멀티스트링 태양광 인버터용 인터리브드 부스트 컨버터의 설계 및 제어

논 문

60-3-11

Design and Control of Interleaved Boost converter for Multi-string PV Inverter

강 영 주* · 차 한 주†
(Youngju Kang · Hanju Cha)

Abstract - In this paper, design and control of an interleaved boost converter for multi-string PV Inverter are discussed. Interleaved Boost converter can reduce current ripples at input and output side by cancelling an each phase of inductor currents. Therefore, it contributes to increase efficiency and downsize the whole system volume, cost. One of the advantages of the multi-string system is easy to expand power capacity by connecting the converter modules in parallel. In order to reduce current ripples, the inductor currents on each phase are controlled independently in the converter module, and communication between the converter modules is required for further ripple current reduction. Current control algorithm for the balance of the each phase ripple currents and synchronization of the converter modules based on communication are proposed and implemented in the DSP programming. 10kW prototype of the multi-string converter module is assembled and experimental results are presented to verify the proposed ripple current reduction methods.

Key Words : Photovoltaics, Multi-string, Interleaved boost converter, Ripple cancelation.

1. 서 론

오늘날 기존의 화석 에너지를 대신 할 수 있는 신재생 에너지의 개발에 대한 투자와 관심의 증가는 계속 증가하고 있다. 풍력, 연료전지, 태양광을 비롯하여 신재생 에너지원은 점차 지속가능한 친환경적인 재료를 활용하는 방향으로 변화되어 가고 있으며, 앞으로는 선택적인 사용이 아닌 필수 불가결한 대상이 될 것이라 예상된다. 태양광 발전의 장점에 관해서는 다양한 매체와 자료에 의해 보편적 사실이 될 만큼 널리 알려져 있다. 하지만 전체적인 전력 계통에 있어 석유, 석탄, 가스, 원자력 등 기존 에너지원 발전과 비교해 태양광 발전이 차지하고 있는 부분은 크지 않다. 현 시대적 흐름에 비추어 앞으로 경제적 요소가 보완된다면, 태양광 발전의 효용성은 보다 증대될 전망이다. 발전이라는 응용분야의 특성 상, 효율은 태양광 발전 시스템에 있어 핵심이다. 따라서 보다 높은 효율을 지향하기 위해 다양한 기법들이 논의 되고 있다[1]-[3]. 인터리브드 방식은 전류 흐름의 다분화와 상의 수 만큼 분배된 위상차 발생으로 전류 간의 리플 상쇄효과에 기인하여 전체 전류 리플크기의 감소와 입·출력 필터의 용량과 체적을 줄일 수 있는 이점을 제공하며 [4], 낮은 스위칭 주파수로 높은 스위칭 주파수 효과를 얻을 수 있어 스위칭 손실을 줄일 수 있는 방법이다. 인터리브드 부스트 컨버터 자체의 정상상태 소신호 모델링 분석과 [5] 연

속 및 불연속 전류 모드에서의 컨버터 분석에 [6]-[7] 관한 연구를 비롯하여 인터리브드 방식을 적용한 역률 보상회로 [8]-[9], 하이브리드 자동차[10]-[11], 태양광 시스템[12] 등 다양한 범위에서의 응용과 그 성능이 문헌들에서 제시되고 있다. 그러나 지금까지 다상 인터리브드 방식을 적용한 멀티스트링 방식의 컨버터 시스템은 발표되지 않았으며, 본 논문은 인터리브드 방식을 태양광 PCS (Power Conditioning System)의 부스트 컨버터에 적용하였다. 따라서 본 논문은 10kW 급의 DC-DC 컨버터를 단위 모듈로 하는 3상 부스트 컨버터의 해석과 2개의 모듈을 병렬 구성한 듀얼 시스템의 원리 및 연계, 동작 방법에 대해 제시하고 실험을 통해 그 특성을 확인, 개발의 타당성을 다룬다.

2. 인터리브드 부스트 컨버터

2.1 멀티스트링 구조의 컨버터의 구성

태양광 PCS의 개발 추세는 점진적으로 용량의 증대와 높은 성능 및 효율성을 중요시하여 그림 1과 같이 분산 아키텍처 기반의 추세로 변화하고 있다.

(a) 중앙 집중방식의 경우, 대용량 설비는 가능하나 각 PV 어레이의 최대전력점 (MPPT: Maximum Power Point Tracking)을 추종할 수 없어 항상 최고의 효율성을 유지할 수 없고, PV 어레이와 인버터 사이에 고전압의 직류 케이블의 요구, 스트링 다이오드에서의 손실 발생, 추가 용량 확장이 불가능한 단점이 존재한다.

현재 가장 보편화된 방식의 (b) 스트링 방식의 경우 중앙 집중식을 보다 분산화 시킨 방법이라 볼 수 있으며 PV 어

* 준 회원 : 충남대학교 전기공학과 석사(졸업)

† 교신저자, 정회원 : 충남대학교 전기공학과 부교수

E-mail : hjcha@cnu.ac.kr

접수일자 : 2010년 9월 11일

최종완료 : 2010년 10월 28일

레이가 각각의 DC-AC 인버터에 연결되어 있는 구조이다. 이 경우 입력전압 즉, PV 어레이군의 전압은 승압의 필요가 없도록 충분히 높은 전압이 되도록 한다. 유럽의 경우 약 16개의 PV 어레이의 직렬 구성을 통해 최대 720V, 보통 450~510V를 형성하고 있다. 스트링 방식의 경우 다이오드에서 기인하는 손실이 없으며 각 스트링의 개별적인 MPPT 동작이 가능하다. 만약 승압을 위해 DC-DC 컨버터 또는 변압기를 사용한다면 PV 어레이의 구성 수를 줄일 수 있어 중앙 집중방식에 비해 높은 효율성과 가격 경쟁력을 갖는다.

추후 지향 모델로서 점차 활용되고 있는 방식으로 (c) 멀티스트링 방식이 있다. 이는 각 PV 어레이 군마다 DC-DC 컨버터가 연결되어 있으며, 컨버터 모듈간은 병렬 구성된다. 그 후단에는 전체 컨버터의 용량을 포괄할 수 있는 인버터가 위치한다. 멀티스트링 방식의 특징은 각각의 스트링을 개별적으로 동작 및 제어시킬 수 있고, 스트링 마다 각각의 최대 전력점을 추종할 수 있다는 점, 사용자는 초기에 소수의 PV 모듈로 시설을 구축하여 발전하고, 추후 확장이 필요하면 기존 플랫폼에 추가 모듈을 연결하면 쉽게 용량을 증설할 수 있다는 장점이 있어 높은 효율성과 설계의 융통성을 갖는다. 본 논문에서는 10kW급의 컨버터를 1개의 모듈로 제작, 듀얼 구성하여 20kW 용량을 구성하였다.

그림 1 PV PCS의 발전 단계

Fig. 1 Stage of PV PCS development

2.2 인터리브드 방식의 특징

태양광 PCS에서 인터리브드 방식의 다상 구조는 PV 어레이와 컨버터 사이의 입력 전류의 리플을 감소시켜 DC 링크단의 전압 및 전류의 리플이 감소하여 효율 상승을 유도하고, 부가적으로 능동 소자의 용량과 사이즈를 줄일 수 있는 효과를 얻는다. 다상구조에 사용된 상의 수는 출력 측이 갖는 전력 품질을 고려하여 설계 및 계획 시 요구 성능을 만족하는 범위에서 결정하며, 본 논문에서 상의 수는 3상으로 구성하였다. 3상 인터리브드 방식의 동작은 각 상의 위상을 $2\pi/N$ 만큼 (N : 상의 개 수) 차이가 나도록 하여 이에 맞추어 스위치를 ON, OFF하며 결국 각 상의 전류에 120° 위상 차이를 발생시킨다. 각 상전류 (인덕터 전류)의 합인 입력전류는 결과적으로 위상차를 갖는 상전류가 중첩됨으로써 리플의 상쇄 효과를 얻게 되고, 이에 입력전류의 리플 크기는 단상에 비해 약 $1/N$ 배로 감소될 수 있다. 리플의 감소 크기는 각 상 전류의 듀티비에 의해 달라지며 그림 2와 같으며, 전류뿐 아니라 출력 전압 리플 역시 동일한 효과

그림 2 (a) 입력 전류의 리플 크기와 상전류 리플크기의 비
(b) 듀티비에 따른 입력 리플 전류 크기

Fig. 2 (a) Ratio of input ripple current / inductor ripple current
(b) Input current ripple according to duty ratio

를 얻을 수 있다. 더불어 부스트 컨버터에서 스위칭 주파수가 낮다면 이는 높은 인덕턴스를 필요로 하게 되지만, 다상의 경우 상전류가 중첩되어 단상에 비해 3배 높은 스위칭 주파수 증가 효과를 누릴 수 있고, 각 상으로 전류의 흐름이 분배되므로 시스템 설계에 필요한 인덕턴스, 커패시턴스, 스위칭 소자 용량이 감소될 수 있으며, 이는 동일 용량의 컨버터 제작 시, 크기와 비용을 절감할 수 있는 요인이 된다. 이러한 특징의 인터리브드 방식은 태양광 발전 PCS 뿐 아니라 기타 배터리 충전기, 연료전지용 컨버터 등 응용범위의 확장성이 높은 기법이라 말할 수 있다.

컨버터의 전체적인 구성은 그림 3과 같다. 입력 및 각 상의 인덕터 전류와 입·출력 전압을 측정하여 이들의 스케일 변환을 거친 후 A/D 변환을 시행한다. 이를 활용하여 비례-적분 제어의 결과가 PWM으로 출력이 되며, 시스템의 보호를 위해 허용 전류 및 전압을 초과하지 않도록 보호회로를 둔다.

그림 3 3상 인터리브드 부스트 컨버터 시스템 구성도

Fig. 3 The system composition of 3-Phase interleaved boost converter

2.3 부스트 컨버터 모듈의 리플 해석

10kW, 1대의 컨버터 모듈은 3상 동작으로 각 상 120°의 위상차를 갖지만, 두 모듈의 듀얼 구성, 즉 20kW급의 병렬 구성은 6상 시스템으로 동작을 확장할 수 있다. 이때는 컨버터 모듈간의 위상을 고려해야 하며, 모듈간의 위상 차이는 $\frac{2\pi}{nN}$ (n : 모듈 개수, N : 1개 모듈의 상 수)으로 결정되며 듀얼 구성의 6상 시스템의 경우 60°의 위상차를 갖게 된다. 다시 말해 각 모듈은 120° 위상차로 동작하되 모듈 간에는 60°의 위상차를 발생시켜 6개 인덕터 전류는 결국 60°의 위상차를 갖게 된다.

그림 3 듀얼 모드 구성

Fig. 3 Configuration of dual-mode converter

우선 그림 3의 L_{11} 상을 기준으로 상전류의 기울기는 스위치 ON의 경우

$$\frac{di_{L11-on}}{dt} = \frac{V_{pv}}{L} \quad (1)$$

스위치가 OFF의 경우

$$\frac{di_{L11-off}}{dt} = \frac{V_{pv} - V_{dc}}{L} \quad (2)$$

이다. PV 어레이 군을 하나의 입력으로 보았을 시 입력전류의 리플크기는 단일 모듈의 입력전류와 비교해 감소될 수 있으며 식(1)과 식(2)로부터 입력전류의 주기를 고려하여 입력 리플전류의 크기를 구할 수 있다. 6상 시스템의 듀티비 범위는 리플전류의 크기가 0이 되는 기점을 기준으로 6개 범위의 듀티비 구간으로 나눌 수 있다.

$$0 < D < 0.16, \quad \Delta I_{pv} = \frac{V_{pv}}{L} \left(\frac{1-6D}{D'} \right) \frac{T}{3} d$$

$$0.17 < D < 0.32, \quad \Delta I_{pv} = \frac{V_{pv}}{L} \left(\frac{1-3D}{D'} \right) \frac{T}{3} d$$

$$0.33 < D < 0.48, \quad \Delta I_{pv} = \frac{V_{pv}}{L} \left(\frac{1-2D}{D'} \right) \frac{T}{2} d$$

$$0.49 < D < 0.64, \quad \Delta I_{pv} = \frac{V_{pv}}{L} \left(\frac{2-3D}{D'} \right) \frac{T}{3} d$$

$$0.65 < D < 0.8, \quad \Delta I_{pv} = \frac{V_{pv}}{L} \left(\frac{5-6D}{D'} \right) \frac{T}{6} d$$

$$0.81 < D < 1, \quad \Delta I_{pv} = \frac{V_{pv}}{L} \left(\frac{1-D}{D'} \right) T d$$

(d : 입력전류의 듀티, D : 상전류의 듀티, D' : $1-D$)

6개 구간의 입력 리플전류 크기 수식을 일반화하면 수식 3과 같다.

$$\Delta I_{pv} = \frac{1}{6} \frac{V_{pv}}{L} \frac{dd'}{D'} T \quad (3)$$

즉, 단상의 전류리플 크기는 $\Delta I_{pv-1phase} = \frac{V_{pv}}{L} DT$ 이므로 6상의 리플의 크기는 단상의 1/6배가 됨을 보인다.

그림 4는 듀얼모드 구성시 입력 전류의 리플이 서로 상쇄 되는 것을 보여준다.

그림 4 듀얼 모드 구성 시 입력전류의 리플 감소

Fig. 4 the Input current ripple reduction In Dual-mode configuration

3. 컨버터 모듈의 전류제어

컨버터 모듈 각 상의 하드웨어적 조건은 이론적으로 동일하다고 가정하나 인덕터의 권선저항, 다이오드 및 스위치 소자의 전압 손실이 다르므로 실제, 입력전류 I_{pv} 가 1/3씩 각 상으로 균등하게 분배될 것이라 보장할 수 없다. 따라서 각 상전류의 균등한 분배를 위해 전류 제어 알고리즘은 그림 5와 같이 각 3상에서 독립적으로 수행된다. 즉 입력전류 기준치의 1/3이 각 상에 흐르도록 상의 인덕터 전류 기준치는 입력전류 기준치의 1/3로 설정된다. 3상 인덕터 전류 합은 입력전류가 되므로 입력전류의 기준치를 만족시킬 수 있다. 비례-적분 제어를 사용하였으며 상의 인덕터 전류기준치와 동일 상의 현재 인덕터 전류 I_L 의 차이로 비례-적분 제어의 결과 값을 산출 후, 현재의 입력전압 V_{pv} 과의 합을 DC 링크 단 전압 V_{dc} 로 나누어서 듀티비를 발생시키고, 이를 삼각파와 비교하여 PWM 신호를 내보낸다.

그림 5 3상 부스트 컨버터 모듈의 전류 제어 알고리즘

Fig. 5 Current control algorithm of the 3-phase boost converter module

DSP를 사용한 디지털 제어의 경우, 상기 제시한 전류 제어의 알고리즘을 구현하기 위해서는 각 상의 제어를 독립적인 루프 안에서 수행하도록 한다. 하나의 루프에서 각 상의 제어를 모두 실행할 경우, 3상의 전류 불균형을 만족시키기 어려우며 입력 전류의 품질 저하를 야기한다.

그림 6(a)의 경우 각 상에서 전류제어를 실행하되, 하나의 루프에서 모두 실행한 결과 3상 전류의 평균값 크기가 다를 것을 보여주는 시뮬레이션 파형이다. (b)의 경우는 각 상의 전류 제어를 서로 독립적인 루프 안에서 구현한 결과 3상의 전류가 모두 같음을 보여주며, 이는 적절한 시각에서 샘플링 결과를 취득하여 전류 제어를 수행하는 것과 관련된다.

(a)

(b)

그림 6 (a) 3상의 전류 불균형 시뮬레이션 파형

(b) 3상의 전류 균형 시뮬레이션 파형

Fig. 6 (a) 3-phase currents imbalance simulation waveform

(b) 3-phase currents balance simulation waveform

4. 멀티스트링 구축 시의 모듈 연결

출력 측인 DC 링크단의 리플을 감소시키기 위해서 모듈 간에 위상차를 발생시킨다. 컨버터 모듈 간에는 출력 버스를 공유하므로 모듈 내의 인터리브 방식으로 인해 감소된 리플크기가 컨버터 모듈을 확장시킬수록 다시 증가하는 오류를 피하기 위해서는 모듈 간 위상 발생이 필요하다. 이를 위해 모듈간의 PWM 동기화가 필요하며 이때 모듈간의 물리적 거리를 고려하여 신호의 전달을 외부 노이즈에 강한 CAN 통신의 라인 드라이브 방식을 택하였다. 동기화 신호의 전달 체계에 있어서 모듈을 마스터와 슬레이브로 나누었으며, 동기화 신호는 마스터 측의 컨버터에서 슬레이브 측 컨버터로 전달된다. 이때 듀얼 모드 구성에서는 문제가 되지 않으나 모듈 확장을 위해 다 수가 연결될 것을 고려하면 동기화 신호의 지연을 고려해야 한다. 동기화 신호의 지연에 관하여 두 가지 모듈 연결 방식에 대해 생각해 볼 수 있는데 그림 7(a)의 데이지 체인 방식(Daisy Chain)과 (b)의

브로드 캐스팅(Broad Casting) 방식, 두 가지 연결법이 있다. 데이지 체인 방식의 경우 슬레이브 모듈 간에도 우선순위가 부여되는 수직화 구조로 연결되어 있으므로 이는 마스터 모듈에서 생성된 동기화 신호의 전달이 n 모듈로 갈수록 지연된다.

반면 (b)의 브로드 캐스팅 방식은 다 수의 슬레이브 간에 우선순위가 없이 마스터 모듈에서 버스를 통해 각 슬레이브로 동시에 전송되는 방식이다. 따라서 이 방식은 동기화 신호의 지연을 방지할 수 있다. 마스터 모듈에서 슬레이브 모듈로의 동기화 신호 전송은 100 μ s의 주기로 전송한다.

그림 7 (a) 데이지 체인 방식, (b) 브로드캐스팅 방식

Fig. 7 (a) Daisy chain, (b) Broadcasting

그림 8에서 나타나듯이, 동기화 신호는 마스터 모듈의 첫 번째 PWM1을 기준으로 하여 발생되며, 마스터 모듈의 PWM2, PWM3는 이를 기준으로 위상차를 갖으며 각 슬레이브 모듈의 PWM2, PWM3는 해당 모듈의 PWM1을 기준으로 동기화 하되 모듈간의 위상차 발생을 위해 슬레이브 모듈의 첫 번째 PWM1은 마스터 모듈의 PWM1을 기준으로 하여 동기화 신호를 수신하게 된다. 브로드 캐스팅 방법을 사용하여 동기화 신호의 통신을 하더라도 물리적 위치로 인해 지연이 발생한다. 멀티 스트링 PCS 에 배치된 모듈 간 약 60cm의 물리적 간격을 두고 동기화 신호의 송·수신 실험 결과 약 126.5ns의 지연이 발생함을 보이며, 수신된 동기화 신호를 사용하여 마스터 모듈의 첫 번째 PWM 과 슬레이브 모듈의 첫 번째 PWM 사이에 60°의 PWM 위상차 발생결과 약 200ns의 지연을 갖고 동기화가 이루어지고 있음을 그림 9에서 볼 수 있다. 이는 정상적인 시간차의 약 1.2%에 해당하며 카운터 값으로 보상이 가능하며 스위칭 동작에 문제가 되지 않는다.

그림 8 동기화 신호 전달 과정

Fig. 8 Synchronization signal transfer process

그림 9 (a) 동기화 신호의 송·수신
(b) PWM 동기화

Fig. 9 (a) Transmission and receiving of synchronization signal
(b) PWM synchronization

5. 실험 결과

그림 10(a)의 경우 3상의 인덕터 전류는 확연하게 불균형을 보이며, 따라서 3상 인덕터 전류의 합인 입력전류의 주파수는 각 상전류의 주파수와 같다. (b)의 경우는 3상 전류의 균형이 이루어진 듯 하지만 간헐적으로 임의의 인덕터 전류 크기가 다른 두 전류의 크기와 다름으로 인해 불균형이 일어나며, 그에 따라 입력전류 역시 흔들리는 현상을 보인다.

그림 10 (a) 3상 전류의 불균형 1, (b) 3상 전류의 불균형 2
Fig. 10 (a) 3-phase currents imbalance 1
(b) 3-phase currents imbalance 2

반면에 그림 11(a)은 3상의 전류가 균형을 이루며 입력전류 역시 안정적인 파형의 모습으로 입력 전류의 주파수는

그림 11 (a) 3상 전류의 균형
(b) 3.15kW 입력전류 제어(V_{in} :350V, V_{out} :600V, I_{in} :9A 제어)

Fig. 11 (a) 3-phase currents balance
(b) Input current control at 3.15kW (V_{in} :350V, V_{out} :600V, I_{in} :9A control)

각 상전류 주파수의 3배로 증가함을 볼 수 있으며, 그림 11 (b) 상전류의 스위칭 주기는 100μs이며, 각 상은 약 33.3μs의 120° 위상 차를 갖고 스위칭을 하며, 3상 전류의 합, 입력 전류의 주기는 약 33.3μs가 된다.

컨버터의 전류제어는 상위레벨에서의 전력 요구 시에 빠른 과도 응답을 만족하여야 한다.

그림 12는 입력전류 기준치를 5A에서 10A로 변화 (Step-up) 시킨 후, 그에 따른 입력전류의 변화 속응성을 관찰하였다. 약 800μs의 상승시간을 갖으며, 기준치를 추종하고 있음을 보이며, (a)의 확대 파형인 (b)의 파형에서 나타나듯이 기준치 변화 시에도 상전류의 균형은 유지된다.

그림 12 2.1kW→3.5kW 변화 시, 상 전류의 균형 및 속응성 (V_{in} :350, V_{out} :600, I_{in} : 6→10A 제어)

Fig. 12 Power Change From 2.1kW to 3.5kW, balance and response of Inductor currents

듀얼 모듈 실험 시, 그림 13(a)의 모듈1과 모듈2의 입력전류는 약 0.5의 듀티비를 가진다. 그러므로 앞의 그림 2에서 알 수 있듯 각 모듈의 입력전류를 2상 시스템으로 볼 수 있으며, 듀티비 0.5는 2상 시스템에서 리플 감소율이 가장 큰 듀티비이므로, 이때 각 모듈의 입력전류의 합은 리플크기가 0에 가깝게 감소한다.

그림 13 3.7kW 듀얼모드의 입력전류, Module1 = 5A, Module2 = 5A

Fig. 13 Dual mode Input current at 3.7kW, Module1 = 5A, Module2 = 5A

6. 결 론

본 논문에서는 멀티 스트링 태양과 인버터의 전단에 사용되는 10kW DC-DC 부스트 컨버터의 설계 및 제어에 관하여 논하였다. 각 부스트 컨버터는 3상 인터리브 방식을

적용하여 리플 전류가 서로 상쇄하여 감소되었으며, 스위칭 주파수의 증가 효과로 인덕터와 커패시터의 크기를 줄일 수 있었다. 아울러, 각 상전류가 정상 상태와 과도 상태에서 균등하게 분배되도록 각 상에 독립적인 전류제어기를 설치하였으며, 시뮬레이션과 실험으로 그 성능을 확인하였다. 위의 3상 인터리브드 부스트 컨버터를 단위 모듈로 하여, 두 개의 컨버터를 병렬로 연결하여 운전하는 듀얼 모드를 구성하였다. 각 컨버터 모듈 간의 동기화를 CAN 방식을 바탕으로 한 브로드캐스팅 방법을 적용하여, 각 모듈 간에 위상차를 발생시킴으로써 리플전류를 보다 더 저감할 수 있었으며, 이를 실험으로 증명하였다.

감사의 글

본 연구는 2010년도 지식경제부의 재원으로 한국에너지 기술평가원(KETEP)의 지원을 받아 수행한 연구 과제입니다. (No. 20104010100600)

참 고 문 헌

- [1] Armando Bellini, Stefano Bifaretti "A quasi-resonant ZCS Boost DC/DC Converter for Photovoltaic Applications", IEEE Industrial Electronics 2007.
- [2] 이현관, 이기식, 강성인, 공영수, 김은수, 김윤희 "태양광 발전시스템을 위한 LLC 직렬공진컨버터 적용 무접점 전원장치" 대한전기학회 전기기기 및 에너지변환 시스템 부문회 춘계학술대회논문집 pp347~350. 2006.4
- [3] S.Daher, J.Schmid and F.L.M. Antunes, "Multilevel inverter topologies for stand-alone PV systems," IEEE Trans. Industrial Electronics, vol.55, pp. 2703-2712, Jul. 2008.
- [4] John Betten, Robert Kollman, "Interleaving dc/dc converters boost efficiency and voltage", Texas Instruments. EDN, pp78, 84, October, 2005
- [5] H.B. Shin, J.G. Park, S.K. Chung, H.W. Lee, T.A. Lipo, "Generalised Steady-state analysis of multiphase interleaved boost converter with coupled inductors", IEE Proc.-Electr. Power Appl, Vol.152, No.3, pp 587-591, May, 2005.
- [6] Taewon Heo, Young-dae son, Enrico santi "Analysis of the interleaved type power factor correction(PFC) converter in discontinuous current mode" IEEE industrial electronics society, 2004.
- [7] Biswajit Ray, Hiroyuki Kosai, Seana McNeal, Brett Fjodan, James Scofield "Performance Analysis of a Multi-Mode Interleaved Boost Converter" IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2009.
- [8] B. A. Miwa, D. M. Otten and M. F. Schlecht, "High efficiency power factor correction using interleaving techniques", Proc.1992 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exhibition, pp. 557-568.
- [9] Kanan H.Y, Marquis A. Al-Haddad K "Small Signal modeling and linear control of a dual boost power factor correction circuit" IEEE, Power Electronics Specialists Conference, 2004.
- [10] S. Dwari and L. Parsa, "A novel high efficiency high power interleaved coupled-inductor boost Dc-Dc converter for hybrid and fuel cell electric vehicle," Proc.2007 Vehicle Power and Propulsion Conference
- [11] G.Calderon Lopez, A.J Forsyth, D.R Nuttall "Design and Performance Evaluation of a 10kW Interleaved Boost Converter for a Fuel Cell Electric Vehicle" IEEE International Power Electronic and Motion Control Conference. 2006
- [12] Sairaj V. Dhople, Ali Davoudi, Patrick L. Chapman. "Steady-state Characterization of Multi-Phase, Interleaved Dc-Dc Converter for Photovoltaic Applications." IEEE Energy Converter Congress and Exposition, ECCE 2009

저 자 소 개

강 영 주 (康 永 宙)

1981년 8월 21일생. 2008년 충남대학교 전기공학교육과졸업. 2011년 동대학원 전기공학과졸업(석사). 2011년~현재 LG화학 기술연구원 Battery 연구소 연구원.

차 한 주 (車 翰 周)

1988년 서울대 전기공학과 졸업, 1990년 포항공대 전자전기공학과 졸업 (석사), 2004년 미국 Texas A&M University, College station(공박), 1990년~2001년 LG산전 연구소 책임 연구원, 2009년 미국 UTRC 연구소 방문 교수, 2005년~현재 충남대 전기공학과 부교수.