



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2022-0054094
(43) 공개일자 2022년05월02일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H02M 3/156 (2006.01) H02M 1/00 (2007.01)
H02M 1/14 (2006.01) H02M 1/36 (2007.01)
(52) CPC특허분류
H02M 3/156 (2013.01)
H02M 1/0006 (2021.05)
(21) 출원번호 10-2020-0138595
(22) 출원일자 2020년10월23일
심사청구일자 없음

(71) 출원인
삼성전자주식회사
경기도 수원시 영통구 삼성로 129 (매탄동)
고려대학교 산학협력단
서울특별시 성북구 안암로 145, 고려대학교 (안암동5가)
(72) 발명자
유성민
서울특별시 양천구 목동서로2길 22, 114동 1005호(목동, 한신청구아파트)
이형민
서울특별시 성북구 안암로 145, 신공학과 516호(안암동5가)
(74) 대리인
리엔목특허법인

전체 청구항 수 : 총 20 항

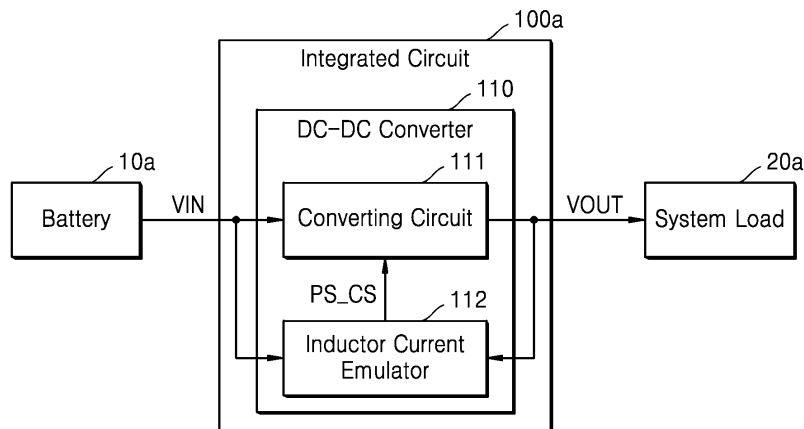
(54) 발명의 명칭 DC-DC 컨버터 및 이를 포함하는 집적 회로

(57) 요약

본 개시의 예시적 실시예에 따른 DC-DC 컨버터에 있어서, 인덕터 소자를 포함하고, 스위칭 동작을 기반으로 입력 전압으로부터 출력 전압을 생성하도록 구성된 컨버팅 회로 및 상기 입력 전압의 레벨의 변경에 응답하여 상기 인덕터 소자의 전류 피크 값을 변경하기 위한 적어도 하나의 파라미터의 값을 조정하고, 조정된 상기 적어도 하나의 파라미터를 기반으로 내부 전압을 생성하도록 구성된 인덕터 전류 에뮬레이터를 포함하며, 상기 인덕터 전류 에뮬레이터는, 상기 인덕터 소자의 전류가 상기 내부 전압의 패턴에 대응하는 패턴을 갖도록 상기 스위칭 동작을 제어하기 위한 제어 신호를 생성하도록 구성된 것을 특징으로 한다.

대표도 - 도1a

1a



(52) CPC특허분류

H02M 1/14 (2013.01)

H02M 1/36 (2013.01)

(72) 발명자

공태황

경기도 수원시 영통구 에듀타운로 101, 104동 140
3호(이의동)

이윤호

서울특별시 성북구 안암로 145, 신공학관 427호(안
암동5가)

김상호

경기도 수원시 권선구 동수원로145번길 73, 306동
1005호(권선동, 수원아이파크시티3단지)

양준혁

서울특별시 송파구 송파대로 345(가락동, 헬리오시
티)

정우중

서울특별시 성북구 안암로 145, 신공학관 427호(안
암동5가)

명세서

청구범위

청구항 1

DC-DC 컨버터에 있어서,

인덕터 소자를 포함하고, 스위칭 동작을 기반으로 입력 전압으로부터 출력 전압을 생성하도록 구성된 컨버팅 회로; 및

상기 입력 전압의 레벨의 변경에 응답하여 상기 인덕터 소자의 전류 피크 값을 변경하기 위한 적어도 하나의 파라미터의 값을 조정하고, 조정된 상기 적어도 하나의 파라미터를 기반으로 내부 전압을 생성하도록 구성된 인덕터 전류 애플레이터를 포함하며,

상기 인덕터 전류 애플레이터는,

상기 인덕터 소자의 전류가 상기 내부 전압의 패턴에 대응하는 패턴을 갖도록 상기 스위칭 동작을 제어하기 위한 제어 신호를 생성하도록 구성된 것을 특징으로 하는 DC-DC 컨버터.

청구항 2

제1항에 있어서,

상기 적어도 하나의 파라미터는,

상기 인덕터 소자의 전류 피크 값에 연관된 기준 전압의 레벨을 포함하며,

상기 인덕터 전류 애플레이터는,

조정된 레벨을 갖는 상기 기준 전압 및 상기 출력 전압 중 어느 하나를 선택적으로 이용하여 상기 내부 전압을 생성하도록 구성된 것을 특징으로 하는 DC-DC 컨버터.

청구항 3

제2항에 있어서,

상기 적어도 하나의 파라미터는,

상기 인덕터 소자의 전류 피크 값에 연관된 커패시턴스를 더 포함하고,

상기 인덕터 전류 애플레이터는,

상기 내부 전압을 생성하기 위해 조정된 상기 커패시턴스를 갖도록 구성된 가변 커패시터 소자가 구비된 적분기를 포함하는 것을 특징으로 하는 DC-DC 컨버터.

청구항 4

제1항에 있어서,

상기 컨버팅 회로는,

상기 제어 신호를 기반으로 펄스 신호를 생성하도록 구성된 스위치 펄스 생성기; 및

상기 펄스 신호에 응답하여 상기 입력 전압 및 그라운드 전압 중 어느 하나를 선택적으로 상기 인덕터 소자에 제공하도록 구성된 스위치 회로를 포함하는 것을 특징으로 하는 DC-DC 컨버터.

청구항 5

제1항에 있어서,

상기 인덕터 전류 애플레이터는, 애플리케이션 회로를 포함하고,

상기 에플레이션 회로는,

상기 출력 전압이 입력으로 제공되어 상기 내부 전압을 생성하도록 구성된 적분기;

상기 적분기의 동작 구간에 따라 상기 입력 전압 및 그라운드 전압 중 어느 하나를 입력으로 상기 적분기에 제공하도록 구성된 제1 스위치 회로;

상기 내부 전압과 비교 전압을 비교하여 상기 제어 신호를 생성하도록 구성된 제1 비교기;

상기 적분기의 동작 구간에 따라 기준 전압 및 상기 출력 전압 중 어느 하나를 입력으로 상기 비교 전압으로서 상기 적분기에 제공하도록 구성된 제2 스위치 회로; 및

상기 입력 전압의 레벨 변경에 따라 레벨이 조정된 상기 기준 전압을 상기 제2 스위치 회로에 제공하도록 구성된 기준 전압 조정 회로를 포함하는 것을 특징으로 하는 DC-DC 컨버터.

청구항 6

제5항에 있어서,

상기 제1 스위치 회로는, 상기 적분기의 초기 구간 또는 방전 구간에서 상기 적분기에 상기 입력 전압을 제공하고, 상기 적분기의 충전 구간에서 상기 적분기에 상기 그라운드 전압을 제공하도록 구성되고,

상기 제2 스위치 회로는, 상기 방전 구간에서 상기 비교기에 상기 비교 전압으로서 상기 기준 전압을 제공하고, 상기 충전 구간에서 상기 비교 전압으로서 상기 출력 전압을 제공하도록 구성된 것을 특징으로 하는 DC-DC 컨버터.

청구항 7

제6항에 있어서,

상기 적분기는,

상기 제1 스위치 회로와 연결된 제1 입력 노드 및 상기 출력 전압을 수신하는 제2 입력 노드와 연결되도록 구성된 제2 비교기;

상기 제1 입력 노드와 상기 내부 전압을 출력하는 상기 제2 비교기의 출력 노드 사이에 연결되도록 구성된 커패시터 소자; 및

상기 제1 입력 노드와 상기 출력 노드 사이에서 상기 커패시터 소자와 병렬 연결되도록 구성된 스위치 소자를 포함하는 것을 특징으로 하는 DC-DC 컨버터.

청구항 8

제7항에 있어서,

상기 스위치 소자는,

상기 초기 구간에서는 단락(closed)되고,

상기 방전 구간 또는 상기 충전 구간에서는 개방(opened)되도록 구성된 것을 특징으로 하는 DC-DC 컨버터.

청구항 9

제7항에 있어서,

상기 커패시터 소자는, 상기 입력 전압의 변화를 기반으로 커패시턴스가 변경되도록 구성된 것을 특징으로 하는 DC-DC 컨버터.

청구항 10

제5항에 있어서,

상기 제1 및 상기 제2 스위치 회로는,

상기 제어 신호를 수신하고, 상기 제어 신호를 기반으로 전압 선택 동작을 수행하도록 구성된 것을 특징으로 하

는 DC-DC 컨버터.

청구항 11

제1항에 있어서,

상기 내부 전압의 패턴은, 상기 인덕터 소자의 전류의 패턴과 상호 반전 관계인 것을 특징으로 하는 DC-DC 컨버터.

청구항 12

제1항에 있어서,

상기 인덕터 전류 애플레이터는,

상기 인덕터 소자에 상기 입력 전압이 제공되는 제1 구간과 상기 인덕터 소자에 그라운드 전압이 제공되는 제2 구간 간의 제1 비율이 상기 출력 전압과 상기 출력 전압으로부터 상기 입력 전압이 감해진 전압 간의 제2 비율에 부합하도록 하기 위한 상기 제어 신호를 생성하도록 구성된 것을 특징으로 하는 DC-DC 컨버터.

청구항 13

집적 회로에 있어서,

복수의 수단들 중 어느 하나와 연결되도록 구성된 제1 입력 단자; 및

상기 제1 입력 단자와 연결되어 제1 입력 전압을 수신하고, 상기 입력 전압으로부터 제1 출력 전압을 생성하도록 구성된 제1 벡 컨버터를 포함하고,

상기 제1 벡 컨버터는,

제1 인덕터 소자를 포함하고, 제1 스위칭 동작을 기반으로 상기 제1 입력 전압으로부터 상기 제1 출력 전압을 출력하도록 구성된 제1 컨버팅 회로; 및

제1 기준 전압, 상기 제1 입력 전압 및 상기 제1 출력 전압을 이용하여 제1 내부 전압을 생성하고, 상기 제1 인덕터 소자의 전류가 상기 제1 내부 전압의 패턴에 대응하는 패턴을 갖도록 상기 제1 스위칭 동작을 제어하기 위한 제1 제어 신호를 생성하도록 구성된 제1 인덕터 전류 애플레이터를 포함하는 것을 특징으로 하는 집적 회로.

청구항 14

제13항에 있어서,

상기 제1 인덕터 전류 애플레이터는,

상기 제1 입력 전압의 레벨의 변경에 응답하여 상기 제1 인덕터 소자의 전류 피크 값을 변경하기 위해 상기 제1 기준 전압의 레벨을 조정하도록 구성된 것을 특징으로 하는 집적 회로.

청구항 15

제13항에 있어서,

상기 제1 인덕터 전류 애플레이터는,

상기 제1 출력 전압을 수신하여 상기 제1 내부 전압을 생성하도록 구성된 적분기;

상기 제1 적분기의 동작 구간에 따라 상기 제1 입력 전압 및 그라운드 전압 중 어느 하나를 상기 제1 적분기에 입력으로 제공하도록 구성된 제1 스위치 회로;

상기 제1 내부 전압과 비교 전압을 비교하여 상기 제1 제어 신호를 생성하도록 구성된 제2 스위치 회로; 및

상기 제1 입력 전압의 레벨 변경에 따라 레벨이 조정된 상기 제1 기준 전압을 상기 제2 스위치 회로에 제공하도록 구성된 기준 전압 조정 회로를 포함하는 것을 특징으로 하는 집적 회로.

청구항 16

제13항에 있어서,

상기 복수의 수단들 중 어느 하나와 연결되도록 구성된 제2 입력 단자; 및

상기 제2 입력 단자와 연결되어 제2 입력 전압을 수신하고, 상기 제2 입력 전압으로부터 제2 출력 전압을 생성하도록 구성된 제2 벡 컨버터를 더 포함하고,

상기 제2 벡 컨버터는,

제2 인덕터 소자를 포함하고, 제2 스위칭 동작을 기반으로 상기 제2 입력 전압으로부터 상기 제2 출력 전압을 출력하도록 구성된 제2 컨버팅 회로; 및

제2 기준 전압, 상기 제2 입력 전압 및 상기 제2 출력 전압을 이용하여 제2 내부 전압을 생성하고, 상기 제2 인덕터 소자의 전류가 상기 제2 내부 전압의 패턴에 대응하는 패턴을 갖도록 상기 제2 스위칭 동작을 제어하기 위한 제2 제어 신호를 생성하도록 구성된 제2 인덕터 전류 애플레이터를 포함하는 것을 특징으로 하는 집적 회로.

청구항 17

제16항에 있어서,

상기 제1 및 제2 입력 전압들의 레벨이 상이한 때에, 상기 제1 및 제2 기준 전압들의 레벨이 상이한 것을 특징으로 하는 집적 회로.

청구항 18

DC-DC 컨버터에 있어서,

인덕터 소자를 포함하고, 상기 인덕터 소자에 제1 구간동안 입력 전압을 제공하고, 제2 구간동안 그라운드 전압을 제공하도록 구성된 컨버팅 회로; 및

기준 전압, 상기 입력 전압 및 상기 출력 전압을 이용하여 내부 전압을 생성하고, 상기 인덕터 소자의 전류가 상기 내부 전압의 패턴으로부터 반전된 패턴을 갖도록 상기 제1 및 제2 구간을 제어하기 위한 제어 신호를 생성하도록 구성된 인덕터 전류 애플레이터를 포함하는 DC-DC 컨버터.

청구항 19

제18항에 있어서,

상기 인덕터 전류 애플레이터는,

상기 제1 구간과 상기 제2 구간 간의 제1 비율이 상기 출력 전압과 상기 출력 전압으로부터 상기 입력 전압이 감해진 전압 간의 제2 비율에 부합하도록 하기 위한 상기 제어 신호를 생성하도록 구성된 것을 특징으로 하는 DC-DC 컨버터.

청구항 20

제18항에 있어서,

상기 인덕터 전류 애플레이터는,

상기 제1 구간에서 상기 내부 전압이 상기 기준 전압으로 하강하고, 상기 제2 구간에서 상기 내부 전압이 상기 기준 전압으로부터 소정의 전압 레벨로 상승하도록 구성된 것을 특징으로 하는 DC-DC 컨버터.

발명의 설명

기술 분야

[0001] 본 개시의 기술적 사상은 DC-DC 컨버터에 관한 것이며, 더욱 상세하게는 제1 레벨의 직류 전압을 제2 레벨의 직류 전압으로 변환하는 DC-DC 컨버터 및 이를 포함하는 집적 회로에 관한 것이다.

배경 기술

[0002] DC-DC 컨버터는 제1 레벨의 직류 전압을 제2 레벨의 직류 전압으로 변환하는 컨버터로서 전자 장치에 전원을 공

급해주거나, 배터리에 충전 전원을 공급하기 위한 용도로 사용된다. 한편, 대부분의 모바일 전자 장치(예를 들면, 사물 인터넷 장치, 태블릿 PC, 스마트 폰, 웨어러블 장치 등)는 배터리로부터 전압(또는, 전원)을 공급받고, DC-DC 컨버터로부터 변환된 전압을 이용하여 작동할 수 있다.

[0003] DC-DC 컨버터는 벡 컨버터, 부스트 컨버터, 벡-부스트 컨버터 등으로 구현될 수 있다. 특히, 벡 컨버터는 인덕터 소자의 전류의 피크 값을 고정하거나, 인덕터 소자에 입력 전압이 제공되는 구간의 길이를 고정하여 전압 변환 동작을 수행할 수 있다. 모바일 전자 장치의 벡 컨버터에 수신되는 배터리의 전압이 낮아지게 됨에 따라 벡 컨버터의 동작에서 발생하는 손실(loss)이 커지고, 벡 컨버터의 출력 전압의 리플(ripple)이 불안정하여 모바일 전자 장치에 공급되는 전력 효율이 저하되고, 리플에 민감한 모바일 전자 장치 내의 부하에 영향을 줄 우려가 있다.

발명의 내용

해결하려는 과제

[0004] 본 개시의 기술적 사상이 해결하려는 과제는, 입력 전압의 레벨이 변경되어도 높은 효율의 변환 동작과 안정적인 출력 전압의 리플을 보장해 주기 위한 DC-DC 컨버터 및 이를 포함하는 집적 회로를 제공한다.

과제의 해결 수단

[0005] 본 개시의 예시적 실시예에 따른 집적 회로는, DC-DC 컨버터에 있어서, 인덕터 소자를 포함하고, 스위칭 동작을 기반으로 입력 전압으로부터 출력 전압을 생성하도록 구성된 컨버팅 회로 및 상기 입력 전압의 레벨의 변경에 응답하여 상기 인덕터 소자의 전류 피크 값을 변경하기 위한 적어도 하나의 파라미터의 값을 조정하고, 조정된 상기 적어도 하나의 파라미터를 기반으로 내부 전압을 생성하도록 구성된 인덕터 전류 에플레이터를 포함하며, 상기 인덕터 전류 에플레이터는, 상기 인덕터 소자의 전류가 상기 내부 전압의 패턴에 대응하는 패턴을 갖도록 상기 스위칭 동작을 제어하기 위한 제어 신호를 생성하도록 구성된 것을 특징으로 한다.

[0006] 본 개시의 예시적 실시예에 따른 집적 회로는, 복수의 수단들 중 어느 하나와 연결되도록 구성된 제1 입력 단자 및 상기 제1 입력 단자와 연결되어 제1 입력 전압을 수신하고, 상기 입력 전압으로부터 제1 출력 전압을 생성하도록 구성된 제1 벡 컨버터를 포함하고, 상기 제1 벡 컨버터는, 제1 인덕터 소자를 포함하고, 제1 스위칭 동작을 기반으로 상기 제1 입력 전압으로부터 상기 제1 출력 전압을 출력하도록 구성된 제1 컨버팅 회로 및 제1 기준 전압, 상기 제1 입력 전압 및 상기 제1 출력 전압을 이용하여 제1 내부 전압을 생성하고, 상기 제1 인덕터 소자의 전류가 상기 제1 내부 전압의 패턴에 대응하는 패턴을 갖도록 상기 제1 스위칭 동작을 제어하기 위한 제1 제어 신호를 생성하도록 구성된 제1 인덕터 전류 에플레이터를 포함하는 것을 특징으로 한다.

[0007] 본 개시의 예시적 실시예에 따른 DC-DC 컨버터는, 인덕터 소자를 포함하고, 상기 인덕터 소자에 제1 구간동안 입력 전압을 제공하고, 제2 구간동안 그라운드 전압을 제공하도록 구성된 컨버팅 회로 및 기준 전압, 상기 입력 전압 및 상기 출력 전압을 이용하여 내부 전압을 생성하고, 상기 인덕터 소자의 전류가 상기 내부 전압의 패턴으로부터 반전된 패턴을 갖도록 상기 제1 및 제2 구간을 제어하기 위한 제어 신호를 생성하도록 구성된 인덕터 전류 에플레이터를 포함한다.

발명의 효과

[0008] 본 개시의 예시적 실시예에 따른 DC-DC 컨버터는 인덕터 전류 에플레이터에서 생성된 내부 전압을 이용하여 인덕터 소자의 전류 패턴을 비교적 쉽게 제어함으로써 입력 전압의 레벨 변경에도 전압 변환 동작에서 발생하는 손실을 최소화하고, 안정적인 출력 전압의 리플을 보장할 수 있는 효과가 있다.

[0009] 본 개시의 예시적 실시예들에서 얻을 수 있는 효과는 이상에서 언급한 효과들로 제한되지 아니하며, 언급되지 아니한 다른 효과들은 이하의 기재로부터 본 개시의 예시적 실시예들이 속하는 기술분야에서 통상의 지식을 가진 자에게 명확하게 도출되고 이해될 수 있다. 즉, 본 개시의 예시적 실시예들을 실시함에 따른 의도하지 아니한 효과들 역시 본 개시의 예시적 실시예들로부터 당해 기술분야의 통상의 지식을 가진 자에 의해 도출될 수 있다.

도면의 간단한 설명

[0010] 도 1a 및 도 1b는 본 개시의 예시적 실시예에 따른 전자 장치를 개략적으로 나타내는 블록도이다.

도 2는 본 개시의 예시적 실시예에 따른 DC-DC 컨버터의 동작을 설명하기 위한 순서도이다.

도 3은 본 개시의 예시적 실시예들에 따른 DC-DC 컨버터의 동작과 비교되는 예를 설명하기 위한 도면이다.

도 4는 본 개시의 예시적 실시예에 따른 DC-DC 컨버터를 나타내는 도면이다.

도 5a 내지 도 5c는 도 4의 적분기의 구현예 및 동작을 설명하기 위한 도면이다.

도 6은 본 개시의 예시적 실시예에 따른 내부 전압과 인덕터 소자의 전류와의 관계를 설명하기 위한 그래프이다.

도 7a 및 도 7b는 도 4의 기준 전압 조정 회로의 구현예와 동작을 설명하기 위한 도면이다.

도 8a는 본 개시의 예시적 실시예에 따른 애플리케이션 회로를 나타내는 블록도이고, 도 8b는 도 8a의 적분기를 구체적으로 나타내는 도면이다.

도 9a는 본 개시의 예시적 실시예에 따른 애플리케이션 회로를 나타내는 블록도이고, 도 9b는 도 9a의 적분기를 구체적으로 나타내는 도면이다.

도 10은 본 개시의 예시적 실시예에 따른 전자 장치를 나타내는 블록도이다.

도 11a 및 도 11b는 본 개시의 예시적 실시예들에 따른 전자 장치를 나타내는 블록도이다.

도 12는 본 개시의 예시적 실시예에 따른 모바일 장치의 전력 시스템을 나타내는 블록도이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0011] 이하, 첨부한 도면을 참조하여 본 개시의 실시예들에 대해 상세히 설명한다.

[0012] 도 1a 및 도 1b는 본 개시의 예시적 실시예에 따른 전자 장치(1a, 1b)를 개략적으로 나타내는 블록도이다.

[0013] 도 1a를 참조하면, 전자 장치(1a)는 배터리(10a), 집적 회로(100a) 및 시스템 부하(20a)를 포함할 수 있다. 예를 들어, 집적 회로(100a)는 집적 회로 칩으로 구현될 수 있고, 인쇄회로기판 상에 장착될 수 있다. 또한, 전자 장치(1a)는 스마트 폰, 태블릿(tablet) PC(Personal Computer), 휴대폰, PDA(Personal Digital Assistant), 랩톱(laptop), 웨어러블(wearable) 장치, GPS(Global Positional system) 장치, 전자책 단말기, 디지털방송용 단말기, MP3 플레이어, 디지털 카메라 등과 같은 모바일 장치일 수 있다. 더 나아가, 전자 장치(1a)는 사물 인터넷을 수행하는 장치 또는 전기 자동차에 포함되는 장치일 수 있다. 일 예로, 배터리(10a)는 전자 장치(1a)에 내장될 수 있다. 다른 예로, 배터리 장치(10a)는 전자 장치(1a)에 착탈 가능할 수 있다. 일 예로, 시스템 부하(20a)는 전자 장치(1a)에 포함되는 칩들 또는 모듈들 또는 기능 블록 등일 수 있다. 구체적인 예로, 시스템 부하(20a)는 모뎀, 어플리케이션 프로세서, 메모리, 메모리 컨트롤러, 멀티미디어 블록, 디스플레이 등일 수 있다.

[0014] 예시적 실시예로, 집적 회로(100a)는 DC-DC 컨버터(110)를 포함할 수 있으며, DC-DC 컨버터(110)는 컨버팅 회로(111) 및 인덕터 전류 애플레이터(112)를 포함할 수 있다. 도 1a에서의 DC-DC 컨버터(110)는 배터리(10a)로부터 입력 전압(VIN)을 수신하고, DC-DC 변환 동작을 수행하여 출력 전압(VOUT)을 시스템 부하(20a)에 제공할 수 있다. 이 때, 집적 회로(100a)는 시스템 부하(20a)에 전원을 공급하는 공급 집적 회로(supply integrated circuit) 또는 전력 관리 집적 회로(power management integrated circuit)로 지칭될 수 있다. 이하에서는, 본 개시의 기술적 사상은 DC-DC 컨버터가 벅 컨버터로 구현된 것을 중심으로 상술되나, 이에 국한되지 않고, 부스트 컨버터, 벅-부스트 컨버터 등의 다양한 DC-DC 컨버터에도 본 개시의 기술적 사상이 적용될 수 있음은 분명하다. 일부 실시예에서, 집적 회로(100a)는 모듈, 칩, 및/또는 패키지 수준의 개체로 구현될 수 있다.

[0015] 예시적 실시예로, 컨버팅 회로(111)는 인덕터 소자를 포함하고, 스위칭 동작을 기반으로 입력 전압(VIN)으로부터 출력 전압(VOUT)을 생성할 수 있다. 스위칭 동작은 제1 구간에서 인덕터 소자에 입력 전압(VIN)을 제공하고, 제1 구간에 후속된 제2 구간에서 인덕터 소자에 그라운드 전압을 제공하는 것을 포함할 수 있다. 이에 따라, 인덕터 소자의 전류는 제1 구간에서 선형적으로 증가하고, 제2 구간에서 선형적으로 감소할 수 있다. 인덕터 소자의 전류는 제1 구간에서 제2 구간으로 넘어가는 시점에서 피크 값을 가질 수 있다.

[0016] 예시적 실시예로, 인덕터 전류 애플레이터(112)는 입력 전압(VIN)의 레벨 변경에 응답하여 컨버팅 회로(111)의 인덕터 소자의 전류 피크 값을 변경하기 위한 적어도 하나의 파라미터의 값을 조정하고, 조정된 적어도 하나의 파라미터를 기반으로 내부 전압을 생성할 수 있다. 인덕터 전류 애플레이터(112)는 컨버팅 회로(111)의 인덕터

소자의 전류가 내부 전압의 패턴에 대응하는 패턴을 갖도록 컨버팅 회로(111)의 스위칭 동작을 제어하기 위한 제어 신호(PS_CS)를 생성하여 컨버팅 회로(111)에 제공할 수 있다.

[0017] 예시적 실시예로, 적어도 하나의 파라미터는 인덕터 전류 애플레이터(112)의 내부 전압의 패턴을 결정하는 것으로, 내부 전압의 생성에 이용되는 기준 전압, 커패시턴스 등을 포함할 수 있다. 일부 실시예들에서, 적어도 하나의 파라미터는 인덕터 전류 애플레이터(112)의 구성에 따라 달라질 수 있으며, 내부 전압의 생성에 이용되며 입력 전압(VIN)의 레벨 변경에 따라 용이하게 값이 변경될 수 있는 것이 파라미터로 설정될 수 있다. 인덕터 전류 애플레이터(112)는 입력 전압(VIN)의 레벨 변경에 따라 적어도 하나의 파라미터의 값을 조정함으로써 내부 전압의 패턴을 변경할 수 있으며, 컨버팅 회로(111)의 인덕터 소자의 전류가 변경된 내부 전압의 패턴에 부합하는 패턴을 갖도록 제어 신호(PS_CS)를 생성할 수 있다.

[0018] 본 개시의 예시적 실시예에 따른 DC-DC 컨버터(110)는 컨버팅 회로(111)의 인덕터 소자의 전류를 감지하여 인덕터 소자에 대한 스위칭 동작을 제어하는 것이 아니라, 인덕터 전류 애플레이터(112)에서 생성된 내부 전압을 이용하여 인덕터 소자의 전류 패턴을 비교적 쉽게 제어함으로써 입력 전압(VIN)의 레벨 변경에도 전압 변환 동작에서 발생하는 손실을 최소화하고, 안정적인 출력 전압(VOUT)의 리플을 보장할 수 있는 효과가 있다.

[0019] 도 1b를 더 참조하면, 전자 장치(1b)는 트래벨 어댑터(Travel, Adaptor, 30b), 집적 회로(100b) 및 배터리(10b)를 포함할 수 있다. 트래벨 어댑터(30b)는 충전기로서 가정용 전원 혹은 다른 전원 공급 수단으로부터 제공되는 AC 전원을 배터리(10b)를 충전하는데 필요한 DC 전원으로 변환할 수 있다. 집적 회로(100b)는 DC-DC 컨버터(110)를 포함할 수 있다. DC-DC 컨버터(110)는 트래벨 어댑터(30b)로부터 입력 전압(VIN)을 수신하고, DC-DC 변환 동작을 수행하여 출력 전압(VOUT)을 배터리(10b)에 제공할 수 있다. 배터리(10b)는 출력 전압(VOUT)으로 충전될 수 있다. 집적 회로(100b)는 배터리(10b)를 충전하는 충전 집적 회로로 지칭될 수 있다.

[0020] 트래벨 어댑터(30b)의 상태(예를 들면, 전원 공급 수단으로부터의 전원 공급 상태, 사용 기간, 동작 조건 등), 트래벨 어댑터(30b)의 종류 등에 따라 입력 전압(VIN)의 레벨은 의도치 않게 변경될 수 있다. 도 1a에서 서술된 것과 같이 예시적 실시예에 따른 DC-DC 컨버터(110)는 입력 전압(VIN)의 레벨 변경에 응답하여 손실을 최소화하고, 안정적인 출력 전압(VOUT)의 리플을 보장하기 위한 변환 동작을 수행할 수 있다.

[0021] 도 2는 본 개시의 예시적 실시예에 따른 DC-DC 컨버터의 동작을 설명하기 위한 순서도이다.

[0022] 도 2를 참조하면, 단계 S100에서 DC-DC 컨버터는 수신되는 입력 전압을 확인할 수 있다. 즉, DC-DC 컨버터는 입력 전압을 지속적으로 모니터링하여 입력 전압의 레벨 변경을 감지할 수 있다. 단계 S110에서 DC-DC 컨버터는 입력 전압을 기반으로 DC-DC 컨버터에 포함된 인덕터 전류 애플레이터의 적어도 하나의 파라미터의 값을 조정할 수 있다. 적어도 하나의 파라미터는 인덕터 전류 애플레이터의 내부 전압의 패턴을 결정하는 것으로, 인덕터 전류 애플레이터의 기준 전압, 커패시턴스 등을 포함할 수 있다. 예를 들어, DC-DC 컨버터는 입력 전압의 레벨 변경이 감지되는 때에 기준 전압의 레벨을 조정하고, 조정된 기준 전압을 이용하여 내부 전압을 생성할 수 있다. 단계 S120에서 DC-DC 컨버터는 인덕터 전류 애플레이터를 이용하여 입력 전압에 대한 변환 동작을 수행함으로써 출력 전압을 생성할 수 있다. 구체적으로, 인덕터 전류 애플레이터는 DC-DC 컨버터에 포함된 컨버팅 회로의 인덕터 소자의 전류가 내부 전압의 패턴에 대응하는 패턴을 갖도록 제어 신호를 생성하여 컨버팅 회로에 제공할 수 있다. 일 예로, 인덕터 소자의 전류의 패턴은 내부 전압의 패턴과 상호 반전 관계일 수 있다. 반전 관계에 대한 구체적인 실시예는 도 6에서 후술한다.

[0023] 도 3은 본 개시의 예시적 실시예들에 따른 DC-DC 컨버터의 동작과 비교되는 예를 설명하기 위한 도면이다.

[0024] 도 3을 참조하면, DC-DC 컨버터는 인덕터 소자의 전류(IL)의 피크 값(I_{Peak1} , I_{Peak2})을 고정시켜, 고정된 피크 값을 기반으로 스위칭 동작을 수행할 수 있다. DC-DC 컨버터는 제1 레벨의 제1 입력 전압(VIN1)을 수신한 때에, 제1 구간에서 인덕터 소자에 제1 입력 전압(VIN1)을 제공할 수 있고, 인덕터 소자의 전류(IL)는 피크 값(I_{Peak1})까지 상승할 수 있다. 이후, DC-DC 컨버터는 제2 구간에서 인덕터 소자에 그라운드 전압을 제공할 수 있고, 인덕터 소자의 전류(IL)는 영 전류까지 하강할 수 있다. 이 때에, DC-DC 컨버터는 목표 전압(VTG)으로부터 제1 리플($V_{ripple1}$)을 갖는 제1 출력 전압(VOUT1)을 출력할 수 있다. 제1 구간 및 제2 구간을 포함하는 구간은 스위칭 구간으로 정의될 수 있다.

[0025] DC-DC 컨버터는 제1 레벨보다 낮은 제2 레벨의 제2 입력 전압(VIN2)을 수신한 때에, 제1 구간동안 인덕터 소자에 제2 입력 전압(VIN2)을 제공할 수 있고, 인덕터 소자의 전류(IL)는 피크 값(I_{Peak2})까지 상승할 수 있다. 이후, DC-DC 컨버터는 제2 구간에서 인덕터 소자에 그라운드 전압을 제공할 수 있고, 인덕터 소자의 전류(IL)는

영 전류까지 하강할 수 있다. 이 때에, DC-DC 컨버터는 목표 전압(VTG)으로부터 제1 리플($V_{ripple1}$)보다 큰 제2 리플($V_{ripple2}$)을 갖는 제2 출력 전압(VOUT2)을 출력할 수 있다.

[0026] DC-DC 컨버터는 특정 입력 전압에 대하여 스위칭 동작에서의 전도성 손실과 스위칭 손실의 합이 최소가 되도록 설계되어 특정 입력 전압에서 효율이 최적화되고 다른 입력 전압에서는 효율이 저하될 수 있다. 구체적으로, DC-DC 컨버터의 스위칭 동작에서의 전도성 손실은 한 번의 스위칭 구간에서 인덕터 소자를 통해 출력으로 전달되는 에너지의 양에 비례하고, 스위칭 손실은 상기 에너지 양에 반비례할 수 있다. 따라서, DC-DC 컨버터의 입력 전압이 변할 때 한번의 스위칭 구간에서 인덕터 소자를 통해 출력으로 전달되는 에너지의 양이 변하게 되고, 이 과정에서 DC-DC 컨버터의 스위칭 동작에서의 전도성 손실 또는 스위칭 손실이 크게 증가하여, 결국, 두 손실의 합이 크게 증가할 수 있다. 이에 따라, DC-DC 컨버터의 에너지 효율은 저하될 수 있다. 또한, DC-DC 컨버터는 입력 전압의 레벨이 변경되는 때에, 출력 전압의 리플도 변경되어 리플에 민감한 DC-DC 컨버터 내의 부하 또는 소자에 영향을 줄 수 있다.

[0027] 본 개시의 예시적 실시예에 따른 DC-DC 컨버터는 입력 전압의 레벨이 변경되어도 에너지 효율을 최적으로 유지하고, 안정적인 리플을 갖는 출력 전압을 보장할 수 있다. 이하에서는, DC-DC 컨버터의 구체적인 실시예들이 서술된다.

[0028] 도 4는 본 개시의 예시적 실시예에 따른 DC-DC 컨버터(200)를 나타내는 도면이다. 이하에서는, DC-DC 컨버터(200)는 벡 컨버터로 구현된 것을 전제하여 서술한다.

[0029] 도 4를 참조하면, 벡 컨버터(200)는 컨버팅 회로(210) 및 인덕터 전류 애플레이터(220)를 포함할 수 있다. 컨버팅 회로(210)는 스위치 펄스 생성기(211), 게이트 드라이버(212), 스위치 회로(213), 인덕터 소자(L1) 및 커패시터 소자(C1)를 포함할 수 있다. 도 4의 컨버팅 회로(210)는 서술의 편의상 최소한의 구성을 포함하는 일 구현예에 해당하는 바, 이에 국한되지 않고, 벡 컨버팅 동작에 필요한 구성들을 더 포함하거나, 도시된 구성들 중 일부가 생략될 수 있다. 일 예로, 컨버팅 회로(210)는 전류 흐름을 제어하기 위한 다이오드(미도시)를 더 포함할 수 있다. 스위치 펄스 생성기(211)는 스위치 회로(213)에 포함된 제1 및 제2 트랜지스터들(pTR, nTR)의 온/오프를 제어하기 위한 펄스 신호를 생성할 수 있다. 게이트 드라이버(212)는 펄스 신호를 수신하여 제1 및 제2 트랜지스터들(pTR, nTR)에 각각 제공할 수 있다. 스위치 회로(213)는 펄스 신호에 응답하여 인덕터 소자(L1)에 입력 전압(VIN)을 제공하거나, 그라운드 전압을 제공할 수 있다. 일 예로, 제1 트랜지스터(pTR)는 pMOS 트랜지스터로 구현되고, 제2 트랜지스터(nTR)는 nMOS 트랜지스터로 구현될 수 있다. 예를 들어, 제1 트랜지스터(pTR)가 턴온되고, 제2 트랜지스터(nTR)가 턴오프된 때에, 인덕터 소자(L1)에 입력 전압(VIN)이 제공되는 제1 구간은 커패시터 소자(C1)가 충전되고, 인덕터 소자(L1)의 전류가 상승될 수 있다. 제1 트랜지스터(pTR)가 턴오프되고, 제2 트랜지스터(nTR)가 턴온된 때에, 인덕터 소자(L1)에 그라운드 전압이 제공되는 제2 구간은 커패시터 소자(C1)가 방전되고, 인덕터 소자(L1)의 전류가 하강될 수 있다. 컨버팅 회로(210)는 제1 및 제2 구간들을 포함하는 스위칭 구간을 반복하여 입력 전압(VIN)으로부터 출력 전압(VOUT)을 생성하여 출력할 수 있다.

[0030] 예시적 실시예로, 인덕터 소자 애플레이터(220)는 스위칭 구간에서의 인덕터 소자(L1)의 전류 패턴을 제어하기 위한 제어 신호(PS_CS)를 생성하여 스위치 펄스 생성기(211)에 제공할 수 있다. 스위치 펄스 생성기(211)는 제어 신호(PS_CS)를 기반으로 펄스 신호를 생성할 수 있다.

[0031] 예시적 실시예로, 인덕터 소자 애플레이터(220)는 애플레이션 제어 회로(230) 및 애플레이션 회로(240)를 포함할 수 있다. 애플레이션 제어 회로(230)는 출력 전압(VOUT)과 목표 전압(VTG)을 비교하여 비교 결과를 기반으로 애플레이션 회로(240)를 활성화 또는 비활성화 시킬 수 있다. 일 예로, 애플레이션 제어 회로(230)는 출력 전압(VOUT)이 목표 전압(VTG)으로 하강된 때에, 애플레이션 회로(240)를 활성화시킬 수 있다.

[0032] 예시적 실시예로, 애플레이션 회로(240)는 제1 스위치 회로(241), 적분기(242), 기준 전압 조정 회로(243), 제2 스위치 회로(244) 및 제1 비교기(245)를 포함할 수 있다. 제1 스위치 소자(241)는 제1 선택 신호(Se1_S1)에 응답하여 입력 전압(VIN) 및 출력 전압(GND) 중 어느 하나를 적분기(242)에 제공할 수 있다. 제1 선택 신호(Se1_S1)는 초기 구간 및 제1 구간을 제2 구간과 구분하기 위한 신호일 수 있다. 예를 들어, 제1 선택 신호(Se1_S1)는 초기 구간 및 제1 구간에서 제1 스위치 회로(241)가 입력 전압(VIN)을 선택하여 적분기(242)에 제공하도록 하기 위한 값을 가질 수 있고, 제2 구간에서 제1 스위치 회로(241)가 그라운드 전압(GND)을 선택하여 적분기(242)에 제공하도록 하기 위한 값을 가질 수 있다. 한편, 초기 구간은 내부 전압(VINT)을 생성하는 적분기(242)의 초기 설정을 위한 구간이고, 제1 및 제2 구간들은 스위칭 구간에 포함된 것일 수 있다. 예시적 실시예로, 제1 선택 신호(Se1_S1)는 제어 신호(PS_CS)와 동일하거나, 제어 신호(PS_CS)로부터 생성될 수 있다.

- [0033] 적분기(242)는 제1 스위치 회로(241)로부터 수신된 입력 전압(VIN) 또는 그라운드 전압(GND)을 수신하고, 출력 전압(VOUT)을 수신할 수 있다. 일 예로, 적분기(242)는 초기 구간에서 입력 전압(VIN)과 출력 전압(VOUT)을 수신하고, 출력 전압(VOUT)과 동일한 레벨을 갖는 내부 전압(VINT)을 생성할 수 있다. 적분기(242)는 제1 구간에서 입력 전압(VIN)과 출력 전압(VOUT)을 수신하고, 레벨이 하강하는 내부 전압(VINT)을 생성할 수 있다. 적분기(242)는 제2 구간에서 그라운드 전압(GND)과 출력 전압(VOUT)을 수신하고, 레벨이 상승하는 내부 전압(VINT)을 생성할 수 있다. 적분기(242)의 내부 전압(VINT)의 하강, 상승을 기준으로 제1 구간은 적분기(242)의 방전 구간으로 지정되고, 제2 구간은 적분기(242)의 충전 구간으로 지정될 수 있다.
- [0034] 기준 전압 조정 회로(243)는 내부 전압(VIN)을 수신하고, 내부 전압(VIN)의 레벨 변경을 감지하여 기준 전압(VREF)의 레벨을 조정할 수 있다. 기준 전압(VREF)의 레벨을 조정함으로써 내부 전압(VINT)의 패턴을 변경할 수 있으며, 이를 통해, 입력 전압(VIN)의 레벨 변경에 응답하여 인덕터 소자(L1)의 전류의 패턴(예를 들면, 패턴은, 전류의 피크 값, 제1 및 제2 구간들의 시간 길이 및 제1 및 제2 구간들 간의 비율 중 적어도 하나를 포함함)을 변경할 수 있다.
- [0035] 제2 스위치 소자(244)는 제2 선택 신호(Se1_S2)에 응답하여 기준 전압(VREF) 및 출력 전압(VOUT) 중 어느 하나를 제1 비교기(245)에 제공할 수 있다. 제2 선택 신호(Se1_S2)는 초기 구간 및 제2 구간을 제2 구간과 구분하기 위한 신호일 수 있다. 예를 들어, 제2 선택 신호(Se1_S2)는 초기 구간 및 제1 구간에서 제2 스위치 회로(244)가 기준 전압(VREF)을 선택하여 제1 비교기(245)에 제공하도록 하기 위한 값을 가질 수 있고, 제2 구간에서 제2 스위치 회로(244)가 출력 전압(VOUT)을 선택하여 제1 비교기(245)에 제공하기 위한 값을 가질 수 있다. 예시적 실시예로, 제2 선택 신호(Se1_S2)는 제어 신호(PS_CS)와 동일하거나, 제어 신호(PS_CS)로부터 생성될 수 있다.
- [0036] 제1 비교기(245)는 기준 전압(VREF) 또는 출력 전압(VOUT)을 내부 전압(VINT)과 비교하고, 비교 결과를 기반으로 제어 신호(PS_CS)를 생성하여 컨버팅 회로(210)에 제공할 수 있다. 제1 비교기(245)의 동작을 통해 내부 전압(VINT)은 제1 구간에서 출력 전압(VOUT)으로부터 기준 전압(VREF)까지 하강하고, 제2 구간에서 기준 전압(VREF)으로부터 소정의 전압 레벨까지 상승할 수 있다.
- [0037] 벡 컨버터(200)의 동작에 따른 구체적인 내부 전압(VINT)의 패턴, 인덕터 소자(L1)의 전류의 패턴은 도 6에서 후술된다.
- [0038] 도 4에 도시된 인덕터 전류 에플레이터(220)는 예시적인 실시예에 불과한 바, 이에 국한되지 않고, 인덕터 소자(L1)의 전류를 모방하는 소정의 전압 또는 전류를 생성하여 생성된 전압 또는 전류를 기반으로 인덕터 소자(L1)의 전류의 패턴을 형성하는 제어 신호(PS_CS)를 생성하기 위한 다양한 구현예들이 적용될 수 있다.
- [0039] 도 5a 내지 도 5c는 도 4의 적분기(242)의 구현예 및 동작을 설명하기 위한 도면이다. 이하에서는, 이해를 돕기 위해 도 4가 더 참조될 수 있다. 또한, 도 5a는 적분기(242)의 초기 구간, 도 5b는 적분기(242)의 방전 구간, 도 5c는 적분기(242)의 충전 구간에서의 적분기(242)를 각각 나타내는 것을 전제한다.
- [0040] 도 5a를 참조하면, 적분기(242)는 제2 비교기(242_2), 커패시터 소자(C2), 스위치 소자(SW) 및 저항 소자(R1)를 포함할 수 있다. 제2 비교기(242_1)는 제1 스위치 회로(241)와 연결된 제1 입력 노드(n1)와 출력 전압(VOUT)을 수신하는 제2 입력 노드(n2)와 연결될 수 있다. 커패시터 소자(C2)는 제1 입력 노드(n1)와 내부 전압(VINT)을 출력하는 제2 비교기(242_1)의 출력 노드(n3) 사이에 연결될 수 있다. 스위치 소자(SW)는 제1 입력 노드(n1)와 출력 노드(n3) 사이에서 커패시터 소자(C2)와 병렬 연결될 수 있다. 저항 소자(R1)는 제1 스위치 회로(241)와 제1 입력 노드(n1) 사이에 연결될 수 있다. 제1 비교기(245)는 제2 비교기(242_1)의 출력 노드(n3)와 제2 스위칭 회로(244)와 연결된 제4 입력 노드(n4)에 연결될 수 있다.
- [0041] 초기 구간에서는 초기 신호(T_INT)에 응답하여 스위치 소자(SW)는 단락(closed)되고, 제2 비교기(242_1)는 입력 전압(VIN) 및 출력 전압(VOUT)을 입력으로 수신할 수 있으며, 출력 전압(VOUT)과 동일한 레벨의 내부 전압(VINT)을 제1 비교기(245)로 출력할 수 있다. 제1 비교기(245)는 내부 전압(VINT) 및 기준 전압(VREF)을 입력으로 수신하고, 이를 기반으로 제어 신호(PS_CS)를 생성할 수 있다. 일 예로, 제1 비교기(245)는 내부 전압(VINT)을 출력 전압(VOUT)과 동일 레벨로 초기화시키기 위한 제어 신호(PS_CS)를 초기 구간의 기설정된 시간동안 생성할 수 있으며, 기설정된 시간이 흐른 후에는 방전 구간을 시작하기 위한 제어 신호(PS_CS)를 생성할 수 있다.
- [0042] 도 5b를 더 참조하면, 방전 구간에서 스위치 소자(SW)는 초기 신호(T_INT)에 응답하여 오픈(opened)되고, 제2 비교기(242_1)는 입력 전압(VIN) 및 출력 전압(VOUT)을 입력으로 수신할 수 있으며, 이 때, 적분기(242)에는 커패시터 소자(C2)를 방전시키는 방전 전류(I_TP)가 흐를 수 있다. 적분기(242)는 레벨이 선형적으로 하강하는 내부 전압(VINT)을 제1 비교기(245)로 출력할 수 있다. 제1 비교기(245)는 내부 전압(VINT) 및 기준 전압(VREF)을

입력으로 수신하고, 이를 기반으로 제어 신호(PS_CS)를 생성할 수 있다. 일 예로, 제1 비교기(245)는 내부 전압(VINT)이 기준 전압(VREF)으로 하강하는 것과 대응하여 인덕터 소자(L1)의 전류를 상승시키기 위한 제어 신호(PS_CS)를 생성할 수 있다. 제1 비교기(245)는 방전 구간이 종료되어 내부 전압(VINT)이 기준 전압(VREF)에 도달한 때에, 충전 구간을 시작하기 위한 제어 신호(PS_CS)를 생성할 수 있다.

[0043] 도 5c를 더 참조하면, 충전 구간에서 스위치 소자(SW)는 초기 신호(T_INT)에 응답하여 여전히 오픈(opened)되고, 제2 비교기(242_1)는 그라운드 전압(GND) 및 출력 전압(VOUT)을 입력으로 수신할 수 있으며, 이 때, 적분기(242)에는 커패시터 소자(C2)를 충전시키는 충전 전류(I_TN)가 흐를 수 있다. 적분기(242)는 레벨이 선형적으로 상승하는 내부 전압(VINT)을 제1 비교기(245)로 출력할 수 있다. 제1 비교기(245)는 내부 전압(VINT) 및 출력 전압(VOUT)을 입력으로 수신하고, 이를 기반으로 제어 신호(PS_CS)를 생성할 수 있다. 일 예로, 제1 비교기(245)는 내부 전압(VINT)이 소정의 전압 레벨로 상승하는 것과 대응하여 인덕터 소자(L1)의 전류를 하강시키기 위한 제어 신호(PS_CS)를 생성할 수 있다. 제1 비교기(245)는 충전 구간이 종료되어 내부 전압(VINT)이 소정의 전압 레벨에 도달한 때에, 다음 스위칭 동작을 준비하기 위한 제어 신호(PS_CS)를 생성할 수 있다. 한편, 일부 실시예에서 전송된 초기 신호(T_INT)는 도 4의 애플리케이션 제어 회로(230)에서 생성될 수 있다.

[0044] 도 6은 본 개시의 예시적 실시예에 따른 내부 전압(VINT)과 인덕터 소자의 전류(IL)와의 관계를 설명하기 위한 그래프이다. 이하에서는, 이해를 돕기 위해 도 4, 도 5a 내지 도 5c가 더 참조될 수 있다.

[0045] 도 6을 참조하면, 제1 시간(t11)에서 제2 시간(t21) 사이는 초기 구간에 해당하고, 초기 신호(T_INT)는 하이 레벨을 갖고, 내부 전압(VINT)은 출력 전압(VOUT)과 동일한 레벨을 가질 수 있다. 또한, 인덕터 소자(L1)의 전류(IL)는 일정한 레벨을 가질 수 있다. 초기 구간에서 생성되는 제어 신호(PS_CS)는 하이 레벨을 가질 수 있다.

[0046] 제2 시간(t21)에서 제3 시간(t31) 사이는 커패시터 소자(C2)의 방전 구간에 해당하고, 초기 신호(T_INT)는 로우 레벨을 갖고, 내부 전압(VINT)은 제1 기울기(11)로 하강할 수 있다. 방전 구간동안 내부 전압(VINT)은 하강하여 기준 전압(VREF)에 도달할 수 있다. 한편, 제1 기울기(11)는 다음과 같은 [수학식 1]로 표현될 수 있다.

[0047] [수학식 1]

$$\Delta_{11} = \frac{V_{OUT} - V_{REF}}{TP} = \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{R \cdot C}$$

[0048] 'TP'는 방전 구간의 시간 길이를 의미하고, 'R'은 적분기(242)의 저항 소자(R)의 저항치를 의미하며, 'C'는 적분기(242)의 커패시터 소자(C2)의 커패시턴스를 의미한다. 또한, 인덕터 소자(L1)의 전류(IL)는 방전 구간에 부합하는 제1 구간에서 제1 기울기(11)에 대응하는 제2 기울기(12)로 상승할 수 있다. 제1 구간동안 인덕터 소자(L1)의 전류(IL)는 상승하여 기준 전압(VREF)에 부합하는 피크 값(I_{Peak})에 도달할 수 있다.

[0050] 제3 시간(t31)에서 제4 시간(t41) 사이는 커패시터 소자(C2)의 충전 구간에 해당하고, 초기 신호(T_INT)는 여전히 로우 레벨을 갖고, 내부 전압(VINT)은 제3 기울기(21)로 상승할 수 있다. 충전 구간동안 내부 전압(VINT)은 상승하여 소정의 전압 레벨에 도달할 수 있다. 한편, 제3 기울기(21)는 다음과 같은 [수학식 2]로 표현될 수 있다.

[0051] [수학식 2]

$$\Delta_{21} = \left| \frac{V_{OUT} - V_{REF}}{TN} \right| = \frac{V_{OUT}}{R \cdot C}$$

[0052] 'TN'는 충전 구간의 시간 길이를 의미하고, 'R'은 적분기(242)의 저항 소자(R)의 저항치를 의미하며, 'C'는 적분기(242)의 커패시터 소자(C2)의 커패시턴스를 의미한다. 또한, 인덕터 소자(L1)의 전류(IL)는 충전 구간에 부합하는 제2 구간에서 제3 기울기(21)에 대응하는 제4 기울기(22)로 하강할 수 있다. 제2 구간동안 인덕터 소자(L1)의 전류(IL)는 하강하여 소정의 레벨에 도달할 수 있다.

[0054] 예시적 실시예로, 내부 전압(VINT)의 패턴과 인덕터 소자(L1)의 전류(IL)의 패턴과 상호 반전 관계일 수 있다. 구체적으로, 제1 기울기(11)는 음의 값을 갖고, 제1 기울기(11)에 대응하는 제2 기울기(12)는 양의 값을 가질 수 있다. 또한, 제2 기울기(12)의 절대값은 제1 기울기(11)의 절대값에 비례할 수 있다. 제3 기울기(21)는 양의 값을 갖고, 제3 기울기(21)에 대응하는 제4 기울기(22)는 음의 값을 가질 수 있다. 또한, 제4 기울기(22)의 절대값은 제3 기울기(21)의 절대값에 비례할 수 있다.

[0055] 한편, 제2 및 제4 기울기들(12, 22)은 [수학식 3] 및 [수학식 4]로 표현될 수 있다.

[0056] [수학식 3]

$$|\Delta_{12}| = \frac{I_{Peak}}{TP} = \frac{VIN - VOUT}{L}$$

[0058] [수학식 4]

$$|\Delta_{21}| = \frac{I_{Peak}}{TN} = \frac{VOUT}{L}$$

[0060] 'TP'는 방전 구간의 시간 길이를 의미하고, 'TN'은 충전 구간의 시간 길이를 의미하며, 'L'은 컨버팅 회로(210)의 인덕터 소자(L1)의 인덕턴스를 의미할 수 있다.

[0061] [수학식 1] 및 [수학식 2]로부터 제1 및 제3 기울기들 간의 비율은 [수학식 5]로 표현될 수 있다.

[0062] [수학식 5]

$$\left| \frac{VOUT - VREF}{TP} \right| : \left| \frac{VOUT - VREF}{TN} \right| = \frac{VIN - VOUT}{R \cdot C} : \frac{VOUT}{R \cdot C}$$

[0064] 'TP'는 방전 구간의 시간 길이를 의미하고, 'TN'은 방전 구간의 시간 길이를 의미하며, 'R'은 적분기(242)의 저항 소자(R)의 저항치를 의미하며, 'C'는 적분기(242)의 커패시터 소자(C2)의 커패시턴스를 의미한다. [수학식 5]를 정리하면 방전 구간의 시간 길이(TP)와 충전 구간의 시간 길이(TN)의 비는 [수학식 6]과 같다.

[0065] [수학식 6]

$$TP : TN = VOUT : VIN - VOUT$$

[0067] 즉, 방전 구간의 시간 길이(TP)는 인덕터 소자(L1)에 입력 전압(VIN)이 제공되는 제1 구간의 시간 길이와 동일하고, 충전 구간의 시간 길이(TN)는 인덕터 소자(L1)에 그라운드 전압이 제공되는 제2 구간의 시간 길이와 동일할 수 있다. 즉, 본 개시의 예시적 실시예의 벅 컨버터(200)는 제2 구간을 종료하기 위해 인덕터 소자(L1)의 0 전류를 감지하기 위한 별도의 회로를 구비하지 않고, 인덕터 전류 애플레이터(220)를 통해 출력 전압(VOUT) 및 입력 전압(VIN)에 기초하여 제2 구간의 종료 시점이 정해질 수 있다. 이에 따라, 본 개시의 예시적 실시예에 따른 벅 컨버터(200)의 회로 설계는 단순해지고, 소형화가 가능할 수 있다.

[0068] 또한, [수학식 1]로부터 정리된 충전 구간의 시간 길이(TP)는 [수학식 7]과 같이 표현될 수 있다.

[0069] [수학식 7]

$$TP = \frac{VOUT - VREF}{VIN - VOUT} \cdot (R \cdot C)$$

[0071] [수학식 3] 및 [수학식 7]로부터 인덕터 전류(IL)의 피크 값(I_{Peak})은 [수학식 8]과 같이 표현될 수 있다.

[0072] [수학식 8]

$$I_{Peak} = TP \cdot \frac{VIN - VOUT}{L} = \frac{VOUT - VREF}{L} \cdot (R \cdot C)$$

[0074] [수학식 8]과 같이, 인덕터 전류(IL)의 피크 값(I_{Peak})은 입력 전압(VIN)과 무관하며, 인덕터 전류 애플레이터(220)의 기준 전압(VREF), 커패시턴스(C) 및 저항치(R)에 의존할 수 있다. 예시적 실시예로, 인덕터 전류 애플레이터(220)는 인덕터 전류(IL)의 피크 값(I_{Peak})을 변경하기 위해 기준 전압(VREF), 커패시턴스(C) 및 저항치(R) 중 적어도 하나를 조정할 수 있다. 이에 대한 구체적인 내용은 도 7a 및 도 7b에서 서술한다.

[0075] 도 7a 및 도 7b는 도 4의 기준 전압 조정 회로(243)의 구현예와 동작을 설명하기 위한 도면이다. 이하에서는, 이해를 돕기 위해 도 4가 더 참조될 수 있다.

[0076] 도 7a를 참조하면, 기준 전압 조정 회로(243)는 아날로그-디지털 변환 회로(243_1) 및 전압 레귤레이터(243_2)를 포함할 수 있다. 아날로그-디지털 변환 회로(243_1)는 입력 전압(VIN)을 수신하여 입력 전압(VIN)의 레벨에 따라 상이한 값을 갖는 디지털 신호(D_VIN)를 생성할 수 있다. 전압 레귤레이터(243_2)는 디지털 신호(D_VIN)를

기반으로 레벨이 조정된 기준 전압(VREF)을 출력할 수 있다. 다만, 도 7a의 기준 전압 조정 회로(243)의 구현에는 예시적인 것에 불과한 바, 이에 국한되지 않고, 입력 전압(VIN)의 레벨 변경에 따라 기준 전압(VREF)의 레벨을 조정할 수 있는 다양한 구조들이 적용될 수 있다. 예를 들어, 기준 전압 조정 회로(243)는 룩-업 테이블을 포함하고, 룩-업 테이블을 참조하여 수신된 입력 전압(VIN)의 레벨에 부합하는 기준 전압(VREF)을 출력하도록 구현될 수도 있다.

[0077] 도 7b를 더 참조하면, 벡 컨버터(200)는 제1 레벨의 제1 입력 전압(VIN1)을 수신한 때에, 기준 전압 조정 회로(243)는 제1 기준 전압(VREF1)을 출력할 수 있다. 내부 전압(VINT)은 방전 구간에서 제1 기준 전압(VREF1)까지 하강할 수 있다. 인덕터 소자(L1)의 전류(IL)는 방전 구간에 부합하는 제1 구간에서 제1 피크 값(I_{Peak1})까지 상승할 수 있다. 제1 피크 값(I_{Peak1})은 전술된 [수학식 8]과 같이 제1 기준 전압(VREF1)에 기초하여 결정될 수 있다. 내부 전압(VINT)은 충전 구간에서 제1 기준 전압(VREF1)으로부터 소정의 전압 레벨로 상승할 수 있다. 인덕터 소자(L1)의 전류(IL)는 충전 구간에 부합하는 제2 구간에서 소정의 전류 레벨로 하강할 수 있다. 컨버팅 회로(210)는 제1 및 제2 구간들을 포함하는 스위칭 구간을 반복하여 제1 입력 전압(VIN1)으로부터 제1 출력 전압(VOUT1)을 출력할 수 있다.

[0078] 벡 컨버터(200)는 제1 레벨보다 낮은 제2 레벨의 제2 입력 전압(VOUT2)을 수신한 때에, 기준 전압 조정 회로(243)는 제1 기준 전압(VREF1)보다 큰 레벨을 갖는 제2 기준 전압(VREF2)을 출력할 수 있다. 내부 전압(VINT)은 방전 구간에서 제2 기준 전압(VREF2)까지 하강할 수 있다. 인덕터 소자(L1)의 전류(IL)는 방전 구간에 부합하는 제1 구간에서 제1 피크 값(I_{Peak1})보다 작은 제2 피크 값(I_{Peak2})까지 상승할 수 있다. 제2 피크 값(I_{Peak2})은 전술된 [수학식 8]과 같이 제2 기준 전압(VREF2)에 기초하여 결정될 수 있다. 내부 전압(VINT)은 충전 구간에서 제2 기준 전압(VREF2)으로부터 소정의 전압 레벨로 상승할 수 있다. 인덕터 소자(L1)의 전류(IL)는 충전 구간에 부합하는 제2 구간에서 소정의 전류 레벨로 하강할 수 있다. 컨버팅 회로(210)는 제1 및 제2 구간들을 포함하는 스위칭 구간을 반복하여 제2 입력 전압(VIN2)으로부터 제2 출력 전압(VOUT2)을 출력할 수 있다. 제2 출력 전압(VOUT2)과 목표 전압(VTG) 간의 제2 리플($V_{ripple2}$)은 제1 출력 전압(VOUT1)과 목표 전압(VTG) 간의 제1 리플($V_{ripple1}$)은 동일 또는 유사할 수 있다. 이에 따라, 제1 및 제2 출력 전압들(VOUT1, VOUT2) 간의 레벨 차는, 임계 범위 내로 유지될 수 있다.

[0079] 본 개시의 예시적 실시예에 따른 벡 컨버터(200)는 입력 전압(VIN)의 레벨이 변경되는 때에, 기준 전압(VREF)을 조정하여 인덕터 소자(L1)의 전류(IL)의 피크 값(I_{Peak})을 조정할 수 있으며, 이를 통해, 스위칭 구간에서 인덕터 소자(L1)를 통해 전달되는 에너지의 양을 조정함으로써 전술된 전도성 손실 또는 스위칭 손실을 감소시켜 두 손실의 합이 최소값을 유지시킬 수 있고, 안정적인 리플을 갖는 출력 전압(VOUT)을 생성할 수 있다. 그 결과, 입력 전압(VIN)의 레벨이 변경되어도 벡 컨버터(200)의 변환 동작의 에너지 효율 저하를 방지할 수 있고, 벡 컨버터(200)는 안정적인 변환 동작을 수행할 수 있다.

[0080] 도 8a는 본 개시의 예시적 실시예에 따른 애플리케이션 회로(240a)를 나타내는 블록도이고, 도 8b는 도 8a의 적분기(242a)를 구체적으로 나타내는 도면이다. 이하에서는, 도 4의 애플리케이션 회로(240) 및 적분기(242)와 중복되는 내용은 생략된다.

[0081] 도 8a를 참조하면, 도 4의 애플리케이션 회로(240)와 비교하여 애플리케이션 회로(240a)는 커패시턴스 조정 회로(245)를 더 포함할 수 있다. 커패시턴스 조정 회로(245)는 입력 전압(VIN)을 수신하고, 입력 전압(VIN)을 기반으로 적분기(242a)의 커패시턴스를 조정하기 위한 커패시턴스 제어 신호(C_CS)를 생성할 수 있다. 도 6의 [수학식 8]을 통해 서술된 바와 같이, 커패시턴스 조정 회로(245)는 인덕터 전류의 피크 값을 변경하기 위해 적분기(242a)의 커패시턴스를 변경할 수 있다. 일 예로, 커패시턴스 조정 회로(245)는 입력 전압(VIN)의 레벨이 종전보다 낮게 변경된 때에, 적분기(242a)의 커패시턴스를 종전보다 작게 조정하기 위한 커패시턴스 제어 신호(C_CS)를 생성할 수 있다. 적분기(242a)는 커패시턴스 제어 신호(C_CS)를 기반으로 커패시턴스를 조정할 수 있다.

[0082] 도 8b를 더 참조하면, 적분기(242a)는 도 4의 적분기(242)와 비교하여 가변 커패시터 소자(C_V)를 포함할 수 있다. 가변 커패시터 소자(C_V)는 수신된 커패시턴스 제어 신호(C_CS)에 응답하여 커패시턴스를 조정할 수 있다.

[0083] 도 9a는 본 개시의 예시적 실시예에 따른 애플리케이션 회로(240b)를 나타내는 블록도이고, 도 9b는 도 9a의 적분기(242b)를 구체적으로 나타내는 도면이다. 이하에서는, 도 4의 애플리케이션 회로(240) 및 적분기(242)와 중복되는 내용은 생략된다.

- [0084] 도 9a를 참조하면, 도 4의 에플레이션 회로(240)와 비교하여 에플레이션 회로(240b)는 저항치 조정 회로(246)를 더 포함할 수 있다. 저항치 조정 회로(246)는 입력 전압(VIN)을 수신하고, 입력 전압(VIN)을 기반으로 적분기(242b)의 저항치를 조정하기 위한 저항치 제어 신호(R_CS)를 생성할 수 있다. 도 6의 [수학식 8]을 통해 서술된 바와 같이, 저항치 조정 회로(246)는 인덕터 전류의 피크 값을 변경하기 위해 적분기(242b)의 저항치를 변경할 수 있다. 일 예로, 저항치 조정 회로(246)는 입력 전압(VIN)의 레벨이 종전보다 낮게 변경된 때에, 적분기(242b)의 저항치를 종전보다 작게 조정하기 위한 저항치 제어 신호(R_CS)를 생성할 수 있다. 적분기(242b)는 저항치 제어 신호(R_CS)를 기반으로 저항치를 조정할 수 있다.
- [0085] 도 9b를 더 참조하면, 적분기(242b)는 도 4의 적분기(242)와 비교하여 가변 저항 소자(R_V)를 포함할 수 있다. 가변 저항 소자(R_V)는 수신된 저항치 제어 신호(R_CS)에 응답하여 저항치를 조정할 수 있다.
- [0086] 한편, 일부 실시예에서, 에플레이션 회로(240b)는 커패시턴스 조정 회로를 더 포함하고, 적분기(242b)는 가변 커패시터 소자를 더 포함할 수 있다. 에플레이션 회로(240b)는 기준 전압(VREF), 적분기(242b)의 저항치 및 커패시턴스를 조정하여 인덕터 소자의 전류의 피크 값을 변경할 수 있다.
- [0087] 도 10은 본 개시의 예시적 실시예에 따른 전자 장치(1000)를 나타내는 블록도이다.
- [0088] 도 10을 참조하면, 전자 장치(1000)는 충전 집적 회로(1010), 배터리(1020), 전력 관리 집적 회로(1030) 및 시스템 부하(1040)를 포함할 수 있다. 충전 집적 회로(1010)는 도 1 등의 실시예들이 적용된 제1 DC-DC 컨버터(1011)를 포함할 수 있다. 제1 DC-DC 컨버터(1011)는 입력 전압(VIN)의 레벨 변경에 응답하여 인덕터 소자의 전류의 피크 값을 변경하기 위한 적어도 하나의 파라미터를 조정하고, 조정된 적어도 하나의 파라미터를 기반으로 내부 전압을 생성할 수 있다. 제1 DC-DC 컨버터(1011)는 인덕터 소자의 전류의 패턴이 내부 전압의 패턴에 대응하는 패턴을 갖도록 내부 전압을 기반으로 스위칭 동작하여 입력 전압(VIN)으로부터 출력 전압을 생성할 수 있다. 제1 DC-DC 컨버터(1011)는 출력 전압을 배터리(1020)에 제공하고, 배터리(1020)는 출력 전압에 의해 충전될 수 있다.
- [0089] 전력 관리 집적 회로(1030)는 전자 장치(1000)의 시스템 부하(1040)와 같은 내부 구성들에 필요한 전압들을 발생하거나 관리하도록 구현될 수 있다. 전력 관리 집적 회로(1030)는 도 1 등의 실시예들이 적용된 제2 DC-DC 컨버터(1031)를 포함할 수 있다. 제2 DC-DC 컨버터(1031)는 입력 전압(VIN)을 직접 수신하거나, 배터리(1020)로부터 전압을 수신하여 전술된 예시적 실시예들에 따른 변환 동작을 수행할 수 있다. 제2 DC-DC 컨버터(1031)는 입력 전압(VIN) 또는 배터리(1020)로부터의 전압으로부터 출력 전압을 생성하여 시스템 부하(1040)에 제공할 수 있다.
- [0090] 도 11a 및 도 11b는 본 개시의 예시적 실시예들에 따른 전자 장치(1100a, 1100b)를 나타내는 블록도이다.
- [0091] 도 11a를 참조하면, 전자 장치(1100a)는 트래벨 어댑터(Travel Adaptor, 1110), 무선 어댑터(1120), 집적 회로(1130a) 및 배터리(1140)를 포함할 수 있다. 집적 회로(1130a)는 도 1 등의 실시예들이 적용된 제1 및 제2 DC-DC 컨버터들(1131a, 1132a)을 포함할 수 있다. 트래벨 어댑터(1110)는 가정용 전원 혹은 다른 전원 공급원으로부터 제공되는 전원을 DC 전원으로 변환할 수 있다. 무선 어댑터(1120)는 소정의 무선 충전 방식에 따라 DC 전원을 변환할 수 있다. 무선 충전 방식은 자기 유도, 자기 공명, 전자기 유도, 비방사형 무선 충전 등의 다양한 무선 충전 방식 중 적어도 하나일 수 있다.
- [0092] 트래벨 어댑터(1110)는 제1 수단으로서 제1 DC-DC 컨버터(1131a)와 연결되어 제1 입력 단자를 통해 제1 입력 전압을 제공할 수 있다. 무선 어댑터(1120)는 제2 수단으로서 제2 DC-DC 컨버터(1132a)와 연결되어 제2 입력 단자를 통해 제2 입력 전압을 제공할 수 있다. 일 예로, 제1 및 제2 입력 전압들이 상이한 때에, 제1 및 제2 DC-DC 컨버터들(1131a, 1132a)은 각각 상이한 값을 갖는 파라미터를 기반으로 각각 내부 전압을 생성하여 전압 변환 동작을 수행할 수 있다. 이 때, 제1 및 제2 DC-DC 컨버터들(1131a, 1132a)에서의 인덕터 소자들의 전류들의 피크 값들은 상이할 수 있다. 제1 및 제2 DC-DC 컨버터들(1131a, 1132a)은 제1 및 제2 입력 전압들로부터 제1 및 제2 출력 전압들을 생성하여 배터리(1140)를 충전할 수 있다. 예시적 실시예로, 제1 및 제2 출력 전압들 간의 레벨 차는, 임계 범위 내일 수 있다. 일부 실시예에서 배터리(1140)는 복수의 배터리들을 포함할 수 있다.
- [0093] 도 11b를 참조하면, 전자 장치(1100b)는 제1 및 제2 배터리들(1141, 1142), 집적 회로(1130b), 시스템 부하(1150)를 포함할 수 있다. 제1 배터리(1141)는 제1 수단으로서 제1 DC-DC 컨버터(1131b)와 연결되어 제1 입력 단자를 통해 제1 입력 전압을 제공할 수 있다. 제2 배터리(1142)는 제2 수단으로서 제2 DC-DC 컨버터(1132b)와 연결되어 제2 입력 단자를 통해 제2 입력 전압을 제공할 수 있다. 일 예로, 제1 및 제2 입력 전압들이 상이한 때에, 제1 및 제2 DC-DC 컨버터들(1131b, 1132b)은 각각 상이한 값을 갖는 파라미터를 기반으로 각각 내부 전압

을 생성하여 전압 변환 동작을 수행할 수 있다. 이 때, 제1 및 제2 DC-DC 컨버터들(1131b, 1132b)에서의 인덕터 소자의 전류들의 피크 값들은 상이할 수 있다. 제1 및 제2 DC-DC 컨버터들(1131b, 1132b)은 제1 및 제2 입력 전압들로부터 제1 및 제2 출력 전압들을 생성하여 시스템 부하(1150)에 제공할 수 있다. 예시적 실시예로, 제1 및 제2 출력 전압들 간의 레벨 차는, 임계 범위 내일 수 있다.

[0094] 도 12는 본 개시의 예시적 실시예에 따른 모바일 장치의 전력 시스템(2000)을 나타내는 블록도이다.

[0095] 도 12를 참조하면, 전력 시스템(2000)은 커넥터(2110), 무선 전력 관리기(wireless power manager; 2120), 충전 집적 회로(2200), 배터리(2300), 및 전력 관리 집적 회로(2400)를 포함할 수 있다.

[0096] 전력 시스템(2000)은 모바일 장치에 전력을 공급하기 위해 이용될 수 있다. 전력 시스템(2000)은 어댑터와 같은 변환 장치를 통해 유선으로 연결되는 전력 소스(power source)로부터 전력을 공급받을 수 있다. 혹은, 전력 시스템(2000)은 인덕터의 공진(resonance)에 의해 무선으로 연결되는 전력 소스로부터 전력을 공급받을 수 있다. 전력 시스템(2000)은 공급받은 전력을 적절히 변환할 수 있다. 전력 시스템(2000)은 변환된 전력을 이동식 전자 장치의 구성 요소들로 공급할 수 있다.

[0097] 예로서, 커넥터(2110)는 유선 입력 단자(WIN)를 통해 어댑터와 같은 변환 장치와 연결될 수 있다. 커넥터(2110)는 유선으로 연결되는 전력 소스로부터 전력을 제공받을 수 있다. 커넥터(2110)는 공급받은 전력을 적절히 변환하고, 변환된 전력을 충전 집적 회로(2200)로 제공할 수 있다.

[0098] 예로서, 무선 전력 관리기(2120)는 입력 인덕터(LIN)와 연결될 수 있다. 입력 인덕터(LIN)는 무선 전력 송신기의 송신 인덕터(미도시)와 공진할 수 있다. 무선 전력 관리기(2120)는 입력 인덕터(LIN)와 송신 인덕터 사이의 공진에 의해 무선으로 연결되는 전력 소스로부터 전력을 제공받을 수 있다. 무선 전력 관리기(2120)는 제공받은 전력을 적절히 변환하고, 변환된 전력을 충전 집적 회로(2200)으로 제공할 수 있다.

[0099] 충전 집적 회로(2200)는, 배터리 전원 모드(battery power mode), 충전 모드(charging mode), 및 부스트 모드(boost mode) 중 하나로 동작할 수 있다. 예로서, 커넥터(2110) 및 무선 전력 관리기(2120)를 통해 전력이 공급되지 않는 경우, 배터리 전원 모드가 동작할 수 있다. 배터리 전원 모드에서, 충전 집적 회로(2200)은 배터리(2300)로부터 전력을 제공받을 수 있다. 충전 집적 회로(2200)은 배터리(2300)로부터 제공된 입력 전압의 레벨 변경에 응답하여 본 개시의 예시적 실시예들에 따른 변환 동작을 수행함으로써 생성된 출력 전압을 전력 관리 집적 회로(2400)로 제공할 수 있다.

[0100] 충전 집적 회로(2200)는 커넥터(2110) 및 무선 전력 관리기(2120) 중 적어도 하나로부터 전력을 제공받을 수 있다. 예로서, 커넥터(2110) 및 무선 전력 관리기(2120) 중 적어도 하나를 통해 전력이 제공되는 경우, 충전 모드로 동작할 수 있다. 충전 모드에서, 충전 집적 회로(2200)는 커넥터(2110) 혹은 무선 전력 관리기(2120)를 통해 제공받은 입력 전압의 레벨 변경에 응답하여 본 개시의 예시적 실시예들에 따른 변환 동작을 수행함으로써 생성된 출력 전압을 배터리(2300)에 제공할 수 있다. 나아가, 충전 집적 회로(2200)는 변환된 출력 전압을 전력 관리 집적 회로(2400)로 제공할 수 있다.

[0101] 예로서, 이동식 전자 장치의 이용을 보조하기 위해 이용되는 주변 장치(peripheral device; 예컨대, 키보드, 스피커 등)가 커넥터(2110)를 통해 충전 집적 회로(2200)와 연결될 수 있다. 충전 집적 회로(2200)는 주변 장치로 전력을 공급하기 위해 부스트 모드로 동작할 수 있다. 부스트 모드에서, 충전 집적 회로(2200)은 배터리(2300)의 출력 전압을 증가시키고(Boost), 증가된 전압을 주변 장치로 제공할 수 있다. 필요에 따라, 부스트 모드에서, 충전 집적 회로(2200)은 배터리(2300)로부터 제공받은 입력 전압의 레벨 변경에 응답하여 본 개시의 예시적 실시예들에 따른 변환 동작을 수행함으로써 생성된 출력 전압을 전력 관리 집적 회로(2400)로 제공할 수 있다.

[0102] 본 개시의 예시적 실시예에 따른 충전 집적 회로(2200)의 구성 및 동작들은 도 1 내지 도 9b에 설명된 바와 같이 설명될 것이다. 전력 관리 집적 회로(2400)는 충전 집적 회로(2200)로부터 입력 전압을 제공받을 수 있다. 예로서, 전력 관리 집적 회로(2400)는 충전 집적 회로(2200)로부터 제공받은 입력 전압을 본 개시의 예시적 실시예들에 따른 변환 동작을 수행함으로써 생성된 출력 전압을 이동식 전자 장치의 다른 구성 요소들로 제공할 수 있다. 예로서, 이동식 전자 장치에 포함되는 프로세서(2500), 입출력 인터페이스(2510), 메모리(2520), 스토리지(2530), 디스플레이(2540), 및 통신 회로 블록(2550) 각각은 전력 관리 집적 회로(2400)로부터 제공받은 출력 전압을 이용하여 동작할 수 있다.

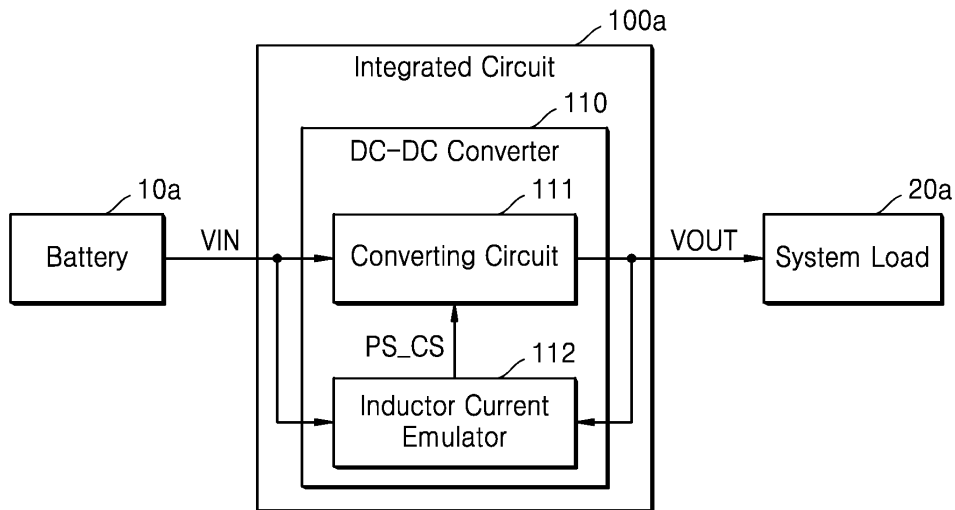
[0103] 이상에서와 같이 도면과 명세서에서 예시적인 실시예들이 개시되었다. 본 명세서에서 특정한 용어를 사용하여 실시예들을 설명되었으나, 이는 단지 본 개시의 기술적 사상을 설명하기 위한 목적에서 사용된 것이지 의미 한

정이나 특허청구범위에 기재된 본 개시의 범위를 제한하기 위하여 사용된 것은 아니다. 그러므로 본 기술분야의 통상의 지식을 가진 자라면 이로부터 다양한 변형 및 균등한 타 실시예가 가능하다는 점을 이해할 것이다. 따라서, 본 개시의 진정한 기술적 보호범위는 첨부된 특허청구범위의 기술적 사상에 의해 정해져야 할 것이다.

도면

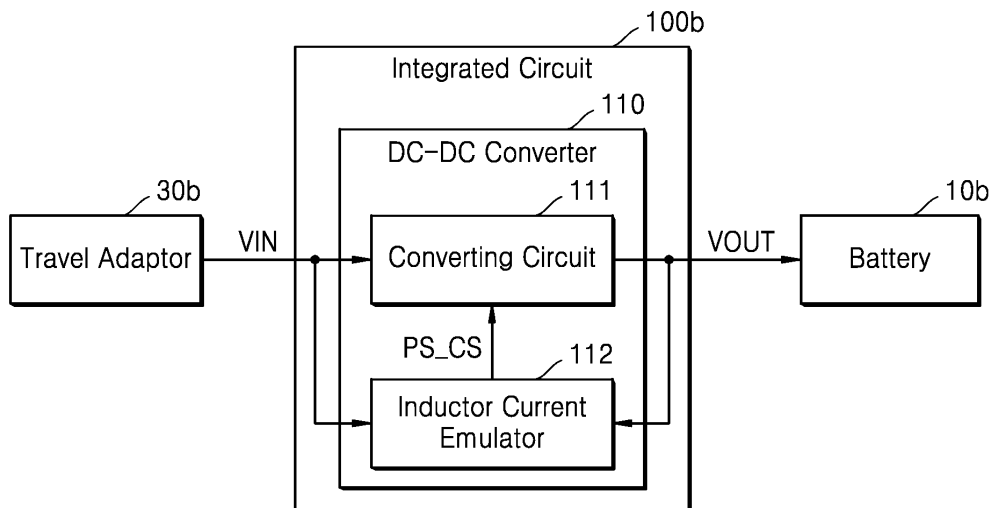
도면1a

1a

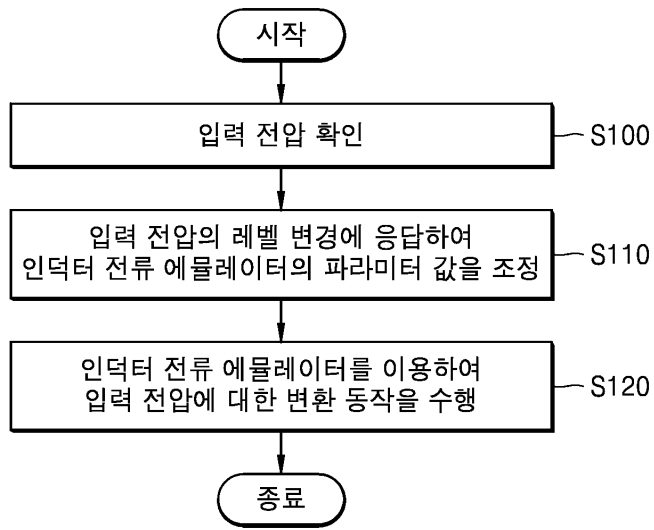


도면1b

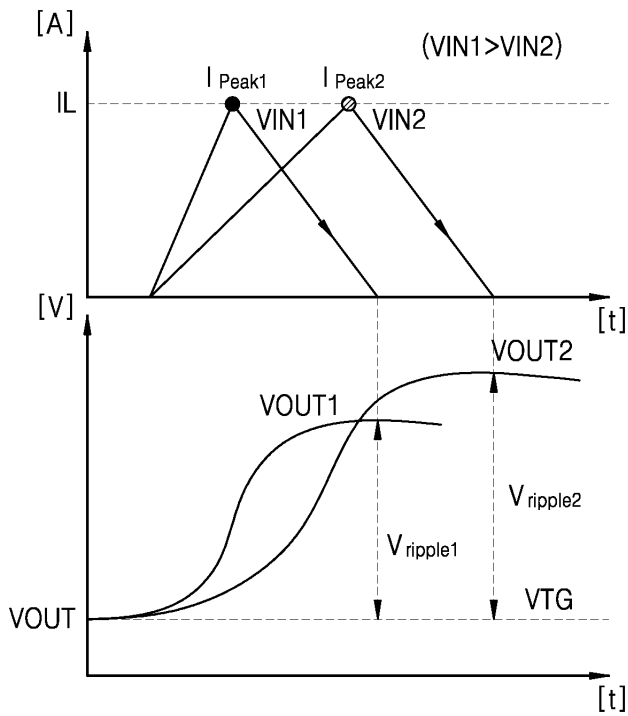
1b



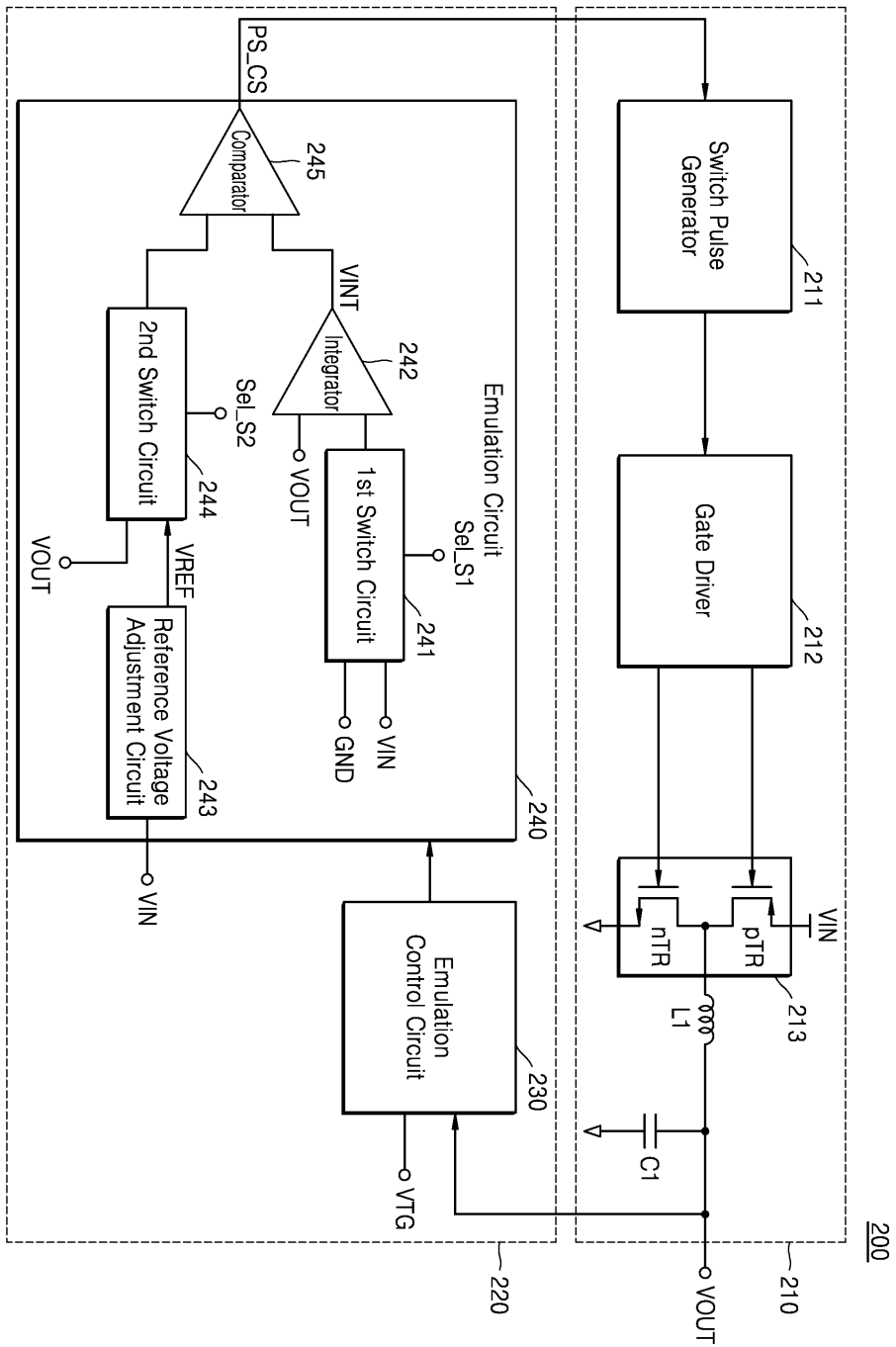
도면2



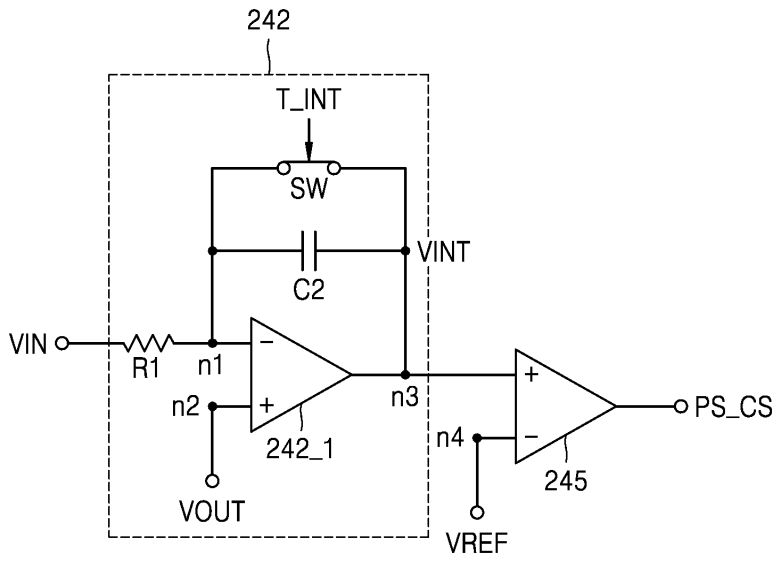
도면3



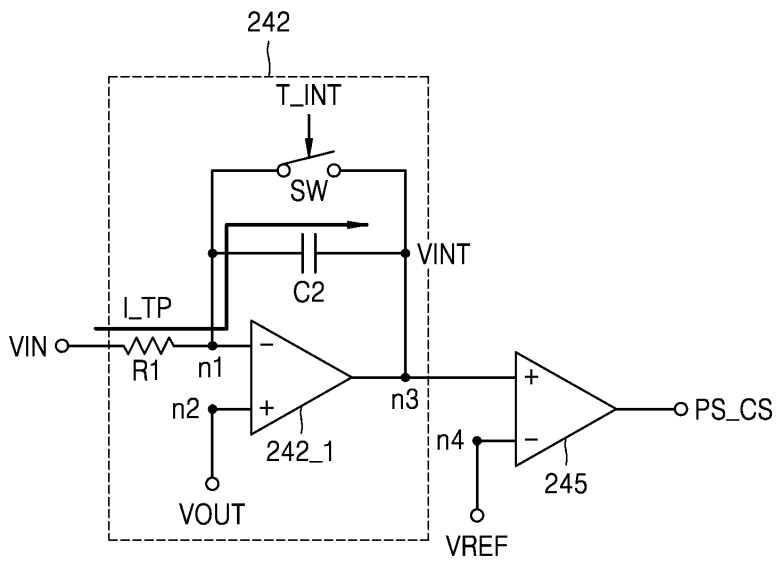
도면4



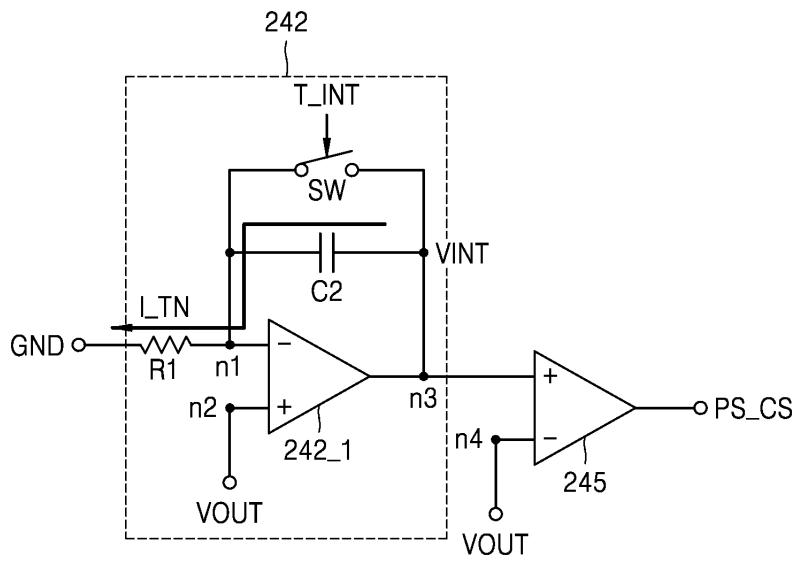
도면5a



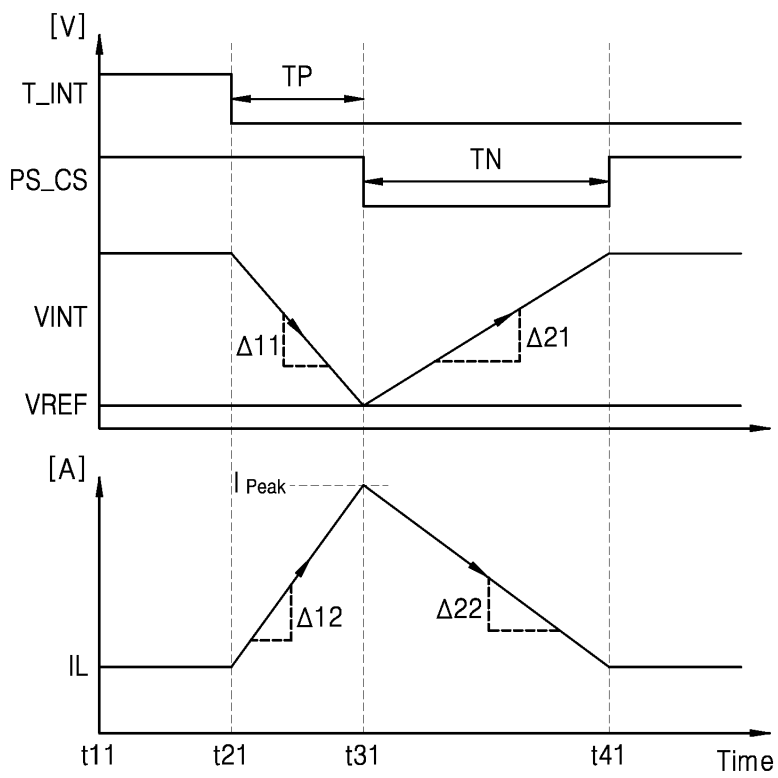
도면5b



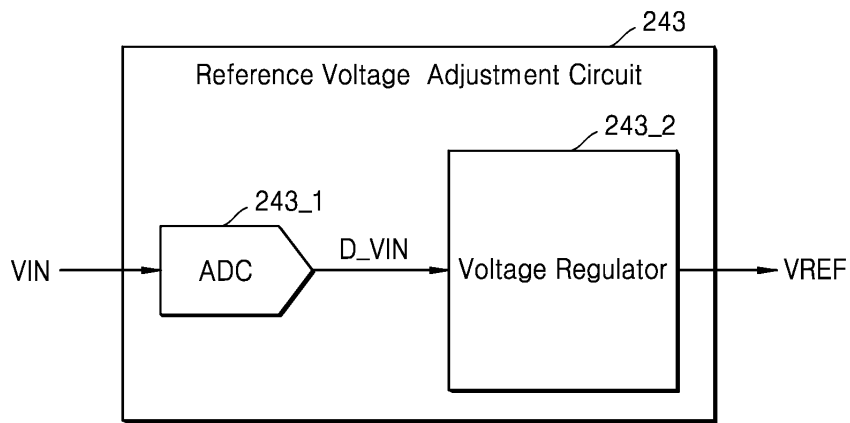
도면5c



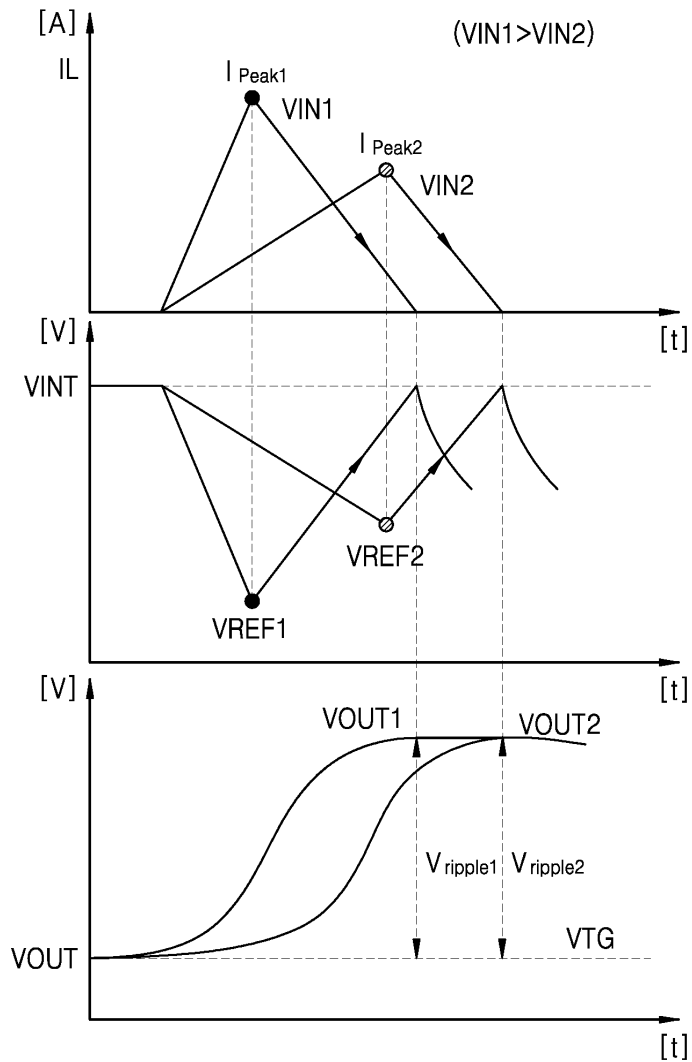
도면6



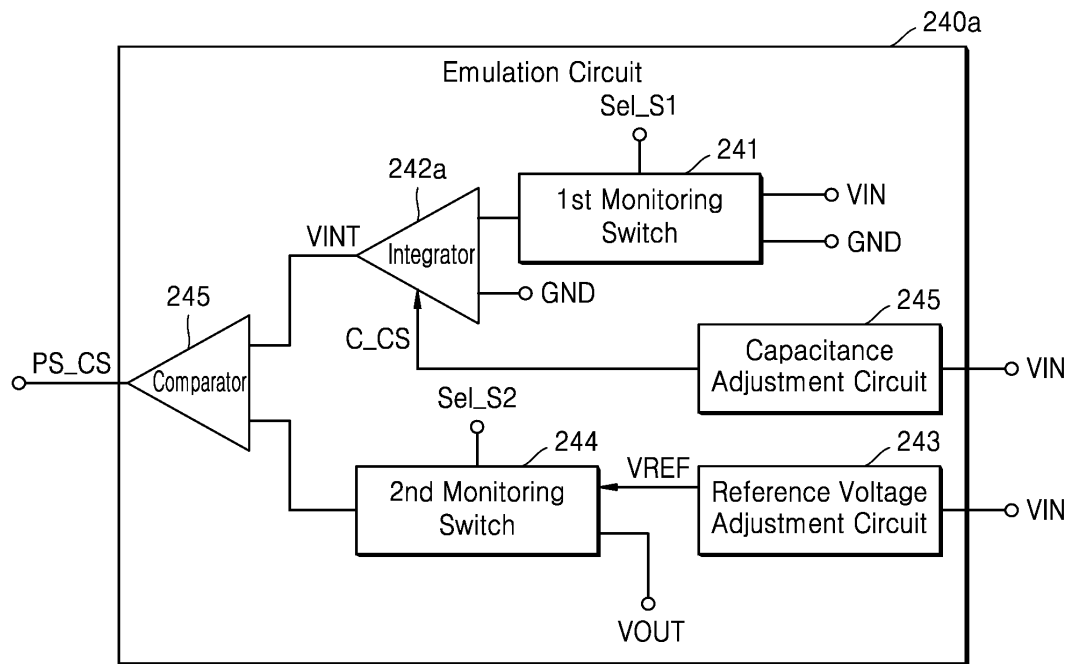
도면7a



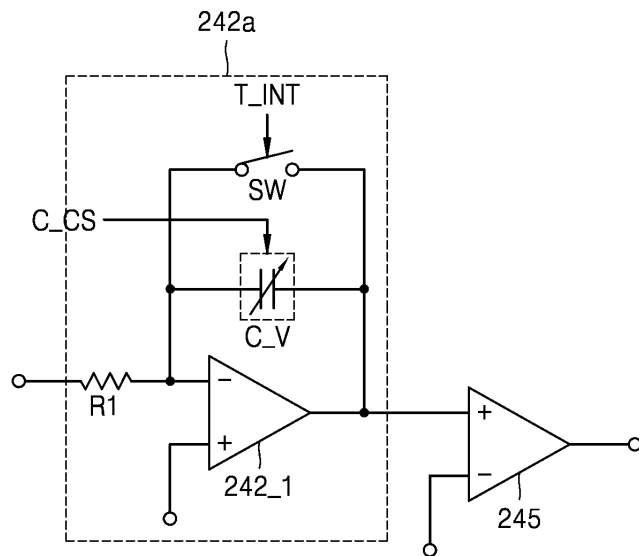
도면7b



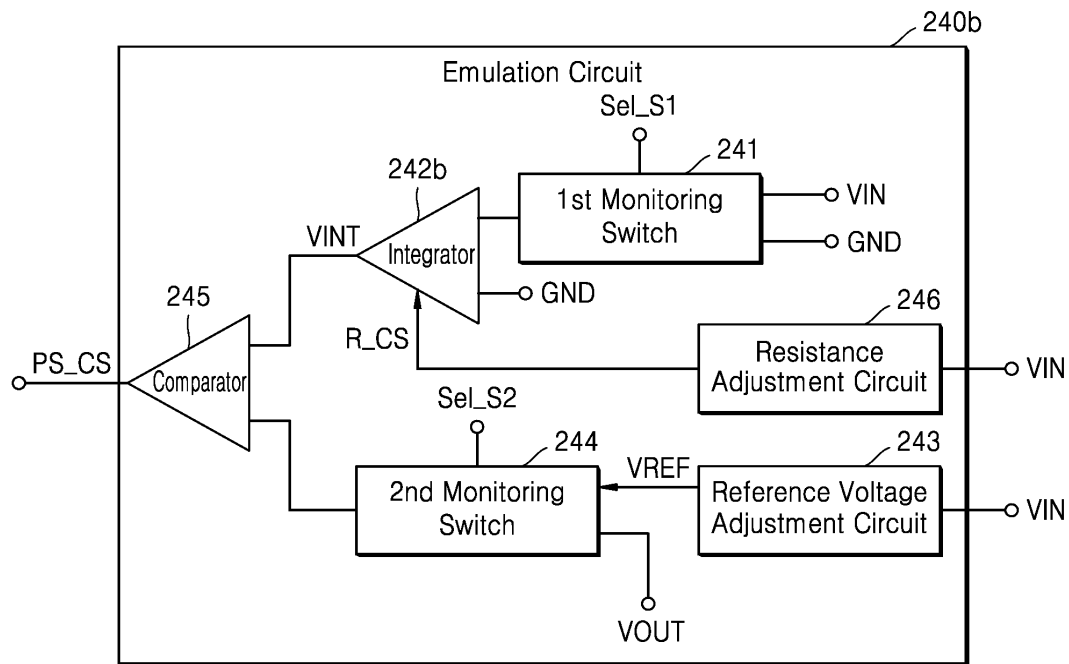
도면8a



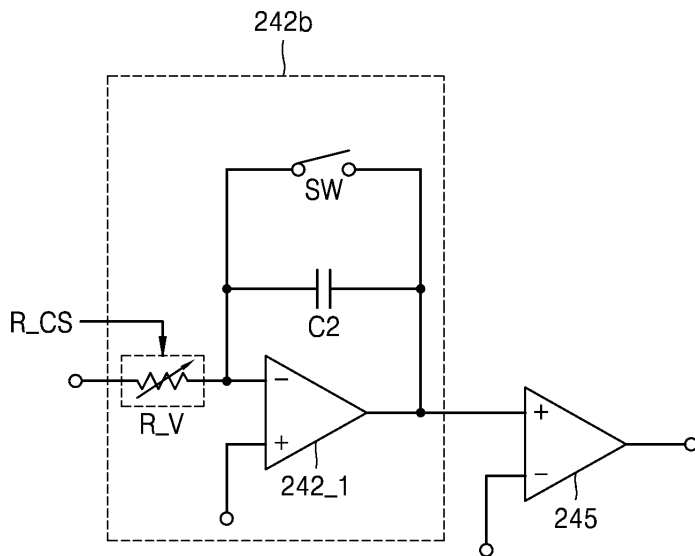
도면8b



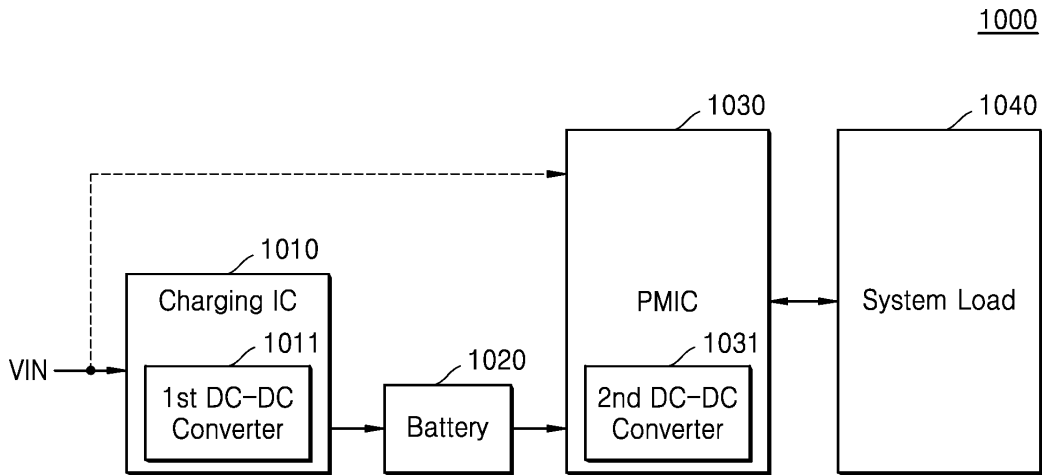
도면9a



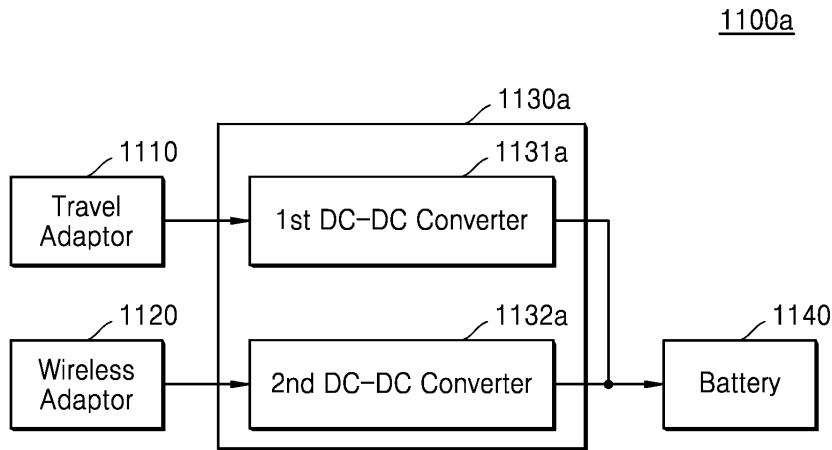
도면9b



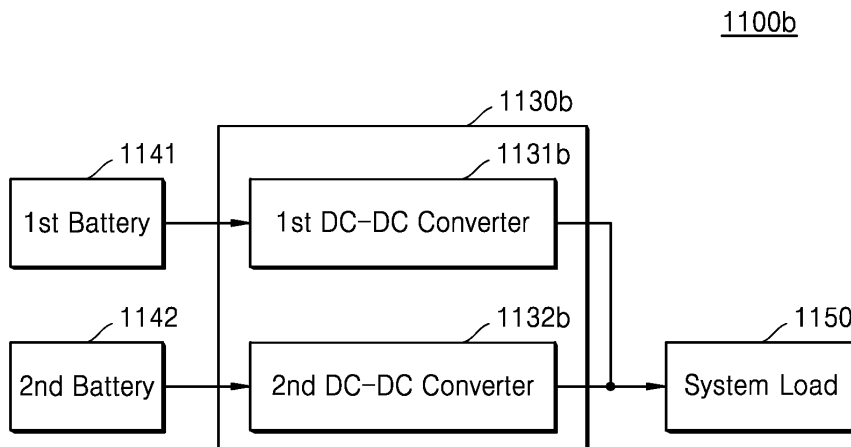
도면10



도면11a



도면11b



도면12

