



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2023-0063379
(43) 공개일자 2023년05월09일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H02M 3/158 (2006.01) H02M 1/00 (2007.01)
H02M 3/07 (2006.01)
(52) CPC특허분류
H02M 3/1582 (2013.01)
H02M 1/0016 (2021.05)
(21) 출원번호 10-2021-0148392
(22) 출원일자 2021년11월02일
심사청구일자 2021년11월02일

(71) 출원인
고려대학교 산학협력단
서울특별시 성북구 안암로 145, 고려대학교 (안암
동5가)
(72) 발명자
김철우
서울특별시 강남구 선릉로 221
김현진
서울특별시 동대문구 약령시로 10(제기동)
(뒷면에 계속)
(74) 대리인
특허법인주연케이알파

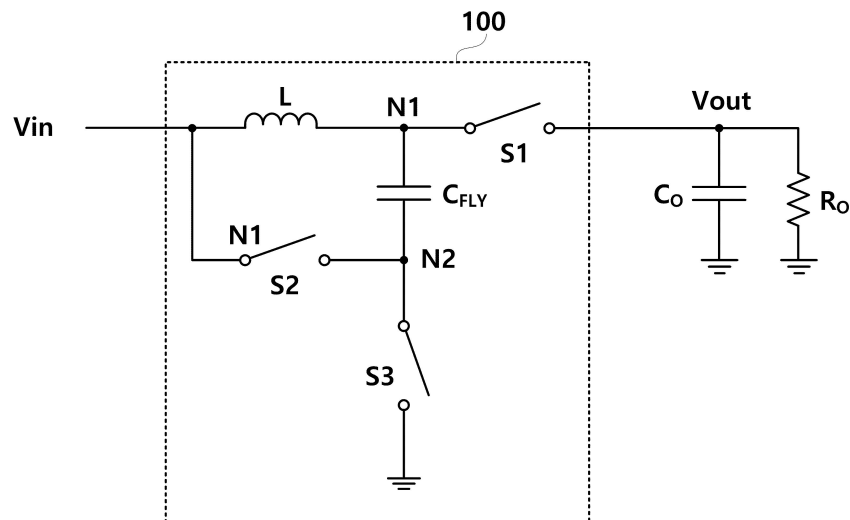
전체 청구항 수 : 총 16 항

(54) 발명의 명칭 하이브리드 벡-부스트 컨버터

(57) 요약

본 발명의 실시 예에 따른 하이브리드 벡-부스트 컨버터는, 제 1 노드와 입력단에 사이에 연결되며, 입력 전압을 수신하는 인덕터, 상기 제 1 노드와 출력단 사이를 스위칭하는 제 1 파워 스위치, 상기 제 1 노드와 제 2 노드 사이에 연결되는 커패시터, 상기 입력단과 제 2 노드 사이를 스위칭하는 제 2 파워 스위치, 그리고 상기 제 2 노드와 접지 사이를 스위칭하는 제 3 파워 스위치를 포함한다.

대표도 - 도1



(52) CPC특허분류

H02M 1/0041 (2021.05)

H02M 1/0058 (2021.05)

H02M 3/07 (2013.01)

(72) 발명자

박인호

서울특별시 은평구 응암로 319(응암동, 서강스카이빌)

전진우

서울특별시 강남구 선릉로112길 53(삼성동, 롯데캐슬킹덤아파트)

박창훈

경기도 성남시 분당구 중앙공원로 20(서현동, 현대아파트)

박태형

서울특별시 양천구 목동동로 130(신정동, 목동신시가지아파트14단지)

류재원

서울특별시 마포구 월드컵북로 502-36(상암동, 상암월드컵파크10단지)

이 발명을 지원한 국가연구개발사업

과제고유번호	1711130354
과제번호	2020M3F3A2A01081635
부처명	과학기술정보통신부
과제관리(전문)기관명	한국연구재단
연구사업명	차세대지능형반도체기술개발(R&D)
연구과제명	랜덤 나노자성체 기반 확률론적 컴퓨팅 및 역연산 논리회로 구현
기 여 율	1/1
과제수행기관명	한국과학기술연구원
연구기간	2021.01.01 ~ 2021.12.31

명세서

청구범위

청구항 1

하이브리드 벡-부스트 컨버터에 있어서:

제 1 노드와 입력단에 사이에 연결되며, 입력 전압을 수신하는 인덕터;

상기 제 1 노드와 출력단 사이를 스위칭하는 제 1 파워 스위치;

상기 제 1 노드와 제 2 노드 사이에 연결되는 커패시터;

상기 입력단과 제 2 노드 사이를 스위칭하는 제 2 파워 스위치; 그리고

상기 제 2 노드와 접지 사이를 스위칭하는 제 3 파워 스위치를 포함하는 하이브리드 벡-부스트 컨버터.

청구항 2

제 1 항에 있어서,

제 1 강압 모드에서 상기 제 1 파워 스위치 및 상기 제 3 파워 스위치는 턴온되고, 상기 제 2 파워 스위치는 턴오프되는 하이브리드 벡-부스트 컨버터.

청구항 3

제 2 항에 있어서,

상기 제 1 강압 모드에 후속되는 제 2 강압 모드 동안, 상기 제 1 파워 스위치 및 상기 제 3 파워 스위치는 턴오프되고, 상기 제 2 파워 스위치는 턴온되는 하이브리드 벡-부스트 컨버터.

청구항 4

제 3 항에 있어서,

상기 제 1 강압 모드 동안, 상기 인덕터는 전류를 충전하고, 상기 커패시터는 충전된 전하를 방전하는 하이브리드 벡-부스트 컨버터.

청구항 5

제 3 항에 있어서,

상기 제 2 강압 모드 동안, 상기 인덕터는 전류를 방전하고, 상기 커패시터는 전하를 충전하는 하이브리드 벡-부스트 컨버터.

청구항 6

제 1 항에 있어서,

제 1 승압 모드에서 상기 제 1 파워 스위치 및 상기 제 2 파워 스위치는 턴오프되고, 상기 제 3 파워 스위치는 턴온되는 하이브리드 벡-부스트 컨버터.

청구항 7

제 6 항에 있어서,

상기 제 1 승압 모드에 후속되는 제 2 승압 모드 동안, 상기 제 1 파워 스위치 및 상기 제 2 파워 스위치는 턴온되고, 상기 제 3 파워 스위치는 턴오프되는 하이브리드 벡-부스트 컨버터.

청구항 8

제 7 항에 있어서,

상기 제 1 승압 모드 동안, 상기 인덕터 및 상기 커패시터는 상기 입력단과 접지 사이에 직렬 연결되어 각각 전류 에너지와 전하를 충전하는 하이브리드 벡-부스트 컨버터.

청구항 9

제 8 항에 있어서,

상기 제 2 승압 모드 동안, 상기 인덕터 및 상기 커패시터는 상기 입력단과 상기 출력단 사이에서 병렬 연결되어 각각 충전된 상기 전류 에너지와 상기 전하를 방전하는 하이브리드 벡-부스트 컨버터.

청구항 10

하이브리드 벡-부스트 컨버터에 있어서:

강압 모드 또는 승압 모드에 따라 가변되는 클록 신호에 따라 입력 전압을 강압하거나 승압하여 출력 전압으로 생성하는 파워 스테이지;

상기 출력 전압과 기준 전압과의 차이를 에러 보상 신호로 제공하는 타입-3 보상기;

램프 신호를 생성하는 램프 발생기;

상기 에러 보상 신호와 상기 램프 신호를 비교하여 펄스 폭 변조(PWM) 신호를 생성하는 비교기; 그리고

상기 펄스 폭 변조 신호(PWM)를 상기 강압 모드 또는 상기 승압 모드에 따라 상기 클록 신호로 변환하여 상기 파워 스테이지에 전달하는 클록 발생기를 포함하되,

상기 파워 스테이지는, 상기 클록 신호에 의해 인덕터의 충전 및 방전 경로에 하나의 파워 스위치가 포함되도록 제어되는 하이브리드 벡-부스트 컨버터.

청구항 11

제 10 항에 있어서,

상기 파워 스테이지는:

제 1 노드와 입력단에 사이에 상기 인덕터가 연결되며,

상기 제 1 노드와 출력단 사이를 스위칭하는 제 1 파워 스위치;

상기 제 1 노드와 제 2 노드 사이에 연결되는 커패시터;

상기 입력단과 제 2 노드 사이를 스위칭하는 제 2 파워 스위치; 그리고

상기 제 2 노드와 접지 사이를 스위칭하는 제 3 파워 스위치를 포함하는 하이브리드 벡-부스트 컨버터.

청구항 12

제 11 항에 있어서,

상기 제 1 파워 스위치 및 상기 제 3 파워 스위치는 NMOS 트랜지스터로, 상기 제 2 파워 스위치는 PMOS 트랜지스터로 형성되는 하이브리드 벡-부스트 컨버터.

청구항 13

제 11 항에 있어서,

제 1 강압 모드에서 상기 제 1 파워 스위치 및 상기 제 3 파워 스위치는 턴온되고, 상기 제 2 파워 스위치는 턴오프되는 하이브리드 벡-부스트 컨버터.

청구항 14

제 13 항에 있어서,

상기 제 1 강압 모드에 후속되는 제 2 강압 모드 동안, 상기 제 1 파워 스위치 및 상기 제 3 파워 스위치는 턴

오프되고, 상기 제 2 파워 스위치는 턴온되는 하이브리드 벅-부스트 컨버터.

청구항 15

제 11 항에 있어서,

제 2 승압 모드에서 상기 제 1 파워 스위치 및 상기 제 2 파워 스위치는 턴오프되고, 상기 제 3 파워 스위치는 턴온되는 하이브리드 벅-부스트 컨버터.

청구항 16

제 15 항에 있어서,

상기 제 1 승압 모드에 후속되는 제 2 승압 모드 동안, 상기 제 1 파워 스위치 및 상기 제 2 파워 스위치는 턴온되고, 상기 제 3 파워 스위치는 턴오프되는 하이브리드 벅-부스트 컨버터.

발명의 설명

기술 분야

[0001] 본 발명은 반도체 장치에 관한 것으로, 더욱 상세하게는 3개의 스위치를 사용하는 하이브리드 벅-부스트 컨버터 (Hybrid buck-boost converter)에 관한 것이다.

배경 기술

[0002] 전원 회로는 다양한 전자 장치들을 구동하기 위한 가장 기본적인 구성이다. 최근에는 차량용 반도체나 모바일 기기의 사용이 증가함에 따라 고효율의 직류-직류(DC-DC) 컨버터에 대한 수요가 증가하고 있다. 특히, 인덕터 (Inductor) 기반의 DC-DC 컨버터에 커패시터를 추가하여 성능을 향상시키는 하이브리드 DC-DC 컨버터에 대한 연구가 활발히 진행중이다. 인덕터 기반의 벅-부스트 컨버터도 하이브리드 DC-DC 컨버터로 설계되면 다양한 성능 향상이 나타나는 것으로 보고되고 있다.

[0003] 최근에는 차량용 반도체의 사용 증가에 따라 산업계에서 요구하는 DC-DC 컨버터의 효율 및 출력 전압 범위 성능이 높아지고 있다. 반도체 소자로 구현되는 DC-DC 컨버터는 주로 스위칭 소자에 의해서 직류를 스위칭하는 듀티 사이클을 조정하여 부하에 공급하는 평균 전류를 조정하는 스위칭 레귤레이터 방식을 사용한다. 하지만, 강압 및 승압을 모두 수행하는 벅-부스트 컨버터에서는 최대 출력 전압을 기준으로 스위칭 소자의 사이즈가 결정된다. 최대 출력 전압이 증가할수록 높은 전압을 견디기 위한 큰 사이즈의 스위칭 소자들이 벅-부스트 컨버터들에 사용되어야 한다. 큰 사이즈의 스위칭 소자들이 사용됨에 따라 칩 사이즈의 증가와 함께 전체적인 출력 범위에서의 효율 저하가 발생한다.

선행기술문헌

특허문헌

[0004] (특허문헌 0001) (1) 한국 공개특허공보 10-2021-0070030 (2021.06.14)
(특허문헌 0002) (2) 한국 공개특허공보 10-2021-0081076 (2021.07.01)

발명의 내용

해결하려는 과제

[0005] 본 발명의 목적은, 최대 출력 전압이 증가하더라도 스위칭 소자의 사이즈 증가 없이 승압 및 강압이 가능한 벅-부스트 컨버터를 제공하는데 있다.

과제의 해결 수단

[0006] 본 발명의 일 실시 예에 따른 하이브리드 벅-부스트 컨버터는, 제 1 노드와 입력단에 사이에 연결되며, 입력 전

압을 수신하는 인덕터, 상기 제 1 노드와 출력단 사이를 스위칭하는 제 1 파워 스위치, 상기 제 1 노드와 제 2 노드 사이에 연결되는 커패시터, 상기 입력단과 제 2 노드 사이를 스위칭하는 제 2 파워 스위치, 그리고 상기 제 2 노드와 접지 사이를 스위칭하는 제 3 파워 스위치를 포함한다.

- [0007] 이 실시 예에서, 제 1 강압 모드에서 상기 제 1 파워 스위치 및 상기 제 3 파워 스위치는 턴온되고, 상기 제 2 파워 스위치는 턴오프된다.
- [0008] 이 실시 예에서, 상기 제 1 강압 모드에 후속되는 제 2 강압 모드 동안, 상기 제 1 파워 스위치 및 상기 제 3 파워 스위치는 턴오프되고, 상기 제 2 파워 스위치는 턴온된다.
- [0009] 이 실시 예에서, 상기 제 1 강압 모드 동안, 상기 인덕터는 전류를 충전하고, 상기 커패시터는 충전된 전하를 방전한다.
- [0010] 이 실시 예에서, 상기 제 2 강압 모드 동안, 상기 인덕터는 전류를 방전하고, 상기 커패시터는 전하를 충전한다.
- [0011] 이 실시 예에서, 제 1 승압 모드에서 상기 제 1 파워 스위치 및 상기 제 2 파워 스위치는 턴오프되고, 상기 제 3 파워 스위치는 턴온된다.
- [0012] 이 실시 예에서, 상기 제 1 승압 모드에 후속되는 제 2 승압 모드 동안, 상기 제 1 파워 스위치 및 상기 제 2 파워 스위치는 턴온되고, 상기 제 3 파워 스위치는 턴오프된다.
- [0013] 이 실시 예에서, 상기 제 1 승압 모드 동안, 상기 인덕터 및 상기 커패시터는 상기 입력단과 접지 사이에 직렬 연결되어 각각 전류 에너지와 전하를 충전한다.
- [0014] 이 실시 예에서, 상기 제 2 승압 모드 동안, 상기 인덕터 및 상기 커패시터는 상기 입력단과 상기 출력단 사이에서 병렬 연결되어 각각 충전된 상기 전류 에너지와 상기 전하를 방전한다.
- [0015] 본 발명의 실시 예에 따른, 하이브리드 벡-부스트 컨버터는, 강압 모드 또는 승압 모드에 따라 가변되는 클록 신호에 따라 입력 전압을 강압하거나 승압하여 출력 전압으로 생성하는 파워 스테이지, 상기 출력 전압과 기준 전압과의 차이를 에러 보상 신호로 제공하는 타입-3 보상기, 램프 신호를 생성하는 램프 발생기, 상기 에러 보상 신호와 상기 램프 신호를 비교하여 펄스 폭 변조(PWM) 신호를 생성하는 비교기, 그리고 상기 펄스 폭 변조 신호(PWM)를 상기 강압 모드 또는 상기 승압 모드에 따라 상기 클록 신호로 변환하여 상기 파워 스테이지에 전달하는 클록 발생기를 포함하되, 상기 파워 스테이지는, 상기 클록 신호에 의해 인덕터의 충전 및 방전 경로에 하나의 파워 스위치가 포함되도록 제어한다.
- [0016] 이 실시 예에서, 상기 파워 스테이지는, 제 1 노드와 상기 입력단에 사이에 상기 인덕터가 연결되며, 상기 제 1 노드와 출력단 사이를 스위칭하는 제 1 파워 스위치, 상기 제 1 노드와 제 2 노드 사이에 연결되는 커패시터, 상기 입력단과 제 2 노드 사이를 스위칭하는 제 2 파워 스위치, 그리고 상기 제 2 노드와 접지 사이를 스위칭하는 제 3 파워 스위치를 포함한다.
- [0017] 이 실시 예에서, 상기 제 1 파워 스위치 및 상기 제 3 파워 스위치는 NMOS 트랜지스터로, 상기 제 2 파워 스위치는 PMOS 트랜지스터로 형성된다.
- [0018] 이 실시 예에서, 제 1 강압 모드에서 상기 제 1 파워 스위치 및 상기 제 3 파워 스위치는 턴온되고, 상기 제 2 파워 스위치는 턴오프된다.
- [0019] 이 실시 예에서, 상기 제 1 강압 모드에 후속되는 제 2 강압 모드 동안, 상기 제 1 파워 스위치 및 상기 제 3 파워 스위치는 턴오프되고, 상기 제 2 파워 스위치는 턴온된다.
- [0020] 이 실시 예에서, 제 2 승압 모드에서 상기 제 1 파워 스위치 및 상기 제 2 파워 스위치는 턴오프되고, 상기 제 3 파워 스위치는 턴온된다.
- [0021] 이 실시 예에서, 상기 제 1 승압 모드에 후속되는 제 2 승압 모드 동안, 상기 제 1 파워 스위치 및 상기 제 2 파워 스위치는 턴온되고, 상기 제 3 파워 스위치는 턴오프된다.

발명의 효과

- [0022] 상술한 본 발명의 실시 예에 따르면, 최대 출력 전압이 증가하더라도 스위치의 사이즈 증가 없이 승압 및 강압이 가능한 벡-부스트 컨버터가 구현될 수 있다. 더불어, 3개의 스위칭 소자(또는, 전력 트랜지스터)만을 사용하

므로 설계 면적에서 이점을 가지며, 모든 동작 방식에서 인덕터의 전류 경로(path)에 하나의 전력 트랜지스터만이 직렬 연결된다. 따라서, 본 발명의 벡-부스트 컨버터에 따르면 작은 부피의 인덕터를 사용하여 인덕터의 직렬 저항값이 증가하더라도 회로 효율의 하락이 최소화될 수 있다.

도면의 간단한 설명

[0023]

도 1은 본 발명의 실시 예에 따른 하이브리드 벡-부스트 컨버터의 구조를 보여주는 회로도이다.

도 2는 본 발명의 하이브리드 벡-부스트 컨버터의 강압 모드의 제 1 구간에서의 동작을 보여주는 회로도이다.

도 3은 본 발명의 하이브리드 벡-부스트 컨버터의 강압 모드에서의 제 2 구간에서의 동작을 보여주는 회로도이다.

도 4는 본 발명의 하이브리드 벡-부스트 컨버터의 승압 모드의 제 1 구간에서의 동작을 보여주는 회로도이다.

도 5는 본 발명의 하이브리드 벡-부스트 컨버터의 승압 모드의 제 2 구간에서의 동작을 보여주는 회로도이다.

도 6은 본 발명의 하이브리드 벡-부스트 컨버터의 모드별 소자들의 상태를 간략히 보여주는 테이블이다.

도 7은 본 발명의 실시 예에 따른 DC-DC 컨버터를 보여주는 도면이다.

도 8은 본 발명의 DC-DC 컨버터의 소프트 시작(Soft-start) 동작을 보여주는 파형도이다.

도 9는 본 발명의 DC-DC 컨버터의 부하 과도 테스트의 결과를 보여주는 그래프이다.

도 10은 본 발명의 DC-DC 컨버터의 전력 변환 효율을 예시적으로 보여주는 그래프이다. _

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0024]

이하, 본 발명의 일부 실시 예들을 예시적인 도면을 참조하여 상세하게 설명한다. 각 도면의 구성요소들에 참조 부호를 부가함에 있어서, 동일한 구성 요소들에 대해서는 비록 다른 도면상에 표시되더라도 가능한 한 동일한 부호를 가질 수 있다. 또한, 본 발명을 설명함에 있어, 관련된 공지 구성 또는 기능에 대한 구체적인 설명이 본 발명의 요지를 흐릴 수 있다고 판단되는 경우에는 그 상세한 설명은 생략할 수 있다.

[0025]

도 1은 본 발명의 실시 예에 따른 하이브리드 벡-부스트 컨버터의 구조를 보여주는 회로도이다. 도 1을 참조하면, 하이브리드 벡-부스트 컨버터(100)는 인덕터(L), 커패시터(C_{FLY}), 그리고 3개의 파워 스위치들(S1, S2, S3)을 포함한다.

[0026]

인덕터(L)와 출력 전압(V_{out})이 전달되는 출력단 사이에 제 1 파워 스위치(S1)가 직렬로 연결된다. 커패시터(C_{FLY})는 인덕터(L)와 제 1 파워 스위치(S1) 사이의 제 1 노드(N1)와 제 2 및 제 3 파워 스위치들의 공통 노드인 제 2 노드(N2) 사이에 연결된다. 제 2 파워 스위치(S2)는 입력단과 제 2 노드(N2) 사이에 연결되고, 제 3 파워 스위치(S3)는 제 2 노드(N2)와 접지 사이에서 스위칭된다.

[0027]

하이브리드 벡-부스트 컨버터(100)는 강압 모드(또는, Buck mode)와 승압 모드(또는, Boost mode)에서 동작한다. 강압 모드에서는 파워 스위치들(S1, S2, S3)의 스위칭 제어를 통해서 입력 전압(V_{in})을 그보다 낮은 출력 전압(V_{out})으로 변환한다. 반대로 승압 모드에서는 파워 스위치들(S1, S2, S3)을 제어를 통해서 입력 전압(V_{in})을 그보다 높은 출력 전압(V_{out})으로 변환할 수 있다.

[0028]

강압 모드에서는, 인덕터(L)의 충전과 커패시터(C_{FLY})의 충전이 교대로 발생하도록 3개의 파워 스위치들(S1, S2, S3)이 제어된다. 즉, 강압 모드에서 인덕터(L)가 충전될 때에는 커패시터(C_{FLY})가 방전된다. 그리고 인덕터(L)가 방전될 때, 커패시터(C_{FLY})는 충전된다. 이러한 동작에 의해서 출력단에는 입력 전압(V_{in})보다 낮은 출력 전압(V_{out})이 전달 가능하다. 이를 위해 강압 모드에서는 제 1 및 제 3 파워 스위치들(S1, S3)과 제 2 파워 스위치(S2)가 교대로 턴온된다. 강압 모드에서 입력 전압에 대한 출력 전압의 비율(V_{out}/V_{in})은 이론적으로는 0보다 크고 1 미만일 수 있다.

[0029]

먼저, 강압 모드의 구동시 인덕터(L)의 충전과 커패시터(C_{FLY})의 방전을 위해서는 제 1 및 제 3 파워 스위치들(S1, S3)이 턴온(Turn-on)되고, 제 2 파워 스위치(S2)는 턴오프(Turn-off)된다. 제 1 및 제 3 파워 스위치들(S1, S3)이 턴온됨에 따라 출력단으로 전력이 전달되고, 입력 전압(V_{in})에 의해 인덕터(L)는 충전된다. 반면에, 커패시터(C_{FLY})는 접지와 연결됨에 따라 방전 회로가 구성되어, 커패시터(C_{FLY})에 충전된 전하가 출력단으로 방전

된다.

- [0030] 반면에, 인덕터(L)의 방전과 커패시터(C_{FLY})의 충전을 위해서는 제 1 및 제 3 파워 스위치들(S1, S3)이 턴오프되고, 제 2 파워 스위치(S2)는 턴온된다. 제 1 및 제 3 파워 스위치들(S1, S3)이 턴오프됨에 따라 출력단으로의 전력 전달은 차단된다. 하지만, 제 2 파워 스위치(S2)의 연결에 의해 충전된 인덕터(L)와 방전된 커패시터(C_{FLY})가 연결되어 폐회로를 구성하게 된다. 따라서, 인덕터(L)에 충전된 전류는 폐회로를 흘러 방전된 커패시터(C_{FLY})를 충전함으로써, 인덕터(L)와 커패시터(C_{FLY})의 전하 평형(Charge Balance)이 유지된다.
- [0031] 승압 모드(Boost mode)에서, 하이브리드 벅-부스트 컨버터(100)는 제 1 및 제 2 파워 스위치들(S1, S2)과 제 3 파워 스위치(S3)가 교대로 턴온된다. 즉, 인덕터(L)와 커패시터(C_{FLY})가 동시에 충전되고, 동시에 방전되도록 파워 스위치들(S1, S2, S3)이 스위칭된다. 승압 모드에서 입력 전압에 대한 출력 전압의 비율(V_{out}/V_{in})은 이론적으로는 1보다 크고 2 미만일 수 있다.
- [0032] 먼저, 인덕터(L) 및 커패시터(C_{FLY})의 동시 충전을 위해서는 제 1 및 제 2 파워 스위치들(S1, S2)이 턴오프되고, 제 3 파워 스위치(S3)는 턴온된다. 제 1 파워 스위치(S1)가 턴오프됨에 따라 제 1 노드(N1)는 출력단과 분리되어 전력 전달은 차단된다. 그리고 제 2 파워 스위치(S2)가 차단되고, 제 3 파워 스위치(S3)가 턴온됨에 따라 인덕터(L)와 커패시터(C_{FLY})는 입력단과 접지 사이에서 직렬 연결된다. 따라서, 입력 전압(V_{in})에 의해 인덕터(L)에는 전류가 충전되고, 커패시터(C_{FLY})에는 전하의 충전이 발생한다.
- [0033] 반면에, 인덕터(L) 및 커패시터(C_{FLY})의 동시 방전을 위해서 제 1 및 제 2 파워 스위치들(S1, S2)이 턴온되고, 제 3 파워 스위치(S3)는 턴오프된다. 제 1 파워 스위치(S1)가 턴온됨에 따라 제 1 노드(N1)는 출력단과 연결되어 전력 전달이 발생한다. 그리고 제 2 파워 스위치(S2)가 턴온되고, 제 3 파워 스위치(S3)가 턴오프됨에 따라 인덕터(L)는 출력단으로 전류를 전달하는 전류 소스로, 커패시터(C_{FLY})는 입력 전압(V_{in})에 직렬 연결되는 전압 소스로 작용하게 된다. 따라서, 출력단에 형성되는 출력 전압(V_{out})은 이론적으로는 입력 전압의 최대 2배의 크기로 제공될 수도 있다.
- [0034] 이상에서 설명된 본 발명의 하이브리드 벅-부스트 컨버터(100)에 따르면, 3개의 파워 스위치들(S1, S2, S3)을 사용하여 승압 및 강압 모드에서 동작할 수 있다. 따라서, 3개의 파워 스위치들(S1, S2, S3)만을 사용하므로 칩 면적에서 이점을 가질 수 있다. 또한, 모든 동작 모드에서 인덕터(L)의 전류 경로에는 하나의 파워 스위치만이 직렬 연결된다. 따라서, 작은 사이즈의 인덕터를 사용하여 인덕터 직렬 저항이 증가하더라도, 스위치에 의한 전압 강하를 줄일 수 있어 회로 효율의 저하를 최소화할 수 있다.
- [0035] 특히, 본 발명의 하이브리드 벅-부스트 컨버터(100)는, 입력 전압(V_{in})이 5V인 경우, 3개의 5V 구동 트랜지스터들로 1V에서 9V까지의 출력 전압(V_{out})을 생성할 수 있다.
- [0036] 도 2는 본 발명의 하이브리드 벅-부스트 컨버터의 강압 모드의 제 1 구간에서의 동작을 보여주는 회로도이다. 도 2를 참조하면, 강압 모드의 제 1 구간에서 벅-부스트 컨버터(100)의 인덕터(L)는 충전되고 커패시터(C_{FLY})는 방전된다. 강압 모드의 제 1 구간과 제 2 구간은 3개의 파워 스위치들(S1, S2, S3)의 상태에 따른 시간 구간을 의미한다. 제 1 구간에 후속하여 파워 스위치들(S1, S2, S3)의 스위칭 상태가 변경되는 제 2 구간이 시작되는 것으로 가정하기로 한다.
- [0037] 강압 모드의 제 1 구간에서, 인덕터(L)의 충전을 위해서 제 1 파워 스위치(S1)는 턴온, 제 2 파워 스위치(S2)는 턴오프, 그리고 제 3 파워 스위치(S3)는 턴온된다. 그러면, 출력단으로의 전력 전달이 가능한 상태에서 인덕터(L)의 충전과 커패시터(C_{FLY})의 방전이 발생한다. 입력 전압(V_{in})에 의해서 인덕터(L)에 전류가 흐르게 되고, 인덕터(L)는 충전된다. 반면에, 커패시터(C_{FLY})의 일단(N2 측)이 접지와 연결된 상태에서 커패시터(C_{FLY})의 타단(N1 측)은 출력단과 연결되므로, 커패시터(C_{FLY})에 충전된 전하의 방전이 발생한다. 따라서, 출력단에는 커패시터(C_{FLY})의 방전에 의해서 출력 전압(V_{out})이 형성될 것이다.
- [0038] 도 3은 본 발명의 하이브리드 벅-부스트 컨버터의 강압 모드에서의 제 2 구간에서의 동작을 보여주는 회로도이다. 도 3을 참조하면, 강압 모드의 제 2 구간에서 벅-부스트 컨버터(100)의 인덕터(L)는 방전되고 커패시터(C_{FLY})는 충전된다. 제 2 구간은 제 1 구간에 후속되는 스위칭 상태에 대응한다.

- [0039] 강압 모드의 제 2 구간에서, 인덕터(L)의 방전과 커패시터(C_{FLY})의 충전을 위해 제 1 파워 스위치(S1)는 턴오프, 제 2 파워 스위치(S2)는 턴온, 그리고 제 3 파워 스위치(S3)는 턴오프된다. 제 1 파워 스위치(S1)의 턴오프에 의해 출력단으로의 전력 전달은 차단된다. 하지만, 제 2 파워 스위치(S2)의 턴온에 의해 충전된 상태의 인덕터(L)와 방전된 상태의 커패시터(C_{FLY})가 연결되는 폐회로가 구성된다. 인덕터(L)에 충전된 에너지는 전류의 형태로 폐회로를 흘러 방전된 커패시터(C_{FLY})를 충전하게 될 것이다. 이러한 방식으로 인덕터(L)와 커패시터(C_{FLY})의 전하 평형(charge balance)이 유지될 수 있다.
- [0040] 도 4는 본 발명의 하이브리드 벡-부스트 컨버터의 승압 모드의 제 1 구간에서의 동작을 보여주는 회로도이다. 도 4를 참조하면, 승압 모드의 제 1 구간에서 벡-부스트 컨버터(100)의 인덕터(L)와 커패시터(C_{FLY})는 동시에 충전된다. 여기서, 제 1 구간과 제 2 구간은 3개의 파워 스위치들(S1, S2, S3)의 상태에 따른 시간 구간을 의미한다. 제 1 구간에 후속하여 파워 스위치들(S1, S2, S3)의 스위칭 상태가 변경되는 제 2 구간이 시작된다.
- [0041] 승압 모드의 제 1 구간에서, 인덕터(L) 및 커패시터(C_{FLY})의 충전을 위해 제 1 파워 스위치(S1) 및 제 2 파워 스위치(S2)는 턴오프되고, 제 3 파워 스위치(S3)는 턴온된다. 제 1 파워 스위치(S1)가 턴오프됨에 따라 제 1 노드(N1)는 출력단과 분리되어 출력단으로의 전력 전달은 차단된다. 그리고 제 2 파워 스위치(S2)가 차단되고, 제 3 파워 스위치(S3)가 턴온됨에 따라 인덕터(L)와 커패시터(C_{FLY})는 입력단과 접지 사이에서 직렬 연결된다. 따라서, 입력 전압(V_{in})에 의해 인덕터(L)에는 전류가 충전되고, 커패시터(C_{FLY})에도 전하의 충전이 발생한다.
- [0042] 도 5는 본 발명의 하이브리드 벡-부스트 컨버터의 승압 모드의 제 2 구간에서의 동작을 보여주는 회로도이다. 도 5를 참조하면, 하이브리드 벡-부스트 컨버터(100)의 승압 모드에서, 방전이 발생하는 제 2 구간에서는 인덕터(L)는 전류 소스로, 커패시터(C_{FLY})는 전압 소스로 동작한다.
- [0043] 승압 모드의 제 2 구간에서, 제 1 및 제 2 파워 스위치들(S1, S2)이 턴온되고, 제 3 파워 스위치(S3)는 턴오프된다. 그러면, 인덕터(L) 및 커패시터(C_{FLY})의 동시 방전이 시작된다. 제 1 파워 스위치(S1)가 턴온됨에 따라 제 1 노드(N1)는 출력단과 연결되어 전력 전달이 발생한다. 그리고 제 2 파워 스위치(S2)가 턴온되고, 제 3 파워 스위치(S3)가 턴오프됨에 따라 인덕터(L)는 출력단으로 전류를 전달하는 전류 소스로, 커패시터(C_{FLY})는 입력 전압(V_{in})에 직렬 연결되는 전압 소스로 작용하게 된다. 따라서, 출력단에 형성되는 출력 전압(V_{out})은 이론적으로는 입력 전압의 최대 2배의 크기로 제공될 수도 있다.
- [0044] 도 6은 본 발명의 하이브리드 벡-부스트 컨버터의 모드별 소자들의 상태를 간략히 보여주는 테이블이다. 도 6을 참조하면, 도 2 내지 도 5에서 도시된 모드별 소자들의 상태들이 테이블과 같이 요약될 수 있다.
- [0045] 강압 모드의 제 1 구간(D1)에서 제 1 및 제 3 파워 스위치들(S1, S3)은 턴온되고, 제 2 파워 스위치(S2)는 턴오프된다. 그러면, 인덕터(L)는 충전되고 커패시터(C_{FLY})는 방전됨으로써, 커패시터(C_{FLY})에서 방전되는 전하에 의해 출력 전압(V_{out})이 생성된다. 이때, 인덕터(L)의 전류 경로에는 제 1 파워 스위치(S1)만이 존재한다.
- [0046] 강압 모드의 제 2 구간(D2)에서 제 1 및 제 3 파워 스위치들(S1, S3)은 턴오프되고, 제 2 파워 스위치(S2)는 턴온된다. 그러면, 출력단으로의 전력 전달은 차단되고, 인덕터(L)는 방전되고 커패시터(C_{FLY})는 충전이 발생한다. 이때, 인덕터(L)의 전류 경로에는 제 2 파워 스위치(S2)만이 존재한다.
- [0047] 승압 모드의 제 1 구간(U1)에서 제 1 및 제 2 파워 스위치들(S1, S2)은 턴오프되고, 제 3 파워 스위치(S3)는 턴온된다. 그러면, 출력단으로의 전력 전달은 차단되는 동시에 인덕터(L)와 커패시터(C_{FLY})는 각각이 충전된다. 이때, 인덕터(L)의 전류 경로에는 제 3 파워 스위치(S3)만이 존재한다.
- [0048] 승압 모드의 제 2 구간(U2)에서 제 1 및 제 2 파워 스위치들(S1, S2)은 턴온되고, 제 3 파워 스위치(S3)는 턴오프된다. 그러면, 인덕터(L)와 커패시터(C_{FLY})는 모두 방전되고, 인덕터(L)와 커패시터(C_{FLY})에서 방전되는 전하가 모두 출력단으로 전달된다. 이때, 인덕터(L)의 전류 경로에는 제 1 파워 스위치(S1)만이 존재한다.
- [0049] 도 7은 본 발명의 실시 예에 따른 DC-DC 컨버터를 보여주는 도면이다. 도 7을 참조하면, DC-DC 컨버터(200)는 파워 스테이지(210), Type-3 보상기(220), 램프 발생기(230), 비교기(240), 클록 발생기(250)를 포함한다.
- [0050] 파워 스테이지(210)는 도 1의 하이브리드 벡-부스트 컨버터(100)와 실질적으로 동일하며, 제 1 내지 제 3 스위치들(S1, S2, S3)은 각각 클록 신호들($\Phi 1$, $\Phi 2$)에 의해서 제어되는 MOS 트랜지스터들(NM1, PM2, NM3)로 구현될

수 있다. 즉, 제 1 파워 스위치(S1)는 NMOS 트랜지스터(NM1)로, 제 2 파워 스위치(S2)는 PMOS 트랜지스터(PM2), 그리고 제 3 파워 스위치(S3)는 NMOS 트랜지스터(NM3)로 형성될 수 있다. MOS 트랜지스터들(NM1, PM2, NM3)을 스위칭하기 위한 클록 신호들($\Phi 1$, $\Phi 2$)은 강압 모드(Buck mode) 또는 승압 모드(Boost mode)에 따라 다르게 제공될 수 있다.

[0051] Type-3 보상기(220)는 피드백되는 출력 전압(Vout)의 레벨을 미리 설정된 기준 전압(Vref)과 비교하고, 그 차이 값을 오차 보상 신호(EA)로 출력한다. 즉, Type-3 보상기(220)는 출력 전압(Vout)의 레벨이 타깃 전압보다 급격히 증가하거나 낮아지는 오버 슈트(Over-shoot)나 언더 슈트(Under-shoot)와 같은 상황을 센싱하여 오차 보상 신호(EA)로 비교기(240)에 전달한다. 램프 발생기(230)는 미리 결정된 주기로 램프 신호(RAMP)를 생성하여 비교기(240)에 제공한다. 그리고 비교기(240)는 Type-3 보상기(220)에서 제공되는 오차 보상 신호(EA)와 램프 신호(RAMP)를 비교하여 펄스폭 변조(이하, PWM) 신호를 출력하여 클록 발생기(250)에 제공한다.

[0052] 클록 발생기(250)는 비교기(240)로부터의 PWM 신호를 참조하여 파워 스테이지(210)를 제어하기 위한 클록 신호들($\Phi 1$, $\Phi 2$)을 생성한다. 특히, 클록 발생기(250)는 강압 모드(Buck mode)에서, NMOS 트랜지스터들(NM1, NM3)과 PMOS 트랜지스터(PM2)를 교대로 턴온되도록 클록 신호들($\Phi 1$, $\Phi 2$)을 생성한다. 즉, 클록 발생기(250)는 인덕터(L)와 커패시터(C_{FLY})가 교대로 충전 및 방전되도록 NMOS 트랜지스터들(NM1, NM3)과 PMOS 트랜지스터(PM2)를 스위칭한다. 예를 들면, 클록 신호($\Phi 1$)와 클록 신호($\Phi 2$)는 동일 파형으로 제공되는 경우, PMOS 트랜지스터(PM2)는 NMOS 트랜지스터들(NM1, NM3)과 상반된 스위칭을 수행할 것이다. 이때, 클록 신호들($\Phi 1$, $\Phi 2$)의 듀티 사이클은 비교기(240)에서 제공되는 PWM 신호에 의해서 결정될 것이다. 클록 발생기(250)는 승압 모드(Buck mode)에서는, NMOS 트랜지스터(NM1)와 PMOS 트랜지스터(PM2)를 동일한 클록 신호($\Phi 2$)로 제어하고, NMOS 트랜지스터(NM3)는 나머지 클록 신호($\Phi 1$)를 사용하여 스위칭한다.

[0053] 도 8은 본 발명의 DC-DC 컨버터의 소프트 시작(Soft-start) 동작을 보여주는 파형도이다. 도 7 및 도 8을 참조하면, DC-DC 컨버터(200)는 전원이 제공되는 초기에 안정적인 출력 전압(Vout)을 생성할 수 있음이 도시되어 있다.

[0054] T0 시점에서, 전원 전압(VDD)이 투입되면, 전원 전압(VDD)의 레벨은 순차적으로 증가하여 T1 시점에서는 안정적인 레벨에 도달한다. 전원 전압(VDD) 안정 레벨에 도달하면, T2 시점에서 클록 발생기(250)의 동작을 활성화하는 클록 인에이블 신호(CLK_EN)이나 동작 시작 신호(OP_start)를 하이 레벨로 천이시킬 수 있다. 동작 시작 신호(OP_start)의 활성화에 따라 Type-3 보상기(220)와 램프 발생기(230)로부터 오차 보상 신호(EA)와 램프 신호(RAMP)가 제공된다. 그러면, 출력 전압(Vout)을 생성하기 위한 클록 신호들($\Phi 1$, $\Phi 2$)이 파워 스테이지(210)에 제공되고, 출력 전압(Vout)의 레벨이 상승하게 될 것이다. 출력 전압(Vout)의 레벨은 안정적으로 타깃 레벨로 제공되고 유지될 수 있다. 이때, 인덕터 전류(I_L)도 충방전에 의한 주기적 변동은 존재하지만 일정한 변동폭을 유지하면서 안정화된다.

[0055] 도 9는 본 발명의 DC-DC 컨버터의 부하 과도 테스트의 결과를 보여주는 그래프이다. 도 9를 참조하면, 다양한 기준 전압(Vref) 조건에서 출력단의 부하 전류(Iout)를 0.5A $\rightarrow$ 2A $\rightarrow$ 0.5A 순으로 가변했을 때의 출력 전압(Vout)의 파형을 예시적으로 보여준다.

[0056] 기준 전압들(1V, 2V, 3V, 4V, 6V, 7V) 각각의 조건에서 부하 전류(Iout)가 천이되는 1ms, 1.3ms에서 부하 변동에 따른 과도 현상들이 관찰된다. 하지만, DC-DC 컨버터(200)는 곧 출력 전압(Vout)을 타깃 레벨로 안정화시킬 수 있음이 관찰되었다.

[0057] 도 10은 본 발명의 DC-DC 컨버터의 전력 변환 효율을 예시적으로 보여주는 그래프이다. 도 10을 참조하면, DC-DC 컨버터(200)는 1A의 부하 전류(Iout) 조건에서 테스트된 결과 최대 98.3%의 전력 변환 효율이 제공될 수 있다.

[0058] 본 발명의 DC-DC 컨버터(200)는 출력 전압(Vout)이 낮은 경우에는 상대적으로 전력 변환 효율이 낮지만, 2V 이상의 출력 전압(Vout)인 경우 90% 이상의 전력 변환 효율을 제공할 수 있다. 그리고 6~8V 출력 전압(Vout) 대역에서는 98% 이상의 전력 변환 효율을 제공할 수 있다.

[0059] 상술된 내용은 본 발명을 실시하기 위한 구체적인 실시 예들이다. 본 발명은 상술된 실시 예들뿐만 아니라, 단순히 설계 변경되거나 용이하게 변경할 수 있는 실시 예들 또한 포함할 것이다. 또한, 본 발명은 실시 예들을 이용하여 용이하게 변형하여 실시할 수 있는 기술들도 포함될 것이다. 따라서, 본 발명의 범위는 상술된 실시 예들에 국한되어 정해져서는 안되며 후술하는 특허청구범위뿐만 아니라 이 발명의 특허청구범위와 균등한 것들

에 의해 정해져야 할 것이다.

부호의 설명

[0060]

100 : 하이브리드 벡-부스터 컨버터

210 : 파워 스테이지

220 : Type-3 보상기

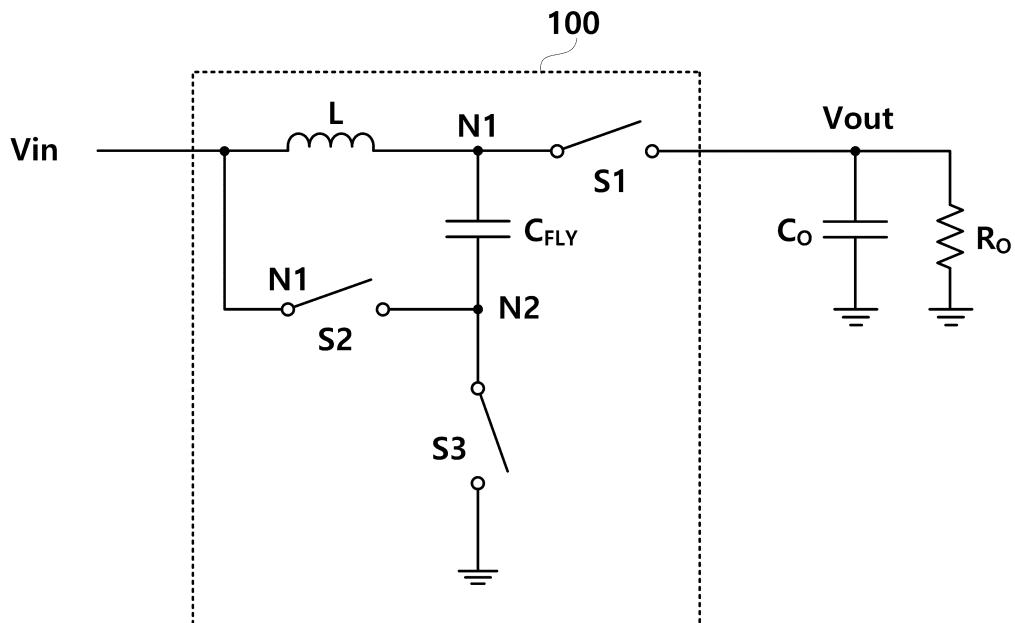
230 : 램프 발생기

240 : 비교기

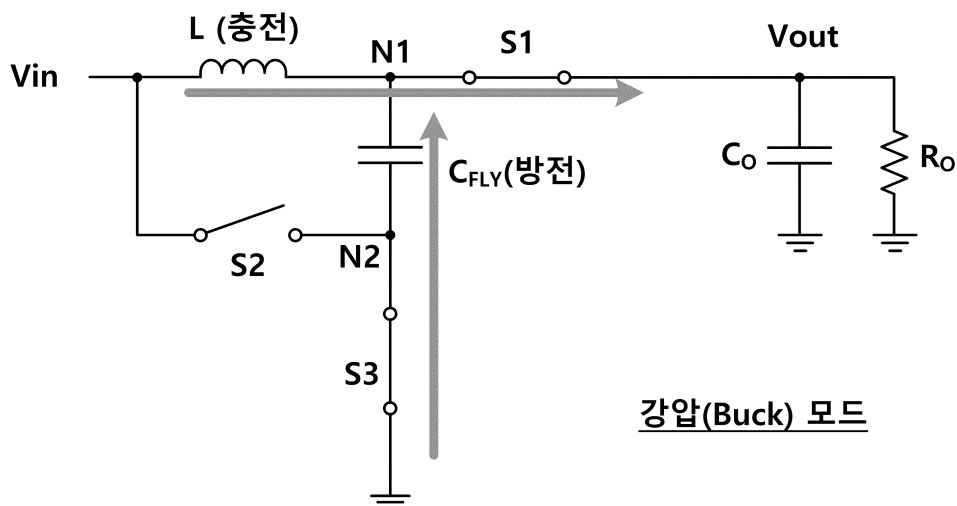
250 : 클록 발생기

도면

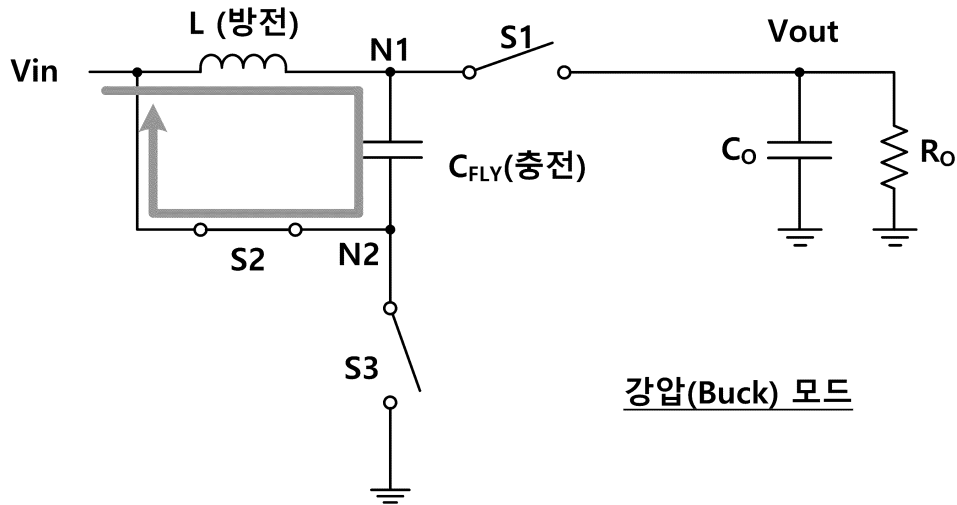
도면1



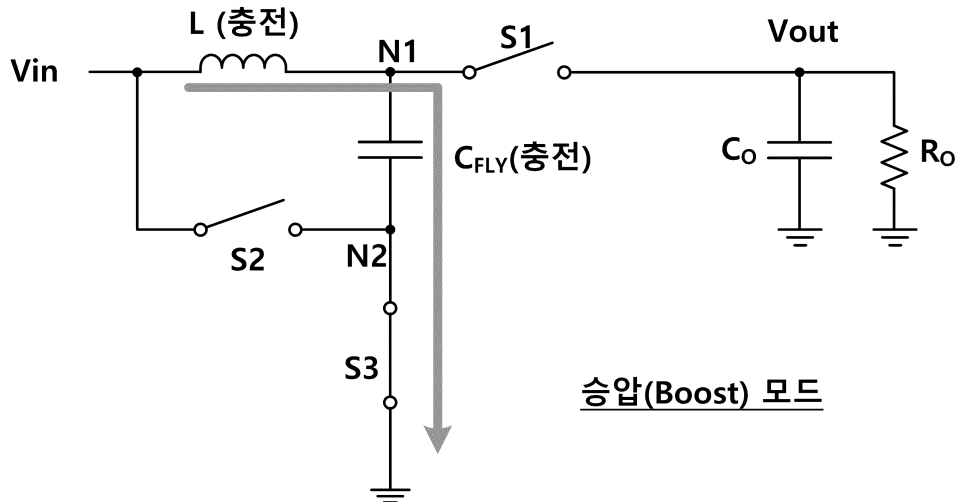
도면2



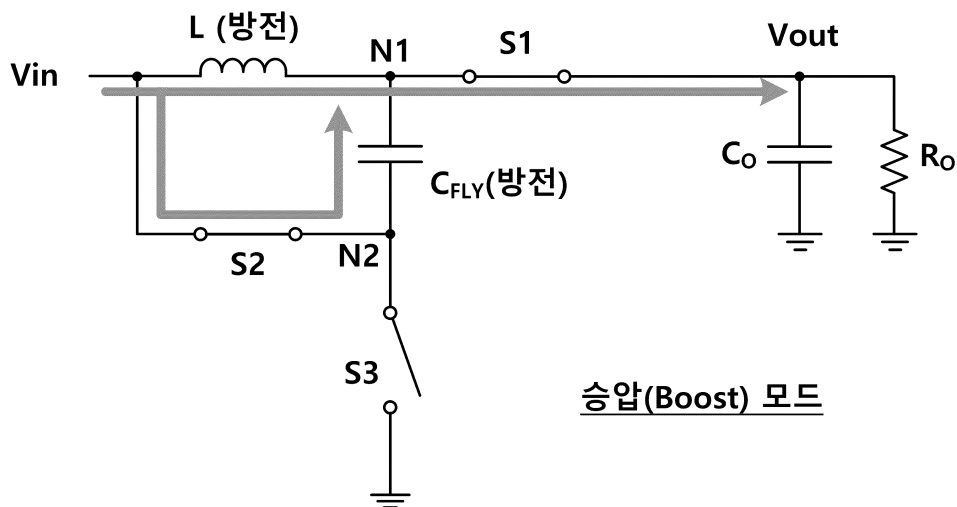
도면3



도면4



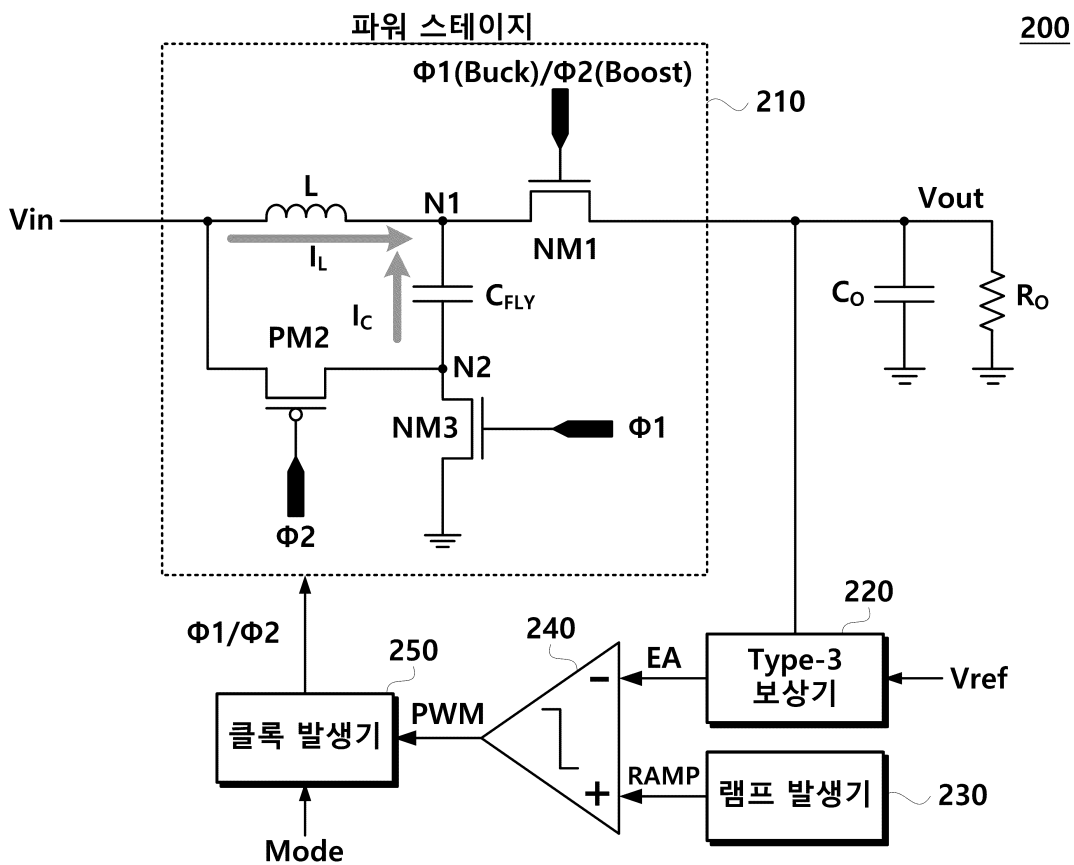
도면5



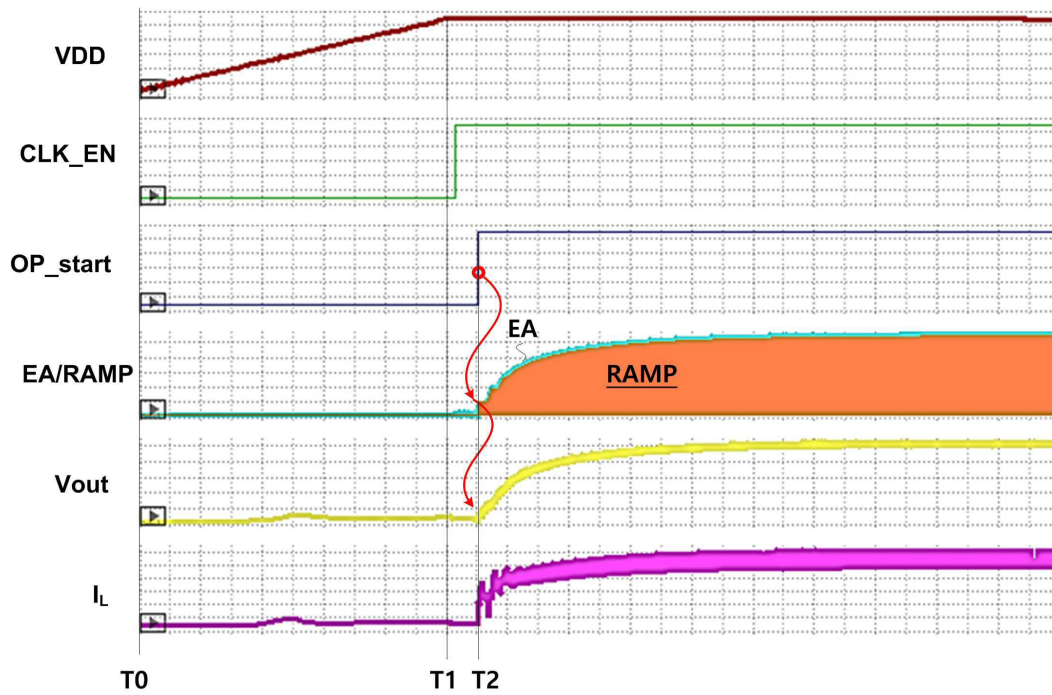
도면6

모드	구간	소자 상태				
		L	C _{FLY}	S1	S2	S3
강압 (Buck)	D1	충전	방전	ON	OFF	ON
	D2	방전	충전	OFF	ON	OFF
승압 (Boost)	U1	충전	충전	OFF	OFF	ON
	U2	방전	방전	ON	ON	OFF

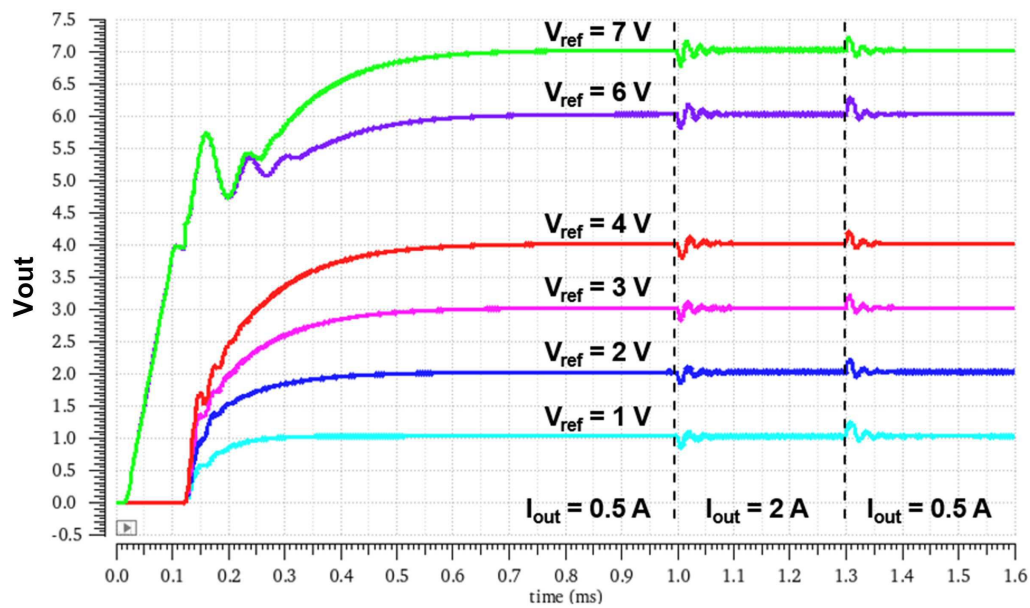
도면7



도면8



도면9



도면10

