

변형 공간벡터 변조 기법이 적용된 Bq-ZSI를 이용한 유도전동기 구동시스템

한상협¹, 김흥근[†], 차헌녕¹, 전태원², 노의철³

Bq-ZSI fed Induction Motor Drive System Using Modified Space Vector Modulation

Sang-Hyup Han¹, Heung-Geun Kim[†], Honnyong Cha¹, Tea-Won Chun², and Eui-Cheol Nho³

Abstract

This study investigates a bidirectional quasi-Z-source inverter (Bq-ZSI) system with bidirectional power transfer capability and a modified space vector modulation scheme for reducing the ripple of the inductor current. By replacing the diode in the impedance network with an active switch, the power flow can be bidirectional. The average inductor current of the Bq-ZSI network is negative in the regenerative braking mode, thereby regenerating the power. In addition, modified space vector modulation scheme is applied to the Bq-ZSI to control shoot-through time effectively. A 5 kW prototype is built and tested to implement the proposed system. Experimental results show that the Bq-ZSI system is capable of regenerative braking of the induction motor and that the modified space vector modulation method is efficient.

Key words: ZSI(Z-source Inverter), q-ZSI(quasi-Z-source Inverter), Bq-ZSI(Bidirectional quasi-Z-source Inverter), EV(Electric Vehicle), Modified space vector modulation, Shoot-through

1. 서 론

전 세계 에너지 사용량은 글로벌 경제성장과 함께 연평균 2.4%씩 증가하여 2013년 9,301 Mtoe(Million Tonnes of Oil Equivalent)로 1973년과 비교하여 두 배 가량 증가하였다. 이러한 에너지 사용량의 상당 부분을 차지하는 내연기관 기반의 차량에서 배출되는 이산화탄소 등의 물질들은 여러 가지 환경 문제를 일으키고 있다. 현재 각국은 이산화탄소 배출량을 줄이기 위한 각종 규제를 내놓고 있으며 이에 따라 전기자동차 시스템에 대한 연구 또한 활발하게 수행되고 있다^{[1]-[3]}.

일반적으로 전기자동차 구동 시스템은 DC/DC 컨버터

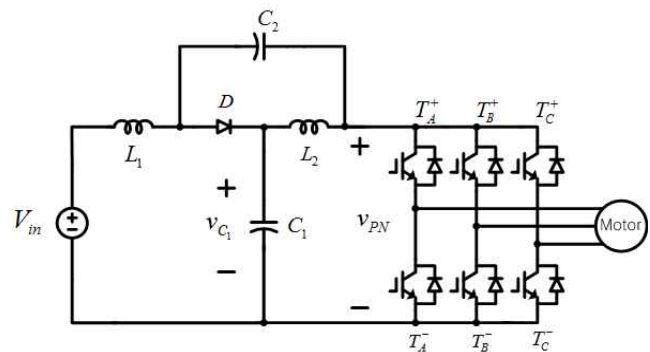


Fig. 1. Quasi-Z-source inverter.

와 전압형 인버터가 직렬로 연결된 2단 구성으로 되어 있다. 이러한 2단 구조는 비용의 증가와 효율의 저하를 가져오기 때문에 1단 구조를 가지는 ZSI/q-ZSI가 주목을 받게 되었다^{[4]-[5]}. 이러한 ZSI/q-ZSI는 암단락과 암오픈 상태에서도 3-레그 스위칭 소자에 과전류나 과전압이 걸리지 않기 때문에 신뢰성이 향상되는 장점을 가진다. 어떠한 상황에서도 주행 중에 안정성이 확보되어야 하는 전기자동차 시스템에서 그림 1의 q-ZSI는 큰 장점을 가지는 토폴로지이다.

Paper number: TKPE-2018-23-1-2

Print ISSN: 1229-2214 Online ISSN: 2288-6281

[†] Corresponding author: kimhg@knu.ac.kr, Dept. of Electrical Eng., Kyungpook National University
Tel: +82-53-950-5605

¹ Dept. of Energy Eng., Kyungpook National University

² Dept. of Electrical Eng., University of Ulsan

³ Dept. of Electrical Eng., Pukyong National University

Manuscript received Oct. 16, 2017; revised Oct. 31, 2017; accepted Nov. 30, 2017

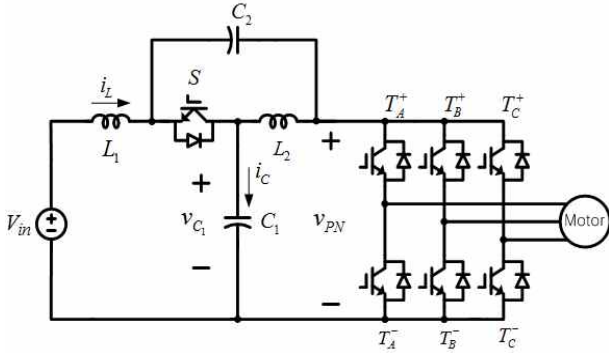


Fig. 2. Bidirectional quasi-Z-source inverter.

기존의 q-ZSI는 직류 입력단에서 전동기로의 단방향 전력 전달만 가능한 구조였다. 전기자동차 구동 시스템은 토크가 회전 방향과 반대로 작용하는 회생 제동을 위해서는 양방향 전력 전달이 가능해야 한다. q-ZSI가 양방향 전력 전달이 가능하기 위해서는 그림 2와 같이 기존의 q-ZSI에서 임피던스 네트워크단의 다이오드에 능동 스위칭 소자를 병렬로 연결하고 3-레그의 암단락과는 상보적으로 스위칭하여야 한다. 이 토폴로지를 Bq-ZSI라고 한다^[6].

q-ZSI는 3-레그 스위칭 소자의 암단락을 이용하여 직류단 전압을 제어한다. 직류단 전압 제어기의 출력이 암단락의 듀티비가 되는데 이러한 직류단 전압을 제어하는 방법은 크게 비례 적분 제어 방법과 비선형 제어 방법이 있다^{[7]-[10]}. 기존의 비례 적분 제어 방법에 비해 비선형 제어 방법은 응답 속도가 빠르다는 장점을 가지나, 제어 알고리즘이 복잡하다는 단점도 가지고 있다. 본 논문에서는 비교적 구현이 간단한 비례-적분 제어기를 이용하며, 입력전압과 커패시터 전압지령을 통해 간접적으로 직류단 전압을 제어한다^[11].

출력 전압을 결정하는 q-ZSI의 PWM 스위칭 방법에는 일반적인 심플 부스트 기법이 많이 사용됐다. 그러나 최근 선형 변조 영역을 확장하기 위한 방법^[12], 임피던스 네트워크단의 인덕터 전류의 리플을 줄이는 방법^[13], 스위칭 소자의 전압 스트레스를 낮추는 방법^[14] 등이 제안되었다.

본 논문에서는 전기자동차 구동용 양방향 전력전달이 가능한 Bq-ZSI의 변형 공간벡터 변조 기법을 통한 인덕터 전류의 리플을 최소화하는 방안을 제시하였다. 32-bit DSP와 FPGA로 수행한 실험을 통하여 전동기 구동 시스템의 회생제동시 Bq-ZSI의 양방향 전력전달 가능성을 확인하고, 변형 공간벡터 변조 기법을 적용하여 임피던스 네트워크단의 인덕터 전류 리플 감소를 확인하였다.

2. 양방향 전력전달이 가능한 Bq-ZSI

일반적인 q-ZSI는 전력이 전원 방향으로 반환되는 회생 모드로 동작할 수 없기 때문에 다이오드에 역 병렬

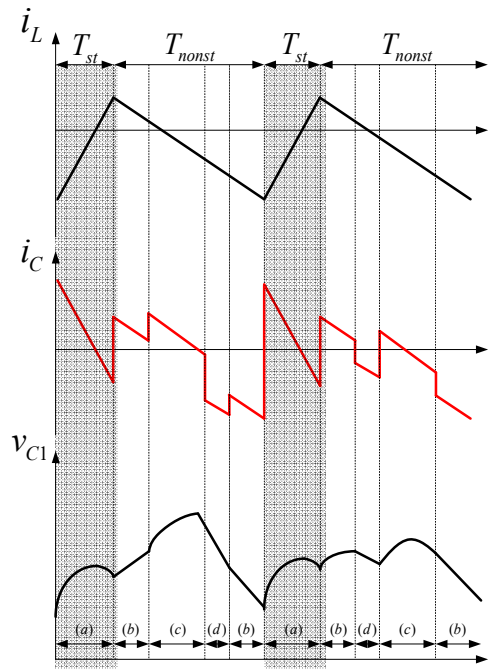


Fig. 3. Waveforms of the inductor current, capacitor current, and capacitor voltage in one switching cycle.

로 능동 스위칭 소자를 연결하여 전동기를 구동한다. 이 스위칭 소자는 암단락에 상보적으로 동작하며 암단락의 듀티비는 D로 정의한다. q-ZSI의 출력 선간전압 실효값의 최대치는 직류단 전압과 진폭 변조 지수 (1-D)의 관계식으로 나타낸다.

$$V_{ac,rms} = V_{in} \frac{1}{1-2D} \times \frac{1}{2} \times \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \times (1-D) \times \frac{2}{\sqrt{3}} \quad (1)$$

식 (1)을 통해 계산된 최대 듀티비를 이용하여 임피던스 네트워크단의 인덕터와 커패시터 용량을 설계할 수 있으며 3-레그 스위칭 소자의 전압 스트레스도 산정된다. 다음은 정해진 최대 듀티비에 따른 입력전압과 최대 직류단 전압의 관계식이다.

$$v_{PN} = V_{in} \frac{1}{1-2D_{max}} \quad (2)$$

그림 3은 유도전동기의 동작 모드가 회생 모드로 바뀌는 과정에서 스위칭 한 주기의 인덕터 전류와 커패시터 전류, 커패시터 전압을 나타낸 것이다. 변형 공간벡터 변조 기법에 비해 동작 모드 해석이 간단한 심플 부스트 변조 기법을 기준으로 회생 모드를 분석하였다. T_{st} 는 암단락 상태를 의미하며, T_{nonst} 는 비 암단락 상태를 의미한다. 그림 3에서 인덕터 전류의 평균치는 음의 값을 가지며, 이는 회생 제동으로 인하여 전력이 전동기 측에서 직류 전원 측으로 반환되고 있음을 의미한다.

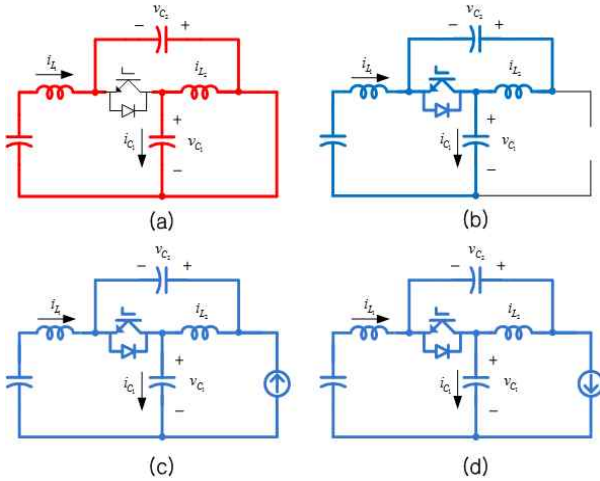


Fig. 4. Operating modes of the Bq-ZSI during the regenerative braking. (a) Mode 1(shoot through state) (b) Mode 2(zero state) (c) Mode 3(active state I) (d) Mode 4(active state II)

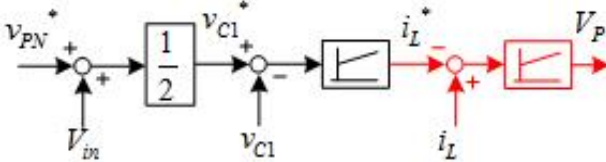


Fig. 5. DC link voltage controller^[15].

그림 4는 임피던스 네트워크단의 한 주기 동안 회로 동작을 4개의 동작 모드로 구분한 것이다. 이 과정에서 동작 순서는 다음과 같다.

(a)-(b)-(c)-(d)-(b)-(a)-(b)-(d)-(c)-(b)

모드 (a) 에서 Bq-ZSI는 암단락 모드로 동작한다. 스위칭 소자 S는 오프 상태가 되며, 다이오드에는 역전압이 걸린다. H-브리지 단의 스위칭 소자가 단락됨에 따라 인덕터 전류가 증가하며 커패시터 전류는 감소한다.

모드 (b) 는 영전압 상태를 나타낸다. 스위칭 소자 S는 회생 제동으로 위하여 암단락과 상보적으로 온 상태가 되며 인덕터 전류는 감소하기 시작한다. 이때 커패시터 전류는 인덕터 전류와 같으며 커패시터 전압은 증가하는 충전 상태를 나타낸다.

모드 (c) 는 능동 상태를 나타낸다. 임피던스 네트워크단의 인덕터 전류는 다이오드를 통해 흐르다가 전류가 반전되는 순간 스위칭 소자를 통해 흐른다. 커패시터 전류는 인덕터 전류와 부하 전류가 합해져서 흐른다.

모드 (d) 역시 능동 상태이다. 커패시터 전류의 방향이 바뀌며 커패시터 전류는 인덕터 전류와 부하 전류의 합에서 두 전류의 차로 바뀌게 된다.

직류단 전압은 임피던스 네트워크단의 제어기 출력인

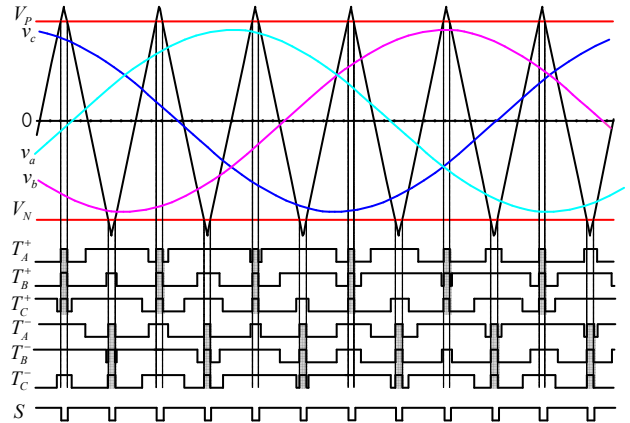


Fig. 6. Simple boost modulation.

암단락의 듀티비를 통해 결정된다. 임피던스 네트워크단의 직류단 전압은 영전압과 임피던스 네트워크단 커패시터 전압의 합이 교번되어 출력되므로 직접적인 제어가 어려워 안정적인 제어를 위해서는 추가적인 하드웨어가 필요하다. 하지만 그림 5와 같이 커패시터 전압 지령을 직류단 전압지령과 입력 전압의 합의 절반으로 계산하는 방법으로 커패시터 전압을 제어하게 되면 간접적으로 직류단 전압을 제어하게 되어 추가적인 회로 없이도 출력 성능의 변화 없이 제어가 가능하다^[15].

기존의 임피던스 네트워크단의 직류단 전압 제어는 커패시터 전압만을 제어하는 단일 궤환 제어였다. 단일 궤환 제어는 구성은 간단하나 과도 상태에서 시스템의 응답성은 이중 궤환 제어기에 비해 느리다는 단점이 있다. 그림 5와 같이 기존의 제어기에 직렬로 인덕터 전류 제어기를 삽입하는 이중 궤환 제어기를 적용하면 과도 상태에서 출력 응답 성능이 향상되어 시스템의 안정성이 향상된다. 본 논문에서는 임피던스 네트워크 단의 인덕터 전류와 커패시터 전압을 동시에 제어하는 이중 궤환 제어기를 이용하였다.

3. 변형 공간벡터 변조 기법

3.1 심플 부스트 변조 기법

일반적인 인버터의 경우 6개의 능동 전압 벡터와 2개의 영전압 벡터를 갖는다. 그러나 Bq-ZSI는 승압 기능을 제공하는 암단락 상태가 추가되어 9개의 스위칭 상태(벡터)를 가진다. 따라서 펄스 폭 변조와 함께 암단락 시간을 동시에 제어하는 변조 기법이 필요하다.

심플 부스트 변조 기법은 Bq-ZSI를 제어하는 가장 간단하고 일반적인 방법이다^[4]. 그림 6과 같이 기존의 펄스 폭 변조 기법을 사용하여 Bq-ZSI의 출력 전압을 제어할 수 있다. 그림에서의 V_P 와 V_N 은 암단락을 제어하는 기준 전압이다. V_P 와 V_N 은 크기는 같고 부호만 반대이며 이 값이 작아질수록 승압비가 상승한다.

3.2 변형 공간벡터 변조 기법

앞서 설명한 심플 부스트 기법의 경우, 원하는 출력 전압을 내려면 충분한 직류단 전압을 확보하기 위하여 한 주기에 두 번 압단락이 발생한다. 이러한 압단락을 결정하는 시간 T_{sh} 는 임피던스 네트워크단의 인덕터 전류의 리플 크기를 결정한다.

그림 7은 변형 공간벡터 변조 기법의 스위칭 패턴을 나타낸 것이다^[6]. 기존 변조 기법의 전체 압단락 시간 T_{sh} 를 6개의 구간으로 균등하게 나누어 분포시켰다. 여기서 능동 전압 인가 구간인 T_1 과 T_2 는 변동이 없고, 각 상별로 순차적으로 압단락이 발생하면서 정해진 전체 압단락 시간을 충족시킨다.

변형 공간벡터 변조 기법의 압단락 시간은 임피던스 네트워크단의 제어기 출력을 통해서 결정되며 최종 출력 전압 벡터 지령은 다음과 같다.

$$V_{ref} = V_1 \frac{T_1}{T_S} + V_2 \frac{T_2}{T_S} + V_0 \frac{T_0}{T_S} + V_{sh} \frac{T_{sh}}{T_S} \quad (3)$$

여기서 V_1, V_2 는 능동전압 벡터 1, 2의 크기이며, V_0, V_{sh} 는 영 전압, 압 단락 전압으로 크기는 영이다.

변형 공간벡터 변조 기법은 식 (4)와 같이 여섯 개의 변조 시간에 의해 스위칭이 결정된다.

$$\begin{cases} T_{max+} = T_{max} + \frac{T_{sh}}{12} \\ T_{max-} = T_{max} + \frac{T_{sh}}{4} \\ T_{mid+} = T_{mid} - \frac{T_{sh}}{12} \\ T_{mid-} = T_{mid} + \frac{T_{sh}}{12} \\ T_{min+} = T_{min} - \frac{T_{sh}}{12} \\ T_{min-} = T_{min} - \frac{T_{sh}}{4} \end{cases} \quad (4)$$

$T_{max} = T_s/2 - T_0/4$, $T_{mid} = T_0/4 - T_1/2$, $T_{min} = T_0/4$ 은 기존의 공간 벡터 변조 기법에서 3-레그 스위칭 소자의 스위칭 시간을 결정한다. T_{sh} 는 직류단 제어기의 출력을 통해서 결정되며, 1/4과 1/12은 압단락 시간을 여섯 번으로 균등하게 나누기 위해 정해졌다. 변형 공간벡터 변조 기법에서는 위의 식과 같은 여섯 개의 변조 시간에 의해 압단락 시간이 분배되며 각 상의 상단과 하단의 스위칭 시간이 개별로 제어된다. T_{max+} , T_{mid+} , T_{min+} 는 3-레그의 상단 스위칭 소자의 온·오프를 결정하며, T_{max-} , T_{mid-} , T_{min-} 는 하단 스위칭 소자의 온·오프를 결정한다. 이 방법에서의 압단락 시간은 $T_0/4 - T_{sh}/4$ 가

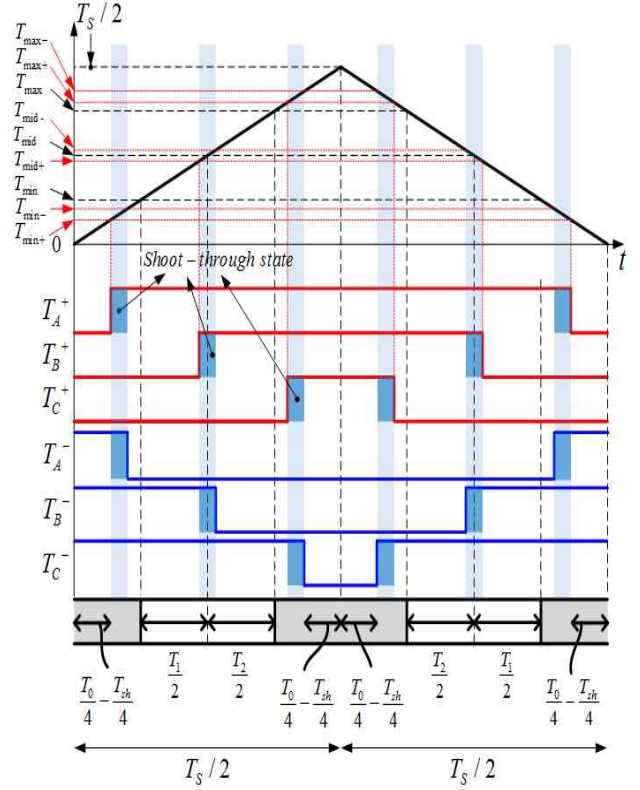


Fig. 7. Modified space vector modulation.

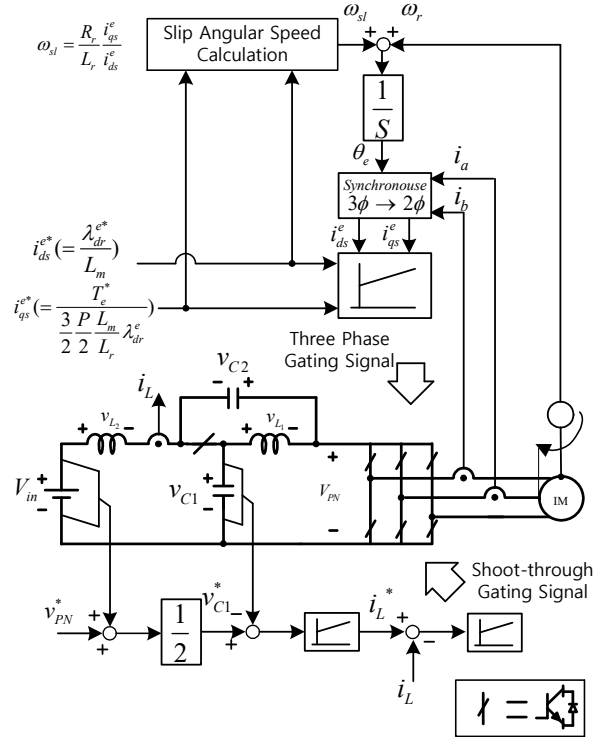


Fig. 8. Control block diagram.

영이 될 때까지 제어할 수 있다.

변형 공간벡터 변조 방식은 기존의 심플 부스트 기법과 비교하여 전체 압단락 시간은 동일하여 승압비는 같

TABLE I
PARAMETERS AND RATING OF THE INDUCTION
MOTOR

Parameter			
Rated output		3.7 [kW]	
Rated voltage		380 [V]	
Rated current		7.8 [A]	
Rated frequency		60 [Hz]	
Rated speed		1730 [rpm]	
Pole		4	
Efficiency		84 %	
R_s	0.833 [Ω]	$L_{ls} = L_{lr}$	3.3 [mH]
R_r	0.596 [Ω]	L_m	90 [mH]

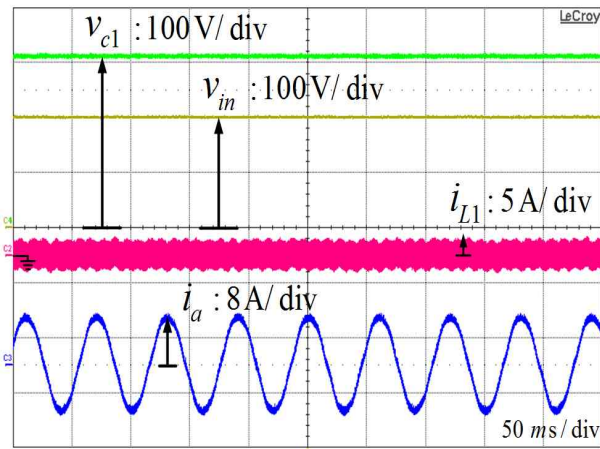


Fig. 9. Experimental waveforms under motoring mode capacitor voltage, input voltage, inductor current, phase current.

지만 각각의 압단락 시간은 줄어들어 인덕터 전류의 리플이 줄어들게 된다. 인덕터 전류의 리플 감소로 인덕터 용량의 감소 역시 기대할 수 있기 때문에 전체 시스템의 부피를 줄일 수 있다는 장점이 있다.

4. 실험 결과

변형 공간벡터 변조 기법이 적용된 Bq-ZSI의 전동기 구동을 위해 32비트 DSP인 320F28335(TMS320F28335, Texas Instruments Incorporated)로 제어 보드를 구성하였다. 스위칭 소자는 3-레그에는 CM75TL-12NF, 압단락과 상보적으로 동작하는 S는 IXYN100N120C3H1을 이용하여 실험 세트를 구성하였으며, 임피던스 네트워크 단의 커패시터 용량은 $1000\mu F$, 인덕터 용량은 $500\mu H$ 로 설정하였다. 표 1은 실험에 사용된 유도 전동기의 정격과 파라미터 값을 나타낸 것이다.

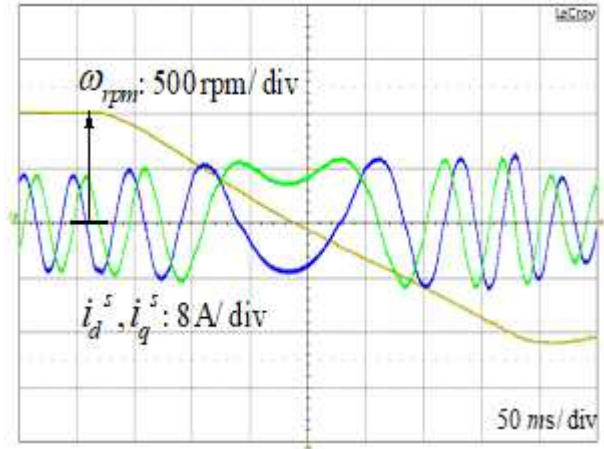


Fig. 10. Experimental waveforms of dq current in stationary frame under regenerative braking mode.

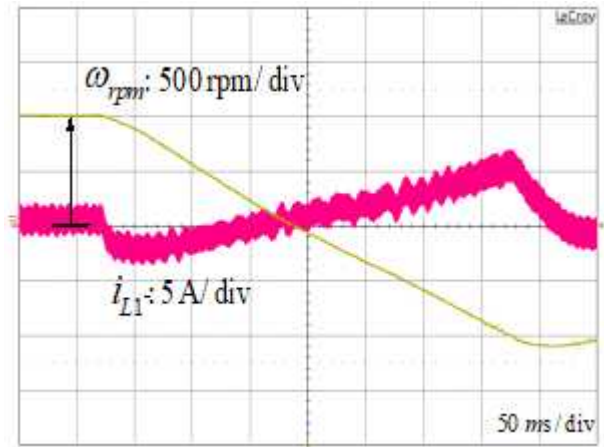


Fig. 11. Experimental waveform of inductor current under speed reversal.

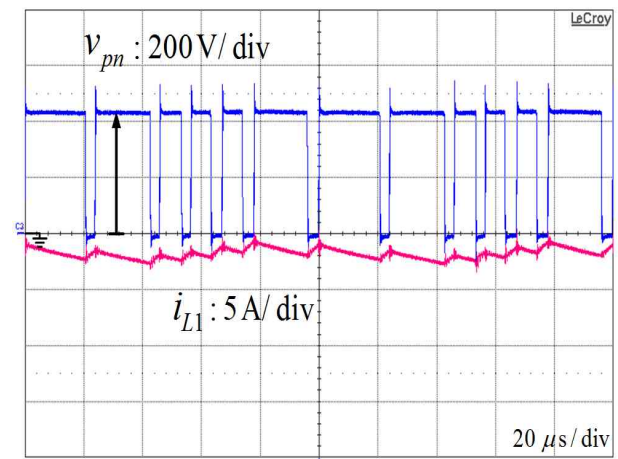


Fig. 12. Expansion of the waveforms of the inductor current and the dc link voltage under regenerative braking mode.

그림 8은 Bq-ZSI의 제어 블록도이다. 스위칭 주파수는 10kHz이며, 속도제어와 전류제어를 위한 비례-적분

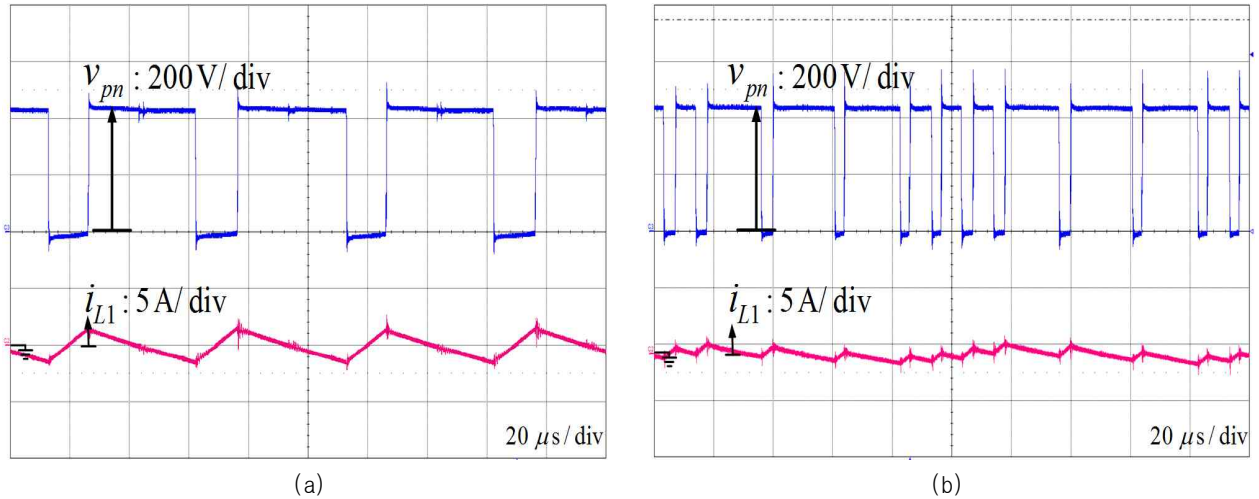


Fig. 13. Experimental waveforms of the inductor current and the dc link voltage (a) simple boost modulation (b) modified space vector modulation.

제어기의 대역폭은 각각 300rad/s과 3000rad/s으로 설정하고 이득을 산정하여 간접 벡터 제어를 하였다. 그림 9는 Bq-ZSI에서 변형 공간벡터 변조 기법을 사용하여 압단락을 제어하고 간접 벡터 제어로 전동기를 구동하였을 때 출력 상전류와 인덕터 전류, 입력 전압, 커패시터 전압의 파형이다. 입력 전압은 200V를 인가하였으며, 직류단 전압은 420V로 승압 되어 임피던스 네트워크단의 커패시터 전압은 각각 310V와 110V로 측정된다.

그림 10에서는 과도상태에서의 정지좌표계 d, q 축 출력 전류를 나타낸다. 전동기의 전력 회생을 관찰하기 위하여 기준 속도를 1000rpm에서 -1000rpm으로 변경한 정역 운전 과정을 나타내었다. 전동기의 회전 방향이 바뀌는 0rpm 부근에서 d, q 축 출력 전류의 위상이 반전되는 것을 볼 수 있는데 시스템에 적용된 제어기의 과도상태에서의 응답성이 우수하며 간접 벡터 제어가 정상적으로 동작하고 있음을 알 수 있다. 그림 11은 그림 10과 같은 전동기의 과도 상태 구간에서 인덕터 전류의 변화를 보여준다. 그림 12는 그림 11의 회생 제동 구간을 확대한 것이다. 이 구간에서 인덕터 전류의 평균이 음이 됨으로써 전력이 전원 측으로 반환되는 회생 제동이 가능하다는 것을 보여준다.

그림 13의 (a)는 심플 부스트 기법을 적용한 경우의 인덕터 전류와 직류단 전압 파형을 도시한 것이고, 그림 13 (b)는 변형 공간벡터 변조 기법을 적용한 경우의 실험 파형이다. 변형 공간벡터 변조 기법을 적용하면 한 주기에 여섯 번 압단락이 발생하기 때문에 인덕터 전류의 리플이 감소된 것을 볼 수 있다. 한 주기에 두 번 압단락이 발생하는 심플 부스트 기법과 비교하여 변형 공간벡터 변조 기법을 적용하면 같은 승압비를 가지더라도 인덕터 전류의 리플이 3.9 A에서 2.6 A로 감소하는 것을 확인하였다.

5. 결론

본 논문에서는 Bq-ZSI를 이용한 유도전동기 구동 시스템을 제안하여 정역 운전시 전력이 전원 측으로 반환되는 회생 제동이 가능함을 보였으며 Bq-ZSI에 변형 공간벡터 변조 기법을 적용하여 임피던스 네트워크단의 인덕터 전류 리플이 감소됨을 보였다.

임피던스 네트워크단의 다이오드에 역 병렬로 능동 스위칭 소자를 연결하여 압단락과 상보적으로 동작시킴으로써 인덕터 전류의 평균치가 회생 제동 구간에서 음이 됨을 확인하였다. 이는 Bq-ZSI가 유도 전동기 구동 시스템에서 양방향 전력 전달이 가능하다는 것을 보여준다. 또한 변형 공간벡터 변조 기법을 적용하여, 한 주기에 압단락을 여섯 번으로 나누어 분포시켰다. 기존의 심플 부스트 기법에서 한주기에 압단락이 두 번 발생하는 것과 비교하면 임피던스 네트워크단의 인덕터 전류 리플이 감소되어 인덕터 용량을 줄일 수 있음을 실험을 통하여 입증하였다.

References

- [1] L. Dickerman and J. Harrison, "A new car, a new grid," *IEEE Power Energy Mag.*, Vol. 8, No. 2, pp. 55-61, Apr. 2010.
- [2] J. Popović-Gerber, J. Ferreira, and J. Wyk, "Quantifying the value of power electronics in sustainable electrical energy systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 26, No. 12, pp. 3534-3544, Dec. 2011.
- [3] J. Popović-Gerber, J. Oliver, N. Cordero, T. Harder, J. A. Cobos, M. Ayes, S. O'Mathuna, and E. Prem, "Power electronics enabling efficient energy usage: Energy savings potential and technological challenges," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 27, No. 5, pp. 2338-2353, May 2012.

- [4] F. Z. Peng, "Z-source inverter," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 39, No. 2, pp. 504 - 510, Mar./Apr. 2003.
- [5] J. Anderson and F. Z. Peng, "Four quasi-Z-source inverters," in Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf., Rhodes, Greece, pp. 2743 - 2749, Jun. 2008.
- [6] M. Shen and F. Z. Peng, "Operation modes and characteristics of the Zsource inverter with small inductance or low power factor," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 55, No. 1, pp. 89 - 96, Jan. 2008.
- [7] Y. Li, S. Jiang, J. Cintron-Rivera, and F. Peng, "Modeling and control of quasi-Z-source inverter for distributed generation applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 60, No. 4, pp. 1532 - 1541, Apr. 2013.
- [8] C. J. Gajanayake, D. M. Vilathgamuwa, and P. C. Loh, "Development of a comprehensive model and a multiloop controller for Z-source inverter DO systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 54, pp. 2352 - 2359, Aug. 2007.
- [9] Q.-V. Tran, T.-W. Chun, H.-G. Kim, and E.-C. Nho, "Minimization of voltage stress across switching devices in the Z-source inverter by capacitor voltage control," *J. Power Electron.*, Vol. 9, No. 3, pp. 335 - 342, May 2009.
- [10] O. Ellabban, J. Van Mierlo, and P. Lataire, "A DSP-based dual-loop peak DC-link voltage control strategy of the Z-source inverter," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 27, No. 9, pp. 4088 - 4097, Sep. 2012.
- [11] F. Guo, L. X. Fu, C. H. Lin, C. Li, W. Choi, and J. Wang, "Development of an 85-kW bidirectional quasi-Z-source inverter with DC-link feed-forward compensation for electric vehicle applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 28, pp. 5477-5488, Dec. 2013.
- [12] U. S. Ali and V. Kamaraj, "A novel space vector PWM for Z-source inverter," in Proc. 1st Int. Conf. Electrical Energy Systems (ICEES), pp. 82 - 85, Jan. 3 - 5, 2011.
- [13] Y. Tang, S. Xie, and J. Ding, "Pulsewidth modulation of Z-source inverters with minimum inductor current ripple," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 61, No. 1, pp. 98 - 106, 2014.
- [14] M. Shen, J. Wang, A. Joseph, F. Z. Peng, L. M. Tolbert, and D. J. Adams, "Constant boost control of the Z-source inverter to minimize current ripple and voltage stress," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, Vol. 42, No. 3, pp. 770-778, May/June. 2006.
- [15] J. H. Park, H. G. Kim, E. C. Nho, T. W. Chun, and H. Cha, "DC-link Voltage Control of Grid Connected PV System using Quasi Z-Source Inverter," *The Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 19, No. 3, pp. 201-210, 2014.
- [16] U. S. Ali and V. Kamaraj, "A novel space vector PWM for Z-source inverter," in Proc. 1st Int. Conf. Electrical Energy Systems (ICEES), pp. 82-85, Jan. 3-5, 2011.



한상협(韓相協)

1986년 6월 26일생. 2010년 경북대 전자전기컴퓨터학부 졸업. 2012년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2012년~2017년 동 대학원 전기공학과 박사과정.



김흥근(金興根)

1956년 4월 24일생. 1980년 서울대 전기공학과 졸업. 1982년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1988년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1990년~1991년 미국 Univ. of Wisconsin-Madison 방문교수. 2006년~2007년 미국 Michigan State University 방문교수. 경북대 IT대학 전기공학과 교수. 당 학회 명예회장.



차헌녕(車憲寧)

1972년 10월 17일생. 1999년 경북대 전자공학과 졸업. 2001년 동 대학원 전자공학과 졸업(석사). 2001년~2003년 (주)피에스텍 근무. 2009년 미국 Michigan State University 전기공학과 졸업(공학박). 2010년~2011년 한국전기연구원 스마트그리드연구본부 선임연구원. 2016년~2017년 미국 Virginia Tech 방문교수. 2011년~현재 경북대 에너지공학부 부교수. 당 학회 국제이사.



전태원(全泰園)

1959년 1월 30일생. 1981년 부산대 전기공학과 졸업. 1983년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1996년~1997년 Tennessee 대학 방문교수. 2005년~2006년 미국 Virginia Tech. 방문교수. 현재 울산대 전기전자정보 시스템 공학부 교수.



노의철(魯義哲)

1960년 8월 2일생. 1984년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1986년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1991년 동 대학원 졸업(공학박). 1997년~1998년 미국 Univ. of Wisconsin-Madison 방문교수. 2005년~2006년 미국 University of California-Irvine 방문교수. 1995년~현재 부경대 전기공학과 교수. 당 학회 회장.