

TMS320F28335로 구현한 친환경 커패시터 전력저장장치의 양방향 디지털 제어 충/방전 시스템

李貞任*, 李鍾賢*, 鄭安烈*, 李春鎬*, 朴鍾厚†, 田喜鍾**

Bidirectional Charging/Discharging Digital Control System for Eco-friendly Capacitor Energy Storage Device Implemented by TMS320F28335 chip

Jung-Im Lee, Jong-Hyun Lee, An-Yoel Jung, Choon-Ho Lee, Joung-Hu Park, and Hee-Jong Jeon

요 약

최근들어, 전기이중층 커패시터 등의 친환경 전력저장장치의 수요가 증가하면서, 이를 위한 양방향 충/방전기의 수요 또한 증가하고 있다. 그러나, 기존의 상용화된 아날로그 제어기를 사용하는 DC-DC 컨버터를 충·방전기로 사용하게 되면, 충/방전 레퍼런스를 제공하는 상위 디지털 제어기와 별도로 아날로그 제어기를 제작해야 하는 문제가 있고, 회로가 복잡해지며, 모드전환 시 과도응답이 좋지 않다. 이에 대한 대안으로 단일 디지털 제어기를 사용하게 되면 쉽게 구현 가능한 설계방식을 이용하여 양방향 시스템의 성능을 향상 시킬 수 있다. 본 논문에서는 단일 회로 단 양방향 buck-부스트 컨버터에 전기이중층 콘덴서를 이용한 친환경 전력저장장치의 양방향 충/방전 시스템을 구현하고, DSP(TI사 TMS320F28335)를 이용한 디지털 제어기를 적용하였다. MATLAB simulink를 이용하여 모의실험을 수행하였고, 하드웨어를 구성하여 실험한 결과, 모의실험과 마찬가지로 양방향 시스템의 응답특성이 개선되었음을 보여주었다.

ABSTRACT

Recently, as the demand of the environmental-friendly energy storage system such as an electric double-layer condenser increases, that of the bidirectional charger/discharger for the systems also increases. However, when charging/discharging mode-change occurs, the charger/discharger employing a bi-directional DC-DC converter with a commercialized analog controller has a complex circuit scheme, and a poor transient response. On the other hand, if a single digital controller is used for the bi-directional mode, the system performances can be improved by application of an advanced power-processing algorithm. In the paper, an environmental-friendly power storage systems including an Electric Double Layer Capacitor(EDLC) banks were developed with a bi-directional buck-boost converter and a digital signal processor (TMS320F28335). A simulation test-bed was realized and tested by MATLAB Simulink, and the hardware experiment was performed which shows that the dynamic response was improved such as the simulation results.

Key Words : EDLC(Electric Double Layer Capacitor), Charger/Discharger, Bidirectional DC-DC Converter, Digital Controller

1. 서 론

†교신저자 : 정회원, 숭실대 전기공학부 조교수

E-mail : wait4u@ssu.ac.kr

*학생회원, 숭실대 전기공학부 석사과정

**정회원, 숭실대 전기공학부 정교수

접수일자 : 2010. 1. 20

1차 심사 : 2010. 3. 3

2차 심사 : 2010. 3. 29

심사완료 : 2010. 4. 5

지구 환경문제와 에너지고갈의 문제로 인해 신재생 에너지에 대한 관심이 점점 늘어나고 있다. 신재생에너지는 태양전지, 풍력발전기, 연료전지 등, 모두 부하

변동에 강인하게 대처하기 어려운 특성을 갖고 있기 때문에 에너지원으로 사용될 경우 출력전압의 변동과 궁극적으로 연계된 계통의 전력품질 문제 등을 야기할 수 있다^[1-4]. 그렇기 때문에 전술한 제어 불가능한 신재생 에너지를 저장하여 안정적으로 사용할 수 있는 전력저장장치의 필요성이 대두되고 있다.

이 때문에 최근에는 전기이중층 커패시터 (Electric Double Layer Capacitor, EDLC)가 많은 주목을 받고 있다. 이는 다른 에너지 저장장치원에 비해 거의 무한 순시의 전류 충·방전이 가능하고 급격한 에너지의 저장 및 방전이 가능하며, 반영구적인 사용이 가능하다. 따라서 이를 이용하여 충·방전 제어시스템을 개발하면 각종 전력저장시스템이나 분산형 전원시스템에 활용이 가능하다.

그러나 EDLC는 셀 전압이 1~5V로 매우 낮아 직렬 연결하여 수십 볼트의 작동전압을 가지지만 이러한 낮은 전압을 그대로 사용하기에는 저전압, 대전류의 특징으로 인해 효율이 낮아지게 된다. 따라서 효율의 증대를 위해 높은 전압으로 승압시켜 사용하고 승압을 위한 컨버터의 사용은 필수적이며, 또한 높은 전압의 DC-link에서 EDLC에 에너지를 저장하기 위해서는 DC-link의 전압을 EDLC의 작동전압 범위로 강압시켜 과전류로 인한 시스템의 손상을 방지하는 강압형 컨버터도 필요하다. 따라서 높은 전압의 DC-link와 낮은 전압의 EDLC의 에너지 흐름을 원활하게 만들어주어야 하는 이러한 시스템에 필요한 DC-DC컨버터는 충·방전을 위해서 양방향이어야 하고, 충·방전을 제어하는 역할을 하므로 빠른 다이내믹 특성과 높은 효율을 가져야 한다. 그림 1은 이러한 커패시터를 이용하여 구현할 수 있는 분산전원 발전 시스템의 구성 예를 보여준다. 日本 shimizu 마이크로그리드에서 EDLC를 이용하여 전력시스템을 안정화하는 장치이다.

EDLC 충/방전 시스템의 경우 전류제어기의 설계가 필수적인데, 일반적으로 디지털 방식의 여러 가지 장점에도 불구하고 지금까지는 기존에 나와있는 아날로그 충전/방전 회로를 이용하여 구현하는 것이 용이하기 때문에 아날로그 방식이 보편적으로 사용되었다. 그러나, 상위 제어기와 별도로 존재하게 되므로, 시스템 구성이나 노이즈 측면에서 바람직하지 못하다.

본 본문에서는 전기이중층 콘덴서(EDLC)를 이용한 양방향 충·방전 시스템을 Buck/Boost 양방향 컨버터를 이용하여 구현하고, DSP(TI사 TMS320F28335)를 이용한 디지털 제어를 적용하며, 모의실험 및 하드웨어를 구현하여 양방향 시스템의 제어기 통합 가능성

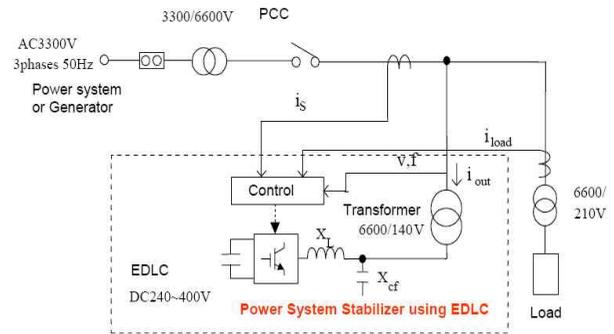


그림 1 에너지 저장장치를 이용한 분산전원 발전시스템의 예 (日本 shimizu 프로젝트)^[5]

Fig. 1 An example of a renewable energy systems with an energy storage device such as EDLCs^[5]

과, 과도응답특성 개선 및 시스템 성능 향상을 보이도록 한다.

2. 전기이중층 커패시터 (Electric Double Layer Capacitor)

2.1 EDLC의 특성

전기 이중층은 외부에서의 인가전압이 전해액에서 전기분해가 일어나는 전압보다 낮은 범위에서는 전류가 흐르지 않아 거의 완전 절연상태가 되므로, 이를 절연막으로 하여 그림 2와 같이 +, -극을 가지는 커패시터 두 개가 직렬로 연결되어 있는 구조가 되며, 이들 사이에 전해액이 덮여 있는 상태를 얻는다. 이 절연막은 자연적으로 얻어진 것으로 막 두께는 한 개의 분자크기 정도로 얇으므로 이의 극한적인 두께(d)와 다공질에 의한 거대한 표면적에 대한 전극 형성은 이론적 수식($C = \epsilon S/d$)과 같이 큰 정전용량의 커패시터 제작이 가능하게 된다^[6].

전기이중층에 의해 얻어진 절연막은 다른 커패시터의 인공적인 필름 등과는 달리 자연 발생적으로 얻어진 것으로 막 두께는 한 개의 분자크기 정도로 얇고, 공기 등 불순물의 결함에 의해서 생기는 핀홀(pin hole)등은 없다고 간주한다. 이러한 이유, 즉, 절연막의 극한적인 두께(d)와 다공질에 의한 거대한 표면적(S)에 대한 전극형성은 이론적 수식 ($C = \epsilon S/d$)과 같이 대 정전용량의 커패시터 제작이 가능하게 된다. 또한 이 절연막의 신뢰성은 매우 높고 내전압 이하에서 사용할 경우 절연막 자체가 뚫리는 일은 거의 없다고 본다. 표 1은 EDLC와 다른 저장장치는 다음과 같이 특성비교를 할 수 있다^[7,8].

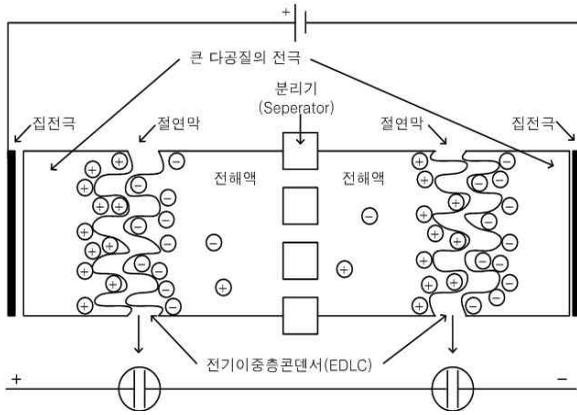


그림 2 EDLC의 동작 원리
Fig. 2 Operating principles of EDLC

표 1 각 에너지 저장장치의 성능비교
Table 1 Performance Comparison of energy storage devices

비교	전해커패시터	EDLC	납축전지
방전시간	수초	수초~수(십)분	수시간
충전시간	수초이내	수(십)초 이내	수시간
에너지밀도(Wh/kg)	0.01~0.1	5~10	10~100
출력밀도(W/kg)	<100,000	<10,000	<1000
충·방전효율(%)	90~98	90~95	70~85
동작온도(°C)	-25~65	-40~90	-20~70
동작전압(V _{DC})	6.3~450	1~5.5	~2.5(3.0)
충·방전반복횟수	>500,000이상	>500,000이상	500~1,000
수명	2~10년	20년(이상)	3~5년 정도

3. 양방향 Buck/Boost 컨버터

3.1 연속전류형 양방향 컨버터 분석

수동소자인 다이오드를 대신해서 능동소자인 전계금속-산화막 반도체 전계효과 트랜지스터(MOSFET)를 사용해 동기정류기(Synchronous Rectifier) 형태로 구성을 하면, EDLC와 인덕터, 두 개의 스위칭소자, 출력 커패시터로 구성된 양방향 Buck/Boost 컨버터가 된다 (그림 3 참조). 각 스위치에 동작에 따라 승·강압동작 모드로 나누어지는데 이로 인해 EDLC의 충·방전 동작이 이루어진다. 스위치1(Switch1)과 스위치2(Switch2)는 동시에 동작하지 않으며 각 모드에 따라 독립적으로 동작한다. 동기정류기를 이용한 양방향 컨버터에서는 벡 모드(buck mode)에는 스위치 1이 주 스위치로, 스위치 2는 동기정류기로 사용이 되며, 부스트 모드(boost mode)에서는 스위치 2가 주 스위치로, 스위치 1은 동기정류기로 사용된다. 즉, MOSFET은

양방향성 소자이므로 스위치 1에 흐르는 전류는 벡 모드시 양(Positive)의 전류로 인덕터에 에너지를 저장하게 되고, 부스트 모드 시에 음(Negative)의 전류로 인덕터 에너지를 freewheel하게 된다^[9].

연속전류 컨버터는 스위치1과 스위치2를 번갈아 가며 동작시키는 것으로, 인덕턴스는 크지만 입력 및 출력 리플(Ripple)의 크기가 작고 제어가 간편하다.

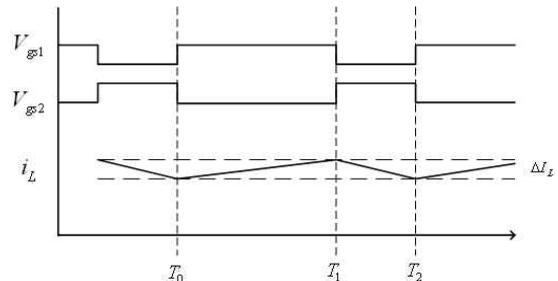
반면 불연속 전류형 컨버터는, 전류의 리플이 크게 증가 하고 인덕터 전류가 영(Zero)으로 갈 때 스위치의 내부 커패시터(internal capacitor)와 인덕터가 공진하는 문제점이 발생한다. 또한, 동기정류기로 사용되는 스위칭 시점을 찾아야 하기 때문에 제어에 문제가 발생한다.

3.1.1 벡 모드(Buck mode) 동작분석

EDLC의 충전을 위해 DC-link의 전압을 강압시켜 에너지가 EDLC로 충전되는 동작(Regenerative braking)을 벡 모드라고 한다. 그림 3의 (a)는 EDLC 충전시의 벡 모드(buck mode) 동작 파형을 나타낸다.

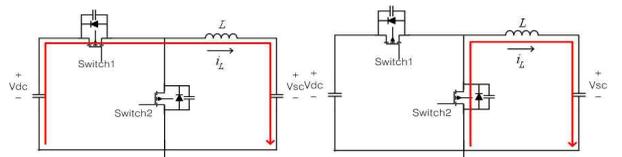
① [T₀, T₁] : 스위치1 (Switch1) 턴 온

그림 3(b)와 같이 스위치 1이 턴-온 되면 DC-link에서 넘어온 에너지가 인덕터에 저장된다. 이 때, 인덕터 전류는 선형적으로 증가하게 된다.



(a) 벡모드(Buck mode) 동작 파형

(a) Operating waveforms of buck mode



(b) 벡모드 동작 [T₀, T₁]

(b) Operation of buck mode

(c) 벡모드 동작 [T₁, T₂]

(c) Operation of buck mode

[T₀, T₁] [T₁, T₂]

그림 3 벡모드 (충전 시) 동작파형

Fig. 3 (Charging) operation of buck mode

② $[T_1, T_2]$: 스위치2 (Switch2) 턴 온

그림 3(c)와 같이 스위치 1이 턴 오프 되고 스위치 2가 턴-온 되면 인덕터에 저장되었던 에너지가 EDLC로 저장되게 된다. 이 때, 인덕터 전류는 선형적으로 감소하게 된다.

3.1.2 부스트 모드(Boost mode) 동작분석

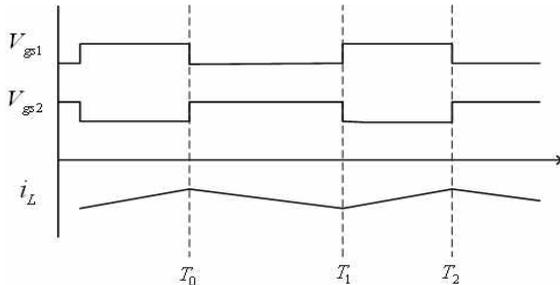
EDLC에 저장되었던 에너지를 고압의 DC-link로 방전하는 동작을 부스트 모드라 한다. 이때 컨버터는 승압모드로 동작한다. 그림 4(a)는 부스트 모드(Boost mode)의 동작 파형을 나타낸다.

① $[T_0, T_1]$: 스위치2 (Switch2) 턴 온

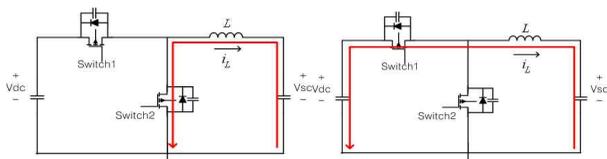
그림 4(b)와 같이 스위치 2가 턴 온 되면 EDLC의 에너지가 인덕터에 저장된다. 이때 인덕터 전류는 선형적으로 증가하게 된다.

② $[T_1, T_2]$: 스위치1 (Switch1) 턴 온

그림 4(c)와 같이 스위치 2가 턴 오프 되고 스위치 1이 턴 온 되면 인덕터에 저장되었던 에너지가 DC-link로 방전된다. 이 때, 인덕터 전류는 선형적으로 감소하게 된다.



(a) 부스트모드(Boost mode) 동작파형
(a) Operation Waveform of boost mode



(b) 부스트모드 동작[T_0, T_1] (c)부스트모드 동작[T_1, T_2]
(b) Operation of Boost mode (c) Operation of Boost mode[T_1, T_2]

그림 4 부스트모드 (방전 시)동작파형

Fig. 4 Operation Waveform of boost mode(discharge)

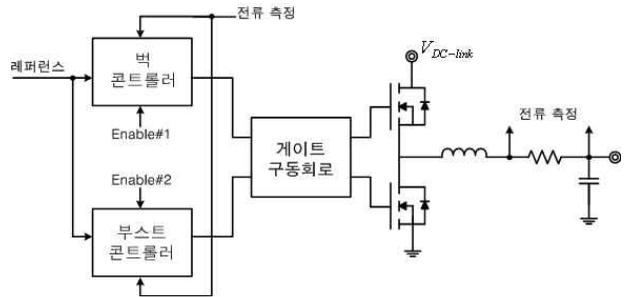


그림 5 양방향 컨버터의 일반적인 아날로그 제어방법^[10,11]
Fig. 5 General analog control method of bidirectional converter ^[10,11]

4. 충/방전기의 디지털 제어

4.1 아날로그제어 양방향 컨버터의 문제점

일반적인 단방향 DC-DC 컨버터 시스템에서는 시스템 구성 가격을 낮추기 위하여, 현재까지 아날로그 제어기들이 보편적으로 사용되고 있다. 이를 분산전원 혹은 신재생 에너지 시스템의 하위시스템인 에너지 저장 시스템의 양방향 충/방전기에 적용할 때는 몇 가지 고려해야 할 사항들이 있는데, 첫째는 충전 혹은 방전을 지시하는 상위 제어기 (일반적으로 디지털 제어기)와의 통합문제가 있다. 현재까지 양방향 충/방전 제어의 디지털 구현이 어렵고, 디지털 제어가 일반적으로 산업계에 알려지지 않음으로써 부가적인 아날로그 제어기가 필요하게 되어, 전체 제어기 회로가 복잡해지고 가격이 상승하며, 상위제어기 지령 신호가 노이즈 영향을 받을 수 있는 문제점이 있다. 따라서 궁극적으로는, 충방전 제어기까지 디지털화 되어서 상위 제어기에 포함되어야 하는 것이 바람직하다고 볼 수 있다.

또한, 이와 별도로 고려해야 할 사항이 있는데, 그림 5에 상용화된 아날로그 PWM IC를 이용한 양방향 컨버터에 대한 아날로그 제어 방법을 나타내었다. 충/방전 동작을 위한 각각의 백/부스트 전용 콘트롤러가 존재하며, 이를 선택하기 위한 상위 제어기 enable 신호가 들어오게 된다.

이들 PWM IC 들은 초기 동작 순간에 도통율을 천천히 증가시키기 위한 Soft-starting 기능과 잡음에 의한 오작동을 방지하기 위한 커패시터 및 전압 오프셋이 소자 내에 존재한다^[12]. 이로 인해 아날로그 제어를 사용할 경우 그림 6와 같이 백-부스트 모드변환 시 전류의 순간적인 오버슈트가 발생되어 능동 소자들의 스트레스를 증가시켜 파괴에까지 이를 수 있는 과도응답 특성이 나타나게 된다. 또한, 시스템 상위 알고리즘에

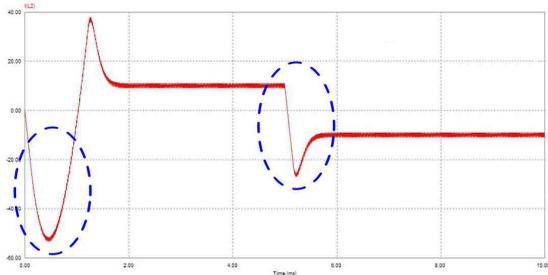


그림 6 아날로그제어기법에서 나타나는 과도응답현상^[14]
 Fig. 6 Transient response of the current in an analog control method^[14]

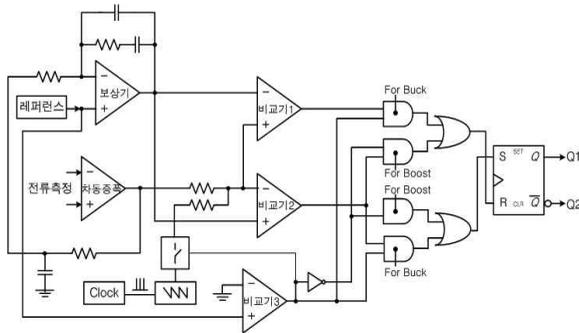


그림 7 제어전압포화에 의한 과도응답특성을 개선하기 위한 아날로그 제어기 회로^[11]

Fig. 7 Analog controller circuit for transient response improvement by saturation of the control voltage^[11]

의해 충/방전 모드 변환 동작을 수행 할 경우에도 비활성화된 제어기가 상대 제어기 동작 모드 동안 항상 포화되어 있기 때문에, 포화 전압에서 정상 동작구간으로 진입하기까지 도통율이 1로 열려있는 시간이 존재하게 된다.

이를 해결하기 위해서는 부가적인 회로가 필요한데, 이와 관련된 회로가 그림 7에 나와 있다. 기존과 마찬가지로 벡/부스트 선택을 동작이 빠른 비교기를 이용하여 수행하도록 한 회로이다. 그러나 이 회로는 상용 컨트롤러를 사용하지 않고, OP-Amp와 Flip Flop, 비교기 및 논리회로 등을 사용하여 개별소자로 구현하므로 회로가 복잡해지는 단점이 있다^[10,11]. 또한, 충방전 전류 레퍼런스를 가변시키는 레퍼런스 가변방식은, 레퍼런스의 스텝 변화에 대해서 느린 응답특성을 가지며, 기존 아날로그 제어기와 마찬가지로 상위 디지털 제어기와 별도로 구현되는 아날로그 회로가 필요함을 알 수 있다^[13]. 따라서 본 연구에서는 상용 디지털 제어기를 사용하여 양방향 제어기를 구현하는 방법을 제

시하였다.

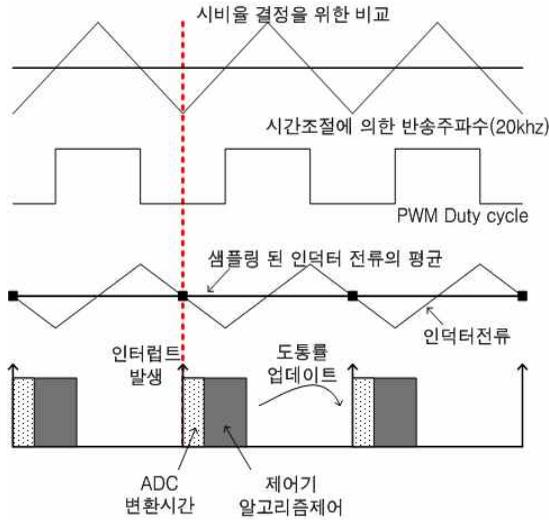
4.2 디지털제어기 구현방안

디지털 제어에 대한 기반 기술이 발전하고 마이크로 프로세서, DSP 디지털 제어기들이 가격이 저하되고 성능이 고성능화 되면서 주로 아날로그 제어 위주의 고주파 전력변환 시스템에서도 신뢰성과 성능의 향상을 위한 디지털 제어기 적용에 대한 요구가 증대되고 있다. 디지털 제어 시스템은 다음과 같은 장점으로 인하여 많은 제어시스템의 연구 분야에 적용되어 과거의 아날로그 제어기들을 대체하고 있다.

일반적으로 아날로그 제어기에 비해 구성요소 값들의 변동이나 정확성, 환경변화나 외란, 잡음에서 강한 특성을 가지며, 회로소자의 조합인 하드웨어 기반의 제어기 구현이 아닌 프로그램 기반의 소프트웨어 프로그래밍을 통한 복잡하고 진보된 알고리즘 구현이 용이하다. 또한, 제어 변수 및 상수들의 정확성과 환경변화나 시간 요소에 둔감하여 회로 소자들 조합의 아날로그 제어기 구현으로 인한 소자 값들의 변동 문제를 해결할 수 있을 뿐만 아니라, 하드웨어 복잡성을 줄여 전체 시스템의 성능을 향상시킬 수 있는 가능성 등의 장점을 가지고 있다.

본 연구에 사용된 Digital Signal Processor (DSP)의 알고리즘 구현방법은 그림 8과 같다. 제어를 위한 한 스위칭 주기 내 타이밍 시퀀스는, 카운터를 이용하여 발생한 스위칭 주파수의 기본 삼각파를 비교파로 사용하여 시비율을 발생시키고 동시에 한 번의 인터럽트를 통한 샘플링으로 정확히 인덕터의 평균전류를 측정한다 (그림 8). 디지털 프로세서의 특성 중 동기 삼각파의 침두지점이나 최소지점에서 PWM event manager를 통해 인터럽트를 발생시킨다. 생성되는 PWM 시비율로 인해 인가되는 인덕터 전류 파형의 상승이나 하강의 한가운데 시점에서 인터럽트가 발생하기 때문에 스위칭 동작에 의해 생성되는 인덕터 전류 파형에서 비교적 노이즈가 없는 부분을 측정하게 되고, 추가 필터의 사용이 없어서 제어루프 내의 위상지연을 최소화할 수 있는 장점이 있다.

디지털 제어기는 연속 신호인 제어상대를 ADC(Analog-to Digital Converter)를 통해 이산화 시킨 뒤 변수화 하여 제어알고리즘을 통해 그 역할을 수행한다. 이로 인해, 디지털 제어기의 샘플링과 시간지연이 나타난다. 그러나, 아날로그 제어기에 비해 디지털제어기는 파라미터 부분의 값의 변동이 거의 없으므로, 위상마진을 약간 작게 가진다면 실제로 대역폭의 감소폭은 그리 크지 않다.

그림 8 DSP 알고리즘 구현개념도^[14]Fig. 8 Implementation concept of DSP algorithm^[14]

4.3 양방향 컨버터의 이산신호 분석

본 논문에서 다루는 전력저장장치 시스템에서는 단일 stage 양방향 Buck/Boost 컨버터에 적합한 디지털 전류제어기를 설계, 제작한다.

제안된 디지털 알고리즘을 통해 하나의 디지털 전류 제어기만으로 양방향 전류를 제어하고, 양측 전압 측정을 통한 초기 시비율 인가 등의 디지털 제어 기법을 통해 기존 아날로그 제어기에서 발생되었던 초기 기동 및 양방향 전류 제어기 모드 변환 시 발생하는 과도 응답 성능을 개선한다.

이산시간 상태공간 평균화기법을 적용하기 위하여 *D. J. Packard's* 방식을 이용한 상태방정식을 구한다^[15]. 먼저 스위치 온, 오프시의 미분방정식을 구하면 (4.1), (4.2)와 같다.

1) 스위치가 on 일 때 ($nT_s < t < (n+1)T_s$),

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= A_1x(t) + b_{vg1}v_g(t) \\ y(t) &= C_1x(t) \end{aligned} \quad (4.1)$$

2) 스위치가 off 일 때 ($(n+d)T_s < t < (n+1)T_s$,

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= A_2x(t) + b_{vg2}v_g(t) \\ y(t) &= C_2x(t) \end{aligned} \quad (4.2)$$

(단, $x(t) = [i_L, v_c]$, i_L =인덕터 전류, v_c =커패시터 전압, T_s = 스위칭 주기, v_g = DC-link전압 (그림 3의 v_{DC}), $y(t) = v_o$)

이산시간 모델링 기법을 이용하여 평균화 상태 방정식을 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} x(n+1) &= A_zx(n) + B_zd(n) + B_{vgz}v_g(n) \\ v_o(n) &= C_zx(n) \end{aligned} \quad (4.3)$$

(단, $A_z = e^{A_1DT_s}e^{A_2(1-D)T_s}$,

$$B_z = A_z((A_1 - A_2)X + (b_{vg1} - b_{vg2})v_g)T_s$$

$$B_{vgz} = (b_{vg1}D + b_{vg2}(1-D))T_s$$

$$C_z = [r_c \ 1].$$

소신호 전달함수를 구하기 위하여 상태 방정식(4.3)에 다음과 같은 perturbation을 준다.

$$\begin{aligned} x(n) &= X + \hat{x}(n), \\ d(n) &= D + \hat{d}(n), \\ v_g(n) &= V_g + \hat{v}_g(n), \\ v_o(n) &= V_o + \hat{v}_o(n). \end{aligned} \quad (4.4)$$

인덕터 전류식을 정리하면, 소신호 차동방정식은 다음과 같이 표현된다.

$$\hat{i}_L(n+1) = \hat{i}_L(n) + \frac{V_g T_s}{L} \hat{d}(n) \quad (4.5)$$

따라서, 오픈 루프의 디지털 주파수영역 전달함수에서 제어-인덕터 전류의 전달식은 다음과 같이 나타내어진다.

$$G_{id}(z) = \frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} = \frac{V_g T_s}{L} \left(\frac{1}{z-1} \right) \quad (4.6)$$

식 (4.6)의 플랜트 전달 함수와 식 (4.7)의 디지털 보상기 전달함수를 이용하여 피드백 제어루프의 이산신호 주파수 특성을 그려보면 그림 9와 같다. 아날로그 연속신호 주파수 특성에서는 없는 스위칭 샘플링 효과에 의한 고주파수의 급격한 위상 감소가 보인다. 이를 고려하여 설계된 최종 전류루프는 위상마진이 거의 80°가 되어 시스템이 충분히 안정됨을 알 수 있다.

$$H(z) = k_p + k_i \left(\frac{T_s}{1-z^{-1}} \right) \quad (4.7)$$

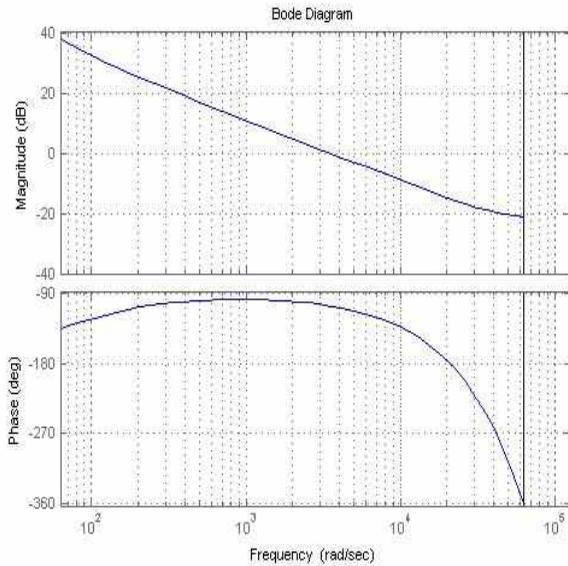


그림 9 피드백 루프이득의 이산신호 주파수 영역 응답특성
Fig. 9 Discrete-signal frequency response of the feedback-loop gain

4.3.1 Simulink를 이용한 모의실험

MATLAB의 Simulink 프로그램을 이용하여 설계된 디지털 양방향 제어를 테스트하였다. 먼저 양방향 Buck/Boost 컨버터를 블록화 하여 만들어 준 다음 (그림 10), DSP를 이용한 디지털제어를 블록으로 만들어 그림 11과 같이 구성하였다. 그림 12는 DSP control algorithm 부분의 내부블럭도 이다. 이때 디지털제어기 역할을 하는 TMS320F28335 모듈 부분에서 전류 센싱을 받아 그 값에 따른 시비율 값을 스위칭 모듈에 준다. 센싱 받아 입력되는 값은 Quantizer 블록을 이용하여, 아날로그 신호에서 디지털화 해준다. 양방향 충·방전 제어동작이 안정적으로 수행됨을 확인하기 위하여, 가장 불안정 가능성이 큰 스텝 전류 레퍼런스를 -5A와 5A 사이에서 주었다. 그림 14와 그림15는 그림 13의 모드 전환 시 인덕터 전류 파형을 확대한 것이며, 그림 16은 충·방전 전류값에 따른 EDLC 출력전압을 나타낸다. 그림 17은 그림 16의 모드 전환 부분을 확대한 것이다. 기생저항에 의해서 인덕터 스텝 전류변화에 반응하여 스텝으로 전압이 변동된 것을 알 수 있다.

제안된 디지털 제어방법의 모의실험 결과로 레퍼런스에 따라 인덕터 전류가 추종되는 것을 볼 수 있으며, 양방향모드 전환 시 자연스러운 과도응답특성을 보임을 알 수 있다.

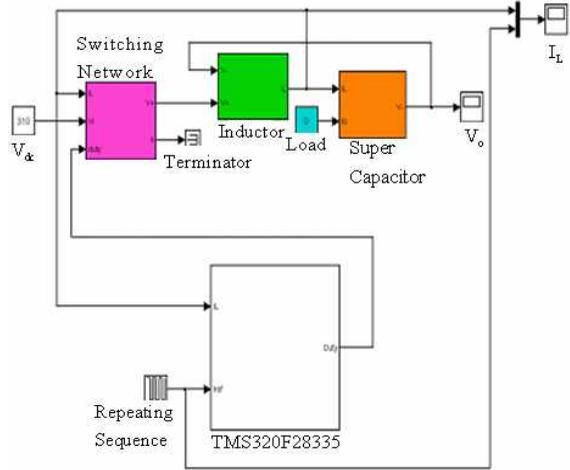


그림 10 Simulink를 이용한 회로구성
Fig. 10 Simulink block diagram of the system

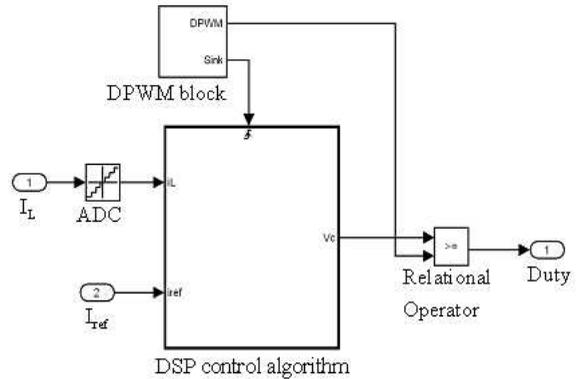


그림 11 그림10 회로의 TMS320F28335 내부구성
Fig. 11 TMS320F28335 module in Figure 10

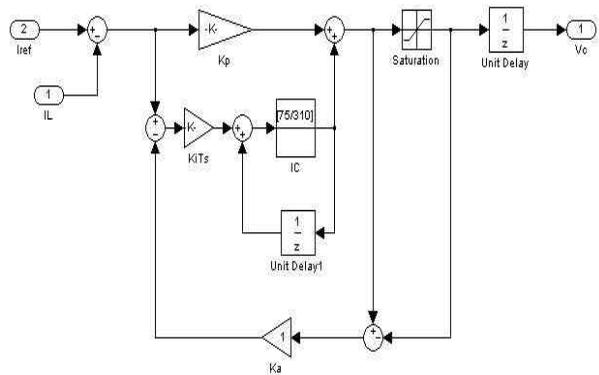


그림 12 회로의 DSP control algorithm 부분
Fig. 12 DSP control algorithm module in Figure 11

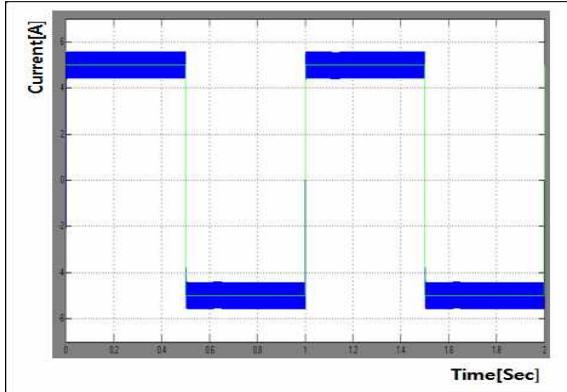


그림 13 레퍼런스 스텝변화에 따른 인덕터 전류의 추종치

Fig. 13 Charging/discharging current waveform tracking the step reference

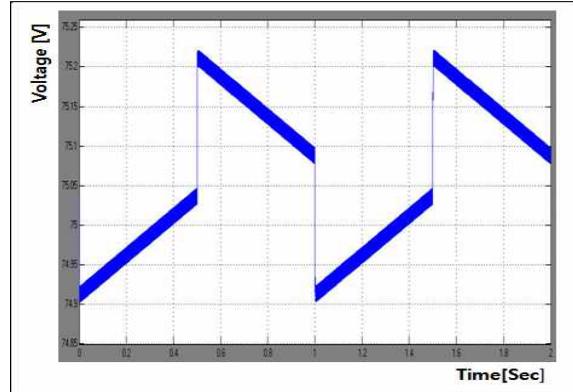


그림 16 충/방전 전류 값에 따른 EDLC출력전압

Fig. 16 Output (EDLC) voltage by the charging /discharging current

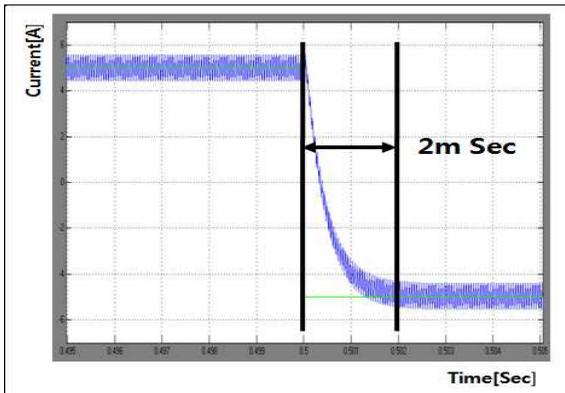


그림 14 방전모드로 전환 시 인덕터 전류 확대파형

Fig. 14 Zoom-in of the Inductor current at a mode change

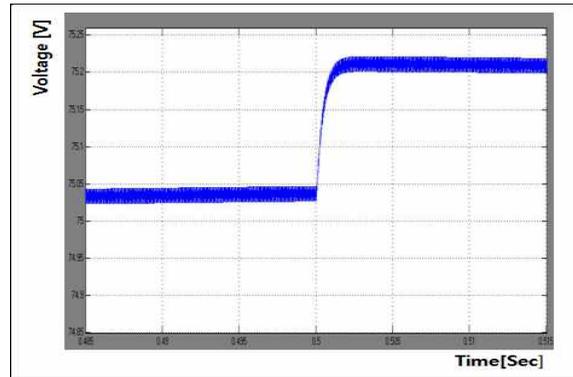


그림 17 충전모드로 전환 시 EDLC 전압의 확대파형

Fig. 17 Zoom-in of the EDLC voltage at a mode change

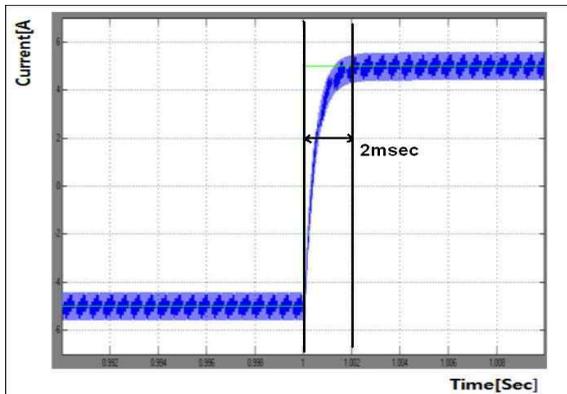


그림 15 충전모드로 전환 시 인덕터 전류 확대파형

Fig. 15 Zoom-in of the Inductor current at a mode change

5. 실험의 구성 및 결과

5.1 실험의 구성

그림 18은 EDLC Bank를 이용한 전력저장장치의 전체 구성도를 나타낸 것이며, 표 2는 실험에 사용된 각 파라미터 값을 나타낸다. 본 논문에서는 EDLC를 이용한 친환경 전력저장장치의 양방향 충/방전 시스템 디지털제어를 위해, TI사 TMS320F28335 DSP를 사용하였다. TMS320F28335는 고성능의 DSP로 32 bit 부동소수점 연산이 가능하고 12비트 16채널의 AD컨버터와 18채널의 PWM 및 6채널 고해상도 PWM 포트 등이 내장되어 있다^[16]. 전체 하드웨어 구성 모습을 그림 19에 나타내었다.

5.2 실험결과

그림 20은 제안된 디지털 제어를 적용한 양방향컨

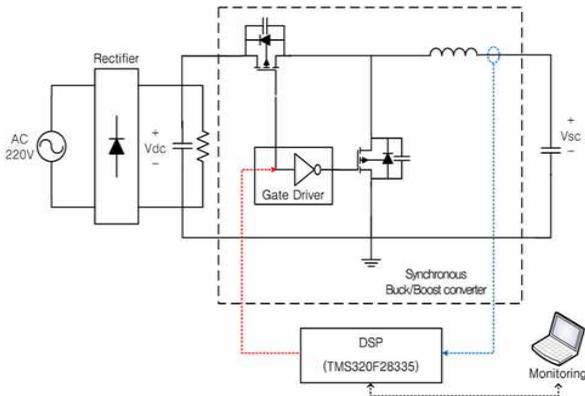


그림 18 실험을 위한 하드웨어 시스템의 구성도
 Fig. 18 Overall diagram of hardware system for the experimental test

표 2 실험에 사용된 각 파라미터 값
 Table 2 Device parameters for the hardware prototype

입력전압(Vdc)	300~320[V]
EDLC전압(Vsc)	65~75[V]
EDLC 캐패시터	20[F]
캐패시터의 ESR (r_c)	17.548[m Ω]
인덕터(L)	2.5[mH]
스위칭주파수(fsw)	20[KHz]
주스위칭소자	IRF 450A (500V, 13A)

버터의 실험결과를 나타낸 파형이며, 양방향 모드 전환 시 자연스러운 과도응답 특성을 보이는 것을 알 수 있었다. 그림 21은 그림 20의 확대파형 모습이다. 충전 모드에서 방전 모드로 또는 방전모드에서 충전모드로의 전환 시, 레퍼런스 스텝변화를 주었을 때 실험결과를 그림 22와 그림 23에 나타내었다. 실험결과를 보면 아날로그 제어기에서 나타나는 문제점과 다르게 레퍼런스의 스텝 변화에 따라 인덕터 전류가 오버슈트 없이 추종되는 것을 볼 수 있으며, 양방향 모드전환 시에 자연스러운 과도응답특성을 보임을 알 수 있다.

과도상태 및 정상상태에서 제어가 잘 수행되었으며, 모의실험 결과와도 거의 일치함을 확인할 수 있었다.

이는 하드웨어 기반의 제어기 구현이 아닌 프로그램 기반의 소프트웨어 프로그래밍으로 구현되는 DSP 디지털 제어기의 특징으로서, 양과 음의 기준전류에 대해 양방향으로 제어 할 수 있으며, 아날로그제어 시 초기응답 문제 역시 전압 측정을 통해 현재 임·출력 전압의 상태에 따른 초기 값을 임의 설정해 줌으로써 해결할 수 있기 때문이다.

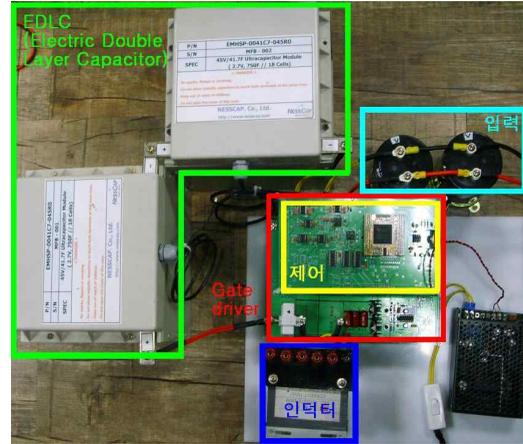


그림 19 시스템의 하드웨어 구성 사진
 Fig. 19 A Picture of the experimental hardware configuration

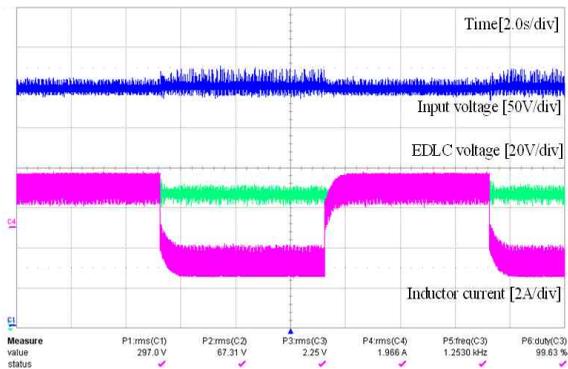


그림 20 제안된 디지털제어기를 적용한 양방향컨버터의 실험결과
 Fig. 20 Key waveforms of the digitally-controlled bidirectional converter

그림 20 Key waveforms of the digitally-controlled bidirectional converter

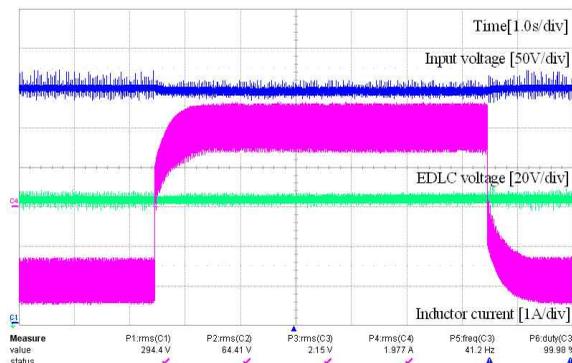


그림 21 제안된 디지털제어기를 적용한 양방향컨버터의 실험결과 확대파형
 Fig. 21 Zoom-in of the key waveforms of the digitally-controlled bidirectional converter

그림 21 Zoom-in of the key waveforms of the digitally-controlled bidirectional converter

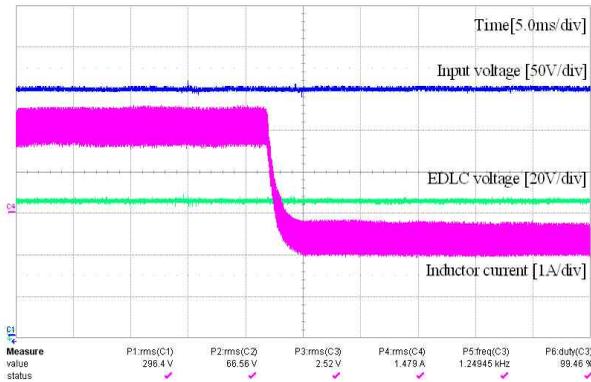


그림 22 벅 모드에서 부스트 모드로의 모드전환 과도응답 확대파형

Fig. 22 The mode transition from buck to boost mode operation

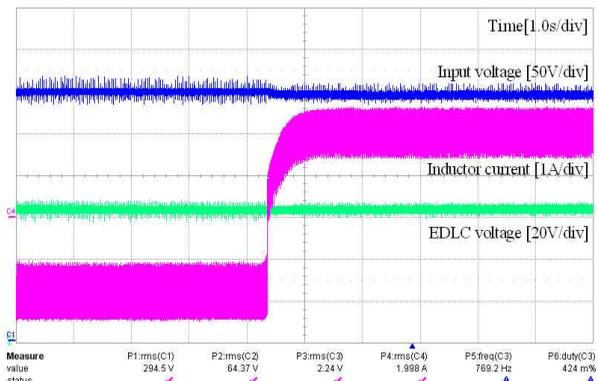


그림 23 부스트 모드에서 벅 모드로의 모드전환 과도응답 확대파형

Fig. 23 The mode transition from boost to buck mode operation

6. 결 론

EDLC(Electric Double Layer Capacitor)는 배터리와 같은 에너지 저장장치를 대체 하거나 보완할 수 있는 차세대 에너지 저장장치로 주목받고 있다. 이를 이용한 친환경 전력저장장치는 양방향 DC-DC 컨버터를 필요로 하는데, 이 때 전류제어기의 설계가 필수적이다. 이를 아날로그 방식으로 구현하게 되면, 상위 제어기와 별도의 제어기를 부가적으로 구현해야 하며, 과도응답특성이 좋지 않은 문제가 있다.

따라서 본문에서는 EDLC를 이용한 친환경 전력저장장치의 양방향 Buck/Boost 컨버터를 제작하고, 아날로그 제어기 대신 디지털 신호처리기(TI사 TMS320F28335)를 이용한 디지털 제어기를 적용하였다. 이

를 통하여, 모의실험 및 하드웨어동작 실험을 하고, 양방향 시스템의 과도응답특성 개선과 시스템 성능 향상에 대해 살펴보았다.

실험에 사용된 양방향컨버터 및 제어기의 등가회로를 상태평균화기법을 이용하여 모델링하고 MATLAB SIMULINK를 이용하여 모의실험을 한 결과, 전류레퍼런스 스텝변화에 따라 인덕터 전류가 잘 추종되는 것을 볼 수 있었으며, 양방향 모드 전환 시 자연스러운 과도응답특성을 보임을 알 수 있었다.

또 하드웨어 동작실험을 확인한 결과, 컨버터의 양방향동작이 잘 수행되고, 과도상태 및 정상상태에서 전류제어가 잘 수행되고 있으며, 양방향 모드 전환 시 자연스러운 과도응답특성을 보이는 등, 모의실험 결과와 거의 일치함을 알 수 있었다.

따라서 EDLC를 이용한 친환경 전력저장장치의 양방향 충·방전 시스템의 제어 시, 아날로그 제어기 대신 디지털 제어기를 이용함으로써, 하드웨어 기반의 제어기 구현이 아닌 프로그램 기반의 소프트웨어 프로그래밍을 통하여 상위 제어기와의 통합이 가능하여 지며, 양방향 시스템의 모드전환 시 과도응답특성이 개선됨을 볼 수 있었다.

EDLC를 이용한 양방향 충·방전기의 구성과 디지털 제어기법 등은 앞으로 에너지 저장장치와 전기품질 개선기기 등에 많이 적용될 것이라 판단된다.

본 논문은 숭실대 신입교원 연구비 지원에 의해서 연구되었음.

참 고 문 헌

- [1] R. Tounsi et al, "Series Compensator for Voltage Dips : Control Strategy", EPE, pp.4929-4934, 1997.
- [2] Math H. J. Pollen, "Understanding Power Quality Problems", IEEE Press, 1999.
- [3] S. S. Mulukuta and E. M. Gulachenski, "A critical survey of considerations in maintaining process continuity during voltage dips while protecting motors with reclosing and bus-transfer practices", *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol. 7, No. 3, pp. 1299-1305, 1992, August.
- [4] T. A. Belle i, R .P . O' Leary , and E. H. Camm , "Evaluating capacitor-switching devices for preventing nuisance tripping of adjustable-speed drives due to voltage magnification", *IEEE*

Transactions on Power Delivery, Vol. 11, No. 3, pp. 1373-1378, 1996, July.

- [5] Kawachi, S., Baba, J., Kikuchi, T., Shimoda, E., Numata, S., Masada, E., Nitta, T., "State of charge control for energy storage by use of cascade control system for microgrid", *Clean Electrical Power*, 2009 International Conference on, pp. 370-375, 9-11 June 2009.
- [6] 김상현, 이교범, 최세완, 최우진, "자연방전을 고려한 개선했던 슈퍼커패시터의 동특성 모델 개발", *전력전자학회 논문지*, 제14권 제3호, pp. 188-196, 2009. 6.
- [7] Florida Educational Seminars, Inc., "The 10th International Seminars on Double Layer Capacitors and Similar Energy Storage Devices", 2001, December 3-5.
- [8] 일본전기학회편집, "파워일렉트로닉스 핸드북; 4.5 전기이중층커패시터와 그 시스템", 일본 2001년 파워일렉트로닉스 핸드북, pp. 667-704, 2001.
- [9] Xunwei Zhou; Donati, M.; Amoroso, L.; Lee, F.C.; "Improve Light Load Efficiency for Synchronous Rectifier Buck Converter", *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 1999. APEC '99. Fourteenth Annual, Volume 1, pp. 295-302, 14-18 March 1999.
- [10] Chang-Gyu Yoo, Woo-Cheol Lee, KyuChan Lee, Inyoung Suh, "Current Mode PWM Controller for a 42V/14V bidirectional DC/DC Converter", *IEEE PESC*, pp. 1-6, 2006, June.
- [11] Chang-Gyu Yoo, Woo-Cheol Lee, Kyu-Chan Lee, Cho, B. H., "Transient current suppression scheme for bi-directional DC-DC converters in 42 V automotive power systems", *IEEE APEC*, pp. 1600-1604, 2005, March.
- [12] LT1339 Design Manual linear Technology. 1999. Feb.
- [13] 윤성근, 슈퍼커패시터를 사용한 HEV 시스템의 고효율 양방향 DC-DC 컨버터 토폴로지 및 제어, 서울대학교 대학원, 2004.
- [14] Hyun-Su Bae, Jeong-Hwan Yang, Jae-Ho Lee and Bo-Hyung Cho, "Digital State Feedback Current Control using the Pole Placement Technique", *JPE*, Vol. 7, No. 3, pp. 213-221, 2007, July.
- [15] D. J. Packard, "Discrete Modeling and Analysis of Switching Regulators," Ph.D. dissertation, California Inst. Technol., Pasadena, 1976.
- [16] 전태원, 안정렬 "TMS 320F280x DSP의 응용 및 특성" *전력전자학회지*, 제13권, 제1호, pp. 15-19, 2008. 2.

저 자 소 개



이정임(李貞任)

1985년 1월 15일생. 2008년~현재 송실대 공대 전기공학부 석사과정.



이종현(李鍾賢)

1984년 1월 19일생. 2009년 송실대 공대 전기공학부 졸업. 2009년~현재 동 대학원 전기공학부 석사과정.



정안열(鄭安烈)

1983년 10월 25일생. 2009년 송실대 전기공학부 졸업. 2009년~현재까지 동 대학원 전기공학부 석사과정.



이춘호(李春鎬)

1981년 5월 5일생. 2009년 한양사이버 대학교 정보통신공학과 졸업. 2009년~현재 송실대 대학원 전기공학부 석사과정.



박종후(朴鍾厚)

1975년 8월 26일생. 1999년 서울대 공대 전기공학부 졸업. 2001년 동 대학원 전기공학부 졸업(석사). 2006년 동 대학원 전기컴퓨터공학부 졸업(공박). 2009년~현재 송실대 전기공학과 조교수.



전희중(田喜鍾)

1953년 1월 6일생. 1975년 송실대 전기공학과 졸업. 1977년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1977년~1981년 공군사관학교 전자공학과 교수. 1987년 중앙대 대학원 전기공학과 졸업(공박). 1995년~1996년 Univ. of Victoria CA. 객원교수. 1983년~현재 송실대 전기공학과 교수.