

전역통과필터를 이용한 ZVZCS PS-FB DC/DC 컨버터의 제어

(A Control of the ZVZCS PS-FB DC/DC Converter using All-Pass Filter)

조한진* · 이원철 · 이상석 · 이수원 · 원충연**

(Han-Jin Cho · Won-Cheol Lee · Sang-Seok Lee · Su-Won Lee · Chung-Yuen Won)

요 약

오늘날 산업이 발달함에 따라 산업현장에서는 높은 전력밀도와 전력변환 효율을 가진 전력변환장치를 요구하는 분야가 많아졌다. 현재 개발 중인 차세대 고속철도 역시 이러한 분야 중 하나로서 고효율 및 고성능 그리고 고밀도의 전력변환 장치가 필요하다. 본 논문에서는 차세대 고속철도에 사용 될 배터리 충전 장치의 새로운 제어방식을 제안한다. 배터리 충전장치용 위상천이(PB;Phase shift) FB(Full-bridge) ZVZCS 컨버터는 크게 1차 측 보조회로를 갖는 방식과 2차 측 보조회로를 가지는 방식으로 분류할 수 있다. 전역통과필터를 사용한 PWM 스위칭기법은 2차 측에 공진회로를 갖는 ZVZCS 컨버터를 제어하기 위하여 제안되었다. 디지털 전역통과필터는 기존의 위상치연 IC 대신에 ATmega_128 마이크로컨트롤러에 의한 제어를 하였다. 제안된 토폴로지를 확인하기 위해 PSIM 소프트웨어를 사용하여 시뮬레이션하였고 1[kW] 축소모형을 제작하여 실험하였다.

Abstract

High power density and power conversion efficiency have been required in the power converters according to the rapid growth of industry. In this context, the next generation High Speed Train(HST) requires power converter which has high-efficiency, high-performance and high-density. In this paper, the new control technique for battery charger used for the next generation HST is proposed. The phase shift ZVZCS converter is classified according to a resonant circuit which is located in the primary or secondary side. In this paper, The PWM switching technique using all-pass filter is proposed to control ZVZCS converter which has resonant circuit in the secondary side. ATmega_128 micro controller based in all-pass filter in substitute for phase shift IC is presented to have digital control. To verify the proposed topology, the simulation and experiment are performed by using PSIM software and 1[kW] experimental set-up.

Key Words : All-Pass filter, ZVS, ZCS, ZVZCS, Phase Shift

* 주저자 : 성균관대학교 정보통신공학부 에너지시스템 석사과정

** 교신저자 : 성균관대학교 정보통신공학부 교수

Tel : 031-290-7169, Fax : 031-299-4623, E-mail : plex81@skku.edu

접수일자 : 2009년 10월 26일, 1차심사 : 2009년 10월 29일, 심사완료 : 2009년 11월 17일

1. 서 론

오늘날 산업이 발달함에 따라 높은 전력밀도와 변환 효율을 요구하는 분야가 증가하고 있다. 특히 1990년 대 중반이후 정부의 고속철도 산업에 대한 중대성이 커짐에 따라 프랑스의 고속철도 기술을 바탕으로 독자적으로 국책사업의 연구를 통하여 기술을 개발하였다.

현재 개발 중인 차세대 고속철도는 목표속도가 400[km/h], 영업 속도가 350[km/h]인 초고속 열차이며 이를 실현하기 위해 고효율 및 고성능 그리고 고밀도의 전력변환 장치가 필요하다. 차세대 고속철도의 전원장치는 주 전원장치와 보조전원장치로 분류된다. 보조전원장치는 AC/DC 컨버터, DC/AC 인버터 그리고 배터리 충전장치로 구성된다. 이 중 배터리 충전장치는 직류전원을 필요로 하는 부하에 전원을 공급한다. 일반적으로 배터리 충전장치에 사용되는 위상천이 ZVS 풀-브릿지 DC/DC 컨버터는 안정적인 ZVS 동작영역을 확보하기 위해 고주파 변압기의 누설인덕턴스를 증가시키거나 직렬로 인덕터를 삽입한다. 이러한 방법은 안정적인 ZVS 동작영역을 확보할 수는 있지만 유효슈트를 감소시키고 고주파 변압기 2차 측 전압 이용률이 떨어져서 원하는 출력전압을 얻기 어렵다.

따라서 본 논문에서는 기존의 위상천이 컨버터 2차 측에 간단한 보조회로를 추가한 ZVZCS PS-FB DC/DC 컨버터를 사용하여 ATmega_128 마이크로컨트롤러에 의해 고속 철도용 배터리 충전 장치를 제안하였다. Phase shift 전용IC 대신에 ATmega_128내에 전역통과필터에 의한 전압제어 방식이다. 기존의 방식과 비교하여 전용 IC와 그에 따른 보조회로의 사용을 줄일 수 있어서 제작비용을 절감할 수 있고 제어가 간단하다는 장점을 가진다. 제안된 토폴로지를 검증하기 위해 PSIM을 사용하여 시뮬레이션 하였고 1[kW] 축소모델을 제작하여 실험을 통하여 확인하였다.

2. 시스템 구성

2.1 보조전원장치

그림 1은 차세대 고속철도용 보조전원장치 시스템을 나타낸다. 보조전원장치는 단상 PWM AC/DC 컨버터, 3상 인버터 그리고 배터리 충전장치로 구성된다. 단상 PWM AC/DC 컨버터는 주전원으로부터 380[Vac]를 수전하여 이를 670[Vdc]로 변환해 주며 이를 3상 인버터와 배터리 충전장치로 공급해 준다. 3상 인버터는 동력차와 객차내의 교류부하에 전원을 공급하고 배터리 충전장치는 직류부하에 전원을 공급하게 된다. 배터리는 배터리 충전장치의 고장 등 외부 전원 공급이 불가능한 경우에 30분간 제어장치의 전원을 공급해야 하기 때문에 항상 최적의 상태로 충전되어 있어야 한다. 따라서 배터리 충전장치는 DC부하의 전력을 공급함은 물론 항상 배터리의 충전상태를 최적으로 유지시켜야 한다.

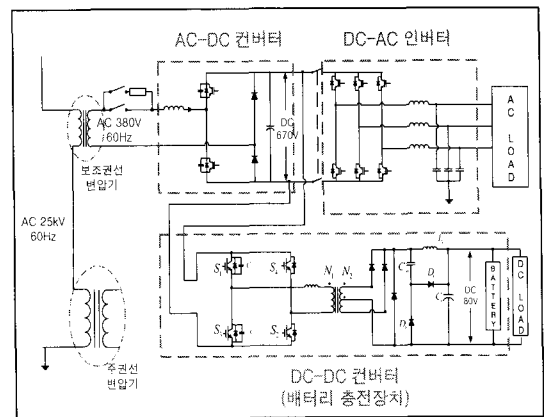


그림 1. 보조전원장치 시스템 블록도
Fig. 1. An auxiliary power supply system block diagram

2.2 배터리 충전 시스템

그림 2는 차세대 고속철도용 배터리 충전장치의 회로도로서 점선으로 표시된 부분은 ZVZCS를 위한 2차 측 보조회로이다.

기존의 ZVS PS-FB DC/DC 컨버터의 경우 누설인

전역통과필터를 이용한 ZVZCS PS-FB DC/DC 컨버터의 제어

덕턴스에 의해서 1차측 누설전류가 환류하는 구간이 형성되며 이는 변압기 1차측에서 순환하며 1차측 스위칭 소자의 도통손실과 변압기에서의 손실로 나타나게 된다. 따라서 본 논문에서는 기존의 ZVS PS-FB DC/DC 컨버터 변압기 2차측에 간단한 보조회로를 추가하여 환류구간동안 1차측 순환전류를 방전시켜준다. 변압기 1차측의 전류가 '영'으로 리셋 됨에 따라 진상-레그(S_1, S_3)의 스위치는 ZVS 동작을, 지상-레그(S_2, S_4)의 스위치는 ZCS 동작을 하게 된다. ZVS · ZCS 동작은 안정된 소프트 스위칭을 할 수 있게 하고 순환모드구간동안 순환전류를 없애 줌으로서 1차측 브리지 주 스위칭소자의 도통손실을 작게 한다.

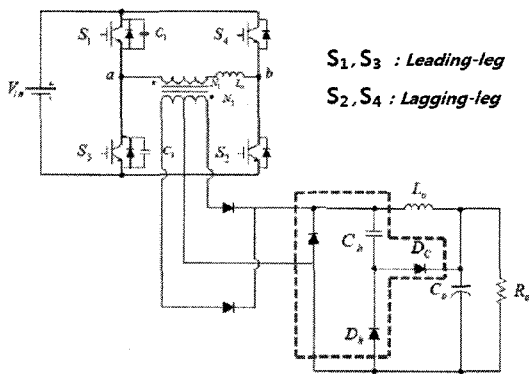


그림 2. 영전압 · 영전류 스위칭 PS-FB DC/DC 컨버터
Fig. 2. ZVZCS PS-FB DC/DC Converter

3. 전역통과필터

3.1 전역통과필터

전역통과필터(All-pass filter)는 신호처리 필터의 하나로서 모든 신호의 주파수 변화 없이 단지 위상만을 변화시킨다. 위상지연 필터(Phase-shift filter) 또는 시간지연 필터(Time-delay filter)라고도 하며 일반적으로 시스템에서 원하지 않는 위상지연을 억제하는데 사용되거나 특정주파수의 노이즈를 제거하는 노치필터(Notch filter)의 역할로 쓰이기도 한다. 일반적인 전역통과필터를 통과한 신호는 주파수의 변화 없이 90[°]의 위상지연만을 가지나, 간단한 수식의 변화로 원하는 위상지연 값을 얻을 수 있다. 본 논문에

서는 전역통과 필터의 특성을 이용하여 지상-레그 스위치의 스위칭 신호를 위상변화 시켜 출력전압이 기준전압보다 감소하였을 때는 듀티를 증가시키고 반대로 출력전압이 증가할 경우에는 듀티를 감소시키는 방법으로 쉽게 제어를 할 수 있다.

3.2 전역통과필터를 적용한 제어블록도

그림 3은 전역통과필터에 의한 ZVZCS PS-FB DC/DC 컨버터의 제어블록도이다. 본 논문에서는 PS-FB DC/DC 컨버터의 위상을 제어할 때 전용 IC를 사용하지 않고 마이크로컨트롤러(ATmega_128)를 사용하여 제어하였다. 출력전압을 검출하여 기준전압과 비교한 뒤 그 오차를 프로그래밍 된 디지털 전역통과 필터에 통과시켜서 원하는 출력전압의 위상천이 값을 구할 수 있다.

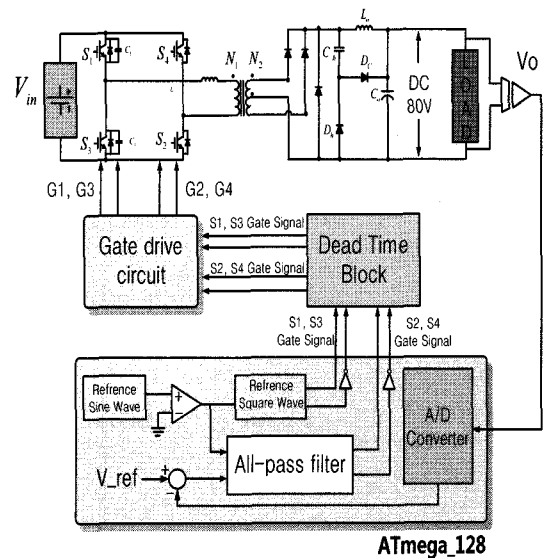


그림 3. 전역통과필터를 사용한 전체 제어블록도
Fig. 3. A control block diagram using All-pass filter

제어는 다음과 같은 방법으로 하였다. 먼저 출력전압을 A/D 컨버터로 피드백 받아서 이를 기준전압과 비교한 후 오차를 구한다. 디지털 전역통과필터에서는 이 오차를 가지고 기준 정현파신호와 비교하여 S_2, S_4 스위치의 위상지연 크기를 결정하게 된다. 이러한

신호들은 데드타임 회로를 통과하여 게이트 구동회로에 입력되고 게이트구동 회로에서는 원하는 출력을 얻을 수 있도록 스위칭 신호를 출력한다. 전역통과필터는 S₁, S₃ 스위치의 위상은 변화시키지 않고 S₂, S₄ 스위치의 위상만을 이동시키는 방법으로 유효듀티를 제어하여 원하는 출력전압을 얻을 수 있다.

3.3 전역통과필터의 디지털 구현

전역통과필터는 단일이득을 가지므로 전달함수를 아래와 같이 표현할 수 있다.

$$|H(\omega)| = \frac{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2}}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2}} = 1 \quad (1)$$

위의 식은 (2)와 같이 표현된다.

$$H(j\omega) = -\frac{1 - j\omega RC}{1 + j\omega RC} = -\frac{(1 - j\omega RC)^2}{(1 + j\omega RC)(1 - j\omega RC)} = \frac{\omega^2 R^2 C^2 - 1 + 2j\omega RC}{1 + \omega^2 R^2 C^2} \quad (2)$$

여기서 $\omega^2 R^2 C^2 \ll 1$ 이다.

식 (2)는 A+jB의 형태로 나타낼 수 있으며 2사분면에 위치함을 알 수 있다. 그리고 분자각에서 분모각을 빼면 식 (3)으로 표현할 수 있으며 이것은 이득이 1로 ω_c 의 값만 바뀌주면 위상조정이 가능하다.

$$H(j\omega) = -\frac{1 - j\omega RC}{1 + j\omega RC} = 1 \angle 180^\circ - 2 \tan^{-1}\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right) \quad (3)$$

전역통과 필터를 디지털 제어하기 위해서는 다음의 과정이 필요하다.

1단계 : 필터의 전달함수를 아날로그 도메인에서 결정한다.

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = -\frac{1 - sRC}{1 + sRC} \quad (4)$$

2단계 : $S = \frac{2}{T} \cdot \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}}$ (Tustin's Method)를 대입하여 Z 도메인에서 정리한다.

$$\begin{aligned} \frac{Y(s)}{X(s)} &= -\frac{1 - sRC}{1 + sRC} = \frac{-(\omega T - 2) - (\omega T + 2) \cdot z^{-1}}{(\omega T + 2) + (\omega T - 2) \cdot z^{-1}} \\ &= \frac{-a_2 - a_1 \cdot z^{-1}}{a_1 + a_2 \cdot z^{-1}} \end{aligned} \quad (5)$$

$\omega_c = \frac{1}{RC}$, $s = \frac{2}{T} \cdot \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}}$ 이고 $a_1 = \omega_c T + 2$, $a_2 = \omega_c T - 2$ 이다.

3단계 : $x[t - T] = z^{-1} \cdot X(z)$ 관계를 이용하여 다시 시간(time) 도메인으로 옮긴다.

$$y(t) = -\frac{a_2}{a_1} \cdot x(t) - x(t - T) - \frac{a_2}{a_1} \cdot y(t - T) \quad (6)$$

3.4 디지털 전역통과필터의 동작원리

그림 4는 디지털 전역통과필터의 동작원리에 관한 것으로서 스위칭신호의 위상변환 과정을 설명하고 있다. 정현파뿐만 아니라 구형파형태의 신호에서도 전역통과필터가 동작하는 것을 볼 수 있다.

그림 4에서 진상-레그 스위치(S₁, S₃)의 스위칭신호는 위상변화 시키지 않고, 단지 지상-레그(S₂, S₄)의 스위칭 신호만 디지털 전역통과필터를 사용하여 위상변화 시켜서 원하는 출력전압을 얻었다. 먼저 스위칭 신호와 같은 주파수의 기준정현파를 만들고 이 파형을 Op-amp 비교기를 통하여 기준 구형파의 형태로 만든다. 기준전압과 A/D 컨버터의 출력전압을 비교하여 나온 오차값과 기준구형파 전압을 전역통과필터에 입력하면 그림 4의 (c)와 같은 출력파형을 얻을 수 있다. (c)의 출력파형은 버퍼에 통과시켜서 그림 4의 (d)와 같이 기준 구형파가 위상변화 된 위상천이 파형을 얻을 수 있다. 이것은 그림 4 (b)의 신호와 비교하여 위상변화가 된 것을 알 수 있다. 이러한 방법을 이용하여 스위치 S₂와 S₄의 스위칭파형의 위상을 조절할 수 있고, 위상이 겹치는 구간을 조정함으로써 원하는 출력전압을 얻을 수 있다.

전역통과필터를 이용한 ZVZCS PS-FB DC/DC 컨버터의 제어

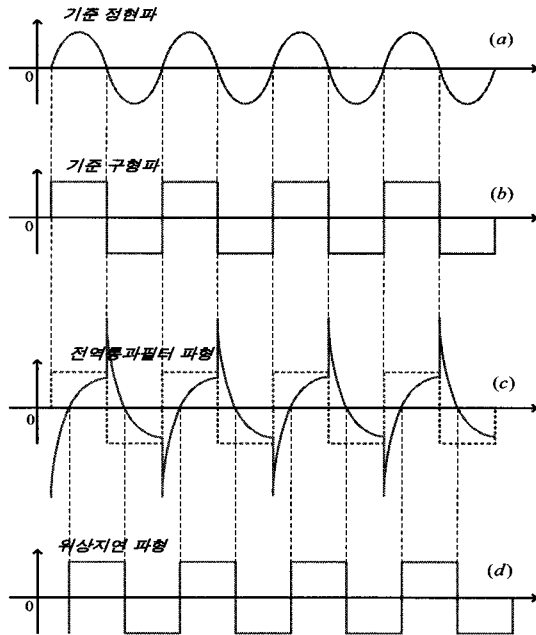


그림 4. 디지털 전역통과필터의 동작파형
Fig. 4. Key waveforms of digital all-pass filter

4. 시뮬레이션

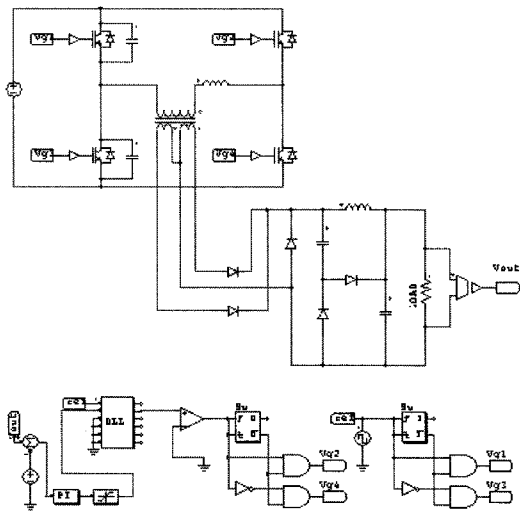


그림 5. 시뮬레이션 회로
Fig. 5. Simulation circuit

제안된 시스템의 유용성을 확인하기 위해 컴퓨터 시뮬레이션 프로그램인 PSIM을 이용하여 시뮬레이션을 수행하였다. 그림 5는 본 논문에서 제안한 ZVZCS

PS-FB DC/DC 컨버터의 시뮬레이션 회로이다.

표 1은 그림 5의 시뮬레이션 사양을 나타내고 있다. 제안된 ZVZCS PS-FB DC/DC 컨버터의 동작을 검증하기 위해 소자의 파라미터 값을 정하여 시뮬레이션을 수행하였다.

표 1. 컨버터 설계 사양
Table 1. Specification of the proposed converter

항 목	컨버터 사양
입력전압([V _{in}])	200[V]
변압기 권선비([N _s /N _p])	0.4
스너버 커패시터([C])	2[μF]
누설 인덕터([H])	3.5[μH]
출력 인덕터([H])	50[μH]
출력전압([V])	40[V]
스위칭 주파수([Hz])	10[kHz]

그림 6은 스위칭신호와 그에 따른 1차측 전압(V_p)과 전류(I_p) 파형을 나타내었다. S₁, S₂ 또는 S₃, S₄의 스위칭 신호가 겹치는 구간 동안 변압기 1차측에 입력전압이 인가되는 것을 볼 수 있다. 1차측 순환전류가 환류구간동안에 2차측 전압에 의해 완전히 ‘영’이 되므로 ZCS 소프트 스위칭을 할 수 있다.

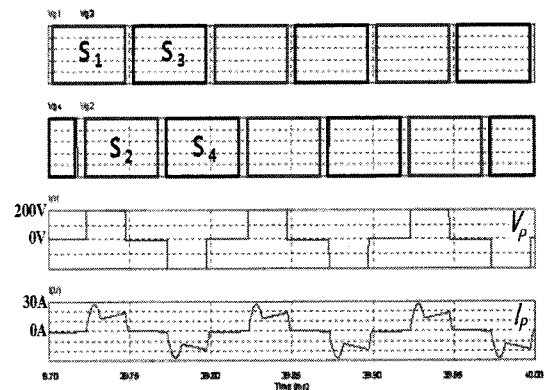


그림 6. 스위칭신호와 변압기 1차측 전압, 전류 파형
Fig. 6. Switching patterns and waveforms of primary voltage and current

그림 7은 2차측 정류전압(V_{rec})과 스너버 커패시터의 전압(V_{ch}) 그리고 전류(I_{ch})파형을 나타낸다. 순환

모드 구간동안 스너버 커패시터(Ch)가 방전하면서 변압기 1차측으로 역 바이어스 전압이 걸리게 되고 이것은 순환전류를 거의 0으로 만들게 된다.

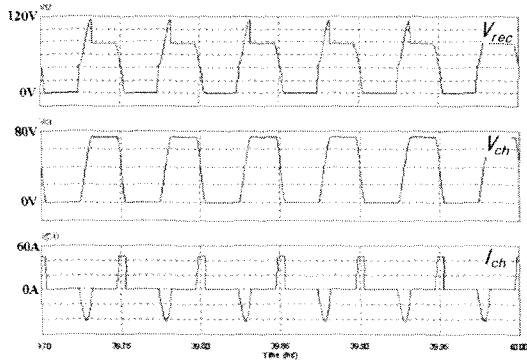


그림 7. 2차측 정류전압과 보조회로 커패시터 전압, 전류 파형
 Fig. 7. Waveforms of secondary rectifier voltage and holding capacitor voltage and current

그림 8은 진상-레그와 지상-레그의 ZVS, ZCS 파형을 나타낸다. 진상-레그의 스위치는 ZVS 동작을 하고 지상-레그의 스위치는 ZCS 동작을 하는 것을 볼 수 있다.

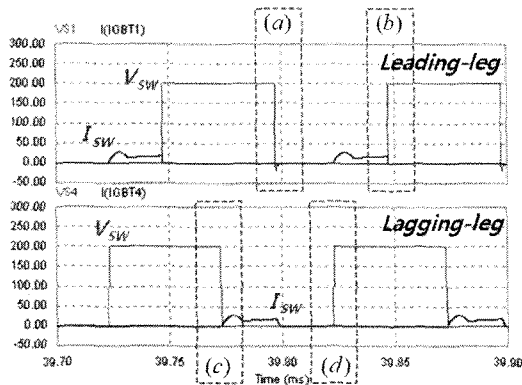


그림 8. ZVS, ZCS 파형
 Fig. 8. ZVS, ZCS waveforms

그림 9는 그림 8의 점선부분을 확대한 파형이다. ZVS 동작은 턴-온 시에만 동작하고 ZCS는 턴-온, 턴-오프 시 모두 동작되는 것을 알 수 있다.

본 논문에서 제안한 전역통과필터는 S_1 과 S_3 의 스위칭 신호는 변화하지 않고 S_2 와 S_4 스위칭 신호의 위상을 변화시켜 원하는 출력을 얻게 된다. 출력전압이 기

준전압보다 높을 경우에 S_1 과 S_2 의 또는 S_3 과 S_4 의 스위칭이 겹치는 구간을 적게 해주고, 반대로 출력전압이 기준전압보다 낮은 경우에는 스위칭이 겹치는 부분을 넓게 하여 원하는 출력전압을 얻을 수 있다.

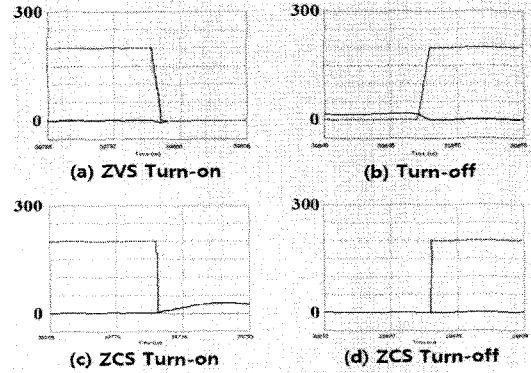


그림 9. 확대한 ZVS와 ZCS 파형
 Fig. 9. Enlarged ZVS and ZCS waveforms

5. ZVZCS 컨버터 실험

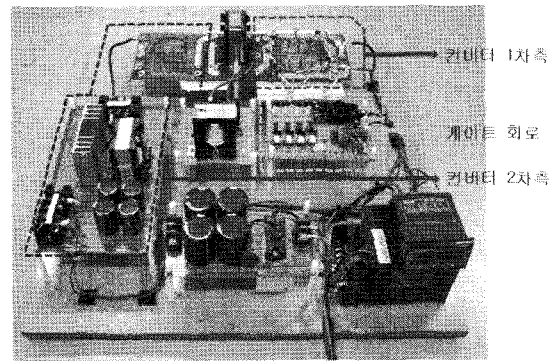


그림 10. ZVZCS PS-FB DC/DC 컨버터 축소 모델
 Fig. 10. Experimental setup of the ZVZCS PS-FB DC/DC converter

그림 10은 ZVZCS PS-FB DC/DC 컨버터의 축소 모델이다. 표 1의 사양에 따라 제안된 시스템의 유용성을 확인하기 위해 게이트회로 부분과 컨버터 1, 2차측 회로로 구성되는 1[kW] 축소 모델을 제작하였다. 전역통과필터 제어를 위한 마이크로컨트롤러는 ATmega_128을 사용하였으며 입력 측 전압은 200Vdc로 하여 실험하였다.

그림 11은 게이트신호(S_3 , S_4)파형과, 1차측 전압

전역통과필터를 이용한 ZVZCS PS-FB DC/DC 컨버터의 제어

(V_p) 그리고 1차측 전류(I_p)를 나타낸다. 그림에서 알 수 있듯이 변압기 1차측 순환전류가 환류구간동안 '영'으로 리셋되는 것을 확인할 수 있다.

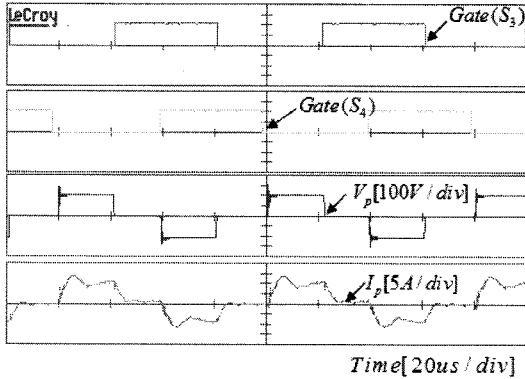


그림 11. 스위칭신호와 변압기 1차측 전압, 전류 파형
Fig. 11. Switching patterns and waveforms of primary voltage and current

그림 12는 2차측 정류전압(V_{rec})과 스너버 커패시터의 전압(V_{ch}), 전류(I_{ch}) 파형이다.

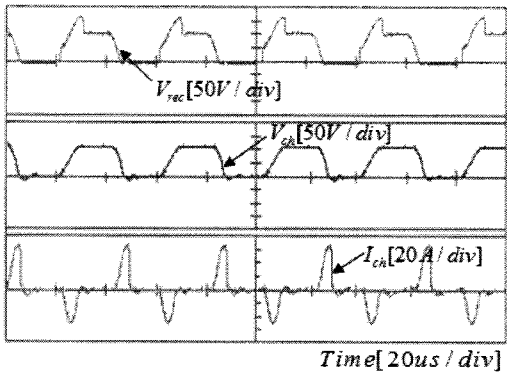


그림 12. 2차측 정류전압과 보조회로 커패시터 전압, 전류 파형
Fig. 12. Waveforms of secondary rectifier voltage and holding capacitor voltage and current

그림 13의 파형은 진상-레그 스위치(S_1, S_3)와 지상-레그 스위치의 ZVS, ZCS 동작 파형이다. 그림 8의 시뮬레이션 파형과 같이 스위치 동작 시 ZVZCS 동작이 이루어지는 것을 볼 수 있다.

그림 14는 그림 9의 실험파형이다. ZVS 동작은 턴-온 시에만 동작하고 ZCS는 턴-온, 턴-오프 시 모두

동작되는 것을 알 수 있다.

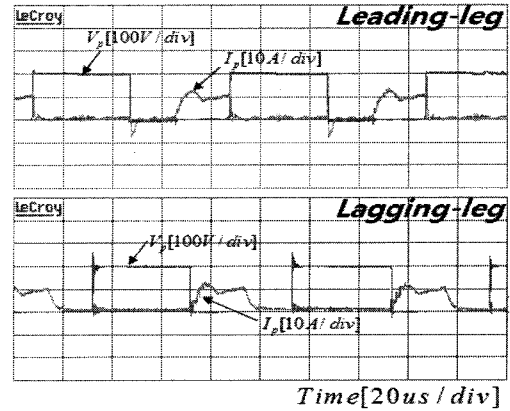


그림 13. ZVS, ZCS 파형
Fig. 13. ZVS, ZCS waveforms

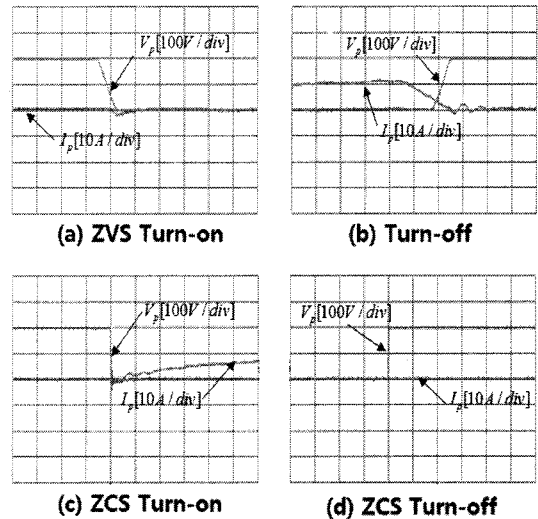


그림 14. 확대한 ZVS와 ZCS 파형
Fig. 14. Enlarged ZVS and ZCS waveforms

6. 결 론

본 논문에서는 2차측 보조회로를 가지는 ZVZCS 컨버터 제어를 위해서 전역통과필터를 사용하였다. 2차측 보조회로를 가지는 ZVZCS 컨버터는 수동소자로만 설계되어 회로구현을 간단하게 하였다. 기존의 방식보다 전류, 전압 스트레스가 작고 듀티 이용률이 높으며 소형·경량화 및 저 잡음특성 면에서 우수한 성능을 가진다. 제안된 전역통과필터 전압제어 방식

은 Phase shift 전용 IC와 그에 따른 보조회로가 필요 없으므로 저가격으로 설계할 수 있다.

본 연구는 국토해양부 미래철도기술개발사업의 연구비지원 (과제번호 07차세대고속철도A01)에 의해 수행되었습니다.

References

- [1] 백주원, 이영식, 정창용, 유동욱, 김흥근 “개선된 대용량 ZCT 풀 브릿지 DC-DC 컨버터에 관한 연구”, 하계 전력 전자학술대회 논문집, pp. 168~171, 2000.
- [2] 최욱돈, 이종필, 이재문, 김연준 “Ni-Cd전지용 충전 알고리즘을 이용한 고속전철용 ZVZCS형 충전장치개발”, 전력 전자학회 논문지, 제 5권 5호, pp. 493~500, 2000.
- [3] J. G. Cho, J. Sabate, G. Hua, and F. C. Lee, “Zero voltage and zero current switching full bridge PWM converter for high power applications”, IEEE PESC Rec. pp. 102~108, 1994.
- [4] R.L. Steigerwald, R.W. De Doncker, M.H. Kheraluwala, “A Comparison of High Power DC-DC Soft-Switched Converter Topologies”, IEEE Trans. IA, 5, pp.1139~1141, 1996.
- [5] 황현태, 이종규, 김혁, 이성백 “2차측에 보조회로를 장착한 풀 브릿지 PWM ZVZCS DC/DC 컨버터”, 대한전기학회 하계학술대회 논문집, pp. 1303~1305, 2000.
- [6] Tiecheng Sun, Peng Gao, and Hongpeng Liu. “Equivalent Switching Modeling of ZVZCS FB PWM Converter” IEEE TRANSACTIONS, pp. 268~272, 2002.

◇ 저자소개 ◇

조한진 (趙漢鎭)

1981년 6월 25일생. 2007년 호서대 전기공학과 졸업. 현재 성균관대 정보통신공학부 에너지시스템 석사과정.

이원철 (李元喆)

1977년 4월 9일생. 2003년 성균관대 전기전자컴퓨터공학과 졸업. 2004년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 동 대학원 박사과정.

이상석 (李相錫)

1959년 5월 20일생. 1985년 중앙대 전기전자공학과 졸업. 1987년 동 대학원 전기전자공학과 졸업(석사). 2009년 현재 성균관대 전자전기공학과 박사과정. 현재 (주)팩테크 대표이사.

이수원 (李洙原)

1968년 5월 4일생. 1991년 전북대 전기공학과 졸업. 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1998년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 2001~2006년 군산대 BK21 계약교수. 2006~2008년 연세대 BK21 연구교수. 2008년~현재 성균관대 BK21 연구교수.

원충연 (元忠淵)

1955년 5월 10일생. 1978년 성균관대 전기공학과 졸업. 1980년 서울대 공대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1991년 12월~1992년 12월 미국 테네시 주립대학 전기공학과 방문교수. 1999~2004년 한국 조명 전기설비 학회 편수위원. 2003~2004년 철도차량 표준화 포럼 회장. 2004년~현재 산업자원부 중기거점과제 운영위원. 2005~현재 IEEE Senior Member. 현재 성균관대 정보통신공학부 교수. 현재 서울도시철도공사 전동차 부품국산화 자문위원.