

새로운 소프트 스위칭 승압형 정류기의 토폴로지

The Topology of Novel Soft Switching Boost Rectifier

허영환* · 문상필** · 김영문** · 박한석†

(Young-Hwan Heo · Sang-Pil Mun · Young-Mun Kim · Han-Seok Park)

Abstract - This paper has proposed a new boost rectifier. Adequate input current was obtained by keeping the duty ratio constant without complicated conventional control methods and the improvement of the waveform was increased. With a decrease of distortion up to 12.9[%], the scope of restriction on harmonics was set to 13.0[%](3rd harmonics), 1.1[%](5th harmonics) and 0.6[%](7th harmonics), respectively. Because complicated methods of control are avoided, the circuit configuration is simple and practical. In particular, the said effect turned out to be highly efficient in the low boosting ratio range(boosting ratio(α)=1.25). The feasibility of these facts has been proven both theoretically and experimentally.

Key Words : Input Current Waveform Improvement, Boost Rectifier, Restraint of Distortion, Highly Efficient, Harmonic Regulation Range

1. 서 론

파워 MOS-FET, IGBT 등의 파워 반도체 소자의 스위칭 특성의 고속화와 저소비 포화 특성에 의한 저손실화, 새로운 기능화 등에 따른 반도체 전력 변환 회로의 전원 응용 기기는 현저한 진전을 이루고 있다. PWM 제어 변조 반송파 신호의 스위칭 주파수의 새로운 고주파화에 의해 반도체 전력 변환 회로, 기기, 장치의 소형·경량화와 출력 전압과 출력 전류 파형의 고품질화, 제어의 고정밀화에 따라 정현파 인버터와 정현파 PFC 정류기뿐만 아니라 양방향 컨버터, 액티브 파워 필터와 무효전력 보상장치, UPS와 같은 새로운 응용에 적용되어지고 있다[1-4].

그러나 기존의 하드 스위칭 방식에 의한 반도체 전력 변환 회로와 장치는 스위칭 주파수의 고주파화에 따라 전력 반도체의 스위칭 손실의 증대, 장치의 효율 저하, 방열 처리 냉각 장치의 대형화 등의 문제점들이 발생된다. 또한, 하드 스위칭 방식의 고속 스위칭화는 di/dt, dv/dt 스트레스와 관련된 서지 전압 및 서지 전류의 발생에 의한 전력 반도체 장치의 경격 저감화, 대지 누설 전류와 전자기 노이즈 레벨이 커지는 등의 문제가 표면화되어지고 있다[5].

특히 최근에는 이러한 반도체 전력변환 응용장치가 가진 기기 등에 대량으로 사용되어지고 있는 커패시터 입력형 정류회로는 입력전류에 고조파성분이 많이 함유되어있으며, 역

률도 좋지 않아 커다란 문제를 야기하고 있다. 이러한 문제점을 해결하기 위한 새로운 입력전류의 파형 개선회로가 다양하게 연구되어지고 있다. 일반적으로 입력전류파형을 효과적으로 개선하기 위해서는 전류검출 등이 부가된 피드백 루프를 사용하거나 복잡한 제어방식을 이용하지만 회로가 복잡해지는 문제점이 있다[5-7].

본 논문에서는 기존의 커패시터 입력형 정류기에 약간의 소자를 추가하여 제어하거나 PWM과 같은 복잡한 제어방식을 사용하지 않는 새로운 승압형 정류기를 제시하여 입력전류의 개선효과를 높이고자 하며, 제안한 회로의 승압비와 입력전류의 왜곡률과의 관계, 입력전류에 포함되어진 고조파 성분의 해석등을 이론적으로 명확하게 서술하여 증명하고자 한다. 그리고 기존의 회로에서 복잡한 제어를 행하여 듀티비를 일정하게 동작시킬 경우와 저 승압비로 동작시킬 경우의 입력전류에 함유되어 있는 저차고조파에 의한 파형개선 효과의 저하 등의 문제점을 확인하고 그 부분적인 해결방안을 제시하고자 한다. 또한, 승압비와 듀티비의 관계가 입력전류에 포함되어진 고조파 성분에 미치는 영향에 대해 제안한 승압형 정류기와 일반적인 초퍼회로에 이중화기술을 이용한 기존의 승압형 정류기에 적용한 후에 비교, 분석하여 제안한 회로의 기능성 및 실용성을 입증하고자 한다.

2. 제안한 승압형 정류기의 구성 및 해석

그림 1은 기존의 승압형 정류기를 나타낸 것이다. 기존의 회로는 승압형 초퍼회로를 이중화시킨 것으로 2개의 리액터(L_1 , L_2)와 출력측에 접속시킨 2개의 스위치 소자(S_1 , S_2) 그리고 전류의 역류방지를 위해 2개의 환류 다이오드(D_{F1} , D_{F2})로 구성되어져 있다. 그리고 스위치 소자는 IGBT (FMG 2G50US60)를 사용하였으며, 2개의 스위치는 상호 온-오프를 반복 동작을 한다.

그림 2는 제안한 새로운 승압형 정류기를 나타낸 것이다.

† Corresponding Author : Dept. of Electrical Engineering, Pukyong National University, Korea

E-mail : phanseok@pknu.ac.kr

* Gimhae-Si Urban Development Corporation, Korea

** Dept. of Electrical Engineering, Masan University, Korea

접수일자 : 2015년 7월 28일

수정일자 : 2015년 11월 20일

최종완료 : 2015년 11월 24일

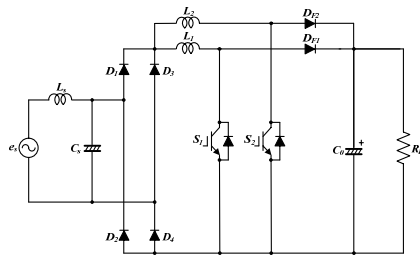


그림 1 기존의 승압형 정류기의 구성
Fig. 1 Configuration of boost rectifier of conventional

제안한 정류기는 입력전압을 분압하기 위한 커패시터(\$C_1\$, \$C_2\$)와 리액터(\$L_1\$, \$L_2\$) 그리고 출력측에 접속시킨 2개의 스위치(\$S_1\$, \$S_2\$)로 구성된다. 이 중에서 2개의 스위치\$S_1\$과 \$S_2\$는 기존의 회로와 동등한 환류 다이오드가 내장된 IGBT소자를 사용하였으며, 상호 교번적으로 온-오프 동작을 한다. 그리고 제안한 회로는 기존의 커패시터 입력형 정류회로에 사용되어지는 환류 다이오드(\$D_{F1}\$, \$D_{F2}\$)를 필요로 하지 않으며, 제어부분에서도 전류값등의 검출하는 센서와 PWM와 같은 복잡한 제어를 필요로 하지 않기 때문에 전체 시스템의 구성이 간략화 된다.

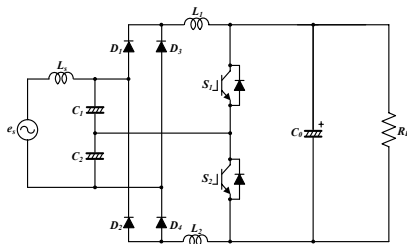


그림 2 제안한 새로운 승압형 정류기의 구성
Fig. 2 Configuration of propose novel boost rectifier

그림 3은 제안한 회로의 스위칭 한 주기 동안 동작모드를 나타낸 것이다. 먼저, 입력전압이 정(+)의 반주기동안에 4개의 스위칭 패턴이 반복되며, 모드 해석은 다음과 같다.

○ 모드 1

모드 1은 그림 3(a)에 나타난 것처럼 스위치\$S_1\$이 턴-온되는 모드이다. 이때, 커패시터\$C_1\$→다이오드\$D_1\$→리액터\$L_1\$의 경로로 전류가 흐르며, 리액터\$L_1\$에 에너지가 축적된다.

○ 모드 2

모드 2는 스위치\$S_1\$이 턴-오프상태로 되는 순간 스위치\$S_2\$가 턴-온되는 모드이다. 이때, 리액터\$L_1\$에 축적된 에너지는 그림 3(b)에 나타난 것처럼 평활 커패시터\$C_0\$와 부하로 방출되며, 스위치\$S_2\$와 스위치\$S_2\$에 내장된 환류 다이오드에 흐르는 전류는 리액터\$L_1\$에서 방출된 전류와 리액터\$L_2\$에서 축적된 전류와의 합에 의해 결정된다. 즉, 리액터\$L_1\$의 전류가 리액터\$L_2\$의 전류에 비해 큰 경우에는 환류 다이오드는 도통되지만 반대인 경우에는(리액터\$L_2\$의 전류가 리액터\$L_1\$의 전류보다 크게 되면) 스위치\$S_2\$가 도통된다. 이와 같이 모드 2에서는 리액터\$L_1\$에 축적된 에너지가 방출됨과 동시에 리액터\$L_2\$에 에너지가 축적되기 시작한다.

○ 모드 3

모드 3은 모드 2에서 리액터\$L_1\$에 축적된 에너지가 완전히 방출되면 그림 3(c)에 나타난 것처럼 리액터\$L_2\$에 연속적으로 에너지가 축적되는 모드이다.

○ 모드 4

모드 4는 스위치\$S_2\$가 턴-오프하는 모드이다. 이때, 그림 3(d)와 같이 리액터\$L_2\$에 축적된 에너지는 평활 커패시터\$C_0\$와 부하로 방출되며, 스위치\$S_1\$과 스위치\$S_1\$에 내장된 환류 다이오드에 흐르는 전류는 모드 2에서와 같이 리액터\$L_1\$에 방출된 전류와 리액터\$L_2\$에 축적된 전류와의 대수합에 의해 결정된다.

이와 같이 모드 4에서는 리액터\$L_2\$에 에너지가 방출됨 동시에 리액터\$L_1\$에 에너지가 축적되기 시작하며, 리액터\$L_2\$에 축적된 에너지가 완전히 방출되면 모드 4는 종료되고, 입력전압이 부(-)의 반주기에 해당되는 모드가 시작된다.

입력전압이 부(-)의 반주기동안에는 정류용 다이오드\$D_2\$와 \$D_3\$가 \$D_1\$과 \$D_4\$를 대신해서 온 되며, 그 외의 회로동작은 위에서 해석한 모드 1~모드 4와 같다. 스위칭 주파수가 입력 주파수보다 충분히 높고, 스위칭 한 주기 동안에 입력전압이 일정하므로 리액터\$L_1\$과 \$L_2\$에 흐르는 전류의 파형은 기존 회로와 동일한 삼각파 전류 파형을 가지며, 이를 식으로 나타내면 식 (1)와 같다.

$$i_{L_1} = \begin{cases} \frac{e_s}{2X_{L_1}}t & (0 < t < T_1) \\ I_m - \frac{1}{X_{L_1}}(E_d - \frac{e_s}{2})(t - T_1) & (T_1 < t < T_1 + T_2) \\ 0 & (T_1 + T_2 < t < T_{sw}) \end{cases} \quad (1)$$

기존 회로와 동일한 계산방법으로 식 (1)에서 입력전류의 평균값 \$i_{s_2}\$을 구하면 식 (2)과 같다.

$$i_{s_2} = \frac{e_s}{4L}d_2^2 T_{sw} \left(\frac{2E_d}{2E_d - e_s} \right) = \frac{e_s}{4L}d_2^2 T_{sw} \left(\frac{1}{1 - e_s/2E_d} \right) = \frac{e_s}{4L}d_2^2 T_{sw} \left(1 + \frac{e_s}{2E_d} + \left(\frac{e_s}{2E_d} \right)^2 + \dots \right) \quad (2)$$

여기서, \$d_2\$는 듀티비(=\$T_2/T_{sw}\$)이다.

식 (2)에 의해서 입력전류 \$i_{s_2}\$는 입력전압에 비례하는 항과 비례하지 않는 항으로 나누어지며, \$2E_d \gg e_s\$인 경우에는 식 (2)의 급수항은 적게 되어 정현파 입력전압에 비례한 전류 성분이 되는 것을 알 수 있다. 그리고 삼각파 전류의 연속과 불연속의 경계는 듀티비\$d_2=0.5\$일 때 \$T_1=T_2\$의 경우와, \$T_2=T_{sw}/2\$의 조건에 의해 \$E_d=e_s\$(승압비\$a=1\$)가 되는 경우이다. 즉, 먼저 입력전압의 최대값에 대해서 출력전류가 같은 값 이상이 되면 정현파상태의 입력전류가 얻어진다.

제안한 회로의 각 부 동작 파형은 그림 4와 같으며, 스위

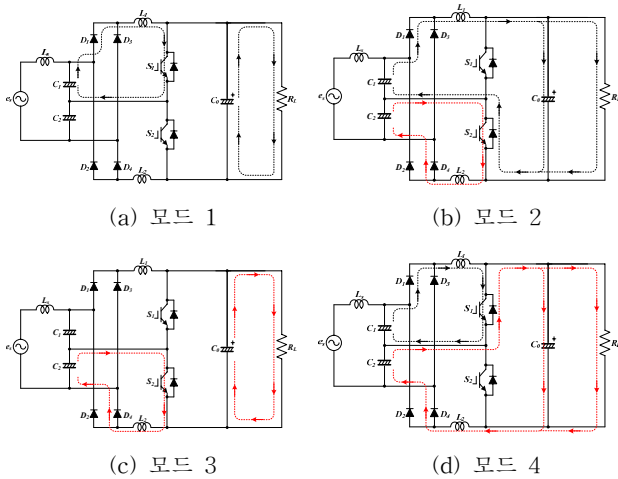


그림 3 제안한 회로의 모드 해석
Fig. 3 Mode analysis of propose circuit

칭의 반주기동안 불연속의 삼각파 전류가 2개의 리액터 L_1 과 L_2 에 흐른다. 만일, 입력전류가 2개의 리액터 L_1 과 L_2 의 전류의 합의 1/2이 될 경우에는 입력전압과 동위상으로 입력전압에 비례한 정현파 상태의 연속전류로 된다. 그러므로 입력전류의 리플분의 주파수는 스위칭 주파수의 2배가 되며, 불연속전류가 되는 각 리액터 전류에 비해서 리플분의 진폭은 충분히 작게 된다.

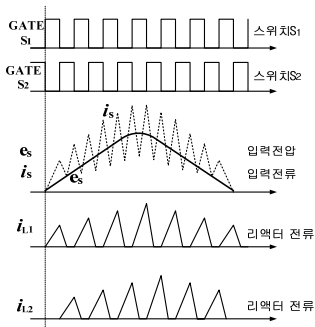


그림 4 각 부 동작 파형
Fig. 4 The each part operation waveforms

일반적으로 듀티비가 일정한 동작을 하기 위해서는 승압비를 2미만으로 동작시켜야 하며, 이를 위해서 듀티비를 승압비에 대응해서 적게 선정해야 한다. 기존 회로에서 승압비와 듀티비의 관계는 다음과 같은 4가지 조건에 의해서 이루어진다.

① 듀티비(d_1)가 0.5인 경우

듀티비(d_1)가 0.5로 동작될 경우에 승압비는 2이상 이 되며, 리액터에 연속적으로 전류가 흘러 출력 파형이 개선이 되지 않는다.

② 듀티비(d_1)가 0.5이고, 승압비(α)가 2미만인 경우

듀티비(d_1)가 0.5이고, 승압비(α)가 2미만인 경우에는 출력 직류전압 E_d 와 입력전압 e_s 가 $E_d < 2e_s$ 로 될 때 스위칭 소자의

온 시간 T_1 은 리액터 전류가 0으로 되기까지 시간 T_2 보다 작게 된다. 즉, 그림 3에 나타난 동작 모드 중 모드 2와 모드 4만 동작이 반복되어 리액터 전류가 0으로 되기 전에 에너지의 축적이 시작되어 리액터 전류가 연속으로 흐르게 된다. 따라서, 2개의 리액터 전류의 합이 되는 입력전류는 돌입전류(Inrush current)로 되며, 파형이 개선된다.

③ 듀티비(d_1)가 0.5보다 적은 경우

듀티비(d_1)이 0.5보다 적은 경우에는 스위치의 온 시간은 짧게 되며, 리액터 전류가 0으로 되기까지의 시간만 오프 시간 T_2 로 되어 리액터 전류는 불연속으로 흘러 파형이 개선된다.

④ 승압비가 2미만인 경우

승압비가 2미만인 경우에도 리액터 전류가 불연속으로 흘러 파형이 개선된다.

결과적으로 기존회로에서 스위칭 한 주기동안에 리액터 전류의 연속과 불연속의 경계는 $T_{sw} = T_1 - T_2 = 0$ 일 때이므로 이를 식으로 나타내면 식 (3)과 같다.

$$T_{sw} - d_{1b}T_{sw} - \frac{e_s}{(E_d - e_s)}d_{1b}T_{sw} = 0 \tag{3}$$

여기서, d_{1b} 는 스위칭 한 주기 동안 리액터 전류의 연속과 불연속의 경계 듀티비이다.

식 (3)을 다시 정리하여 d_{1b} 에 대해 나타내면 식 (4)과 같다.

$$d_{1b} = \frac{\alpha - \sin(\omega t)}{\alpha} \quad (\because \alpha = \frac{E_d}{E_s}) \tag{4}$$

그림 5은 승압비(α)가 1.8인 경우의 리액터 전류의 연속과 불연속의 경계 듀티비 d_{1b} 의 그래프를 나타낸 것이다. 그림 5에서 d_{1b} 는 시간 t 의 관계로 되며, 횡축 ωt 는 0에서 π 까지 입력전압의 반주기에 해당된다. 그리고, 듀티비 d_1 이 d_{1b} 보다 크게 되면 리액터 전류는 연속적으로 흘러 파형은 개선되지 않는다. 그러므로 본 논문에서는 일정한 듀티비로 회로를 동작시키기 위해서 듀티비 d_1 을 d_{1b} 의 최소값이하로 설정하였으며, d_{1b} 이 최소값을 가지기 위해서 식 (4)의 $\sin(\omega t)$ 를 1로 하여 d_{1b} 가 듀티비 d_1 의 허용 최대값이 되게 하였다. 이를 식으로 나타내면 식 (5)와 같다.

$$d_1 \leq \frac{\alpha - 1}{\alpha} \tag{5}$$

여기서, 승압비(α)는 $\frac{E_d}{E_s}$ 이며, $\alpha \geq 2$ 인 경우에 듀티비 $d_1 \leq 0.5$ 이다.

그림 5과 같이 승압비가 2미만으로 낮은 경우에는 식 (5)에서 듀티비 d_1 을 설정하지만, 승압비가 2이상으로 높은 경우에는 기존의 2개의 스위치는 서로 온/오프시킬 때 듀티비 d_1 을 0.5로 초과해서 동작시킬 수 없기 때문에 듀티비 d_1 의 허

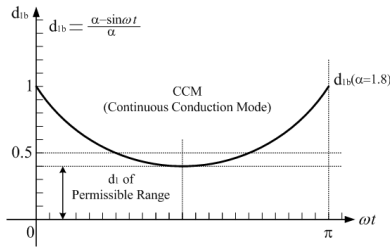


그림 5 듀티비 d_1 의 허용범위(승압비 $\alpha=1.8$ 인 경우)
 Fig. 5 Permissible region of duct ratio d_1
 (case of boosting ratio $\alpha=1.8$)

용 최대값을 0.5로 한정하였다.

제안한 회로에서는 기존 회로와 달리 승압비가 2이상인 경우나 1인 경우에 있어서 듀티비가 0.5로 일정하기 때문에 파형 개선 효과가 있다. 스위칭 한 주기 동안에 리액터 전류의 연속과 불연속의 경계는 $T_{sw}-T_1-T_2=0$ 이 되므로 식 (6)이 성립된다. 식 (6)에서 d_{2b} 에 대해 다시 정리하여 나타내면 식 (7)과 같다.

$$T_{sw} - d_{2b}T_{sw} - \frac{e_s}{2E_d - e_s} d_{2b}T_{sw} = 0 \quad (6)$$

$$d_{2b} = \frac{2\alpha - \sin(\omega t)}{2\alpha} \quad (7)$$

여기서, d_{2b} 는 스위칭 한 주기 동안에 리액터 전류의 연속과 불연속의 경계 듀티비이다.

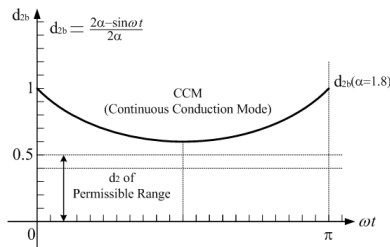


그림 6 듀티비 d_2 의 허용범위(승압비 $\alpha=1.8$ 인 경우)
 Fig. 6 Permissible region of duct ratio d_2
 (case of boosting ratio $\alpha=1.8$)

그림 6은 승압비(α)가 1.8인 경우에 d_{2b} 의 그래프를 나타낸 것이다. 그림 6에서 d_{2b} 는 시간 t 의 관계로 되며, 횡축 ωt 는 0에서 π 까지 입력전압의 반주기에 상당한다. 그리고, 듀티비 d_2 가 d_{2b} 보다 크게 되면 리액터 전류가 연속으로 되어 파형이 개선되지 않는다. 그러므로 본 논문에서는 듀티비를 일정하게 제어하여 듀티비 d_2 를 d_{2b} 의 최소값이하로 설정하였으며, 이러한 d_{2b} 가 최소값을 가지기 위해서 식 (7)의 $\sin(\omega t)$ 을 1로 하여 d_{2b} 가 듀티비 d_2 의 허용 최대값으로 하였다.

따라서, 그림 6과 같은 경우에 듀티비 d_2 의 허용최대값은 0.5이 되며, d_{2b} 의 최대값이 0.5로 되기 위해서 승압비를 1로 설정해야 하므로 본 연구에서는 승압비를 1이상으로 설정하여 듀티비 d_2 가 0.5로 일정하게 동작하게 하였다.

보조 리액터 L_1 은 스위치 S_1 의 di/dt 제한값보다 더 높게 결정하며, 그림 7와 같은 di/dt 특성을 가진다. 그리고 커패시터 C_1 은 스위치 S_1 의 dv/dt 제한값보다 더 높게 결정하며, 그림 8와 같은 dv/dt 특성을 가진다.

그림 7와 그림 8에서 스위치 S_1 의 di/dt 와 dv/dt 가 낮은 값을 선정하기 위하여 본 논문에서는 커패시터 C_1 을 1.0[uF], 보조 리액터 L_1 을 1.5[mH]로 하였다.

본 논문에서는 $f_s=10$ [kHz], $t_{on}=5$ [μ s]이기 때문에 위의 식들을 충분히 만족함으로 소프트 스위칭이 가능하다 할 수 있다.

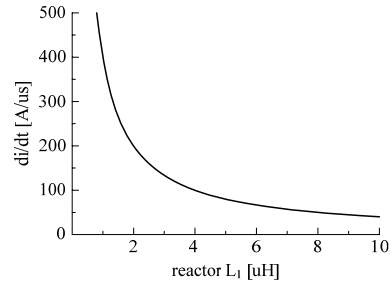


그림 7 리액터 L_1 에 대한 di/dt 특성
 Fig. 7 The reactor L_1 for di/dt characteristics

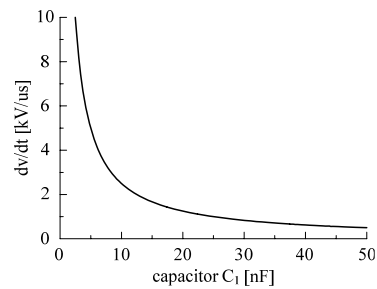


그림 8 커패시터 C_1 에 대한 dv/dt 특성
 Fig. 8 The capacitor C_1 for dv/dt characteristics

3. 실험결과 및 고찰

제안한 회로와 기존 회로의 구체적인 파형 개선효과를 알기 위해서 본 논문에서는 표 1의 회로정수를 기준으로 하여 입력전류파형의 이론적 계산과 주파수 스펙트럼 계산을 통하여 해석하여 나타내었다. 기존 회로의 입력측에 연결된 필터 L_s 와 C_s 는 스위칭 리플성분을 소거한 상태로 두고, 입력 주파수 및 3차, 5차 등의 저차고조파의 주파수에 대해 리액터 L_s 는 저 임피던스, 커패시터 C_s 는 고 임피던스가 되기 때문에 실제적인 시스템에는 영향을 주어지지 않으므로 필터 L_s 와 C_s 는 무시하였다.

일반적으로 파형 개선의 효과에 큰 영향을 주는 저차고조파 성분의 해석하기 위해 본 논문에서는 평균값 식을 이용해서 해석하였으며, 제안한 회로에 흐르는 전류와 기존의 회로에 흐르는 전류는 실질적으로 조금 다르지만 $d_{1b}/L_A = d_{2b}/4L_B$ (단, L_A : 기존 회로의 L의 용량, L_B : 제안한 회로의 L의 용량)으로 설정하여 기존 회로와 제안한 회로가 거의 등가가 되도록 하였다. 기존 회로의 듀티비 d_{1b} 은 식 (5)에서

표 1 실험에 사용된 회로정수

Table 1 Circuit parameter using experimental

입력전압(e_s)		100[V]/50[Hz]
스위칭주파수(f_s)		10[kHz]
승압비(α)		1.25($V_{dc}=177[V]$)
리액터	L_s	1.5[mH]
	L_1, L_2	1.5[mH]
커패시터	C_s	0.5[μ F]
	C_1, C_2	1.0[μ F]
플라휠링 다이오드	D_1	0.2
	D_2	0.15
평활 커패시터(C_0)		2200[μ F]
부하저항(R_L)		300[Ω]

허용 최대값이 되는 0.2를 설정하였으며, 제안한 회로의 듀티비 d_2 는 승압비 α 가 1.0이상으로 되는 0.5로 하였다. 표 2는 기존 회로와 제안한 회로의 입력전류에 대한 주파수 스펙트럼의 이론적 계산 결과와 실험을 결과를 나타낸 것이다.

표 2 입력전류에 대한 주파수 스펙트럼의 결과

Table 2 Result of frequency spectrum for input current

저차 고조파성분	기존의 승압형 정류기		제안한 승압형 정류기	
	이론적 계산결과	실험 결과	이론적 계산결과	실험 결과
3[%] 역률	31.9[%]	32.0[%]	10.4[%]	13.0[%]
10[%]	7.1[%]	7.5[%]	0.7[%]	1.1[%]
7[%]	2.2[%]	2.6[%]	0.5[%]	0.6[%]
왜곡률(DF)	32.7[%]	33.1[%]	0.4[%]	12.9[%]

* 왜곡률(DF : Distortion Factor)

$$DF_i = \frac{I_1}{I} = \frac{I_1}{\sqrt{I_1^2 + I_H^2}}$$

(I : 실효값, I_1 : 기본파의 실효값, I_H : 전 고조파전류)

그림 9는 $d_1=0.5$, $\alpha=1.8$ 인 조건에서 기존 회로의 리액터 전류를 실험파형을 나타낸 것이다. 그림 9에서 리액터에 흐르는 전류는 연속적이면서 파형이 개선되지 않는 것을 알 수 있다. 하지만 식 (5)를 이용하여 승압비에 따라 듀티비 d_1 을 설정하고 승압비 α 를 1.25로 하는 저 승압비의 조건에서는 파형이 다소 개선되었다. 그림 10은 기존 회로의 입력전류의 실험파형을 나타낸 것이며, 그림 11는 왜곡률 33.1%인 기존 회로의 입력전류의 주파수 스펙트럼의 측정된 결과를 나타낸 것이다.

그림 10과 그림 11에 나타낸 것처럼 기존 회로는 승압비가 저하되기 때문에 입력전류에 저차 고조파성분이 많이 포함되어 파형 개선의 효과가 저하되며, 주파수 스펙트럼에 의해서 입력전류에 함유된 고조파 성분이 대단히 많은 것을 확인할 수 있으며, 그 비율은 표 2에서 나타내었다.

그림 12는 제안한 회로를 $d_2=0.5$, $\alpha=1.8$ 인 조건에서 리액터의 전류를 실험파형을 나타낸 것이다. 그림 12에서 알 수 있듯이 제안한 회로의 리액터 전류는 불연속적으로 동작되

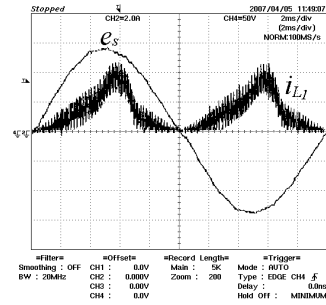


그림 9 기존 회로의 입력전압과 리액터 전류의 실험파형

Fig. 9 Experimental waveform of conventional circuit input voltage and Reactor

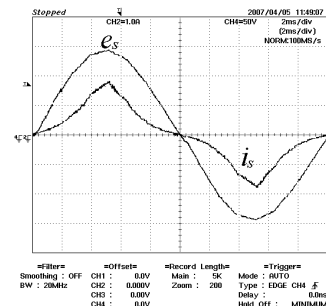


그림 10 기존 회로의 입력전압과 전류의 실험파형

Fig. 10 Experimental waveform of conventional circuit input voltage and current

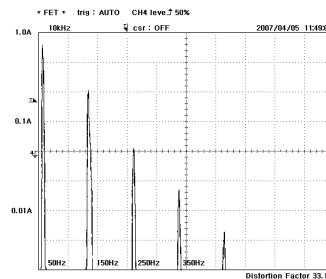


그림 11 기존 회로의 입력전류의 주파수 스펙트럼분석

Fig. 11 Frequency spectrum analysis of conventional circuit input current

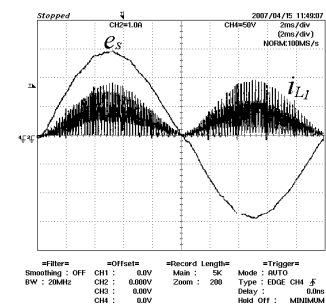


그림 12 제안한 회로의 입력전압과 리액터 전류의 실험파형

Fig. 12 Experimental waveform of proposed circuit input voltage and Reactor

어지며, 입력전압에 비례하여 전류가 흘러 파형이 개선된다. 그림 13은 제안한 회로의 입력전압과 전류의 실험파형을 나타낸 것이며, 그림 14은 왜곡률 12.9%인 제안한 회로의 입력전류의 주파수 스펙트럼의 측정된 결과는 나타낸 것이다.

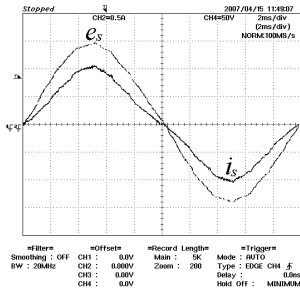


그림 13 제안한 회로의 입력전압과 전류의 실험파형
 Fig. 13 Experimental waveform of proposed circuit input voltage and current

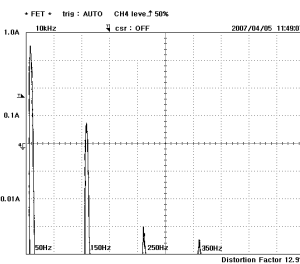


그림 14 제안한 회로의 입력전류의 주파수 스펙트럼분석
 Fig. 14 Frequency spectrum analysis of proposed circuit input current

그림 13에서 나타낸 것처럼 제안한 회로의 입력전류는 저승압비인 경우에 있어서도 양호한 정현파 상태로 파형이 개선되며, 입력전류는 2개의 리액터 전류에 포함된 파형이므로 입력측에 필터를 치부한 것과 같이 거의 스위칭 리플이 소거되어 것을 알 수 있다. 그림 14의 주파수 스펙트럼을 보면 알 수 있듯이 3차 고조파 성분은 13.0%, 5차 고조파 성분은 1.1%, 7차 고조파 성분은 0.6%이며, 왜곡률은 12.9%로서 거의 이론적인 결과와 같은 것을 실험을 통하여 확인할 수 있다.

4. 결 론

기존의 승압형 정류기는 입력전류에 저차고조파 성분이 많이 함유되어 있어 왜곡률이 높으며, 파형 개선효과가 대단히 미흡하다. 최근 이를 해결하기 위해 복잡한 제어 방식을 이용하여 듀티비를 일정하게 하는 방식이 사용되고 있으나 저 승압비의 영역에서는 피드백이나 PWM 등의 복잡한 제어 방식을 사용할 수 없기 때문에 소형, 경량화, 코스트, 고조파 규제범위에 대한 대응책 등에 문제가 해결되지 못하고 있다.

이러한 문제점들을 해결하기 위해서 본 논문에서는 새로운 소프트 스위칭 승압형 정류기를 제안하여 복잡한 제어방식을 이용하지 않고도 듀티비를 일정하게 하여 양호한 입력전류를 얻었으며, 기존 회로보다 파형 개선효과를 높였다. 그리고 저차고조파 성분의 비율인 왜곡률을 12.9%로 낮게 억제하여 고조파 규제범위(3차 고조파 성분은 13.0%, 5차 고조파 성분은 1.1%, 7차 고조파 성분은 0.6%)을 충분히 대응하였으며, 복잡한 제어방식이 필요하지 않기 때문에 회로구성이 간단하여 실용적이라 할 수 있다. 특히, 승압비 α 를 1.25로 하는 저 승압비 영역에서 이러한 효과를 월등하게 나타나는 것을 확인하였다. 이러한 모든 사항은 이론적 계산식과 실험을 통하여 그 타당성을 증명하였다.

References

- [1] M.C Ghanen, K. AL-Haddad and G. Roy, "Unity Power Factor Scheme Using Cascade converters", IEEE Trans. Ind. NO 3. pp 936-940. May. 1993.
- [2] Fang Zheng Peng et al, "A new approach to harmonic compensation in power system-A combined system of shunt passive and series active filters," IEEE Trans, Ind. Appl., Nov./Dec., 1990.
- [3] H.MEL-Bolok, "A microprocessor-based firing circuit for Thyristors working under three-phase variable-frequency supply," IEEE Trans, Ind. Appl., 1990.
- [4] B.I.Baliga, "Switching lots of watts at high speed" IEEE spectrum, Vol.18, pp. 42-48, Dec., 1981.
- [5] M.Inoue, "Harmonic propagation on power system" Takaoka Review, Vol.32-1, No 105, 1985.
- [6] D.D.Shipp, "Harmonic Analysis and Suppression for Electrical System Supplying Static Power Converters and Other Nonlinear Loads" IEEE Trans, Ind. Appl, No 5, Sept./Oct., 1979.
- [7] Kuniomi Oguchi et al, "A Multilevel-Voltage Source Rectifier with a Three-Phase Diode Bridge Circuit as a Main Power Circuit" IEEE-IAS. Ann. conf., pp. 695-702, 1992.

저 자 소 개



허영환 (許英煥)

1995년 부경대 전기공학과 졸업. 2005년 동아대학교 교육대학원 전기·전자·통신 교육학과 졸업 (석사). 2015년 부경대학교 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현재 김해시도시개발공사 근무



문 상 필 (文 相 弼)

1997년 부경대 전기공학과 졸업. 1999년 경남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2003년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 2010년 8월~현재 마산대학교 전기과 조교수. 2009년 7월 IEEE ISIE Bsst Paper Award 수상. 2010년 12월 한국조명전기설비학회 학술상 수상. 현 본 학회 산업전기위원회 편집위원 겸 정회원



김 영 문 (金 永 文)

1982년 경남대 전기공학과 졸업. 1985년 영남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2002년 경남대 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1993년 3월~현재 마산대학교 전기과 교수. 2009년 7월 IEEE ISIE Bsst Paper Award 수상. 현 본 학회 산업전기위원회 회장 겸 종신회원



박 한 식 (朴 瀚 錫)

1981년 중앙대학교 전기공학과 졸업. 1983년 중앙대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 한국해양대학교 대학원 졸업(박사). 1986년 3월 ~현재 부경대학교 공과대학 전기공학과 교수. 현 본 학회 정회원