

4-병렬 제어 기법을 적용한 6kW 영전압 스위칭 승압형 컨버터 개발

論 文

58-1-14

Development of 6kW ZVS Boost Converter by 4-Parallel Operation

盧民植[†]
(Min-Sik Rho)

Abstract - This paper presents development of 6kw ZVS(Zero Voltage Switching) boost converter by 4-parallel operation. To realize a high capacity converter with 6 kw, 4-parallel operation of 1.5kW unit module is proposed in this paper. To meet high ratio input to output voltage, isolated type booster converter is designed. To achieve ZVS operation of 4-switches of full bridge and protect a voltage overshoot caused by switch turn-off, simple active-clamp circuit is applied to the primary side. For parallel operation of 4-modules, master-slave control method is proposed to achieve input current sharing of 4-unit converter modules accurately. For performance tests, simulation is carried out. Also, load and experimental tests of the developed booster converter, 230Vdc/6kW, are carried out under various conditions. For field tests, the developed converter is applied for boosting a battery power to high DC_link voltage for a VSI inverter which starts a micro-turbine(MT) installed in vehicle and it's performance is verified through high speed motoring a MT up to tens of thousands of rpm.

Key Words : Boost, DC DC converter, Isolated boost, Active clamp, Parallel Operation

1. 서 론

오래된 배터리나 연료전지와 같이 직류형 전원 시스템을 응용한 전력기기의 이용이 급증하고 있다. 이러한 요구는 기존의 기계적 동력 시스템에 전기적 동력을 결합한 차량형 응용에서 요구하는 전력 시스템에 대한 개발 급증과 더불어 화석 연료의 가격상승 및 자원고갈에 의한 독립 전력 생산 시스템의 개발과 응용의 각광에 따른 것으로 판단된다. 예를 들면 하이브리드 자동차, 연료전지 인버터 시스템 및 마이크로 터빈 등이 대표적인 예로 들 수 있다. 이러한 이동형 혹은 독립형 직류 응용 시스템에서 필수적으로 요구되는 장치가 직류 전압의 승/강압 장치이다. 이 시스템들에는 인버터 시스템이 필수적으로 응용된다. 따라서 낮은 직류 전원 혹은 배터리 전원을 인버터의 DC_link 전원 공급 전압으로 높이기 위한 승압형 컨버터와 운전 중 에너지 저장을 위한 충전용 직류 강압 시스템이 꼭 필요하다. 그리고 시스템의 용량이 증가함에 따라 이러한 승/강압 장치의 용량도 대용량으로 바뀌고 있는 추세이다. 본 논문에서는 입력 전압 24Vdc를 230Vdc로 변환하는 6kW 대용량 승압형 컨버터의 개발 결과를 보인다. 설계된 컨버터는 1.5kW의 단위 모듈을 4병렬 운전함에 의해 효율적인 대용량 시스템을 구성하였다. 병렬운전은 하나의 주 제어 컨버터 모듈에만 센서 및 제어기를 두고 출력전압의 에러를 연산하며, 나머지 모듈은

주 제어 모듈의 입력 전류 기준 명령에 따라 전류 에러를 보상하는 Master-Slave 방식을 적용하였다. 단위 모듈은 높은 승압비를 만들기 위해 절연형 풀 - 브릿지 회로를 적용하고, 1차측에 능동클램프 기능을 위한 간단한 보조회로를 추가함으로써, 모든 1차측 스위치가 영전압 스위칭이 가능하도록 로직을 설계하였다[1][2][3][4]. 또한 절연 부스트 컨버터의 기동 시의 스위치에 걸리는 과전압 제한을 위한 기동 모드 로직을 제안하였다[3]. 개발된 시스템은 독립전력 생산 장치인 마이크로 터빈의 시동용 인버터의 DC Link 전원 단 전원 공급 장치로 사용되었다. 마이크로터빈은 항공용 가스 터빈 엔진에 초고속 영구 자석형 발전기를 연결하여 독립적인 장소에서 AC 및 DC 전력을 생산할 수 있는 장치이다. 가스터빈 엔진의 시동 시에는 입력(배터리) 전압을 승압하여 인버터에 고압의 DC link 전압을 공급하며, 인버터의 고속 발전기를 고속 모터링하여 가스터빈을 고속 회전시킨다. 이에 의해 가스터빈 내에 연소를 위한 공기를 유입하고 점화 장치에 의해 점화 및 시동이 이루어진다. 가스터빈 엔진이 정격속도에 이르면 인버터의 회전력 없이 연료의 연소에 의해서만 운전되며 영구 자석형 발전기는 고주파의 AC 전력을 생산한다. 이 고주파 AC 전력은 DC 전력으로 정류되며, 다시 인버터를 이용하여 60Hz의 가정용 AC 전원과 강압형 DC DC 컨버터를 이용하여 직류 전원 및 배터리 충전 에너지로 사용된다. 본 논문에서는 개발된 승압형 컨버터의 성능 입증을 위하여 단위 모듈의 기능 테스트, 부하 테스트 및 마이크로 터빈에서의 시동 운전 시의 인버터에서 소모하는 부하 시험을 실시하였다.

[†] 교신저자, 正會員 : 新羅大 工大 電子工學科 教授 · 工博
E-mail : msrho@silla.ac.kr

接受日字 : 2008年 11月 17日

最終完了 : 2008年 12月 16日

2. 개발 시스템 구성 및 동작 원리

본 논문에서의 개발 시스템은 부스트 컨버터의 최대 출력이 6kW인 대용량 시스템으로 단일 모듈로 시스템을 구성하는 것은 단위 소자의 제한, 효율, 무게 그리고 부피 등을 고려할 때 단점이 많다. 이러한 단점을 극복하기 위해 최적화된 소용량 단위 모듈을 설계하고 다중 모듈을 병렬 운전하는 구성 방식을 적용하였다. 단위 모듈의 병렬 제어 방식에 의한 대용량 시스템 설계 방식은 용량이 다른 시스템을 설계하는 경우 시스템의 큰 설계 변경 없이 단위 모듈의 수량 변화 및 간단히 제어회로 추가만으로도 시스템을 확장할 수 있는 큰 장점을 가진다.

그리고 본 논문의 부스트 컨버터(boost converter)의 사양은 입력 전압이 낮고 입력 전류가 높아 트랜스포머의 누설 인덕턴스에 의해 전류의 변화속도(di/dt)가 제한이 되며 이는 과도 시간을 증가시켜 스위칭 주파수를 제한하게 된다. 이러한 누설 인덕턴스로 인한 스위칭 주파수 제한은 단위 모듈의 용량이 커질수록 크게 나타나며 이에 따라 트랜스포머 크기가 증가되어 전체 시스템의 크기가 과도하게 커진다. 이에 따라 본 논문에서는 정해진 공간에 장착이 가능하도록 부스트 인덕터와 트랜스포머의 전류용량, 턴 수 등을 고려하여 단위 모듈의 체적을 정하고, 시스템의 정상 부하 크기와 최대 부하 크기를 고려하여 단위 모듈을 출력 용량을 최대 1.5 kW로 정하였다. 그리고 효율 및 스위칭 손실을 고려하여 스위칭 주파수를 60kHz로 선정하며 전체 시스템을 4 병렬 회로로 구성하였다. 다음 표 1은 설계된 부스트 컨버터의 상세한 사양을 나타낸다.

표 1 부스트 컨버터 설계 사양
Table 1 The specification of the boost converter

시스템 기능	Boost converter
정격출력용량	6kW 이상
정격입력전압(Vin)	18Vdc ~ 33.6Vdc
정격출력전압(Vo)	230Vdc
스위칭 방식	ZVS
효율	86% 이상
회로 방식(topology)	전류원(current-fed)
스위칭 주파수	60kHz
Boost 인덕터(Lf)	6.7μH
트랜스포머 권선비	1 : 7.5
입출력 $\frac{V_o}{V_i}$	$\frac{N_2}{N_1} \frac{1}{2(1-D)}$

주요 소자인 Boost 인덕터의 선정 조건은 인덕터 전류가 단위 모듈 최대 부하(1.5kW 출력 시 효율 90%, 최소 입력 전압 Vin=18V, 최대 전류 Ip=93A 선정)의 15% 부하에서도 항상 연속 모드(CCM)로 동작하도록 인덕턴스 값을 결정하였으며, 수식 (1)에 따라 설계되었다.

$$L_f \geq \frac{V_o D(1-D)}{2N\Delta I_f f_s} \quad (1)$$

여기서, Vo는 출력전압, D는 스위치의 On duty, N은 트랜스포머 턴비, ΔIf는 인덕터에 흐르는 전류의 리플크기 그리고 fs는 스위칭 주파수이다.

2.1 1.5kW 단위모듈 회로의 동작원리

본 논문에서는 승압형 컨버터(boost converter)의 입력과 출력 전압의 높은 승압비 및 대 전력 적용을 고려하여 풀-브릿지 회로를 선택하였다. 본 시스템과 같은 대 전력 회로에서는 풀 브릿지 회로가 회로 효율을 높이며, 또한 스위칭 소자의 전압 및 전류 부담을 줄일 수 있다. 그리고 시스템 효율 증가를 위해 풀-브릿지 회로의 입력 단(primary stage)에 능동 클램프 기능을 가진 간단한 보조 회로를 추가하였다. 그림 1의 회로도에는 부스트 컨버터의 적용된 회로 방식을 보여주고 있다. 적용된 부스트 컨버터(boost converter)는 절연 전류원(isolated current-fed) 방식의 가장 큰 문제인 스위치 턴 오프 시 1차측 입력 전원 단에 높은 과도 전압(high transient voltage)을 발생한다. 즉, 트랜스포머의 누설 인덕턴스로 인해 부스트 인덕터(boost inductor)의 전류가 트랜스포머에 가해질 때 전류원(current-fed)의 브리지 스위치에 발생한다. 본 논문에서는 역 병렬 다이오드를 내장한 보조 스위치 Sc 와 커패시터 Cc로 구성된 능동 클램프를 보조 회로로 적용하여 과도 전압을 제한하였다 [1][2]. 이 능동 클램프는 오버슈트(overshoot)를 막을 뿐 아니라 주 스위치들의 (Sb1-Sb4) 영 전압 스위칭이 가능케 하여 전체 시스템의 효율을 증가하였다[4][5].

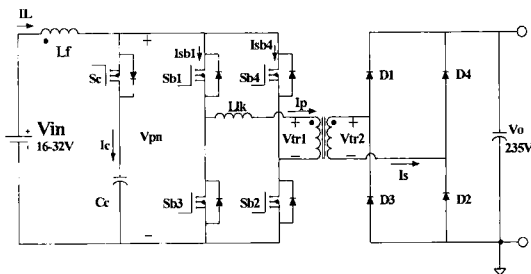


그림 1 부스트 컨버터의 회로 방식
Fig. 1 Circuit topology of the boost converter

2.2 단위 모듈 회로의 부스트 모드 동작 원리

그림 2는 부스트 모드로 동작할 때의 설계된 스위칭 로직 및 이에 따른 기본 동작 파형을 보여 주고 있다.

입력단의 브리지 스위치들 중 대각선상에 위치한 스위치 쌍(Sb1 - Sb2, Sb3 - Sb4)은 동일한 게이팅 신호를 가지며 0.5보다 큰 듀티(duty)를 가지고 동작하게 된다. 부스트 인덕터 Lf의 전류(IL)는 모든 스위치가 도통할 때 증가하며 한 대각선 쌍 스위치들만 도통할 때 감소한다. 한 대각선 쌍 스위치들만 도통할 때 보조 스위치 Sc가 도통하여 스위치 턴-오프 시의 과도 전압 오버슈트를 억제하게 된다. 트랜스포머에 흐르는 전류는 선형적으로 상승하여 전류의 첨두 값은 부스트 인덕터에 흐르는 전류의 값보다 크게 되며 이 때 보조 스위치를 턴-오프하게 되면 트랜스포머의 누설 인덕턴스에 흐르는 전류의 에너지는 브리지 스위치들 중 턴-오프 상태로 있는 스위치의 역 병렬 다이오드를 통해 흐르게 되면서 이 스위치의 영 전압 턴-온 조건을 제공하게 된다. 부스트 모드의 자세한 동작원리는 그림 3에 나타나 있으며 스위칭 반주기 동안 5개의 동작 모드로 나누어 설명할 수 있다.

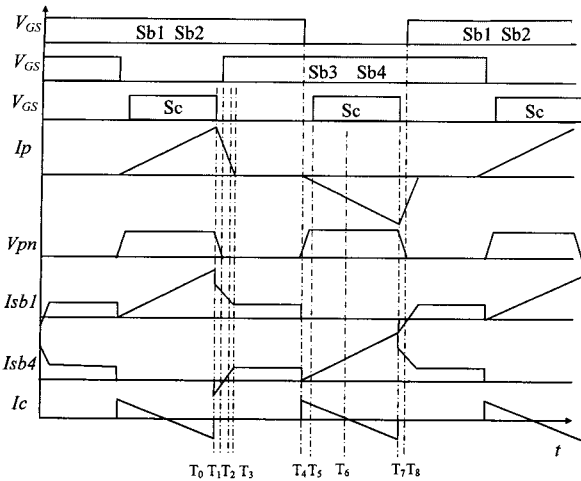


그림 2 부스트 컨버터의 동작 기본 파형
Fig. 2 Operation waveform of the boost converter

1) 모드 1 (T0-T1)

T0 이전에서는 보조회로 스위치 Sc와 Sb1, Sb2가 On 상태이므로 전류의 흐름은 다음의 수식과 같다.

$$I_p = I_L + I_c \quad \text{at } T_0 \quad (2)$$

여기서, I_p 는 트랜스포머로 흐르는 1차측 전류, I_p 는 부스트 인덕터에 흐르는 전류 그리고 I_p 는 보조 커패시터로 흐르는 전류를 나타낸다. 이때 T0에서 보조 스위치 Sc를 턴-오프하면 I_p 는 I_L 보다 커져, 남은 전류는 브리지 스위치들 중 턴-오프 상태에 있는 Sb3, Sb4의 역 병렬 다이오드를 통하여 흐르며, 부스트 인덕터(Lf) 후단의 전압 양단(V_{pn})의 기생 커패시터를 방전시켜 T1 시점에서 V_{pn} 을 영 전압으로 만든다.

2) 모드 2 (T1-T2)

T1에서 주어진 스위칭 주기에 의해서 Sb3와 Sb4는 턴-온 되는데 이 T1 시점에서 Sb3와 Sb4의 역 병렬 다이오드가 도통된 상태이다. 따라서 Sb3과 Sb4는 영 전압 턴-온(ZVS)이 이루어진다. 이 때 1차측 브리지 스위치들(Sb1~Sb4)이 모두 도통됨으로 부스트 인덕터 Lf의 전류는 증가하게 되고 T2에서 트랜스포머에 흐르는 전류 크기는 부스트 인덕터에 흐르는 전류의 크기와 같게 된다.

$$I_p = I_L \quad \text{at } T_2 \quad (3)$$

3) 모드 3 (T2-T4)

트랜스포머의 1차측 누설 인덕턴스에 흐르는 전류(I_p)는 T3에서 영(0)으로 리셋되고, 브리지의 모든 스위치들은 도통된 상태이므로 일반적인 부스트 컨버터(boost converter)와 같이 부스트 인덕터(Lf)에 에너지가 충전된다.

$$I_p = 0 \quad \text{at } T_3 \quad (4)$$

4) 모드 4 (T4-T5)

T4에서 Sb1과 Sb2가 턴-오프 되면 Sb3과 Sb4를 통해 흐르는 트랜스포머의 전류는 누설 인덕턴스 성분으로 인해 $-V_{pn}/L_{lk}$ (1차측 트랜스포머 누설 인덕턴스)의 기울기로 증가하고 1차측 트랜스포머의 전류(I_p)보다 큰 부스트 인덕터(I_L)에 흐르는 전류는 보조 스위치(Sc)의 역 병렬 다이오드를 통해서 보조 커패시터(Cc)로 흐르게 된다.

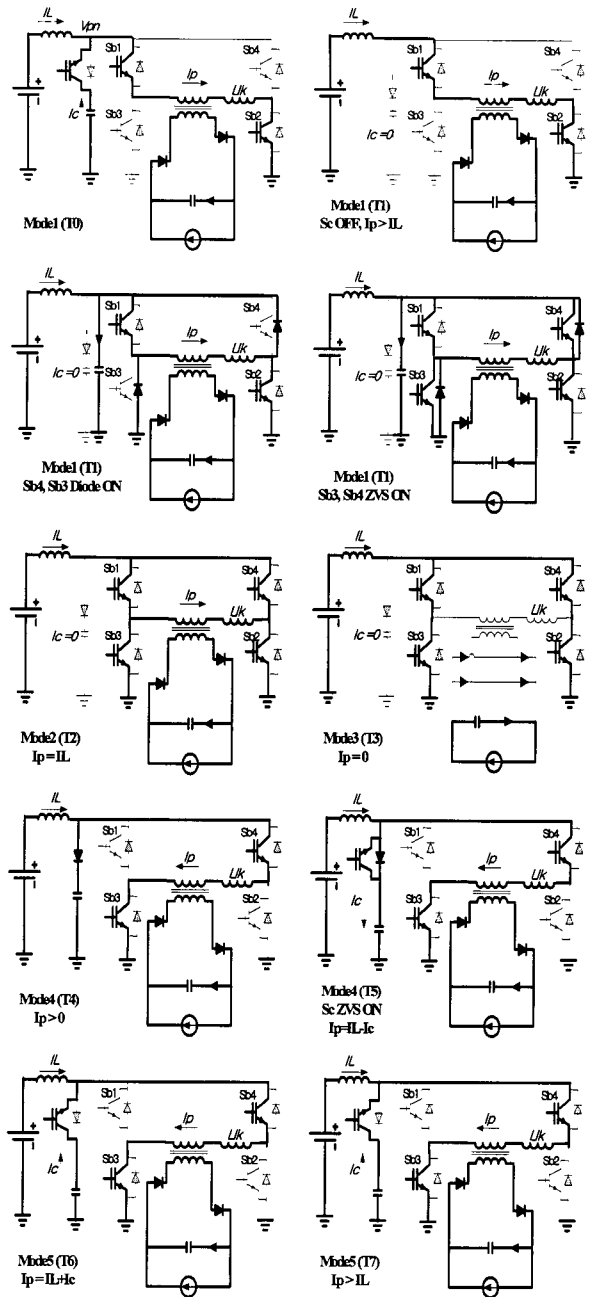


그림 3 부스트 컨버터 동작 모드
Fig. 3 Operation mode diagrams of the boost converter.

5) 모드 5 (T5-T7)

보조 스위치(Sc)의 역 병렬 다이오드가 도통된 상태이므로 T5에서 보조 스위치(Sc)는 영 전압 턴-온(ZVS)하게 된다.

$$I_p = I_L - I_c \quad \text{at } T_5 \quad (5)$$

트랜스포머의 누설 인덕터에 흐르는 전류는 입력단의 전류의 크기와 같을 때까지 상승하고 보조 스위치에 흐르는 전류 I_c 는 감소하게 되어 T6에서 방향을 바꾸게 된다. T7 이전에 보조회로 스위치 Sc, Sb3, Sb4가 On 상태이므로 이때 트랜스포머의 전류는 부스트 인덕터의 전류보다 크게 되며 1차측 전류의 음의 방향 반주기가 시작된다.

$$I_p = I_L + I_c \quad \text{at } T_0 \quad (6)$$

2.3 절연형 부스트 컨버터의 기동 로직

절연형 풀 브리지(full bridge) 부스트 컨버터(boost converter)를 적용 시 중요하게 고려하여야 하는 사항은 브리지 스위치 턴-오프 시 1차측 트랜스포머의 누설 인덕턴스가 높은 과도 전압을 입력단에 발생함을 방지 하여야 하고, 기동의 안정성을 위해서 부가적인 회로 및 안정된 기동 로직의 설계가 필요하다.[1][2]

본 논문에서는 능동 클램프 기능을 가진 보조 회로를 1차측에 추가하여 대각 스위치의 턴-오프 시 발생하는 입력 전압단(V_{pn})의 과 전압을 효과적으로 억제하였다. 그리고 안정적인 기동을 위해 정상상태의 부스트 컨버터 스위칭 로직과 달리 시동을 위한 로직을 적용하였다. 절연형 부스트 컨버터 기동 시 일반적인 부스트 모드(0.5 < D < 1)의 로직을 적용하여 초기 출력 전압이 입력 전압보다 낮은 시점에서 1차적 전압을 스위칭 하여 부스트를 기동하면 초기 과전류가 발생하며, 이러한 형태의 운전을 위해서는 스위칭 소자의 전류 용량을 과도하게 선정하여야 하는 큰 단점이 발생한다 [3][4].

따라서 본 논문에서는 그림 4와 같이 부스트 컨버터의 기동 시 벡 모드와 같이 작은 전류 제어가 가능토록 별도의 시동 로직을 적용하였으며, 시동 모드와 정상적인 부스트(boost converter) 모드의 스위칭 동작을 달리하였다.

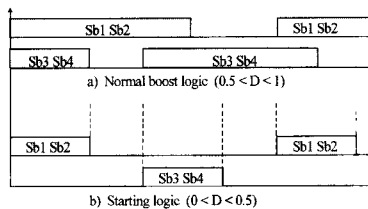


그림 4 일반 부스트 운전 로직 및 시동 로직
Fig. 4 The switching logics for boost and starting mode

2.4 Master-slave 방식을 적용한 4개의 단위 모듈의 병렬 운전

본 논문에서는 1.5kW 단위 모듈 각각의 균등한 전류 분담에 의한 4-병렬 운전을 적용하기 위해 4개의 단위 모듈 컨버터 간에 주종(Master-slave) 방식의 전류 균등 제어 기법을 적용하였다. 주종 방법의 전류 제어 기법은 하나의 주(master) 컨버터와 다수의 종(slave) 컨버터로 구성된 시스템에서, 주 컨버터의 입력 전류를 종 컨버터가 따라가도록 제어하는 방법이다. 출력 전압 제어를 위한 전압제어기는 Master 단위 모듈에만 있으며, 이 전압제어기에서 출력 전압 에러를 보상하기 위한 각 단위 모듈의 입력 전류의 지령치(I_{ref})를 생성하고 각 모듈에 전달한다.

본 논문에서는 전압 제어기로 DSP(TMS320LF2406)를 활용하고, 각 단위 모듈 컨버터에는 연산증폭기와 PWM 소자(TL494)를 이용한 전류 제어기를 구성하였다. 전압 제어기에서는 DSP에 내장되어 있는 A/D 컨버터를 활용하여 각 단위 모듈의 동작 시 흐르는 전류에러를 모니터링하며, 출력 전압 제어를 위한 각 모듈에 인가할 전류 제어 기준 명령을

생성한다. 본 논문에서 구현한 병렬운전을 위한 블록도는 그림 5와 같으며 전압 제어 및 시스템 모니터링용 DSP 디지털 제어 보드 및 단위모듈 컨버터의 블록 다이어그램이 나타나 있다. 입력 전류 센서로 홀센서를 적용하고 출력 전류의 과도 전류를 감지하기 위해 출력 단에 C/T를 적용하였다. A/D 컨버터로 단위 모듈의 입력 전류를 모니터링함으로써 단위 모듈의 동작 시 발생할 수 있는 비상용 에러 로직을 쉽게 구성하였다. 계산된 기준 전류 제어 지령 신호는 DSP의 직렬 주변기기 인터페이스(SPI)를 통하여 디지털로 출력되고 단위 모듈 컨버터 입력 단에서 아날로그 전압 지령치로 변환함으로써 아날로그 신호 연산 및 전달에서 발생하는 왜곡현상을 최소화 하였다.

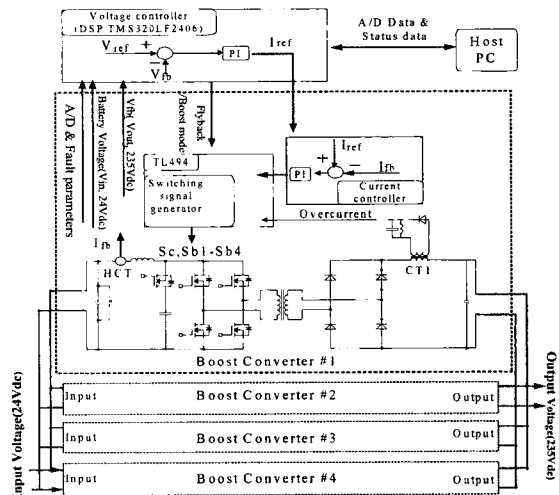


그림 5 부스트 컨버터 병렬 운전 블록도
Fig. 5 Parallel operation block diagram of boost converter

3. 시뮬레이션

3.1 시뮬레이션 제어기 모델

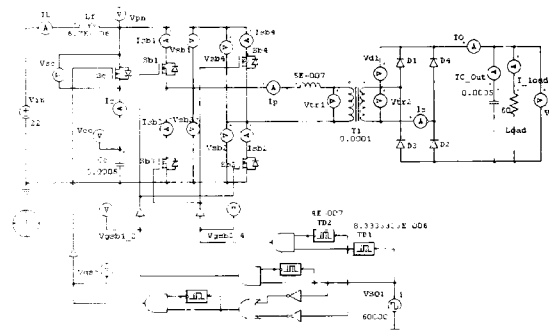


그림 6 부스트 컨버터 시뮬레이션 회로
Fig. 6 Boost converter simulation circuit

적용된 부스트 컨버터의 성능 시뮬레이션은 PSIM 4.1로 이루어졌으며 시뮬레이션을 위한 회로 구성은 그림 6과 같고 각 부의 명칭은 그림의 위치별 대표 약어로 나타낸다. 시뮬레이션은 단위 모듈 1개에 대하여 수행되었으며, 출력 전압[V_o]은 245Vdc, 출력 전류는 3.33A가 흐르도록 수행

되었다. 부스트 컨버터(boost converter)의 단위 모듈 출력은 820W이고 유효 듀티는 0.75로 설정되었다.

3.2 시뮬레이션 결과

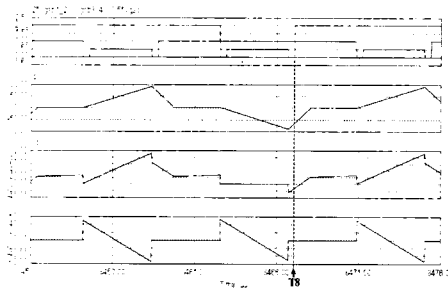


그림 7 820W 부하 시 부스트 컨버터 동작 파형
Fig. 7 Operation waveform under 820W loading

그림 7는 820W 부하 시의 컨버터 각 부의 주요 파형을 나타낸다. 위에서부터 2개의 대각 스위칭 로직(Vgsb1_2, Vgsb3_4) 과 보조스위치 로직(Vgsc), 1차측 트랜스포머 전류(Ip), 스위칭 소자 Sb1의 전류(Isb1) 그리고 보조 캐패시터로 들어가는 전류(Ic)를 나타내었다. 3개의 스위칭 로직은 비교를 위해 크기를 달리하여 세 로직을 한 그래프에 동시에 나타내었다. 설계된 대각 스위치 스위칭 로직과 보조 스위치 Sc의 스위칭 로직에 따라 주 스위치와 보조 스위치에 입력되는 신호와 1차 권선의 전류에 대한 시뮬레이션 결과를 보인 것이다. 그래프에 T8 시점을 살펴보면 보조 스위치 턴 오프 이후 Sb1과 Sb2의 역 병렬 다이오드가 도통되어 전류의 흐름이 발생하여 역 방향으로 순환하는 전류 Isb1이 발생한다. 이 시점에 Sb1과 Sb2의 스위치가 온 됨에 따라 ZVS 조건이 이루어짐을 알 수 있다

그림 8은 820W 부하 시의 컨버터 각 부의 주요 파형을 나타낸다. 위에서부터 첫 번째 대각선 스위칭 로직(Vgsb1_2), 그 동작 스위치의 전압(Vsb1, Vsb2), 두 번째 대각선 스위칭 로직(Sb3,Sb4) 그리고 그 동작 스위치의 전압(Vgsb3_4)를 나타낸다. 설계된 스위칭 로직에 의해 2쌍의 대각 스위치의 스위치 턴 온 시 ZVS 턴-온 조건이 이루어짐을 알 수 있다.

그림 9는 820W 부하 시의 컨버터 트랜스포머 1, 2차 측 각 부의 주요 파형을 나타낸다. 위에서부터 1차측 트랜스포머 전압(Vtr1), 2차측 트랜스포머 전압(Vtr2), 1차측 트랜스포머 전류(Ip) 그리고 2차측 트랜스포머 전류(Is)를 나타낸다. 설계된 스위칭 동작에 따라 트랜스포머의 전압과 전류 파형이 예러 없이 생성됨을 알 수 있다.

그림 10은 820W 부하 시의 컨버터 부하 측의 주요 파형을 나타낸다. 위에서부터 최종 부하단의 전압과 전류(Vo, Iload), 2차측 트랜스포머 전류(Is)와 부하전류(Iload), 최종 출력 커패시터 전단의 정류된 전압 단에서 흐르는 출력 전류(Io) 그리고 출력 커패시터에서 충 방전되는 전류(Ic_out)를 나타낸다. 출력 전압을 유지하며 부하에 따른 전류를 출력하기 Io와 Ic_out의 전류의 상호 함에 의한 전류 제어 동작이 잘 이루어짐을 알 수 있다.

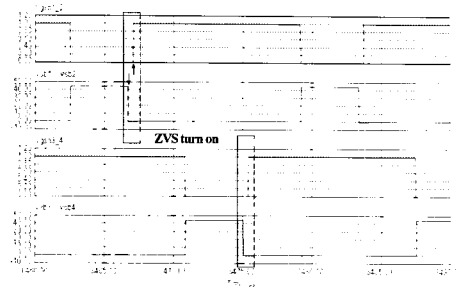


그림 8 820W 부하 시 ZVS 부스트 컨버터 동작 파형
Fig. 8 ZVS operation waveform under 820W loading

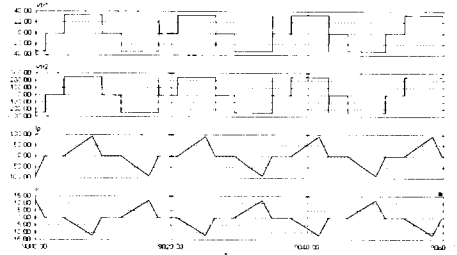


그림 9 820W 부하 시 트랜스포머 1, 2차 측 동작파형
Fig. 9 Operation waveform under 820W loading

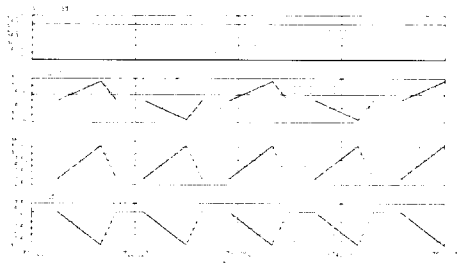


그림 10 820W 부하 시 부하 측 동작 파형
Fig. 10 Operation waveform under 820W loading

4. 실험 결과

다음 그림은 본 논문에서 개발한 부스트 컨버터의 주요 컨트롤러 사진과 시스템의 사진을 나타낸 것이다.

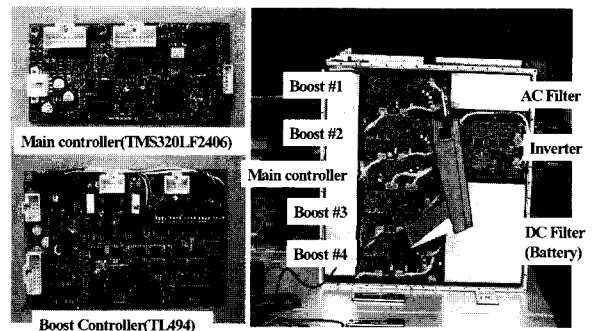


그림 11 개발된 부스트 컨버터 사진
Fig. 11 The picture of developed boost converter

좌측 상단은 DSP 보드를 활용한 전압제어기를 나타내며 좌측 하단은 1개의 단위 모듈 컨버터의 전류 제어기 보드이다. 그리고 우측의 시스템은 마이크로 터빈의 고속 발전기의 시동용 전력 변환 장치(PCU)의 사진이다. 사진에 나타나듯 시스템 좌측에 4개의 단위 모듈과 전압제어 DSP 보드가 장착된 부스트 컨버터가 보이고 우측에 인버터와 입출력 필터가 보이고 있다.

아래에 실험한 실험 회로의 구성은 그림 6의 시뮬레이션 구성과 동일하며 각 부의 전류 전압 명칭 또한 그림 6의 시뮬레이션은 구성에서의 위치별 대표 약어로 나타낸다.

그림 12는 개발된 1.5kW 단위 모듈의 기능 동작을 실험한 파형이다. 위에서부터 첫 번째 대각 스위칭 로직(Sb1, Sb2), 두 번째 대각 스위칭 로직(Sb3, Sb4), 보조 회로 후단의 입력 단 전압(Vpn) 그리고 보조 회로의 커패시터 전류(Ic)이다. 실험의 파형 결과에서 보이듯이 2장에서의 동작원리 그리고 3장에서의 시뮬레이션 결과와 컨버터의 동작 상태가 일치함을 알 수 있다. Vpn 전압이 2쌍의 대각 스위치 턴-온 직전에 "0" 값으로 떨어짐에 따라 턴 온 될 대각 스위치 각 쌍의 역 병렬 다이오드가 도통되었음을 알 수 있다.

그림 13은 단위 모듈의 기능 동작을 실험한 파형이며, 위에서부터 두 번째 대각 스위칭 로직(Sb3, Sb4), 부스트 인터더에 흐르는 전류(IL), 1차측 트랜스포머 전류(Ip) 그리고 2차측 트랜스포머 전류(Is)를 나타낸다. 설계 동작 원리 및 시뮬레이션 결과와 일치된 결과를 보여줌을 알 수 있다.

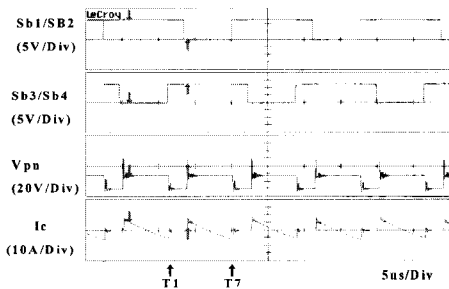


그림 12 단위 모듈의 실험 파형 I
Fig. 12 Experimental waveform I of unit module

그림 14의 파형은 부스트 컨버터(boost converter) 시스템에 6.44kW 부하를 인가하였을 때 단위 모듈 1개의 동작 파형을 측정된 결과이다. 위에서부터 출력 전압(Vo), 2차측 트랜스포머 전압(Vtr2) 그리고 2차측 트랜스포머 전류(Is)를 나타낸다. 실험의 결과에서 보이듯이 부하 시 출력 전압(230Vdc)이 변동 없이 잘 제어됨을 알 수 있다. 측정된 입력 전압(배터리 전압)은 21.72V[Vin], 입력 전류는 343.1A[IL]이며, 출력 전압[Vo]은 230.80Vdc, 출력 전류[Io]는 7.0A로 측정된다. 즉 4개의 병렬 운전에 대한 총 전류량은 28A가 흐르게 된다. 4-병렬 시스템의 출력 파워는 6.44kW이며 효율은 86.7%로 계산된다.

그림 15의 그래프는 실제 차량에 설치된 마이크로터빈에 개발된 부스트 컨버터를 장착하여 인버터의 DC_link 전압을 공급하고, 인버터의 운전 부하에 따라 4-병렬 운전 부스트 컨버터의 전력 공급 및 전력 제어에 대한 결과를 나타낸다.

그래프는 DSP 병렬 제어 보드에서 각 모듈의 전압 전류 데이터를 획득하여, Host 컴퓨터로 전송한 데이터이다. 각 채널 별 데이터 획득을 위한 샘플링 주파수는 50Hz로 설정되었다. 그래프에는 부스트 출력 전압(Output_DC), 입력 전압(Battery_DC), 인버터의 가스터빈 엔진 모터링 운전 속도(Speed) 그리고 각 모듈의 입력 전류(4-module currents)가 나타나 있다.

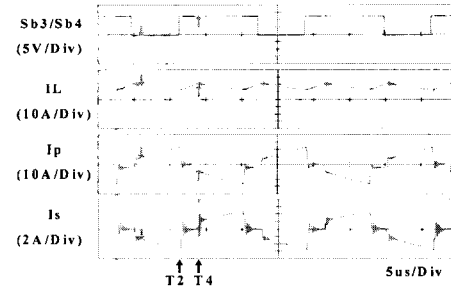


그림 13 단위 모듈의 실험 파형 II
Fig. 13 Experimental waveform II of unit module

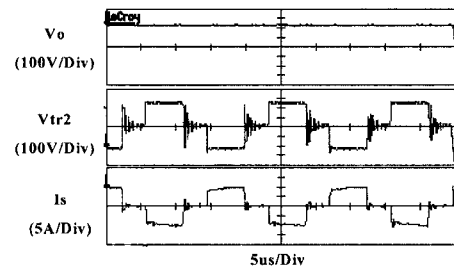


그림 14 6.44kW 부하 시 부스트 컨버터 출력 파형
Fig. 14 Experimental waveform of the developed boost mode operation under 6.44kW loading

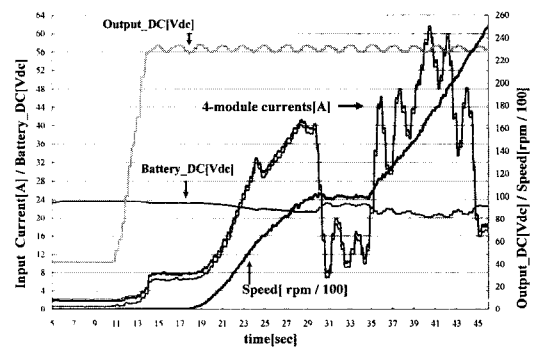


그림 15 인버터에 의한 엔진 회전에 따른 동작 파형
Fig. 15 Measured overall waveform of the boost converter during a start-up of micro-turbine by inverter.

부스트 컨버터는 초기 시동 시퀀스에 따라 플라이백 모드로 170 Vdc 까지(t=13sec) 운전되며, 이후 부스트 모드로 전환되어 운전된다. 인버터는 t=18sec 부근에서 고속 전동기 회전을 시작하여 가스터빈 엔진을 회전시킨다. 가스터빈 운전 스케줄에 따라 t=29 sec 부근, 즉 엔진 속도가 약 10,000 rpm인 지점에서 점화가 이루어지며, t=35sec에서 2차 가속

을 시작하여 $t = 46\text{sec}$ 에서는 약 25,000 rpm의 초고속의 가스 터빈 엔진의 회전이 이루어진다. 인버터 소모 전력의 급격한 변동에도 부스트 컨버터의 출력 전압은 230 Vdc에 큰 에러가 발생하지 않으며, 4 병렬 운전제어에 따라 4개의 모듈의 입력 전류가 큰 차이 없이 하나의 전류 지령치를 추종함을 알 수 있다.

그림 16의 그래프는 위의 그림 15의 데이터 중 $t=39\text{ sec}$ 에서 $t=42\text{ sec}$ 까지의 데이터를 확대한 그래프이다. 확대한 그래프에서 나타나 듯 병렬 운전 제어기의 하나의 전류 지령에 따라 4 모듈의 입력 전류가 매우 작은 상호 간의 오차를 갖고 운전됨을 알 수 있다. 출력 전압 또한 제어코자 하는 230Vdc 부근에서 잘 제어되고 있음을 알 수 있다.

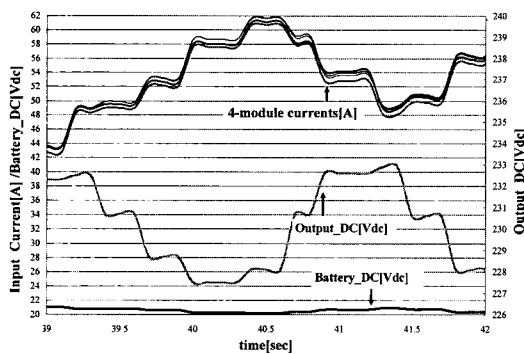


그림 16 엔진 시동 시 부스트 컨버터의 확대 실험 파형
Fig. 16 Enlarged experimental waveform of the boost converter during a start-up of micro-turbine

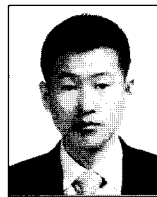
5. 결 론

본 논문에서는 6kW 대용량 부스트 컨버터의 개발을 위해 1.5kW 단위 모듈의 4-병렬 운전을 제안하였다. 단위모듈의 효율적인 운전을 위해 입력 단에 간단한 능동 클램프 기능을 갖는 보조 회로 장착한 절연형 부스트 컨버터를 적용하였다. 보조 회로 장착 및 보조 회로의 스위칭 로직으로 풀 브릿지 4-스위치의 ZVS 스위칭이 가능토록 하였다. 그리고 보조 회로를 이용하여 풀 브릿지 대각 스위치의 턴-오프 시 발생하는 과도 전압을 흡수함으로써 스위칭 소자들의 과도한 내전압 사양 선정을 방지할 수 있었다. 설계된 단위 모듈의 기능 및 성능은 시뮬레이션과 실험을 통하여 입증하였다. 또한 개발된 부스트 컨버터 시스템은 가스 터빈 엔진의 시동기 모터를 회전하는 인버터의 DC-link 단 전력 공급용으로 장착되어, 실제 가스터빈 엔진 시동 스케줄에 따른 실 부하 시험을 실시하였다. 이 실험 결과 개발된 부스트 컨버터의 출력 전압이 매우 안정하고, 4-병렬 모듈의 각각의 입력 전류가 서로 간의 큰 오차 없이 동일한 성능을 가짐을 입증하였다. 본 논문에서 개발한 병렬 운전에 의한 대용량 승압형 컨버터 기술은 용량에 변화가 필요할 시 시스템의 새로운 설계 없이 단위 모듈의 개수 조정 및 간단한 제어회로의 추가로 매우 유연한 전력 공급 장치 설계를 제공할 것으로 판단되며, 앞으로 이동형 혹은 차량형 전력 시스템에서의 전력 수요가 많아지는 현 추세로 볼 때 매우 많은 적용이 이루어 질 것으로 판단된다.

참 고 문 헌

- [1] R. Watson, and F. C. Lee, "A soft-switched full-bridge boost converter employing an active-clamp circuit," IEEE PESC Rec, pp. 1948-1954, 1996.
- [2] J. G. Cho, J. W. Baek, D. W. Yoo, D. I. Song, and G. H. Rim, "Zero voltage transition isolated PWM boost converter for single stage power factor correction," IEEE APEC Rec., pp. 471-476, 1997.
- [3] Lizhi Zhu, Kunrong Wang, Fred C. Lee, and Jih-Sheng Lai, "New Start-up Schemes for Isolated Full-Bridge Boost Converters", 2000,IEEE
- [4] L. Zhu, K. Wang, F.C. Lee, and J. Lai, "Design considerations of start-up process for active-clamp isolated full-bridge boost converter," Proc. of IEEE APEC 2000, pp. 309-313.
- [5] K. Wang, Fred C. Lee and Json Lai, "Operation principles of bi-directional full-bridge DC/DC converter with unified soft-switching scheme and soft starting capability", 2000, IEEE PESC.
- [6] K. Wang, L. Zhi, D. Qu, H. Odendaal, 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," pp. 1058-1063, IEEE PESC 2000.
- [7] K. Wang, C.Y. Lin, L. Zhu, D. Qu, F.C. Lee, and J. Lai, "Topology trade-off and experimental results of bi-directional dc/dc converters for fuel-cell electric vehicle power management," Proc. of IEEE Workshop on Power Electronics in Transportation 1998, pp. 47-52.

저 자 소 개



노 민 식 (盧 民 植)

1971년 9월 10일생. 1996년 창원대 공대 전자공학과 졸업. 1998년 동 대학원 전자공학과 졸업(석사). 2004년 동 대학원 전자공학과 졸업(공학). 1999년-2006년 삼성 테크윈 파워시스템 연구소 선임연구원. 2006년~현재 신라대 전자공학과 전임강사.

Tel : 051-999-6244

Fax : 051-999-5652

E-mail : msrho@silla.ac.kr