creative commons

COMMONS DEED

저작자표시-비영리-변경금지 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

- 이 저작물을 복제, 배포, 전송, 전시, 공연 및 방송할 수 있습니다.

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:

저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.

비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.

변경금지. 귀하는 이 저작물을 개작, 변형 또는 가공할 수 없습니다.

- 귀하는, 이 저작물의 재이용이나 배포의 경우, 이 저작물에 적용된 이용허락조건을 명확하게 나타내어야 합니다.
- 저작권자로부터 별도의 허가를 받으면 이러한 조건들은 적용되지 않습니다.

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

이것은 이용허락규약(Legal Code)을 이해하기 쉽게 요약한 것입니다.

Disclaimer

dCollection

[UCI]I804:48009-200000336334

공학석사 학위논문

계통연계형 배터리 에너지저장장치용 양방향 DC-DC컨버터의 무순단 절체를 위한 조건부 적분 안티-와인드업 기법

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

울 산 대 학 교 대 학 원
전기전자정보시스템공학과
엄 준 용

계통연계형 배터리 에너지저장장치용 양방향 DC-DC컨버터의 무순단 절체를 위한 조건부 적분 안티-와인드업 기법

지 도 교 수 이 홍 희

이 논문을 공학석사학위 논문으로 제출함

2020 년 6 월

울 산 대 학 교 대 학 원

전기전자정보시스템공학과

엄 준 용

엄준용의 공학석사학위 논문을 인준함

심사위원장 전 태 원 인

심 사 위 원 이 홍 희 인

심 사 위 원 최 성 진 인

울 산 대 학 교 대 학 원

2020 년 6 월

[국문요약]

계통연계형 배터리 에너지저장장치용 양방향 DC-DC컨버터의 무순단 절체를 위한 조건부 적분 안티-와인드업 기법

울산대학교 대학원
전기전자정보시스템공학과
엄 준 용

직류 마이크로그리드에서 양방향 컨버터를 통한 계통과 배터리 간의 전력교환은 필수적으로 요구 된다. 일반적으로 계통이 연결되었을 때 배터리를 충전시키고, 계통이 끊어졌을 때는 배터리를 통해 계통에 전력을 공급하는 양방향 동작을 한다. 이러한 전력방향전환 시 직류버스의 과도전압을 줄이기 위한 무순단 절체 기능이 필요한데, 전류 제어기를 공유하는 방식의 경우 계통을 연결하는 방식에서 부스트 컨버터의 전압제어기의 포화가 발생하면 다시 계통이 분리되었을 때 직류버스의 출력에 높은 과도전압이 유기되어 직류버스에 치명적인 영향을 미친다.

이 문제를 해결하기 위해 양방향컨버터의 대표적인 안티와인드업 기법을 적용할 수 있고, 기존의 안티-와인드업 기법인 조건부적분 방식과 추적역계산 방식의 경우 직류버스의 과도오차를 완벽하게 제거할 수 없다. 또한 SOC의 변화에 따라 배터리 전압이 넓은 범위를 가지는 직류 마이크로그리드에서는 배터리 전압의 변동에 기존의 안티-와인드업 기법들의 경우 자동적으로 대응하지 못한다.

따라서 본 논문에서는 기존의 조건부 적분 방식을 보완하여 계통연결 조건에서 부스트

컨버터의 전압제어기에 안티-와인드업을 적용하여 적분기 포화를 막고, 동시에 배터리 전압의 변동에 따른 인덕터 전류 추정치를 조건부적분 출력의 초기치로 주입하여 배터리 전압의 변동에 자동적으로 대응하여 직류버스 모드전환 과도오차를 줄이는 안티-와인드업 방식을 제안한다.

본 논문에 제안된 방식의 제어안정성은 MATLAB 프로그램의 SISOTOOL 기능을 통해 설계된 목표값에 대한 제어안정도를 검증하였으며 PSIM 시뮬레이션을 통해 125W급 시스템으로 축소된 직류 마이크로그리드 시스템으로 구현해 제안된 방식의 성능을 검증하였다. 또한 시뮬레이션 시스템과 동일한 설계요소를 가지는 실험세트를 구현하여, 최종적으로 제안된 방식의 성능을 확인하였다.

목 차

국문요약 ····· I
목 차 ····· III
그림목차 ····· V
표 목 차 ····· VII

1. 서 론 ····· 1
   1.1. 연구배경 및 필요성 ····· 1
   1.2. 연구 목표 및 내용 ····· 4
   1.3. 논문구성 ····· 4

2. 기존 안티-와인드업 기법 ····· 6
   2.1. 조건부적분 방식 ····· 6
   2.2. 추적역계산 방식 ····· 7

3. 인덕터전류 추정치를 이용한 안티-와인드업 제어기법 ····· 10
   3.1. 안티-와인드업 제어기의 구성 ····· 10
   3.2. 안티-와인드업 제어기의 동작모드 ····· 13
   3.3. 제어기 설계 ····· 19
      3.3.1. 양방향 컨버터 수동소자 설계 ····· 19
         3.3.1.1. 인덕터 설계 ····· 19
         3.3.1.2. 커패시터 설계 ····· 20
      3.3.2. 제어루프 설계 ····· 22
         3.3.2.1. 부스트 컨버터 제어루프 설계 ····· 22
         3.3.2.2. 벅 컨버터 제어루프 설계 ····· 30

4. 시뮬레이션 결과 ····· 34
   4.1. 기존방식 시뮬레이션 결과 ····· 36
   4.2. 제안한 방식 시뮬레이션 결과 ····· 38
   4.3. 직류부하 R_{DC} 가변 시뮬레이션 결과 ····· 41

5. 실험 결과 ····· 43

6. 결론 및 향후과제 ····· 48
6.1. 결 론 ····· 51
6.2. 향후과제 ····· 52

참 고 문 헌 ····· 53

ABSTRACT ····· 56

그 림 목 차

그림 1.1 전형적인 직류 마이크로그리드 구성 ····· 1
그림 1.2 양방향 컨버터 구조 ····· 2
그림 1.3 전형적인 전류제어기를 공유한 제어구조 ····· 3
그림 2.1 조건부적분 안티-와인드업 방식 ····· 6
그림 2.2 추적역계산 안티-와인드업 방식 ····· 7
그림 3.1 제안된 양방향 제어방식의 구조 ····· 10
그림 3.2 계통연결 운전모드에서 독립운전모드로의 이론적인 전환파형 ····· 14
그림 3.3 모드전환 동작 ····· 15
그림 3.4 독립운전모드에서 계통연결 운전모드로의 이론적인 전환파형 ····· 17
그림 3.5 모드전환 동작 ····· 18
그림 3.6 부스트 이중제어 블록도 ····· 25
그림 3.7 KB7-12 atlas 배터리 ····· 27
그림 3.8 부스트 전류제어기 개루프 Bode plot(V_b=29V) ····· 28
그림 3.9 부스트 전류제어기 개루프 Bode plot(V_b=24V) ····· 28
그림 3.10 부스트 전압제어기 개루프 Bode plot (V_b=29V) ····· 29
그림 3.11 부스트 전압제어기 개루프 Bode plot(V_b=24V) ····· 29
그림 3.12 벅 단일제어 블록도 ····· 31
그림 3.13 29V 벅 전류제어기 개루프 Bode plot(V_b=29V) ····· 32
그림 3.14 24V 벅 전류제어기 개루프 Bode plot(V_b=24V) ····· 32
그림 4.1 시뮬레이션 구성 ····· 34
그림 4.2 기존 방식 시뮬레이션 결과(V_b=29V) ····· 37
그림 4.3 제안된 방식 시뮬레이션 결과(V_b=29V) ····· 39
그림 4.4 제안된 방식 시뮬레이션 결과(V_b=24V) ····· 40
그림 4.5 안티와인드업 방식에따른 설계시 저항값과 실제 저항값의 저항비에
따른 모드전환 오버슈트 곡선(V_b=29V, R_p=20Ω) ····· 42
그림 5.1 실험 장비 구성도 ····· 43
그림 5.2 개루프 부스트 컨버터 실험결과 ····· 45
그림 5.3 개루프 벅 컨버터 실험결과 ····· 45
그림 5.4 기존 방식 실험결과 ····· 47

그림 5.5 제안된 방식(V_b=29V) 실험결과 ····· 49
그림 5.6 제안된 방식(V_b=24V) 실험결과 ····· 50

표 목 차

표 3.1 제어기 설계요소 ····· 33
표 4.1 시뮬레이션 사양 ····· 35
표 5.1 실험 사양 ····· 44
표 5.2 실험 장비 ····· 46

1. 서 론

1.1 연구배경 및 필요성

최근 신재생 에너지의 필요성 증가와 전기자동차등 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 1.1과 같으며 분산형전원인 풍력발전, 태양광발전 등의 신재생 에너지원이 직류버스를 통해 전력을 공급한다. 각 분산형전원은 AC-DC컨버터나 DC-DC컨버터를 통해 직류버스에 전력을 공급하고 직류버스는 이를 이용해 부하에 전력을 공급한다. 하지만 신재생 에너지시스템은 기후조건, 시간에 따라 발전량이 달라서 전력공급이 가변적이므로, 전력이 충분할 때 ESS를 통해 전력을 저장해 두었다가 전력이 부족한 상황에서는 배터리 충전전력을 사용해 직류버스 전압을 일정히 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 직류버스 전압을 회복하기 위해 배터리에서 전력을 공급하는 '독립운전모드'로 구분될 수 있으며, 모드 전환을 원할 하기 위한 무순단 절체(Seamless Transfer) 알고리즘들에 대한 연구가 활발히 진행되어 왔다 [2-6].

무순단 절체를 위해 ESS에서 배터리 이외의 슈퍼 커패시터를 추가로 채용하여 3중 제어를 사용해 과도오차를 최소화 하는 방법들도 제시되었지만 [2-4], 이 방법들은 추가로 보조전원

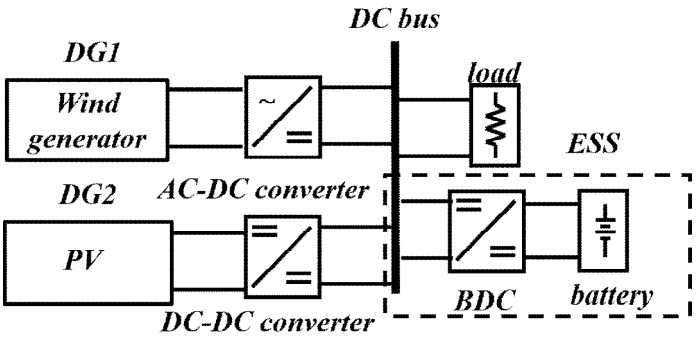


그림 1.1 전형적인 직류 마이크로그리드 구성

Fig. 1.1 Typical configuration of DC microgrid

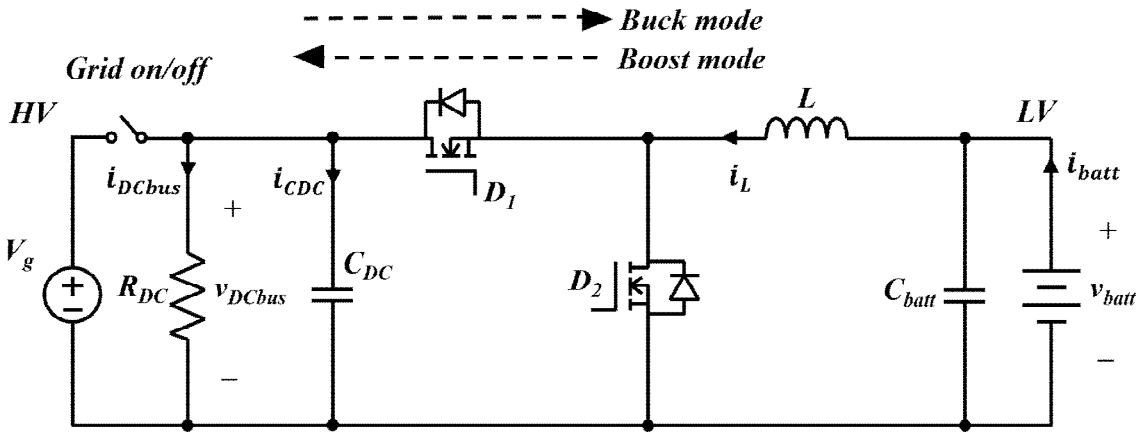


그림 1.2 양방향 컨버터 구조

Fig. 1.2 Bi-directional DC-DC converter(BDC) structure

장치 및 전류, 전압센서가 필요하여 가격부담이 증가하고 제어가 복잡하다는 단점이 있다.

이러한 문제를 해결하기 위해 추가적인 보조에너지장치 및 전류, 전압센서 없이 그림 1.2와 같은 비절연형 BDC를 이용하여 제어알고리즘만을 개선하여 과도오차를 최소화 하는 방법이 제시되었다 [5, 6]. 이 방식에서는 전압제어기는 배터리 제어용과 직류버스 전압제어용으로 별도로 두지만 인덕터 전류제어루프는 공유하는 그림 1.3의 구조를 가지고 있으며 계통연결 운전모드에서는 BDC가 벅 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 모드전환 속도 저하를 야기하게 된다.

또한 계통연결 운전모드에서 독립운전모드로 전환 시 직류버스 전압의 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 직류버스 전압이 인가되어 시스템에 치명적인 영향을 미치기 때문이다. 따라서, 이 포화성분을 제거해주어야 하며 이를위해 안티-와인드업(Anti-windup)이 필요하다 [5]. 이때 기존의 안티-와인드업 기법인 조건부적분 방식과 추적역계산 방식의 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 출력에 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.

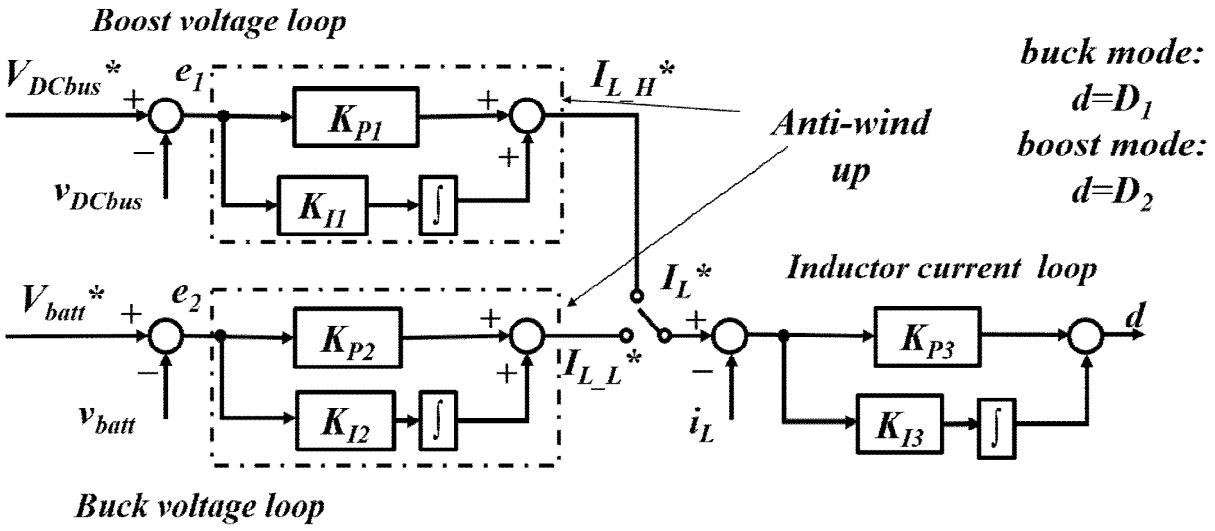


그림 1.3 전형적인 전류제어기를 공유한 제어구조

Fig. 1.3 Typical control structure with shared current controller

1.2 연구 목표 및 내용

본 논문의 목적은 전류제어기를 공유하는 기존의 양방향 컨버터 제어구조의 경우 계통연결 시 포화가 발생되며, 동시에 배터리 전압의 충전 SOC에 따른 배터리 전압가변으로 부스트모드 이중제어에서 전류지령값이 각각 달라지게 되어 이 두가지 문제로 인해 계통연결 운전모드에서 독립운전모드로 전환 시 DC버스전압에 과도오차를 야기하게 되는데, 이 문제를 해결하기 위해 계통연결 시 포화를 방지하면서 동시에 배터리 전압에 변동에 따라 달라지는 전류지령치를 적용하여 배터리 전압가변에 영향없이 무순단 절체동작을 수행하는 제어기를 설계하는 것이다.

본 논문의 논리전개 내용은 다음과 같다.

전류제어기를 공유하는 구조에서 기존의 대표적인 안티-와인드업 방식인 추적역계산 방식을 사용할 경우 배터리 전압의 SOC가변에 따라 일일이 제한값, 누적방지이득 K_a등을 조정 해주어야 하며 이 값을 시행착오적으로 얻어야함을 확인하였다. 또한 제어동작 시 동작값이 제한기 정격에 의존하게 되며 수동적으로 계산된값만이 제한값으로 사용되므로 자동적인 PI동작을 통해 직류 버스 전압을 제어하는 것은 매우 어렵고 또한 제한기 정격을 벗어나는 조건에서는 제어동작을 수행할 수 없음을 확인하였다. 이에 조건부적분에 전류추정치를 조건부적분의 출력으로 사용하는 방식을 사용하면, 계산된 전류추정치 값은 PI제어기의 초기값으로만 사용되어 이후 PI제어동작을 통해 전류지령을 추적하여 기존의 방식에 비해 넓은 배터리 전압범위에도 감소된 과도오차를 가지는 모드전환 동작이 가능함을 확인하였다. 또한 제안된 방식의 경우 전류제어기에 사용되는 제한기가 안전을 위해서만 사용되기 때문에 제한기로 인한 제어 성능 변화가 없다.

1.3 논문구성

본 논문은 다음과 같은 순서로 구성되어 있다.

2장에서는 기존의 안티-와인드업인 추적역계산 방식과 조건부적분 방식의 구조 및 동작원리를 설명한다. 기존방식의 구조적인 문제와 동작원리로 인해 직류 마이크로그리드에서

발생되는 문제점에 대해 설명한다.

3장에서는 기존의 안티-와인드업 방식의 문제점을 보완한 개선된 조건부적분 방식에 대해 설명한다. 또한 제안된 방식의 설계기법을 제시하고 bode plot을 통해 안정도를 확인한다.

4장에서는 제안된 방식의 검증을 위해 PSIM 시뮬레이션 및 실제 하드웨어로 구현한 결과를 제시하여 제안된 방식의 성능을 검증하였다.

5장에서는 결론을 제시한다.

2. 기존 안티-와인드업 기법

2.1 조건부적분 방식

그림 2.1의 조건부적분 방식은 조건에 따라 PI제어기의 적분기를 온/오프 시키는 방식이다 [8,9]. 독립운전모드에서 직류버스 전압제어기가 활성화 동작 시 적분기 스위치를 온 시킴으로 일반적인 PI동작을 하게 된다. 이때의 제어기 출력 u는 식 (2.1)과 같다.

$$u = K_P e + K_I \int e\,dt \tag{2.1}$$

계통연결 운전모드에서 직류버스 전압제어기가 비활성화 될 때 적분기를 오프시킴으로 적분기 포화를 막는다. 이때의 제어기출력 u는 식 (2.2)와 같다.

$$u = K_P e + K_0 \tag{2.2}$$

이때 K_0는 포화 직전의 적분값이며 e는 직류버스 전압지령치와 실제 공급되는 직류버스 전압과의 차이로 거의 일정한 값이 되므로 u는 PI제어기의 적분기 오프로 인해 더 이상 적분값이 증가하지 않는 상태이다. 그림 1.3의 기존시스템에서 조건부적분 출력값 u는 부스트 모드 인덕터 전류지령 I_{L_H}*로 동작하게 된다. 하지만 단순한 조건부적분 방식의 경우 제어기가 비활성화되어 포화가 발생했을 시 포화직전의 제어기 적분값으로 제어기 출력값이 고정되며, 제어기가 비활성화에서 활성화로 다시 전환될 때 비활성화 기간 동안 고정된 제어기 출력값은 활성화시 제어기의 초기값으로 작동하게 된다. 이는 비활성화 기간 동안 배터리 전압값 변동으로 시스템이 변화될 수 있는 직류 마이크로그리드 시스템의 특성상, 포화직전의 제어기 적분값은

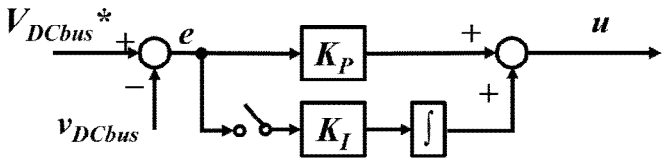


그림 2.1 조건부적분 안티-와인드업 방식

Fig. 2.1 Anti-windup with conditional integrator

사실상 이후 다시 제어기가 활성화 될때 제어기 초기값 오차나 다름없다. 따라서 통상적으로 포화 발생 시 조건부적분에 의해 고정된 포화직전의 제어기 적분값을 0으로 초기화시키는 초기화제어를 사용하게 되는데 이로 인해 BDC에 느린 응답속도와 높은 오버슈트를 야기하여 시스템의 불안정, 직류버스 전압의 과도오차를 증가시키는 문제점을 가지고 있다 [10].

2.2 추적역계산 방식

그림 2.2의 추적역계산 방식은 제한값을 초과하는 PI제어기 출력이 발생하면, 리미터 통과 전과 통과 후의 값 차이에 누적방지이득 K_a를 곱해 오차에서 다시 빼 주는 방식이다 [7,11,12]. 누적방지이득 K_a는 통상적으로 $1/K_P$의 값을 사용한다 [13]. 이때의 실제 PI제어기 출력 u는 식 (2.3), (2.4)와 같다.

$$a = u - u_o \tag{2.3}$$

$$u = K_P e + K_I \int (e - (K_a a))dt \tag{2.4}$$

계통연결 운전모드에서 직류버스 전압제어기 비활성화가 발생했을 경우 실제 PI제어기 출력 u의 정상상태 출력 U_{ss}는 식 (2.5)와 같다.

$$U_{ss} = U_{\min} + \frac{E}{K_a} \tag{2.5}$$

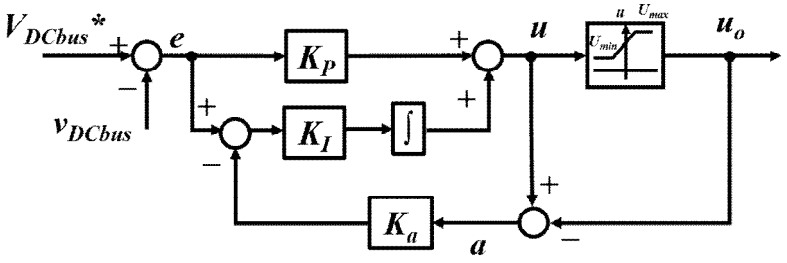


그림 2.2 추적역계산 안티-와인드업 방식

Fig. 2.2 Anti-windup with tracking back calculation

이때, E는 직류버스 지령전압과 직류버스 피드백값의 차이의 정상상태 값으로 일정한 값을 지닌다. 계통연결 운전모드에서는 계통에서 공급되는 직류버스 전압보다 지령전압을 더 낮게 설정한다 [5].이때 E의 값은 음의값을 가지므로 실제 PI제어기 정상상태 출력 U_{ss}는 하한 경계값보다 E/K_a 만큼 작다. 그리고 제어기 최종출력인 u_o의 정상상태 U_{oss}값은 식(2.6)과 같다.

$$U_{oss} = U_{\min} \tag{2.6}$$

즉, PI제어기 정상상태 출력 U_{ss}는 하한 경계값 U_{min}보다 더 작은 값이며, 제어기 최종출력의 정상상태 U_{oss}는 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 (2.7)과 같다.

$$U_{ss} = U_{\max} + \frac{E}{K_a} \tag{2.7}$$

여기서 직류버스 전압제어지령에 따라 BDC가 직류버스 전압을 회복한다. 독립운전모드에서는 직류버스 피드백전압이 직류버스 지령전압보다 더 낮아지기 때문에 E값의 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 (2.8)과 같다.

$$U_{oss} = U_{\max} \tag{2.8}$$

추적역계산 방식의 경우, 전 운전 영역에서 만족스러운 속도응답을 얻기 위해서, 리미터 경계값 U_{min},U_{max}값과 정확한 K_a값을 시행착오적으로 얻어야 하며 [7], 가변적인 배터리전압의 변동에 따른 시스템 변화에 대해 자동적으로 대응하지 못하고 일일이 리미터 경계값, K_a값을 조정 해주어야 한다.

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

3. 인덕터전류 추정치를 이용한 안티-와인드업 제어기법

3.1 안티-와인드업 제어기의 구성

본 논문에서는 모드전환 시 포화를 막고 전환 직전의 제어기 출력값에서 시작하는 조건부적분의 특성을 BDC의 동작에 적용시켜, 전환 직전값 대신 전류 추정치를 주입하는 조건부적분 방식을 제안한다. 제어 블록도는 그림 6과 같다. 그림 3.1(a)는 시스템의 구성을 보여준다. BDC의 직류버스 측과 병렬로 부하가 연결되고 반대쪽에 배터리가 위치하고 있다. 그림 3.1(b)의 전류제어기의 인덕터 전류값 I_L은 부스트 모드 일때는 인덕터에서 센서 역방향으로 전류가 흐르기 때문에 부호를 음으로 바꾸어 준다. 벅 모드일때는 정방향으로 전류가 흐르므로 양으로 둔다. 스위치 1은 직류버스 전압제어기 출력 u의 PI제어기의 적분기 온/오프 상태를 결정한다. 스위치 2는 u가 추정치 U_m과 PI제어기 동작 중 어느 것으로 동작할지 선택하는 스위치이다. 스위치 3은 전류제어기가 부스트 모드 인덕터 전류지령 I_{L_H}*와 벅 모드 인덕터 전류지령 I_{L_L}* 중 어느 것으로 동작할지 선택하는 스위치이다. 그림 6(b)의 실제 동작에서도 제어기의 상한 경계값, 하한 경계값은 동작하지만 이 리미터의 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 일정전압 제어는 사용

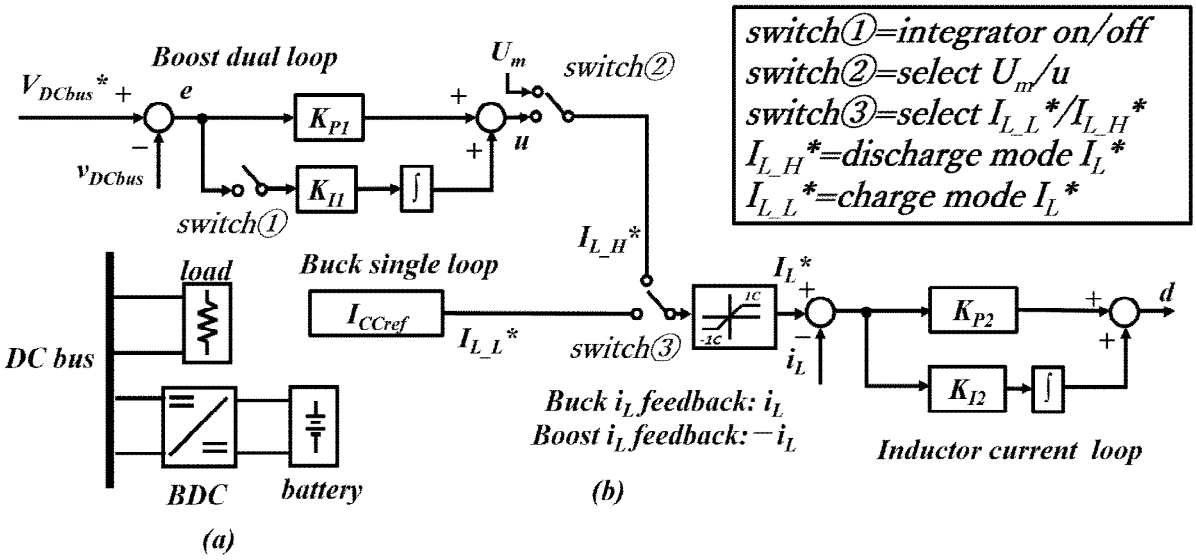


그림 3.1 제안된 양방향 제어방식의 구조 : (a) 시스템 구성, (b)제안된 제어방식

Fig. 3.1 Bi-directional control scheme with proposed control structure : (a)system configuration, (b)proposed control method

하지 않고 [14], SOC가 95%에 해당하는 전압에 도달하면 충전을 중단토록 설정하였다.

제안된 방식은 인덕터 전류식 i_L을 적용한 인덕터 전류추정값 U_m을 조건부적분에 의해 적분기가 비활성화된 직류버스 전압제어기 출력 u에 주입하여, 독립운전모드로 전환되는 시점에서 제어기의 응답속도를 극대화 시키는 것이다. U_m값의 경우 부스트 컨버터 인덕터 전류식을 유도함으로 구할 수 있다. 먼저 그림 2에서 계통 온/오프 스위치에 의해 직류버스측 계통이 분리되었을때 부스트 컨버터의 직류버스 전압은 식 (3.1)과 같다.

$$V_{DCbus}{}^{*} = \frac{v_{batt}}{1-d} \tag{3.1}$$

여기서 V_{DCbus}*은 계통이 분리되었을 때 부스트 컨버터에 의해 회복된 직류버스전압 지령값이다. 이를 통해 시비율 d를 유도하면 식 (3.2)와 같다.

$$d = \frac{V_{DCbus}{}^{*} - v_{batt}}{V_{DCbus}{}^{*}} \tag{3.2}$$

부스트 컨버터의 직류버스 전력과 배터리전력의 관계식은 식 (3.3), 식 (3.4)와 같다.

$$\eta P_{batt} = P_{DCbus} \tag{3.3}$$

$$\eta v_{batt} i_{batt} = V_{DCbus}{}^{*} i_{DCbus} \tag{3.4}$$

여기서,η은 부스트 컨버터 효율이며 일반적인 부스트 컨버터의 효율은 95~98%정도인데 본 논문에서 사용된 양방향 벅/부스트 컨버터의 경우 부스트 모드에서 96%의 효율을 가진다. 인덕터 전류 i_L과 배터리 전류 i_{batt}은 서로 같다. 이를 식 (3.2), 식 (3.4)에 대입해 i_L을 유도하면 식 (3.5)를 얻을 수 있다.

$$i_L = \frac{V_{DCbus}^2{}^*}{\eta v_{batt} R_{DC}} \tag{3.5}$$

여기서 R_{DC}는 직류버스 부하저항이다. 배터리 전압이 변함에 따라 달리 적용되는 인덕터 전류 식(3.5)를 U_m에 대입하여 전류추정치 식(3.6)을 얻는다.

$$U_m = i_L \tag{3.6}$$

계통연결 운전모드에서 전류추정치 U_m은 직류버스 전압제어기 출력 u에 주입된다. 이때 PI제어기는 스위치 1에 의해 적분기가 꺼지면서 $K_P e$로 되지만 실제 동작에 관여하지 않고, u는 스위치2에 의해 전류추정치 U_m으로 고정된다. 이 값은 부스트 모드 인덕터 전류지령 I_{L_H}*가 된다. 식 (3.7)에 이를 나타내었다.

$$I_{L_H}^* = u = U_m \tag{3.7}$$

이 값은 스위치 3에 의해 전류제어기의 입력으로 선택되지 않는 값이다. 이때 전류제어기는 입력으로 벅 모드 인덕터 전류지령 I_{L_L}*을 선택한다.

독립운전모드로 전환 시 직류버스 전압제어기가 활성화 되면 직류버스 전압제어기출력 u는 스위치 1에 의해 적분기가 켜지면서 스위치 2에 의해 고정된 U_m값 이 아닌 PI제어기를 선택하게 된다. 고정되던 U_m값은 독립운전모드의 PI제어기 초기치로 동작하게 된다. 최종적으로 독립운전모드 직류버스 전압제어기 출력 u는 부스트 모드 인덕터 전류지령 I_{L_H}*가 되며 이는 식 (3.8)과 같다.

$$I_{L_H}^* = u = K_P e + U_m + K_I \int e\,dt \tag{3.8}$$

이 값은 스위치 3에 의해 전류제어기의 입력으로 선택된다.

3.2 안티-와인드업 제어기의 동작모드

1) 계통연결 운전모드에서 독립운전모드로 전환

그림 3.2는 계통연결 운전모드에서 독립운전모드로 전환될 때의 이론적인 파형을 나타낸 것이다. 그림 3.3은 그림 3.2에서 보인 각 구간에서 시스템 동작상태 및 제어기 동작상태를 보이고 있다.

3.3(a) [t_1~t_2]: 계통연결 운전모드로 시작되는 t_1에서부터 계통이 끊어지는 t_2까지의 제어기의 동작을 나타낸 것이다. 이때 직류버스 전압제어기는 스위치 1에 의해 적분기가 꺼지고 스위치 2에 의해 직류버스 전압제어기 출력 u는 추정치 U_m으로 고정된다. 이때 u는 부스트 모드 인덕터 전류지령 I_{L_H}*가되며, 스위치 3에 의해 전류제어기에 선택되지 않는다. 이때 전류제어기는 벅 모드 인덕터 전류지령 I_{L_L}*을 선택하고 있다. 벅 컨버터에서 인덕터 전류와 배터리 전류는 서로 같으므로 이때 I_{L_L}*의 정격값인 I_{CCref}은 배터리 충전지령치가 된다. 이 값을 기준값으로 BDC는 배터리를 충전시킨다.

3.3(b) [t_2~t_3]: 계통이 끊어진 t_2부터 직류버스 전압이 감소하여 문턱전압 V_t까지 감소하는 t_3까지의 제어기의 동작을 나타낸 것이다. 이 구간에서의 전압제어기, 전류제어기의 동작 및 스위치의 동작상태는 그림 3.3(a)와 같다.

3.3(c) [t_3~] : 제안된 방식은 직류버스 전압이 문턱전압 V_t이상이면 벅 모드로 동작하고, V_t 이하면 부스트 모드로 동작한다. 이때 문턱전압 V_t는 계통전압 V_g보다 작고 부스트 전압지령 V_{dcbus}*보다는 큰 값이다. 그림 3.3(c)의 t_3부터, 직류버스 전압은 계통분리로 인해 문턱전압 V_t 이하로 감소되어 부스트 모드가 동작되기 시작한다. 이때부터 직류버스 전압제어기 출력 u는 스위치 1에 의해 적분기가 켜지고 스위치 2에 의해 전류추정치 U_m에서 PI제어동작으로 변경되어 U_m의 초기치를 가지고 시작하는 PI제어기로 동작한다. 이때 u는 직류버스 전압지령 V_{DCbus}*을 추적하기 위해 자동적으로 PI제어기에 의해 추적된 값이며 이 값은 동시에 부스트 모드 인덕터 전류지령 I_{L_H}*가 된다. 이때 전류제어기는 스위치 3에 의해 입력으로 I_{L_H}*을 선택하고, 벅 모드 인덕터 전류지령 I_{L_L}*은 선택되지 않으면서 동시에 I_{L_L}*은 다음 충전동작을

위해 0으로 초기화된다. t_4에서부터 직류버스 전압은 지령전압 V_{DCbus}*로 정상상태를 유지한다.

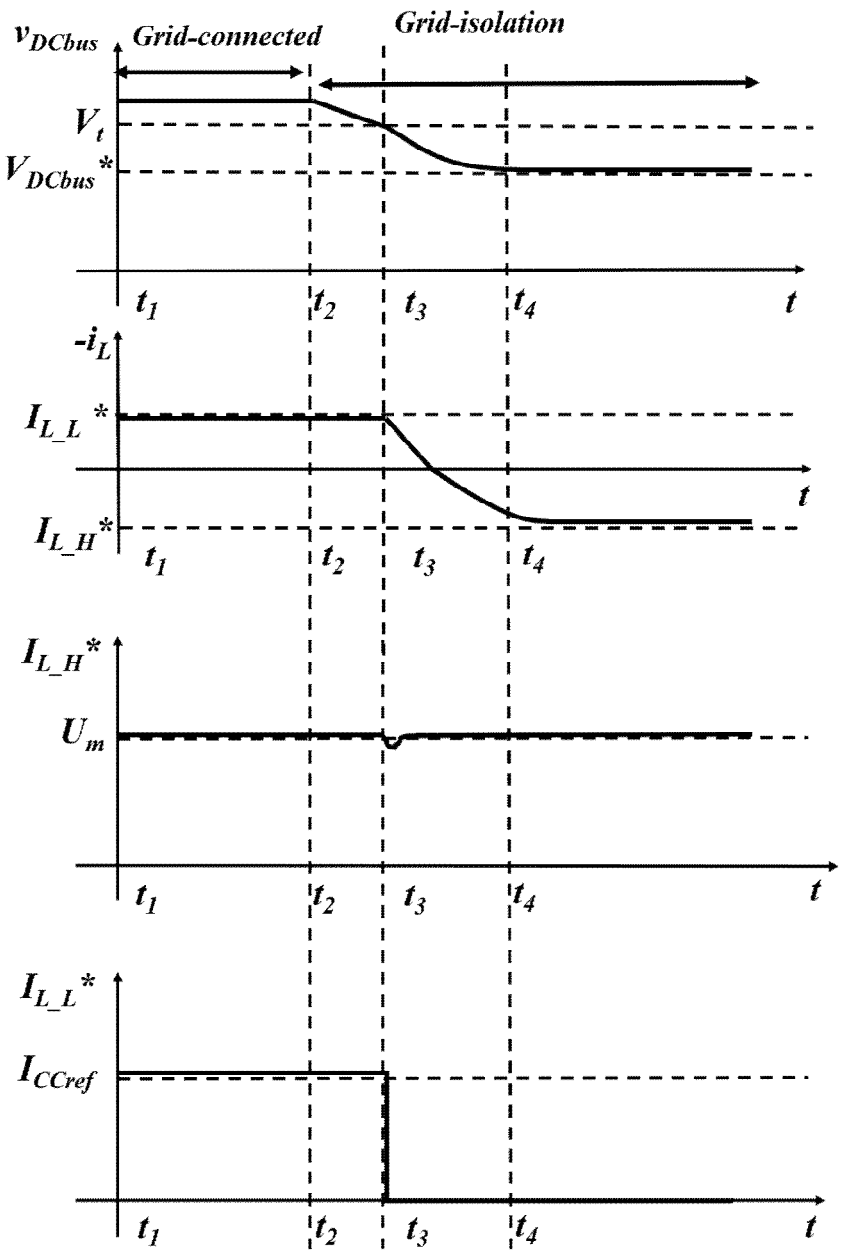


그림 3.2 계통연결 운전모드에서 독립운전모드로의 이론적인 전환파형

Fig. 3.2 Theoretical waveforms of mode transition from grid-connected mode to grid-isolation mode

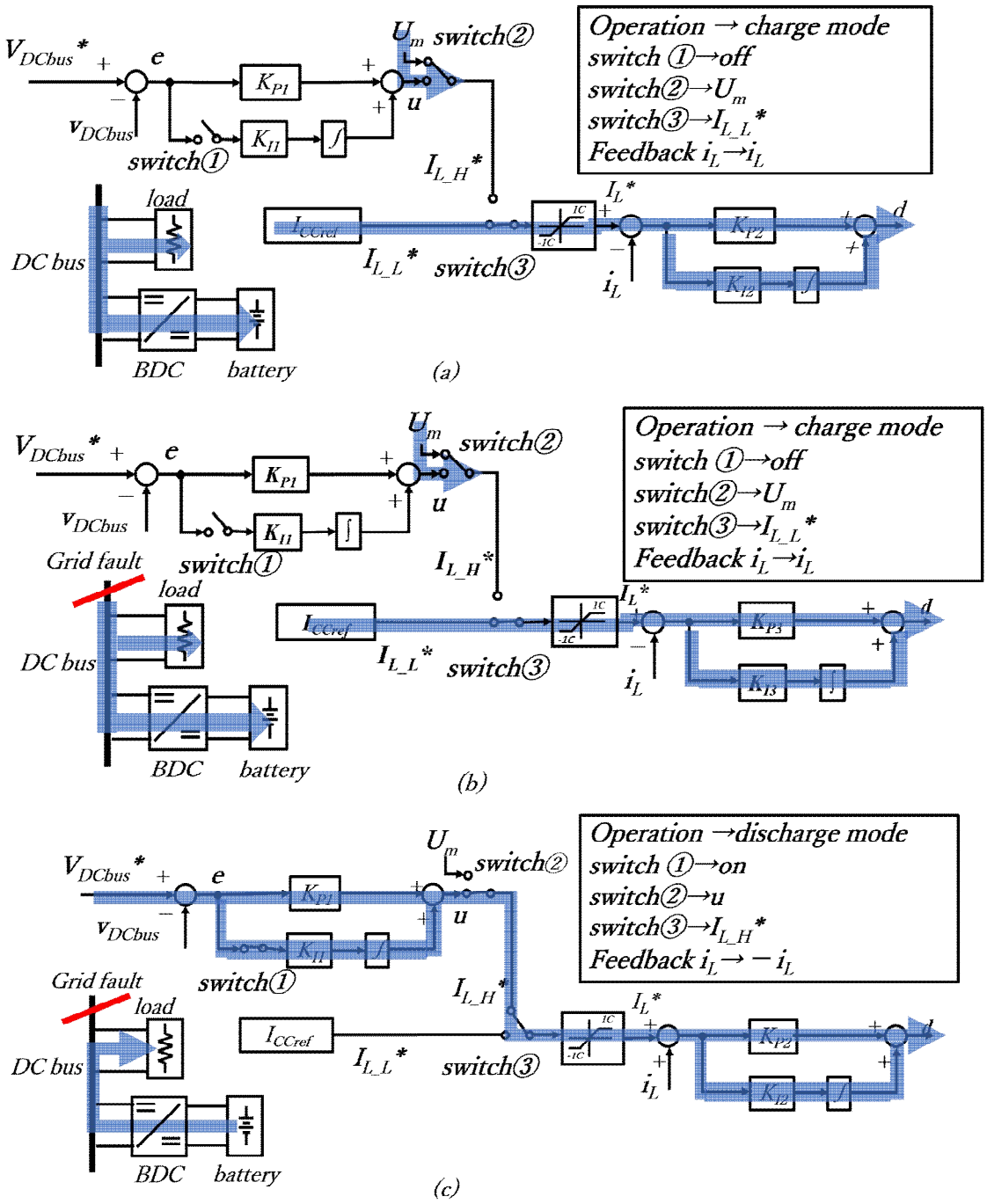


그림 3.3 모드전환 동작 : (a)계통연결, (b)전환, (c)계통분리

Fig. 3.3 Mode transition operations : (a)grid-connected, (b)transition, (c)grid-isolation

2) 독립운전모드에서 계통연결 운전모드로 전환

그림 3.4는 독립운전모드에서 계통연결 운전모드로 전환될 때의 이론적인 파형을 나타낸 것이다. 그림 3.5는 그림 3.4에서 보인 각 구간에서의 시스템 동작상태 및 제어기 동작상태를 나타내고 있다.

3.5(a) [t_5~t_6]: 독립운전모드로 시작하는 t_5에서 다시 계통이 연결되는 t_6까지의 제어기의 동작을 나타낸 것이다. 이때 직류버스 전압제어기는 스위치 1에 의해 적분기가 온 되어 V_{DCbus}*을 추적하는 PI제어기로 동작하고 있으며 직류버스 전압제어기 출력 u는 스위치 2에 의해 PI제어동작을 선택하고 있다. 이때 u는 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.

3.5(b) [t_6~t_7]: 계통전압이 연결되어 직류버스 전압이 증가하여 문턱전압 V_t에 도달하는 t_7까지의 제어기 동작을 나타낸 것이다. 이 구간에서의 전압제어기, 전류제어기의 동작 및 스위치의 동작상태는 그림 3.5(a)와 같다.

3.5(c) [t_7~]: 직류버스 전압이 계통연결로 인해 문턱전압 V_t 이상으로 증가한 값에서 완전히 V_g로 회복될 때 까지를 나타낸 것이다. 직류버스 전압이 문턱전압 V_t 이상으로 증가하면, 벅 모드로 동작한다. 이때부터 직류버스 전압제어기는 스위치 1에 의해 적분기가 꺼지고 제어기 출력 u는 스위치 2에 의해 PI제어동작에서 인덕터 전류추정값 U_m으로 변경되어 다음 방전동작을 위해 고정된다. 이 때 전류제어기는 스위치 3에 의해 벅 모드 인덕터 전류지령 I_{L_L}*을 선택한다. 벅 모드 전류지령 I_{L_L}*은 일정전류제어를 위해 0에서 천천히 배터리 충전지령치 정격값 I_{CCref}까지 증가하는 값이다. 이 값을 기준값으로 BDC는 배터리를 충전시킨다.

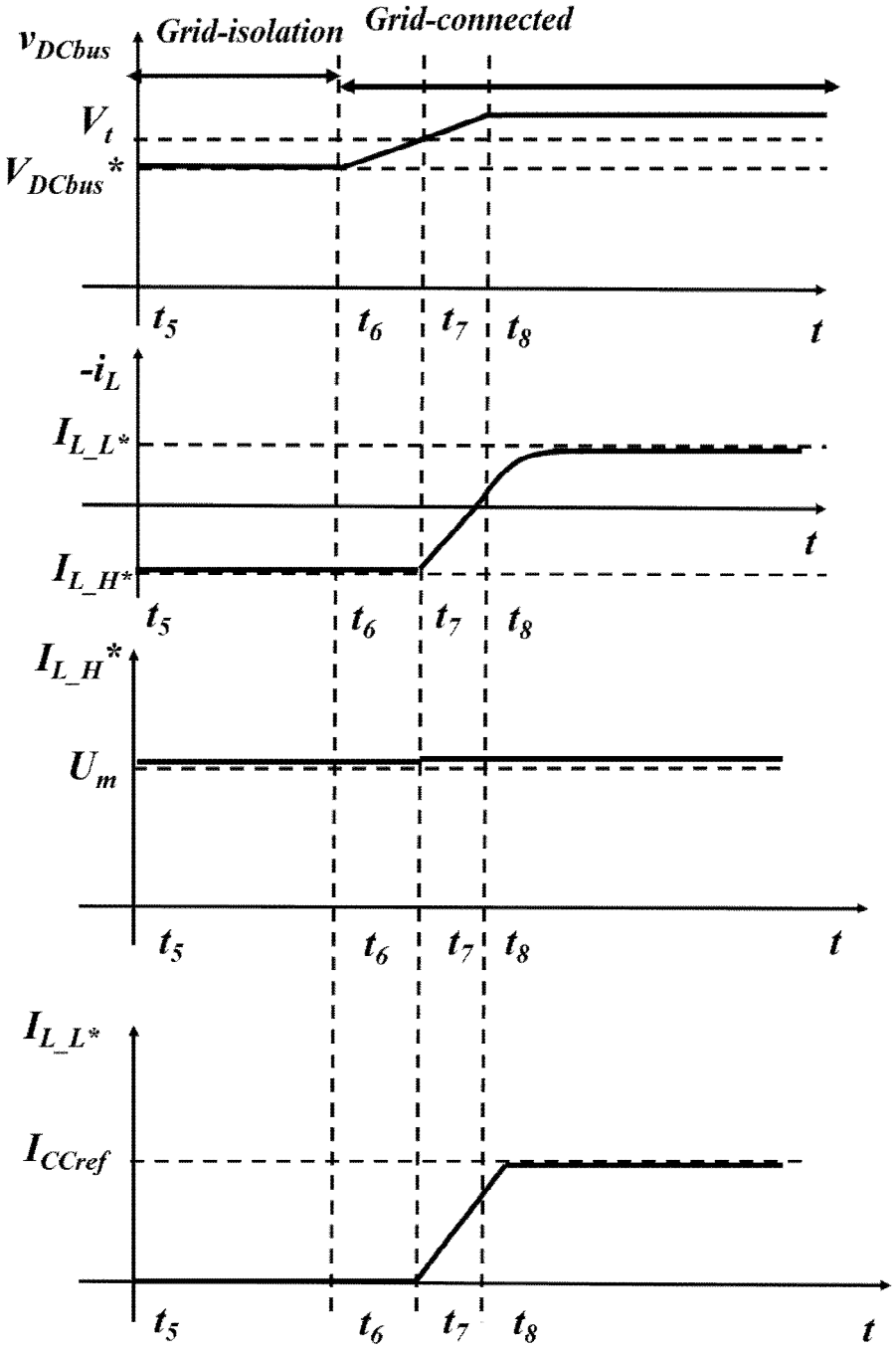


그림 3.4 독립운전모드에서 계통연결 운전모드로의 이론적인 전환파형

Fig. 3.4 Theoretical waveforms of mode transition from grid-isolation mode to grid-connected mode

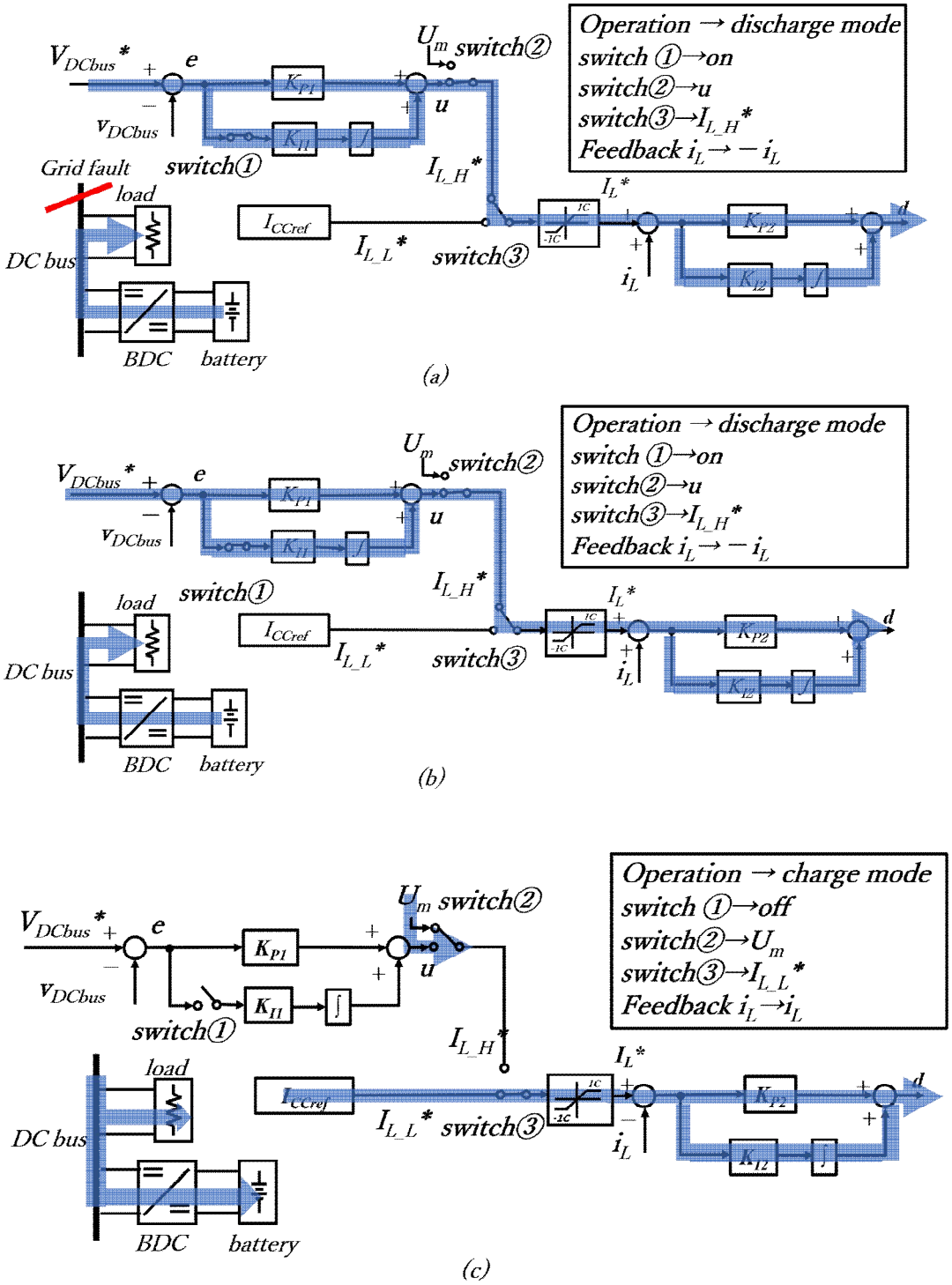


그림 3.5 모드전환 동작 : (a)계통분리, (b)전환, (c)계통연결

Fig. 3.5 Mode transition operations : (a)grid-isolation, (b)transition, (c)grid-connected

3.3 제어기 설계

3.3.1 양방향 컨버터 수동소자 설계

3.3.1.1 인덕터 설계

부스트 컨버터의 인덕터 설계를 위해 그림 1.2의 부스트 컨버터의 시비율 d[n] 인 스위칭이 온된 인덕터 전류가 상승하는 시점을 t_1로 정의하고 인덕터 리플의 최대값을 I_2, 최소값을 I_1이라고 정의할 때 배터리전압은 식 (3.9)와 같다.

$$v_{batt} = L\frac{I_2 - I_1}{t_1} = L\frac{\triangle I}{t_1} \tag{3.9}$$

이때의 스위칭 온된 시점t_1은 식 (3.10)과 같다.

$$t_1 = \frac{\triangle IL}{v_{batt}} \tag{3.10}$$

인덕터 전류가 감소하는 1-d[n]인 스위칭이 오프된 시점을 t_2로 정의하면 t_2는 식 (3.11), (3.12)와 같다.

$$v_{batt} - v_{DC} = -L\frac{\triangle I}{t_2} \tag{3.11}$$

$$t_2 = \frac{\triangle IL}{v_{DC} - v_{batt}} \tag{3.12}$$

스위칭 온/오프 한주기가 완료되는 시점 T는 식 (3.13)과 같다.

$$T = \frac{1}{f} = t_1 + t_2 = \frac{\triangle IL}{v_{batt}} + \frac{\triangle IL}{v_{DC} - v_{batt}} = \frac{\triangle IL v_{DC}}{v_{batt}(v_{DC} - v_{batt})} \tag{3.13}$$

이때 인덕터전류 리플은 식 (3.14)와 같이 정의 된다.

$$\triangle I = \frac{v_{batt}(v_{DC} - v_{batt})}{fLv_{DC}} \tag{3.14}$$

최종적으로 인덕터의 값은 식 (3.15)와 같이 구할수 있다.

$$L = \frac{v_{batt}(v_{DC} - v_{batt})}{f\triangle Iv_{DC}} \tag{3.15}$$

부스트컨버터와 마찬가지로 벅컨버터의 인덕터 값을 구하면 식 (3.16)과 같이 구할수 있다.

$$L = \frac{v_{batt}(v_g - v_{batt})}{f\triangle Iv_g} \tag{3.16}$$

위의 벅/부스트 두 조건에서 모두 DCM이 일어나지 않도록 최소 배터리 전압에서 벅 모드 충전전류와 부스트 인덕터 전류가 각각 45%이하의 전류리플을 가지는 인덕터의 값은 부스트 컨버터의 경우 0.312mH이상, 벅 컨버터의 경우0.462mH 이상으로, 이를만족하는 0.5mH를 인덕터 값으로 선정하였다.

3.3.1.2 커패시터 설계

양방향 컨버터의 커패시터 설계는 인덕터 설계를 통해 구한 인덕터 값을 이용하여 전압 리플 최소화를 목표로 한다. 그림 1.2의 부스트 컨버터의 경우 시비율 d[n]인 스위칭 온된 t_1시간 동안 직류버스측 커패시터 평균전류 $i_{CDC}=i_{DC}$ 이다. 이때 직류버스측 커패시터 전압 리플 Δv_{CDC}는 식 (3.17)과 같다.

$$\triangle v_{CDC} = \frac{1}{C_{DC}} \int_0^{t_1} i_{CDC} dt = \int_0^{t_1} i_{DC} = \frac{i_{DC} t_1}{C_{DC}} \tag{3.17}$$

여기서 스위칭온된 t_1의 값은 식 (3.18),(3.19)와 같이 정의된다.

$$t_1 = d[n]T \tag{3.18}$$

$$t_1 = \frac{v_{DC} - v_{batt}}{v_{DC} f} \tag{3.19}$$

식 (3.19)를 식(3.17)에 대입하여 최종 부스트컨버터 출력전압리플 Δv_{DC}를 얻을수 있으며 이는 식 (3.20)과 같다.

$$\triangle v_{CDC} = \triangle v_{DC} = \frac{i_{DC}(v_{DC} - v_{batt})}{v_{DC} f C_{DC}} \tag{3.20}$$

식 (3.20)을 통해 0.1%미만의 전압리플을 가지게 하는 커패시터의 값은 1167uF이상으로, 이를 만족시키는 2000uF을 직류버스측 커패시터 값으로 설정하였다.

벅 컨버터의 경우 부스트 컨버터와 같은 방식을 사용하여 배터리측 커패시터 값을 구할 수 있다. 이는 식 (3.21)과 같다.

$$\triangle v_{Cbatt} = \triangle v_{batt} = \frac{v_g - v_{batt}}{8 L C_{batt} f^2} \tag{3.21}$$

식(3.21)을 통해 0.05%미만의 전압리플을 갖게하는 배터리측 커패시터값은 1350uF이상으로, 이를 만족시키는 2000uF을 배터리측 커패시터값으로 설정하였다.

3.3.2 제어루프 설계

3.3.2.1 부스트 컨버터 제어루프 설계

부스트 컨버터의 제어구조는 인덕터 전류를 제어하는 전류제어기와 직류버스 전압을 제어하는 전압제어기의 이중제어구조로 구성되어있으며, 벅 컨버터와 공유된 전류제어기가 내부루프가 되며, 전압제어기는 외부루프가 된다. 이중제어 구조를 채택하면, PID제어를 하지 않아도 되며 PI제어만으로 정확한 제어가 가능하다는 장점이 있다 [15]. 이때 이중제어구조의 블록도는 그림 3.6과 같으며, 입력전압의 외란과 출력부하 전류의 외란은 없다고 가정한다. 이때 컨버터의 전달함수를 구하기 위해 컨버터의 스위칭을 평균화시킨 상태평균화 방정식을 식 (3.22), (3.23)과 같이 수립할수 있다 [16].

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t), x(t) = \begin{bmatrix} \bar{i}_L(t) \\ \bar{v}_c(t) \end{bmatrix}, u(t) = \bar{v}_s(t) \tag{3.22}$$

$$y(t) = Cx(t) + Du(t) \tag{3.23}$$

여기서 부스트 컨버터의 각 행렬의 요소는 식 (3.24), (3.25), (3.26), (3.27)과 같다 [17].

$$A(t) = d(t)A_{on} + (1-d(t))A_{off}, A_{on} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\dfrac{1}{CR} \end{bmatrix}, A_{off} = \begin{bmatrix} 0 & -\dfrac{1}{L} \\ \dfrac{1}{C} & -\dfrac{1}{CR} \end{bmatrix} \tag{3.24}$$

$$B(t) = d(t)B_{on} + (1-d(t))B_{off}, B_{on} = B_{off} = \begin{bmatrix} \dfrac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \tag{3.25}$$

$$C(t) = d(t)C_{on} + (1-d(t))C_{off}, C_{on} = C_{off} = [0\ 1] \tag{3.26}$$

$$D(t) = 0 \tag{3.27}$$

이후, 소신호 모델링을통한 선형화를 위해 상태방정식의 순시값을 직류분 및 미소분으로 나눌수 있다. 이는 식 (3.28), (3.29), (3.30), (3.31)과 같다 [17].

$$x(t) \equiv X + \hat{x}(t) = \begin{bmatrix} I_L \\ V_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \hat{i}_L(t) \\ \hat{v}_c(t) \end{bmatrix} \tag{3.28}$$

$$u(t) \equiv U + \hat{u}(t) = V_s + \hat{v}_s(t) \tag{3.29}$$

$$y(t) \equiv Y + \hat{y}(t) = V_C + \hat{v}_c(t) \tag{3.30}$$

$$d(t) \equiv D + \hat{d}(t) \tag{3.31}$$

식 (3.22) ,(3.23)에 식 (3.28), (3.29), (3.30), (3.31)을 대입하고, 평균화를 적용하면 식 (3.32),(3.33)을 얻을 수 있다.

$$0 = [DA_{on} + (1-D)A_{off}]X + [DB_{on} + (1-D)B_{off}]U,\ DC\ solution \tag{3.32}$$

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}} = {} & [DA_{on} + (1-D)A_{off}]\hat{x} + [DB_{on} + (1-D)B_{off}]\hat{u} + \\ & [(A_{on} - A_{off})X + (B_{on} - B_{off})U]\hat{d}(t),\ ac\ solution \end{aligned} \tag{3.33}$$

마지막으로 직류분 및, 시변요소들이 삭제되고 시불변 미소변동분으로만 구성된 부스트 컨버터의 소신호 모델 최종식은 식 (3.34)로 구현된다.

$$\dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + B\hat{u}(t) + P\hat{d}(t) \ \Rightarrow\ (sI - A)\hat{x}(s) = B\hat{u}(s) + P\hat{d}(s) \tag{3.34}$$

위의 상태방정식에 가감법을 통해, 전달함수 G_{vd}를 구하면 식 (3.35)와 같다.

$$G_{vd}(s) \equiv \left.\frac{\hat{v}(s)}{\hat{d}(s)}\right|_{\hat{u}=0} = \frac{V_c(1-D) - LI_L s}{CRLs^2 + Ls + (1-D)^2 R} \tag{3.35}$$

마찬가지 방법으로 전달함수 G_{id}를 구하면 식 (3.36)과 같다.

$$G_{id}(s) \equiv \left.\frac{\hat{i}(s)}{\hat{d}(s)}\right|_{\hat{u}=0} = \frac{V_c + I_L R(1-D) + V_c CRs}{CRLs^2 + Ls + (1-D)^2 R} \tag{3.36}$$

블록도 그림 3.6에 따른 최종 이중제어 페루프 부스트 컨버터 전달함수는 식 (3.37)과 같다.

$$T_{(closed)} = \frac{\hat{v}_{DC}}{V_{DC}^*} = \frac{PI_{\ outer} PI_{\ inner} G_{vd}}{1 + \ PI_{outer} PI_{\ inner} G_{vd} + PI_{\ inner} G_{id}} \tag{3.37}$$

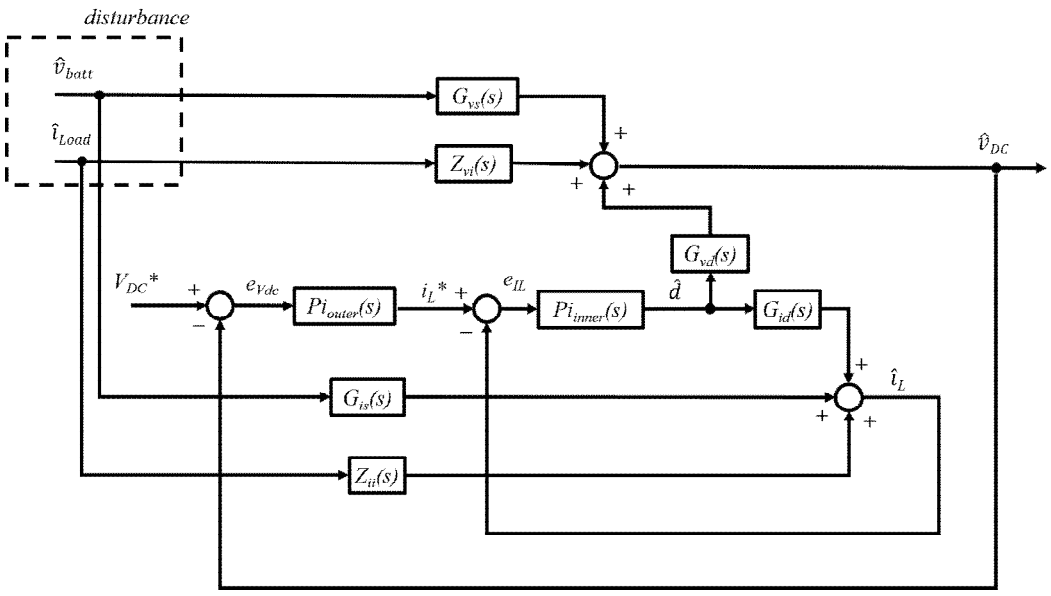


그림 3.6 부스트 이중제어 블록도

Fig. 3.6 boost dual loop block diagram

본 논문에서 배터리 시뮬레이터의 모델로 선정한 배터리는 그림 3.7의 KB7-12 atlas 배터리2개를 직렬로 연결한 것을 한 모듈로, 모듈 2개를 병렬 연결한 것이다. 따라서 실험 배터리모듈의 정격전압은 24V가 되고, 용량은 14Ah가 된다. 이때 그림 3.7(a)의 배터리의 경우, Cycle use로 사용하여 직렬연결된 2개의 배터리의 만충전압은 30V정도이다. 또한 그림 3.7(b)배터리사양에서 한 개의 KB7-12 atlas 배터리는 총 6개의 2V 정격전압의 배터리셀이 직렬 연결된 구조이며, 이때 각 셀의 방전종지전압은 1.75V이다. 이를 통해 실험배터리모듈의 방전종지전압을 21V정도로 계산할 수 있으며 컨버터의 안정성을 위해 배터리전압의 동작범위를 29V를 최대충전전압으로, 24V를 최소방전전압으로 설정하였다. 이때 KB7-12 atlas 배터리의 SOC 곡선은 그림 3.7(c)와 같다.

먼저 전류제어기의 경우 부스트컨버터 스위칭 주파수의 1/10배 정도의 차단주파수를 최대값으로, 차단주파수가 1/20배 이하의 값을 가지고 위상여유가 45도 이상이면 안정한조건에 들어가기 때문에, 스위칭 주파수인 20kHz에서 24V, 29V조건 모두에서 6.283krad/s 이하로 되도록 설계하였다. 이때 29V배터리 전압조건에서의 전류제어기의 개루프 이득곡선 및 위상곡선 Bode plot은 그림 3.8과 같다. 이후 24V 전류제어기의 설계조건에 29V와 같은 PI 값을 적용한 전류제어기의 개루프 이득곡선 및 위상곡선 Bode plot은 그림 3.9와 같다.

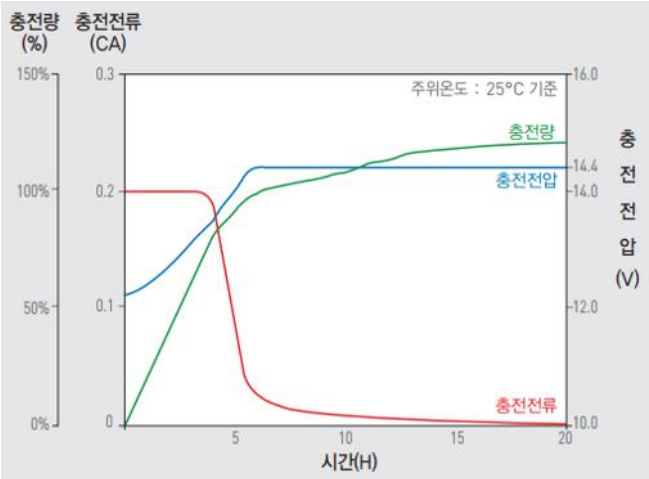
이어서 전압제어기의 경우 차단주파수는 전류제어기의 차단주파수의 1/5이하로 설정하면

전압제어기와 전류제어기간 시스템간섭이 존재하지 않는다. 전류제어기와 마찬가지로, 29V에서의 외부루프 전달함수에 전류제어기의 차단주파수의 1/5배 이하를 만족하는 13.9rad/s로 설계하였다. 이때의 29V전압제어기의 개루프 이득곡선 및 위상곡선은 그림 3.10과 같다. 이후 29V의 설계조건과 같은 값의 PI값을 대입하여 얻은 24V의 전압제어기의 개루프 Bode plot 이득곡선과 위상곡선은 그림 3.11과 같다.

(a)

형 명	공칭전압(V)	용량(AH)			
		20HR 1.75V/Cell	10HR 1.75V/Cell	5HR 1.7V/Cell	1HR 1.60V/Cell
KB4.5-6	6	4.5	4.19	3.83	2.79
KB7-6	6	7	6.51	5.95	4.34
KB10-6	6	10	9.30	8.50	6.20
KB12-6	6	12	11.16	10.20	7.44
KB1.3-12	12	1.3	1.13	1.03	0.75
KB2.3-12	12	2.3	2.14	1.96	1.43
KB2.9-12	12	2.9	2.70	2.45	1.82
KB3.2-12	12	3.2	2.98	2.72	1.98
KB4-12D	12	4	3.72	3.40	2.48
KB4.5-12	12	4.5	4.19	3.83	2.79
KB7-12	12	7	6.51	5.95	4.34

(b)



(c)

그림 3.7 KB7-12 atlas 배터리 (a)배터리장치 (b)배터리사양 (c)SOC 파형

Fig. 3.7 KB7-12 atlas battery (a)battery equipment (b)battery parameter (c)SOC graph

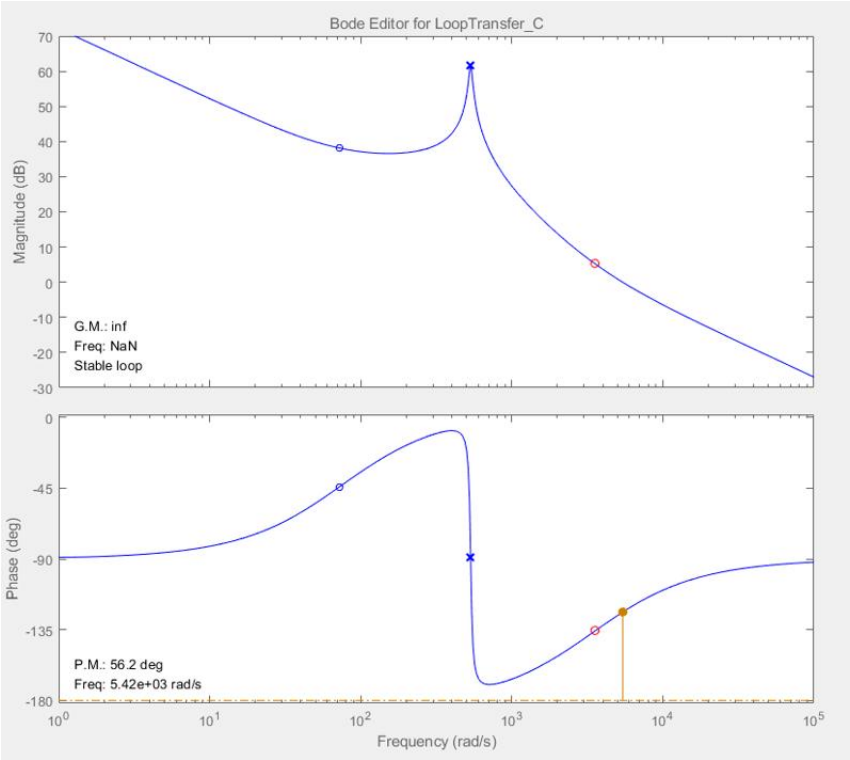


그림 3.8 부스트 전류제어기 개루프 Bode plot(V_b=29V)

Fig. 3.8 Boost current controller open loop Bode plot(V_b=29V)

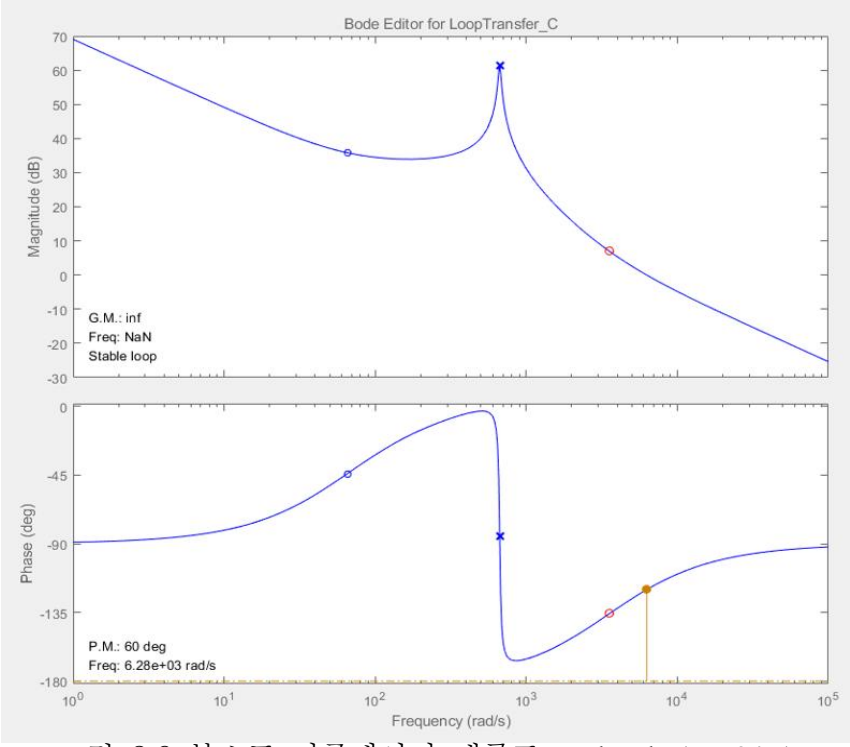


그림 3.9 부스트 전류제어기 개루프 Bode plot(V_b=24V)

Fig. 3.9 Boost current controller open loop Bode plot(V_b=24V)

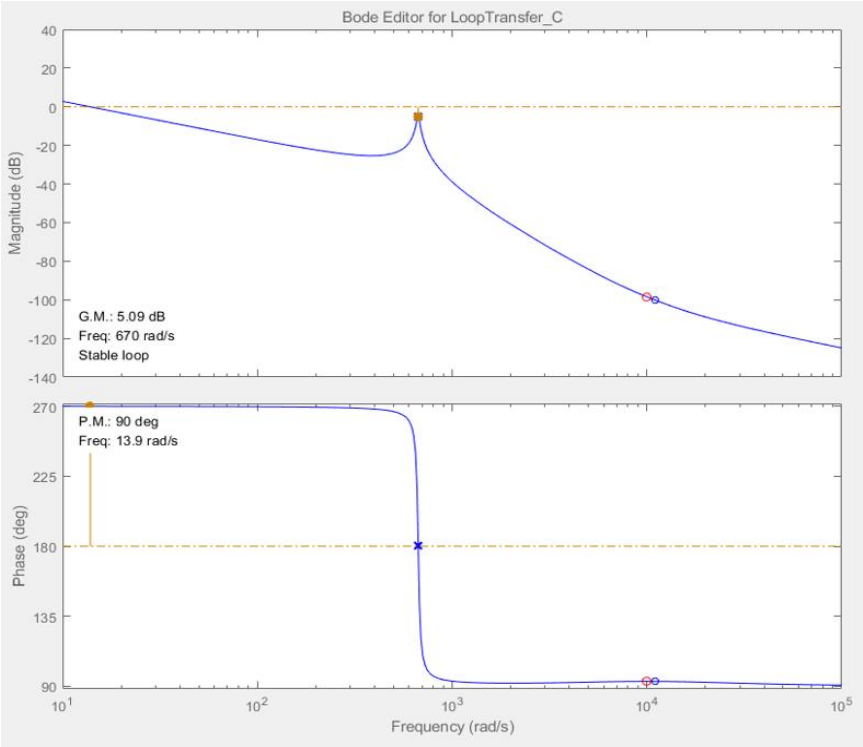


그림 3.10 부스트 전압제어기 개루프 Bode plot(V_b=29V)

Fig. 3.10 Boost voltage controller open loop Bode plot(V_b=29V)

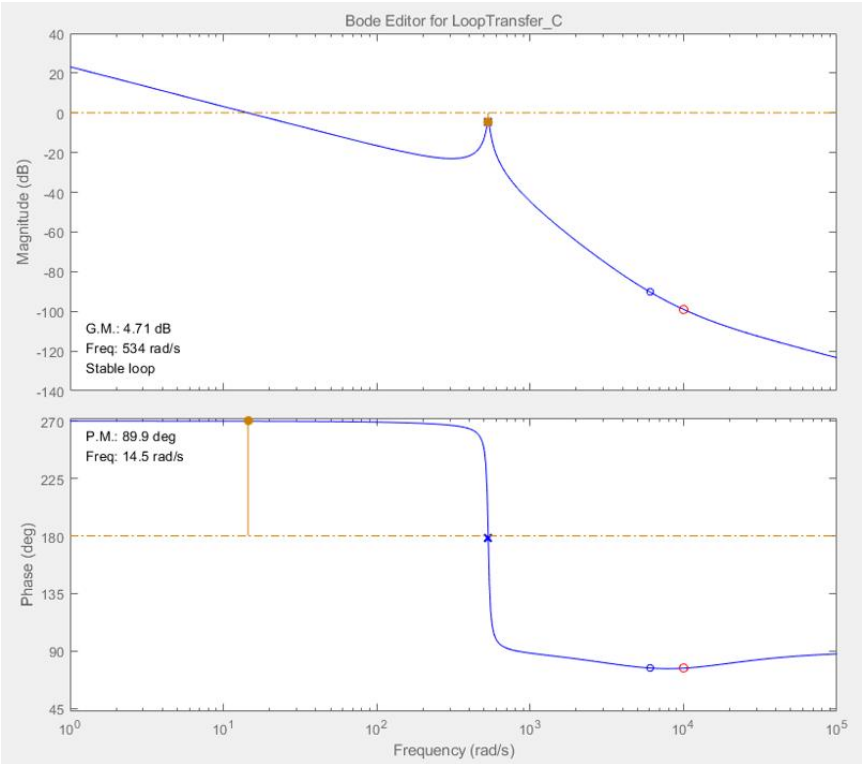


그림 3.11 부스트 전압제어기 개루프 Bode plot(V_b=24V)

Fig. 3.11 Boost voltage controller open loop Bode plot(V_b=24V)

3.2.2.2 벅 컨버터 제어루프 설계

벅 컨버터 단일 제어구조는 그림 3.12의 블록도로 나타내었다. 벅 컨버터의 모델링은 식 (3.22), (3.23)의 행렬요소에 벅 컨버터 행렬요소를 대입하여 수행할수 있다. 부스트컨버터와 마찬가지로 입력전압과 출력부하 전류의 외란은 없다고 가정한다. 여기서 벅 컨버터 행렬요소는 식 (3.38), (3.39), (3.40), (3.41)과 같다 [17].

$$A(t) = d(t)A_{on} + (1-d(t))A_{off},\ A_{on} = A_{off} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{CR} \end{bmatrix} \tag{3.38}$$

$$B(t) = d(t)B_{on} + (1-d(t))B_{off}\ ,\ B_{on} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}, B_{off} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \tag{3.39}$$

$$C(t) = d(t)C_{on} + (1-d(t))C_{off},\ C_{on} = C_{off} = [0\ 1] \tag{3.40}$$

$$D(t) = 0 \tag{3.41}$$

평균화를 적용한 식 (3.33)에 벅 컨버터 행렬요소 (3.38), (3.39), (3.40), (3.41)을 대입하여 부스트 컨버터와 마찬가지로 소신호 모델링을 통해 선형화하면, 벅 컨버터의 전달함수 G_{id}를 구할수 있다. 이를 식 (3.42)에 나타내었다.

$$G_{id} = \frac{\hat{v}_c(s)}{\hat{d}(s)}\ _{\hat{u}=0} = \frac{V_s + sCRV_s}{R + sL + s^2LCR} \tag{3.42}$$

블록도 그림 3.12에 따른 최종 단일제어 벅 컨버터 폐루프 전달함수는 식 (3.43)과 같다

$$T_{(closed)} = \frac{G_{id}PI_{\ buck}}{1+G_{id}PI_{\ buck}} \tag{3.43}$$

벅 컨버터의 전류제어기는 스위칭주파수의 1/20배의 차단주파수를 가지고 위상여유 45도 이상을 가지면 안정하므로, 차단주파수 6.283krad/s로 설계한다. 그림 3.13에 29V배터리 전압에서 벅 컨버터 전류제어기의 개루프 이득곡선, 위상곡선을 Bode plot으로 나타내었다. 이후 24V배터리 전압 설계조건에서 29V와 같은 PI값을 적용한 개루프 이득곡선, 위상곡선 Bode plot은 그림 3.14와 같다. 표 3.1에 각 제어기의 설계값을 나타내었다.

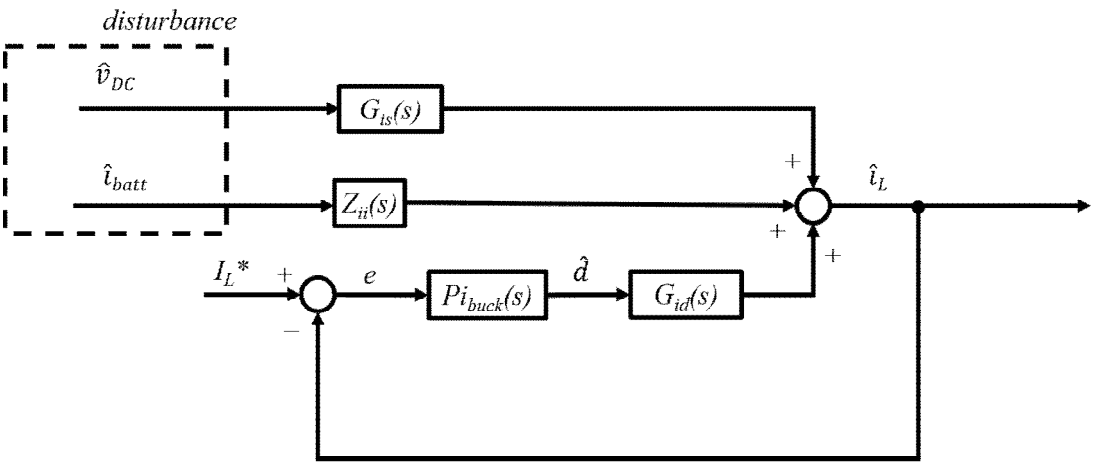


그림 3.12 벅 단일제어 블록도

Fig. 3.12 Buck single loop block diagram

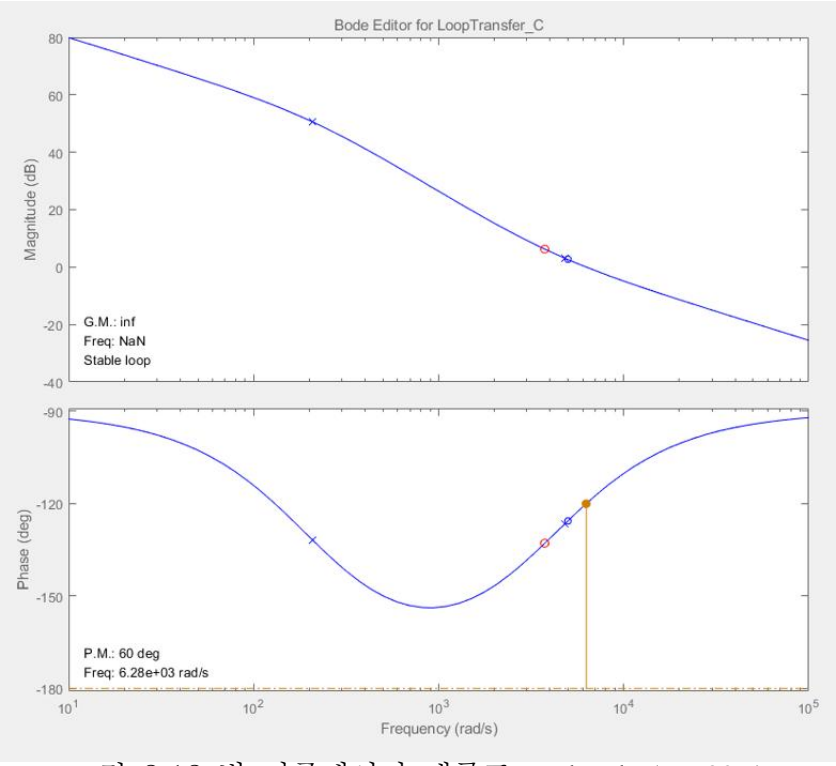


그림 3.13 벅 전류제어기 개루프 Bode plot(V_b=29V)

Fig. 3.13 Buck current controller open loop Bode plot(V_b=29V)

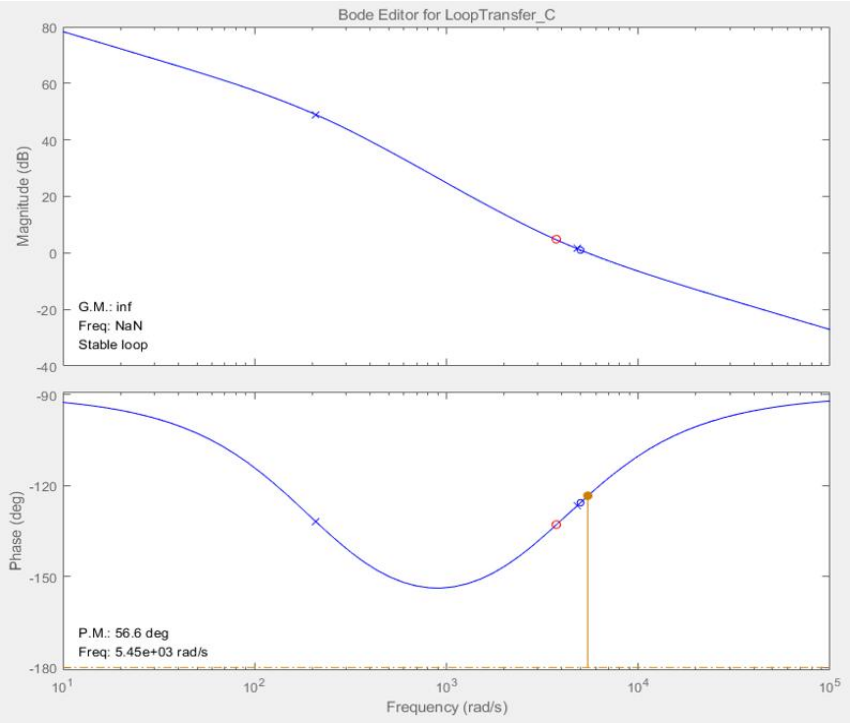


그림 3.14 벅 전류제어기 개루프 Bode plot(V_b=24V)

Fig. 3.14 Buck current controller open loop Bode plot(V_b=24V)

표 3.1 제어기 설계요소

Table. 3.1 Controller design factor

Operation controller condition	PI transfer function	Phase margin	Cutoff frequency
boost current loop(29V)	$332.75 \times \frac{1+0.00028s}{s}$	60.0°	6.28krad/s
boost current loop(24V)	$332.75 \times \frac{1+0.00028s}{s}$	56.2°	5.42krad/s
boost voltage loop(29V)	$6.43 \times \frac{1+0.0001s}{s}$	90.0°	13.90rad/s
boost voltage loop(24V)	$6.43 \times \frac{1+0.0001s}{s}$	89.9°	14.50rad/s
buck loop(29V)	$343.21 \times \frac{1+0.00027s}{s}$	60.0°	6.28krad/s
buck loop(24V)	$343.21 \times \frac{1+0.00027s}{s}$	56.6°	5.45krad/s

4. 시뮬레이션 결과

그림 4.1은 PSIM으로 구현한 BDC의 구조이다. 직류버스 전압, 배터리전압, 그리고 직류버스전류와 인덕터 전류를 측정하여 제어동작을 수행한다. 직류버스측 스위치는 계통의 연결, 분리 동작을 수행한다. 표 4.1은 시뮬레이션 사양을 나타낸 것이다.

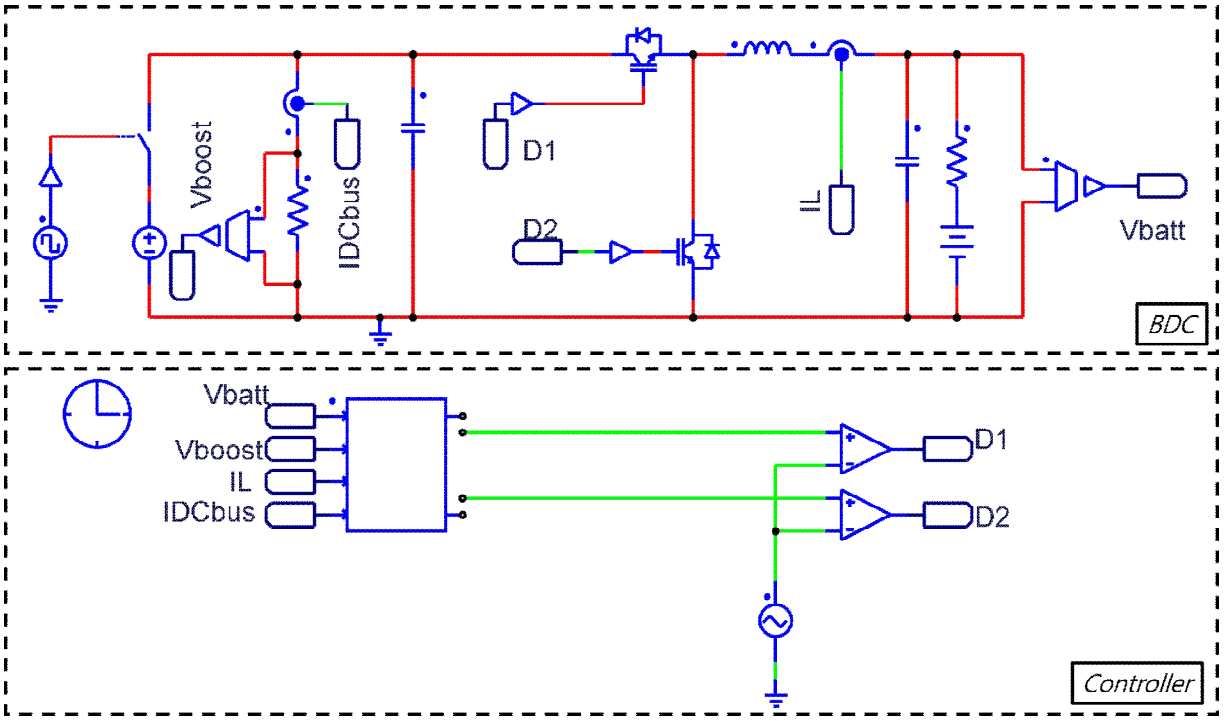


그림 4.1 시뮬레이션 구성

Fig. 4.1 Simulation configuration

표 4.1 시뮬레이션 사양

Table. 4.1 Simulation parameters

Converter component	Value
DC bus voltage	50V
Battery voltage	24 ~ 29V
Battery capacity	14Ah
Battery internal resistance	0.1Ω
DC bus side capacitor	2000uF
Battery side capacitor	2000uF
Inductor	0.5mH

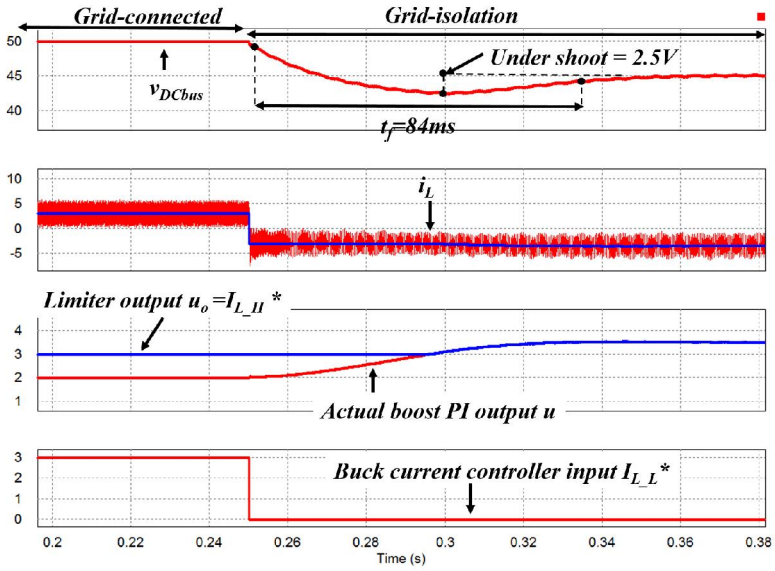
Control component	Value
R_{DC}	20Ω
U_m	3.5 ~ 4.21A
I_{CCref}	3A
V_t	47.5V
V_{DCbus}*	45V
Switching frequency	20kHz

4.1 기존방식 시뮬레이션 결과

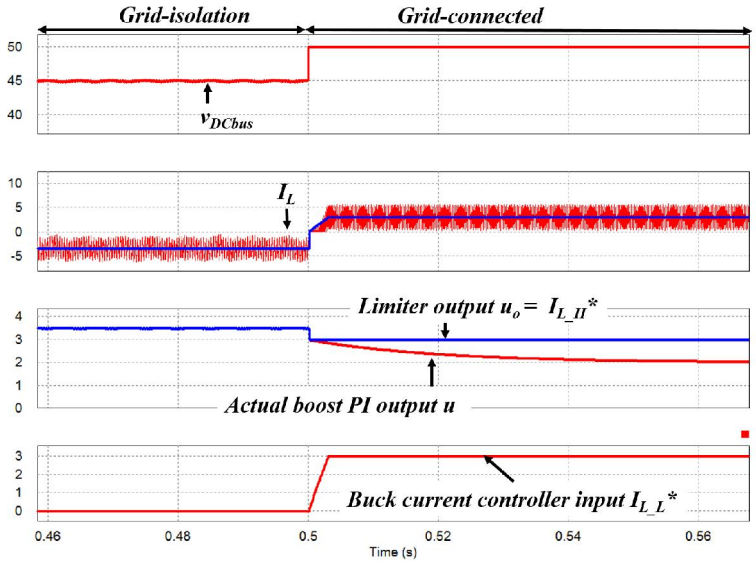
그림 4.2(a)는 기존 추적역계산 방식으로 배터리전압이 29V일 때 계통연결 운전모드에서 독립운전모드로 전환될 때의 시뮬레이션 파형이다. 이때 추적역계산의 동작유무는 직류버스 전압 제어기의 포화여부가 기준이 되며 동작모드는 그림 3.2와 마찬가지로 직류버스 계통분리로 인해 문턱전압 V_t이하로 직류버스 전압이 감소함에 따라 벅 모드에서 부스트 모드로 전환하게 된다. 이때 전류제어기는 I_{L_L}*을 선택하고 있다가 계통분리로 직류버스 전압이 V_t이하로 감소함에 따라 I_{L_H}*를 선택하게 된다. 이때 실제 PI제어기출력 u가 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}* 값의 동작영역 중 배터리의 SOC가 10%인 24V일 때를 배터리전압의 최소값으로 설정하여 이때 I_{L_H}*의 오버슈트를 감안하여 최소 배터리전압의 I_{L_H}*의 10%정도 위인 4.5A로 포화 상한 경계치를 설정하였다.
마찬가지로 하한 경계값은 배터리의 SOC가 95%이상인 29V일 때를 최대배터리전압으로 설정하여 이때의 I_{L_H}*의 언더슈트를 감안하여 최대배터리전압의 I_{L_H}*의 10%정도 아래인 3A로 포화 하한 경계치를 설정하였다. K_a는 5로 설정하였다. 이때 u는 추적역계산 하한 경계값에서 누적오차 E/K_a 만큼 떨어진 값에서 시작되며, 하한 경계값이 PI제어기의 동작속도에 영향을 미쳐 높은 과도오차를 가짐을 확인할 수 있다. 이때 언더슈트는 2.5V이고 하강시간은 84ms이다. 이때 전류제어기는 I_{L_L}*에서 I_{L_H}*로 변경된다. I_{L_L}*은 다음 동작전환을 준비하기 위해 0으로 초기화된다.

그림 4.2(b)는 기존 추적역계산 방식에서 배터리전압이 29V일 때 독립운전모드에서 계통연결 운전모드로 전환될 때의 시뮬레이션 파형이다. 계통연결 운전모드 동작조건은 그림 3.4와 마찬가지로 직류버스 계통연결로 인해 직류버스 전압이 문턱전압 V_t이상으로 상승한 때이며 이때부터 동작모드는 부스트 모드에서 벅 모드로 전환하게 된다. 또한, u는 다시 하한 경계값에서 E/K_a 만큼 떨어진 값까지 추적역계산 동작에 의해 감소하게 됨을 알수 있다. 이때부터 전류제어기의 입력은 I_{L_H}*로부터 I_{L_L}*로 변경된다. I_{L_L}*은 초기화된 0에서부터 배터리 충전지령치 3A까지 천천히 증가한다.



(a)



(b)

그림 4.2 기존 방식 시뮬레이션 결과(V_b=29V) (a) 계통연결 운전모드에서 독립운전모드 (b) 독립운전모드에서 계통연결 운전모드

Fig. 4.2 Simulation results of conventional method (V_b=29V). (a) grid-connected mode to grid- isolation mode (b) grid-isolation mode to grid-connected mode

4.2 제안한 방식 시뮬레이션 결과

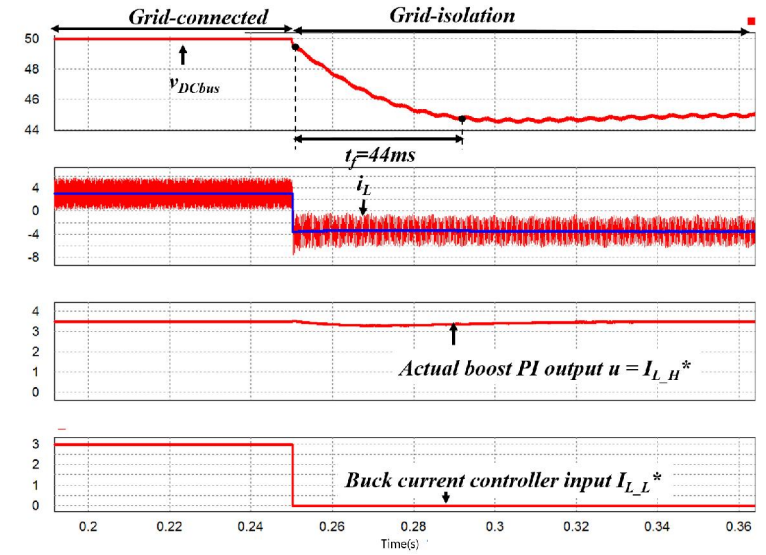
그림 4.3(a)는 제안한 방식으로 배터리전압이 29V일때 계통연결 운전모드에서 독립운전모드로 진행될 때의 시뮬레이션 파형이다. 시작 시 계통은 연결된 상태이고 벅 모드로 동작하고 있다. 이때 직류버스 전압제어기의 출력 u는 PI제어기의 적분기는 오프되고 U_m값 3.5A로 고정된 상태이며 이 값은 전류제어기의 입력으로 선택되지 않는다. 대신 전류제어기는 벅 모드 배터리 충전지령치 3A를 입력으로 선택하여 배터리를 충전시키고 있는 상태이다. 계통분리로 직류버스전압이 문턱전압 V_t 이하로 감소하면 이때부터 부스트 모드로 동작하기 시작한다. 직류버스 전압제어기 출력 u는 V_{DCbus}* 45V를 추적하기 위해 PI제어동작에 의해 추적된 3.5A로 U_m에서 시작되어즉시 동작한다. 직류버스 전압제어기 출력 u는 I_{L_H}*가 되며 이 값은 전류제어기의 입력으로 선택된다. 이때, 직류버스 전압이 회복되는 하강시간은 44ms이며, 언더슈트는 0에 가깝다. 이때부터 전류제어기 입력은 I_{L_L}*에서 I_{L_H}*로 변경되며 I_{L_L}*은 다음 계통연결 운전모드로 동작전환을 준비하기 위해 0으로 초기화 된다.

그림 4.3(b)는 제안된 방식으로 배터리전압이 29V일때 독립운전모드에서 계통연결 운전모드로 전환 될 때의 시뮬레이션 파형이다. 시작 시 계통은 분리된 상태이고 부스트 모드로 동작하고 있다. 계통연결로 직류버스 전압이 문턱전압 V_t 이상으로 증가하면 이때부터 벅 모드로 동작며 직류버스 전압제어기의 상태는 독립운전모드의 역순으로, 다시 PI제어기의 적분기는 오프되어 포화를 방지하고, 직류버스 전압제어기 출력 u는 U_m값으로 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 4.2(b)와 마찬가지로 배터리 충전지령치 3A까지 천천히 증가된다. 이 값을 기준값으로 BDC는 배터리를 충전 시킨다.

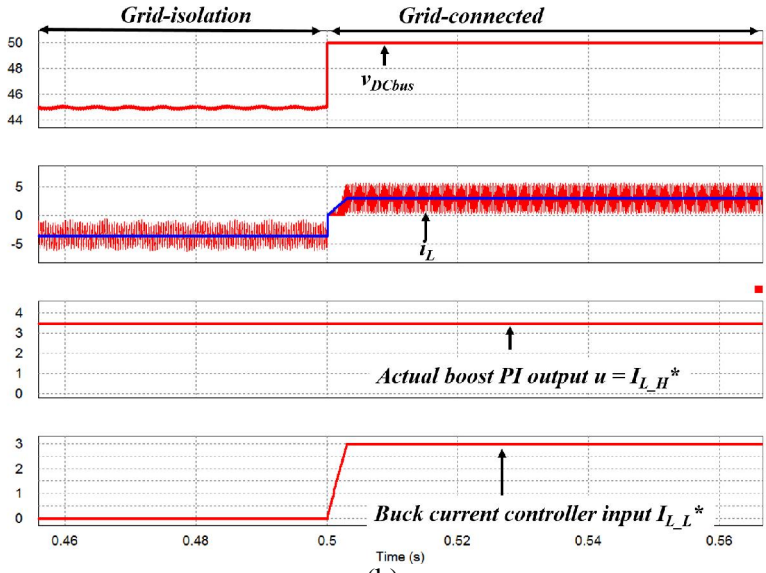
그림 4.4(a)는 배터리 전압이 24V일때의 제안된 방식으로 계통연결 운전모드에서 독립운전모드로 전환될 때의 시뮬레이션 파형이다. 그림 4.3(a)의 경우와 배터리전압을 제외한 다른 조건은 동일하다. 24V배터리 전압에 따라, 인덕터 전류지령 U_m은 4.21A로 계산되어, 동작에 적용됨을 알 수 있다. 이때 직류버스 전압의 하강시간은 36ms이며, 언더슈트는 마찬가지로 0에 가깝다.

그림 4.4(b)는 배터리 전압이 24V일때 제안된 방식으로 독립운전모드에서 계통연결운전모드로 전환될 때의 시뮬레이션 파형이다. 배터리 전압을 제외한 다른 조건은 그림 4.3(b)의 시뮬레이션과 동일하다. 이때 U_m은 배터리 전압 24V에 따라 4.21A로 계산되어 이 값을 전류추정

치로 주입하여 다음 동작전환을 준비한다.



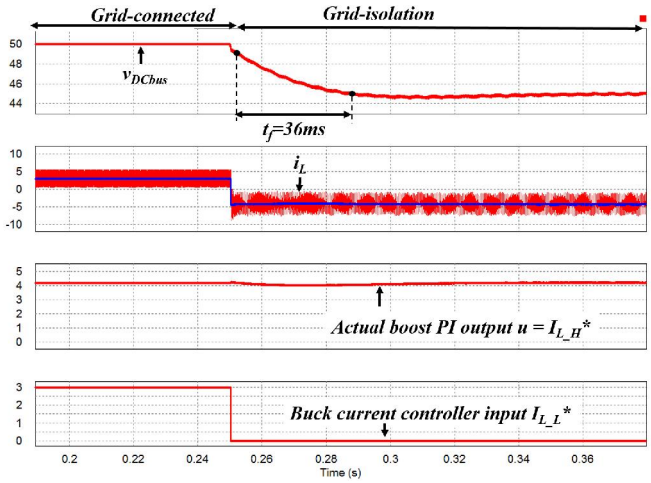
(a)



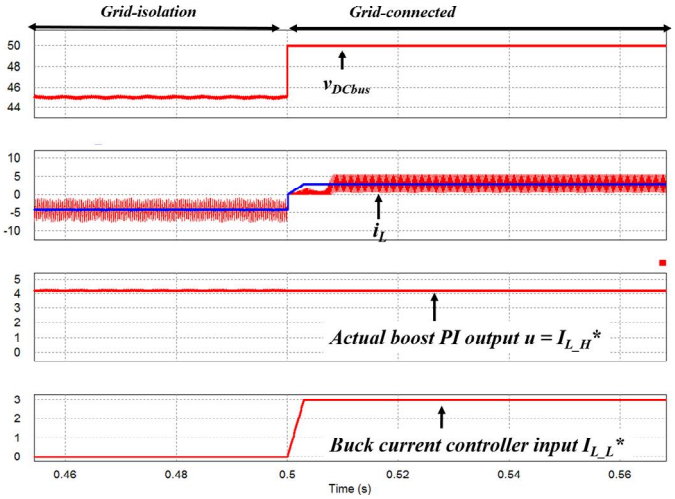
(b)

그림 4.3 제안된 방식 시뮬레이션 결과(V_b=29V) (a) 계통연결 운전모드에서 독립운전모드 (b) 독립운전모드에서 계통연결 운전모드

Fig. 4.3 Simulation results of proposed method (Vb=29V). (a) grid-connected mode to grid-isolation mode (b) grid-isolation mode to grid-connected mode



(a)



(b)

그림 4.4 제안된 방식 시뮬레이션 결과(V_b=24V) (a) 계통연결 운전모드에서 독립운전모드 (b) 독립운전모드에서 계통연결 운전모드

Fig. 4.4 Simulation results of proposed method (V_b=24V). (a) grid-connected mode to grid-isolation mode (b) grid-isolation mode to grid-connected mode

4.3 직류부하 R_{DC} 가변 시뮬레이션 결과

제안된 방식의 경우 배터리 SOC변화에 따른 배터리 전압 변동에 따른 전류추정치를 제어한다. 이는 배터리 충/방전이 고정적으로 전환되며 오랜 시간 동작되는 계통연결 운전모드에서 SOC변화에 따른 배터리 전압의 변화를 적용하여 독립운전모드 전환시 무순단절체 동작을 수행하게 한다. 하지만 부하의 저항값이 설계시 설정된 값과 실제 동작 시 값이 다른 경우, 모드 전환시 직류버스 전압 오버슈트 및 상승시간 지연이 발생 할 수 있다. 그림 4.5에 각 안티와인드업방식의 설계시 저항값과 실제 동작 시 저항값의 저항비에 따른 모드전환 오버슈트 곡선을 나타내었다. 여기서 Rp는 설계시 직류버스 저항값 R_{DC}이며, Ra는 실제 동작 시 저항값이며, 저항비는 Ra/Rp와 같다. 제안 된 방식의 경우 저항비를 20% 이하로 설계할 경우 저항값의 오차가 존재하더라도 5% 이하의 오버슈트를 보여 다른 안티와인드업 방식들보다 효율이 높은 것을 확인할 수 있다. 하지만 저항오차가 20% 이상 차이날 경우 오버슈트를 줄이기 위해 실제 동작 시 저항값을 추정하기 위한 알고리즘이 추가되어야 한다. 조건부적분의 경우 낮은 저항값의 부하에서는 15% 이상의 높은 오버슈트를 보였지만 점차 저항이 2배, 5배, 10배로 증가함에 따라 오버슈트가 감소하는 결과를 보였다. 추적역계산 방식의 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.

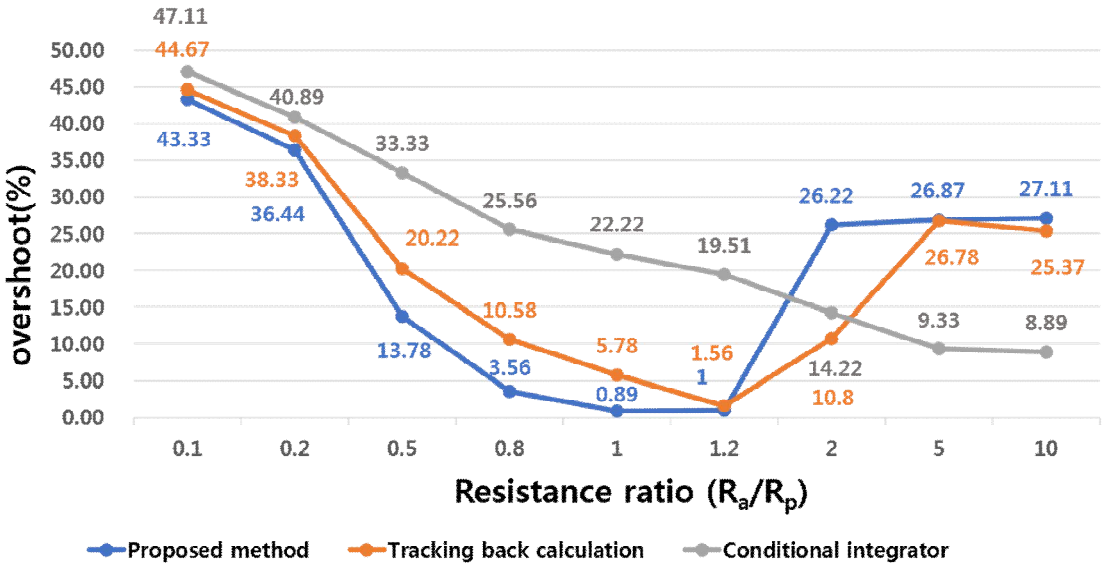


그림 4.5 안티와인드업 방식에따른 설계시 저항값과 실제 저항값의 저항비에 따른 모드전환 오버슈트 곡선(V_b=29V, R_p=20Ω)

Fig. 4.5 The mode transition overshoot graph for each anti-windup method according to the ratio between predicted resistance and actual resistance (V_b=29V, R_p=20Ω)

5. 실험결과

그림 5.1은 제안한 양방향 안티-와인드업 동작을 검증하기 위한 실험 세트이다. 표 5.1은 실험 세트에 사용된 실험 장비를 나타낸 것이다.

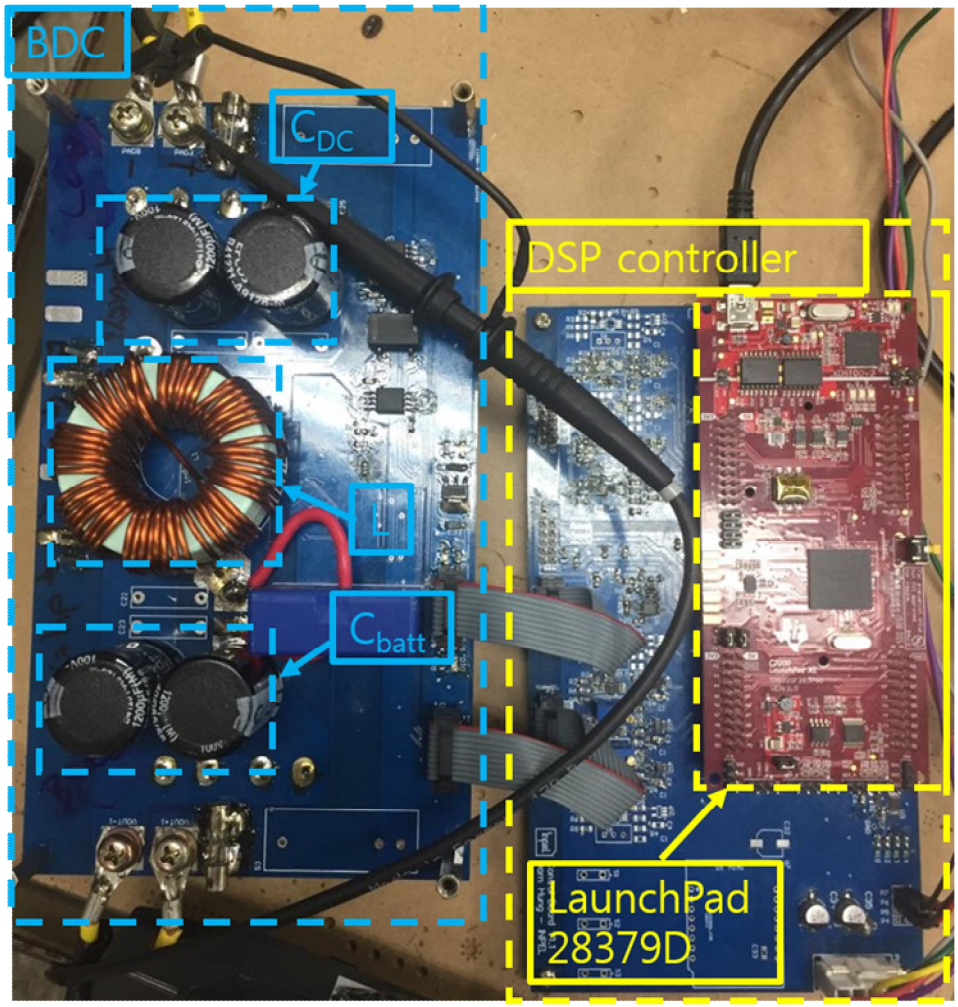


그림 5.1 실험 장비 구성도

Fig 5.1 Implemented hardware setup

표 5.1 실험 장비

Table. 5.1 Implemented Hardware

Hardware	model
Controller	TI, LaunchPad 28379D
DC bus power supply	ODA, OPS-8010(80V/10A)
Battery simulator	Myway, pCUBE(500V/-35~35A/11.5kW)

1) 개루프 실험결과

제안된 방식을 실험하기에 앞서, 개루프 실험을 통해 양방향컨버터의 양방향 동작을 개별로 실험하였다. 이때 LaunchPad 28379D의 코딩은 [18,19]을 참조하였다. DSP의 샘플링 주파수가 스위칭 주파수의 2배가 될 경우, 시비율 0.5를 제외한 시비율에서 전압의 오차가 발생된다. 여기서 컨버터의 스위칭 신호는 샘플링 신호를 복원하는 역할을 하므로, 샘플링 신호의 변형 없는 복원을 위하여 본 논문의 실험세트에서는 스위칭 주파수 20kHz를 기준으로 나이퀴스트 샘플링 주파수를 만족시키도록 하는 10kHz를 샘플링 주파수로 설정하였다 [20]. 그림 5.2는 부스트 컨버터 개루프 실험결과이다. 실험조건은 24V의 입력전압, 20Ω의 부하저항, 0.5의 시비율을 피드백 없이 주입하였다. 이때 출력 부하전압은 45V정도로 측정되며 부하전류는 2.25A 정도가 된다. 이때 스위칭 전압의 경우 0.5의 시비율에 50us를 주기로 15V에서 0V의 스위칭을 잘 유지하는 것을 확인하였고, 이때 스위칭 주기 T=50us는 스위칭 주파수 f=20kHz와 같으므로 이때 스위칭 주파수는 20kHz임을 확인할 수 있다.

그림 5.3은 벅 컨버터 개루프 실험결과이다. 실험조건은 50V의 입력전압, 20Ω의 부하저항, 0.5의 시비율을 피드백 없이 주입하였다. 이때 출력 부하전압은 24V정도로 측정되며, 부하전류는 1.2A정도 이다. 부스트 컨버터와 마찬가지로, 스위칭 전압의 경우 0.5의 시비율에 50us의 스위칭 주기를 가지며 이때 스위칭 주파수는 20kHz임을 확인할 수 있다.

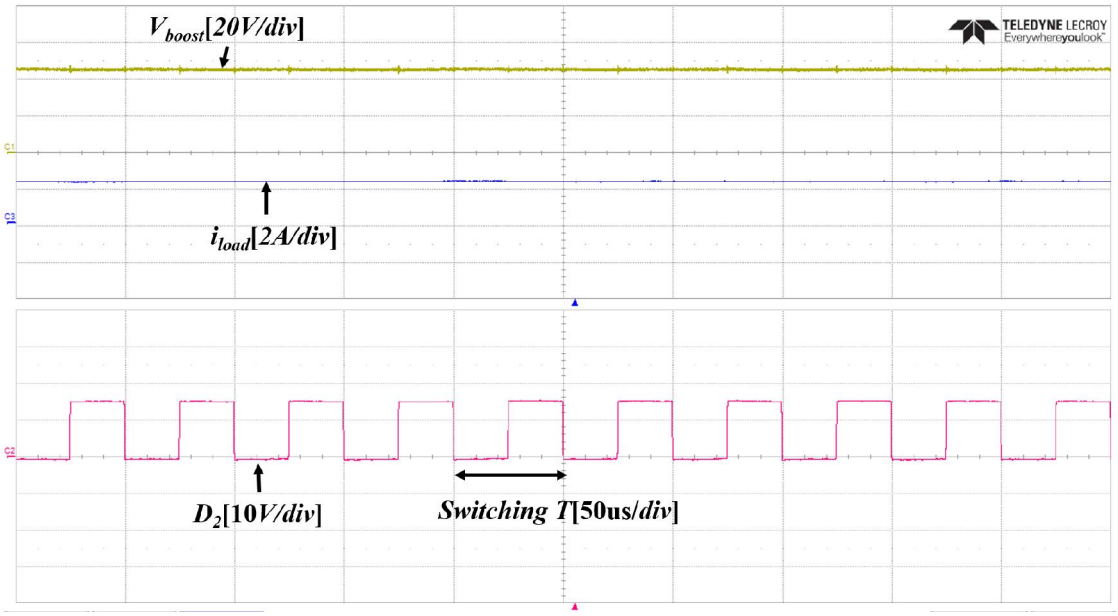


그림 5.2 개루프 부스트 컨버터 실험결과 (V_s=24V, d=0.5, R_{load}=20Ω, f=20kHz)

Fig. 5.2 Experimetal result of open loop boost converter(V_s=24V, d=0.5, R_{load}=20Ω f=20kHz)

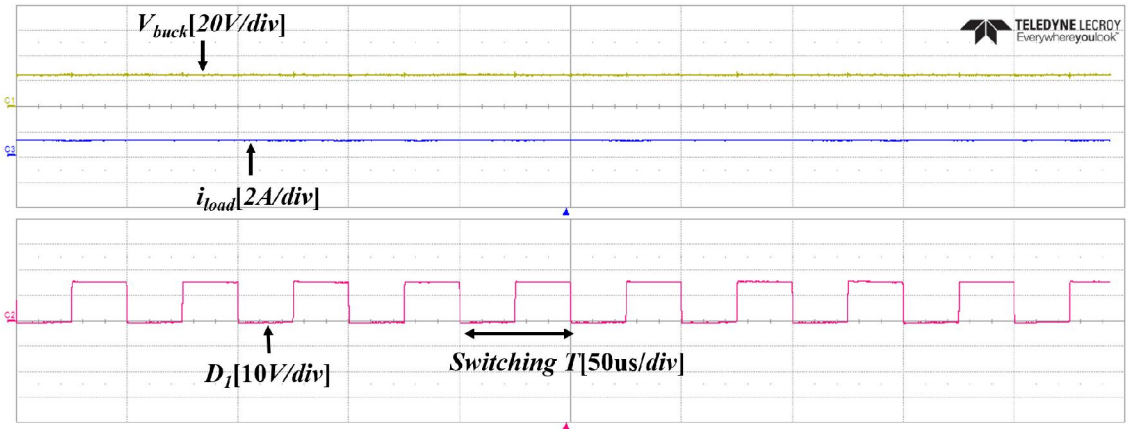


그림 5.3 개루프 벅 컨버터 실험결과(V_s=50V, d=0.5, R_{load}=20Ω f=20kHz)

Fig. 5.3 Experimetal result of open loop buck converter(V_s=50V, d=0.5, R_{load}=20Ω, f=20kHz)

2) 기존방식 실험 결과

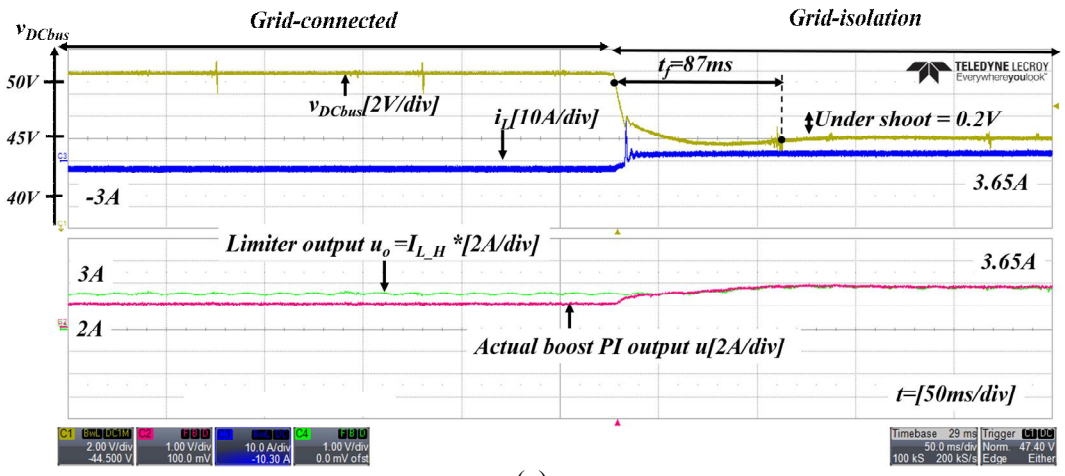
표 5.2 실험 사양

Table. 5.2 Experimetal parameters

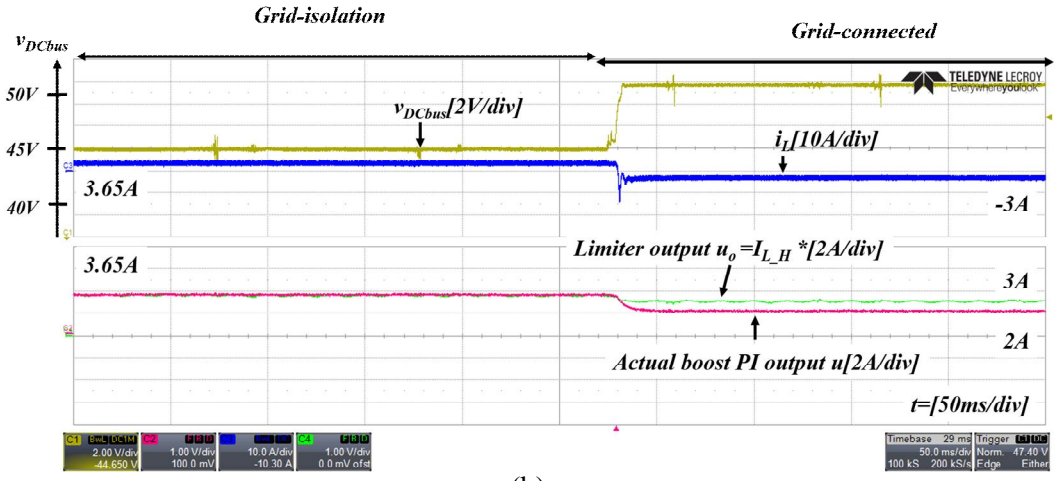
Converter component	Value	Control component	Value
DC bus voltage	50V	R_{DC}	20Ω
Battery voltage	24~ 29V	U_m	3.65~ 4.4A
Battery capacity	14Ah	I_{CCref}	3A
Battery internal resistance	0.1Ω	V_t	47.5V
DC bus side capacitor	2000uF	V_{DCbus}*	45V
Battery side capacitor	2000uF	Switching frequency	20kHz
Inductor	0.5mH	Sampling frequency	10kHz

표 5.2는 실험 사양을 나타낸다. 그림 5.4(a)는 배터리전압이 29V일 때 계통연결 운전모드에서 독립운전모드로 전환될 때의 기존방식 실험 파형이다. 시뮬레이션 그림 4.2(a)와 마찬가지로, u가 누적오차의 영향으로 추적역계산 하한 경계값 3A보다 낮은 2A정도에서 시작되어, 이 누적오차가 PI제어기로 추정한 3.65A를 느리게 추적하게 만들어 이로인해 0.2V가량의 전압 언더슈트, 87ms정도의 하강시간을 가짐을 확인할수 있다.

그림 5.4(b)는 독립운전 모드에서 계통연결 운전모드로 전환될 때의 실험 파형이다. 이 또한 시뮬레이션 그림 4.2(b)와 마찬가지로, 직류버스 전압은 시뮬레이션과 마찬가지로 즉각적으로 계통전압으로 전환되고, u는 다시 추적역계산에 의해 하한경계값3A 에서 누적오차만큼 떨어진 2A까지 감소하게 된다.



(a)



(b)

그림 5.4 기존 방식 실험결과 (a) 계통연결 운전모드에서 독립운전모드 (b) 독립운전모드에서 계통연결운전모드

Fig. 5.4 Experimetal results of conventional method (a) grid-connected mode to grid-isolation mode (b) grid-isolation mode to grid-connected mode

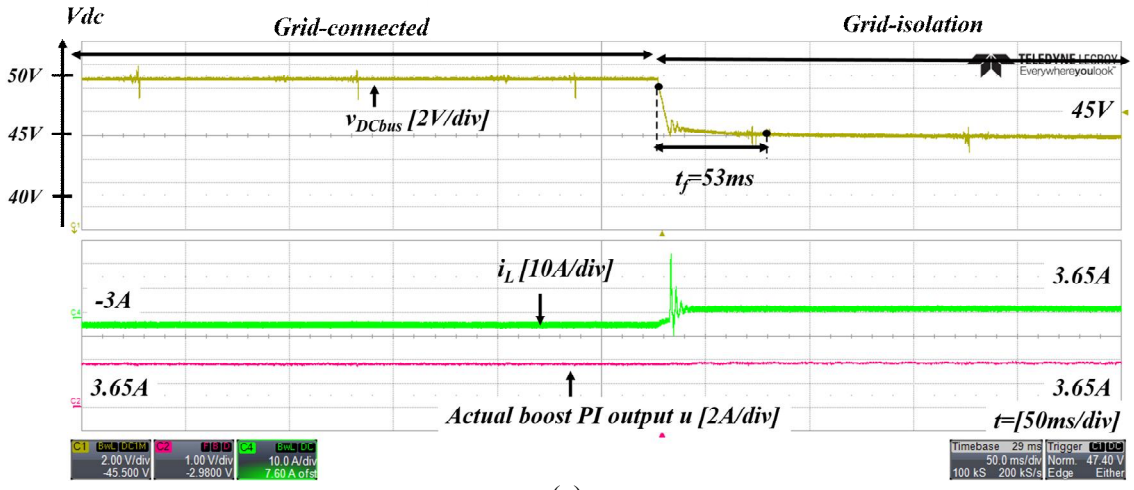
3) 제안된 방식 실험결과

그림 5.5(a)는 배터리전압이 29V일 때 계통연결 운전모드에서 독립운전모드로 전환될 때의 실험결과 파형이다. 시뮬레이션 그림 4.3(a)와 마찬가지로 계통이 분리되기 전 직류버스 전압 제어기 출력 u는 PI제어기의 적분기가 꺼진 상태로 K_Pe가 되고 배터리 전압이 29V일 때의 인덕터 전류추정치 3.65A를 U_m으로 스위치 2에 의해 고정되고 있다. 계통분리로 문턱전압 V_t 이하로 직류버스 전압이 감소한 후 직류버스전압제어기 출력 u는 부스트 모드로 동작하면서 PI제어기로 추정한 3.65A를 미리 주입한 추정치 U_m에서 시작하여 빠른 응답속도로 추적함을 확인할 수 있다. 전압 언더슈트는 0에 가깝고, 전압지령으로 회복하기까지 하강시간은 53ms 정도이다.

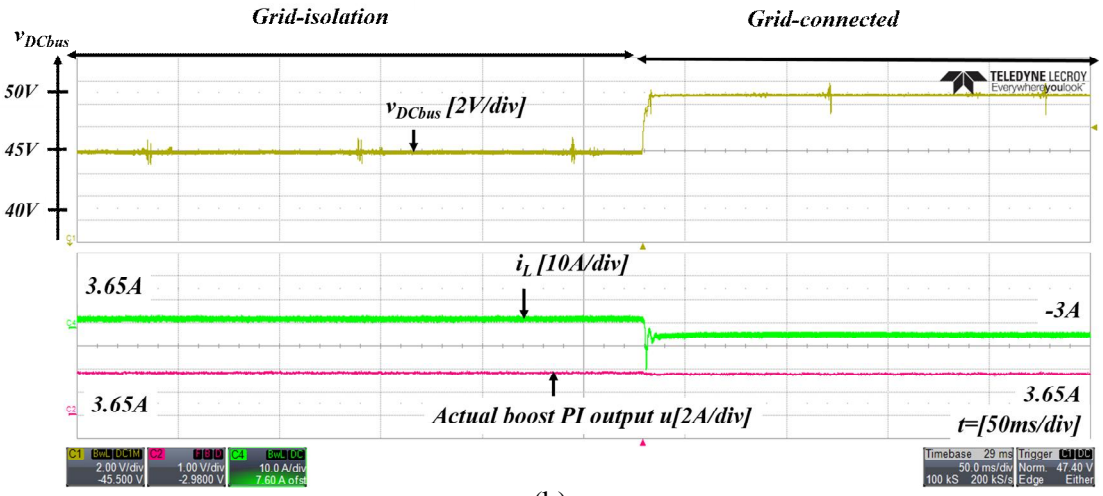
그림 5.5(b)는 배터리전압이 29V일 때 독립운전모드에서 계통연결 운전모드로 전환 될 때의 실험결과 파형이다. 직류버스 전압은 시뮬레이션 그림 4.3(b)와 같이 즉각적으로 계통과 연결되며, 문턱전압 V_t 이상으로 직류버스 전압이 상승한 후엔 직류버스 전압제어기의 출력 u는 독립운전모드의 역순으로 PI제어기의 적분기는 꺼지고 K_Pe가 되고 스위치 2에 의해 U_m으로 고정되어 다음 동작전환을 준비한다

그림 5.6(a)는 배터리전압이 24V일 때 계통연결 운전모드에서 독립운전모드로 전환될 때의 실험결과 파형이다. 실험조건은 시뮬레이션 그림 4.4(a)와 마찬가지로, 배터리 전압이 24V인 것과, 그때의 인덕터 전류추정치가 4.4A로 계산되는 것을 제외하고는 배터리 전압 29V실험과 동일하며, 이때의 언더슈트는 29V때와 마찬가지로 0에 가깝고, 전압회복의 하강시간은 70ms 정도 이다.

그림 5.6(b)는 배터리전압이 24V일 때 독립운전모드에서 계통연결 운전모드로 전환 될 때의 실험결과 파형이다. 실험조건 및 동작은 마찬가지로 시뮬레이션 그림 4.4(b)와 같이 배터리전압이 24V이고, 그에 따라 인덕터 전류 추정치가 4.4A로 계산되는 것을 제외하고는 배터리 전압 29V일 때와 동일하다.



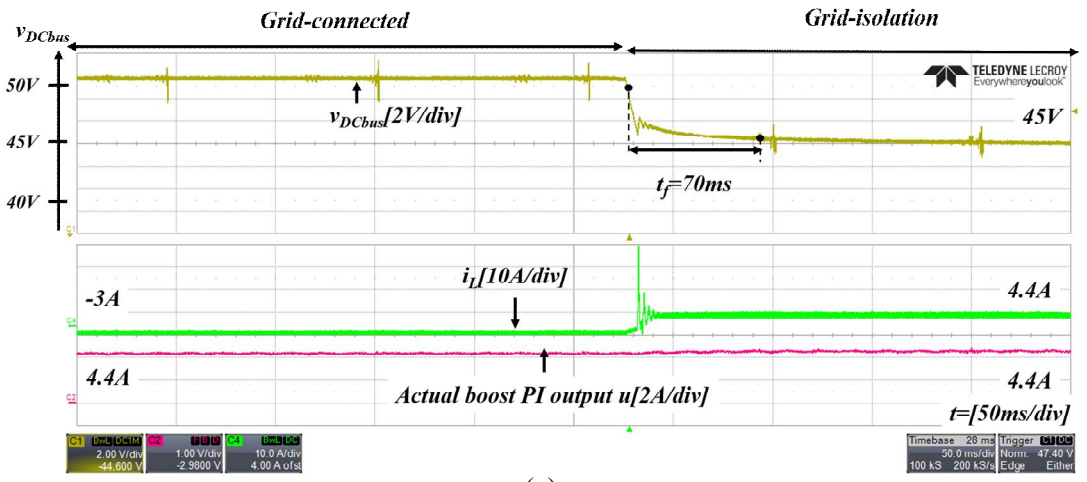
(a)



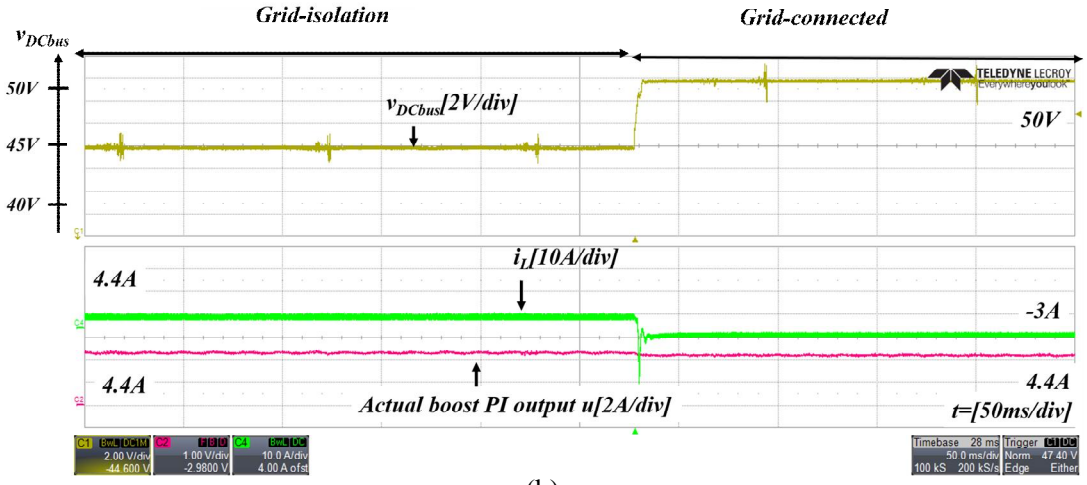
(b)

그림 5.5 제안된 방식 실험결과(V_b=29V) (a) 계통연결 운전모드에서 독립운전모드 (b) 독립운전모드에서 계통연결운전모드

Fig. 5.5 Experimetal results of proposed method(V_b=29V) (a) grid-connected mode to grid-isolation mode (b) grid-isolation mode to grid-connected mode



(a)



(b)

그림 5.6 제안된 방식 실험결과(V_b=24V) (a) 계통연결 운전모드에서 독립운전모드 (b) 독립운전모드에서 계통연결운전모드

Fig. 5.6 Experimetal results of proposed method(V_b=24V) (a) grid-connected mode to grid-isolation mode (b) grid-isolation mode to grid-connected mode

6. 결론 및 향후과제

6.1 결론

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 운전모드시 배터리 전압을 측정하여 추정한 전류추정치를 조건부 적분의 초기값으로 주입하여 독립운전모드로 전환 시 직류버스 전압의 과도오차를 최소화하는 방법으로, 제안된 방식을 통해 배터리전압의 변화에 영향 없이 직류버스의 무순단 절체 동작을 수행할 수 있다.

125W급 부하를 사용하는 축소한 직류 마이크로그리드 시스템을 구현하여 제안된 기법을 기존의 안티-와인드업기법과 PSIM을 통한 시뮬레이션 비교를 통해 먼저 검증하였고, 이후 시뮬레이션을 바탕으로 LaunchPad F28379D DSP를 기반으로한 제어기 및 양방향 컨버터를 제작하여 실제 실험을 통해 비교하였고, 기존 안티-와인드업방식의 경우 추적역계산 누적오차가 PI 제어기의 동작속도에 영향을 미쳐 계통연결 운전모드에서 독립운전모드로 전환 시 대략 0.2V 가량의 언더슈트, 87ms정도의 상승시간이 있었지만, 제안된 방식의 경우 언더슈트는 0에 가깝고, 다만 전압지령으로 회복될 때 까지 걸리는 상승시간만 53ms정도 존재하였다.

제안된 방식의 경우, 배터리 전압을 가변하는 실험에 대해서도, 특별한 조정 및 추가적인 제어요소 변경없이도 인덕터전류 추정치의 재계산만으로 무순단 절체 동작이 수행됨을 확인하였다. 또한 기존의 제어방식에 비해 제어기 구성 및 제어 설정이 제한기가 동작에 작용하지 않아 매우 간단하며 동작범위가 넓다.

따라서 제안된 방식은 신재생 에너지를 사용하는 시스템에서 ESS시스템을 구성할 경우, 양방향컨버터에 적용될수 있으며, 모드전환이 이루어 질 때 과도오차를 줄여 직류버스의 사용자가 모드전환에 영향받지 않고 고품질의 전력을 항시 공급받을 수 있으리라 기대된다.

6.2 향후과제

제안된 방식은 직류버스의 부하전압을 회복할 때 과도오차를 최소화 하는 것이 주목적이며, 이에 따라 다음과 같은 연구가 향후과제로 제시된다.

첫째, 직류버스에 전력공급량을 높이기 위해 분산전원을 증가시킬수 있고, 이때 중앙집중형 마이크로그리드가 아닌 자율제어형 마이크로그리드를 위해 분산전원간 순환전류를 막기위해 라인임피던스, 부하외란등을 추가로 제어하는 드룹 제어 알고리즘 추가할 수 있다.

둘째, ESS의 잦은 화재사건으로 인하여, 제어단계에서의 안정도 향상뿐만 아닌 실제 동작시의 안전성 향상을 위하여 제한기 사용 뿐 아닌 고장 진단 알고리즘 추가하여 제어상으로는 문제가 전혀 없더라도 배터리 온도, 상태등 외부요인의 이상유무를 진단하는 알고리즘을 추가 할 수 있다.

셋째, 현재 알고리즘은 직류버스 부하저항값에 예측값을 적용하며, 그 예측이 틀릴 경우 원하는 동특성개선을 달성할수 없을 수 있다. 따라서 제어 성능 향상을 위하여 직류버스의 외란에도 변함없는 무순단 절체동작을 수행하기 위해, 인덕터 전류값에 사용되는 직류버스 부하저항을 추정하는 알고리즘을 추가할 수 있다.

참 고 문 헌

[1] D. E. Olivares et al., “Trends in Microgrid Control,” in IEEE Transactions on Smart Grid, vol. 5, no. 4, pp. 1905-1919, July 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,” 2018 IEEE International Conference on Industrial Electronics for Sustainable Energy Systems (IESES), Hamilton, 2018, pp. 314-319.

[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,” 2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference, Jeju, 2006, pp. 1-7.

[4] W. Zhang et al., “Seamless Transfer Control Strategy for Fuel Cell Uninterruptible Power Supply System,” in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 28, no. 2, pp. 717-729, Feb. 2013.

[5] 권민호, 박준성, 최세완, “DC 마이크로그리드에서 에너지 저장장치를 위한 양방향 DC-DC컨버터의 무순단 절체 제어기법,” 전력전자학회논문지, 19(2), 194-200, 2014.

[6] X. She, S. Lukic and Q. H. Alex, “DC Zonal Micro-grid Architecture and Control,” IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, Glendale, AZ, 2010, pp. 2988-2993.

[7] 석줄기, 이동춘, “고성능 유도전동기 구동을 위한 자동 튜닝 Anti-windup 기법,” 전력전자학회논문지, 10(1), 29-37, 2005.

[8] 최종우, 이상철, “PI속도제어기에서의 새로운 적분누적 방지기법,” 전기학회논문지 B, 54B(12), 629-637, 2005

[9] C. Bohn and D. P. Atherton, “An Analysis Package Comparing PID Anti-windup Strategies,” in IEEE Control Systems Magazine, vol. 15, no. 2, pp. 34-40, April 1995.

[10] 엄준용, 최성진, 이홍희, “배터리 연계 무순단 절체를 위한 양방향 DC-DC 컨버터 하이브리드 안티-와인드업 제어 기법 비교,” 전력전자학회 학술대회 논문집, (), 186-187, 2019.

[11] Youbin Peng, D. Vrancic and R. Hanus, “Anti-windup, Bumpless, and Conditioned Transfer Techniques for PID Controllers,” in IEEE Control Systems Magazine, vol. 16, no. 4, pp. 48-57, Aug. 1996.

[12] S. Shcherbovskykh, K. Kozlowski and D. Pazderski, “Evaluation of Integral Anti-windup Feedback Coefficient for PI Regulator,” 2018 IEEE 9th International Conference on Dependable Systems, Services and Technologies (DESSERT), Kiev, 2018, pp. 74-77.

[13] 김상훈, *모터제어 2판*, 북두, 2016.

[14] Ministry of Trade, Industry and Energy, *Reference for ESS Safety Reinforcement*,

2019. 6.

[15] Raymond B. Ridley, “A New, Continuous-Time Model For Current-ModeControl,” IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 6. no. 2. April 1991.

[16] R. D. Middlebrook and S. Cuk, “A General Unified Approach to Modelling Switching-converter Power Stages,” IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 18-34, 1976.

[17] B. Choi *Pulsewidth modulated DC-to-DC power conversion: circuits, dynamics, and control designs*, Wiley, 2013.

[18] 이교범, *전력전자시스템 제어를 위한 DSP TMS320F28335 기술*, 문운당, 2017.

[19] Texas Instruments, *TMS320F2837xD Dual-Core Microcontrollers Technical Reference Manual*, September 2019.

[20] Edward Kamen & Bonnie Heck, *Fundamentals of Signals and Systems Using the Web and MATLAB*, Pearson. 2007.

Improved Conditional Integrator Anti-windup Method for Seamless Transfer of Bidirectional DC-DC Conveter in Grid-connected Battery Energy Storage System

Jun-Yong Eom
School of Electrical Engineering,
The Graduate School,
University of Ulsan
Supervised by Prof. Hong-Hee Lee

ABSTRACT

In DC microgrid system, power exchanges between the grid and the battery through a bi-directional DC-DC converter(BDC) is essential. 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, saturation of the voltage controller makes output response slow and causes large transient error in DC link voltage. To solve this problem, a novel anti-windup is proposed to further improve the performance of the anti-windup. Thanks to the proposed method, the DC bus voltage is stabilized through wider range of battery voltage with faster transition compared to the conventional methods. The proposed method is verified by an experimental setup of 125W laboratory-scale DC microgrid system.

감사의 글

먼저 긴 시간 저를 챙겨주시고 저에게 가르침을 주신 스승님 이홍희 교수님께 감사를 드립니다. 교수님의 세심한 배려와 인간적인 지도, 교육적 가르침, 때로는 강단있는 모습은 제게 큰 귀감이 되었습니다. 처음 연구실 찾아뵈었을 때 해주셨던 말씀들은 아직도 제가 뭔가를 선택해야할 때 좋은 지침이 되었습니다. 또한 과제를 함께하며 제게 아낌없는 지원을 해주시고 제 논문을 심사해주신 전태원 교수님께도 깊은 감사의 마음을 전합니다. 교수님의 심사내용은 논문을 마무리 짓는데 큰 도움이 되었습니다. 또한 제 논문을 공동지도해주신 최성진 교수님께도 깊은 감사의 말씀을 드립니다. 최성진 교수님께선 교육적인 지도뿐 아니라 인격적인 덕담, 실질적인 조언 및 지도를 해주셨고 저한텐 커다란 도움이 되었습니다. 또 저의 첫 연구실 생활을 시작하게 해주시고, 재정 사정상 함께하지 못한 서영수 교수님의 도움에도 깊은 감사의 인사를 전합니다. 논문 마무리에 하염없는 도움을 준 영태, 연구실 선배님 정의헌 선배님, 권정민 선배님, 이정훈 선배님께도 격려와 실질적인 조언에 감사드립니다. 또한 지상이형의 조언과 격려에도 감사를 전하고 싶습니다.

가장 오랜시간 저와 함께해준 가족들에게 고마움을 전하고 싶습니다. 또한 광수형님, 지수, 정우에게도 대학원 생활을 즐겁게 할수있게 해줌에 고마움을 꼭 전하고 싶습니다. 마지막으로 동네친구들, 판권, 승현, 수빈, 태욱, 동주에게도 고맙다는 말을 전하고 싶습니다.