論 文
55B-4-6

방향 절환이 자유로운 양방향 DC/DC 컨버터 개발

Development of a Bidirectional DC/DC Converter with Smooth Transition Between Different Operation Modes

劉 昶 圭* · 李 雨 哲†
(ChangGyu Yoo · Woo-Cheol Lee)

Abstract - The conventional way to implement a bidirectional converter with boost/buck has been to use two general purpose PWM ICs with a single supply voltage. In this case, when one direction mode is in operation, the other is disabled and the output of the error amplifier of the disabled IC may be saturated to a maximum value or zero. Therefore, during mode transition, a circuit which can disable the switching operation for a certain time interval is required making it impossible to get a seamless transition. In this paper, the limitations of the conventional 42V/14V bi-directional DC/DC converter implemented with general current mode PWM ICs with a single supply voltage are reviewed and a new current mode PWM controller circuit with a dual voltage system is proposed. The validity of the proposed circuit is investigated through simulation, and experiments.

Key Words : Synchronous Buck, Boost 컨버터, 양방향 DC/DC 컨버터, PWM IC, UPS, 방향절환

1. 서 론

현재 자동차는 성능 향상, 연료 절감 및 탑승자의 안전과 편의성 등을 위하여 전력 요구량이 기하급수적으로 늘어나고 있다. 이에 따라 새로운 42V 전압 체계가 기존의 14V 시스템을 대체하여 추진되고 있으며, 기존 14V 부하를 사용할 수 있도록 하기 위해 42V와 14V 두가지 전압을 다 사용하는 42V/14V 이중 전압 체계가 제안되었다.[1]

그림 1은 그 42V/14V 이중 전압 체계를 실현하는 구성 중 가장 일반적인 형태이다. 42V와 14V 버스 모두에 배터리가 연결되고, 두 버스사이의 전력 변환이 가능하게 하는 양방향 DC/DC 컨버터가 위치한다. 평상 운전시에는 시동용 전동기와 발전기를 일체화한 ISG(Integrated Startor/Generator)가 발전기로 동작하여 DC/DC 컨버터는 42V에서 14V로 전력 변환을 통해 14V 배터리 및 부하에 전력으로 공급하게 되며, 신호 대기시 엔진 정지 출발이나 차량 가속 등으로 ISG를 전동기로 운전할 경우, DC/DC 컨버터는 14V 배터리가 42V 측 전력 용량을 보조할 수 있도록 역방향으로 동작하게 된다.

본 논문에서는 양방향 DC/DC 컨버터의 제어기를 시중품 PWM IC를 사용하여 구현했을 경우 발생하는 문제점을 고찰하고 이를 해결할 수 있는 새로운 제어기 회로를 제안한다. 제안된 회로의 동작은 시뮬레이션 및 실험으로 검증된다.

† 교신저자, 正 會 員 : 韓京大 電氣工學科 助教授 · 工博
韓京大 電子技術綜合硏究所
E-mail : woocheol@hknu.ac.kr
* 正 會 員 : 韓京大 情報通信專門大學院(電氣工學專攻) 博士課程,(株)인터파워 技術硏究所 所長
接受日字 : 2005年 12月 1日
最終完了 : 2006年 2月 3日

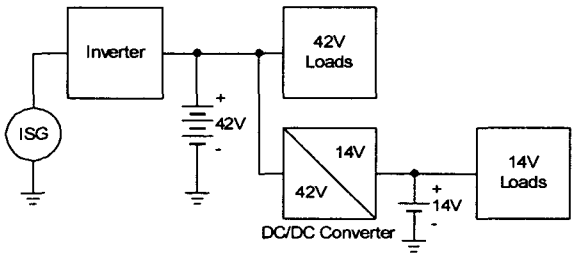


그림 1 듀얼 배터리 42V/14V 시스템
Fig. 1 Dual battery 42V/14V system

2. 기존 제어기 고찰

입출력 전압 차이가 1/3 또는 3정도로 크지 않고 입, 출력 간에 절연이 필요 없는 시스템의 자동차 42V 체계에서의 DC/DC 컨버터는 하나의 스위치와 다이오드로 구성되는 간단한 토폴로지인 벅 또는 부스트를 채택하면 좋은데, 다이오드 대신 액티브 스위치를 사용하는 싱크로너스 벅/부스트 형

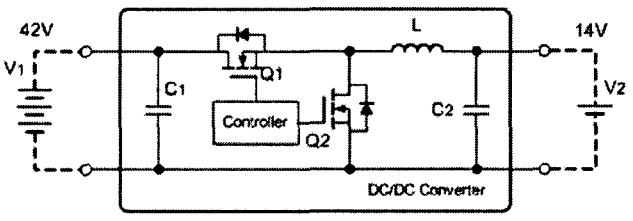


그림 2 입출력 모두에 전압원을 갖는 싱크로너스 벅/부스트 회로
Fig. 2 Synchronous Buck/Boost circuit with voltage sources at input and output terminals

태로 구성하게 되면 추가 소자 없이 양방향 동작이 가능하고 자동차 42V용으로 개발된 저전압 MOSFET는 도통 저항이 낮아서 고속 다이오드를 사용하는 경우에 비해 소자 양단 전압 강하가 감소되므로 효율도 일반 다이오드 벅, 부스트보다 높아진다.

그림 2는 싱크로너스 벅/부스트로서 스위치 Q1과 Q2는 동작 방향에 따라 주 스위치 또는 프리휠링 다이오드로 교번적으로 ON/OFF 동작을 하게 된다. 이 듀얼 배터리 42V 체계용 DC/DC 컨버터를 일반적인 전원용 DC/DC 컨버터와 비교해 보면 일반 컨버터는 출력에 부하만이 존재하는데 비해, 듀얼 배터리 42V 체계에서는 42V 배터리와 14V 배터리가 모두 사용되므로 컨버터 입출력 양단 모두에는 부하 이외에 전압원이라고 볼 수 있는 배터리가 연결된다는 점이 특징이다.

그림 3은 42V/14V 양방향 DC/DC 컨버터의 일반적인 제어기 블록 다이어 그램이다. 일반적으로 이와 같은 DC/DC 컨버터의 제어기는 스위칭 전원용 범용 PWM IC를 사용한다. 그리고 모든 이런 종류의 범용 IC는 양(+)의 전원 한 가지 즉, 단전원만으로 구동이 되고, 운전 중에 동기 버크/부스트 컨버터의 두개의 스위치의 역할을 바꾸는 기능이 없다. 따라서 양방향 컨버터를 한 개의 PWM IC만 가지고 구현하기는 어렵다.

특히, 스위치 전류와 에러 앰프의 출력이 비교되어 스위치의 오프 시간이 결정되는 전류 모드 PWM 방식을 채택할 경우, 단전원으로만 구동되는 PWM IC 특성상 양방향 전류 중 한쪽 방향의 전류만이 검출 가능하므로 양방향 동작을 위해서는 각 방향마다 하나씩, 2개의 IC가 필요하다.

따라서 양방향 싱크로너스 벅/부스트의 제어는 그림 3과 같이 42V에서 14V로의 전력 변환을 위한 벅 모드과 14V에서 42V로의 전력 변환을 위한 부스트 모드 각각을 위해 별도의 PWM IC를 두고 각 IC에서 출력되는 게이트 구동 신호를 묶어서 스위치를 구동하는 형태가 일반적이다.[2][3][4][5] 이 경우 동작 모드에 따라 한 순간에 하나의 제어기만을 동작시켜야 하며, 동작 모드 변경이 필요할 경우에는 다른 제어기를 동작시키기 전에 동작 중인 제어기를 먼저 정지시켜야만 한다.

싱크로너스 벅/부스트 컨버터의 전압 변환율은 다음과 같다.

$$\frac{V_{14V}}{V_{42V}} = \frac{T_{Q1_{ON}}}{T_{Q1_{ON}} + T_{Q1_{OFF}}} \qquad (1)$$

$$T_{Q1_{OFF}} = T_{Q2_{ON}}, \quad T_{Q2_{OFF}} = T_{Q1_{ON}}$$

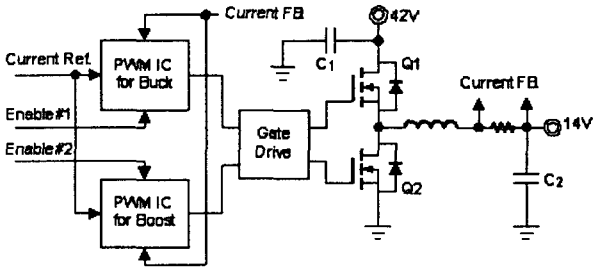


그림 3 일반적인 양방향 싱크로너스 벅/부스트 제어기

Fig. 3 Typical controller for bidirectional synchronous Buck/Boost converter

여기서 V_{14V}와 V_{42V}는 컨버터의 입출력 전압, T는 스위치 Q1, Q2의 ON 또는 OFF 시간을 의미한다. 만약 입출력 전압 V_{14V}와 V_{42V} 가 배터리의 공칭전압 36V, 12V라고 하면 Q1, Q2의 시비율은 각각 1/3, 2/3이 된다. 컨버터 동작 중 입출력 전압이 배터리의 충방전에 따라 변하게 되면 시비율은 변화된 입출력 전압의 비만큼 변화하게 된다.

일반적인 스위칭 전원에서는 전원 투입시 스위칭 듀티가 0에서 서서히 증가하여 정상 상태에 도달하게 하는 소프트 스타트 기능으로 소자에 가해지는 스트레스를 줄이게 된다. 그러나 본 DC/DC 컨버터는 입력과 출력 모두에 전압원이 존재하므로 제어기가 기동과 동시에 식(1)로 표현되는 정상 듀티를 내야만 한다. 그러나 에러 앰프 보상기에 포함되는 용량성 성분 때문에 소프트 스타트 기능은 완전히 제거할 수 없으므로 듀티가 정상상태에 도달할 때까지 전류 방향이 반대로 되는 결과를 초래할 수 있다.

전류 모드 PWM에서는 편차 앰프의 출력이 스위치 전류와 비교가 되어 PWM 듀티가 결정이 되는데, 시판중인 제품들은 거의 모두 그림 4의 IC와 유사한 형태로 내부 비교기의 노이즈 마진을 충분히 확보할 수 있도록 편차 앰프 출력이나 스위치 전류 센싱부 중 한 곳에 1V 내외의 오프셋 전압을 부가하게 된다.[6]

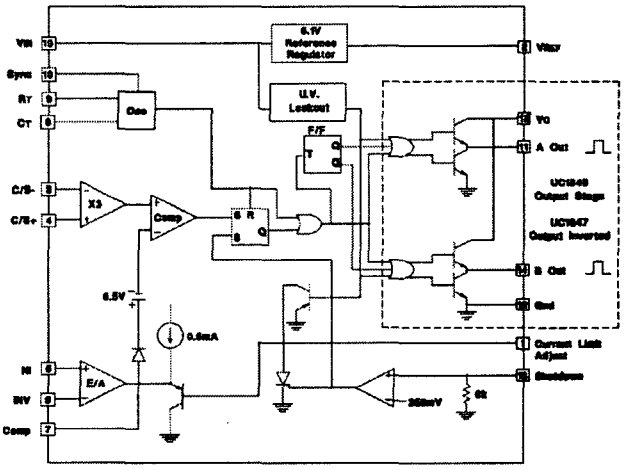


그림 4 전류모드 PWM IC 예(UC3846)

Fig. 4 Example of Current mode PWM IC (UC3846)

제어 루프에는 안정성 확보를 위해 용량성 성분이 필연적이고, 그림 4에서와 같이 제어 루프에 노이즈 마진을 확보하기위한 오프셋이 존재하면 싱크로너스 벅/부스트 컨버터에서는 편차 앰프의 출력이 증가하여 오프셋 전압에 도달할 때까지 스위치Q1, Q2가 스위칭 동작을 하지 못하고 운전 모드에 따라 하나가 계속 ON되는 상태가 된다.

그림 5의 시뮬레이션은 Q1이 주 스위치, Q2가 다이오드 역할의 보조 스위치가 되는 벅 보드로 컨버터가 기동할 때 전류 상태를 시뮬레이션한 결과로서 편차 앰프 출력이 오프셋 전압 이상으로 증가할 때까지 PWM IC내의 비교기가 Q1, Q2의 상태를 각각 OFF와 ON으로 만들므로 이 기간동안 출력 전압원이 단락되어 매우 큰 전류가 흐르게 된다.[7]

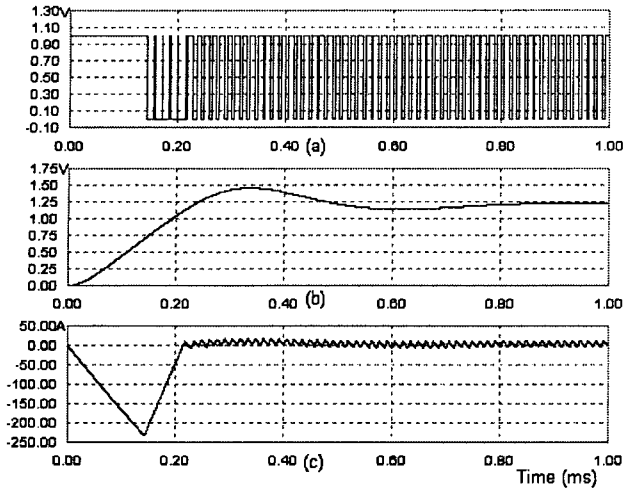


그림 5 벅 모드 기동 시 전류 상태 시뮬레이션

Fig. 5 Simulation for Transient current during Buck mode startup (a) Q2 PWM signal (b) Error amp output voltage (c) Inductor current

이런 상황은 기동 시 뿐만 아니라 방향 절환 시에도 발생하게 되는데, 이는 두개의 제어기중 동작하는 않는 제어기의 에러 증폭기 출력이 포화되어 최대값 또는 0으로 되기 때문이다. 따라서 기동 시 뿐만 아니라 방향 절환 시에도 원활한 방향 절환이 불가능하게 된다. 이런 과도한 전류는 스위칭 소자, 인덕터 및 기타 소자들 수명에 많은 영향을 미치게 되므로 이런 과도 전류를 제거하기 위하여 제어기가 정상치 시비율에 도달할 때까지 스위칭 신호를 차단해주는 부가의 회로가 필요하게 된다.[7]

또한 입출력부에 전압원을 갖는 동기 버크/부스트 컨버터는 음의 방향으로 전류가 흐를 수 있는 통로가 존재하여 항상 연속 모드(CCM: Continuous Conduction Mode)로 동작이 되어 전류 값이 작아짐에 따라 반대 방향으로도 흐를 수가 있다. 그러나 양의 단전원으로만 구동되는 제어기의 경우 음의 전류 검출이 불가능하여 전류가 반대로 흐를 경우 불연속 모드(DCM: Discontinuous Conduction Mode)로 제어하게 된다. 이 경우 3가지 문제점이 발생되는데, 첫째로, 연속, 불연속 모드에 따라 제어기 게인이 바뀌므로 전류 크기가 작아 제어기가 연속 모드와 불연속 모드의 경계에서 동작할 경우 제어 루프가 불안정하게 될 가능성이 있고 둘째로, 평균 전류 계산시 오차가 발생하고, 셋째로, 음의 과전류 보호가 불가능하다.

3. 제안하는 제어기

그림 6은 본 논문에서 제안하는 전류 모드 PWM 제어기의 블록 다이어그램이다.

이 회로는 방향에 상관없이 동작되어 질 수 있는 하나의 제어기로 설계 되었고 양(+)과 음(-) 두가지 전원 즉, 양전원(兩電源)으로 구동되는 하나의 편차 앰프, 하나의 차동 앰프 그리고 세 개의 비교기와 RS 플립플롭을 포함하는 로직 소자들로 구성된다.

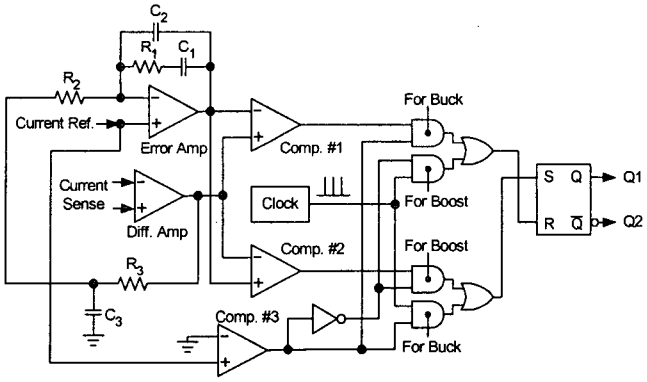


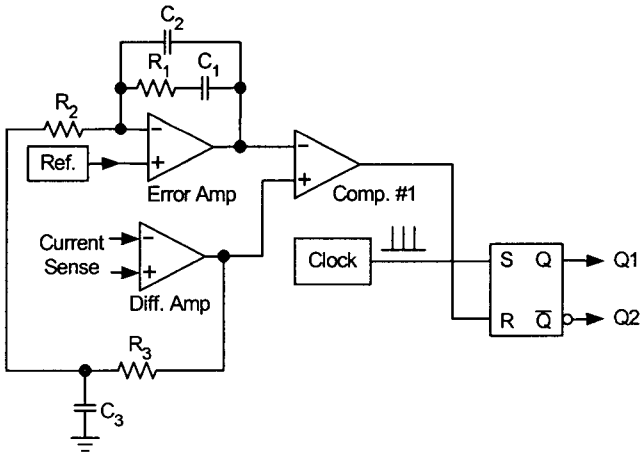
그림 6 제안하는 양방향 DC/DC 컨버터용 제어기

Fig. 6 Proposed controller for bidirectional DC/DC converter

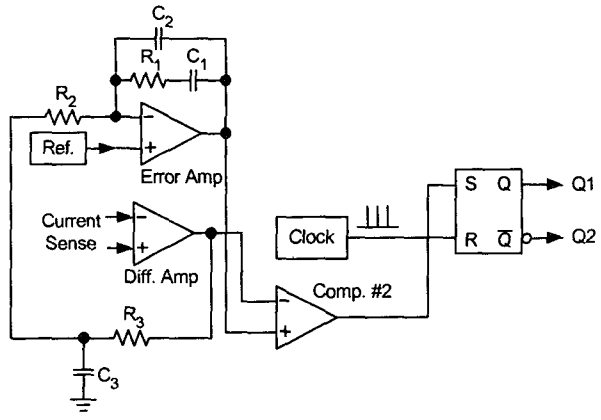
본 컨버터의 부하는 전압원의 일종인 배터리이므로 출력 전압이 아닌 전류를 제어할 수 있도록 제어기의 지령은 전류로 하였으며, 전류 지령으로 사용하면 여러 대의 컨버터를 병렬 구동하여 용량을 증대시킬 경우에도 유리하다. 배터리 전압 제어가 필요하다면 본 제어기 외부에 전류 지령을 출력하는 전압 제어 루프를 추가하면 된다. 모드 절환은 전류 지령 신호가 양(陽)이면 컨버터 제어기는 자동으로 벅 동작을, 음(陰)이면 부스트 동작을 하게 된다.

클럭 발진 회로는 고정 PWM 주파수 동작을 위한 클럭 신호를 발생하며 이 클럭 신호는 비교기 #3에서 출력하는 운전 방향 신호와 함께 AND 게이트에 입력된다. 비교기 #1과 #2는 차동 증폭기의 스위치 전류 신호와 편차 앰프 보상기의 신호를 비교하여 결과를 출력한다.

그림 7은 컨버터 동작에 따라 AND 게이트와 OR 게이트를 없애 단순화한 제어기 회로의 블록 다이어그램이다. 벅 동작일 때는 비교기 #3의 출력이 HIGH가 되므로 클럭 신호가 RS 플립플롭의 셋 단자에, 부스트 동작일 때는 LOW가 되므로 리셋 단자에 가해지게 된다. 그러므로 벅 동작일 때는 Q1이 주 스위치 역할을, 부스트 동작일 때는 Q2가 주스위치 역할을 할 수 있다.



(a)



(b)

그림 7 모드별 제어기 동작

Fig. 7 Controller operation

(a) Buck mode (b) Boost mode

양전원(兩電源)이 가해지는 편차 앰프와 차동 앰프는 양(陽) 또는 음(陰)의 출력을 가질 수 있다. 이 신호들은 비교기 #1과 #2에서 비교되어 모드별로 동작중인 주 스위치의 OFF 시점이 결정된다.

본 제어기 회로는 PWM IC를 사용하는 기존의 제어기들과 비교하여 PWM 제어 자체를 개별 연산증폭기, 플립플롭, 로직 회로 등을 이용하여 구현하여야 하므로 PWM 제어 자체를 위한 부품수는 늘어나지만, 외부 지령 신호의 극성에 따라 컨버터의 운전 방향이 자동으로 결정이 되므로 기존의 방식과 같이 운전 방향에 따라 제어 IC를 각각 하나씩 2개를 사용할 필요가 없으며, 제어기 선택 로직과 게이트 블록킹 회로 등의 추가 회로 없이도 원활한 방향 절환을 이룰 수 있는 장점이 있어 전체적으로는 회로가 더 복잡해지지 않는다.

실제 실험을 위한 제어기 회로에는 전류모드 PWM 제어 특성상 듀티 50%이상에서 불안정해지는 문제가 있으므로 약 66%의 듀티에서 동작하는 부스트 모드를 위해서 그림7 회로와 같은 슬로프 보상회로가 추가로 필요하다.

슬로프 보상은 비교기 #3 출력에 따라 부스트 동작시에만 클럭 신호와 동기가 같은 삼각파를 스위치 전류 센싱 신호에 부가함으로서 가능하게 되어있다.

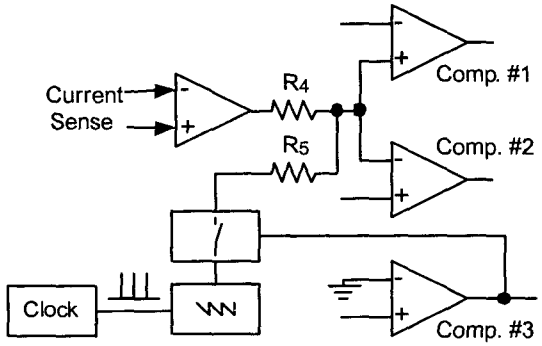


그림 8 슬로프 보상

Fig. 8 Slope compensation

4. 시뮬레이션 결과

시뮬레이션은 PSIM 소프트웨어를 이용하였으며, 그림 2의 싱크로러스 버크/부스트 컨버터를 그림 9 회로와 같이 모델링하여 수행하였다. 시뮬레이션과 관련된 시스템 파라미터들은 표 1과 같다.

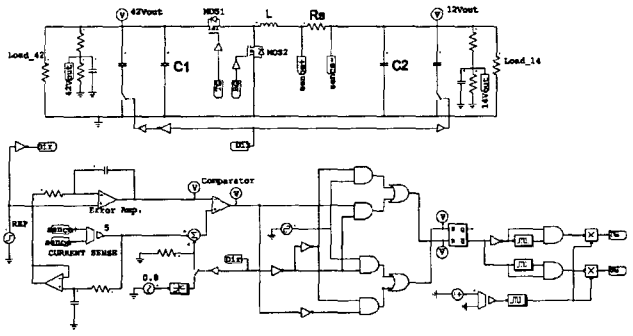


그림 9. 시뮬레이션용 회로

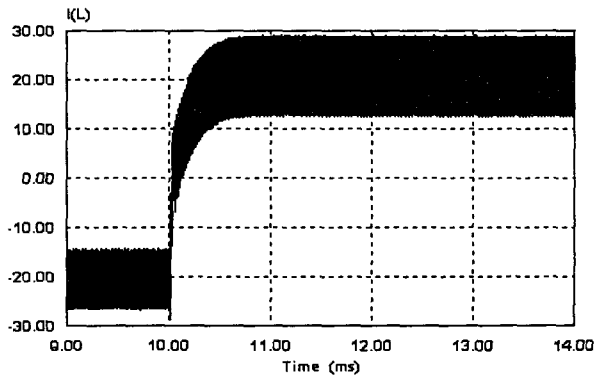
Fig. 9 Circuits for simulation

표 1 시스템 파라미터

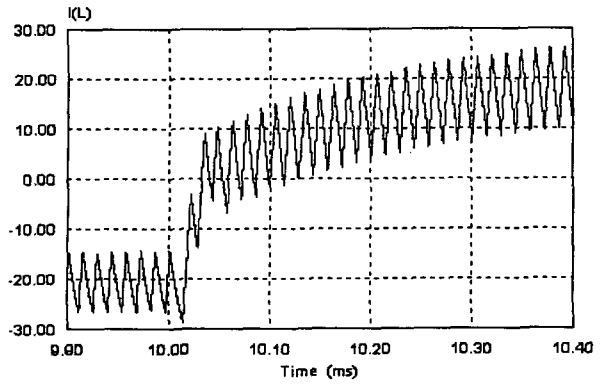
Table 1 System parameters

Parameters	Value
Input/Output Voltage (V_1, V_2)	42V, 14V
Inductor (L)	7μH
Capacitor(C_1, C_2)	20μF, 20μF
Switching Frequency	70KHz
Current Detecting Resisitor(Rs)	10mΩ

그림 10(a)는 부스트 -20A 동작 중에 전류 지령치를 벅 모드가 되도록 20A로 스텝으로 변화시켜 방향을 절환하였을 때 인덕터 전류를 시뮬레이션한 결과이고, 그림 11(b)는 +10A의 벅 모드 동작 중에 지령을 -10A로 스텝으로 변화시켜 부스트 모드로 방향을 절환하였을 때 인덕터 전류를 시뮬레이션한 결과이고 그림 10(b),11(b)는 각각의 모드에서 절환시 파형을 확대한 것이다.



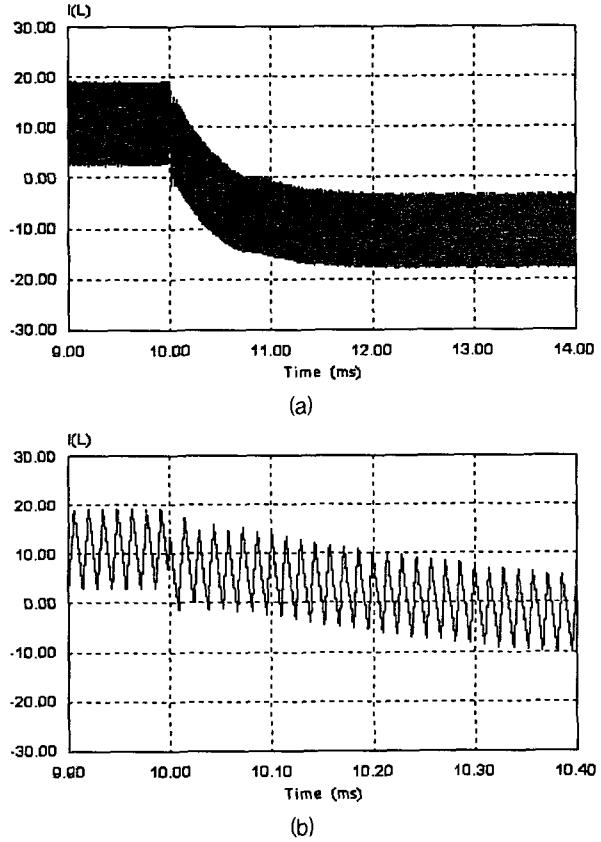
(a)



(b)

그림 10 부스트 모드(-20A)에서 버크 모드(+20A)로 절체시 인덕터 전류 시뮬레이션 파형
(a) 1 msec/div (b) 0.1 msec/div

Fig. 10. Simulation waveform of Inductor current when the mode changes from Boost(-20A) to Buck(+20A)



(a)

(b)

그림 11 버크 모드(+10A)에서 부스트 모드(-10A)로 절체시 인덕터 전류 시뮬레이션 파형
(a) 1 msec/div (b) 0.1 msec/div

Fig. 11. Simulation waveform of Inductor current when the mode changes from Buck(+10A) to Boost(-10A)

시뮬레이션 결과에서 볼 수 있듯이 지령 전류의 크기에 상관없이 컨버터가 잘 동작함을 알 수 있고, 지령 전류의 극성 변화에 의해서 방향 절환이 원활하게 이루어질 수 있음을 알 수 있다.

5. 실험 결과

실험 장치의 용량은 300W급이며, 42V 자동차용으로 개발된 IR사의 MOSFET IRF3808을 스위칭 소자로 사용하였으며, 배터리로는 일본 GS사의 36V 배터리와 한국전지의 12V/80AH을 사용하였고, 부하로는 저항 부하를 사용하였다. 실험 파라메터는 시뮬레이션 파라메터와 동일하다.

그림 12는 실험에 사용된 회로의 블록도이다.

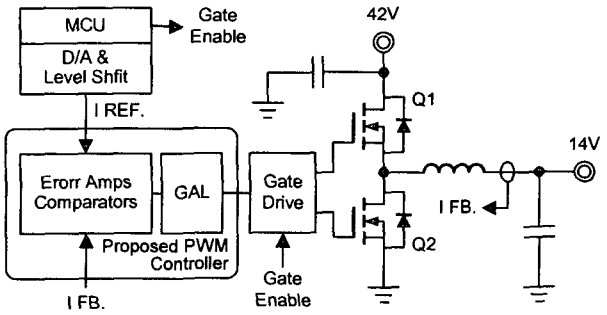


그림 12. 실험에 사용된 회로의 블록도

Fig. 12 Block diagram of circuit using in experiment

외부에 전압 제어기가 필요할 경우, 출력에 배터리가 연결되는 특성상 전압 제어기는 빠른 응답성이 요구되지 않으므로 출력 전압 피드백을 받아서 PI 제어를 통해 전류 지령을 만드는 과정을 범용 MCU를 통해 소프트웨어로 구현 가능하다. 따라서 본 실험에서 전압 제어기에서 나오는 전류 지령은 마이크로칩사의 범용 8비트 MCU인 16F872를 통해 만들어지는 것으로 하였으며, 전류 지령 디지털 출력을 A/D 변환한 후 레벨 쉬프트를 하여 양 또는 음의 아날로그 전류 지령을 얻는다. 디지털 로직부의 구현은 디버깅 및 구현의 편리성을 위해 범용 프로그래머블 디바이스인 GAL을 이용하였으며, 싱크로너스 벅/부스트의 두개의 MOSFET 스위치의 구동은 500nsec의 고정 데드타임을 갖는 하프 브리지 구동용 IC인 IR사의 IR2183을 통해 이루어진다.

그림 13은 컨버터를 +10A의 스텝 전류 지령으로 처음 기동하였을 때 인덕터 전류를 측정한 결과이다. 그림 13(a)는 에러 앰프 출력을 0으로 하여 기동하였을 때로서, 전류가 시비율이 정상치에 도달할 때까지 역방향으로 흐르지만 일반 전류 모드 PWM IC로 제어기를 구현했을 때 발생하는 심각한 과도 전류는 없음을 알 수 있다. 그림 13(b)는 스위칭을 전류 지령과 함께 바로 시작하지 않고 MCU에서 게이트 인에이블 신호로 일정시간 스위칭을 지연을 시킨 경우로서, 역방향 전류 문제가 거의 제거됨을 알 수 있다. 이 때 기동직후 발생하는 역 전류는 Q1 게이트 구동을 위해 부트스트랩 캡을 사용하는 FET 구동용 IC의 특성상 부트스트랩 캡 충전을 위해 Q2 스위치가 적어도 한번은 도통이 되어야 하므로 본 실험과 같이 벅 모드로 기동을 하는 경우 완전히 없앨 수 없다.

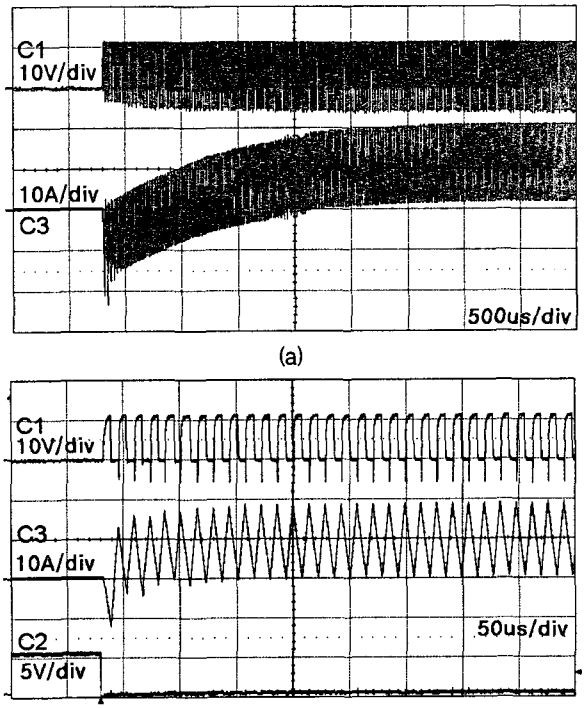


그림 13. 제안된 제어기의 초기 기동시 인덕터 전류
(a) 에러 앰프 출력을 0으로 하여 기동
(b) 스위칭을 지연하여 시작한 경우
(C1: Q2 게이트 파형, C3: 인덕터 전류, C2: 게이트인에이블 신호)

Fig. 13 Inductor current of the proposed controller during startup

기동시와는 달리 방향 절환시에는 식(1)에서 처럼 Q1, Q2의 듀티는 벅, 부스트에 상관없이 각각 항상 1/3과 2/3가 되므로 본 제어기가 정상 시비율을 유지하면서 지령치에 따라 전류 극성이 자연스럽게 바뀌게 되므로 원활한 방향절환을 이룰 수 있다.(본 컨버터에서 스위치 Q1, Q2 각각의 정상 상태 스위칭 듀티는 벅, 부스트 모드에 상관없이 항상 식(1)에서와 같이 배터리 전압에 의해 약 1/3과 2/3로 일정하게 된다. 방향 절환시에 본 제어기는 Q1, Q2가 정상 듀티를 유지하면서 지령치에 따라 전류 극성을 자연스럽게 바꿔도록 하여 원활한 방향 절환을 이룰 수 있게 한다.) 제어기 2개를 사용하는 기존 제어기 경우에는 동작중인 제어기를 정지시킨 후 동작하지 않는 다른 제어기를 동작시키는 것이 필요하므로 잠시 동안 두개의 제어기 모두 정지하는 기간이 존재하고 또한 기동시 문제가 그대로 나타나므로 원활한 방향 절체가 불가능하다.

그림 14(a)는 제안된 제어기를 사용하여 부스트 -20A 동작중에 전류 지령치를 벅 모드가 되도록 20A로 스텝으로 변화시켜 방향을 절환하였을 때 인덕터 전류를 실험한 결과이고, 그림 15(a) 역시 제안된 제어기를 사용하여 +10A의 벅 모드 동작 중에 지령을 -10A로 스텝으로 변화시켜 부스트 모드로 방향을 절환하였을 때 인덕터 전류를 실험한 결과로 각각 게이트 파형과 동작모드신호, 인덕터 전류를 같이 보여준다. 그림 14(b), 15(b)는 각각의 모드에서 절환 시 확대한 파형(이다)으로 원활한 절체가 이루어 짐을 알수가 있다.

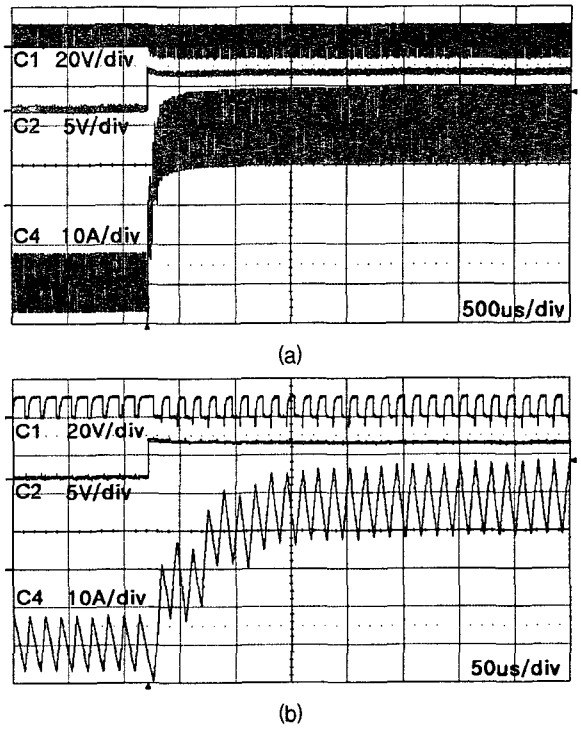


그림 14 부스트 모드(-20A)에서 버크 모드(+20A)로 절체시 인덕터 전류 실험 파형 (a) 500μsec/div (b) 50μsec/div
(C1:게이트 파형,C2: 동작모드 신호,C4:인덕터 전류)

Fig. 14. Experimental waveform of inductor current when the mode changes from Boost(-20A) to Buck(+20A)

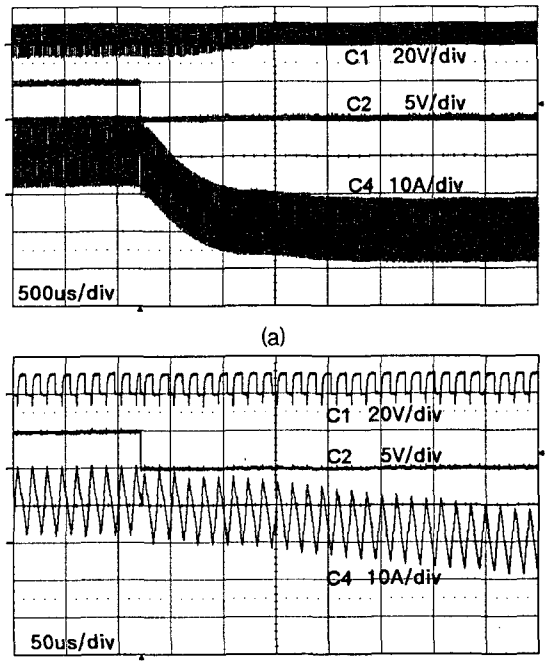


그림 15 버크 모드(+10A)에서 버크 모드(-10A)로 절체시 인덕터 전류 실험 파형 (a) 500μsec/div (b) 50μsec/div
(C1:게이트 파형, C2: 동작모드 신호, C4:인덕터 전류)

Fig. 15 Experimental waveform of inductor current when the mode changes from Buck(+10A) to Boost(-10A)

시뮬레이션 결과와 같이 벅, 부스트 모드 방향 절환시 뿐만 아니라 방향 절환 전후의 정상상태에서도 제안된 회로가 잘 동작함을 알 수 있다.

5. 결 론

DC/DC 컨버터의 제어기는 일반적으로 범용 스위칭 전원용 PWM IC를 사용하여 구성한다. 그러나 이런 상용 IC들은 모두 단전원을 이용하는 제품들이고 동작중인 싱크로너스 벅/부스트 컨버터에서 주/부 스위치를 절환하는 기능을 가지고 있지 않으므로 운전 모드에 따라 전류 극성과 주/부 스위치를 바꿀 필요가 있는 양방향 컨버터는 하나의 범용 PWM IC만으로 회로 구현이 어렵다. 더욱이 단전원으로 구동되는 PWM IC는 음의 전류를 검출할 수 없으므로 비 정상적인 음의 전류의 보호는 불가능하다.

특히, 스위치에 흐르는 전류와 편차 앰프 출력의 비교로 스위칭 Off 시점이 결정되는 전류 모드 PWM 방식을 사용할 경우에는, 양방향 컨버터에서 스위치 전류 방향이 바뀌고 모드에 따라 주/부 스위치가 바뀌어야 하므로 PWM IC를 각각 따로 사용하게 된다. 이 경우 동작하지 않는 제어기 에러 앰프 즉, 벅 모드일 때는 부스트 제어 루프, 부스트 모드일 때는 벅 제어 루프의 에러 편차 앰프가 한쪽으로 포화되어 최대값 또는 0으로 된다. 따라서 모드 절환시 또는 초기 기동시 마다 과도 전류가 발생하는 것을 억제하기 위해서 제어기가 정상 PWM 듀티를 낼 수 있는 상태가 될 때까지 스위칭 동작이 멈추게 하는 회로가 필요하여 원활한 방향 절환을 이룰 수 없게 된다.

본 논문에서는 양방향 동작 컨버터에서의 이러한 문제를 해결할 수 있도록 양전원을 사용하는 새로운 전류 모드 PWM제어기 회로를 제안하였으며, 시뮬레이션과 실험으로 그 유효성을 검증해 보았다.

감사의 글

본 논문은 2004년도 한국학술진흥재단의 지원에 의하여 연구되었음(KRF-2004-003-D00117)

참 고 문 헌

[1] J.M. Miller, P.R. Nicastri, "The Next Generation Automotive Electrical Power System Architecture: Issues and Challenges"DASC98 Digital Avionic Systems Conference, Bellevue, WA, Oct.31-Nov.6, 1998

[2] M. Weiner, and A. Parker, "Proposed Backup Control for Bi-Directional Automotive 42Volt to 14Volt Converter", SAE Transitioning to 42-Volt Electrical Systems(SP-1556), Warrendale, PA, 2000, pp.57-62

[3] A. Pfaelzer, M. Weiner, and A. Parker, "Bi-Directional Automotive 42/14 Volt Bus DC/DC Converter", SAE Transitioning to 42-Volt Electrical Systems (SP-1556), Warrendale, PA, 2000, pp.77-88

[4] T.C. Neugebauer, D.J. Perreault, "Computer-Aided Optimization of dc/dc Converters for Automotive Applications" Power Electronics Specialists Conference 2000, Galway, Ireland, Jun18-23, 20

[5] 정상민, 조성진, 최세완, 한수빈, "하이브리드 에너지 시스템에서 양방향 DC-DC 컨버터에 의한 축전지 제어 기법", 전력전자학술대회 논문집(I), 2004, pp359-363

[6] "UC3846 Datasheet", Unitrode from Texas Instrument

[7] ChangGyu Yoo, WooCheol Lee, KyuChan Lee and B.H. Cho, "Transient Current Suppression Scheme for Bi-directional DC/DC Converters in 42V Automotive Power Systems", Applied Power Electronics Conference, Austin, Texas, 6-10 March, 2005, pp1600-1604

저 자 소 개

유 창 규(劉 昶 圭)

1963년 8월 30일생. 1987년 아주대학교 전자공학과 졸업(학사). 1989년 동 대학원졸업 (석사). 1989~2000 효성중공업(주)기술 연구소 근무. 2000~현재 (주)인터파워 기술연구소 근무. 2004~현재 한경대학교 정보통신전문대학원(전기공학전공) 박사과정

Tel : (02) 856-3031, Fax : (02) 856-3122

E-mail : coolgyoo@hanmail.net

이 우 철(李 雨 哲)

1964년 3월 24일생. 1987년 한양대학교 전기공학과 졸업(학사). 1989년 동 대학원졸업 (석사). 2001년 동대학원 졸업(공박). 1988~1998 효성중공업(주) 기술연구소근무. 2002.~현재 한경대학교 전기공학과 조교수

Tel : (031) 670-5323, Fax : (031) 670-5015

E-mail : woocheol@hknu.ac.kr