

비상전원 기능을 갖는 하이브리드 ESS를 위한 PCS 제어전략

김상진¹, 권민호¹, 최세완[†], 백석민², 김미성³

A PCS Control Strategy for Hybrid ESS with Function of Emergency Power Supply

Sang-Jin Kim¹, Min-Ho Kwon¹, Se-Wan Choi[†], Seok-Min Paik², and Mi-Sung Kim³

Abstract

This paper proposes a hybrid ESS that integrates an energy storage system (ESS) with an uninterruptible power supply (UPS). The hybrid ESS has a demand management and emergency power supply function while increasing the battery utilization of the UPS, which has just been used in a power failure. In addition to the critical load, the proposed system augments the capacity of emergency generation using an additional load, which has voltage and frequency-dependent characteristics to the grid side. The control algorithm of the AC-DC converter and bidirectional DC-DC converter is proposed for demand management and emergency power supply. Furthermore, seamless and autonomous transfer methods to alleviate the transient during mode transfer are proposed. To validate the proposed control scheme, experimental results from a 5 kW prototype are provided.

Key words: Hybrid ESS, ESS(Energy Storage System), UPS(Uninterruptible Power Supply), Seamless transfer

1. 서 론

ESS(Energy storage system)는 여름·겨울철 전력 사용량이 급증함에 따른 대규모 정전사고를 예방하기 위한 방안으로 주목받고 있다. ESS를 이용하면 최대 수요 전력을 저장하여 전력사용 피크 시간대에 첨두부하 삭감, 부하 평준화에 사용할 수 있어 전력계통의 안정성 확보가 가능하다. 또한, UPS(Uninterruptible power supply)는 정전 발생 시 고가의 기기와 네트워크 장비 같은 중요부하에 안정적인 전원을 공급하기 위해 필수적인 장비로, 이미 대부분의 산업 현장이나 의료시설에 사

용되고 있다. 그림 1은 계통외란의 종류와 UPS의 분류를 나타낸다^[1]. Online UPS는 계통 전압강하, 서지, 주파수 변동 등 그림 1에 나타난 10가지 항목의 계통외란에 대하여 중요부하에 무정전의 전압을 공급할 수 있으며 부하는 VFI(Voltage and frequency independent)특성을 갖는다. 반면에 Offline UPS는 계통의 정전, 순간 전압강하, 순간전압상승에 대해서만 중요부하에 무정전의 전압을 보장하며 부하는 VFD(Voltage and frequency dependent)특성을 갖는다. 본 논문에서는 Offline UPS의 부하를 VFD부하로, Online UPS의 부하

Voltage Phenomenon	Time	e. g.	IEC 62040-3	UPS-Solution
1. Outage - blackouts ...	> 10 ms		VFD Voltage + Frequency Dependent	Classification 3
2. Sags / brownouts	< 16 ms			Offline
3. dynamic overvoltage	< 16 ms			
4. undervoltage	continuous		VI Voltage Independent	Classification 2
5. overvoltage	continuous			LineInteractive
6. Lightning	sporadic		VFI Voltage + Frequency Independent	
7. transients (Surge)	< 4 ms			Classification 1
8. frequency variations	sporadic			
9. voltage distortion Hf (Burst)	periodically			
10. voltage harmonics	continuous			
				(true) Online real Double-Conversion

Fig. 1. Grid disturbances and UPS classes^[1].

Paper number: TKPE-2016-21-4-4

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

[†] Corresponding author: schoi@seoultech.ac.kr, Dept. of Electrical & Information Eng., Seoul Nat'l Univ. of Science and Technology

Tel: +82-2-970-6542 Fax: +82-2-972-2866

¹ Dept. of Electrical & Information Eng., Seoul Nat'l Univ. of Science and Technology

² Dept. Technology Research Institute KUKJE Electric Mfg. co., Ltd.

³ Dept. EMC Research Institute Energy Industry Team, Korea Testing & Research Institute.

Manuscript received Mar. 21, 2016; revised Apr. 1, 2016; accepted Jun. 2, 2016

— 본 논문은 2015년 전력전자학술대회 우수추천논문임

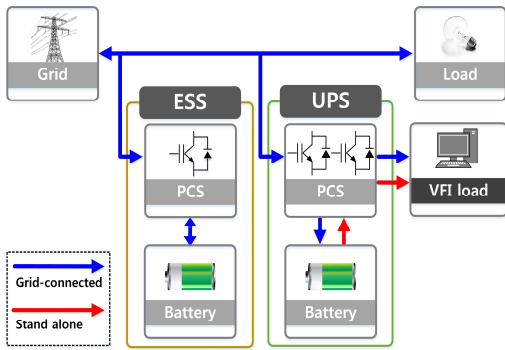


Fig. 2. Configuration of the conventional ESS and UPS.

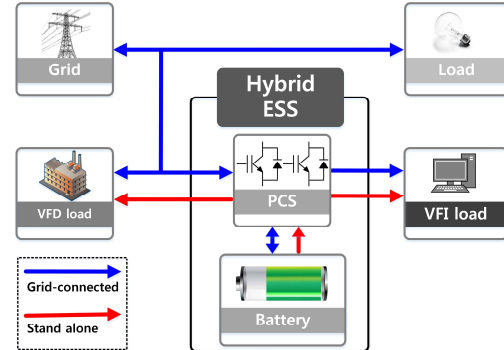


Fig. 3. Configuration of the proposed hybrid ESS.

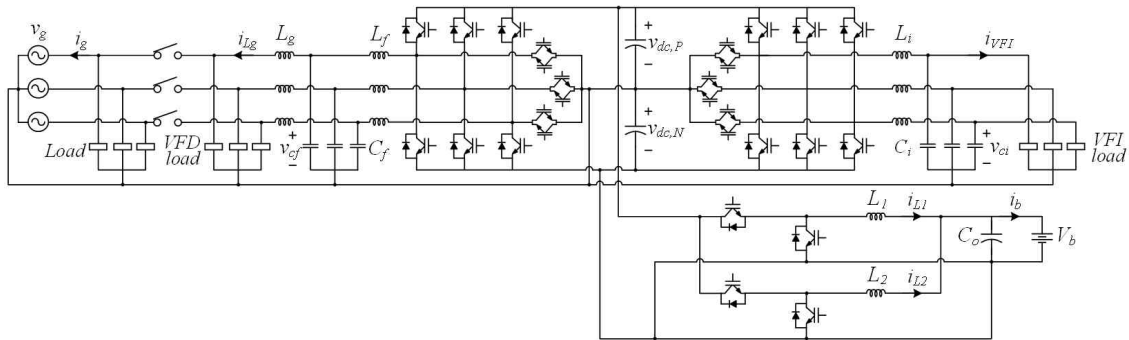


Fig. 4. Circuit diagram of the proposed hybrid ESS.

를 VFI부하로 정의한다. 그림 2는 수요관리기능과 비상발전기능을 모두 수행하기 위하여 각각 250kW급 ESS와 UPS, VFI부하로 구성된 기존의 시스템을 나타낸다. 이러한 시스템에서는 고가의 UPS 배터리에 축적된 에너지를 정전 시에만 이용할 수 있어 배터리 투자비용 대비 이용률이 매우 낮다. ESS용 배터리 또한 수요관리용 에너지 저장, 방출에만 사용할 수 있고 비상시에는 사용이 불가능하다는 단점을 갖는다.

본 논문에서는 ESS기능과 UPS기능을 모두 갖는 더블컨버전 방식의 하이브리드 ESS를 제안한다. 그림 3은 제안하는 하이브리드 ESS의 구성과 모드별 전력흐름을 나타낸다. 제안하는 시스템은 기존의 ESS와 UPS의 PCS뿐만 아니라 배터리를 통합하여 수요관리와 비상발전기능을 수행하는데 사용함으로써 배터리의 이용률을 높이는 것이 가능하다. 더욱이 제안하는 시스템은 기존 시스템의 250kW급 VFI부하 이외에도 250kW급 VFD부하에 추가적으로 비상전원을 공급할 수 있다는 장점이 있다. 본 논문에서는 제안한 하이브리드 ESS의 각 동작모드를 정의하고, 정전 시 모드전환에 의한 VFD부하의 과도상태를 최소화하여 양질의 전원을 공급할 수 있는 급속 모드전환 알고리즘을 제안한다. 제안하는 알고리즘은 5kW급 축소시작품을 통한 실험으로 검증하였다.

2. 제안하는 하이브리드 ESS

그림 4는 제안하는 하이브리드 ESS의 구조를 나타낸

다. 제안하는 시스템은 더블컨버전 방식의 구조로, 각각 250kW급 AC-DC컨버터와 DC-AC인버터, 500kW급 DC-DC컨버터, 배터리, VFI부하, VFD부하, 일반부하로 구성된다.

제안하는 시스템에 적용한 더블컨버전 방식은 델타컨버전 방식^[2]에 비해 효율은 다소 낮지만 VFI부하에 항상 고품질의 안정적인 전압을 공급할 수 있고, 계통의 외란을 효과적으로 차단할 수 있는 장점을 갖는다. 제안하는 하이브리드 ESS는 이중변환 구조로 인해 발생하는 손실을 최소화하기 위해 AC-DC컨버터와 DC-AC인버터에 3-레벨 토폴로지를 적용하였다^[3]. 또한 3-레벨 토폴로지 중 NPC 구조보다 다이오드 개수가 적고, 5~20kHz 스위칭 주파수 대역에서 도통손실이 작은 T-type 구조의 토폴로지를 선정하였다^{[4][5]}. DC-DC컨버터는 배터리의 충·방전 전류와 DC링크단의 전류리플을 줄이고 스위치 전류정격 감소를 위해 양방향 인터리빙 구조의 토폴로지를 적용하였다.

2.1 동작모드

그림 5는 제안하는 시스템의 전력의 흐름을 4가지 경우로 구분한 그림이다. 그림 5.(a)~(c)는 수요관리모드(Demand management mode)에서의 전력흐름을 나타내고, 그림 5.(d)는 비상발전모드(Emergency power supply mode)에서의 전력흐름을 나타낸다.

그림 5.(a)는 계통이 정상일 때 AC-DC컨버터와 DC-DC컨버터를 통해 배터리를 충전하는 모드를 나타

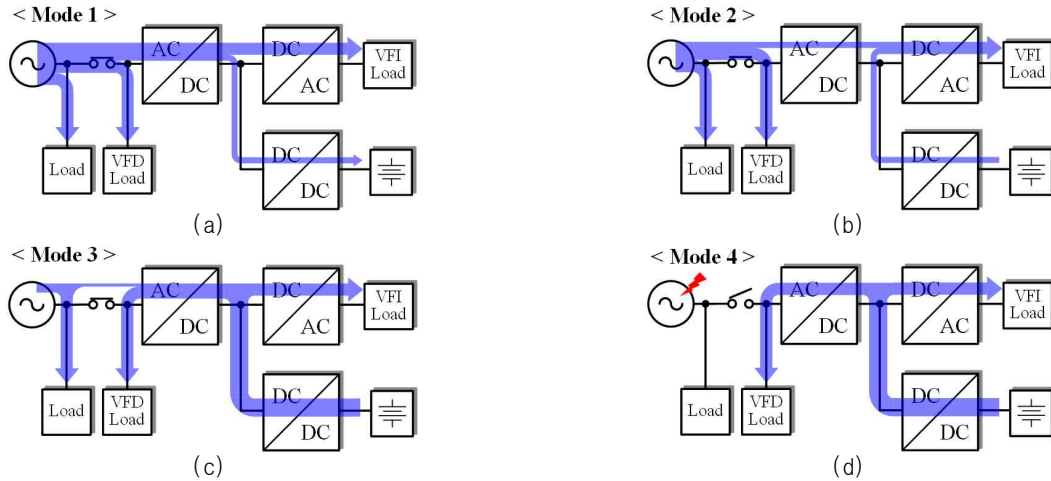


Fig. 5. Operation mode of the proposed hybrid ESS. (a) Mode 1 (b) Mode 2 (c) Mode 3 (d) Mode 4.

낸다. VFD부하와 일반부하가 요구하는 전력은 계통으로부터 공급되고 VFI부하의 전력은 AC-DC컨버터와 DC-AC인버터를 통해 공급된다. 주로 전기요금이 저렴한 야간시간대나 부하량이 많지 않을 때 이 모드로 동작한다.

그림 5.(b)는 수요관리를 위해 배터리를 방전하는 모드로, 배터리의 방전량이 VFI부하에서 요구하는 전력보다 적을 때 이 모드로 동작한다. DC-DC컨버터를 통해 공급되는 전력은 DC-AC인버터를 통해 VFI부하에 공급되어 계통과 부하를 분담한다.

그림 5.(c)는 그림 5.(b)와 마찬가지로 수요관리를 위하여 배터리를 방전하는 모드로써, 상위 제어기로부터 지령 받은 배터리의 방전량이 VFI부하에서 요구하는 전력보다 많을 때 이 모드로 동작한다. 이렇게 배터리로부터 공급되는 전력은 DC-DC컨버터와 AC-DC컨버터를 통해 VFD부하와 일반부하에 공급되며 DC-AC인버터를 거쳐 VFI부하에도 공급된다. VFI, VFD, 일반부하에 공급하고도 남은 전력은 계통으로 주입된다.

그림 5.(d)는 정전이 발생하여 시스템이 비상발전모드로 동작하는 상황을 나타낸다. 이 모드가 되면 계통은 차단되며 DC-DC컨버터는 배터리를 방전하여 VFD, VFI부하에 전력을 공급한다. 배터리의 SOC가 VFI부하와 VFD부하에 전력을 공급할 만큼 충분하지 않은 경우, AC-DC컨버터는 동작을 멈추어 VFD부하에 공급되는 전력은 차단된다. 이 경우 배터리의 전력은 DC-DC컨버터와 DC-AC인버터를 통해 VFI부하에만 공급된다.

2.2 제어구조

그림 6은 제안하는 하이브리드 ESS의 동작모드를 수요관리모드와 비상발전모드로 구분한 그림이다. 그림 6.(a)은 계통이 정상동작하여 시스템이 수요관리모드로 운영되는 상황을 나타내고, 그림 6.(b)은 정전이 발생하여 시스템이 비상발전모드로 동작하는 상황을 나타낸다.

그림 6.(a)와 같이 시스템이 수요관리모드(Mode 1~

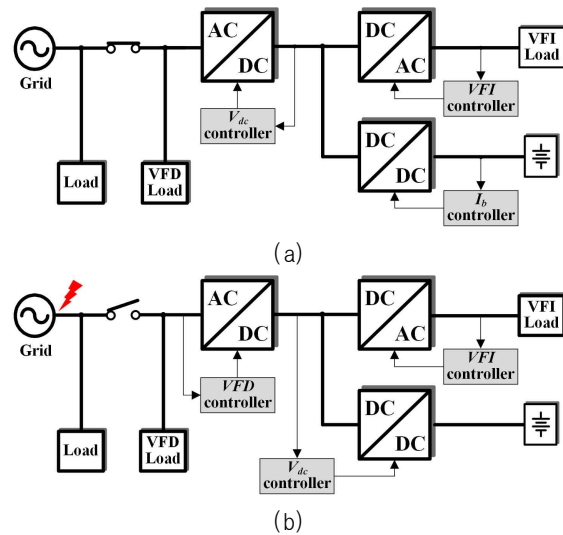


Fig. 6. Control targets of PCSs depending on operation mode. (a) Demand management mode.(Mode 1~Mode 3) (b) Emergency power supply mode. (Mode 4).

Mode 3)로 동작 할 때 일반부하와 VFD부하에 걸리는 전압은 계통전압에 의해 결정되며 이 3상의 교류 전압은 AC-DC컨버터의 입력전압이 된다. AC-DC컨버터는 계통전압을 정류하여 DC전압으로 변환하며 DC링크 전압을 일정하게 제어하는 역할을 한다. DC-DC컨버터는 배터리 전류를 제어하여 배터리를 충·방전(CC-CV)하는 역할을 하며 DC-AC인버터는 DC링크 전압을 VFI부하를 위한 양질의 3상 교류전압으로 변환하는 역할을 수행한다. 배터리 전류는 상위 제어기로부터 수요관리를 위해 지령 받는 충·방전량으로 결정된다.

그림 6.(b)와 같이 정전이 발생하여 비상발전모드(Mode 4)가 되면 계통측 스위치가 차단되며 AC-DC컨버터가 계통을 대신하여 VFD전압을 일정하게 제어한다. DC-DC컨버터는 배터리 전압을 승압하여 DC링크 전압을 일정하게 제어하며 DC-AC인버터는 수요관리모드에

서와 동일하게 VFI부하에 전압을 일정하게 제어하는 동작을 수행한다.

2.3 급속 모드전환 알고리즘

제안하는 하이브리드 ESS는 정전 발생 시 DC링크 전압을 제어하던 AC-DC컨버터는 VFD부하에 무정전의 전원을 공급해야 한다. 하지만 정전이 발생한 즉시 모드 전환이 이루어지지 않으면 정전을 검출하기 전(clearing time)까지 큰 과도상태가 생기게 되기 때문에 수요관리 모드에서 배터리 전류제어를 하던 DC-DC컨버터는 DC링크 전압을 일정하게 제어하는 모드로 즉시 전환되어야 한다. 이 역시 신속하게 이루어지지 못하면 DC링크 전압에 큰 과도상태가 발생하여 반도체 소자의 과전압을 야기하고 중요부하의 전압품질이 저하된다. 따라서 제안하는 하이브리드 ESS는 AC-DC 컨버터와 DC-DC 컨버터에 끊임없는 모드전환 알고리즘이 필요하다.

2.3.1 양방향 DC-DC 컨버터

그림 7은 제안하는 시스템의 양방향 DC-DC컨버터를 위한 가변리미터 기반의 무순단 모드전환 알고리즘^{[6][7]}을 나타낸 그림이다. 제안하는 알고리즘은 세 개의 전압 제어기와 하나의 전류제어기로 구성되어 있다. 각각의 전압제어기는 동작상황에 따라 포화되거나 활성화되는 동작을 하는데, 포화된 제어기가 활성화 되었을 때 포화된 적분기의 누적 오차로 인한 제어기의 오작동을 막기 위하여 안티와인드업(Anti-windup)^[8]을 사용하였다.

3개의 전압제어루프 중 DC링크 전압제어 부분의 DC링크 전압 지령치는 각각 다음과 같이 결정한다.

$$V_{dc+}^* = V_{dc}^* + \Delta V \quad (1)$$

$$V_{dc-}^* = V_{dc}^* - \Delta V \quad (2)$$

여기서 V_{dc}^* 는 AC-DC 컨버터의 DC링크 전압 지령치이며 ΔV 는 V_{dc}^* 의 5%로 설정하고, V_b^* 는 배터리 전압의 지령치로서 배터리의 종지전압으로 결정한다.

수요관리 모드에서 DC링크 전압은 AC-DC컨버터에 의해서 다음과 같이 결정된다.

$$V_{dc} = V_{dc}^* \quad (3)$$

따라서 PI_1 의 출력값(I_{dc+}^*)은 음의 값으로 포화되고 PI_3 출력값(I_{dc-}^*)은 양의 값으로 포화된다. 그리고 배터리 SOC가 충분하지 않을 때 배터리 전압(V_b)은 V_b^* 보다 작기 때문에 PI_2 의 출력값(I_L') 또한 양의 값으로 포화된다. 따라서 배터리 전류 지령치는 다음과 같이 결정된다.

$$I_b^* = I_L^* = I_{CC}^* + I_{RC}^* \quad (4)$$

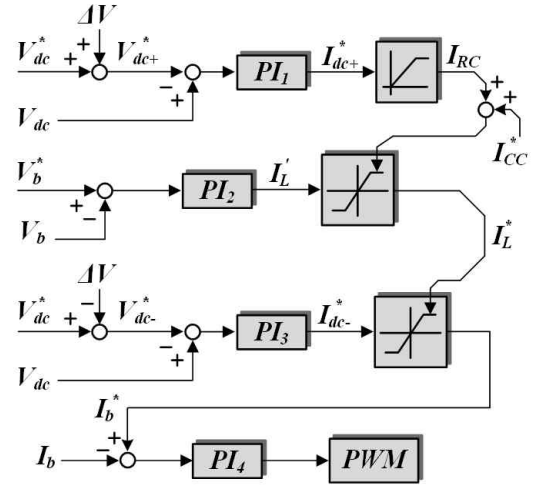


Fig. 7. Control block diagram of the proposed DC-DC converter for autonomous and seamless mode change.

여기서 $I_{RC} = 0$ 이기 때문에 I_b^* 는 다음과 같다.

$$I_b^* = I_{CC}^* \quad (5)$$

여기서 I_{CC}^* 는 수요관리를 위해 상위 제어기로부터 지령 받는 정전류 충·방전량을 의미한다. 배터리 SOC가 충분하여 V_b 가 종지전압과 같아지면 PI_2 는 양의 값으로 포화되어있던 I_L' 를 차츰 감소시켜 V_b 를 정전압으로 제어하기 위한 충전전류를 다음과 같이 지령한다. 이때 배터리 전압은 V_b^* 로 제어된다.

$$I_b^* = I_L^* = I_L' \quad (6)$$

배터리 충전 동작중 정전으로 인해 비상발전모드가 되면 V_{dc} 전압은 감소하게 되며 양의 값으로 포화되어 있던 PI_3 이 활성화 되어 V_{dc} 를 일정하게 제어하기 위한 방전전류 지령치(I_{dc-}^*)를 다음과 같이 지령한다.

$$I_b^* = I_{dc-}^* \quad (7)$$

이때 V_{dc} 는 PI_3 에 의해 다음과 같이 제어된다.

$$V_{dc} = V_{dc}^* - \Delta V \quad (8)$$

반대로 배터리 방전 동작중 비상발전 모드가 되면 V_{dc} 전압은 증가하고 음의 값으로 포화되어 있던 I_{dc+}^* 는 V_{dc} 를 일정하게 제어하기 위한 전류 지령치가 된다. 이때 $I_{RC} = I_{dc+}^*$ 가 되므로 식(4)로부터 I_b^* 는 다음과 같아진다.

$$I_b^* = I_L^* = I_{CC}^* + I_{dc+}^* \quad (9)$$

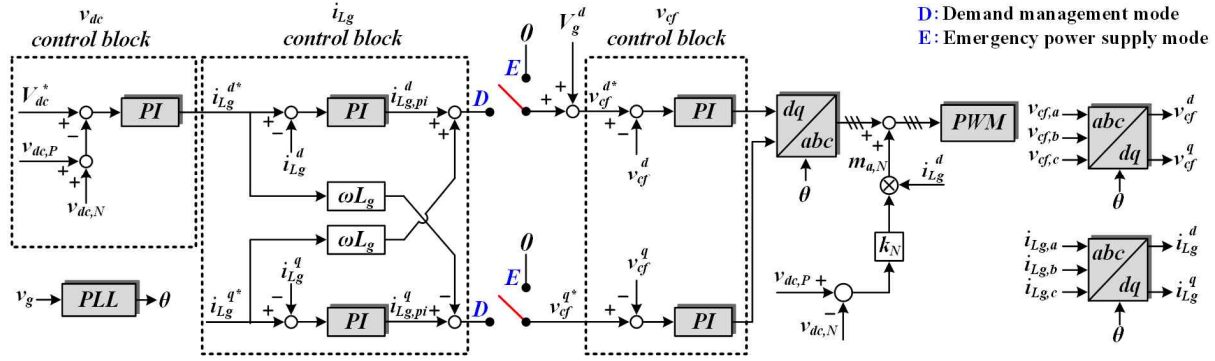


Fig. 8. Control block diagram of the proposed AC-DC converter for seamless mode change.

이때 V_{dc} 는 PI₁에 의해서 다음과 같이 제어된다.

$$V_{dc} = V_{dc}^* + \Delta V \quad (10)$$

제안하는 제어 알고리즘은 배터리 충·방전 제어기와 DC 링크 전압 제어기를 가변리미터를 이용하여 하나로 통합한 구조로서 계통이 정상일 때에는 배터리 충·방전 동작을 통해 수요관리모드로 동작한다. 정전으로 인한 비상발전모드에서는 AC-DC컨버터의 모드전환으로 인한 DC링크 전압의 변화를 통해 자율적으로 DC링크 전압을 제어하는 동작으로 신속하게 전환된다.

2.3.2 AC-DC 컨버터

그림 8은 제안하는 하이브리드 ESS에서 3상의 교류 신호를 동기좌표계^{[9][10]}에서 제어하는 AC-DC컨버터의 제어 알고리즘^{[11]-[13]}을 나타내는 그림이다. 제안하는 알고리즘은 외부에 DC링크 전압제어기와 중간에 계통측 인덕터 전류제어기, 내부의 캐패시터 전압제어기로 구성된다.

LCL필터를 사용하는 일반적인 AC-DC컨버터는 계통 연계 시에 DC링크 전압을 제어하기 위해 내부루프에서 인덕터 전류제어를 수행한다. 이 경우 계통측 인덕터에 걸리는 전압(v_{Lg})은 캐패시터 전압(v_{cf})과 계통전압(v_g)의 차로 결정되며 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$v_{Lg} = v_{cf} - v_g \quad (11)$$

$$v_{Lg} = \omega L_g \times I_{Lg} \quad (12)$$

$$v_{cf} = v_g + \omega L_g \times I_{Lg} \quad (13)$$

여기서 L_g 는 계통측 인덕터의 인덕턴스를 나타내며, ω 는 계통전압의 주파수를 의미한다. 또한 식 (13)의 양변을 dq변환을 수행하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{pmatrix} v_{cf}^d \\ v_{cf}^q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_g^d \\ v_g^q \end{pmatrix} + \omega L_g \begin{pmatrix} i_{Lg}^d \\ -i_{Lg}^q \end{pmatrix} \quad (14)$$

여기서 계통전압의 크기(v_g^d)는 계통전압의 피크값이고, 계통전압의 위상(v_g^q)은 위상 동기화 과정을 통해 0으로 나타낼 수 있다. 따라서 식 (14)로부터 인덕터 전류를 원하는 크기와 위상으로 제어하기 위해 필요한 캐패시터 전압의 크기 지령치(v_{cf}^{d*})와 위상 지령치(v_{cf}^{q*})를 계산할 수 있으며 다음의 식으로 나타낼 수 있다.

$$\begin{pmatrix} v_{cf}^{d*} \\ v_{cf}^{q*} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_g^d \\ 0 \end{pmatrix} + \omega L_g \begin{pmatrix} i_{Lg}^d \\ -i_{Lg}^q \end{pmatrix} \quad (15)$$

식 (15)는 그림 8의 i_{Lg} 제어 블록에 나타내었으며 제안하는 알고리즘은 수요관리모드에서 DC링크 전압제어기의 출력값인 i_{Lg}^{d*} 로 인덕터 전류를 제어하기 위해 캐패시터 전압의 크기와 위상을 제어한다. 이때 캐패시터 전압의 크기 지령치(v_{cf}^{d*})와 위상 지령치(v_{cf}^{q*})는 다음과 같이 결정된다.

$$v_{cf}^{d*} = V_g^d + i_{Lg,pi}^d + i_{Lg}^{q*} \omega L_g \quad (16)$$

$$v_{cf}^{q*} = i_{Lg,pi}^q - i_{Lg}^{d*} \omega L_g \quad (17)$$

여기서 $i_{Lg,pi}^d$ 와 $i_{Lg,pi}^q$ 는 각각 전류제어기의 출력값을 의미한다. 제안하는 알고리즘은 식 (16)과 (17)을 이용하여 캐패시터 전압의 크기와 위상 제어를 수행하며 이를 통해 인덕터 전류를 간접적으로 제어하는 동작을 한다.

정전이 발생하여 비상발전모드가 되면 캐패시터 전압의 지령치는 다음과 같이 결정된다.

$$v_{cf}^{d*} = V_g^d \quad (18)$$

$$v_{cf}^{q*} = 0 \quad (19)$$

이때 AC-DC컨버터는 캐패시터 전압을 계통전압의 크기와 동일하게 제어함으로써 VFD부하에 안정적인 전원을 공급하는 동작을 수행한다. 제안하는 알고리즘은 시

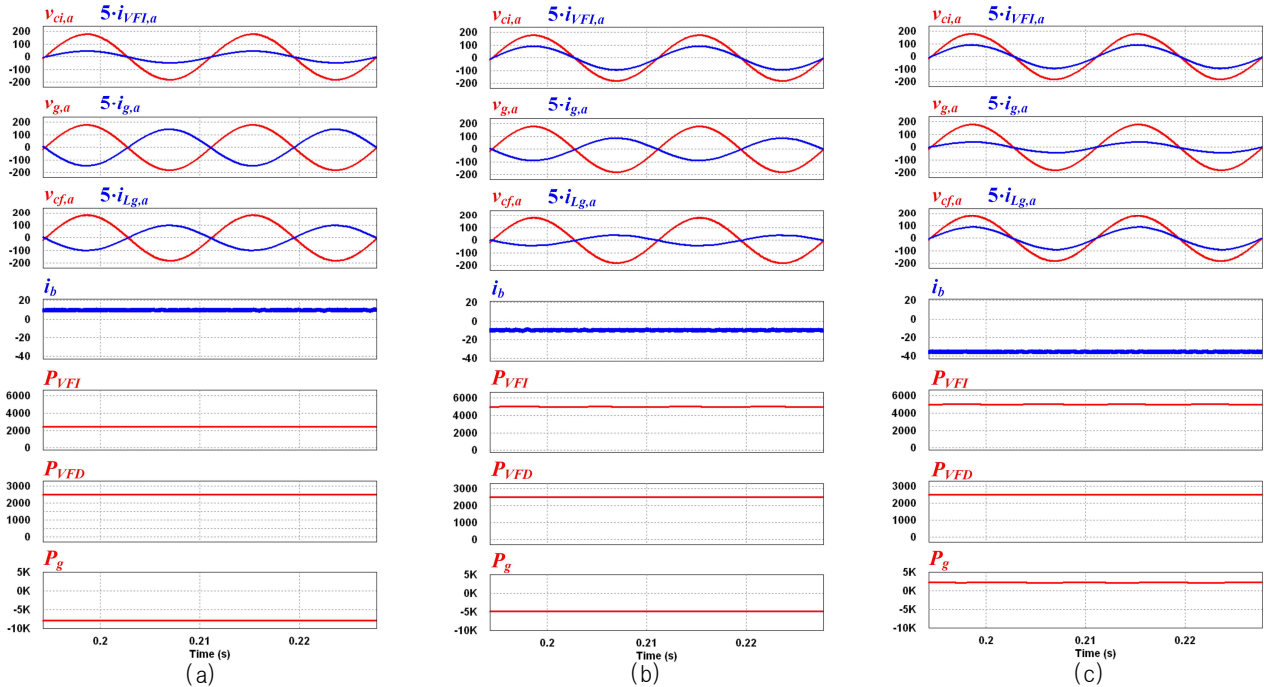


Fig. 9. Simulation waveforms of the operation modes. (a) Mode 1, (b) Mode 2, (c) Mode 3.

스택의 동작모드에 관계없이 캐패시터 전압제어기가 항상 캐패시터의 전압을 제어하는 동작을 하고 있기 때문에 모드전환 시에 제어기의 절체가 없다. 따라서 DC링크 전압제어에서 VFD부하의 전압제어로 제어타겟이 변경되더라도 과도상태가 적고, VFD부하에 일정한 전압을 공급하는 것이 가능하다.

3. 시뮬레이션 결과

시뮬레이션은 계통 선간전압 220V, DC링크 전압 450V, 배터리 전압 280V로 진행하였으며 그림 9.(a)~(c)는 각각 그림 5.(a)~그림 5.(c)의 전력흐름별 동작모드 시뮬레이션 파형을 보여준다. 그림 9.(a)는 계통이 정상일 때 배터리를 충전하는 상황으로 Mode 1의 상황을 나타낸다. 배터리 충전전류는 10A이며 계통의 전력(P_g)은 VFI부하(P_{VFI})와 VFD부하(P_{VFD})에 각각 2.5kW씩 공급된다. 그림 9.(b)는 계통이 정상일 때 수요관리를 위해 DC-DC컨버터가 배터리를 방전하는 상황을 나타내며 Mode 2에 해당한다. 배터리의 방전 전류는 10A이며 VFI부하가 요구하는 5kW의 전력은 계통과 DC-DC컨버터가 각각 2.5kW씩 분담한다. 또한 VFD부하가 요구하는 2.5kW의 전력은 계통으로부터 공급된다. 그림 9.(c)는 수요관리를 위한 배터리의 방전전류가 35A인 상황으로 Mode 3에 해당한다. 배터리로부터 나온 전력은 VFI, VFD부하에 각각 5kW, 2.5kW를 공급되며 나머지는 계통으로 주입된다. 그림 10은 그림 5.(d)의 계통이상시 모드전환 상황을 보여주는 시뮬레이션 파형을 나타낸다.

그림 10.(a)는 Mode 1에서 Mode 4로 전환될 때의 상황으로, DC-DC컨버터가 배터리를 충전하는 상황에서 정전이 발생하여 AC-DC컨버터와 DC-DC컨버터에 각각 모드전환이 일어나는 상황을 보여준다. 정전이 발생하여 수요관리모드에서 비상발전모드로 모드전환이 발생하더라도 VFI부하의 전압(v_{ci})과 전류(i_{VFI})는 일정하게 제어되는 것을 확인할 수 있다. 또한 정전으로 인해 계통측 전류(i_g)가 0이 되고, 배터리를 충전하는 중 정전이 발생하였기 때문에 DC링크 전압($v_{dc,P} + v_{dc,N}$)은 감소하기 시작한다. clearing time동안에는 AC-DC컨버터가 v_{cf} 전압을 큰 과도상태 없이 제어하고, 배터리를 충전하던 DC-DC컨버터는 DC링크 전압이 떨어지는 것을 감지하여 DC링크 전압을 430V로 제어한다. DC-DC컨버터가 배터리를 방전하여 VFD부하와 VFI부하에 전력을 공급하고 있기 때문에 VFD부하 전류(i_{Lg})또한 전류 방향이 바뀌는 것을 확인할 수 있다. 그림 10.(b)는 Mode 3에서 Mode 4로 모드가 전환될 때의 상황으로, DC-DC컨버터가 배터리를 방전하는 상황에서 정전이 발생하여 AC-DC컨버터와 DC-DC컨버터가 각각 모드전환 되는 상황을 나타낸다. 그림 10.(a)의 상황과 마찬가지로 AC-DC컨버터에 의해 VFD부하의 전압이 일정하게 제어되며 DC-DC컨버터에 의해 DC링크 전압은 470V로 제어되는 것을 확인할 수 있다.

4. 실험 결과

그림 11은 제안하는 하이브리드ESS의 5kW급 축소

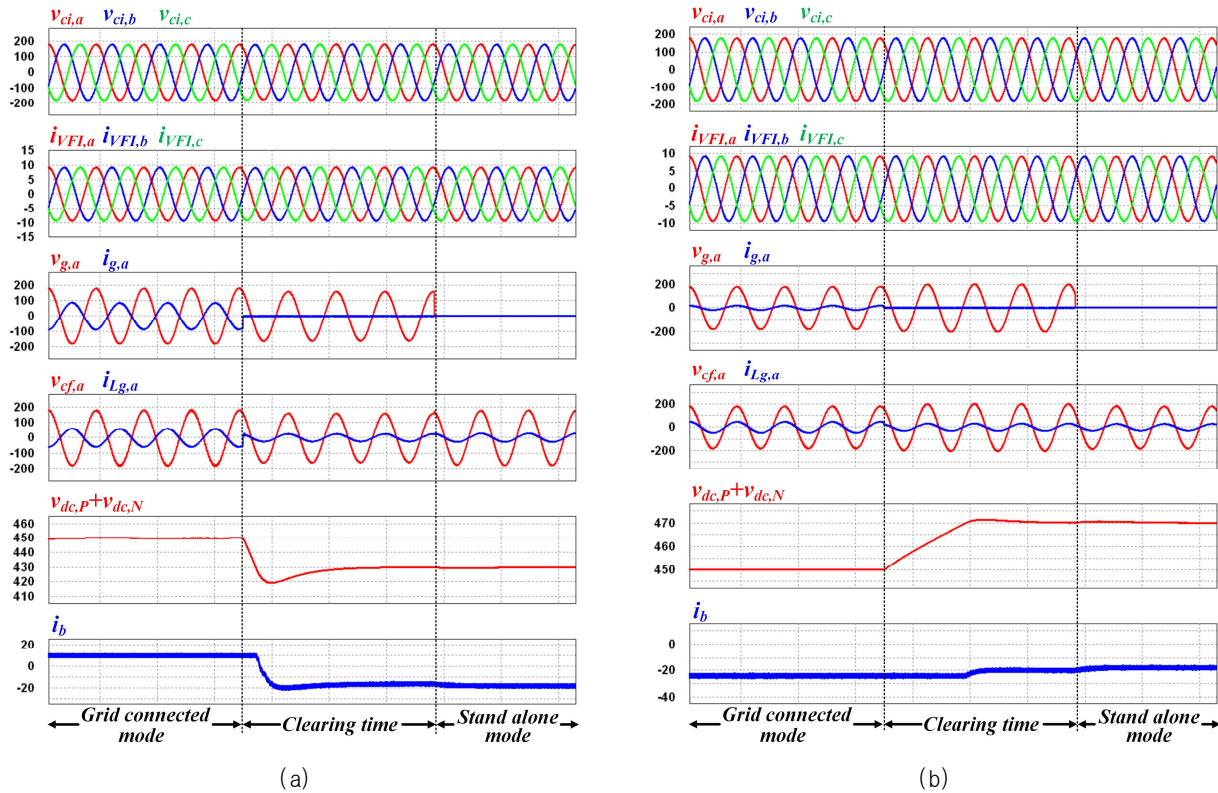


Fig. 10. Simulation waveforms of the mode change. (a) Mode transition from Mode 1 to Mode 4. (b) Mode transition from Mode 3 to Mode 4.

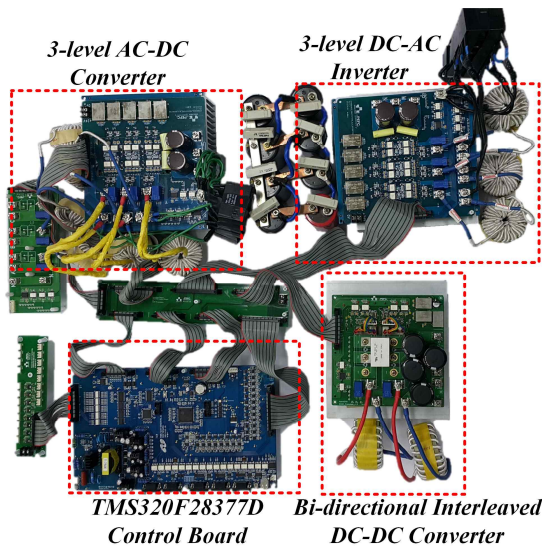


Fig. 11. Prototype of the proposed hybrid ESS.

시작품 제작 사진이다. 제작한 축소 시작품은 듀얼코어 DSP TMS320F28377D와 CPLD를 사용하여 3-레벨 AC-DC컨버터와 3-레벨 DC-AC인버터, 양방향 인터리빙 DC-DC컨버터를 통합 제어하였다. 3개의 PCS를 통합제어 하는데 요구되는 28개의 PWM 신호는 CPLD를 이용하여 포트를 확장하여 사용하였다. 실험을 진행한 하이브리드 ESS의 사양은 표 1과 같다.

그림 12~16은 그림 5의 전력흐름별 동작모드의 실험

TABLE I
SPECIFICATION OF THE PROTOTYPE

Symbol	Value	Unit
P	5	kW
V_g	220	V _{ac}
V_b	210~310	V _{dc}
$V_{dc,P}+V_{dc,N}$	430~470	V _{dc}
L_g	560	μH
L_f	540	μH
C_f	16	μF
L_i	540	μH
C_i	16	μF
L_l, L_2	1.17	mH
C_o	165	μF

파형을 보여준다. 그림 12는 Mode 1 동작상황으로 DC-DC컨버터가 배터리를 충전하는 상황에서 AC-DC 컨버터와 DC-DC컨버터의 정상상태 파형이다. 각 파형은 계통전압 및 계통전류, 계통측 인덕터 전류, 캐패시터 전압과 배터리측 인덕터 전류, 배터리 전류를 나타낸다. 그림 13은 DC-DC컨버터가 방전하는 Mode 2의 상

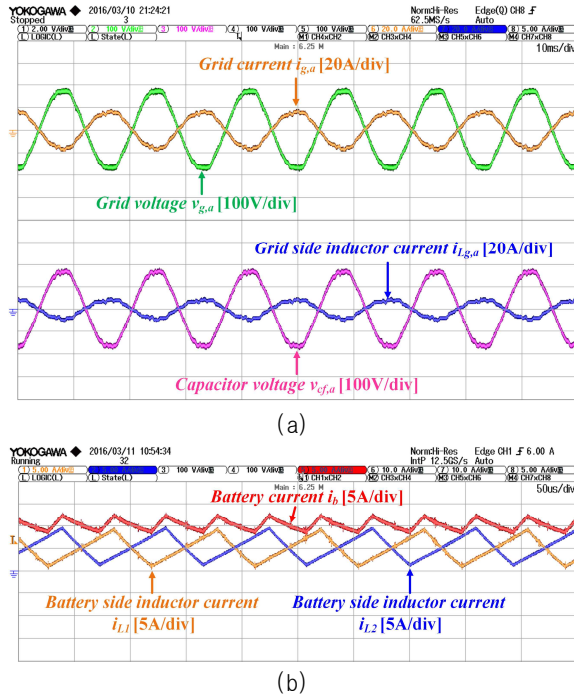


Fig. 12. Experimental waveforms of the AC-DC converter and the DC-DC converter during charging the battery. (a) AC-DC converter. (b) DC-DC converter.

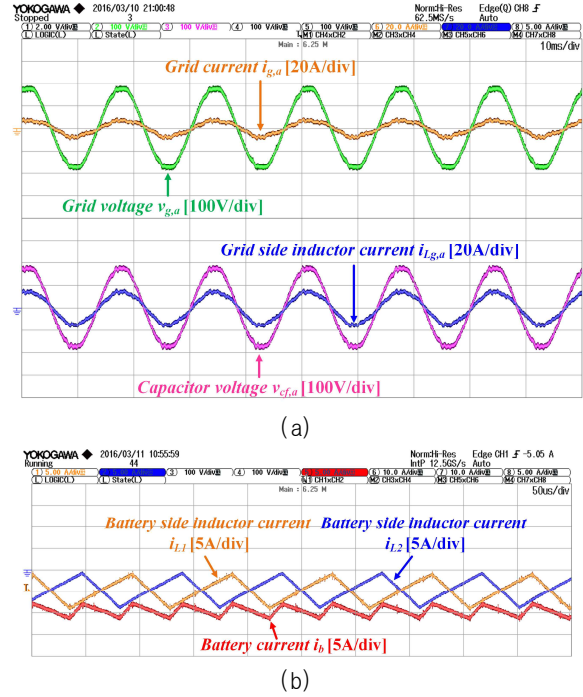


Fig. 13. Experimental waveforms of the AC-DC converter and the DC-DC converter during discharging the battery. (a) AC-DC converter. (b) DC-DC converter.

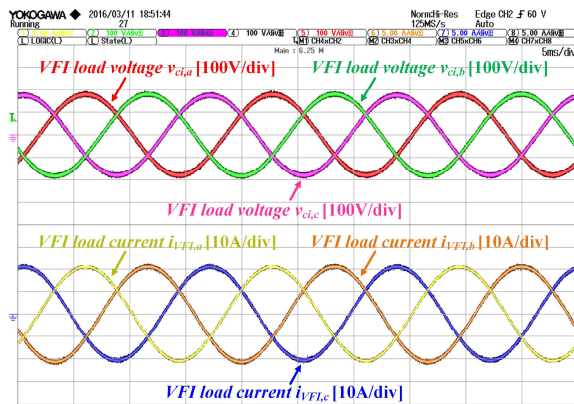


Fig. 14. Experimental waveforms of the DC-AC inverter.

황에서 AC-DC컨버터와 DC-DC컨버터의 정상상태 파형을 나타낸다. 그림 14는 DC-AC인버터 3상의 출력전압과 출력전류를 보여준다. 그림 15(a)는 배터리를 충전 중이던 DC-DC컨버터가 배터리를 방전하면서 전류의 방향이 전환되는 것을 보여준다. 또한 그림 15(b)와 그림 15(c)는 각각 배터리를 충전하는 상황과 방전하는 상황을 부분 확대한 파형을 나타낸다. 그림 16(a)는 DC-DC컨버터가 배터리를 충전하는 동작 중에 정전이 발생하여 수요관리모드에서 비상발전모드로 모드가 전환되는 상황을 나타낸다. 이때 배터리의 전류방향이 바뀌며 AC-DC컨버터에 의해 450V로 제어되고 있던 DC 링크 전압은 DC-DC컨버터에 의해 430V로 제어되는 것

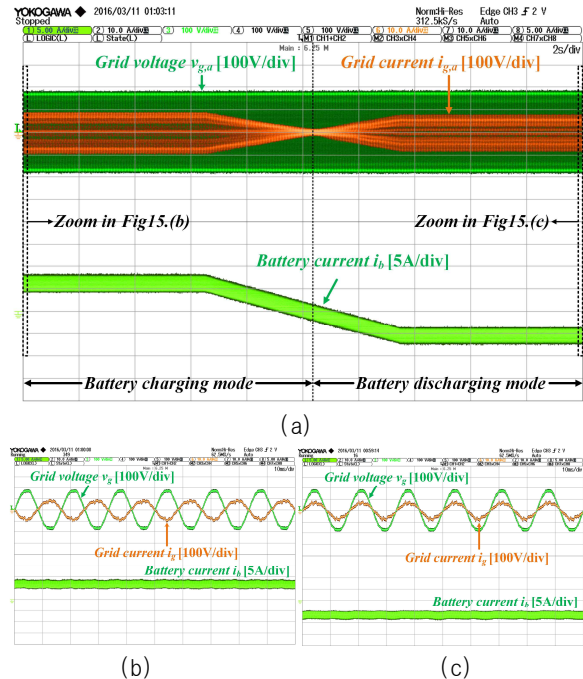


Fig. 15. Experimental waveforms of the battery current direction change. (a) the waveform of the current direction change from charging to discharging. (b) charging mode, (c) discharging mode.

을 확인할 수 있다. 그림 16(b)는 수요관리를 위해 배터리를 방전하던 중 정전이 발생하여 그림 16(a)와같이 모드가 전환되는 상황을 보여준다. 이때 배터리 방전량

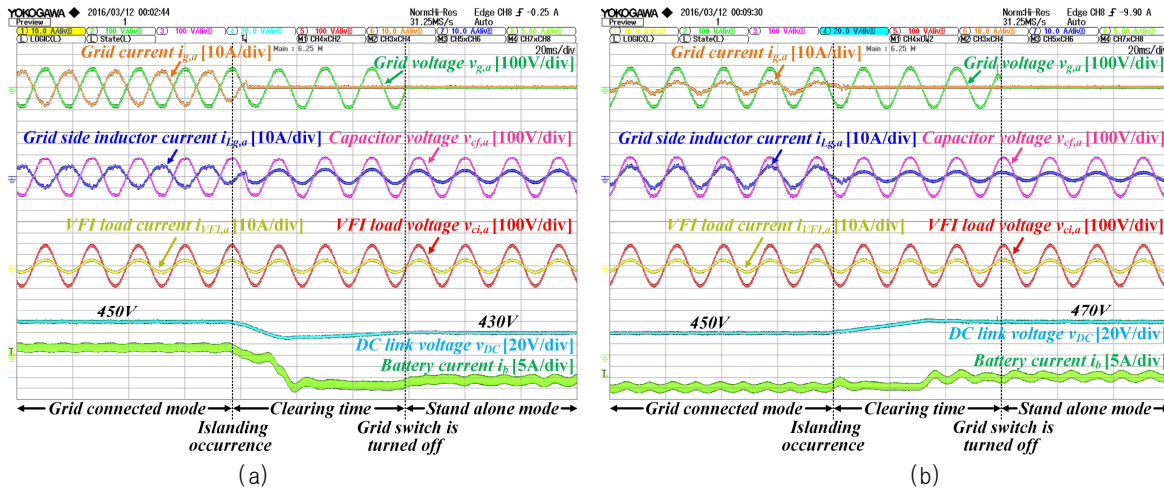


Fig. 16. Experimental waveforms of the mode change. (a) Mode transition from Mode 1 to Mode 4. (b) Mode transition from Mode 3 to Mode 4.

이 줄고 DC링크 전압이 DC-DC컨버터에 의해 470V로 제어되는 것을 확인할 수 있다. 또한 DC링크 전압을 일정하게 제어하던 AC-DC컨버터는 제어타겟을 바꾸어 VFD부하의 전압을 일정하게 제어하는 것을 확인할 수 있다. 그림 16의 결과를 통해 정전 시 AC-DC컨버터와 DC-DC컨버터에서 각각 끊김없는 모드전환이 일어나는 것을 확인할 수 있다.

4. 결 론

본 논문에서는 ESS와 UPS를 하나의 시스템으로 통합하여 비상발전기능과 수요관리기능을 모두 갖는 하이브리드 ESS를 제안하였다. 이를 통해 정전 시에만 사용되던 기존의 UPS 배터리를 수요관리에 이용함으로써 배터리의 이용률을 높일 수 있었다. 또한 제안하는 하이브리드 ESS의 전력흐름별 모드를 정의하였고, 수요관리 모드와 비상발전모드 간 모드전환을 위해 급속 모드전환 알고리즘을 제안하였다. 제안한 알고리즘에 의해 VFI부하뿐만 아니라 VFD부하에도 끊김없는 무정전의 전원을 공급하는 것이 가능하여 시스템의 비상발전용량을 증대시킬 수 있었다. 제안한 제어알고리즘은 PSIM을 이용한 시뮬레이션과 5kW급 축소 시작품을 통한 실험 결과로 타당성이 입증 되었다.

이 논문은 2014년도 산업통상자원부의 재원으로 한국 에너지 기술평가원(KETEP)의 지원을 받아 수행한 연구 과제입니다.(No. 20142010102600)

References

- [1] A new International UPS Classification by IEC 62040-3, IEC 62040-3, 2011.
- [2] J. Ji, "Test on characteristics of delta conversion UPS system," *Journal of the Korea Academia-Industrial Cooperation Society*, Vol. 6, No. 6, pp. 491 - 496, Dec. 2005.
- [3] S. Shin, J. Ahn, and B. Lee, "Maximum efficiency operation of three-level T-type inverter for low-voltage and low-power home appliances," *Journal of the Electrical Engineering & Technology*, Vol. 10, No. 2, pp. 586 - 594, Mar. 2015.
- [4] H. Shin, J. Park, and J. Choi, "Loss analysis by switching state of 3 level NPC and T-type inverter," *Electrical Machinery & Energy Conversion Systems Society Annual Spring Conference*, pp. 293 - 296, Apr. 2014.
- [5] M. Schweizer and J. Kolar, "High efficiency drive system with 3-level T-type inverter," in *Proc. 14th EPE Conf. Appl.*, pp. 1 - 10, Aug./Sep. 2011.
- [6] M. Kwon, J. Park, and S. Choi, "A seamless transfer method of bidirectional DC-DC converter for ESS in DC micro-grids," *The Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 19, No. 2, pp. 194 - 200, Apr. 2014.
- [7] S. Choi, J. Park, and M. Kwon, "System for controlling bidirectional converter," Korean Patent 10-1417669, July 2. 2014.
- [8] C. Bohn and D. P. Atherton, "An analysis package comparing PID anti-windup strategies," *IEEE Control Syst. Mag.*, Vol. 15, No. 2, pp. 34-40, Apr. 1995.
- [9] M. Ryan and D. Lorenz, "A synchronous-frame controller for a single-phase sine wave inverter," *Conf. Rec. IEEE-APEC Ann. Meeting*, pp. 813-819, 1997.
- [10] C. Zou, B. Liu, S. Duan, and R. Li, "Stationary frame

equivalent model of proportional-integral controller in dq synchronous frame,” *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 29, No. 9, pp. 4461 - 4465, Sep. 2014.

- [11] H. Kim, T. Yu, and S. Choi, “Indirect current control algorithm for utility interactive inverters in distributed generation systems,” *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 23, No. 3, pp. 1342 - 1347, May 2008.
- [12] J. Kwon, S. Yoon, and S. Choi, “Indirect current control for seamless transfer of three-phase utility interactive inverters,” *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 27, No. 2, pp. 773 - 781, Feb. 2012.
- [13] S. Choi and S. Yoon, “Utility interactive inverter of three phase-indirect current control type and control method,” Korean Patent 10-1178393, Aug. 24. 2012.



김상진(金相辰)

1988년 8월 27일생. 2014년 서울과학기술대 제어계측공학과 졸업. 2014년~현재 동 대학원 전기정보공학과 석사과정.



권민호(權民浩)

1985년 8월 17일생. 2012년 서울과학기술대 제어계측공학과 졸업. 2014년 동 대학원 제어계측공학과 졸업(석사). 2014년~현재 동 대학원 전기정보공학과 박사과정.



최세완(崔世琬)

1963년 3월 3일생. 1985년 인하대 전자공학과 졸업. 1992년 Texas A&M Univ. 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1995년 동 대학원 졸업(공박). 1985년~1990년 대우중공업 중앙연구소 대리. 1996년~1997년 삼성전기 종합 연구소 수석연구원. 1997년~현재 서울과학기술대 전기정보공학과 교수. 당 학회 재무이사.



백석민(白石民)

1959년 9월 30일생. 1978~1982 한양대 전자공학과 졸업. 1986년 한양대 전자공학과 졸업(석사). 2016년 한경대 전자제어공학 졸업(공박). 1984년~2001년 이화전기공업 기술부. 2001년~2006년 대농산업전기 기술부. 2006년~현재 국제통신공업 부사장.



김미성(金美星)

1965년 7월 16일생. 1994년 조선대 에너지자원공학과 졸업(공박). 1990년~1994년 연세대 금속공학과 연구조교. 1994년~2010년 에너지관리공단 부장. 2013년~현재 한국화학융합시험연구원 전자파연구소 수석연구원.