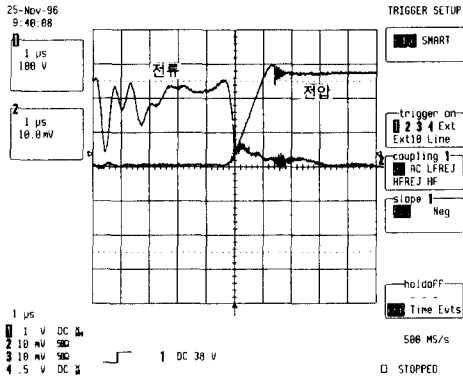


그림 10. 스위치의 턴오프시 전압전류파형
Fig. 10. waveform of turn off. (전압 100 v/div, 전류 5 A/div, 횡축 1 us/div)

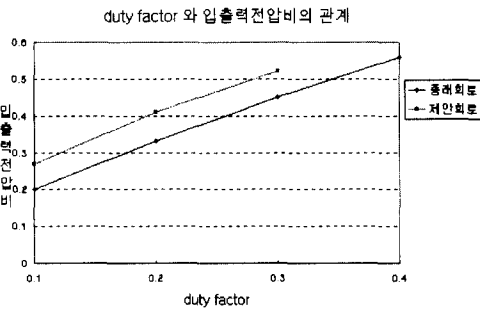


그림 11. duty factor 와 입출력전압비의관계
Fig. 11. relation of duty factor and voltage ratio.

그림 11은 표 1의 회로조건에서 듀티율만을 변화시켰을 때 입출력 전압비의 변화를 그림12는 출력지류전압을 나타내고 있다. 듀티율이 0.4이상(제안회로에서는 0.3정도)이 되었을 때는 α 가 커져서 리액터전류 연속모드로 되는 것을 확인하였다. 리액터전류가 불연속으로 되는 범위에서 듀티율 변화에 대한 입력역율, 효율을 종래의 회로와 제안회로에 대하여 측정한 결과는 그림 13, 그림 14와 같이 되고 있다. 제안회로의 스너버 콘덴서 C_v의 충전전압의 영향으로 동일한 듀티율에서 기존회로의 경우보다 출력지류전압이 높아지며, 입력전류파형이 개선되어 입력역률이 향상되고, 턴오프시의 손실저감으로 효율향상이 되고 있음을 나타내고 있다.

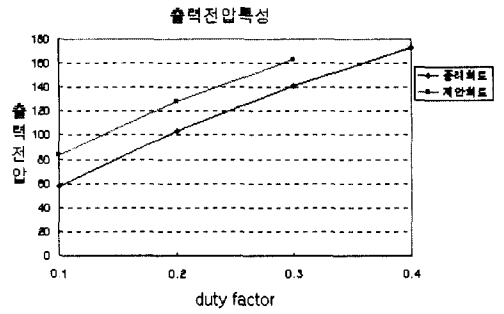


그림 12. 출력전압특성
Fig. 12. output voltage of converter.

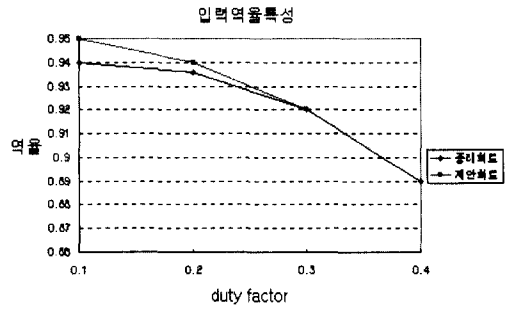


그림 13. 입력역율특성
Fig. 13. power factor of converter.

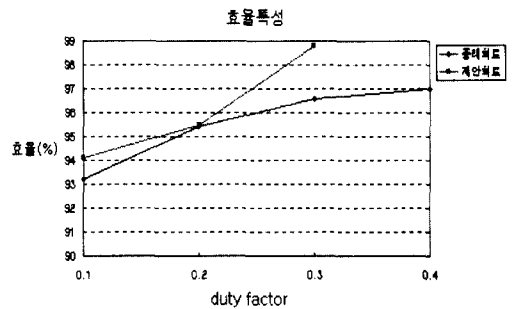


그림 14. 효율특성
Fig. 14. efficiency of converter.

V. 결론

본 논문에서는 무손실 스너버 회로를 이용하여 소프트 스위칭 방식 강압형 고역율 컨버터를 제안 하였다. 리액터 전류를 불연속 모드로 제어함으로써 스위칭 소자의 턴온은 ZCS로 되고, 무손실 스너버 회로의 작용에 의해 턴오프는 ZVS로 되며, 리액터전류의 분류에 의해 소자의 전류스트레스가 경감된다. 턴오프시의 소프트 스위칭에 의한 스위칭손실 저감과 회로의 도통손실 저감으로 컨버터의 효율을 증대시키고 있다. 또한

ZVS용의 콘덴서는 전류용으로서만이 아니라 충전전압이 전원전전압에 가산되어 출력전압을 증대시키는 작용도 하고, 입력역율의 개선에도 기여하고 있다.

종래의 하드 스위칭 회로와 비교하여 동일한 듀티율에서 출력전압의 증대와 효율상승, 입력역율의 향상을 실험을 통하여 확인 하였다. 본 방식은 구조가 간단하고 간단한 제어로 강압형 컨버터의 고역율과 소프트 스위칭이 달성되어 컨버터의 효율향상이 되고있다.

참 고 문 헌

[1] Michihiko Nagao, Takashi Nakakohara, Masahito Jinno, Koosuke Harada " Analysis of High Power Factor AC-DC Boost Converter' T.IEE Japan VOL.114-D NO.11 pp.1139-1148 , 1994.

[2] A. R. Prasad, P.D. Ziogas, S. Marias , "An Active Power Factor Correction Technique For Three Phase Diode Rectifiers", IEEE Trans. Power Electronics VOL. 6 NO. 1 pp.83-92, 1991.

[3] Mohammad Sedighy, Francis. P. Dawson, "Single-Switch Three Phase Power Factor Correction", IPEC-Yokohama '95, pp.293-297 (1995).

[4] Hayato Oishi, Hidenhiko Okada, Minoru

Miyaji, Kouichi Ishizaka, Ryozo Itoh" Three Phase Buck-Boost Rectifier Operating in Discontinuous Current Conduction Mode" T.IEE Japan VOL.115-D NO.5 pp.578-584, 1995.

[5] Michihiko Nagao, Ryuuicli Morikawa, Koosuke Hakada. "Analysis of High Power Factor AC-DC Converter in Discontinuous Mode" PE 91-64 pp. 35-42, 1991.

[6] Hisahito Endo, Takashi Yamashita, Toshiyuki Sugiura "A High Power Factor Buck Converter" 1993 IEEE pp.1072-1076.

[7] Taniguchi, Yoshikawa, Chichikawa, Kimura, Hirachi , "Application of Loss-Less Snubber Circuit to Three- Phase Soft Switching PWM Converter with High Quality Inpuy Waveform and High Power Factor", IPEC-Yokohama '95 Vol. II, pp.860-863 (1995-4).

[8] 西山訓央, 木村紀之, 谷口勝則, 李鉉雨 "soft switching 形 單相高力率 converter の 解析" 平成 6年 産業応用部門 全國大會 論文集 106 pp.423-426, 1994-8.

[9] L. D. Salazar, G. Joos and P. D. Ziogas, "A Low Loss Soft Switching PWM CSI", IEEE PESC '92 , pp 1098-1440 (1992).

저 자 소 개



具 憲 會(正會員)

1953년 4월 3일생. 1978년 부산대 공대 전기기계공학과 졸업. 1983년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1997년 경남대학교 대학원 전기공학과 수료(박사). 현재 한국전기연구원 전력전자연구부 선임연구원



金 成 哲(正會員)

1969년 12월 12일생. 1995년 경남대 공대 전기공학과 졸업. 1997년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 한국전기연구원 전력전자 연구부 위촉 연구원



卞 永 福(正會員)

1961년 3월 23일생. 1984년 부산대 공대전기공학과 졸업. 1986년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1997년 동 대학원 전기공학과 수료(박사). 현재 한국전기연구원 전력분자 연구부 선임연구원

徐 基 永(正會員) 第 33卷 B編 第 10號 參照

李 鉉 雨(終身會員) 第 33卷 B編 第 10號 參照