

2-스위치 Buck-Boost 컨버터를 이용한 DC 링크 전압 가변형 인버터 설계

논문

58-5-13

A Cost Effective DC Link Variable Inverter Using 2-Switch Buck-Boost Converter

강 현 수* · 김 준 형** · 이 병 국† · 허 진***
(Hyun-Soo Kang · Jun-Hyung Kim · Byoung-Kuk Lee · Jin Hur)

Abstract - In this paper, a dc link voltage variable inverter system is proposed, which consists of a two-switch buck-boost converter and a four-switch inverter. In addition, as the current and torque ripples are generated by a voltage difference between back EMF and dc link voltage, these ripples could be reduced according to the controlled dc-link voltage according to the motor speed. The validity of the proposed inverter is verified by informative simulation and experimental results.

Key Words : 2-switch buck-boost converter, 4-switch inverter, Brushless dc motor, Controllable dc-link voltage

1. 서 론

최근 산업계에서 사용되고 있는 전동기 드라이브 시스템은 고성능, 고신뢰성, 경제성 등의 요구로 대부분은 PWM (Pulse Width Modulation) 방식의 인버터가 일반적으로 사용되고 있다. 그러나 PWM 인버터를 이용하여 전동기를 제어하는 경우 전동기가 저속으로 구동될 때 여러 가지 문제를 발생시킬 수 있다. 저속운전의 가장 대표적인 현상으로는 전동기의 인덕턴스 값이 아주 작은 경우, 즉 고속 회전을 위한 고속 전동기이거나 관성이 아주 작게 설계되는 전동기의 경우 저속에서의 전류 리플을 야기하는데 이는 토크 리플과 속도 리플로 이어지는 결과를 야기한다. 따라서 이러한 전동기에서는 저속에서의 특성이 고속에서의 특성에 비해 상당히 나쁘게 되며 전동기 제어 특성을 개선하고자 출력단 리액터와 같은 추가적인 부품이 필요하게 된다. 특히 배터리를 입력전압으로 사용하고 컨버터를 사용하지 않은 전동기의 경우 역기전력과 입력 전압이 비슷하거나 오히려 입력 전압이 전동기의 역기전력보다 낮은 경우에는 일정한 속도 이상 제어가 불가능할 뿐 아니라 고속 영역에서 약제자 제어를 하기위한 추가적인 연산 및 제어 알고리즘이 필요하기도 하다. 따라서 이러한 문제를 해결하고자 전동기의 속도에 따라 DC 링크 전압을 가변할 수 있는 DC 링크 전압 가변형 인버터 시스템에 대한 연구가 진행되어 오고 있다. 일반적으로 사용되고 있는 DC 링크 전압 가변형 인버

터 시스템은 다음과 같은 방법들을 적용하고 있다. 가장 일반적인 형태로 인버터 DC 링크 앞 단을 Buck 컨버터 또는 Boost 컨버터로 구성하여 속도에 따라 DC 링크 전압의 크기를 제어 한다 [1]. 또 다른 방법으로 회로 구성은 Buck 컨버터와 동일하지만 정류기를 통해 교류 입력 전압을 직류 전압으로 변환할 때 발생하는 역률 및 고조파를 제거하기 위해 Buck 컨버터에 PFC (Power Factor Correction) 제어 방법을 적용하여 전동기의 토크 리플을 감소시키는 방법이 있다 [2]. 이와 같이 기존의 DC 링크 전압 가변형 인버터 시스템은 DC 링크 앞단에 Buck 컨버터 또는 Boost 컨버터만을 사용함으로써 컨버터 출력 전압을 입력 전압 보다 강압하거나 혹은 승압만 할 수 있어 넓은 운전범위에 적용하기에는 한계가 있다.

따라서 본 논문에서는 배터리 SOC에 영향을 받지 않으며, 저속 및 고속에서 DC 링크 전압을 가변시킬 수 있는 2-스위치 Buck-Boost 컨버터를 사용하여 시스템 성능을 다양화하였다. 2-스위치 Buck-Boost 컨버터는 기존에 사용된 Buck 컨버터에 비해 파워 소자들의 증가로 단가 상승이 있는 반면에 부하의 전압 정격 범위가 상대적으로 넓기 때문에 부하에서 필요로 하는 전압에 따라 새로운 전력변환 시스템의 교체 없이 제안된 DC 링크 전압 가변형 인버터 시스템에 적용할 수 있다. 또한 전동기를 구동하기 위한 3상 인버터를 6-스위치 인버터 대신 4-스위치 인버터로 대체함으로써 기존에 사용된 DC 링크 전압 가변형 인버터 보다 전체적으로는 성능향상에 대비해서 단가를 감소시킬 수 있는 DC 링크 전압 가변형 인버터 시스템을 구성하였다.

* 정 회 원 : 성균관대학교 정보통신공학부 박사과정

** 정 회 원 : (주)브이씨텍 연구소 연구원

*** 정 회 원 : 울산대학교 전기전자정보시스템공학부 조교수

† 교신저자, 정회원 : 성균관대학교 정보통신공학부

조교수 · 공박

E-mail : bkleskku@skku.edu

접수일자 : 2009년 2월 8일

최종완료 : 2009년 4월 2일

2. 제안한 DC 링크 전압 가변형 인버터

시스템의 구성

본 논문에서는 그림 2-1과 같이 2-스위치 Buck-Boost 컨버터와 4-스위치 인버터의 직렬 조합으로 새로운 6개의 스

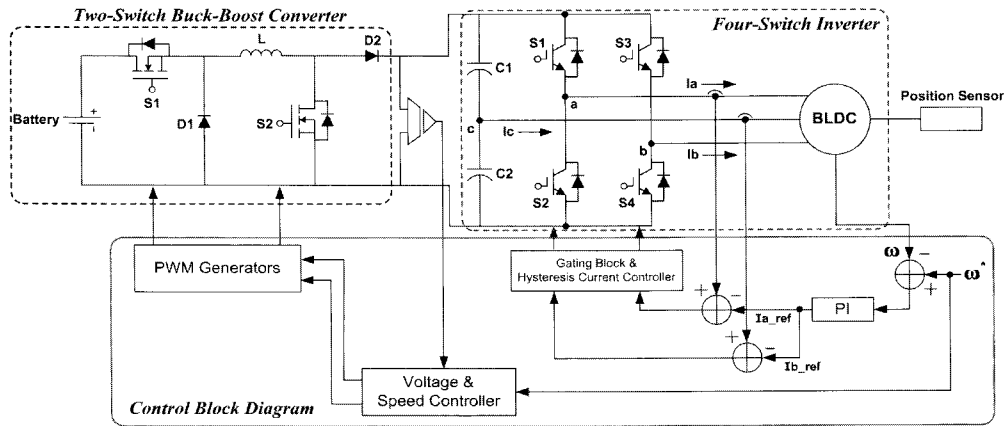


그림 2-1 제안한 인버터의 시스템 구성도
 Fig. 2-1 The system configuration of proposed inverter

위치를 사용하는 전압 가변형 인버터 시스템을 제안한다. 제안된 인버터 시스템은 기동 시와 저속 영역에서 DC 단의 전압을 낮춤으로써 전류 및 토크 리플의 크기를 감소시키고, 고속 영역에서는 DC 단의 전압의 크기를 증가시킴으로써 역기전력의 전압의 제한을 받지 않는다. 이러한 이유로 제안된 인버터 시스템은 높은 역기전력을 가지도록 새로 설계되는 42V 전용 전동기와 기존에 일반적으로 사용되던 낮은 역기전력을 가지는 12V 전용 전동기 모두에서 사용 가능하다.

그림 2-2에서 나타낸 것처럼 전압 가변형 인버터 시스템은 DC 링크 전압이 고정된 PWM 기법과는 달리 속도에 따라 2-스위치 Buck-Boost 컨버터의 듀티 비를 가변함으로써 배터리 입력 전압과 BLDC 전동기의 속도에 따라 DC 링크 전압이 가변되는 것이다. 또한 2-스위치 Buck-Boost 컨버터를 적용하여 기존에 사용되고 있는 전동기와 다른 역기전력이 높은 전압 정격을 가진 전동기를 전압 가변형 인버터 시스템에 구성해 사용할 수 있으며, 배터리 입력 전압이 DC 링크 전압 보다 높거나 낮아도 BLDC 전동기의 속도를 제어하는데 영향을 받지 않는다. 그림 2-1의 제안된 전압 가변형 인버터의 컨트롤 블록에 표현된 각각의 제어 방법을 살펴보면 다음과 같다. BLDC 전동기의 속도는 엔코더를 통해 회전자의 위치를 얻은 다음 그 값을 미분하여 식 2-1과 같이 실제 속도를 구한다.

$$\omega_{real} = \frac{d}{dt} \theta_{real} \quad (2-1)$$

측정된 속도 값은 컨버터 출력기준 값과 속도 실제 값으로 들어간다. 속도 실제 값은 속도 기준 값과 비교된 후 에러 값을 생성하고 에러 값은 PI 제어기를 통해 전류 기준 값을 발생한다. 또한 BLDC 전동기는 일정토크 제어를 수행하기 위해 전류제어 기법으로 준구형과 전류 형태로 제어되며, 컨버터 출력 기준 값은 BLDC 전동기의 역기전력에 따라 제어된다. 역기전력은 식 2-2와 같다.

$$\omega_m \cdot T_e = (e_a \cdot i_a + e_b \cdot i_b + e_c \cdot i_c) \quad (2-2)$$

속도와 비례한 역기전력은 저속일 때 DC 링크 전압을

전동기에서 요구하는 최소전압으로 제어하고 속도가 상승할수록 선형적으로 전압을 승압시킨다. 따라서 저속일 때 컨버터와 인버터 출력단 사이에서 발생하는 낮은 전위차로 인해 전류 리플이 감소하게 된다. 전류 리플의 기울기 수식은 식 2-3로 간략화 할 수 있다.

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_{dc} - V_{out}}{L} \quad (2-3)$$

따라서 저속에서는 전동기가 요구하는 최소한으로 DC 링크 전압을 낮게 제어함으로써 DC 링크 전압을 일정하게 제어할 때 보다 감소시킬 수 있다.

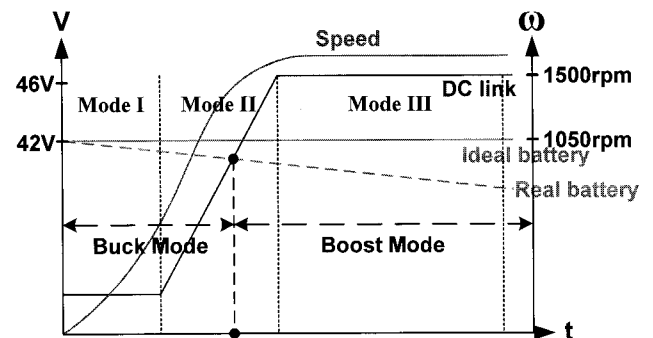


그림 2-2 제안된 인버터 시스템의 속도 변화에 따른 입력 배터리 전압 변화와 컨버터 출력 전압 변화

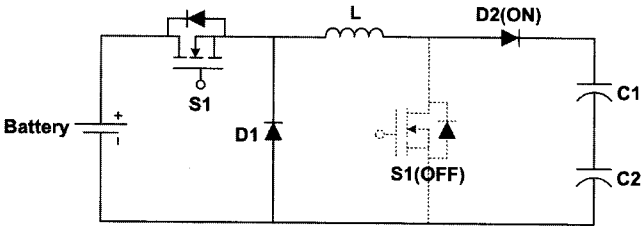
Fig. 2-2 The input battery voltage and converter output voltage variation according to the speed variation of proposed inverter system

3. 2-스위치 Buck-Boost 컨버터 및 4-스위치 인버터의 동작 및 해석

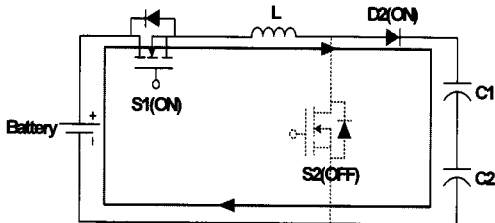
3.1 2-스위치 Buck-Boost 컨버터의 구조

그림 3-1(a)은 본 논문에서 제안한 전압 가변형 인버터의 DC 링크 전압을 가변하기 위한 2-스위치 Buck-Boost 컨

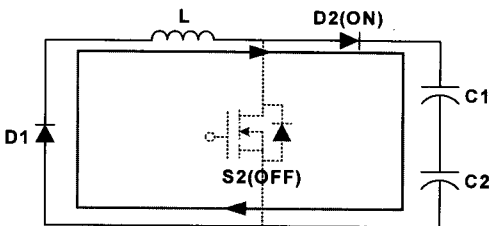
버터를 나타내고 있다 [2]-[4]. 그림 2-1에서 보이는 2-스위치 Buck-Boost 컨버터는 기존의 Buck 컨버터와 Boost 컨버터가 직렬 형태로 결합된 컨버터로 컨버터의 출력 전압을 사용자의 요구에 따라 승압 또는 강압 시킬 수 있다. 본래 이 회로는 PFC 기능을 수행하기 위해 다이오드 정류기 입력단을 가지는 1 ~ 2kw 정도 용량의 PFC 회로에서 출력단의 DC전압이 능동적인 운전 점에 따라 Boost 혹은 Buck 형태의 컨버터로 사용된다. 따라서 단상 PFC회로에서 DC전압 가변단을 가지는 2kw 정도의 용량 급에서는 95% 이상의 효율을 가지는 Buck-Boost 컨버터 구조이다.



(a) 2-스위치 Buck-Boost 컨버터의 구조 (Buck 모드)
(a) 2-switch Buck-Boost converter (Buck mode)



(b) Buck 모드 (스위치 S1 = ON)
(b) Buck mode operation (S1 = ON)



(c) Buck 모드 (스위치 S1 = OFF)
(c) Buck mode operation (S1 = OFF)

그림 3-1 2-스위치 Buck-Boost 컨버터의 Buck 구동 시 회로 동작분석

Fig. 3-1 The schematic diagram of 2-switch Buck-Boost converter in buck mode operation

이 컨버터는 Buck 모드와 Boost 모드의 2가지 제어모드를 가진다. Buck 모드는 입력 전압이 출력단의 DC전압보다 높은 때 동작하고 Boost 모드는 입력단이 출력 전압보다 낮을 때 동작한다. 2-스위치 Buck-Boost 컨버터의 중요한 장점으로는 2-스위치 Buck-Boost 컨버터를 기동 제어하는데 Buck 모드와 Boost 모드 모두에서 같은 값의 인덕턴스를 사용하여 전압을 승압 또는 강압 한다는 점이다. 하지만 일반적으로 배터리 전압을 입력 전원으로 가지는 영구 자석

전동기용 인버터에서는 입력 배터리의 전압을 매 순간 검지하여 상위 제어기에 전달된다. 또한 인버터 내부의 DC 입력단의 전압도 전동기 구동 인버터에 의해 감지되므로 이러한 두 입력 전압의 차를 이용한다면 추가적인 외부 회로의 동작 없이 식 3-1을 이용하여 컨버터의 동작 모드를 구별할 수 있다.

$$\begin{aligned} V_{in} - V_{dc} > 0 & : \text{Buck Mode} \\ V_{in} - V_{dc} < 0 & : \text{Boost Mode} \end{aligned} \quad (3-1)$$

따라서 이러한 입력 전압과 DC 링크 전압의 차는 컨버터 자체의 제어 모드를 나누고 또한 이 제어모드에 의해 컨버터는 전압을 승압 또는 강압 모드로 동작을 수행한다. 따라서 만약 BLDC 전동기의 속도에 따른 DC 링크 전압을 가변할 수 있다면 단일 전압 정격의 전동기뿐 아니라 다양한 정격 전압을 가지고 있는 전동기를 사용할 수 있는 장점이 있다.

3.2 2-스위치 Buck-Boost 컨버터의 동작원리

그림 3-1(a)와 같이 Buck 모드로 동작되는 구간에서는 “Boost 스위치” S2는 항상 OFF로 동작하고 “Buck 스위치” S1이 On/Off(PWM) 제어한다. 따라서 두 개의 스위치 중 S1은 능동 스위치로 동작하고 S2는 항상 OFF로 동작하는 Buck 모드의 경우 그림 3-1(b)와 같이 S1이 ON으로 동작하면 입력단 전원 배터리는 S1을 통해 인덕터로 에너지를 저장하고 DC 링크 단으로 에너지를 전달한다.

또한 S1이 차단될 때는 그림 3-1(c)와 같이 인덕터에 저장된 에너지는 다이오드 D1을 통하여 방전을 하게 되고 인덕터 전류 I_L 는 감소하게 된다. 이때 인덕터에 걸리는 전압은 출력 전압과 같으며, 인덕터 전압 V_L 에 대한 Volt sec 평형 조건을 구하면 식 3-2와 같다.

$$V_o \cdot (1 - D) \cdot T_s = (V_o - V_{battery}) \cdot D \cdot T_s \quad (3-2)$$

Buck 모드에서 Boost 스위치 S2는 항상 OFF를 유지하고, Buck 스위치 S1의 ON/OFF에 따라 인덕터에 흐르는 전류 식은 아래와 같이 성립된다.

- S1 스위치 ON

$$I_{L(DT)} = I_{MAX} = \frac{1}{L} \int_0^{DT} (v_i - v_o) dt + I_{MIN} \quad (3-3)$$

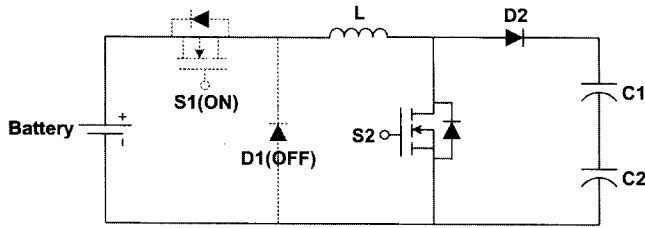
- S1 스위치 OFF

$$I_{L(T)} = I_{MIN} = \frac{1}{L} \int_{DT}^T (-v_o) dt + I_{MAX} \quad (3-4)$$

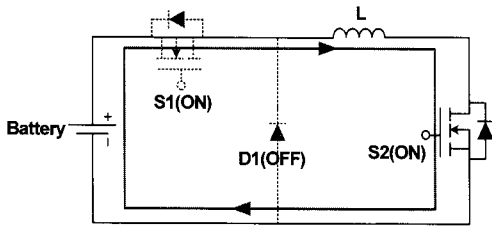
Buck 모드일 때 Buck 스위치의 ON/OFF에 따른 출력 전압은 식 3-5와 같다.

$$V_o = D \cdot V_{i,battery} \quad (3-5)$$

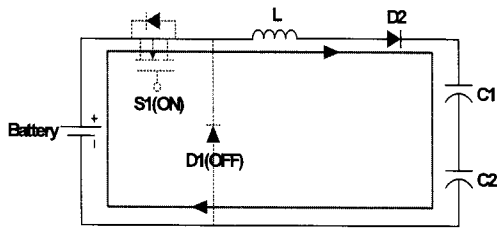
그림 3-2(a)는 2-스위치 Buck-Boost 컨버터가 Boost 모드로 동작될 때의 그림을 나타내고 있다. Boost 모드로 동작되는 구간에서는 “Buck 스위치” S1은 항상 ON 상태를 유지하고 “Boost 스위치” S2가 On/Off(PWM) 동작한다. 또한 이때 다이오드 D1에는 역방향 바이어스가 인가되며 Boost 모드 상태에서는 항상 OFF로 운전하게 된다. 그림 3-2(a)는 전형적인 Boost 컨버터 형태로 볼 수 있으며, 시스템 해석도 Boost 컨버터와 동일하게 해석될 수 있다.



(a) 2-스위치 Buck-Boost 컨버터의 구조 (Boost 모드)
(a) 2-switch Buck-Boost converter (Boost mode)



(b) Boost 모드 동작회로 (스위치 S2 = ON)
(b) Boost mode operation (S2 = ON)



(c) Boost 모드 동작회로 (스위치 S2 = OFF)
(c) Boost mode operation (S2 = OFF)

그림 3-2 2-스위치 Buck-Boost 컨버터의 Boost 구동 시 회로 동작분석

Fig. 3-2 The schematic diagram of 2-switch Buck-Boost converter in boost mode operation

그림 3-2(b)에서 인덕터 양단의 전압은 배터리 전압이 인덕터 L 양단에 걸리게 되고 인덕터 전류 I_L 는 상승하게 된다. 또한 S2가 차단될 때는 그림 3-2(c)와 같이 인덕터에 저장된 에너지는 다이오드 D2를 통하여 방전을 하게 되고 인덕터 전류 I_L 는 감소하게 된다. 이때 인덕터에 걸리는 전압은 입력 배터리 전압과 출력 전압의 차와 같으며, 인덕터 전압 V_L 에 대한 Volt sec 평형 조건을 구하면 식 3-6과 같다.

$$V_{battery} \cdot (1-D) \cdot T_s = (V_o - V_{battery}) \cdot D \cdot T_s \quad (3-6)$$

Boost 모드에서 Buck 스위치 S1은 항상 ON를 유지하고, Boost 스위치 S2의 ON/OFF에 따라 아래의 식으로 나타낼 수 있다.

- S2 스위치 ON

$$I_{L(DT)} = I_{MAX} = \frac{1}{L} \int_0^{DT} v_i dt + I_{MIN} \quad (3-7)$$

- S2 스위치 OFF

$$I_{L(T)} = I_{MIN} = \frac{1}{L} \int_{DT}^T (v_i - v_o) dt + I_{MAX} \quad (3-8)$$

Boost 모드일 때 Boost 스위치의 ON/OFF에 따른 출력 전압은 식 3-9와 같다.

$$V_o = \frac{1}{1-D} \cdot V_{i,battery} \quad (3-9)$$

3.3 영구자석 전동기용 4-스위치 인버터의 구성

그림 3-3은 일반적인 3상 BLDC 영구자석 전동기 드라이브 시스템을 구동하기 위한 4-스위치 인버터 시스템을 나타내고 있다. 4-스위치 인버터는 4개의 스위치만을 사용해 A, B 두상은 각각 인버터 스위치 암에 연결하고 나머지 C상은 DC 링크 커패시터의 중성점에 연결하여 3상 BLDC 영구자석 전동기를 구동 시킨다 [5]-[9].

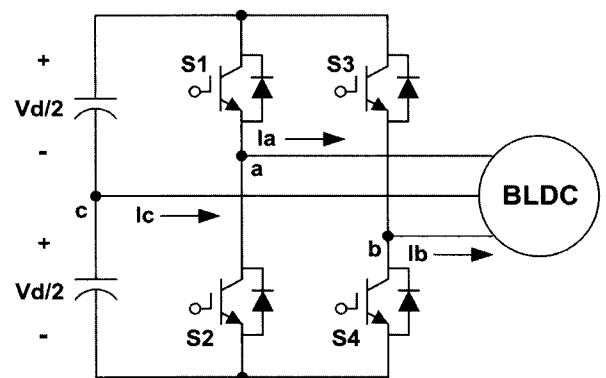


그림 3-3 3상 영구자석 전동기 구동을 위한 4-스위치 인버터
Fig. 3-3 4-switch inverter for 3ph bldc motor drive

그림 3-4는 일반적인 3상 BLDC 영구자석 전동기의 역기 전력 및 상전류 파형을 나타내고 있으며, 그림을 통해 알 수 있듯이 BLDC 영구자석 전동기는 반주기마다 120도의 전도 구간과 60도의 비전도 구간을 가진다. 사다리꼴 형태의 역기전력이 수평으로 일정한 값을 가지는 120도 구간에서 일정한 토크 값을 얻기 위해 상전류 파형을 준구형파 형태의 전류로 구현해야 한다.

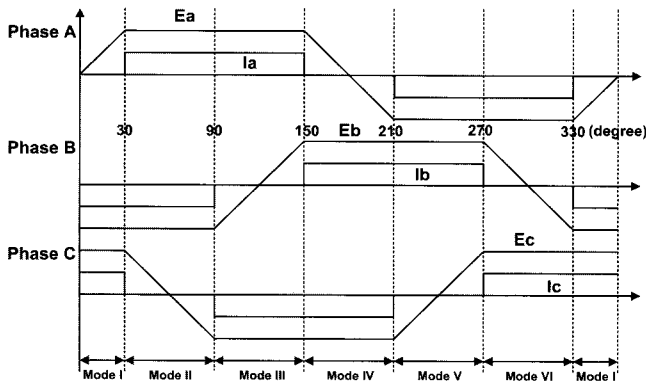


그림 3-4 일반적인 3상 BLDC 영구자석 전동기 시스템의 상전압 및 상전류 파형
 Fig. 3-4 The phase voltage and current of general 3ph bldc motor

3.4 영구자석 전동기용 4-스위치 인버터의 동작모드

본 논문에서 사용된 4-스위치 인버터는 총 6 가지 모드를 갖는다. 그 중 2개의 스위치 소자를 사용하는 모드를 제외한 나머지 모드는 분압된 커패시터의 중성점을 활용하는 모드로 동작한다.

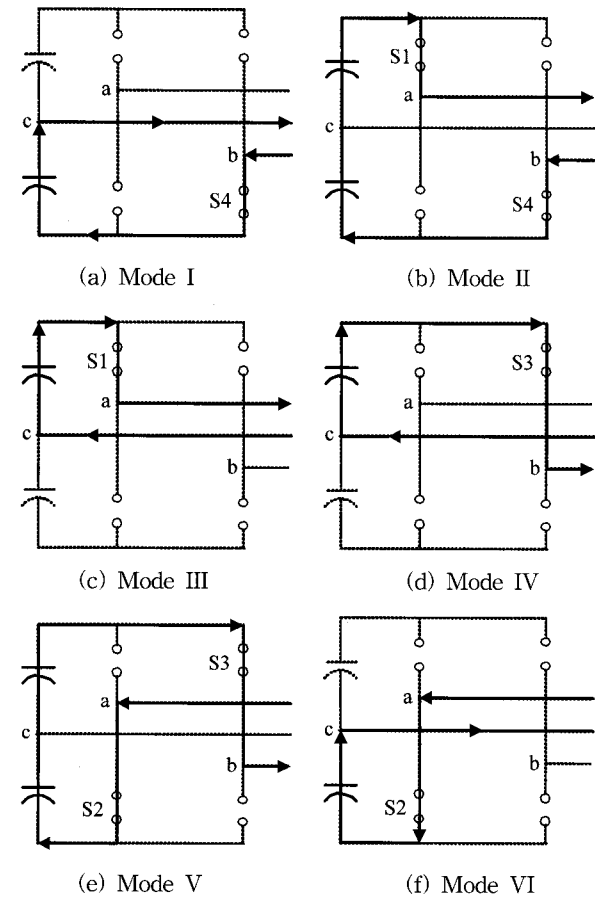


그림 3-5 4-스위치 인버터의 스위칭 상태별 동작 모드
 Fig. 3-5 The switching operation mode of 4-switch inverter

그림 3-5는 4-스위치 인버터의 스위칭 상태에 따른 동작 모드를 나타내고 있다. 일반적인 3상 인버터와 달리 4-스위치 인버터로 3상 BLDC 전동기를 구동할 때 각각의 모드에서 두상의 전류는 도통되고 나머지 한상은 도통되지 않는 것을 알 수 있다. 각각의 모드별로 살펴보면 모드 I, III, IV, VI에서는 제어가 가능한 A, B상 중 한 구간에서만 전류가 도통되기 때문에 둘 중 한상만 제어해도 파형에는 아무런 문제가 발생하지 않는다. 반면에 A, B 두상 다 도통되는 구간 모드 II, V에서는 둘 중 하나만 제어하게 되면 C상으로 유입되는 전류로 인해 제어 되지 않는 한상의 전류 파형에는 왜곡이 발생하게 된다. 이를 해결하기 위해 제어할 수 없는 C상을 제외한 나머지 A, B상을 제어함으로써 C상으로 유입되는 전류를 차단하고 파형의 왜곡을 제거할 수 있다 [10]. 또한 4-스위치 인버터는 6-스위치 인버터에 비해 하나의 커패시터만이 사용되는 구간 I, III, IV, VI 모드에서 $V_{dc}/2$ 만이 출력단에 인가되기 때문에 전압이용률이 낮은 단점을 가지고 있지만 시스템의 가격 및 부피 측면에서 뛰어난 장점을 가지고 있다.

4. DC 링크 전압 가변형 인버터 시스템 설계

그림 4-1은 이상의 제어 블럭도를 실제 아날로그 회로로 구성한 그림을 보인다. 입력 전원은 배터리 입력을 사용하였으며 Buck-Boost 컨버터의 주 스위치는 모두 MOSFET를 사용하여 구성하였다. 또한 L, C 값은 Buck 컨버터로 설계할 때의 L값이 Boost 컨버터로 설계할 경우 보다 높기 때문에 Buck 컨버터의 L값을 2-스위치 Buck-Boost 컨버터의 L값으로 선정하였고 반면에 C 값은 Boost 컨버터로 설계할 경우가 Buck 컨버터로 설계할 경우 보다 높기 때문에 Boost 컨버터의 C 값을 적용하였다.

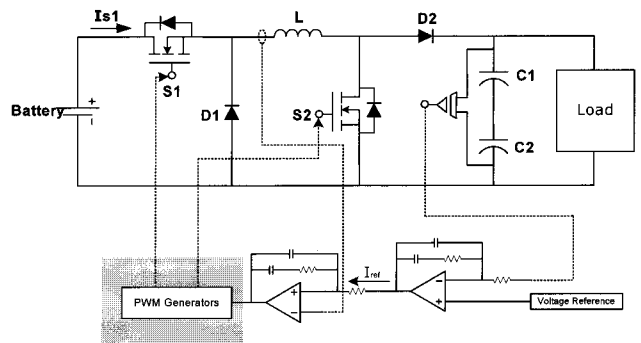


그림 4-1 Buck-Boost로 구동하기 위한 PWM 발생기
 Fig. 4-1 The schematic diagram of PWM generator for Buck-Boos operation

표 1-1은 Buck과 Boost 컨버터의 L, C 설계 수식을 나타낸다. 또한 컨버터의 빠른 전압, 전류 응답을 위해 OP Amp를 이용한 아날로그 PI 보상기를 사용하여 전압 오차에서 전류 지령을 만들고 전류 오차를 이용하여 출력 듀티를 만들어 출력 전압을 제어한다. 출력 전압은 출력단의 커패시터 양단에서 전압 센서를 통해 직접 센싱하여 사용하고 컨버터의 전류 값은 인덕터 L 양단에 흐르는 전류를 센싱한다. 인덕터 L 양단에 흐르는 인덕터 전류 I_L 은 인덕터의 특

정상 부하가 존재한다면 CCM 모드로 동작해 항상 일정한 값을 가진다.

표 1-1 Buck과 Boost 컨버터의 설계식

Table 1-1 Buck Boost converter parameter

컨버터의 종류	인덕턴스(L)	커패시턴스(C)
Buck 컨버터 설계식	$L = \frac{V_o D T_s}{2I_{o\min}}$	$C = \frac{V_o D T_s^2}{8L\Delta V_o}$
Boost 컨버터 설계식	$L = \frac{V_o D D^2 T_s}{2I_{o\min}}$	$C = \frac{V_o D D^2 T_s}{R\Delta V_o}$

그림 4-2에서는 그림 3-2에서 'PWM 발생기'라고 표현한 부분의 PWM 발생 제어방법을 나타내고 있다. 만약 전류 PI 제어기를 통해 출력된 PWM의 듀티 값이 톱니파 1의 첨두치인 0V~2.5V인 구간에 있으면 그림 3-2의 2-스위치 Buck-Boost 컨버터는 Buck 모드로 제어되어 입력 배터리 전압이 출력 DC 단에는 강압되어 나타나게 되고 PWM 듀티의 출력 값이 톱니파 1의 값에 DC 2.5V의 오프셋 전압을 인가한 톱니파 2와 비교 가능한 2.5V~5V의 구간에 존재하게 되면 2-스위치 Buck-Boost 컨버터는 출력 전압이 입력 전압보다 높은 Boost 모드로 제어된다. 따라서 출력 PWM 듀티는 0~5V사이에서 제한을 가지게 되며 출력 듀티의 변화는 2-스위치 Buck-Boost 컨버터의 동작 모드의 전환을 야기한다.

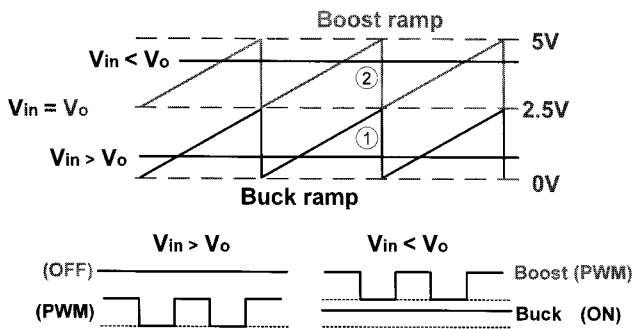


그림 4-2 PWM 발생기의 내부 제어기

Fig. 4-2 Inner loop controller of PWM generator

컨버터 전압 제어기의 출력 값 즉, PWM 듀티의 출력 전압의 범위가 0V ~ 2.5V일 때, 전류 제어기의 출력 값이 1의 톱니파보다 크거나 작으면 스위칭 시퀀스는 표 1-2와 같다.

표 1-2 Buck 모드일 때의 스위칭 시퀀스

Table 1-2 Switching sequence in buck mode

비교기 상태	Buck-switch	Boost-switch
제어된 출력 값 > 톱니파	ON	OFF
제어된 출력 값 < 톱니파	OFF	OFF

표 1-3 Boost 모드일 때의 스위칭 시퀀스

Table 1-3 Switching sequence in boost mode

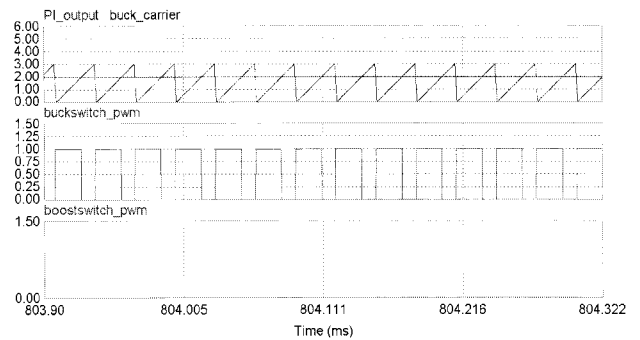
비교기 상태	Buck-switch	Boost-switch
제어된 출력 값 > 톱니파	ON	ON
제어된 출력 값 < 톱니파	ON	OFF

컨버터 전압 제어기의 출력 값 즉, PWM 듀티의 출력 전압의 범위가 2.5V ~ 5V일 때, 전류 제어기의 출력 값이 톱니파 2 보다 크거나 작으면 스위칭 시퀀스는 표 1-3과 같이 동작한다.

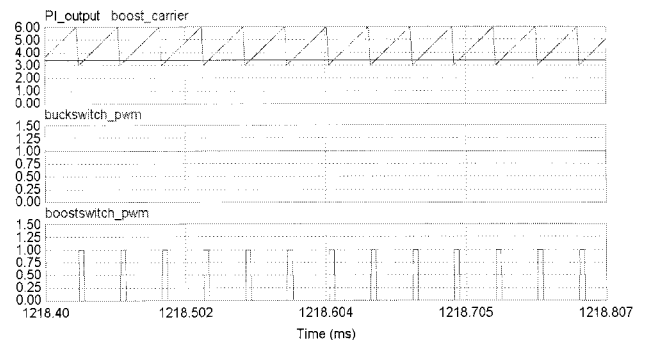
5. 시뮬레이션 및 실험 결과

5.1 시뮬레이션 결과

본 논문에서는 PSIM 6.0 소프트웨어를 이용하여 시뮬레이션을 실행하였고 전체 시뮬레이션 구성은 2-스위치 Buck-Boost 컨버터, 4-스위치 인버터, BLDC 전동기로 구현하였다.



(a) PWM 파형 (boost 모드)
(a) PWM waveform (boost mode)



(b) PWM 파형 (buck 모드)
(b) PWM waveform (buck mode)

그림 5-1 2-스위치 Buck-Boost 컨버터의 PWM 파형
Fig. 5-1 The PWM of 2-switch Buck-Boost converter

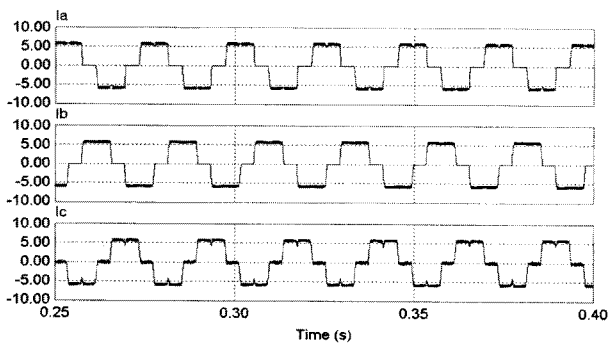
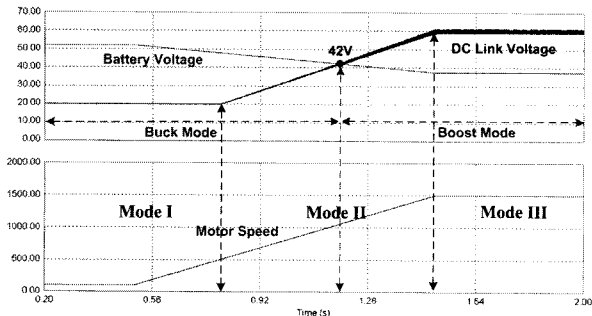
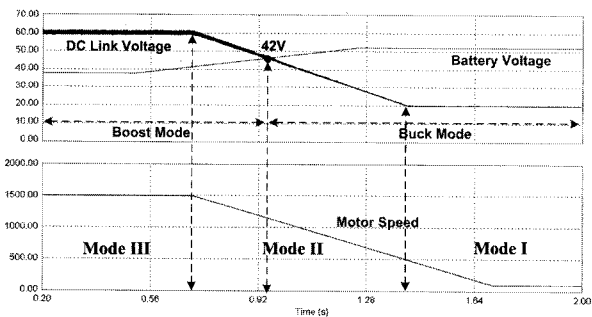


그림 5-2 4-스위치 BLDC 전동기의 상전류 파형
Fig. 5-2 The current waveform of 4-switch BLDC motor

그림 5-1(a)의 시뮬레이션 파형은 출력 전압이 배터리 전압 보다 작을 때 Buck 스위치가 PWM 하는 것을 알 수 있고 Boost 스위치는 0이 나오는 것을 확인할 수 있다. 반면에 Boost 모드는 출력 전압이 입력 전압 보다 크게 되면 Buck 스위치는 항상 ON상태를 유지하고 Boost 스위치가 PWM한다. 그림 5-1(b)은 Boost 컨버터로 동작 될 때 육섯 전압이 인가된 톱니파와 PI 제어기의 최종 출력 값이 비교 되어 Boost 스위치가 PWM 동작하고 Buck 스위치는 항상 1로 나오는 시뮬레이션 파형을 나타내고 있다.



(a) 속도 증가 모드
(a) Speed acceleration mode



(b) 속도 감소 모드
(b) Speed deceleration mode

그림 5-3 제안된 인버터에서 영구자석 전동기의 속도 및 입력 배터리 전압 변화에 따른 DC 링크 출력 전압 변화

Fig. 5-3 The dc link output voltage variation according to the bldc motor speed and input battery voltage

그림 5-2는 4-스위치 인버터의 각 상 전류파형을 나타낸 시뮬레이션 결과 파형이다. 3상의 전류파형은 일정 토크로 제어하기 위하여 준구형파 형태로 제어 하였고 A와 B상을 독립적으로 제어함으로써 C상으로 흐르는 전류 불균형을 해결하였다. 그림 5-3의 시뮬레이션 파형을 3개의 모드로 나눠서 살펴보면, 그림 5-3(a)의 Mode I과 같이 전동기가 정지 상태에서 기동하기 시작할 때 2-스위치 Buck-Boost 컨버터의 출력전압은 최소 DC링크 전압을 유지한다. 실제로 이 때 입력 배터리의 경우 출력 파워가 가장 작은 상태로 유지되게 되므로 입력 배터리에서의 전압 강하는 거의 일어나지 않게 된다. 따라서 입력 배터리의 SOC가 만충전 상태로 충전되어 있다고 가정한다면 입력 배터리에서의 전압 강하분은 무시 할 수 있다. Mode II에서는 전동기의 속도가 증가함에 따라 속도와 비례하여 영구자석 전동기의 역기전력이 증가하고 이에 따라 출력 파워 또한 증가한다. 따라서 배터리의 특성상 출력 전류의 증가로 인한 내부 저항의 전압 강하와 배터리의 비선형성을 고려하면 배터리는 전압 강하가 발생하게 된다. 본 시뮬레이션에서는 이러한 전압 강하에 의한 입력 배터리 전압의 변화를 각각 배터리의 최대 동작 점과 최소 동작 점으로 가정하였다. 이에 따라 전압 강하가 없는 상태의 배터리 전압을 52V로 가정하고 최대 출력을 내는 정격 속도에서 입력 배터리의 최대 전압 강하가 발생한다고 가정하여 이때의 전압은 37.5V로 가정한다. 이에 따라 Mode III에서 전동기의 속도는 정격 속도에 도달하여 최대 출력 파워를 발생하고 있다고 가정하여 입력 전압은 37.5V까지 강하되는 것으로 하였다. 그림 5-3(b)은 속도가 감소될 때 2-스위치 Buck-Boost 컨버터의 출력이 Boost 모드에서 Buck 모드로 변환되는 것을 나타낸다. 전동기의 속도가 감소함에 따라 역기전력 또한 감소하며, 또한 배터리 전압도 37.5V에서 52V로 상승된다.

5.2 실험결과

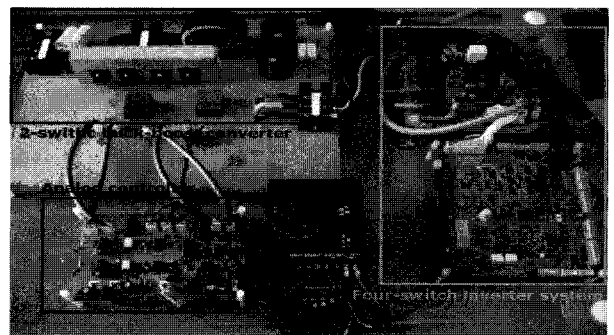


그림 5-4 제안한 인버터 시스템 하드웨어 구성도
Fig. 5-4 The system hardware configuration of proposed inverter system

본 논문에서 제안한 인버터 시스템의 하드웨어의 구성은 그림 5-4와 같이 전력변환 파워 스위치부와 센싱회로로 구성된 하드웨어부와 아날로그 및 디지털 제어기로 구성된다. 제안된 인버터 시스템에 적용된 컨버터는 2-스위치 Buck-Boost 컨버터를 적용하였고, 하드 스위칭 방법으로 구성하였다. 컨버터의 스위칭 주파수는 제어의 속응성을 위하

여 33kHz의 주파수로 스위칭하기 때문에 이를 고려하여 주 스위치는 MOSFET 2개를 사용하였다. 컨버터의 전압 제어 기로는 TI사의 아날로그 PWM 컨트롤러인 TL494를 사용하여 구성하였다. 또한 인버터부의 디지털 제어기에서는 전동기의 속도 제어 및 역기전력을 기준으로 컨버터의 전압 지령치를 출력하고 이 전압 지령치는 12bit D/A 컨버터를 사용하여 아날로그 제어기에 전달된다. 인버터의 제어기로는 TI사의 16bit DSP인 TMS320F2811을 사용하였다. 또한 4-스위치 인버터를 구동하기 위한 IGBT 스위치는 Mistubishi사의 DIP-CIB(Converter Inverter Brake Module)모듈을 사용하여 설계하였다.

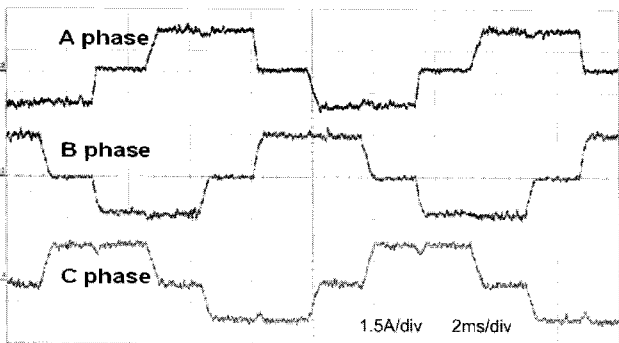
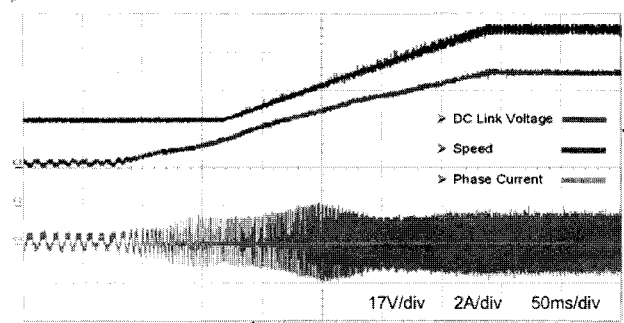
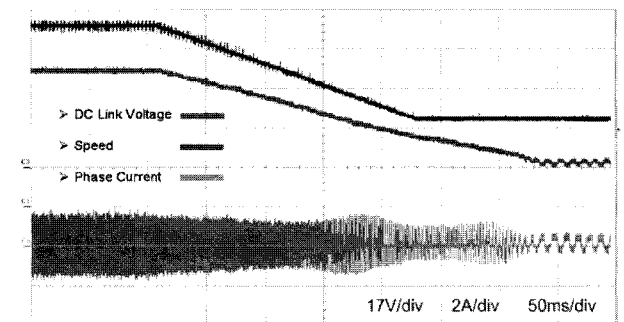


그림 5-5 4-스위치 인버터의 상전류 파형
Fig. 5-5 The current waveform of 4-switch inverter

그림 5-5는 본 논문에서 제안한 전압 가변형 인버터 시스템을 연결하고 제안된 시스템의 4-스위치 인버터의 각 상의 상전류 파형을 나타낸다. 그림 5-6의 실험 파형은 속도가 증가 할 때 DC 링크단의 전압 지령과 출력 전압, 속도 및 전류의 파형을 나타낸다. DC 링크 단의 전압 지령과 컨버터의 출력에 의한 DC 전압의 변화는 서로 그 크기가 완전히 일치하여 전압 지령과 전압 제환 값을 구별할 수 없다. 그림 5-6에서 제일 상단에 전압 지령과 전압 제환이 서로 일치한 상태로 나타난다. 위의 파형 중 두 번째에 빨간색으로 표시된 것이 속도 파형이다. 속도 파형은 영구자석 전동기의 축에 직결된 1024ppr의 엔코더를 이용하여 DSP 제어보드에서 속도 및 전동기의 회전각 θ 를 계산하고 이를 12-bit D/A 컨버터 DAC7554로 출력하여 아날로그 값으로 나타낸 파형이다. 그림 5-6(a)에서는 전동기의 속도가 100rpm에서 1500rpm으로 증가할 때의 출력 전압이 선형적으로 증가하고 또한 그에 따라 속도 역시 선형적으로 증가함을 보인다. 이러한 속도와 전압의 변화를 바탕으로 전동기에 입력되는 상전류 파형은 제일 마지막에 녹색의 준구형파의 형태로 나타나며 이러한 출력 전류를 통해 전동기에 입력되는 인버터 전류 제어가 잘 이루어지고 있음을 알 수 있다. 따라서 제안된 전압 가변형 인버터 시스템에서 입력단의 배터리에 연결된 2-스위치 Buck-Boost 컨버터와 제안된 인버터 시스템의 DC 링크 전압은 속도에 따라 20V ~ 60V로 증가되며 제어 가능한 것을 확인할 수 있다. 또한 제일 하단의 녹색 파형은 준구형파 형태의 상전류 파형을 나타내고 있다. 그림 5-6(b)에서는 전동기의 속도가 1500rpm에서 100rpm으로 감소할 때의 DC 링크 전압과 속도 및 상전류 파형을 나타낸다.



(a) 가속 모드
(a) Speed acceleration mode

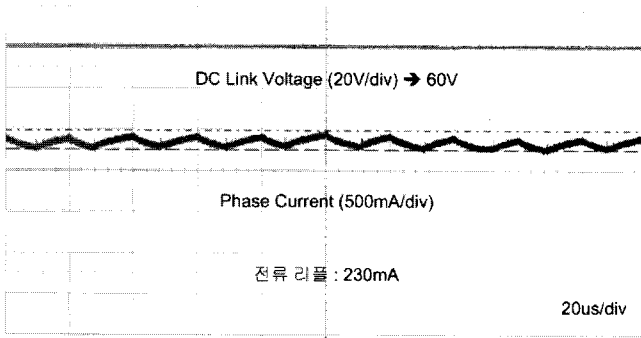


(b) 감속 모드
(b) Speed deceleration mode

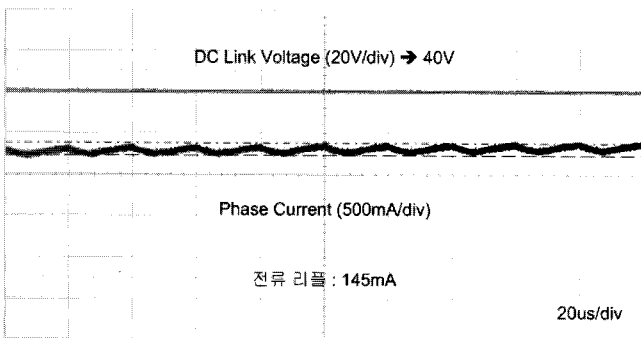
그림 5-6 영구자석 전동기의 가속 및 감속에서 출력 전압과 출력 전류

Fig. 5-6 The output voltage and current according to the bldc motor speed variation

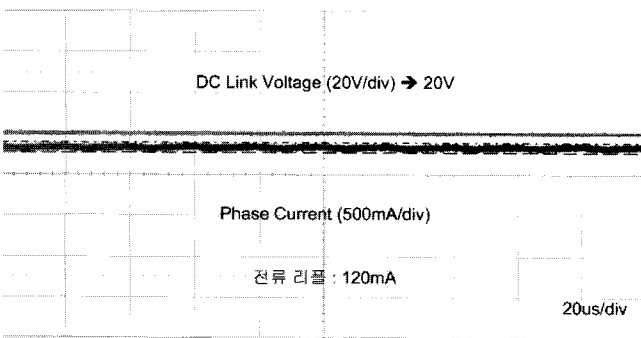
그림 5-7(a)은 BLDC 전동기가 저속으로 구동되는 150rpm에서 측정된 파형으로 DC 링크 전압을 60V로 제어할 때 전동기에 흐르는 전류리플 파형을 나타내고 있다. 이때 전류리플 파형은 4-스위치 인버터의 상전류 파형에서 평평한 구간을 확대한 그림으로 전류 리플의 크기는 DC 링크 전압이 60V 일 때 230mA가 나오는 것을 알 수 있다. 그림 5-7(b)도 위와 동일한 실험 조건인 BLDC 전동기가 저속으로 구동되는 150rpm에서 측정된 파형으로 저속구간에서 DC 링크 전압을 낮게 제어할 때 전류리플을 줄일 수 있는지 확인하기 위해 DC 링크 전압을 40V로 감소한 후 실험을 진행하였다. DC 링크 전압을 40V로 제어할 때 전류 리플의 크기는 230mA에서 145mA로 감소되는 것을 알 수 있다. 그림 5-7(c)은 DC 링크 전압을 20V로 제어하고 전동기에 흐르는 상전류의 전류리플 파형을 나타내며, 이때 전류리플의 크기는 120mA가 나오는 것을 알 수 있다. 위 그림들로 알 수 있듯이 역기전력이 낮은 저속에서 DC 링크 전압을 낮게 제어할 경우 DC 링크 전압을 60V로 일정하게 제어할 때 보다 20V로 제어할 경우 230mA에서 120mA로 전류 리플을 감소시킬 수 있다. 따라서 이상의 실험 파형들로부터 시뮬레이션 파형과 동일한 실험 결과들을 도출 하였으며 이러한 실험 결과를 바탕으로 본 논문에서 제안한 2-스위치 Buck-Boost 컨버터를 이용한 전압 가변형 인버터 시스템의 동작 및 특성과 제어 알고리즘의 타당성을 각각 검증 할 수 있다.



(a) DC 링크 전압: 60V
(a) DC link voltage: 60V



(b) DC 링크 전압: 40V
(b) DC link voltage: 40V



(c) DC 링크 전압: 20V
(c) DC link voltage: 20V

그림 5-7 DC 링크 전압 가변에 따른 전류 리플 파형
Fig. 5-7 The current ripple waveform according to DC link voltage variation

6. 결론

본 논문에서는 저 단가 및 높은 성능을 내기 위한 새로운 DC 링크 전압 가변형 인버터를 제안하였다. 제안된 인버터 시스템은 3상 전동기 드라이브 시스템에서 사용되고 있는 6-스위치 인버터가 아닌 시스템의 가격 및 스위치 개수를 저감할 수 있는 4-스위치 인버터로 구성하였고, 배터리 출력 전압과 독립적으로 DC 링크 전압을 제어하기 위하여 인버터 앞단에 2-스위치 Buck-Boost 컨버터를 사용하였다. 2-스위치 Buck-Boost 컨버터는 전형적인 Buck-Boost 컨

버터와 달리 출력 단 극성이 정상적인 극성을 나타내고 있으며, Duty 이용률 측면에서도 높은 장점을 가지고 있다. 또한 Buck과 Boost 컨버터가 하나로 결합된 형태를 띠고 있어 BLDC 전동기의 속도에 따른 DC 링크 출력 전압을 승압 및 강압 시킬 수 있어 다양하게 시스템을 운영할 수 있다. 또한 기존의 인버터의 경우에는 전류 리플을 감소시키기 위해 인버터 출력단에 리액터 또는 출력 단 필터를 사용하지만 가격 및 시스템의 부피를 증가시키는 단점을 야기한다. 따라서 본 논문에서는 저속영역구간에서는 2-스위치 Buck-Boost 컨버터의 출력 전압을 강압모드로 동작시켜 전동기에서 발생하는 전류, 토크 및 속도 리플을 감소시키고 고속 구간에서는 출력 전압을 승압모드로 동작시켜 역기전력이 높은 고속영역구간에서도 항상 선형적으로 제어할 수 있도록 하였다. 제안된 2-스위치 Buck-Boost 컨버터를 이용한 DC 링크 전압 가변형 인버터 시스템은 성능 향상 대비 가격을 감소시키고 시스템의 전체 효율을 증가시키는데 도움이 될 것으로 생각된다.

감사의 글

본 과제(결과물)는 지식경제부의 지원으로 수행한 에너지 자원 인력 양성 사업의 연구 결과입니다. This work is the outcome of a Manpower Development Program for Energy & Resources supported by the Ministry of Knowledge and Economy (MKE)

참고 문헌

- [1] 김경화, 정문중, 김태덕, 김영만, "DSP를 이용한 Brushless DC 모터의 초고속 센서리스 제어," 전력전 자학회 하계학술대회논문집, pp. 37-40, 1999.
- [2] G. K. Andersen, F. Blaabjerg, "Utilizing the free running current programmed control as a power factor correction technique for the two switch buck-boost converter," in Proc. of IEEE APEC 2004, pp. 1213 - 1219, 2002.
- [3] J. Chen, D. Maksimovic, and R. W. Erickson, "Analysis and design of a low-stress buck-boost converter in universal-input PFC applications," IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 21, no. 2, pp. 320 - 329, Mar, 2006.
- [4] Y. Zhao, "Single phase power factor correction circuit with wide output voltage range," Virginia Polytechnic Institute and State University, Master of Science, 1998.
- [5] B. K. Lee, T. H. Kim, M. Ehsani, "On the feasibility of four-switch three-phase BLDC motor drives for low cost commercial applications: topology and control," IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 18, no. 1, pp. 164 - 172, Jan, 2003.
- [6] H. W. van Der Broeck and J. D. Van Wyk, "A

comparative investigation of a three-phase induction machine drive with a component minimized voltage-fed inverter under different control options," IEEE Trans. on Industrial Applications, vol. 20, pp. 309-320, Mar/April, 1984.

- [7] H. W. van Der Broeck and H. C. Skudelny, "Analytical analysis of the harmonic effects of a PWM ac drive," IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 3, no. 2, pp. 216-223, 1988.
- [8] Y. Murai, Y. Gohshi, K. Matsui, and I. Hosono, "High-frequency split zero-vector PWM with harmonic reduction for induction motor drive," IEEE Trans. on Industrial Applications, vol. 28, pp. 105-112, Jan/Feb, 1992.
- [9] F. Blaabjerg, D. O. Neacsu, and J. K. Pedersen, "Adaptive SVM to compensate dc-link voltage ripple for four-switch three-phase voltage-source inverters," IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 14, no. 4, pp. 743-752, Jul, 1999.
- [10] B. K. Lee, T. H. Kim, M. Ehsani, "On the feasibility of four-switch three-phase BLDC motor drives for low cost commercial applications: topology and control," IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 18, no. 1, pp. 164-172, Jan, 2003.

저 자 소 개



강 현 수 (康 鉉 受)

1971년 9월 23일생. 1994년 한양대학교 전기공학과 졸업. 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업 (석사). 1996년 3월-1999년 11월 LG 산전 중앙연구소 주임 연구원. 2000년 11월-현재 (주)에이디티 책임연구원. 2006년 8월-현재 성균관대학교 전자전기 컴퓨터 공학과 박사과정.

Tel : 031-459-5051
E-mail : hskang@adtech21.com



김 준 형 (金 俊 亨)

1981년 2월 8일생. 2007년 한경대학교 정보 제어공학과 졸업. 2009년 성균관대학교 대학원 정보통신공학부 졸업 (석사). 현재 2009년 2월-현재 (주)브이씨텍 연구소 연구원

Tel : 031-477-5050
E-mail : kjh@vctech.co.kr



이 병 국 (李 秉 國)

1968년 12월 25일생. 1994년 한양대학교 전기공학과 졸업. 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업 (석사). 2001년 Texas A&M University 전기공학과 졸업(공학). 2002년 1월 - 2003년 1월 Postdoctoral Research Associate, Texas A&M University. 2003년 4월-2005년 9월 한국전기연구원 산업 전기연구단 전력전자그룹 선임연구원(팀장) 2006년 3월 - 현재 성균관대학교 정보통신공학부 조교수. 2004년-현재, IEEE Senior Member, 2007년-현재, Associate Editor, IEEE Trans. on Industrial Electronics, ICEMS2007 및 Intelec2009 General Secretary, 현재 당 학회 영문지 Secretary, B부문 총무이사.

Tel : 031-299-4581
Fax : 031-299-4639
E-mail : bkleesku@skku.edu



허 진 (許 眞)

1999년 공학박사, 한양대(전기공학), 1999년~2000년 Texas A&M Univ. Post-doctoral Research Associate, 2000년~2001년 한양대 연구교수, 2002년~2008년 전자부품연구원 지능메카트로닉스연구센터장/책임연구원, 2008년~현재 울산대 전기전자정보시스템 공학부 조교수, 2004년~현재 IEEE Senior Member, 2006년~현재, Associate Editor, IEEE Trans. on Power Elec., 2008년~현재, Associate Editor, IEEE Trans. on Vehicular Tech., 2008년~현재, IEEE Intelec 2009 Conference, Publication Chair.

Tel : 052-259-1282
E-mail : jinhur@ulsan.ac.kr