한국박용기관학회지 제29권, 제2호, pp. 243~250, 2005. 3 (ISSN 1226-9549)
Journal of the Korean Society of Marine Engineers

병렬 컨버터에 의한 스위치모드 승압 정류기의 효율 개선

전내석† · 김윤식** · 김성환** · 오세진* · 이성근**

(원고접수일 : 2004년 3월 24일, 심사완료일 : 2005년 3월 7일)

An Improvement Technique for the Efficiency of Switch-mode boost Rectifiers By an Parallel Converter

Nac-Seok Jeon† · Yoon-Sik Kim** · Seong-Hwan Kim** · Sae-Gin Oh* · Sung-Geun Lee**

Abstract : A new technique for improving the efficiency of single-phase high-frequency switch-mode boost rectifiers is proposed. This rectifier includes an additional boost converter that parallels the main high-frequency switching device. The additional converter, which is controlled at lower frequencies, bypasses most of the current in the main switch and the high frequency switching loss is greatly reduced accordingly. The rectifier works cooperatively in high efficiency and as if it were a conventional rectifier with one switching device. The proposed scheme is verified by computer simulation using software PSIM.

Key words : Parallel converter(병렬 컨버터), Swich-mode boost rectifier(스위치형 승압정류기), High-frequency switching loss (고주파 스위칭 손실)

1. 서 론

다이오드 정류기를 사용하는 전력 변환시스템은 입력전류에 다량의 고조파가 포함되어 이로 인해 많은 문제가 대두됨에 따라 고조파 규제지침이 출현하게 되었으며, 최근 선진 각국에서는 각종 장비에 이러한 지침을 적용하는 단계에 이르렀다.

이러한 고조파를 저감하는 대표적인 기술로 PWM 스위칭, 스위치 모드 컨버터, 전류주입에 의한 방식 등이 있다[1].

스위치모드 정류기는 온-오프 스위칭을 통하여 시비율을 변화시켜 출력 전압을 조정한다. 즉, 일정 주파수의 클럭으로 스위치를 도통시키고 스위칭 전류가 설정값에 도달하는 순간에 차단시키는 전류모드 제어방법인데 최대 출력 전류가 설정값에 의해 결정되므로 스위치 소자의 최대 전류를 직접 제어할 수 있으며 컨버터의 병렬 운전이 가능하다는 특징을 가지고 있다. 이러한 장점으로 인해 스위치모드 정류기가 차츰 확산되어 가고 있는 추세이다[2], [3]. 입력전류에 함유된 고조파들을 효과적으로 저감시키기 위해서는 스위치 모드 정류기의 스위칭 주파수를 상승시켜야 한다. 그러

† 책임저자((사)한국소방안전협회 전임교수), E-mail : ns_jeon@hanmail.net, Tel : 053)429-6911
* 한국해양대학교 대학원 기관시스템공학과 졸업(박사)
** 한국해양대학교 교수

나, 이는 스위칭 손실을 증가시켜 전체적인 효율 저하를 초래한다. 효율을 개선하기 위하여, 스위칭 주파수를 올리는 것과 동일한 결과를 가져올 수 있는 회로설계, 소프트 전류(轉流)기법 등이 발표되었다.

본 논문에서는 고주파 단상 부스트 컨버터의 스위칭 손실을 감소시킬 수 있는 새로운 방식을 제안한다. 이것은 기존의 부스트 컨버터에 별도의 스위칭 장치를 병렬로 첨가한 형태를 가진다. 원래의 고속 스위칭 장치는 변함없이 전력변환을 수행하지만, 새로이 부가된 장치는 저속으로 동작하면서 고속 스위칭 소자에 흘렀던 전류의 대부분을 우회시킨다.

따라서, 고주파 스위칭 소자에 큰 전류가 흐름으로써 발생했던 열손실을 감소시킬 수 있으며, 기존의 방식에 의해 얻은 것과 유사한 전류제어성능을 보였다.

이 장치의 제어시스템은 매우 간단하다. 즉, 각 제어기는 멀티바이브레이터, 비교기 및 AND 게이트로 구성되고, 스위칭 소자의 오프 지속시간이 멀티바이브레이터에 의해 일정하게 유지되므로 최대 스위칭 주파수는 별도의 클럭 발생기 없이 제한된다.

본 논문은 제안된 컨버터의 형상, 설계 등을 언급하고 소프트웨어 PSIM을 이용하여 그 유효성을 입증한다.

2. 제안된 병렬 부스트 컨버터 시스템

2.1 회로구성

Fig. 1은 널리 알려진 단상 스위치 모드 부스트 컨버터를 나타내고 있다. 컨버터 스위칭 주파수의 증가는 스위칭 손실을 상승시켜 효율저하를 가져오고, 스위칭 주파수를 감소시키면 고조파를 함유한 왜곡된 전류가 입력단에 나타난다.

본 논문에서는 스위칭 손실의 감소, 입력전류의 정현화 및 역률 개선을 동시에 만족시킬 수 있는 새로운 형태의 부스트 컨버터를 제안하며, 이 구성을 Fig. 2에 나타내었다. Fig. 2에서 $D_1 - D_4$는 정류 다이오드, L, L_a는 리액터, S 및 S_a는 고주파 및 저주파 스위칭 장치, D, D_a는 고속회복 다이오드, C는 캐패시터이다. 새로이 추가된 병렬 저주파 스위칭 소자 S_a는 S의 주파수 보다 월등히 낮게 동작하지만 L에 흐르는 대부분의 전류를 우회시킨다. 따라서 스위칭 손실이 감소하고 컨버터의 전체 효율 증가를 가져온다. 또한, S는 Fig. 1에서와 같이 여전히 고주파 스위칭 동작을 함으로써 고조파로 인한 입력전류의 왜곡을 방지한다[4], [5].

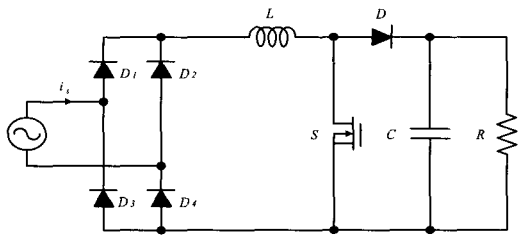


Fig. 1 The conventional single-phase boost converter

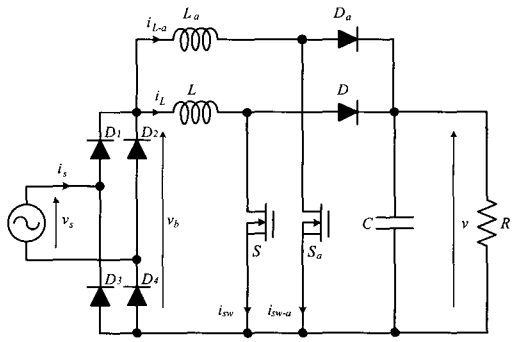


Fig. 2 The proposed boost converter

2.2 제어방법

스위치 S 및 S_a가 on 시에는 리액터가 입력전압에 의해 자화되면서 에너지가 축적되고 리액터 전류는 상승한다. off 시에는 리액터에 축적되었던 에너지가 환류 다이오드를 통해 부하(DC load)측으로 방출되면서 리액터 전류는 감소한다. 따라서 리액터 전류의 미분치 혹은 변화율 di_L/dt를 수식으로 표현하면 식(1)과 같다. 물론 저주파 스위치 S_a에 대해서도 같은 수식이 적용될 수 있다[6], [7].

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{v_b}{L} \quad (S: on)$$
$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{-(v-v_b)}{L} \quad (S: off) \qquad (1)$$

여기서, i_L : 리액터 전류
v_b : 브릿지 정류기 출력전압
v : DC 출력전압
L : 리액터의 인덕턴스

본 논문에서는 위에서 기술한 컨버터의 제어를 위해 constant-off-time control 이라는 간단한 제어방식을 적용한다. 즉, 스위치 S가 on 시 리액터 전류 i_L이 상승하는데 이 전류가 기준전류에 도달하면 T_{off} 라는 일정 시간동안 off 된 후 다시 on 된다. 그러므로 리액터 전류는 기준치를 초과하지는 않지만 그 값을 추종하게 된다[8].

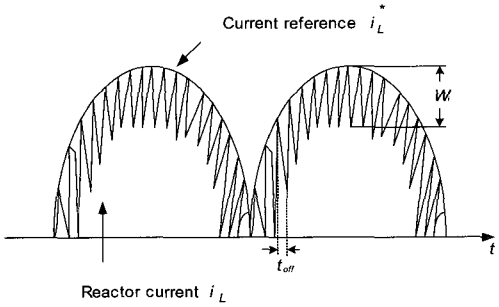


Fig. 3 Current reference and reactor current waveforms

Fig. 3은 앞에서 기술한 제어방식을 도시하는데 i_L과 i_L^*은 각각 리액터 전류 및 기준전류이며, i_L^*는 역률을 1에 근접시키기 위하여 교류전압 V_s의 절대값에 비례한 값을 취한다. 이 경우 스위칭 주파수는 V_s의 최대값 즉, AC 전압의 피크치에서 최대가 된다(constant-off-time control). 스위칭 주기 동안 V_s가 일정하고 출력전압의 평균값이 V라면 T_{off}는 다음 식에 의해 구할 수 있다.

$$T_{off} = \frac{\sqrt{2}V_s}{Vf_{\max}} \qquad (2)$$

여기서, V_s는 AC측 정현파 전압의 실효값이고, $f_{\max}$는 정상상태에서의 최대 스위칭 주파수이다. 입력전류의 리플 허용치를 W_i 라 하면 리액터의 인덕턴스는 식(3)에 의해 얻을 수 있다.

$$L = \frac{V-\sqrt{2}V_s}{W_i} T_{off} \qquad (3)$$

즉, $f_{\max}$와 W_i가 정해지면 T_{off}와 L을 구할 수 있다. 또한, 추가된 컨버터의 제어방법도 동일하다. 전류의 대부분이 추가된 병렬 스위치 S_a쪽으로 흐르므로 i_{L-a}^*는 i_L^*과 동일한 값을 선정할 수 있다. Fig. 4는 멀티바이브레이터와 비교기로 간단히 구성된 제어기의 블록도를 도시하고 있다.

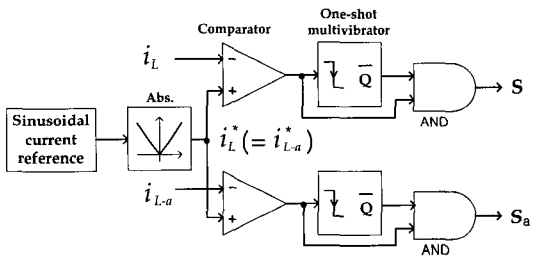


Fig. 4 Block diagram of the controller

3. 시뮬레이션

3.1 손실 모델링

반도체 전력 소자들은, 소자의 제어 단자에 인가되는 제어 신호에 의해 on 되고 off 된다. 이 소자들을 제어가능형 스위치라 부르는데 이상적인 스위치는 다음과 같은 특성을 가진다.

1. off 시 순방향 및 역방향 전압이 저지되어 전류가 흐르지 않는다.
2. on 시 스위치의 전압강하가 제로이고 큰 전류가 흐른다.
3. 스위치를 on 상태로부터 off 상태로 또는 off 상태로부터 on 상태로 트리거하는 것은 순간적이다.
4. 스위치를 트리거하기 위해 필요로 하는 전력은 거의 없다.

그러나 실제 사용되고 있는 반도체 스위치 소자들은 이러한 이상적인 특성을 가지지 못하므로 필연적으로 전력을 소모하게 된다. 반도체 소자의 전력 소비를 알아보기 위한 회로를 Fig. 5에 도시하였다. (a)의 스위치가 on 일 때, 전 전류 I_o는 스위치를 통하여 흐르고 다이오드는 역바이어스된다. 스위치가 off 되었을 때, 이상적인 다이오드에 걸리는 전압이 0[V] 라고 가정하면, I_o는 다이오드를 통하여 흐르고 스위치에 걸리는 전압은 입력전압과 동일한 V_d가 된다. (b)는 스위치가 $f_s = 1/T_s$의 스위칭 주파수로 동작할 때 스위치를 통하여 흐르는 전류 파형과 스위치에 걸리는 전압의 파형을 보여준다. 여기서 T_s는 스위칭 주기이며 스위칭 파형은 실제 파형을 선형화한 것이다.

스위치가 off 되었을 때 양의 제어신호를 스위치에 인가하여 스위치를 on 시킨다. 스위치가 on 되어 전류가 정상상태에 도달하기 위해서는 짧은 지연시간 $t_{d(on)}$과 전류상승시간 t_{ri}가 필요하다. 전류 I_o가 스위치를 통하여 전부 흐른 후에 다이오드는 역바이어스되고 스위치 전압은 전압강하시간 t_{fv}를 거쳐 도통전압 값으로 떨어진다.

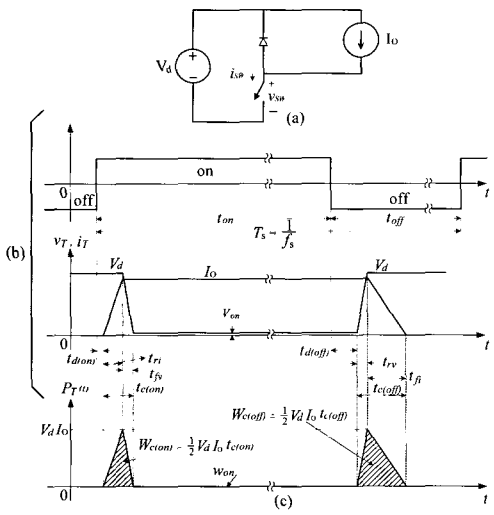


Fig. 5 The switching characteristics for general switches

(a) The simplified inductive switching circuit
(b) Switching signal and waveform
(c) The simplified switching losses

스위치가 on 되는 동안 소비되는 에너지는 (c)로부터 다음과 같다.

$$W_{c(on)} = \frac{1}{2} V_d I_o t_{c(on)} \tag{4}$$

Fig. 5에서 에너지 소비는 지연구간 $t_{d(on)}$동안 발생하지 않음을 알 수 있다. 일단 스위치가 완전히 on 되면, on 상태 전압 V_{on}은 반도체 소자의 특성에 기인하여 발생하고 전류 I_o가 흐르게 될 것이다. 스위치는 on 구간인 t_{on}동안 도통하고 이는 일반적으로 turn-on 시간과 turn-off 시간보다 커야한다. 이러한 도통구간에서 스위치의 에너지 소비는 식(5)과 같다.

$$W_{on} = V_{on} I_o t_{on} \tag{5}$$

turn-off 상태 구간동안 소비되는 에너지는 다음 식과 같다.

$$W_{c(off)} = \frac{1}{2} V_d I_o t_{c(off)} \tag{6}$$

Fig. 5에서 turn-off 상태의 지연구간 $t_{d(off)}$동안 소비되는 에너지는 $W_{c(off)}$와 비교하여 상당히 작으므로 무시할 수 있고 스위치의 전력소비는 turn-on 과 turn-off 구간 동안 크게 발생함을 알 수 있다. 스위치에서 발생되는 평균 스위칭 전력손실은 식(4)와 식(6)으로부터 다음과 같이 구할 수 있다.

$$P_s = \frac{1}{2} V_d I_o f_s (t_{c(on)} + t_{c(off)}) \tag{7}$$

스위치에서 전력 손실에 대한 다른 주요한 원인은 on 상태 시의 평균 소비전력으로서 on 상태 전압에 비례한다.

$$P_{on} = V_{on} I_o \frac{t_{on}}{T_s} \tag{8}$$

식(8)에서 스위치에 걸리는 on 상태 전압은 가능한 한 작게 하여야 함을 알 수 있다. 스위치의 off 상태 동안 누설전류는 무시할 정도로 작으므로 off 상태 동안 전력 손실은 실제로 무시할 수

있다. 그러므로 스위치에서 발생하는 총 평균 전력소비는 식(9)와 같다.

$$P_T = P_s + P_{on} \tag{9}$$

본 논문에서 제안하는 컨버터의 효율개선방안을 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 확인하고자 소프트웨어 PSIM을 사용하였다. 하지만, PSIM에서는 스위치 turn-on 시에 turn-on 저항에 의한 열손실은 직접 계산되지만 손실의 대부분을 차지하는 스위칭 손실은 손쉽게 얻을 수가 없다. 따라서 본 논문에서는 샘플링시간을 1[μs]로 하고, 스위치에 걸리는 전압을 1[μs] 지연시켜 전류와 곱한 후 turn-on 및 turn-off 시간을 고려한 일정한 게인을 가하여 스위칭 손실을 계산하였다. 이 경우에 turn-on 상태 손실도 영향을 받으므로 turn-on 저항값의 추가적인 수정이 불가피하다. 그리고 컨버터의 효율을 계산하기 위해서는 정상상태의 전압, 전류 값들이 필요하며 이를 위해 정상상태가 되기 전의 전압, 전류 값들은 효율계산에 사용하지 않도록 하였다. Fig. 6은 제안된 컨버터의 PSIM 프로그램 계통도이다.

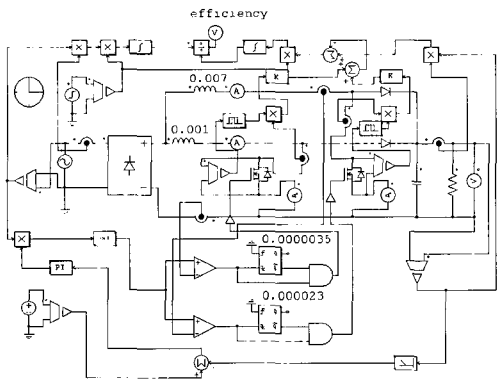


Fig. 6 The PSIM schematic diagram for the proposed converter

3.2 시뮬레이션 및 고찰

Table 1은 컴퓨터 시뮬레이션에 사용된 MOS-FET 및 Diode의 사양이며 Table 2는 제안된 컨버터의 시뮬레이션 파라미터이다.

Table 1 Specification of the switching devices

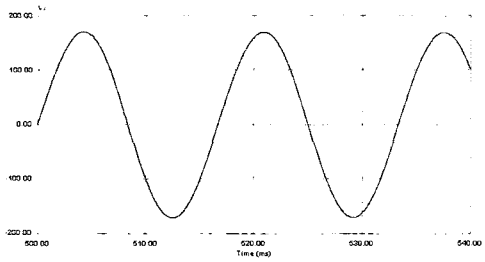
MOS-FETs(S, S_a)	
Drain-source voltage V_{DSS}	500 V
Drain current $I_{D-\max}$	50 A
On-state resistance $R_{DS(on)}$	0.11 Ω
Turn-on delay time $t_{d(on)}$	530 ns
Turn-off delay time $t_{d(off)}$	700 ns
Diodes(D, D_a)	
Reverse-bias voltage $V_{R-\max}$	400 V
Forward-bias current $I_{F-\max}$	25 A
Forward-bias voltage V_F	1.25 V
Reverse-recovery time t_{rr}	60 ns

Table 2 Simulation parameters for the proposed converter

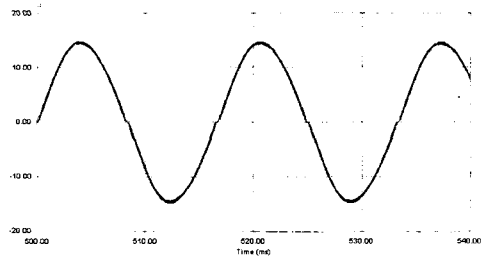
Items	Parameters
AC-side voltage(V_s)	120 V, 60 Hz
DC-side(output) voltage(V_d)	240 V
Maximum switching-frequency of switch S($f_{\max}$)	200 kHz
Maximum switching-frequency of switch S_a($f_{\max-a}$)	30 kHz
Current ripple tolerance of i_s(W_i)	0.25 A
Inductance of the reactor(L)	1 mH
Inductance of the reactor(L_a)	7 mH
Off-state time(T_{off})	3.5 μs
Off-state time(T_{off-a})	23 μs

Fig. 7은 기존의 단상 스위치 모드 부스터 정류기에 대한 시뮬레이션 결과이다. (a), (b)는 전원전압 및 전원전류, (c)는 리액터 전류, (d)는 스위칭 소자에 흐르는 전류를 나타내고 있다.

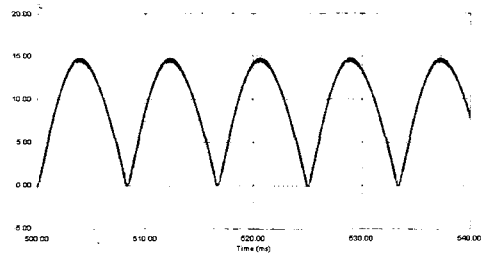
반면에, Fig. 8은 본 논문에서 제안한, 병렬 컨버터를 추가한 부스트 정류기의 시뮬레이션 결과를 도시하고 있다. (a), (b)는 전원전압 및 전원전류, (c), (d)는 주 리액터 및 보조 리액터 전류, (e), (f)는 주 스위치 및 보조 스위치에 흐르는 전류이다. 제안된 컨버터의 역률이 거의 1에 가깝고 전원전류는 정현파와 유사하여 고조파 왜형률이 미소함을 알 수 있다. 또한, 고주파스위칭 장치인 주 스위치보다 저주파로 구동되는 보조 스위치로 대부분의 전류가 우회함을 보여 주고 있다.



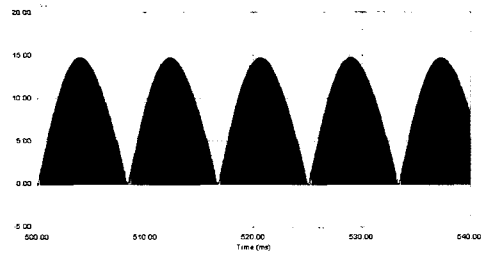
(a) Source voltage (v_s)



(b) Source current (i_s)

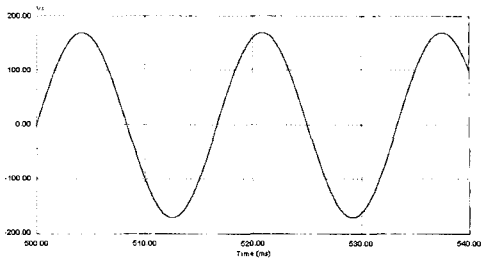


(c) Current in reactor (i_L)

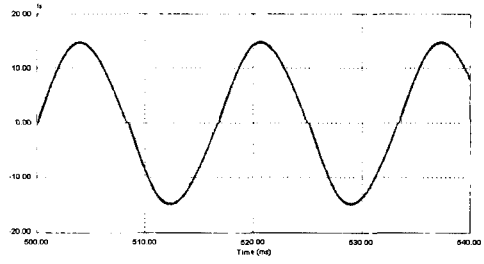


(d) Current in device S (i_{SW})

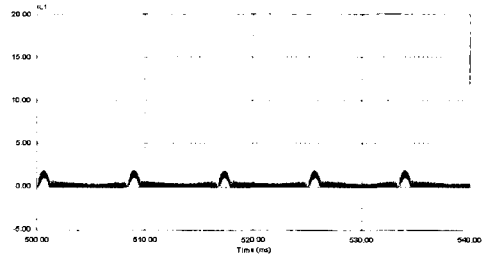
Fig. 7 Simulation waveforms of the conventional single-phase boost rectifier.



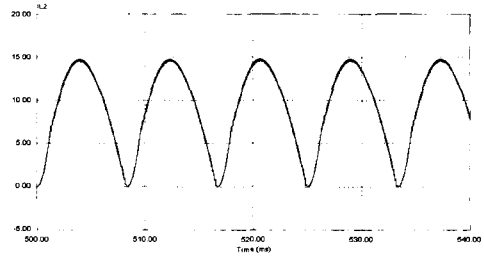
(a) Source voltage (v_s)



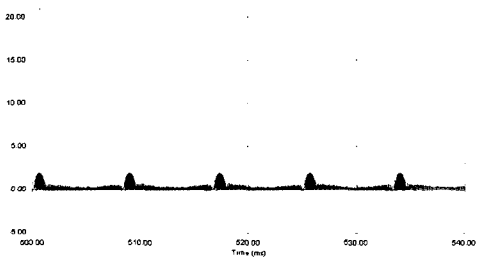
(b) Source current (i_s)



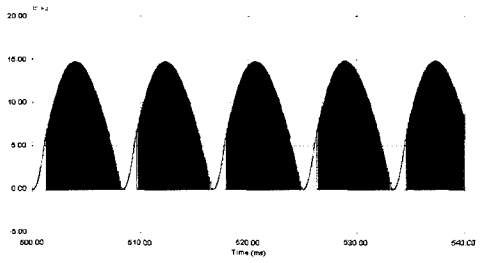
(c) Current in reactor (i_L)



(d) Current in reactor (i_{L-a})



(e) Current in device S (i_{sw})



(f) Current in device S_a (i_{sw-a})

Fig. 8 Simulation waveforms of the rectifier with parallel converter.

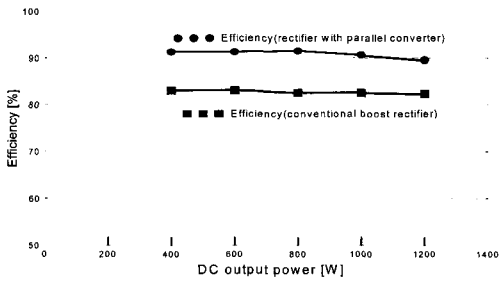


Fig. 9 Efficiencies of the proposed and the conventional methods.

Fig. 9는 두 부스터 정류기의 효율을 부하에 따라 비교, 도시하고 있다. 기존 컨버터의 효율은 82.3~83[%]이지만, 제안된 병렬 컨버터는 89.5~91.3[%]로 효율이 8[%] 정도 증가하였음을 알 수 있다.

4. 결 론

본 논문에서는 단상 부스트 정류기의 효율을 향상시키기 위한 새로운 기술을 제안하였다. 이 방식은 저주파 스위치를 기존의 고주파 스위치에 병렬로 추가하여 대부분의 전류가 저속 소자로 흐르게 함으로써 스위칭 손실을 저감시킨다.

제안된 방법의 유효성을 확인하기 위해 최대주파수 200[kHz], 30[kHz]로 동작하는 주 스위치 및 보조 스위치를 병렬로 결합하였고, 멀티바이브레이터, 비교기 및 AND게이트 등에 의한 간단한 제어기를 구성하였다. 소프트웨어 PSIM을 사용하여 시뮬레이션을 수행한 결과 역률 및 전원전류 왜형율에 악영향을 끼치지 않으면서도 8[%]정도의 효율상승을 나타내었다. 차후, 실험을 통해 보다 구체적인 개선결과가 제시될 수 있으리라 사료된다.

참고문헌

[1] 최세완, "전류주입에 의한 고조파 저감기술의 개발동향", 전력전자학회지, 제 6권, 제 1호, pp. 30-36, 2001.

[2] 김희준, 스위치 모드 파워 서플라이, 성안당, 1993.

[3] 김희준, 스위칭 전원의 기본 설계, 성안당, 2002.

[4] J. R. Pinheiro, H, A. Grundling, D. L. R. Vidor and J. E., "Control Strategy Of an Interleaver Boost Power Correction Converter",IEEE PESC 99, Vol. 2, pp.137-142, 1999.

[5] A. C. Braga and Ivo Brabi, "A 3-kW Unity- Power-Factor Rectifier Based on a Two-Cell Boost Converter Using a New Parallel-Connection Technique", IEEE Trans. Power Electron., Vol. 14, No. 1, pp.209-217, 1999.

[6] R. W. Erickson, Fundamentals of Power Elect- ronics, Chapman and Hall, 1997.

[7] Robert W.Erickson, "DC-DC Power Converters", Article in Wiley Encyclopedia

of Electrical and Electronics Engineering, 1998.

[8] T.Yoshida, O.Shiizuka, O.Miyashita and K. Ohniwa, "An Improvement Technique for the Efficiency of High-Frequency Switch-Mode Rectifiers", IEEE Trans. Power Electron., Vol. 15, No. 6, pp.1118-1123, 2000.

[9] PSIM User Manual, Powersim Technologies Inc., 1999.

저 자 소 개

전내석 (全乃奭)

1972년 3월생, 1994년 부경대학교 제어계측공학과 졸업, 1999년 한국해양대학교 대학원 졸업(석사), 2004년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사), 현재 (사)한국소방안전협회 전임교수

김윤식 (金潤植)

1955년 4월생, 1977년 한국해양대학교 기관공학과 졸업, 1979년 동 대학원 졸업(석사), 1986년 동경공업대학 대학원 졸업(석사), 1989년 동 대학원 졸업(박사), 현재 한국해양대학교 전기전자공학부 교수

김성환 (金成煥)

1954년 11월생, 1979년 한국해양대학교 기관학과 졸업, 1990년 부경대학교 대학원 졸업(석사), 1998년 부산대학교 대학원 졸업(박사), 현재 한국해양대학교 선박전자기계공학부 교수

오세진 (吳世眞)

1972년 5월생, 1996년 한국해양대학교 기관공학과 졸업, 2001년 동 대학원 졸업(석사), 2003년 동 대학원 기관시스템공학과 졸업(박사)

이성근 (李成根)

1959년 1월생, 1983년 한국해양대학교 기관공학과 졸업, 1990년 동 대학원 졸업(석사), 1998년 동 대학원 기관공학과 졸업(박사), 현재 한국해양대학교 전기전자공학부 교수