

Energy Conversion
Circuit Laboratory

DBpia

계통연계형 배터리 에너지저장장치용 양방향 DC-DC 컨버터의 무순단 절체를 위한 조건부 적분 안티-와인드업 연구

Improved Conditional Integrator Anti-Windup Method for Seamless Transfer of Bidirectional DC-DC Converter in Grid-Connected Battery Energy Storage System

저자 (Authors)	엄준용, 최성진, 이흥희 Jun-Yong Eom, Sung-Jin Choi, Hong-Hee Lee
출처 (Source)	전력전자학회논문지 25(5) , 2020.10, 333-342 (10 pages) THE TRANSACTIONS OF KOREAN INSTITUTE OF POWER ELECTRONICS 25(5) , 2020.10, 333-342 (10 pages)
발행처 (Publisher)	전력전자학회 THE KOREAN INSTITUTE OF POWER ELECTRONICS
URL	http://www.dbpia.co.kr/journal/articleDetail?nodeId=NODE10447270
APA Style	엄준용, 최성진, 이흥희 (2020). 계통연계형 배터리 에너지저장장치용 양방향 DC-DC 컨버터의 무순단 절체를 위한 조건부 적분 안티-와인드업 연구. 전력전자학회논문지, 25(5), 333-342.
이용정보 (Accessed)	울산대학교 203.250.64.*** 2021/06/01 13:17 (KST)

저작권 안내

DBpia에서 제공되는 모든 저작물의 저작권은 원저작자에게 있으며, 누리미디어는 각 저작물의 내용을 보증하거나 책임을 지지 않습니다. 그리고 DBpia에서 제공되는 저작물은 DBpia와 구독계약을 체결한 기관소속 이용자 혹은 해당 저작물의 개별 구매자가 비영리적으로만 이용할 수 있습니다. 그러므로 이에 위반하여 DBpia에서 제공되는 저작물을 복제, 전송 등의 방법으로 무단 이용하는 경우 관련 법령에 따라 민, 형사상의 책임을 질 수 있습니다.

Copyright Information

Copyright of all literary works provided by DBpia belongs to the copyright holder(s) and Nurimedia does not guarantee contents of the literary work or assume responsibility for the same. In addition, the literary works provided by DBpia may only be used by the users affiliated to the institutions which executed a subscription agreement with DBpia or the individual purchasers of the literary work(s) for non-commercial purposes. Therefore, any person who illegally uses the literary works provided by DBpia by means of reproduction or transmission shall assume civil and criminal responsibility according to applicable laws and regulations.

계통연계형 배터리 에너지저장장치용 양방향 DC-DC 컨버터의 무순단 절체를 위한 조건부 적분 안티-와인드업 연구

엄준용¹, 최성진¹, 이홍희[†]

Improved Conditional Integrator Anti-Windup Method for Seamless Transfer of Bidirectional DC-DC Converter in Grid-Connected Battery Energy Storage System

Jun-Yong Eom¹, Sung-Jin Choi¹, and Hong-Hee Lee[†]

Abstract

Power exchanges between the grid and the battery through a bidirectional DC-DC converter are essential for DC microgrid systems. In general, the battery is charged when the grid is connected, and the system is powered by the battery when the grid is disconnected. In this mode transition, the saturation of the voltage controller slows down output response and produces large transient errors in DC link voltage. To solve this problem, a novel anti-windup design is proposed to improve anti-windup performance further. The proposed method stabilizes DC bus voltage through a wider range of battery voltage with faster transition compared with that of conventional methods. The proposed method is verified through an experimental setup composed of a 125 W laboratory-scale DC microgrid system.

Key words: Seamless transfer, Mode transition, Anti-windup, Bi-directional converter, DC microgrid system

1. 서 론

최근 신재생 에너지의 필요성 증가와 전기자동차 등 차세대 전기에너지 수요 증가의 영향으로, 직류 마이크로그리드 기반의 에너지저장장치(ESS)를 이용한 피크 부하 대응 시스템에 대한 연구가 진행되고 있다. 전형적인 직류 마이크로그리드 시스템의 구조는 그림 1과 같으며 분산형전원인 풍력발전, 태양광발전 등의 신재생 에너지원이 직류버스를 통해 전력을 공급한다. 각 분산형전원은 AC-DC 컨버터나 DC-DC 컨버터를 통해 직류 버스에 전력을 공급하고 직류버스는 이를 이용해 부하에 전력을 공급한다. 하지만 신재생 에너지시스템은 기후조건, 시간에 따라 발전량이 달라서 전력공급이 가변

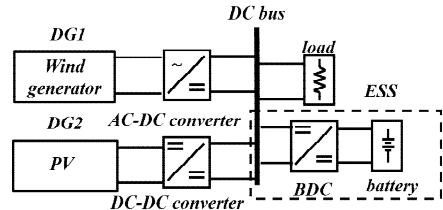


Fig. 1. Typical configuration of DC microgrid.

적이므로, 전력이 충분할 때 ESS를 통해 전력을 저장해 두었다가 전력이 부족한 상황에서는 배터리 충전전력을 사용해 직류버스 전압을 일정한 유지시켜 부하에 양질의 전력을 공급한다. 따라서 양방향 DC-DC컨버터(BDC)는 전력공급이 일정하지 않은 신재생 에너지 시스템을 보완하기 위해 배터리를 사용할 경우 널리 사용되고 있다^[1].

이 경우 BDC의 양방향 동작은 배터리를 충전시키는 ‘계통연결 운전모드’와 계통이 끊어졌을 때 계통의 직류 버스전압을 회복하기 위해 배터리에서 전력을 공급하는 ‘독립운전모드’로 구분될 수 있으며, 모드전환을 원활히

Paper number: TKPE-2020-25-5-1
 Print ISSN: 1229-2214 Online ISSN: 2288-6281
[†] Corresponding author: hlee@mail.ulsan.ac.kr, School of Electrical Eng., University of Ulsan
 Tel: +82-52-259-2187 Fax: +82-52-259-1686
¹ School of Electrical Engineering, University of Ulsan
 Manuscript received Mar. 30, 2020; revised Apr. 17, 2020; accepted Apr. 23, 2020
 — 본 논문은 2019년 추계학술대회 우수논문상 수상논문임

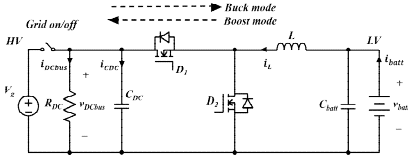


Fig. 2. Bi-directional DC-DC converter (BDC) structure.

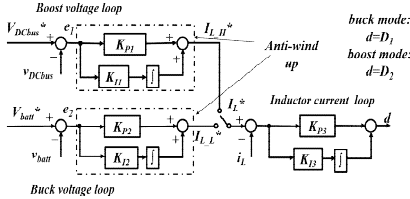


Fig. 3. Typical control structure with shared current controller.

위한 무순단 절체(Seamless transfer) 알고리즘들에 대한 연구가 활발히 진행되어 왔다^{[2], [6]}.

무순단 절체를 위해 ESS에서 배터리 이외의 슈퍼 캐패시터를 추가로 채용하여 3중 제어를 사용해 과도오차를 최소화하는 방법들도 제시되었지만^{[2], [4]}, 이 방법들은 추가로 보조전원장치 및 전류, 전압센서가 필요하여 가격부담이 증가하고 제어가 복잡하다는 단점이 있다.

이러한 문제를 해결하기 위해 추가적인 보조에너지장치 및 전류, 전압센서 없이 그림 2와 같은 비절연형 BDC를 이용하여 제어알고리즘만을 개선하여 과도오차를 최소화하는 방법이 제시되었다^{[5], [6]}. 이 방식에서는 전압제어기는 배터리 제어용과 직류버스 전압제어용으로 별도로 두지만 인덕터 전류제어부는 공유하는 그림 3의 구조를 가지고 있으며 계통연결 운전모드에서는 BDC가 벡 모드로 동작하고 독립운전모드에서는 부스트 모드로 동작하게 되는데, 이때 두 운전모드의 전압제어기는 활성화, 비활성화에 관계없이 항상 동작하고 있고 비활성화된 전압제어기에는 포화가 발생할 수 있으며, 이 포화로 인해, 시스템의 불안정성 및 모드전환속도 저하를 야기하게 된다.

또한 계통연결 운전모드에서 독립운전모드로 전환 시 직류버스전압의 포화현상이 더욱 심각한데, 그 이유는 직류 마이크로그리드에서는 일반적으로 독립운전모드 전환 전 오랜 시간 계통연결 운전모드로 동작하므로 그동안 비활성화된 독립운전모드 전압제어기의 포화는 무한히 증가하게 되고, 독립운전모드로 전환 시 이 포화값을 BDC가 출력하게 되고 이는 부하에 비정상적인 직류 버스전압이 인가되어 시스템에 치명적인 영향을 미치기 때문이다. 따라서, 이 포화성분을 제거해주어야 하며 이를 위해 안티-와인드업(Anti-windup)이 필요하다^[5]. 이때 기존의 안티-와인드업 기법인 조건부 적분방식과 추

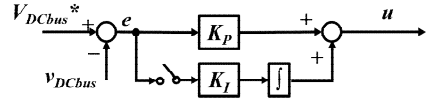


Fig. 4. Anti-windup with conditional integrator.

적역계산방식의 경우 직류버스의 과도오차를 완벽하게 차단할 수는 없다^[7]. 또한 SOC의 변화에 따라 배터리 전압이 넓은 범위를 가지고 있는 직류 마이크로그리드에서는 배터리 전압의 변동에 기존의 안티-와인드업 기법들의 경우 자동적으로 대응하지 못한다.

따라서, 본 논문에서는 기존의 안티-와인드업 방식을 개선하여 직류버스 전압제어기의 출력이 인덕터 전류추정치를 초기치로 주입하여, 독립운전모드 전환 시 넓은 범위의 배터리 전압변동에도 안정적으로 안티-와인드업 및 무순단 절체동작이 가능한 개선된 조건부 적분 안티-와인드업 기법을 제안한다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. 먼저 2절에서, 기존의 안티-와인드업인 추적역계산 방식과 조건부 방식의 동작원리 및 문제점을 기술하고 3절에서는 기존의 안티-와인드업 방식의 문제점을 보완한 방식을 제안한다. 4절에서는 시뮬레이션 결과를 제시하고, 이어서 5절에서는 실험결과를 제시하며, 6절에서는 결론을 제시한다.

2. 기존 안티-와인드업

2.1 조건부 적분방식

그림 4의 조건부 적분방식은 조건에 따라 PI제어기의 적분기를 온/오프 시키는 방식이다^[8]. 독립운전모드에서 직류버스 전압제어기가 활성화 동작 시 적분기 스위치를 온 시킴으로 일반적인 PI동작을 하게 된다. 이때의 제어기 출력 u 는 식 (1)과 같다.

$$u = K_p e + K_i \int e dt \quad (1)$$

계통연결 운전모드에서 직류버스 전압제어기가 비활성화될 때 적분기를 오프시킴으로 적분기 포화를 막는다. 이때의 제어기 출력 u 는 식 (2)와 같다.

$$u = K_p e + K_0 \quad (2)$$

이때 K_0 는 포화 직전의 적분값이며 e 는 직류버스 전압 지령치와 실제 공급되는 직류버스 전압과의 차이로 거의 일정한 값이 되므로 u 는 PI제어기의 적분기 오프로 인해 더 이상 적분값이 증가하지 않는 상태이다. 그림 3의 기존시스템에서 조건부적분 출력값 u 는 부스트 모드 인덕터 전류지령 I_{LH}^* 로 동작하게 된다. 하지만 단순한 조건부 적분방식의 경우 제어기가 비활성화되어 포화가 발생했을 시 포화 직전의 제어기 적분값으로 제어기 출

력값이 고정되며, 제어가 비활성화에서 활성화로 다시 전환될 때 비활성화 기간 동안 고정된 제어기 출력값은 활성화 시 제어기의 초기값으로 작동하게 된다. 이는 비활성화 기간 동안 배터리 전압값 변동으로 시스템이 변화될 수 있는 직류 마이크로그리드 시스템의 특성상, 포화 직전의 제어기 적분값은 사실상 이후 다시 제어가 활성화될 때 제어기 초기값 오차나 다름없다. 따라서 통상적으로 포화 발생 시 조건부 적분에 의해 고정된 포화직전의 제어기 적분값을 0으로 리셋시키는 리셋제어를 사용하게 되는데 이로 인해 BDC에 느린 응답속도와 높은 오버슈트를 야기하여 시스템의 불안정, 직류버스전압의 과도오차를 증가시키는 문제점을 가지고 있다^[9].

2.2 추적역계산 방식

그림 5의 추적역계산 방식은 경계값을 초과하는 PI제어기 출력이 발생하면, 제한기 통과 전과 통과 후의 값 차이에 누적방지이득 K_a 를 곱해 오차에서 다시 빼 주는 방식이다^[7]. 누적방지이득 K_a 는 통상적으로 $1/K_p$ 의 값을 사용한다^[10]. 이때의 실제 PI제어기 출력 u 는 식 (3), (4)와 같다.

$$a = u - u_o \quad (3)$$

$$u = K_p e + K_f \int (e - (K_a a)) dt \quad (4)$$

계통연결 운전모드에서 직류버스 전압제어기 비활성화가 발생했을 경우 실제 PI제어기 출력 u 의 정상상태 출력 U_{ss} 는 식 (5)와 같다.

$$U_{ss} = U_{min} + \frac{E}{K_a} \quad (5)$$

이때, E 는 직류버스 지령전압과 직류버스 피드백값의 차이의 정상상태 값으로 일정한 값을 지닌다. 계통연결 운전모드에서는 계통에서 공급되는 직류버스 전압보다 지령전압을 더 낮게 설정한다^[5]. 이때 E 의 값은 음의 값을 가지므로 실제 PI제어기 정상상태 출력 U_{ss} 는 하한 경계값보다 E/K_a 만큼 작다. 그리고 제어기 최종출력인 u_o 의 정상상태 U_{oss} 값은 식 (6)과 같다.

$$U_{oss} = U_{min} \quad (6)$$

즉, 실제 PI제어기 정상상태 출력 U_{ss} 는 하한 경계값 U_{min} 보다 더 작은 값이지만, 제어기 최종출력의 정상상태 U_{oss} 는 제한기로 인해 하한 경계값 U_{min} 으로 출력된다.

한편, 독립운전모드 동작 시 계통연결 운전모드와 마찬가지로 정상상태 포화가 발생했을 때의 실제 PI제어기 정상상태 출력 U_{ss} 는 식 (7)과 같다.

$$U_{ss} = U_{max} + \frac{E}{K_a} \quad (7)$$

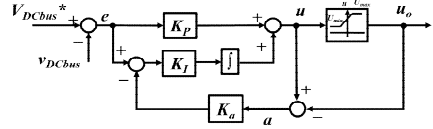


Fig. 5. Anti-windup with tracking back calculation.

여기서 직류버스 전압제어지령에 따라 BDC가 직류버스 전압을 회복한다. 독립운전모드에서는 직류버스 피드백 전압이 직류버스 지령전압보다 더 낮아지기 때문에 E 값의 부호가 바뀌어 양의 값이 되어 실제 PI제어기 정상상태출력 U_{ss} 는 상한 경계값보다 E/K_a 만큼 크다. 계통연결 운전모드와 마찬가지로 제어기 최종출력 정상상태 U_{oss} 는 식 (8)과 같다.

$$U_{oss} = U_{max} \quad (8)$$

추적역계산 방식의 경우, 전 운전 영역에서 만족스러운 속도응답을 얻기 위해서, 제한기 경계값 U_{min}, U_{max} 값과 정확한 K_a 값을 시행착오적으로 얻어야 하며^[7], 가변적인 배터리 전압의 변동에 따른 시스템 변화에 대해 자동적으로 대응하지 못하고 일일이 제한기 경계값, K_a 값을 튜닝해주어야 한다.

정리하면 기존의 방식들의 경우, 계통연결 운전모드 시의 포화를 방지하긴 하지만, 이 값은 일정하지 않거나, 또는 넓은 배터리 전압의 변동에 자동적으로 대응하지 못한다. 이는 가변적인 배터리 전압에 따른 인덕터 전류지령의 변화가 빈번하게 일어나는 직류 마이크로그리드 시스템에 적절하지 않다.

3. 인덕터 전류추정값을 가지는 조건부 적분 방식

3.1 동작원리

본 논문에서는 모드전환 시 포화를 막고 진한 직전의 제어기 출력값에서 시작하는 조건부 적분의 특성을 BDC의 동작에 적용시켜, 진한 직전값 대신 전류 추정치를 주입하는 조건부 방식을 제안한다. 제어 블록도는 그림 6과 같다. 그림 6(a)는 시스템의 구성으로, BDC의 직류버스 측과 병렬로 부하가 연결되고 반대쪽에 배터리가 위치하고 있다. 그림 6(b)의 전류제어기의 인덕터 전류값 i_L 은 부스트 모드일 때는 인덕터에서 센서 역방향으로 전류가 흐르기 때문에 부호를 음으로 바꾸어 준다. 벡 모드일때는 정방향으로 전류가 흐르므로 양으로 둔다. 스위치 1은 직류버스 전압제어기 출력 u 의 PI제어기의 적분기 온/오프 상태를 결정한다. 스위치 2는 u 가 추정치 U_m 과 PI제어기 동작 중 어느 것으로 동작할지 선택하는 스위치이다. 스위치 3은 전류제어기가 부스트 모드 인덕터 전류지령 I_{L1}^* 와 벡 모드 인덕터 전류지령 I_{L1}^* 중 어느 것으로 동작할지 선택하는 스위치이다. 그

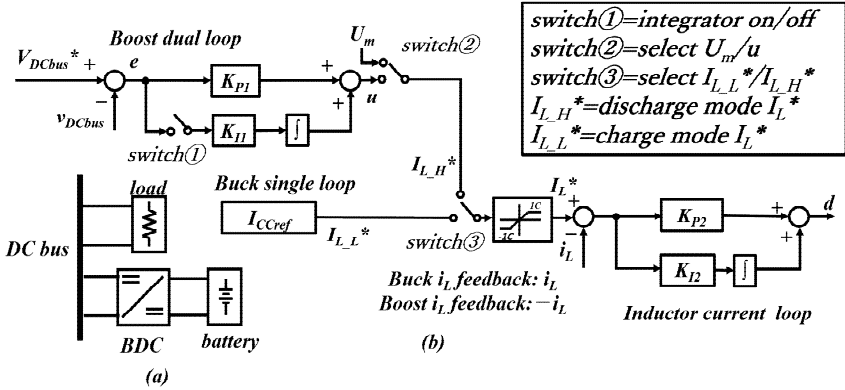


Fig. 6. Bi-directional control scheme with proposed control structure. (a) System configuration, (b) Proposed control method.

림 6(b)의 실제 동작에서도 제어기의 상한 경계값, 하한 경계값은 동작하지만 이 제어기의 경계값은 배터리의 SOC값, 용량에 따른 동작의 안전성을 위해서만 사용된다. 설정한 하한 경계값은 충전 시 배터리의 보호를 위해 -1C로 설정하였다. 상한 경계값의 경우, 배터리의 종류에 따라 다르지만 본 논문에서는 방전률을 1C로 설정하였다. 충전의 경우 ESS 안전강화 대책을 따라 배터리 만충 후 일정 전압 제어는 사용하지 않고^[11], SOC가 95%에 해당하는 전압에 도달하면 충전을 중단토록 설정하였다.

제안된 방식은 인덕터 전류식 i_L 을 적용한 인덕터 전류추정값 U_m 을 조건부적분에 의해 적분기가 비활성화된 직류버스 전압제어기 출력 u 에 주입하여, 독립운전모드로 전환되는 시점에서 제어기의 응답속도를 극대화시키는 것이다. U_m 값의 경우 부스트 컨버터 인덕터 전류식을 유도함으로 구할 수 있다. 먼저 그림 2에서 계통 은/오프 스위치에 의해 직류버스측 계통이 분리되었을 때 부스트 컨버터의 직류버스 전압은 식 (9)와 같다.

$$V_{DCbus}^* = \frac{v_{batt}}{1-d} \quad (9)$$

여기서 V_{DCbus}^* 은 계통이 분리되었을 때 부스트 컨버터에 의해 회복된 직류버스전압 지령값이다. 이를 통해 시 비율 d 를 유도하면 식 (10)과 같다.

$$d = \frac{V_{DCbus}^* - v_{batt}}{V_{DCbus}^*} \quad (10)$$

부스트 컨버터의 직류버스전력과 배터리전력의 관계식은 식 (11), 식 (12)와 같다.

$$\eta P_{batt} = P_{DCbus} \quad (11)$$

$$\eta v_{batt} i_{batt} = V_{DCbus}^* i_{DCbus} \quad (12)$$

여기서, η 는 부스트 컨버터 효율이며 일반적인 부스트 컨버터의 효율은 95~98% 정도인데 본 논문에서 사용된 양방향 벡/부스트 컨버터의 경우 부스트 모드에서 96%의 효율을 가진다. 인덕터 전류 i_L 과 배터리 전류 i_{batt} 은 서로 같다. 이를 식 (10), 식 (12)에 대입해 i_L 을 유도하면 식 (13)을 얻을 수 있다.

$$i_L = \frac{V_{DCbus}^*}{\eta v_{batt} R_{DC}} \quad (13)$$

여기서 R_{DC} 는 직류버스 부저항이다. 배터리 전압이 변함에 따라 달리 적용되는 인덕터 전류 식 (13)을 U_m 에 대입하여 전류추정치 U_m 을 식 (14)와 같이 얻는다.

$$U_m = i_L \quad (14)$$

계통연결 운전모드에서 전류추정치 U_m 은 직류버스 전압 제어기 출력 u 에 주입된다. 이때 PI제어기는 스위치 1에 의해 적분기가 꺼지면서 K_{p2} 로 되지만 실제 동작에 관여하지 않고, u 는 스위치2에 의해 전류추정치 U_m 으로 고정된다. 이 값은 부스트 모드 인덕터 전류지령 $I_{L,H}^*$ 가 된다. 식 (15)에 이를 나타내었다.

$$I_{L,H}^* = u = U_m \quad (15)$$

이 값은 스위치 3에 의해 전류제어기의 입력으로 선택되지 않는 값이다. 이때 전류제어기는 입력으로 벡 모드 인덕터 전류지령 $I_{L,L}^*$ 을 선택한다.

독립운전모드로 전환 시 직류버스 전압제어기가 활성화되면 직류버스 전압제어기출력 u 는 스위치 1에 의해 적분기가 켜지면서 스위치 2에 의해 고정된 U_m 값이 아닌 PI제어기를 선택하게 된다. 고정되던 U_m 값은 독립운전모드의 PI제어기 초기치로 동작하게 된다. 최종적으로

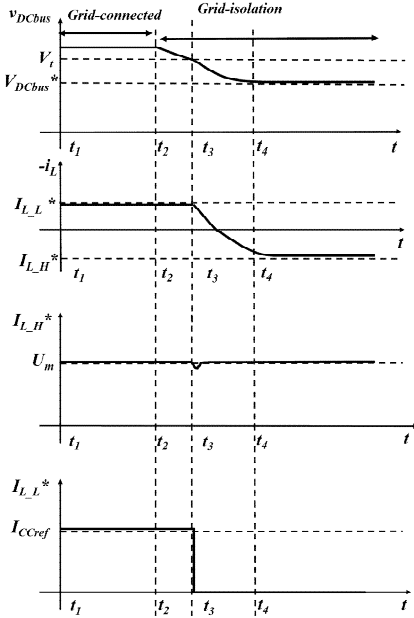


Fig. 7. Theoretical waveforms of mode transition from grid-connected mode to grid-isolation mode.

독립운전모드 직류버스 전압제어기 출력 u 는 부스트 모드 인덕터 전류지령 $I_{L,H}^*$ 가 되며 이는 식 (16)과 같다.

$$I_{L,H}^* = u = K_{pe}e + U_m + K_f \int e dt \quad (16)$$

이 값은 스위치 3에 의해 전류제어기의 입력으로 선택된다.

3.2 동작모드

3.2.1 계통연결 운전모드에서 독립운전모드로 전환

그림 7은 계통연결 운전모드에서 독립운전모드로 전환될 때의 이론적인 과정을 나타낸 것이다. 그림 8은 그림 7에서 보인 각 구간에서 시스템 동작상태 및 제어기 동작상태를 보이고 있다.

그림 8(a) (t_1 - t_2): 계통연결 운전모드로 시작되는 t_1 에서부터 계통이 끊어지는 t_2 까지의 제어기의 동작을 나타낸 것이다. 이때 직류버스 전압제어기는 스위치 1에 의해 적분기가 꺼지고 스위치 2에 의해 직류버스 전압제어기 출력 u 는 추정치 U_m 으로 고정된다. 이때 u 는 부스트 모드 인덕터 전류지령 $I_{L,H}^*$ 가 되며, 스위치 3에 의해 전류제어기에 선택되지 않는다. 이때 전류제어기는

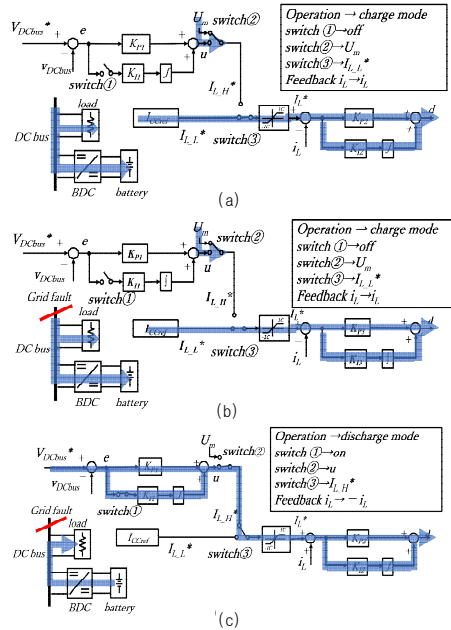


Fig. 8. Mode transition operations. (a) Grid-connected, (b) Transition, (c) Grid-isolation.

백 모드 인덕터 전류지령 $I_{L,L}^*$ 을 선택하고 있다. 백 컨버터에서 인덕터 전류와 배터리 전류는 서로 같으므로 이때 $I_{L,L}^*$ 의 정격값인 I_{CCref} 은 배터리 충전전류치가 된다. 이 값을 기준값으로 BDC는 배터리를 충전시킨다.

그림 8(b) (t_2 - t_3): 계통이 끊어진 t_2 부터 직류버스 전압이 감소하여 문턱전압 V_t 까지 감소하는 t_3 까지의 제어기의 동작을 나타낸 것이다. 이 구간에서의 전압제어기, 전류제어기의 동작 및 스위치의 동작상태는 그림 8(a)와 같다.

그림 8(c) (t_3 -): 제한된 방식은 직류버스 전압이 문턱전압 V_t 이상이면 백 모드로 동작하고, V_t 이하면 부스트 모드로 동작한다. 이때 문턱전압 V_t 는 계통전압 V_g 보다 작고 부스트 전압지령 V_{dcbus}^* 보다는 큰 값이다. 그림 8(c)의 t_3 부터, 직류버스 전압은 계통분리로 인해 문턱전압 V_t 이하로 감소되어 부스트 모드가 동작되기 시작한다. 이때부터 직류버스 전압제어기 출력 u 는 스위치 1에 의해 적분기가 꺼지고 스위치 2에 의해 전류추정치 U_m 에서 PI제어동작으로 변경되어 U_m 의 초기치를 가지고 시작하는 PI제어기로 동작한다. 이때 u 는 직류버스 전압지령 V_{DCbus}^* 을 추적하기 위해 자동적으로 PI제어기에

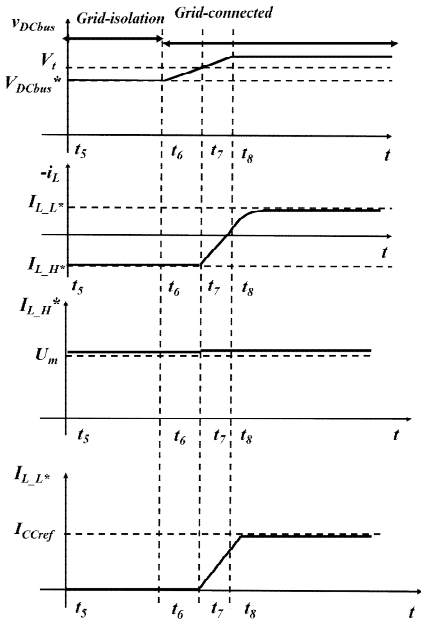


Fig. 9. Theoretical waveforms of mode transition from grid-isolation mode to grid-connected mode.

의해 추적된 값이며 이 값은 동시에 부스트 모드 인덕터 전류지령 $I_{L,H}^*$ 가 된다. 이때 전류제어기는 스위치 3에 의해 입력으로 $I_{L,H}^*$ 를 선택하고, 벡 모드 인덕터 전류지령 $I_{L,L}^*$ 은 선택되지 않으면서 동시에 $I_{L,L}^*$ 은 다음 충전동작을 위해 0으로 리셋된다. t_6 에서부터 직류버스전압은 지령전압 V_{DCbus}^* 로 정상상태를 유지한다.

3.2.2 독립운전모드에서 계통연결 운전모드로 전환

그림 9는 독립운전모드에서 계통연결 운전모드로 전환될 때의 이론적인 파형을 나타낸 것이다. 그림 10은 그림 9에서 보인 각 구간에서의 시스템 동작상태 및 제어기 동작상태를 나타내고 있다.

그림 10(a) (t_5 - t_6): 독립운전모드로 시작하는 t_5 에서 다시 계통이 연결되는 t_6 까지의 제어기의 동작을 나타낸 것이다. 이때 직류버스 전압제어기는 스위치 1에 의해 적분기가 온 되어 V_{DCbus}^* 를 추적하는 PI제어기로 동작하고 있으며 직류버스 전압제어기 출력 u 는 스위치 2에 의해 PI제어동작을 선택하고 있다. 이때 u 는 직류버스 전압지령 V_{DCbus}^* 를 추적하기 위해 PI제어기에 의해 자동적으로 추적된 값이며, 이 값은 부스트 모드 인덕터 전류지령 $I_{L,H}^*$ 가 된다. 이때 전류제어기는 입력으로 스위치 3에 의해 $I_{L,H}^*$ 를 선택하고 있다.

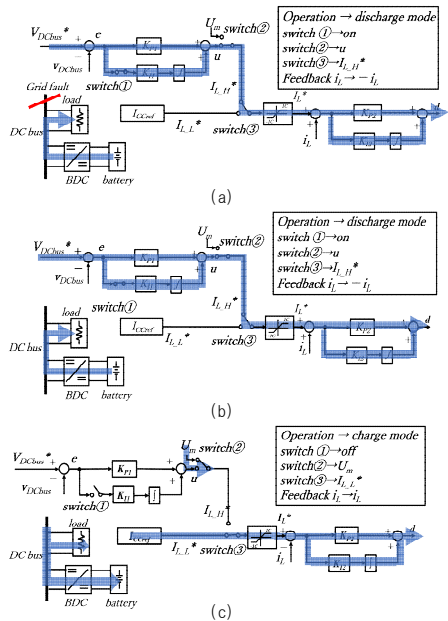


Fig. 10. Mode transition operations. (a) Grid-isolation, (b) Transition, (c) Grid-connected.

그림 10(b) (t_6 - t_7): 계통전압이 연결되어 직류버스전압이 증가하여 문턱전압 V_t 에 도달하는 t_7 까지의 제어기 동작을 나타낸 것이다. 이 구간에서의 전압제어기, 전류제어기의 동작 및 스위치의 동작상태는 그림 10(a)와 같다.

그림 10(c) (t_7 -): 직류버스전압이 계통연결로 인해 문턱전압 V_t 이상으로 증가한 값에서 완전히 V_g 로 회복될 때까지를 나타낸 것이다. 직류버스 전압이 문턱전압 V_t 이상으로 증가하면, 벡 모드로 동작한다. 이때부터 직류버스 전압제어기는 스위치 1에 의해 적분기가 꺼지고 제어기 출력 u 는 스위치 2에 의해 PI제어동작에서 인덕터 전류추정값 U_m 으로 변경되어 다음 방전동작을 위해 고정된다. 이때 전류제어기는 스위치 3에 의해 벡 모드 인덕터 전류지령 $I_{L,L}^*$ 을 선택한다. 벡 모드 전류지령 $I_{L,L}^*$ 은 일정전류제어를 위해 0에서 천천히 배터리 충전지령치 I_{Cref} 까지 증가하는 값이다. 이 값을 기준값으로 BDC는 배터리를 충전시킨다.

4. 시뮬레이션 결과

그림 11은 PSIM으로 구현한 BDC의 구조이다. 직류버스 전압, 배터리전압, 그리고 직류버스전류와 인덕터 전류를 측정하여 제어동작을 수행한다. 직류버스측 스위치는

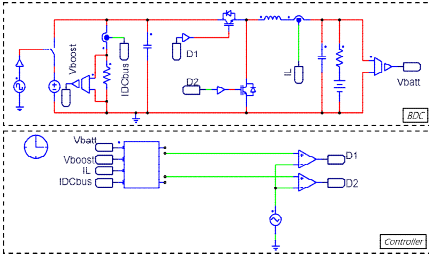


Fig. 11. Simulation configuration.

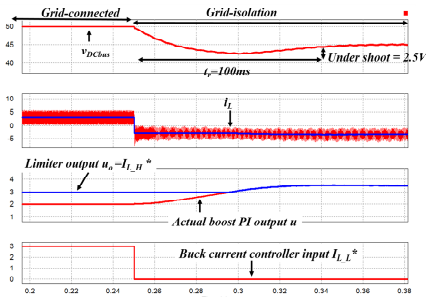


Fig. 12. Simulation results of conventional method from grid-connected mode to grid-isolation mode ($V_b=29V$).

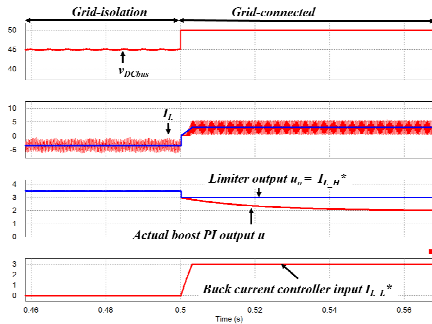


Fig. 13. Simulation results of conventional method from grid-isolation mode to grid-connected mode ($V_b=29V$).

계통의 연결, 분리 동작을 수행한다. 표 1은 시뮬레이션 사양을 나타낸 것이다.

4.1 기존방식 시뮬레이션 결과

그림 12는 기존 추적역계산 방식으로 배터리전압이 29V일 때 계통연결 운전모드에서 독립운전모드로 전환될 때의 시뮬레이션 파형이다. 이때 추적역계산의 동작 유무는 직류버스 전압제어기의 포화 여부가 기준이 되며

TABLE I
TEST PARAMETERS

Parameter	Value	Unit
DC bus voltage	50	V
Battery voltage	24~29	V
Battery capacity	14	Ah
DC bus side capacitor	2000	μF
Battery side capacitor	2000	μF
Inductor	0.5	mH
R_{DC}	20	Ω
Battery internal resistance	0.1	Ω
U_m	3.5~4.21	A
I_{CCref}	3	A
V_t	47.5	V
V_{DCbus*}	45	V

동작모드는 그림 7과 마찬가지로 직류버스 계통분리로 인해 문턱전압 V_t 이하로 직류버스전압이 감소함에 따라 벅 모드에서 부스트 모드로 전환하게 된다. 이때 전류제어기는 $I_{L,n}^*$ 을 선택하고 있다가 계통분리로 직류버스전압이 V_t 이하로 감소함에 따라 $I_{L,H}^*$ 을 선택하게 된다. 이때 실제 PI제어기출력 u 가 상한 경계치를 초과하면 상한 경계값으로 동작하고 하한 경계치 미만이면 하한 경계값으로 동작하면서 각기 추적역계산이 동작하게 된다.

추적역계산 설계에서 먼저 상한 경계값은 배터리전압에 따른 $I_{L,H}^*$ 의 동작영역 중 배터리의 SOC가 10%인 24V일 때를 배터리전압의 최소값으로 설정하여 이때 I 의 오버슈트를 감안하여 최소 배터리전압의 $I_{L,H}^*$ 의 10%정도 위인 4.5A로 포화 상한 경계치를 설정하였다. 마찬가지로 하한 경계값은 배터리의 SOC가 95%인 29V일 때를 최대 배터리전압으로 설정하여 이때의 $I_{L,H}^*$ 의 언더슈트를 감안하여 최대 배터리전압의 $I_{L,H}^*$ 의 10% 정도 아래인 3A로 포화 하한 경계치를 설정하였다. K_a 는 5로 설정하였다. 이때 u 는 추적역계산 하한 경계값에서 누적오차 E/K_a 만큼 떨어진 값에서 시작되며, 하한 경계값이 PI제어기의 동작속도에 영향을 미쳐 높은 과도 오차를 가짐을 확인할 수 있다. 이때 오버슈트는 2.5V이고 상승시간은 100ms이다. 이때 전류제어기 입력은 $I_{L,L}^*$ 에서 $I_{L,H}^*$ 로 변경된다. $I_{L,L}^*$ 은 다음 동작전환을 준비하기 위해 0으로 리셋된다.

그림 13은 기존 추적역계산방식에서 배터리전압이 29V일 때 독립운전모드에서 계통연결 운전모드로 전환될 때의 시뮬레이션 파형이다. 계통연결 운전모드 동작 조건은 그림 9와 마찬가지로 직류버스 계통연결로 인해 직류버스전압이 문턱전압 V_t 이상으로 상승한 때이며 이때부터 동작모드는 부스트 모드에서 벅 모드로 전환하게 된다. 또한, u 는 다시 하한 경계값에서 E/K_a 만큼 떨어진 값까지 추적역계산 동작에 의해 감소하게 됨을

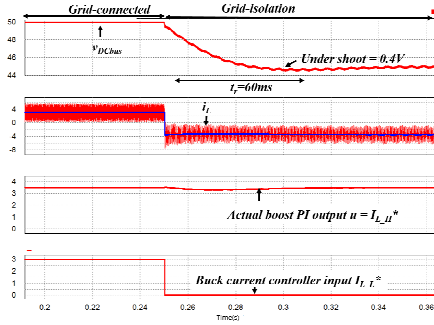


Fig. 14. Simulation results of proposed method from grid-connected mode to grid-isolation mode ($V_b=29V$).

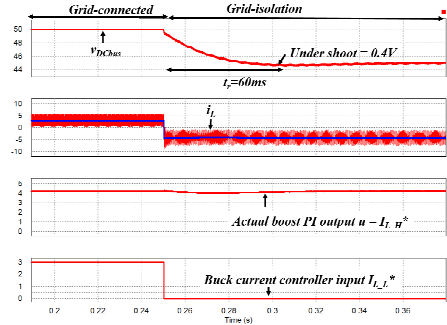


Fig. 16. Simulation result of proposed method mode from grid-connected mode to grid-isolation mode ($V_b=24V$).

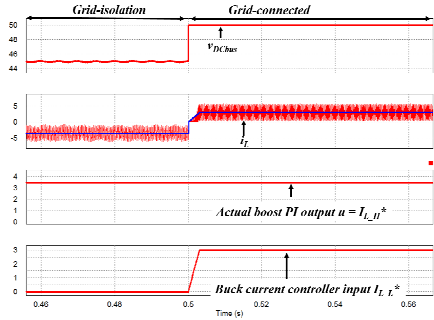


Fig. 15. Simulation result of proposed method from grid-isolation mode to grid-connected mode ($V_b=29V$).

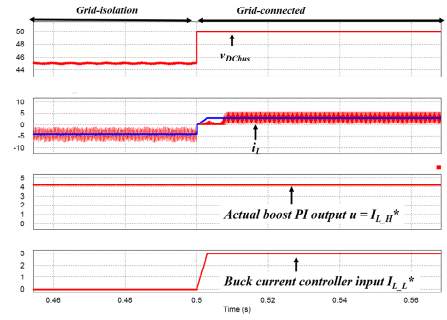


Fig. 17. Simulation result of proposed method mode from grid-isolation mode to grid-connected mode ($V_b=24V$).

확인할 수 있다. 이때부터 전류제어기의 입력은 $I_{L,H}^*$ 로부터 $I_{L,L}^*$ 로 변경된다. $I_{L,L}^*$ 은 초기화면 0에서부터 배터리 충전지령치 3A까지 천천히 증가한다.

4.2 제안한 방식 시뮬레이션 결과

그림 14는 제안한 방식으로 배터리전압이 29V일 때 계통연결 운전모드에서 독립운전모드로 진행될 때의 시뮬레이션 파형이다. 시작 시 계통은 연결된 상태이고 벡 모드 동작하고 있다. 이때 직류버스 전압제어기의 출력 u 는 PI제어기의 적분기는 오프되고 U_m 값 3.5A로 고정된 상태이며 이 값은 전류제어기의 입력으로 선택되지 않는다. 대신 전류제어기는 벡 모드 배터리 충전지령치 3A를 입력으로 선택하여 배터리를 충전시키고 있는 상태이다. 계통분리로 직류버스전압이 문턱전압 V_t 이하로 감소하면 이때부터 벡스트 모드로 동작하기 시작한다. 직류버스 전압제어기 출력 u 는 V_{DCbus} 45V를 추적하기 위해 PI제어동작에 의해 추적된 3.5A로 U_m 에서 시작되어 즉시 동작한다. 직류버스 전압제어기 출력 u 는 $I_{L,H}^*$ 가 되며 이 값은 전류제어기의 입력으로 선택된다.

이때, 직류버스전압이 회복되는 상승시간은 60ms이며, 언더슈트는 0.4V이다. 이때부터 전류제어기 입력은 $I_{L,L}^*$ 에서 $I_{L,H}^*$ 로 변경되며 $I_{L,L}^*$ 은 다음 계통연결 운전모드로 동작전환을 준비하기 위해 0으로 초기화된다.

그림 15는 제안한 방식으로 배터리전압이 29V일 때 독립운전모드에서 계통연결 운전모드로 전환될 때의 시뮬레이션 파형이다. 시작 시 계통은 분리된 상태이고 벡스트 모드로 동작하고 있다. 계통연결로 직류버스전압이 문턱전압 V_t 이상으로 증가하면 이때부터 벡 모드로 동작하며 직류버스 전압제어기의 상태는 독립운전모드의 역순으로, 다시 PI제어기의 적분기는 오프되어 포화를 방지하고, 직류버스 전압제어기 출력 u 는 U_m 값으로 고정되어 다음 동작전환을 준비한다. 이때 직류버스 전압은 즉각적으로 계통과 연결된다. 또한 전류제어기는 $I_{L,H}^*$ 에서 $I_{L,L}^*$ 로 변경되며 $I_{L,L}^*$ 값은 그림 9와 마찬가지로 배터리 충전지령치 3A까지 천천히 증가된다. 이 값을 기준값으로 BDC는 배터리를 충전시킨다.

그림 16은 배터리 전압이 24V일 때의 제안된 방식으로 계통연결 운전모드에서 독립운전모드로 전환될 때의

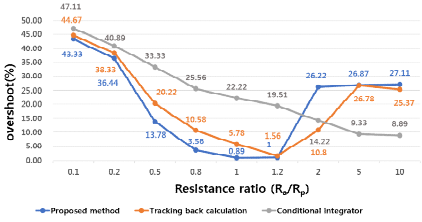


Fig. 18. The mode transition overshoot graph for each anti-windup method according to the ratio between predicted resistance and actual resistance ($V_B=29V$, $R_B=20\Omega$).

시뮬레이션 파형이다. 그림 14의 경우와 배터리전압을 제외한 다른 조건은 동일하다. 24V배터리 전압에 따라, 인덕터 전류지령 U_m 은 4.21A로 계산되어, 동작에 적용됨을 알 수 있다. 이때 직류버스전압 회복의 상승시간은 60ms이며, 언더슈트는 0.4V이다.

그림 17은 배터리 전압이 24V일 때 제안된 방식으로 독립운전모드에서 계통연결운전모드로 전환될 때의 시뮬레이션 파형이다. 배터리 전압을 제외한 다른 조건은 그림 15의 시뮬레이션과 동일하다. 이때 U_m 은 배터리 전압 24V에 따라 4.21A로 계산되어 이 값을 전류추정치로 주입하여 다음 동작전환을 준비한다.

제안된 방식의 경우 배터리 SOC변화에 따른 배터리 전압 변동에 따른 전류추정치를 제한한다. 이는 배터리 충/방전시 고정적으로 전환되며 오랜 시간 동작되는 계통연결 운전모드에서 SOC변화에 따른 배터리 전압의 변화를 적용하여 독립운전모드 전환 시 무순단절제 동작을 수행하게 한다. 하지만 부하의 저항값이 설계 시 설정된 값과 실제 동작 시 값이 다른 경우, 모드전환시 직류버스전압 오버슈트 및 상승시간 지연이 발생할 수 있다. 그림 18에 각 안티와인드업방식의 설계 시 저항값과 실제 동작 시 저항값의 저항비에 따른 모드전환 오버슈트 곡선을 나타내었다. 여기서 R_B 는 설계 시 직류버스 저항값 R_{DC} 이며, R_a 는 실제 동작 시 저항값이며, 저항비는 R_a/R_B 와 같다. 제안된 방식의 경우 저항비를 20% 이하로 설계할 경우 저항값의 오차가 존재하더라도 5% 이하의 오버슈트를 보여 다른 안티와인드업 방식들보다 효율이 높은 것을 확인할 수 있다. 하지만 저항 오차가 20% 이상 차이 날 경우 오버슈트를 줄이기 위해 실제 동작 시 저항값을 추정하기 위한 알고리즘이 추가되어야 한다. 조건부 적분의 경우 1보다 낮은 저항비의 경우 2배, 5배, 10배로 증가함에 따라 오버슈트가 감소하는 결과를 보였다. 추적역계산방식의 경우 20% 내의 저항오차에서는 제안된 방식보다 높은 오버슈트를 보였고, 하한 경계값이 인덕터 전류지령치와 일치하는 저항비 1.2의 저항조건에서는 제안된 방식보다 0.56% 정도 높은 오버슈트를 보였다.

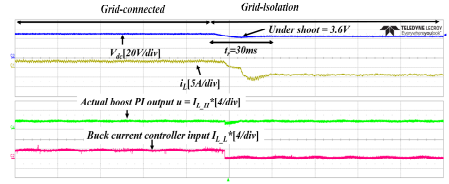


Fig. 19. Experimental result of proposed method from grid-connected mode to grid-isolation mode.

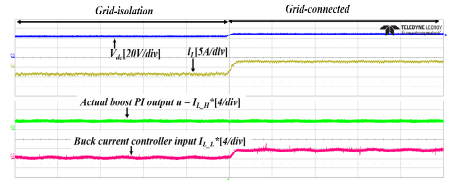


Fig. 20. Experimental result of proposed method mode from grid-isolation mode to grid-connected mode.

5. 실험 결과

제한한 양방향 안티-와인드업 동작을 검증하기 위해 사용한 BDC는 비절연형 양방향 벅/부스트 컨버터이며 부스트 컨버터 효율은 96%이다. 컨트롤러로는 TI사의 LaunchPad 28379D를 사용했으며, 직류버스는 ODA사의 직류전압공급기 OPS-8010으로 구현하였고 배터리는 배터리 시뮬레이터 Myway pCUBE를 사용했다.

그림 19는 배터리전압이 29V일 때 계통연결 운전모드에서 독립운전모드로 전환될 때의 실험결과 파형이다. 계통이 분리되기 전 직류버스 전압제어기 출력 u 는 PI 제어기의 적분기가 꺼진 상태로 K_{re} 가 되고 배터리 전압이 29V일 때의 인덕터 전류추정치 3.65A를 U_m 으로 스위치 2에 의해 고정되고 있다. 계통분리로 문턱전압 V_i 이하로 직류버스전압이 감소한 후 직류버스전압제어기 출력 u 는 부스트 모드로 동작하면서 PI제어기로 추정된 3.65A를 미리 주입한 추정치 U_m 에서 시작하여 빠른 응답속도로 추적함을 확인할 수 있다. 전압 언더슈트는 3.6V 정도이며 상승시간은 30ms 정도이다. 이때 전류제어기 입력은 $I_{L,H}^*$ 에서 $I_{L,H}^*$ 으로 전환되며, $I_{L,H}^*$ 은 다음 충전동작을 위해 0으로 초기화된다.

그림 20은 배터리전압이 29V일 때 독립운전모드에서 계통연결 운전모드로 전환 될 때의 실험결과 파형이다. 직류버스 전압은 시뮬레이션과 마찬가지로 즉각적으로 계통과 연결되며, 문턱전압 V_i 이상으로 직류버스전압이 상승한 후엔 직류버스 전압제어기의 출력 u 는 독립운전모드의 역순으로 PI제어기의 적분기가 꺼지고 K_{re} 가 되고 스위치 2에 의해 U_m 으로 고정되어 다음 동작전환을 준비한다. 전류제어기 입력은 $I_{L,H}^*$ 에서 $I_{L,H}^*$ 으로 전환되

며 I_{L*} 은 배터리 충전지령치 3A를 따르게 된다. 이 값은 기준값으로 BDC는 배터리를 충전시킨다.

6. 결 론

본 논문에서는 배터리와 연계된 마이크로그리드 시스템에서 독립형 ESS 시스템을 구축할 경우 비절연형 BDC를 통한 제어알고리즘 개선을 통해 직류버스의 무순단 절체 동작을 수행하는 제어기법을 제안하였다. 제안된 기법은 전류제어기를 공유하는 양방향 컨버터 제어방식에서 안티-와인드업으로 계통연결 운전모드 시 배터리 전압을 측정하여 추정한 인덕터 전류추정값을 조건부 적분의 초기값으로 주입하여 독립운전모드로 전환 시 직류버스전압의 과도오차를 최소화하는 방법으로, 제안된 방식을 통해 배터리전압의 변화에 영향 없이 직류버스의 무순단 절체 동작을 수행할 수 있다. 또한 제안된 방식은 전류제어기에 사용된 제한기가 안전을 위해서만 사용되며 제어기 동작에 관여하지 않기 때문에 제한기로 인한 시스템 성능 저하가 없다. 제안된 제어기법은 125W급 부하를 사용하는 축소한 직류 마이크로그리드 시스템을 구현하여 그 타당성을 실험을 통해 검증하였다.

본 연구는 산업통상자원부(MOTIE)와 한국에너지기술평가원(KETEP)의 지원을 받아 수행한 연구 과제입니다. (No. 20194030202310)

이 논문은 2018년 정부 재원(교육부 기본연구지원사업)으로 한국연구재단의 지원을 받아 연구되었습니다.

References

- [1] D. E. Olivares et al., "Trends in microgrid control," *IEEE Transactions on Smart Grid*, Vol. 5, No. 4, pp. 1905-1919, Jul. 2014.
- [2] D. Dam, D. Hoang, T. Chun, and H. Lee, "A hybrid energy storage system for transient load and its multiple operation in DC microgrid," in *2018 IEEE International Conference on Industrial Electronics for Sustainable Energy Systems (IESSES), Hamilton, New Zealand*, pp. 314-319, Jan. 2018.
- [3] H. Kakigano, Y. Miura, T. Ise, and R. Uchida, "DC micro-grid for super high quality distribution-System configuration and control of distributed generations and energy storage devices," in *2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference, Jeju*, pp. 1-7, 2006.
- [4] W. Zhang et al., "Seamless transfer control strategy for fuel cell uninterruptible power supply system," *IEEE*

- Transactions on Power Electronics*, Vol. 28, No. 2, pp. 717-729, Feb. 2013.
- [5] M. H. Kwon, J. S. Park, and S. W. 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.
- [6] X. She, S. Lukic, and Q. H. Alex, "DC zonal micro-grid architecture and control," in *IECON 2010-36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, Glendale, AZ*, pp. 2988-2993, 2010.
- [7] J. K. Seok and D. C. Lee, "Tuning-free anti-windup strategy for high performance induction machine drives," *The Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 10, No. 1, pp. 29-37, Feb. 2005.
- [8] J. W. Choi and S. C. Lee "New anti-windup strategy for PI-type speed controller," *The Transactions of the Korean Institute of Electrical Engineers B*, Vol. 54B, No. 12, pp. 629-637, Dec. 2005.
- [9] J. Y. Eom, S. J. Choi, and H. H. Lee "A comparison of bidirectional DC-DC converter hybrid anti-windup control methods for seamless transfer in battery connected systems," *The Korean Institute of Power Electronics Autumn Conference*, pp. 186-187, Nov. 2019.
- [10] S. H. Kim, *Motor-control*, 2th edition, bookdo, 2016.
- [11] The Ministry of Trade, Industry and Energy, "Reference for ESS safety reinforcement," Jun. 2019.

염준용(嚴俊鎔)



1991년 1월 25일생. 2016년 울산대 전기공학 학부 졸업. 2017년~현재 동 대학원 전기전자공학과 석사과정.

최성진(崔城振)



1973년 2월 4일생. 1996년 서울대 전기공학부 졸업. 1998년 동 대학원 전기공학부 졸업(석사). 2006년 동 대학원 전기컴퓨터공학부 졸업(공학). 2008년~2011년 삼성전자 영상디스플레이 사업부책임 및 수석연구원. 2011년~현재 울산대 전기공학부 부교수. 당 학회 JPE 편집이사.

이홍희(李弘熙)



1957년 10월 15일생. 1980년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1982년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1990년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1994년~1995년 Texas A&M 방문교수. 2002년~2018년 네트워크 기반 자동화연구소(지역협력연구소) 센터장. 현재 울산대 전기공학부 교수. 당 학회 명예회장.