

병렬제어를 적용한 8kW급 영전압/영전류 풀 브릿지 DC-DC 컨버터 개발

盧民植[†]

Development of 8kW ZVZCS Full Bridge DC-DC Converter by Parallel Operation

Min-Sik Rho

요 약

본 논문에서의 병렬제어를 이용한 8kW급 대용량 영전압/영전류 풀 브릿지 DC-DC 컨버터의 개발 결과를 보인다. 본 논문에서는 효율적인 시스템 구성을 위해 4-병렬 단위 모듈 운전을 제안한다. 각 단위모듈은 위상 천이 풀 브릿지를 채택하고, ZVZCS 운전을 위해 간단한 보조 회로를 2차측에 추가하였다. ZCS를 위한 보조 회로 동작 로직은 환류 모드 구간에서 1차측 전류를 제거하도록 구현하였다. 또한 병렬 운전시의 출력 전류의 균등 제어를 위해 위상천이로직을 활용한 Charge Control 방식을 적용하였다. 전압 제어기는 DSP TMS320LF2406을 활용하여 4 모듈의 출력전류 및 출력전압을 A/D로 입력받아 구현하였다. 개발된 컨버터는 차량에 설치되는 고속 발전기용 전력 변환기에 장착되었으며, 구축된 모니터링 시스템으로 고속 발전기의 실제 운전 조건에서 데이터를 획득하여, 분석을 통해 그 성능을 입증하였다.

ABSTRACT

In this paper, development of the 8kW parallel module converter is presented. For a effective configuration of FB-PWM converter, this paper proposes 4-parallel operation of 2 kw-module. FB converter of 2-kW module is controlled by phase shift PWM and in order to achieve ZVZCS, the simple auxiliary circuit is applied in secondary side. In order to achieve ZCS, control logic for auxiliary circuit operation is designed to reset the primary current during free-wheeling period. For output current sharing of 4-modules, the charge control is employed. The charge control logic is designed with phase shift PWM logic. Voltage controller is implemented by using DSP(TMS320LF2406) with A/D conversion data of the output current and voltage of each module. The developed converter is installed in PCU(Power Conditioning Unit) for HSG(High Speed Generator) in a vehicle and health monitoring system is implemented for vehicle operation test. Finally, performance of the developed converter is proved under practical operation of HSG.

Key Words : ZVZCS, Full Bridge DC-DC Converter, Phase Shift PWM, Parallel Operation, Charge Control

1. 서 론

[†]교신저자 : 정회원, 신라대 자동차기계전자공학부 전임강사
E-mail : msrho@silla.ac.kr
접수일자 : 2007. 7. 30 1차 심사 : 2007. 8. 16
2차 심사 : 2007. 9. 3 심사완료 : 2007. 9. 6

최근 반도체 산업이나 컴퓨터의 발달과 더불어 산업 전반의 모든 분야에 전력의 수요가 크게 늘어나고 있으며, 전원 공급의 안정성에 대한 요구가 높아지고 있

다. 특히, 차량 시스템에서 활용되는 장비의 소비전력이 과거에 비해 매우 증가하고 있으며, 장착되는 전원 공급 장치는 높은 전력 밀도와 높은 변환 효율 및 높은 신뢰도를 요구하는 대 전력 시스템을 필요로 한다. 이런 대 전력 시스템을 현대의 컨버터로 설계할 경우 파워를 공급할 수 있는 소자의 한계, 경제적인 측면 및 효율 등의 경우에 있어 많은 단점이 있다. 이를 해결하고자 소 용량의 컨버터를 병렬 운전함으로써 대 용량의 컨버터를 구성할 수 있는 기법들이 제안되어 오고 있다^{[1][2]}. 다중 모듈로 대용량 시스템을 구성하는 경우 단위 소자의 용량 선택에 많은 여유가 있으며, 다중 모듈이 병렬로 연결되었으므로 한 모듈의 고장 시 나머지 모듈만으로도 부하 전류를 부담할 수 있어 전원 공급의 신뢰성을 높일 수 있으며 보수 및 유지 측면에서도 많은 장점을 갖는다. 그리고 용량이 다른 시스템을 설계하는 경우 모듈의 개수만 변화시키면 되므로 추가적인 설계 요구가 필요치 않으며 시스템 확장이 매우 용이하다.

본 논문에서는 차량 시스템에 장착되는 전력용량 8kW, 출력전압 28VDC를 갖는 대용량 DC-DC 컨버터를 개발 결과를 보인다. 대용량 DC-DC 컨버터의 고효율 설계를 위해 단위 모듈은 ZVZCS가 가능하도록 풀 브릿지 회로에 간단한 보조 회로의 추가하여 설계하였다^{[5][6][7][8]}. 본 논문에서는 풀 브릿지의 모든 스위치가 소프트 스위칭을 할 수 있도록 위상 천이(Phase Shift) 기법 및 위상천이 IC의 출력 로직을 이용하여 환류모드 구간에서 보조회로를 구동할 수 있는 보조회로 동작 로직을 설계하였다. 또한 단위 모듈의 4 병렬 운전을 위하여 Charge control 방식을 적용하였으며^[9], Charge control 회로를 위한 스위칭 로직을 위상 천이 IC의 출력 로직을 이용하여 구현하였다.

표 1 개발 컨버터 설계 사양
Table 1 The specification of the developed converter

시스템 기능	영전압/영전류 풀 브릿지 DC-DC 컨버터
정격출력용량	8kW(2kW x 4 Parallel)
정격입력전압	270VDC ~ 390VDC
정격출력전압	28VDC
스위칭주파수	60kHz
운전 방식	ZVZVS FB-PWM, Parallel operation
효율	87% 이상
단위모듈용량	2kW

개발된 8kW급 대용량 컨버터는 병렬제어를 위해 선

정한 기법 및 로직으로 설계 구현되었으며, 안정된 성능은 시뮬레이션과 실험을 통하여 입증되었다.

본 논문에서는 컨버터 설계를 위해 시스템 크기, 단위 모듈의 크기, 개수, 스위칭 주파수 및 트랜스포머의 크기 등을 고려하여 2kW-4병렬로 구성하였다. 개발한 시스템의 설계사양은 표 1과 같다.

2. 회로 방식의 선정 및 구현

2.1 회로 방식 선정

본 논문에서의 시스템과 같은 대 전력 회로에는 회로 효율 및 스위칭 소자의 전압 및 전류 부담 면에서 전 브리지(full bridge) 방식이 가장 적합하므로 전 브리지(full bridge) 방식을 채택한다. 시스템의 효율을 증대시키기 위해 기존의 전 브리지(full bridge) 회로에 간단한 보조 회로^{[4][5][6]}를 추가하는 방식을 채택하였으며, 모든 스위치가 소프트 스위칭을 할 수 있도록 하였다.

그림 1의 회로도에는 적용된 단위 모듈 컨버터의 구성도를 보여주고 있다. 대 전력 응용을 위해 IGBT가 사용되었으며, ZVS와 ZCS의 조합으로 만들어진 ZVZCS 기법^{[5][6][7]}이 전압원 FB-PWM 컨버터에서 전도 손실과 턴-오프 손실의 저감을 위해 효과적으로 사용되었다.

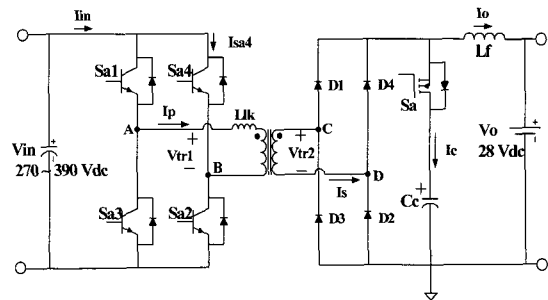


그림 1 영전압/영전류 풀 브릿지 DC-DC 컨버터 시험 구성도

Fig. 1 ZVZCS Full Bridge DC-DC Converter test configuration

기존의 페이저 쉬프트(phase-shift) 제어를 사용한 영전압 스위칭 컨버터의 단점인 유효 듀티 손실(effective duty loss)와 영 전압 스위칭 범위의 제한 문제가 보조회로의 동작으로 해결된다. 보조 회로가 환류(free-wheeling) 구간에서 1차측의 순환 전류를 제거하게 되므로 순환 전류로 인한 도통손실을 감소시킬 수 있으며 또한 래깅 레그(lagging leg : Sa2, Sa4) 스위치의

영전류 스위칭을 이룰 수 있다^{[4][5][6][7]}.

2.2 적용된 스위칭 로직 및 동작 원리

본 논문에서는 2 차측에 보조회로를 장착한 ZVZCS FB 컨버터^{[4][5][6]}를 채택하였다. 채택된 FB 컨버터의 안정된 ZVZCS 동작을 위한 스위칭 로직은 위상 천이 로직과 위상천이 로직에 동기화되어 제안된 보조회로 동작 로직에 의해 구현되었다. 그림 2는 본 논문에서 단위 모듈인 FB-PWM 컨버터를 ZVZCS 스위칭하기 위해 구현한 동작 로직이다.

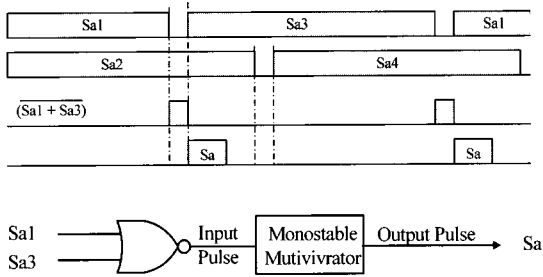


그림 2 구현된 영전압/영전류 풀 브릿지 DC-DC 컨버터의 스위칭 로직

Fig. 2 The implemented switching logic for ZVZCS Full Bridge DC-DC Converter

스위칭 로직 Sa1 ~ Sa4는 위상천이 제어에 의해 1차측 주 스위치를 ZVS로 동작시키기 위한 출력이며, ZCS 동작을 위한 보조회로 게이팅 로직은 1차측 리딩 레그 (leading leg) 스위치(Sa1과 Sa3)의 게이팅 신호의 로직 조합에 의해 Monostable Multivibrator(CD4528) IC를 동작시키는 입력펄스를 만든다. 이 입력 펄스는 데드타임 구간에서 형성되며, 이 입력에 의한 보조회로를 위한 게이팅 신호가 만들어진다.

그림 3은 구현된 스위칭 로직에 의한 벡 모드 동작의 기본 동작 파형을 보여 주고 있다.

T0에서 Sa1이 턴-온하고 입력 전압이 누설 인덕터 Llk에 가해져 1차측 전류는 T1에서 부하전류의 1차측 반영치와 같아질 때까지 증가한다. T1에서 Sa1과 Sa2가 도통하여 1차측 에너지가 트랜스포머를 통하여 2차측으로 전달된다. 이때 2차측에 연결된 보조 스위치의 역 병렬 다이오드를 통해 커패시터 Cc에 에너지가 충전된다. 2차측 보조 회로의 전류 Ic는 영(0)이 될 때까지 선형적으로 감소하면 T3에서 Sa1이 턴-오프하고 1차측 전류는 스위치 Sa1의 기생 커패시터 C1을 충전하고 스위치 Sa3의 전

압을 영(0)으로 감소시켜 스위치 Sa3 의 영전압(ZVS) 턴-온을 이루게 된다. 이 때 보조 스위치 Sa가 턴-온하면 보조 커패시터의 전압이 1차측에 반영되어 누설 인덕터에 역 전압을 가해주게 되므로 1차측 전류는 영(0)으로 감소하게 되어 환류(free-wheeling) 구간의 전류가 제거되므로 래깅 레그(lagging leg) 스위치는 영 전류(ZCS) 턴-오프 동작을 하게 된다.

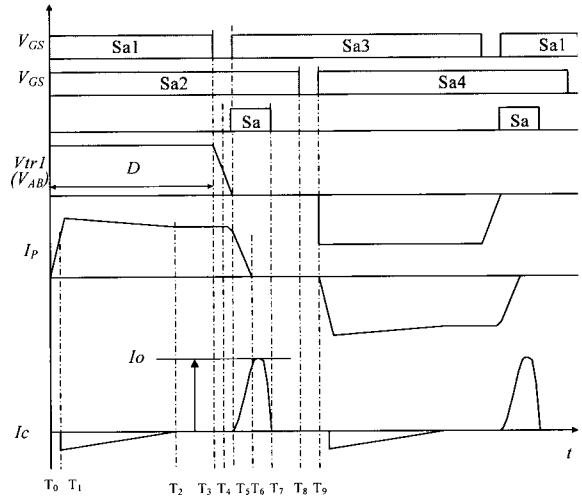


그림 3 영전압/영전류 풀 브릿지 DC-DC 컨버터 동작 기본 파형

Fig. 3 Operational waveform of ZVZCS Full Bridge DC-DC Converter

벡 모드 동작원리는 그림 4와 같이 스위칭 반주기 동안 8개의 동작모드로 나누어 설명 할 수 있다^{[6][7]}.

Mode 1 (T0-T2) :

T0에서 Sa1가 도통된 상태에서 Sa2가 턴-온되면 1차측 입력 전압 Vin이 누설 인덕터 Llk에 가해져 1차측 전류 Ip는 Vin/Llk의 기울기로 부하 전류의 1차측 반영치와 같아질 때까지 증가한다. 1차측 입력 에너지는 트랜스포머를 통해서 2차측으로 전달된다. T1에서 증가된 2차측 정류 전압이 보조 스위치 Sa의 역 병렬 다이오드를 도통시킨다. 이때 1차측 에너지가 보조 커패시터 Cc를 충전하게 된다. 따라서 1차측 전류 Ip는 식 (1)과 같이 감소하고 보조 커패시터 Cc에 흐르는 전류 Ic는 식 (2)와 같다.

$$I_p(t) = \frac{1}{Llk} (Vin - \frac{Vc}{n})t \tag{1}$$

$$Ic = \frac{I_p}{n} - Io \tag{2}$$

여기서, n 은 1, 2차측 변압기의 턴수 비, V_c 는 보조 커패시터 C_c 전압, I_c 는 보조 커패시터 C_c 로 흐르는 전류를 나타낸다.

Mode 2 (T2-T3) :

보조 커패시터 C_c 의 전압이 1차측에서 반영된 전압치와 같을 때 보조 스위치 S_a 의 역병렬 다이오드는 오프되고 2차측 정류전압 V_{rec} 는 식 (3)과 같다. 이 구간동안 S_{a1} 과 S_{a2} 는 계속 온(on) 상태를 유지한다.

$$V_{rec} = n V_{in} \tag{3}$$

Mode 3 (T3-T5) :

주어진 스위치 주기에 의해서 T3에서 S_{a1} 이 턴-오프되면 1차측에 반영된 2차측 부하 전류는 S_{a1} 의 기생 커패시터를 충전시키고 S_{a3} 의 기생 커패시터를 방전시킨다. 이 때 스위치 S_{a1} 의 전압은 선형적으로 식 (4)와 같이 증가한다. S_{a3} 의 기생 커패시터의 방전이 끝나면 스위치 S_{a3} 의 전압이 영(0)으로 감소하여 역 병렬 다이오드 D3가 도통된다.

$$V_{sa1}(t) = \frac{nI_o}{C_1 + C_3} t \tag{4}$$

Mode 4 (T5-T6) :

D3가 도통되면, 즉 스위치 S_{a3} 의 전압이 영(0)이 되면 S_{a3} 는 영 전압 턴-온(ZVS)을 이루게 되고 1차측 전류 I_p 는 D3와 S_{a2} 를 통해서 환류한다. 이때, 1차측 환류 전류를 리셋하기 위하여 보조 스위치 S_a 가 턴-온되면 2차측 정류 전압은 보조 커패시터의 전압 V_c 가 된다. 이 전압은 1차측에 인가되어 누설 인덕터에 역 전압을 가해주어서 1차 전류 I_p 는 $-V_c/nLl_k$ 의 기울기로 영(0)이 될 때까지 감소하여 환류 구간의 전류가 제거된다. 그리고 보조 커패시터의 전류 I_c 는 I_o 가 될 때까지 증가하게 된다.

Mode 5 (T6-T7) :

1차 전류 I_p 가 영(0)이고 보조 스위치 S_a 가 온(on) 상태이므로 정류 다이오드는 모두 오프 된다. 이 구간동안 1차측 전류는 영(0)으로 유지되고 보조 커패시터 C_c 는 전 부하 전류를 공급한다.

Mode 6 (T7-T8) :

S_a 가 턴-오프 하면 2차측 전압은 영(0)이 된다. 이때 2차 부하 전류는 정류 회로를 통해 환류하고 1차측 전류는 흐르지 않는다.

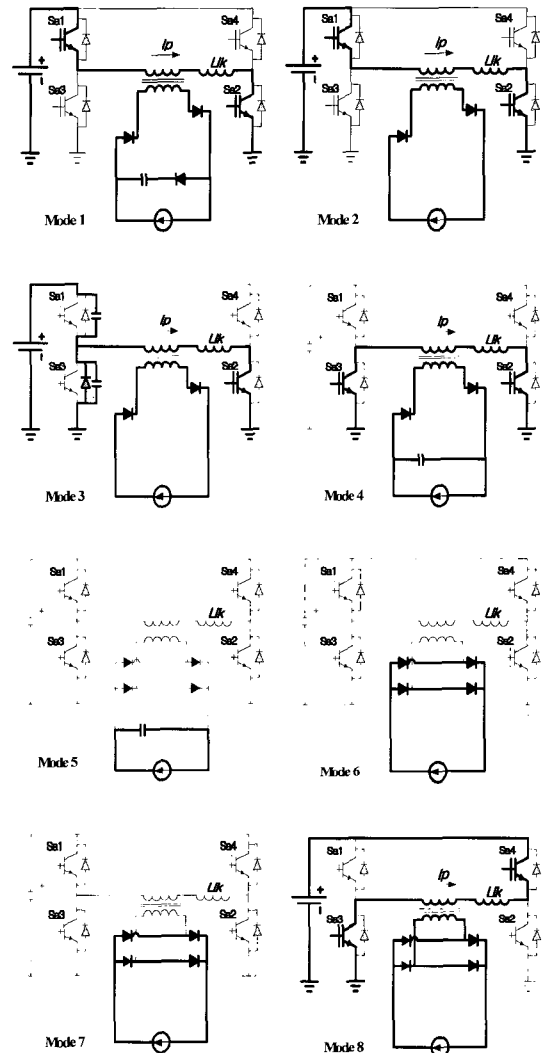


그림 4 영전압/영전류 풀 브릿지 DC-DC 컨버터 동작 모드

Fig. 4 Operation mode diagrams of ZVZCS Full Bridge DC-DC Converter

Mode 7 (T8-T9) :

1차측에 전류가 흐르지 않는 상태이므로 S_{a2} 는 영 전류 턴-오프(ZCS)를 이루게 된다. 이 구간은 S_{a2} 와 S_{a4} 사이의 데드 타임(dead time)이다.

Mode 8 (T9 이후) :

S_{a4} 가 턴-온되면 1차측 전류는 $-V_{in}/Ll_k$ 기울기로 증가한다. 트랜스포머의 자속 균형을 맞추기 위해 전압 극성이 반전되는 것을 제외하고는 앞의 반주기 동안의 동작과 같다.

2.3 Charge control 방식에 의한 입력 전류 균등 제어에 의한 4-병렬 운전

본 논문에서는 8kW 컨버터의 설계를 위해 2kW 단위 모듈 4개의 병렬운전방식을 제안한다. 병렬 운전을 위한 전체적인 제어 구성도는 그림 5와 같다. 전체적인 제어 흐름도를 살펴보면, 그림 5의 설계에 나타나듯 정전압 출력 제어를 위해 전압 제어기를 DSP(TMS320LF2406)로 구성하고, 자체 내장된 AD 컨버터에 의해 단위 모듈의 전류가 입력되며, 단위 모듈의 동작 시 발생할 수 있는 비상용 에러를 모니터링 하도록 설계하였다.

디지털 제어 기법을 전압 연산 및 전류 연산에 적용하여 각 단위 모듈의 기준 전류 값 형성 시 아날로그 연산보다 연산 오차에 줄일 수 있어 제어기 성능의 불안정함을 극소화 할 수 있다. DSP내의 PI 전압제어기는 현재의 출력전압을 feedback 받아 4개의 단위 모듈에 인가할 공통의 전류 레퍼런스를 생성하여 DSP 직렬 주변기기 인터페이스(SPI)를 통하여 각 4 개의 모듈의 전류 지령치로 인가한다. 이 전류 지령치는 각 모듈의 PI 전류 제어기에 입력되어 각 단위 모듈 내에서 feedback된 현재의 출력 전류와의 전류 오차 신호를 만든다. 생성된 전류 오차 신호는 입력 전류를 Charge control 방식에 의해 적분한 삼각파신호(Vramp)와 위상천이 IC내에서 비교 연산이 수행된다. 각 4개의 모듈은 위상천이 IC의 비교 연산기의 출력을 이용하여 PWM의 ON duty 주기를 증감 제어함으로써 4개의 모듈의 입력 전류를 균등하게 제어할 수 있다. Charge control 방식은 전류형 변압기를 이용하여 각 단위 모듈의 입력 전류를 캐패시터에 충전하는 방식으로 전류를 적분하는 형태이기 때문에 커패시터에 적분되는 전압 Vramp는 아래의 식과 같이 표현되어진다.

$$V_{ramp} = \frac{1}{C_T} \int_0^{DT_s} i_p dt = \frac{1}{C_T} I_p DT_s \quad (5)$$

여기서, I_p 은 트랜스포머의 1차측 평균 전류, T_s 는 스위칭 주기, D 는 On Duty 주기이다. 여기서 C_T , T_s 는 고정된 값이므로 결국 V_{ramp} 는 $I_p D$ 의 값에 의해 결정된다. 병렬 운전을 위한 Charge control 기법은 각 리딩 레그(leading-leg) 스위치가 턴-오프 될 때 캐패시터에 병렬로 연결된 리셋 스위치를 동작시켜 캐패시터의 적분 전압을 영으로 만들어 주어야만 다음 반주기내의 정확한 전류량을 계산할 수 있다. 리셋 스위치를 위한 입력 신호는 위상 천이 로직의 출력 신호의 조합에 의해 구성될 수 있으며 데드타임 구간에서 출력된다. Charge control

을 위해 구현한 리셋 로직은 식(6)과 같으며 제어회로는 그림 6과 같다.

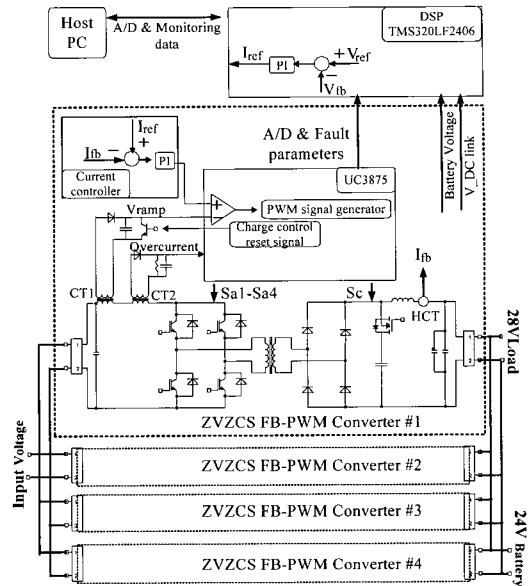


그림 5 제안된 4-병렬제어 블럭도
Fig. 5 Block diagram of the proposed 4-parallel operation

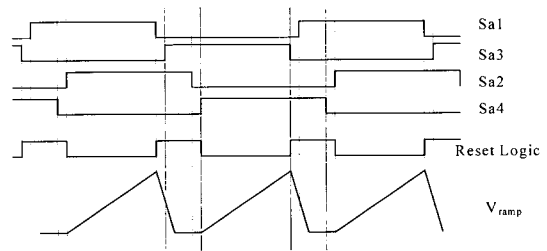


그림 6 Charge Control 제어를 위한 리셋 로직
Fig. 6 Reset logic for charge control

$$S_{reset} = \overline{(Sa2 \cup Sa3)} \cap (Sa4 \cup Sa1) \quad (6)$$

식(6)에 따라 리셋 신호를 만들면 Full Duty가 되었을 때도 데드타임 구간에 의해 최소의 리셋 신호 구간을 보장할 수 있게 된다. 따라서 Full Duty 때에도 정상적인 삼각파(Vramp)를 만들어 낼 수 있어 제어회로의 오동작을 막을 수 있다.

따라서 Charge control 방식에 의해 4개의 모듈 입력 전류 및 출력 전류가 균등 제어되며, 동일한 출력 부하 전류를 분담하게 된다.

3. 2kW 단위 모듈 동작 시뮬레이션

본 논문에서는 2kW 단위 모듈의 시뮬레이션을 위한 회로를 그림7과 같고 구성하고 시뮬레이션은 PSIM 4.1로 수행하였다.

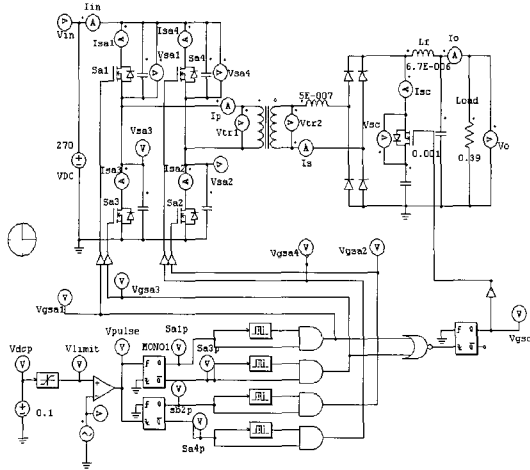


그림 7 영전압/영전류 풀 브릿지 DC-DC 컨버터 시뮬레이션 모델
Fig. 7 Simulation model of ZVZCS Full Bridge DC-DC Converter

다음 그림 8은 단위 모듈에 2kW 부하 인가시의 스위치 입력단의 본 논문에서 제안한 스위칭 파형과 1차측 전류를 나타낸 것이다.

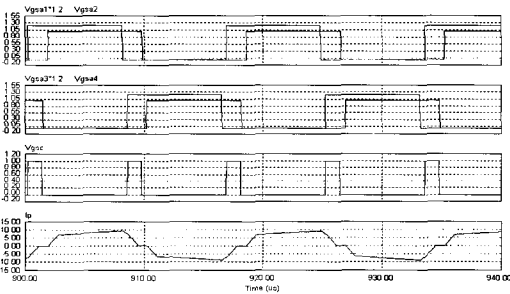


그림 8 2kW 부하 시 ZVZCS 컨버터 동작 파형
Fig. 8 Operational waveforms of ZVZCS Converter under 2kW loading

구현된 로직에 따라 ZVZCS로 동작되는 1차측 전류 파형을 볼 수 있다.그림 9의 시뮬레이션 결과는 2kW 부하 인가 시의 정상동작 파형으로 유효 듀티는 0.9로 설정하였다.

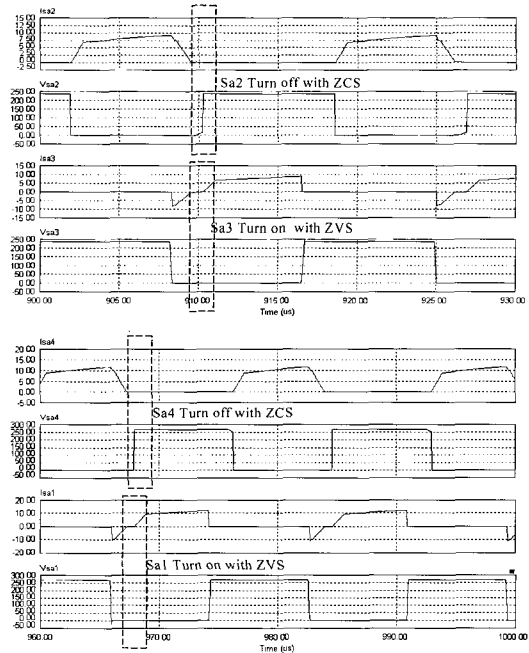


그림 9 2kW 부하 시의 ZCS 턴-오프와 ZVS 턴-온 구간에 대한 파형
Fig. 9 ZCS turn-on and ZVS turn-off period under loading 2kW

단위 모듈의 각 스위치의 ZCS 턴-오프와 ZVS 턴-온 구간에 대한 파형을 볼 수 있다. 환류 구간에서 1차측 전류가 보조 스위치의 동작으로 영(0)으로 감소하는 것을 확인할 수 있다. 이를 통하여 래깅 레그(lagging leg : Sa2, Sa4) 스위치들의 영 전류 스위칭이 이루어짐을 알 수 있다.

4. 실험 결과

그림 10은 개발한 8kW급 영전압/영전류 Full Bridge DC-DC 컨버터 시스템이 장착된 고속 발전기용 전력변환장치(PCU)의 전체 사진이다.

PCU는 강압용 영전압/영전류 풀 브릿지 DC-DC 컨버터 외에 승압용 부스트 컨버터를 포함해서 인버터 등으로 구성되나, 다른 전력 변환 장치의 해석 및 개발은 타 논문에서 분석될 것이다. 실선으로 표시된 영역이 본 논문에서 제안하고 분석 및 개발한 부분으로, 4개의 단위 모듈 영전압/영전류 풀 브릿지 DC-DC 컨버터, 전압 제어기용 DSP 보드 및 전류센서와 필터박스가 나타나있다. 트랜스포머 및 파워 스위칭 소자는 제어기의 아래에 장착되어져 있다.

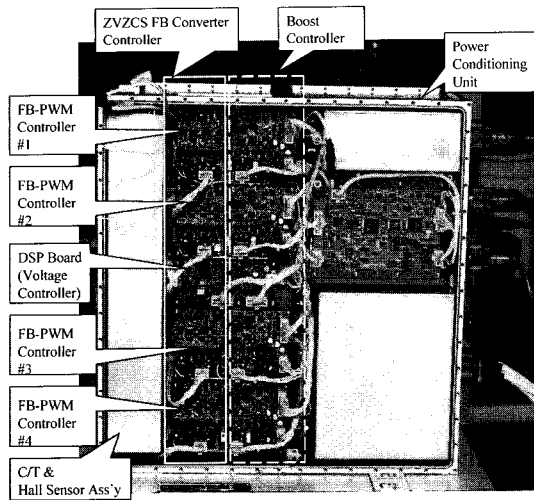


그림 10 PCU 시스템에 장착된 개발 컨버터 사진
 Fig. 10 Photograph of developed converter installed in PCU

본 논문에서의 설계한 컨버터의 주요 설계 파라미터는 표 2와 같다.

표 2 개발 컨버터 설계 사양
 Table 2 The design specification of developed converter

PWM controller	UC-3875
스위칭 주파수	60kHz
보조 스위치 On time	1.2 us
정류 다이오드	STPS160H100V, STMicro
고주파 트랜스포머	PQ5050
고주파 트랜스포머 턴비	15 : 2
고주파 트랜스포머 Llk	0.5 μH
주 스위치 IGBT	SGH80N60
보조 스위치 MosFET	IXFN200N07
출력 필터 리액터	CM508060, 6.7 μH
2차측 보조 컨덴서(Cc)	50 μF

그림 11의 파형은 영전압/영전류 풀 브릿지 DC-DC 컨버터 단위 모듈에 대한 동작 파형을 나타낸다. Channel 1은 단위모듈의 2차측 출력 전류(Io)를 Hall C/T(current transformer)로 출력 전압(C/T out)을 나타낸 것이며, Channel 2는 출력 전압의 리플 전압(Vo ripple), Channel 3은 1차측 트랜스포머 전압(Vtr1), 그리고 Channel 4는 1차측 트랜스포머 전류(Ip)를 나타낸다.

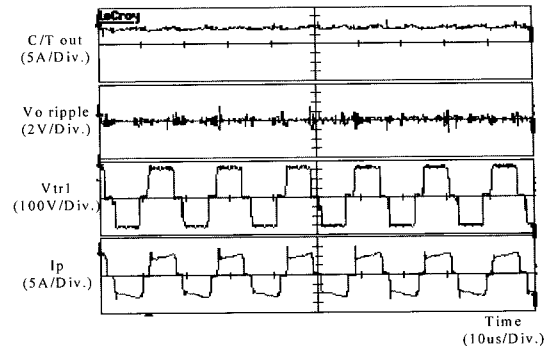


그림 11 영전압/영전류 풀 브릿지 DC-DC 컨버터의 동작 파형(8.10kW부하)
 Fig. 11 Operational waveforms of ZVZCS Full Bridge DC-DC Converter under 8.10kW loading

출력 전압은 27.9VDC, 컨버터 4 모듈 총 출력 전류(Io)는 72.5A이며, 입력 전압 308.6VDC, 입력 전류는 29.8A로 측정된다. 계산된 출력 파워는 8.10kW이며, 효율은 88%로 나타난다.

그림 12는 정상 동작 상태에서 1개의 단위 모듈에서의 병렬 운전을 위한 Charge control 회로의 동작 파형 및 이에 따른 전류의 출력 결과를 나타낸다.

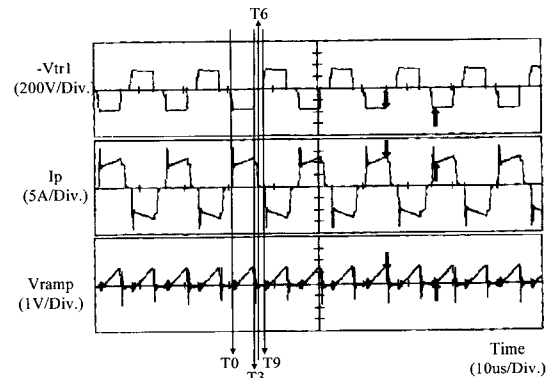


그림 12 Charge control 방식에 의한 동작 파형
 Fig. 12 Operational waveform by charge control

Channel 1은 트랜스포머 1 차측 전압(-Vtr1), Channel 2는 1 차측 전류 파형(Ip) 그리고 Channel 3은 Charge control 방식을 적용하기위해 입력 전류와 제안된 리셋 방식으로 만든 삼각파(Vramp) 신호이다. 개발된 단위 모듈이 제안된 스위칭 로직으로 ZVZCS 동작 및 Charge control 방식의 운전이 잘 이루어짐을 알 수 있다.

그림 13은 차량 장착 상태에서의 개발된 컨버터의 운

전 파형을 나타낸다. 본 데이터는 차량 운전 상태에서 모니터링 시스템으로 획득한 데이터이며, 샘플링 타임은 50ms(20개 / 1초)이다. 위에서부터 컨버터 출력 전압 28VDC, 고속 발전기의 교류전압을 정류한 컨버터 입력 전압 그리고 컨버터 내의 4 모듈의 각 출력 전류이다. 본 시험에서의 운전 부하는 차량에 장착된 DC 모터 동작 부하 및 차량에 장착되어 전력 소모 중인 배터리의 충전 부하이다.

고속발전기의 운전 모드를 살펴보면, 먼저 고속발전기 운전 속도는 2080sec까지는 동일한 회전수 운전으로 컨버터에 입력되는 정류전압이 320VDC로 유지된다. 이 구간에서 컨버터의 부하에 대한 출력 상태를 살펴보면, DC 모터의 운전 부하 및 배터리의 충전에 의한 부하에 출력 전력이 발생함을 알 수 있고, 이에 따라 28VDC의 정전압 출력을 유지한 상태에서 4개의 모듈에서 균등한 출력 전류가 흐름을 알 수 있다. 그리고 충전 작용에 의해 배터리를 위한 충전 전류는 줄어들고, 정상 상태 부하인 DC 모터 부하를 위한 4 모듈의 병렬제어에 의한 전력의 소비가 발생함을 알 수 있다.

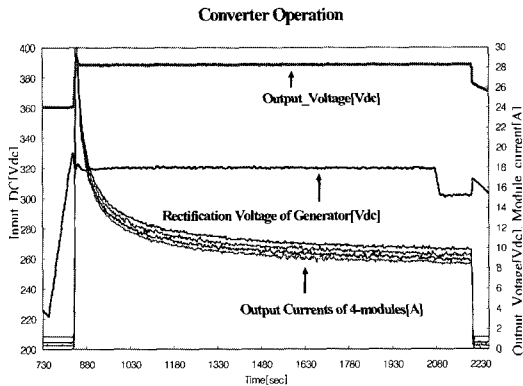


그림 13 차량 부하에서의 컨버터 동작 파형
Fig. 13 Operational waveform of the developed converter under vehicle operation

그리고 2080 sec부터 2230sec까지는 고속 발전기의 운전 프로파일에 따라 속도 변경이 발생하여 컨버터에 입력되는 정류 전압이 약 300VDC로 강하된 구간이다. 이 구간에서도 입력전압이 설계된 정격 영역에 해당됨으로 28VDC 정전압제어와 4 모듈이 DC 모터 부하에 의한 앞 구간과 동일 전류를 출력하고 있음을 알 수 있다. 그리고 2230sec 구간에서는 차량 시스템에서 먼저 컨버터와 발전기를 차례로 정지하는 시점이다. 이 시점에서 보면 컨버터의 정지로 고속 발전기 시스템에 갑작스런 부하제거로 발전기를 회전시키는 주 엔진의 속도에 순간적인 오

버슈터가 발생하며, 이 현상이 정류 전압에도 반영되어 정류 전압에도 오버슈트가 발생함 됨을 알 수 있다. 2230sec 이후 구간은 시스템 정지구간으로 발전기 회전 시스템이 기계적인 관성력으로 인해 서서히 정지됨을 알 수 있다.

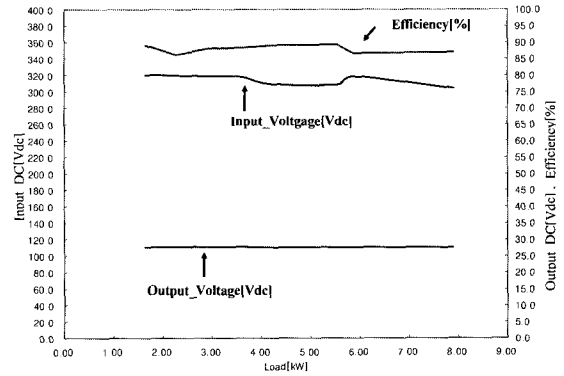


그림 14 정격 부하에서의 시험 결과
Fig. 14 Field test under rated loading

그림 14는 개발된 영전압/영전류 Full Bridge DC-DC 컨버터의 효율을 측정하기 위해 운전 시 정격 입력 전압에 부하 시험을 수행한 결과이다. 전체적인 효율이 약 88%로 나타남을 알 수 있다.

5. 결 론

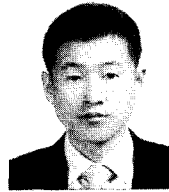
본 논문에서는 8kW급 대용량 영전압/영전류 풀 브릿지 DC-DC 컨버터의 개발 결과를 보였다. 효율적인 시스템 개발을 위해 병렬 운전 기법을 채택하고 ZVZCS로 동작하는 풀 브릿지 단위 모듈을 설계하였다. FB 컨버터 운전은 Phase shift 제어 기법과 출력 측에 간단한 보조회로를 추가하고 본 논문에서 설계한 로직 및 회로의 구현으로 ZVZCS가 가능하도록 개발되었다. 병렬 제어의 기법으로 Charge control 방식의 전류 제어 방식을 채택하였다. Charge control 기법은 Peak current mode control에 비해 노이즈에 둔감하여 안정된 제어의 구현이 가능하며 전류의 적분치를 제어하기 때문에 정 전력 제어에 매우 용이하다. 본 논문에서의 연구응용분야는 차량 시스템에 장착되어 차량에서 필요로 하는 전원을 공급하는 직류 전원공급 장치이다. 이에 따라 본 논문에서는 차량 운전 상태에서 소비 전력 감시 및 필드 테스트 시의 성능 평가를 위한 소비 전력의 주요 데이터 저장 시스템 및 헬스 모니터

링 시스템을 DSP 보드를 활용하여 구축하였다. 개발된 컨버터는 차량에 직접 장착되어 고속 발전기에서 출력되는 실제 부하 조건에서 그 성능을 입증하였다.

참 고 문 헌

- [1] Jung-Won Kim, Hang-Seok Choi and Bo Hyung Cho, "A novel droop method for converter parallel operation", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Volume 17, Issue 1, pp. 25-32, 2002, Jan.
- [2] H. S. Choi, J. W. Kim, J. H. Lee, and B. H. Cho, "Modeling, analysis and design of 10 kW parallel module zero-voltage zero-current switched full bridge PWM converter," *Proc. of APEC'00 Rec.*, pp. 321-326.
- [3] Jung-Won Kim, Jung-Sik Yon and B.H. Cho, "Modeling control and design of input-series-output-parallel-connected converter for high-speed-train power system," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol 48, Issue 3, pp. 536-544, 2001, June.
- [4] J. A. Sabate, V. Vlatkovic, R. B. Ridley, F. C. Lee, and B.H. Cho, "High voltage high power ZVS full bridge PWM converter employing active snubber," *IEEE APEC Rec.* pp. 158-163, 1991.
- [5] 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 Trans. Power Electron.*, vol. 11, pp. 622-628, 1996, July.
- [6] J. G. Cho, G. H. Rim, and F. C. Lee, "Zero voltage and zero current switching full bridge PWM converter secondary active clamp," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 13, pp. 601-607, 1998, July.
- [7] K. Wang, F.C. Lee, and J. Lai, "Operation principles of bi-directional full-bridge DC/DC converter with unified soft-switching scheme and soft-starting capability," *Proc. of IEEE APEC 2000*, pp. 111-118.
- [8] K. Wang, L. Zhu D. Qu, J. Lai and F. C. Lee, "Design, implementation, and experimental results of bi-directional full-bridge DC/DC converter with unified soft-switching scheme and soft-starting capability," *Power Electronics Specialists Conference, 2000. PESC 00. 2000 IEEE 31st Annual Vol 2*, pp.1058-1063, 18-23, 2000, June.
- [9] W. Tang, F.C. Lee, R.B. Ridley and I.Cohen, "Charge control; modeling, analysis, and design," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 8, no. 4, pp.396-403, 1993, Oct.

저 자 소 개



노민식(盧民植)

1971년 9월 10일생. 1996년 창원대 공대 전자공학과 졸업. 1998년 동 대학원 전자공학과 졸업(석사). 2004년 동 대학원 전자공학과 졸업(공학박). 1999년~2006년 삼성테크윈 파워시스템 연구소 선임연구원. 2006년~현재 신라대 자동차기계·전자공학부 전임강사.