



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2013-0109261
(43) 공개일자 2013년10월07일

- (51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H02M 3/155 (2006.01) *H02M 3/07* (2006.01)
H02M 3/10 (2006.01) *H02M 3/02* (2006.01)
- (21) 출원번호 10-2013-7024872(분할)
- (22) 출원일자(국제) 2007년12월27일
 심사청구일자 없음
- (62) 원출원 특허 10-2009-7016064
 원출원일자(국제) 2007년12월27일
 심사청구일자 2011년04월26일
- (85) 번역문제출일자 2013년09월23일
- (86) 국제출원번호 PCT/US2007/026340
- (87) 국제공개번호 WO 2008/082578
 국제공개일자 2008년07월10일
- (30) 우선권주장
 11/890,818 2007년08월08일 미국(US)
 (뒷면에 계속)

- (71) 출원인
 어드밴스드 아날로직 테크놀로지스 인코퍼레이터
 드
 미국 캘리포니아주(우편번호 95054) 산타클라라
 스코트 블러바드 3230
- (72) 발명자
 윌리엄스 리차드 케이.
 미국 캘리포니아주 95014 쿠퍼티노 노르위치 애비
 뉴 10292
- (74) 대리인
 백만기, 양영준, 정은진

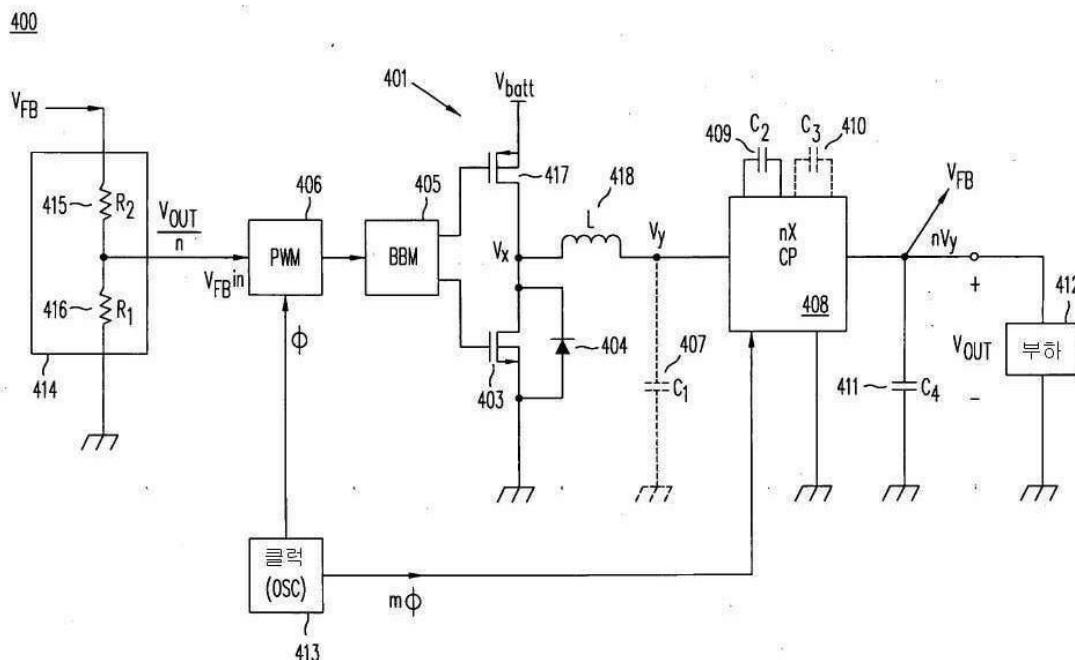
전체 청구항 수 : 총 1 항

(54) 발명의 명칭 DC / DC 전압 컨버터 및 전압 변환 방법

(57) 요 약

DC/DC 컨버터는 버크 컨버터를 포함하는 프리-레귤레이터 스테이지와, 차지 펌프를 포함하는 포스트 컨버터 스테이지를 포함한다. 프리 레귤레이터 스테이지의 듀티 팩터는 프리 레귤레이터 스테이지 또는 포스트 컨버터 스테이지의 출력 단자에서 확장하는 피드백 경로에 의해 제어된다. 프리 레귤레이터는 입력 DC 전압을 듀티 팩터에 따라 좌우되는 변화량에 의해 스텝 다운되고 포스트 컨버터는 프리 레귤레이터의 출력에서 전압을 포지티브 또는 네가티브 적분 또는 프렉서널 값으로 스텝 업 또는 다운한다. 컨버터는 노이즈 이상, 레귤레이션 불량, 및 불안정성의 문제를 극복하고 입력-대-출력 전압 변환비의 단일화에 근접하기도 한다.

대 표 도



(30) 우선권주장

60/877,720 2006년12월30일 미국(US)

60/877,952 2006년12월30일 미국(US)

특허청구의 범위

청구항 1

DC/DC 전압 컨버터에 있어서,
스위칭된 유도성 회로를 구비하는 스텝다운 프리 레귤레이터
를 포함하는 것을 특징으로 하는 DC/DC 전압 컨버터.

명세서

기술 분야

[0001] 본 출원은 DC/DC 변환 및 전압 레귤레이션(regulation)에 사용하는 스위칭 전원 공급장치의 설계, 동작 및 성능과, 이와 같은 컨버터(converter)에서 사용되는 반도체 소자에 관한 것이다.

배경기술

[0002] 전압 레귤레이션은 예컨대 디지털 IC, 반도체 메모리, 디스플레이 모듈, 하드 디스크 드라이브, RF 회로, 마이크로프로세서, 디지털 신호처리기 및 아날로그 IC와 같은 다양한 마이크로 소자에서, 특히 셀룰러 폰, 노트북 컴퓨터 및 소비자 제품과 같은 배터리를 사용하는 응용에서 공급 전압의 변동(variations)을 방지하는데 흔히 요구된다.

[0003] 제품의 배터리 또는 DC 입력 전압은 종종 더 높은 DC 전압으로 승압되거나, 더 낮은 DC 전압으로 강압되어야 하기 때문에, 이러한 레귤레이터(regulator)는 DC-DC 컨버터라고 한다. 흔히 버크 컨버터(Buck converter)라고 하는 강압 컨버터는 배터리 전압이 원하는 부하 전압보다 높을 때 사용된다. 강압 컨버터(step-down converter)는 유도성 스위칭 레귤레이터, 용량성 충전 펌프(charge pump), 및 선형 레귤레이터를 포함할 수도 있다. 반대로, 흔히 부스트 컨버터(boost converter)라고 하는 승압 컨버터는 배터리 전압이 부하에 전력을 공급하는데 필요한 전압보다 낮은 경우에 필요하다. 승압 컨버터는 유도성 스위칭 레귤레이터나 용량성 충전 펌프(charge pump)를 포함할 수도 있다.

유도성 스위칭 컨버터

[0005] 전술한 전압 레귤레이터 중에서, 유도성 스위칭 컨버터는 가장 범위가 넓은 전류, 입력 전압 및 출력 전압에 대해서 최고의 성능을 달성할 수 있다. DC/DC 유도성 스위칭 컨버터의 기본적인 원리는 인덕터(코일 또는 트랜스포머)의 전류가 순간적으로 변할 수 없고 인덕터는 자체 전류의 어떤 변화에 저항하기 위해 반대의 전압을 생성한다는 것이다.

[0006] 인덕터를 반복적으로 자화 및 비자화시키기 위해 고주파에서 스위칭하는 하나 이상의 트랜지스터를 사용함으로써, 인덕터는 컨버터의 입력 전압을 승압 또는 강압하여 그 입력 전압과 상이한 출력 전압을 생성하는데 사용될 수 있다. 상기 트랜지스터는 보통 "파워 MOSFET"라고 흔히 불리는 낮은 온-상태(on-state) 저항을 갖는 MOSFET이다. 컨버터의 출력 전압으로부터 피드백을 사용하여 스위칭 조건을 제어하여, 일정하고 잘-레귤레이션된(well-regulated) 출력 전압이 컨버터의 입력 전압 또는 출력 전류의 급속한 변화에도 불구하고 유지될 수 있다.

[0007] 상기 트랜지스터의 스위칭 동작에 의해 생성된 AC 노이즈나 리플을 제거하기 위해, 스위칭 레귤레이터 회로의 출력단자에 출력 커패시터가 위치한다. 인덕터와 출력 커패시터는 함께 "저역-패스(low-pass)" 필터를 구성하여 부하에 도달하는 트랜지스터의 스위칭 노이즈의 대부분을 방지한다. 보통 1MHz 이상의 상기 스위칭 주파수는 필터의 "LC" 탱크의 공진 주파수에 비해서 높아야만 한다. 복수의 스위칭 사이클을 평균하면, 상기 스위칭 인덕터는 평균 전류가 느리게 변화하는 프로그래머블 전류원처럼 동작한다.

[0008] 평균 인덕터 전류는 온(on) 또는 오프(off) 스위치로 바이어스되는 트랜지스터에 의해 제어되기 때문에, 트랜지스터에서의 전력 소모은 이론적으로 작으며, 80% ~ 90% 범위의 높은 컨버터 효율이 실현될 수 있다. 구체적으로, 파워 MOSFET가 하이(high) 게이트 바이어스를 사용하여 온-상태 스위치로서 바이어스될 때, 낮은 $R_{DS(on)}$ 저

항, 보통 $200 \text{ m}\Omega$ 이하에서 선형 I-V 드레인 특성을 보여준다. 예컨대 0.5A의 전류에서, 이와 같은 디바이스는 높은 드레인 전류에도 불구하고 단지 100 mV 의 최대 전압 강하($I_D \cdot R_{DS(on)}$)을 보일 것이다. 온-상태 전도시간 동안에 소모된 전력은 $I_D^2 \cdot R_{DS(on)}$ 이다. 전술한 예에서, 트랜지스터가 도전 상태인 동안의 전력 소모는 $(0.5\text{A})^2 \cdot (0.2\Omega)$ 또는 50 mW 이다.

[0009] 오프 상태에서, 강화 모드 파워 MOSFET는 게이트가 소스에 바이어스되고, 그리하여 소스-게이트 전압 $V_{GS} = 0$ 이다. 드레인 전압(V_{DS})과 컨버터의 배터리 입력 전압(V_{batt})이 같더라도, 파워 MOSFET의 드레인 전류(I_{DSS})는 아주 작으며, 보통 1 마이크로 암페어보다 작고 더욱 일반적으로는 나노 암페어의 범위에 있다. 전류 I_{DSS} 는 주로 접합 누설로 구성된다.

[0010] 따라서, DC/DC 컨버터에서 스위치로 사용된 파워 MOSFET는 오프 상태에서 고전압에서 낮은 전류를 나타내고, 온 상태에서 낮은 전압 강하에서 높은 전류를 나타내기 때문에 효율적이다. 스위칭 파도기를 무시하면, 파워 MOSFET에서 $I_D \cdot V_{DS}$ 곱은 작게 유지되며, 스위치에서 전력 소모는 낮게 유지된다.

[0011] 만일 트랜지스터 스위칭 동작(즉, MOSFET를 온-오프 스위칭하는데 필요한 시간)이 스위칭 동작 사이의 기간에 비해 상대적으로 짧다면, 스위칭 동안의 전력 손실은 회로해석에서 무시되거나, 또는 고정된 전력 손실로 취급될 수 있다. 그러나 멀티-메가헤르츠 스위칭 주파수에서, 스위칭 파형 분석은 더욱 중요하게 되며 시간에 대한 디바이스의 드레인 전압, 드레인 전류, 및 게이트 바이어스 전압을 분석함으로써 고려되어야만 한다.

발명의 내용

과제의 해결 수단

[0012] DC/DC 컨버터는 버크 컨버터를 포함하는 프리-레귤레이터 스테이지와, 차지 펌프를 포함하는 포스트 컨버터 스테이지를 포함한다. 프리 레귤레이터 스테이지의 듀티 팩터는 프리 레귤레이터 스테이지 또는 포스트 컨버터 스테이지의 출력 단자에서 확장하는 피드백 경로에 의해 제어된다. 프리 레귤레이터는 입력 DC 전압을 듀티 팩터에 따라 좌우되는 변화량에 의해 스텝 다운되고 포스트 컨버터는 프리 레귤레이터의 출력에서 전압을 포지티브 또는 네가티브 적분 또는 프렉셔널 값으로 스텝 업 또는 다운한다.

발명의 효과

[0013] 컨버터는 노이즈 이상, 레귤레이션 불량, 및 불안정성의 문제를 극복하고 입력-대-출력 전압 변환비의 단일화에 근접하기도 한다.

도면의 간단한 설명

[0014] 본 발명은 하기의 도면을 참조하면 좀더 잘 이해할 수 있을 것이며, 구성 요소들은 유사한 참조 번호로 식별하였다.

도 1a는 종래의 비-분리 DC/DC 동기식 버크 컨버터의 회로 도면이다.

도 1b는 종래의 동기식 부스트 컨버터의 회로 도면이다.

도 1c는 도 1a 및 1b에서 도시된 디바이스에 있어서 변환비의 듀티 팩터의존 관계를 듀티 팩터 함수로 나타내는 그래프이다.

도 2는 단일-셀 리튬 이온 배터리의 방전 특성을 나타내는 그래프이다.

도 3a는 종래의 캐스케이드 부스트-버크 컨버터의 회로 도면이다.

도 3b는 종래의 캐스케이드 버크-부스트 컨버터의 회로 도면이다.

도 4는 종래의 버크-부스트 컨버터의 회로 도면이다.

도 5a는 버크-부스트 컨버터의 버크 모드 동작에서 바이어스 조건을 설명하는 회로 도면이다.

도 5b는 도 5a에서 도시된 회로의 등가 회로이다.

도 6a는 버크-부스트 컨버터의 부스트 모드 동작에서 바이어스 조건을 설명하는 회로 도면이다.

도 6b는 도 6a에서 도시된 회로의 등가 회로이다.

도 7은 변환비의 함수로서 버크-부스트 컨버터의 효율을 설명하는 그래프이다.

도 8a는 종래의 충전 펌프 2배기의 회로 도면이다.

도 8b는 충전 펌프 2배기의 충전 동작을 설명하는 회로 도면이다.

도 8c는 충전 펌프 2배기의 방전 동작을 설명하는 회로 도면이다.

도 9a는 종래의 프랙셔널 충전 펌프의 회로 도면이다.

도 9b는 프랙셔널 충전 펌프의 충전 동작을 설명하는 회로 도면이다.

도 9c는 프랙셔널 충전 펌프의 방전 동작을 설명하는 회로 도면이다.

도 10a는 방전 사이클 중에 +2X-모드 단일-커패시터 2배기를 나타내는 등가 회로이다.

도 10b는 방전 사이클 중에 -X-모드 단일-커패시터 인버터를 나타내는 등가 회로이다.

도 10c는 방전 사이클 중에 +1.5X-모드 듀얼-커패시터 프랙셔널 충전 펌프를 나타내는 등가 회로이다.

도 10d는 방전 사이클 중에 +0.5X-모드 듀얼-커패시터 프랙셔널 충전 펌프를 나타내는 등가 회로이다.

도 11a는 변환비의 함수로서 단일(single)-모드 충전 펌프의 효율을 나타내는 그래프이다.

도 11b는 변환비의 함수로서 트리(tri)-모드 충전 펌프의 효율을 나타내는 그래프이다.

도 12a는 LDO 포스트(post)-컨버터가 있는 충전 펌프의 등가 회로이다.

도 12b는 LDO 프리(pre)-레귤레이터가 있는 충전 펌프의 등가 회로이다.

도 12c는 전류 소스 팔로우어(follower)가 있는 충전 펌프의 등가 회로이다.

도 12d는 일체형 스위치드 전류 소스가 있는 충전 펌프의 등가 회로이다.

도 12e는 직렬 출력 저항이 있는 충전 펌프의 등가 회로이다.

도 13은 1.8V 내지 6.6V 범위의 입력에 있어서 및 다양한 전압 출력에서 작동되는 DC/DC 컨버터의 필수 전압 변환비 V_{out}/V_{in} 을 나타내는 그래프이다.

도 14a는 본 발명에 따른 스위치드 LCDU 다운-업 레귤레이션 컨버터의 회로 도면이다.

도 14b는 컨버터의 출력 전압을 제어하기 위해 사용될 수 있는 피드백 회로의 회로 도면이다.

도 15a는 본 발명의 스위치드 LCDU 레귤레이션 컨버터의 동작 모델이다.

도 15b는 본 발명의 3.3V LCDU 레귤레이터에 있어서, 전압 변환 비율, 중간 전압 V_y , 및 출력 전압 V_{out} 의 입력 전압 의존 관계를 나타내는 그래프이다.

도 15c는 본 발명의 2X LCDU 컨버터에 있어서 드티 팩터의 함수로서 전압 전변환 비율을 나타내는 그래프이다.

도 15d는 프리-레귤레이터 전압 변환 비율 V_y/V_{in} 의 함수로서 LCDU 컨버터의 효율을 나타내는 그래프이다.

도 15e는 전압 변환 비율 V_{out}/V_y 의 함수로서 업 컨버터의 효율을 나타내는 그래프이다.

도 15f는 전압 변환 비율 V_{out}/V_y 의 함수로서 컨버터의 전체적인 효율을 나타내는 그래프이다.

도 15g는 드티 팩터와 전압 변환 비율의 함수로서 컨버터의 효율을 나타내는 그래프이다.

도 15h는 다양한 전압 변환 비율에 있어서 이상화된 2X-타입 LCDU 컨버터의 효율을 드티 팩터의 함수로서 나타내는 그래프이다.

도 15i는 다양한 전압 변환 비율에 있어서 비-이상화된 2X-타입 LCDU 컨버터의 효율을 드티 팩터의 함수로서 나타내는 그래프이다.

도 16은 전압 변환비의 함수로서 버크, CP 및 스위치드 LCDU 컨버터의 효율을 비교하는 그래프이다.

도 17은 단일-셀 리튬 이온 배터리의 방전 시, 스위치드 LCDU 레귤레이션 컨버터의 입력 전압, 중간 전압 V_y , 출력 전압을 나타내는 그래프이다.

도 18은 본 발명의 2배기-타입 스위치드 LCDU 레귤레이션 컨버터의 회로 도면이다.

도 19a는 스위치드 LCDU 레귤레이션 컨버터의 자화-충전 단계의 동작을 설명하는 회로 도면이다.

도 19b는 스위치드 LCDU 레귤레이션 컨버터의 재순환-전달 단계의 동작을 설명하는 회로 도면이다.

도 20은 CP-바이패스 다운-온니(down-only) 모드에서 스위치드 LCDU 컨버터의 동작을 설명하는 회로 도면이다.

도 21a는 2배기 타입 LCDU 컨버터의 회로 도면이다.

도 21b는 프랙셔널 타입 LCDU 컨버터의 회로 도면이다.

도 21c는 프랙셔널 타입 LCDU 컨버터의 회로 도면이다.

도 22는 다양한 LCDX-타입 레귤레이션 컨버터에 있어서 전압 변환 비율을 듀티 팩터의 함수로 나타내는 그래프이다.

도 23a는 프랙셔널 1.5X LCDU 레귤레이션 컨버터의 회로 도면이다.

도 23b는 자화-충전 단계 중의 프랙셔널 1.5X LCDU 레귤레이션 컨버터의 회로 도면이다.

도 23c는 재순환-전달 단계 중의 프랙셔널 1.5X LCDU 레귤레이션 컨버터의 회로 도면이다.

도 24a는 프랙셔널 0.5X LCDD 레귤레이션 컨버터의 회로 도면이다.

도 24b는 자화-충전 단계 중의 프랙셔널 0.5X LCDD 레귤레이션 컨버터의 회로 도면이다.

도 24c는 재순환-전달 단계 중의 프랙셔널 0.5X LCDD 레귤레이션 컨버터의 회로 도면이다.

도 25a는 -1X LCDI 레귤레이션 인버터의 회로 도면이다.

도 25b는 -0.5X LCDI 프랙셔널 레귤레이션 인버터의 회로 도면이다.

도 26은 여러 개의 LCDI-타입 레귤레이션 인버터에 있어서 전압 변환 비율을 듀티 팩터의 함수로서 나타내는 그레프이다.

도 27a는 -1X 타입 LCDI 레귤레이션 인버터의 회로 도면이다.

도 27b는 자화-충전 단계 중의 -1X 타입 LCDI 인버터의 회로 도면이다.

도 27c는 재순환-전달 단계 중의 -1X 타입 LCDI 인버터의 회로 도면이다.

도 28a는 프랙셔널 -0.5X LCDI 레귤레이션 인버터의 회로 도면이다.

도 28b는 자화-충전 단계 중의 프랙셔널 -0.5X LCDI 레귤레이션 인버터의 회로 도면이다.

도 28c는 재순환-전달 단계 중의 프랙셔널 -0.5X LCDI 레귤레이션 인버터의 회로 도면이다.

도 29a는 2배기 타입 LCDU 컨버터에 있어서 레벨-이동된 피드백 네트워크의 회로 도면이다.

도 29b는 프랙셔널 1.5X 타입 LCDU 컨버터에 있어서 레벨-이동된 피드백 네트워크의 회로 도면이다.

도 29c는 프랙셔널 0.5X 타입 LCDD 컨버터에 있어서 바이폴라 전류 미러 피드백 네트워크의 회로 도면이다.

도 29d는 프랙셔널 0.5X 타입 LCDD 컨버터에 있어서 MOSFET 전류 미러 피드백 네트워크의 회로 도면이다.

도 29e는 1X 타입 LCDI 인버터에 있어서 바이폴라 전류 미러 피드백 네트워크의 회로 도면이다.

도 29f는 -1X 타입 LCDI 인버터에 있어서 MOSFET 전류 미러 피드백 네트워크의 회로 도면이다.

도 29g는 프랙셔널 -0.5X 타입 LCDI 인버터에 있어서 MOSFET 전류 미러 피드백 네트워크의 회로 도면이다.

도 30a는 스위치드 LCDX 레귤레이션 컨버터의 출력 터미널로부터의 레벨-이동된 피드백 회로의 회로 도면이다.

도 30b는 스위치드 LCDX 레귤레이션 컨버터의 중간 V_y 단자로부터 레벨-이동 되지 않은 피드백의 회로 도면이다.

도 31a는 스위치드 LCDX 컨버터의 상위측 P-채널 파워 MOSFET에 있어서 V_{batt} 로부터 구동되는 게이트 버퍼의 회로 도면이다.

도 31b는 스위치 LCDX 컨버터의 상위측 P-채널 파워 MOSFET에 있어서 중간 전압 V_y 로부터 구동되는 게이트 버퍼의 회로 도면이다.

도 31c는 스위치드 LCDX 컨버터의 상위측 N-채널 파워 MOSFET에 있어서 저항성 레벨 이동을 갖는 부트 스트랩 게이트 버퍼의 회로 도면이다.

도 31d는 스위치드 LCDX 컨버터의 상위측 N-채널 파워 MOSFET에 있어서 크로스-커플드 레벨 이동을 갖는 부트 스트랩 게이트 버퍼의 회로 도면이다.

도 31e는 스위치드 LCDX 컨버터의 하위측 N-채널 파워 MOSFET에 있어서 V_{batt} 로부터 구동되는 게이트 버퍼의 회로 도면이다.

도 31f는 스위치드 LCDX 컨버터의 하위측 N-채널 파워 MOSFET에 있어서 중간 전압 V_y 로부터 구동되는 게이트 버퍼의 회로 도면이다.

도 32는 본 발명에 따른 LCDU 컨버터의 효율과 버크-부스트 컨버터 및 트리-모드 충전 펌프의 효율을 비교하는 그래프이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0015] 스위칭 컨버터에서 전력 손실의 최소화

[0016] 승압, 강압, 승압-강압 DC-DC 스위칭 컨버터에서, 하나 이상의 스위치 요소들이 컨버터 회로에서 전류와 에너지 흐름을 제어하기 위해 필요하다. 동작 시, 이들 파워 디바이스들은 파워 스위치로서 작동하며, 고속으로 그리고 가변 주파수로 또는 가변 기간으로 온 오프 토클링(toggling) 한다.

[0017] 이와 같은 동작 시, 이들 파워 디바이스들은 온-상태 전도와 스위칭 작동 동안 모두 자체 가열에 에너지를 손실한다. 이들 스위칭 및 전도 손실은 파워 컨버터의 효율을 불리하게 제한한다. 그러므로 컨버터의 효율은 모든 전도 스위치 또는 정류기 다이오드에서 $I_{on} \cdot V_{on}$ 전도 손실을 최소화하는 것과, 원하는 주파수로 스위치의 입력 커패시턴스를 충전하기 위해 필요한 게이트 구동 전류를 최소화하는 것에 달려있으며, $C_G \cdot V_G^2$ 손실이라고도 한다.

[0018] 다른 손실들은 전압과 전류가 모두 동시에 존재할 때 스위칭 전환, 즉 크로스-오버 전도 동안에 소모된 전력을 포함하며, 더 높은 전압에서, MOSFET의 드레인 커패시턴스를 충전 및 방전하는데 소모된 출력 파워는 각 디바이스에 대한 손실로서 다음에 의해 주어진다.

$$P_{손실} = P_{전도} + P_{구동} + P_{크로스오버} + P_{드레인}$$

[0020] 그러나 저전압에서 동작하는 고속 스위칭 트랜지스터에서, 이들 부가적인 손실은 컨버터의 게이트 구동 및 전도 손실과 비교하여 작다. 이와 같이, 하나의 스위치에서 파워 손실은 전도 손실과 게이트 구동 손실의 합을 최소화하여 감소될 수 있으며, 여기서

$$P_{손실} \approx P_{전도} + P_{구동}$$

[0022] 파워 MOSFET에서 이 관계는 다음 식으로 근사화될 수 있다.

$$P_{loss} \approx I^2 R_{DS} \left(\frac{t_{sw}}{T} \right) + I \cdot V_f \left(\frac{t_{rect}}{T} \right) + Q_G V_G f$$

[0023]

[0024] 이 식에서 $I^2 R_{DS}$ 는 파워 MOSFET에서 전도 손실을 나타내고 (t_{sw}/T)의 비율은 MOSFET가 완전히 온으로 스위칭되어 전류를 전도하는 시간의 부분을 나타낸다. 전도 손실($I \cdot V_f$)은 순방향 전압(V_f)을 갖는 다이오드에서 소모된 전

력을 나타내고 (t_{rect}/T)는 다이오드가 전류를 전도하는 시간(T)의 일부를 나타낸다. $Q_G \cdot V_G \cdot f$ 는 게이트 전하(Q_G)에 의해 기술된 전술한 게이트 구동 손실($C_G \cdot V_G^2$)을 기술한다. 게이트 전하(Q_G)는 커패시턴스(C_G)보다 선호되는데 이는 커패시턴스가 극히 비선형적이고 정확히 모델링하는 것이 어렵기 때문이다. 또한, 게이트 전하(Q_G)를 사용하면 효율을 예측하는 정확성이 향상되는데 이는 성질상 전하는 항상 보존되지만 커패시턴스는 그렇지 않기 때문이다.

- [0025] 상기 식으로부터 MOSFET에서 전력 손실을 최소화하기 위해서는 MOSFET를 더 크게 만드는 것에 의해 R_{DS} 를 최소화하는 것이 필요한 반면 게이트 구동 손실을 최소화하기 위해서는 Q_G 를 최소화하는 것이 필요하다. 불행히도 게이트 전하 및 커패시턴스는 트랜지스터의 활성 면적(A)에 비례하고 그 온-저항에 반비례한다. 즉,

$$Q_G \propto A \propto \frac{1}{R_{DS}}$$

[0026]

[0027] 이 관계는 스위칭 컨버터로 사용되는 파워 MOSFET에서 게이트 구동 손실과 저항성 채널 전도 손실 사이에 존재하는 부득이한 상충관계(tradeoff)를 명확히 한다. 더 큰 MOSFET는 더 낮은 온-저항과 더 적은 전도 손실을 나타내지만 구동하기 어려우며, 더 높은 스위칭 주파수(f)에서 특히 효율이 떨어진다.

- [0028] 컨버터의 전체적인 효율을 최대화하기 위해서, 가능한 최저의 저항과 최소 게이트 입력 커패시턴스를 가진 MOSFET를 사용하고, 최소 개수의 스위칭 요소들을 사용해야 하며, 각 MOSFET는 정상 동작 전류와 스위칭 주파수를 위해 크기에서 최적화된다.

- [0029] 동기식 버크 및 동기식 부스트 컨버터와 같은 비-분리된 컨버터 토플로지는 높은 효율을 나타내는데 이는 그것들이 단지 2개의 MOSFET 스위치를 사용하기 때문이다. 불행히도, 승압-강압 컨버터는 일반적으로 4개의 스위치가 필요하며 그에 따른 효율을 갖는다. 트랜스포머 또는 연결된 인덕터는 승압-강하 레귤레이터 동작을 달성하고 더 이상의 스위치에 대한 필요를 회피하기 위해 사용되지만, 비-분리된 컨버터 응용에서, 다중-권선 인덕터는 단일-권선 코일에 비해 너무 커서 수용할 수 없다.

비-분리된 스위칭 컨버터 토플로지

- [0031] 도 1a 및 1b는 2개의 혼한 스위칭 레귤레이터, 동기식 버크 강압 컨버터 및 동기식 부스트 승압 컨버터를 도시한다.

- [0032] 도 1a에는 동기식 버크 컨버터(1)의 일 예가 도시되어 있다. 컨버터(1)는 파워 MOSFET(3), 인덕터(4), 내재하는 정류기 다이오드(7)를 가진 동기식 정류기 파워 MOSFET(2), 및 커패시터(5)를 포함한다. MOSFET(3)의 동작은 PWM(pulse-width modulation) 제어 회로(도시되지 않음)에 의해 제어되어, MOSFET(3)의 게이트를 구동한다. 동기식 정류기 MOSFET(2)는 MOSFET(3)과 반전 위상 구동되지만, MOSFET(2)는 MOSFET(3)가 오프일 때 반드시 전체 시간이 온은 아니다.

- [0033] 컨버터의 동작을 제어하는 상기 제어회로는 고정-주파수 가변 펄스폭 동작을 의미하는 PWM 제어로 지정되지만, 클럭 주기가 변하거나 또는 부하와 입력 조건에 따라 가변 및 고정 주파수 모드 사이에서 교차하는 가변 주파수 모드로 동작할 수 있다.

- [0034] 전원에서 입력된 에너지, 배터리 또는 DC/DC 컨버터로의 파워 입력은 MOSFET(3)를 통해 전달되거나 스위칭된다. 포지티브(positive) 단자가 배터리 또는 입력에 연결된 경우, MOSFET(3)는 인덕터(4)의 전류를 제어하는 "고단(high-side)" 스위치처럼 동작한다. 다이오드(8)는 MOSFET(3)에 기생하는 P-N 접합으로, 트랜지스터의 드레인-소스에 병렬이며, 정상 버크 컨버터 동작하에서 역-바이어스로 유지된다.

- [0035] MOSFET(3)의 스위칭과 온-시간을 제어함으로써 인덕터(4)의 전류를 제어하면, 인덕터(4)의 자기장에 저장된 에너지는 출력 필터 커패시터(5)의 전압을 동적으로 제어하기 위해 조정될 수 있다. 그러므로 출력전압(V_{out})은 PWM 제어회로의 입력에 피드백되고, 상기 PWM 제어회로는 MOSFET(3)의 반복된 스위칭을 통해 인덕터(4)의 전류(I_L)를 제어한다. 부하(6)는 컨버터(1)의 출력에 연결된 전기적 부하(load)를 나타낸다.

- [0036] MOSFET(3)와 반전 위상으로 구동되므로, 동기식 정류기 MOSFET(2)는 MOSFET(3)가 오프인 시간의 일부 동안 전도

한다. 포지티브 단자가 인덕터(4), 즉 노드(Vx)에 연결되고, 네가티브(negative) 단자가 그라운드에 연결되면, MOSFET(2)는 "저단(low-side)" 스위치처럼 동작하여, 다이오드(7)에 흐르는 전류를 우회시킨다. 다이오드(7)는 동기식 정류기 MOSFET(2)에 기생하는 P-N 접합으로, 트랜지스터의 드레인과 소스 사이에 병렬이다. 다이오드(7)는 MOSFET(2,3) 모두가 오프인 시간 동안만 상당한 인덕터 전류를 전도한다.

[0037] MOSFET(2,3)는 입력 전원과 그라운드의 단락을 방지하기 위해 매 스위칭 전환 시마다 동시에 오프이다. 이러한 소위 BBM(break-before-make) 기간은 MOSFET(2,3)가 동시에 전도하지 않도록 하고 컨버터(1)의 입력 및 전원을 단락 또는 "크로-바(crow-bar)"하도록 보장함으로써 슈트 스루(shoot through) 전도를 방지한다. 이 BBM 기간 동안, 동기식 정류기 MOSFET(2)에 병렬인 다이오드(7)는 다이오드(7)와 관련된 임의의 기생 커패시턴스를 가지고, 인덕터(4)를 통해 부하 전류(I_L)를 운반해야 한다. BBM 동작과 관련된 전환 동안에 원치 않는 노이즈가 발생할 수 있다.

[0038] 만일 컨버터의 듀티 팩터(D)를 에너지가 배터리 또는 다른 전원으로부터 DC/DC 컨버터로 흐르는 시간, 즉 MOSFET 스위치(3)가 온인 시간으로 정의하면, 베크 컨버터(1)의 입력전압에 대한 출력전압의 비율은 그 듀티 팩터에 비례한다. 즉,

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = D \equiv \frac{t_{sw}}{T}$$

[0039]

[0040] 여기서 t_{sw} 는 MOSFET(3)가 각 클럭 주기(T) 동안 온이 되는 시간이다.

[0041] 베크 또는 동기식 베크 컨버터에 대한 이 관계는 도 1c의 그래프(20)의 곡선(21)으로 도시되어 있다. 베크 컨버터가 0 또는 1(unity) 전달 특성에 부드럽게 도달하기 위해서는 반드시 D의 극한에서 어떤 불연속성을 보여준다. 이 현상은 파워 MOSFET 스위치와 그 제어 및 게이트 구동 회로에서 스위칭 지연으로 인해 발생한다.

[0042] 베크 컨버터의 파워 MOSFET(3)가 여전히 스위칭하는 한, t_{sw} 는 클럭 주기(T)의 일정 부분, 예컨대 5% < D < 95%에 제한되는데, 이는 주로 MOSFET 스위치와 그 제어 루프 내에서 턴-온 및 턴-오프 지연 때문이다. 예컨대 95% 듀티 팩터와 3MHz 클럭 주파수에서, 고단 MOSFET(3)에 대한 오프 시간은 단지 333 ns 기간의 단지 5%, 또는 단지 16 ns이다. 이것은 고단 MOSFET(3)가 오프되고 16 ns 후에 복귀해야 하는 것을 의미하는데 - 95% 출력-입력 변환비 이상으로 레귤레이션하기에는 너무 빠르다. 이 최소 오프-시간 문제는 동기식 및 비-동기식 베크 컨버터에 영향을 준다. 이 문제는 동기식 DC/DC 컨버터에서 더욱 심해지는데, 동기식 정류기 MOSFET(2)가 온이 되고 다시 오프가 되고 여전히 BBM 동작을 보여주는데 시간이 없기 때문이다.

[0043] 다시 도 1c의 그래프(20)를 참조하면, 어떤 최대 듀티 팩터(D_{max}) 이상에서, 스위칭 동작을 유지할 적당한 시간이 없으며, 컨버터는 불연속점(23)에 의해 도시된 바와 같이 D_{max} 에서 100% 듀티 팩터로 점프한다. D_{max} 이상에서, 컨버터는 MOSFET(2)를 온시키고 전체 시간(T) 동안 온으로 유지한다. 급격한 전환(23)은 출력 전압에서 이상(glitch)을 초래한다. 이와 같이, 100%의 듀티 팩터에서, $V_{out} = V_{in}$ 이고 모든 레귤레이션은 스위칭이 중단되는 한 상실된다.

[0044] 유사한 효과가 동기식 부스트 컨버터의 동작을 그 영역의 극단 부근으로 제한한다. 도 1b에 도시된 동기식 부스트 컨버터(10)는 저단 파워 MOSFET(11), 배터리-접속 인덕터(13), 출력 커패시터(14), 및 내재하는 병렬 정류기 다이오드(16)를 가진 "플로팅(floating)" 동기식 정류기 MOSFET(12)를 포함한다. MOSFET(11, 12)의 게이트는 필터 커패시터(14)를 통해 출력 전압(V_{out})으로부터 피드백되는 전압(V_{FB})에 반응하여 BBM 회로(도시되지 않음)에 의해 구동되고 PWM 제어 회로(도시되지 않음)에 의해 제어된다. BBM 동작은 출력 커패시터(14)를 단락시키는 것을 방지하기 위해 필요하다.

[0045] 동기식 정류기 MOSFET(12)는 그 소스와 드레인 단자가 어떤 공급 레일, 즉 그라운드 또는 V_{batt} 에 영원히는 연결되지 않는다는 의미에서 플로팅하는 것으로 간주된다. 다이오드(16)는 MOSFET(12)가 P-채널 디바이스인지 또는 N-채널 디바이스인지 관계없이 동기식 정류기 MOSFET(12)에 내재하는 P-N 다이오드이다. 쇼트키 다이오드가 MOSFET(12)와 병렬로 포함될 수 있지만 직렬 인덕턴스를 가지고서는 순방향 바이어스의 내재된 다이오드(16)로부터 전류를 충분히 빨리 우회할 수 없을 것이다. 다이오드(17)는 N-채널 저단 MOSFET(11)에 내재하는 P-N 접

합을 나타내며 정상 부스트 컨버터 동작에서 역-바이어스로 유지된다.

- [0046] 만일 컨버터의 듀티 팩터(D)를 에너지가 배터리 또는 전원으로부터 DC/DC 컨버터(10)로 흐르는 시간, 즉 저단 MOSFET 스위치(11)가 온이고 인덕터(13)가 자화되는 시간으로 정의하면, 부스트 컨버터의 입력전압 대비 출력전압의 비율은 1-듀티 팩터의 역에 비례한다. 즉,

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1-D} \equiv \frac{1}{1-t_{sw}/T}$$

[0047]

- [0048] 부스트 또는 동기식 부스트 컨버터에 대한 이 관계는 도 1c의 그레프(20)에서 곡선(22)으로 도시되어 있다. 주목할 것은 상기 부스트 컨버터는 D의 극하단에서 어떤 불연속점에 도달하지 않고 1(unity) 전달 특성에 부드럽게 도달할 수 없다는 것이다. 이 현상은 파워 MOSFET 스위치와 그 제어 및 게이트 구동 회로에서 스위칭 지연으로 인해 발생한다.

- [0049] 부스트 컨버터의 파워 MOSFET(11)가 여전히 스위칭하는 한, t_{sw} 는 클럭 주기(T)의 일정 부분, 예컨대 $5\% < D < 95\%$ 에 제한되는데, 이는 주로 MOSFET 스위치(11)와 그 제어 루프 내에서 턴-온 및 턴-오프 지연 때문이다. 예컨대 95% 듀티 팩터와 3MHz 클럭 주파수에서, 저단 MOSFET(11)에 대한 오프 시간은 단지 333 ns 기간의 단지 5%, 또는 단지 16 ns이다. 이것은 저단 MOSFET(11)가 온되고 16 ns 후에 다시 오프되는 것을 의미하는데 - 5% 출력-입력 변환비 이하로 레귤레이션 하기에는 너무 빠르다. 이 최소 온-시간 문제는 동기식 또는 비-동기식 부스트 컨버터에 영향을 준다.

- [0050] 다시 그레프(20)를 참조하면, 어떤 최소 듀티 팩터(D_{max}) 이하에서, 스위칭 동작을 유지할 적당한 시간이 없으며, 컨버터는 불연속점(24)에 의해 도시된 바와 같이 D_{min} 에서 0% 듀티 팩터로 점프해야 한다. D_{min} 이하에서, 컨버터는 동기식 정류기 MOSFET(12)를 온시키고 전체 시간(T) 동안 온으로 유지한다. 급격한 전환(24)은 부스트 컨버터(10)의 출력 전압에서 이상(glitch)를 초래한다. 또한, 100%의 듀티 팩터에서, $V_{out} = V_{in}$ 이고 모든 레귤레이션은 스위칭이 중단되는 한 상실된다.

- [0051] 따라서 동기식 버크 컨버터(1)와 동기식 부스트 컨버터(10)에서, 1(unity) 전달 특성의 부근(즉, $V_{out} \approx V_{in}$)에서 동작하는 것은 문제가 있다.

버크-부스트 스위칭 컨버터

- [0053] 1(unity) 특성 부근에서 비-분리된 DC/DC 스위칭 컨버터 동작의 문제는 입력전압이 원하는 출력전압 상하에서 변하는 응용에서 특히 어렵다는 것이다. 이 상황의 예는 주전원이 고장난 경우 비상상황에서 배터리 백업에 의해 동작해야 하는 노이즈가 많은 AC 어댑터 또는 회로의 출력을 포함한다.

- [0054] 도 2는 1(unity) 초과 그리고 1 미만의 변환비가 요구되는 다른 시나리오를 도시한다. 그레프(25)는 일정한 부하 전류하에서 리튬 이온 배터리의 방전 특성을 도시하며, 만 충전 4.2V에서 시작하여, 방전 기간(26) 동안 급격히 감소한 후, 기간(27)에 3.7V에서 3.5V로 서서히 감소하고, 최종적으로 기간(28)에서 3V 이하에서 커오프로 신속하게 하강한다.

- [0055] DC/DC 컨버터가 전체 기간 동안에 잘 레귤레이션 된 3.3V 출력을 생성할 필요가 있는 경우에, (3.3V/4.2V)의 서브-유니티(sub-unity) 변환비, 즉 0.79 비율이 처음에 필요하며, 버크 컨버터가 필요하다는 것을 가리킨다. 배터리의 수명 종료시, 상기 변환비는 1을 초과하여 3.3V/3V, 즉 1.1의 변환비가 되며, 부스트 컨버터가 레귤레이션을 달성하기 위해 요구된다. 승압과 강압 변환을 모두 요구하는 이와 같은 응용은 버크-부스트, 또는 업-다운 컨버터를 요구한다.

- [0056] 사용자가 업-다운 변환의 복잡성을 회피하기 원하는 경우에, 한 가지 가능한 방법은 버크 컨버터만을 사용하고 배터리를 일찍, 예컨대 3.2V에서 절단하여 배터리 수명을 포기하는 것이다. 이 방법은 언뜻 보기에는 합리적인 것으로 보이는데 이것은 리튬 이온 배터리의 수명의 대부분이 3.5V 이상이기 때문이다. 그레프(25)의 염밀한 분석에 의하면 이러한 방법이 갖는 어떤 복잡성을 보여준다.

- [0057] D_{max} 의 한계 때문에, 컨버터는 1(unity) 변환비에 도달하는 것을 조정할 수 없다. 만일 컨버터가 어떤 강하 전

압(6) 아래로 적당히 레귤레이션 할 수 없다면(여기서, $\delta = V_{batt(\min)} - V_{out}$), 배터리는 3.3V 까지 동작될 수 없다. 만일 예컨대 버크 컨버터의 강하 전압이 300mV이면, 컨버터는 레귤레이션을 보장하기 위해 3.6V에서 동작을 차단해야 한다. 3.6V 입력 및 3.3V 출력에서, 스위칭 레귤레이터는 92% 듀티 팩터에서 동작해야 한다. 고 주파수에서는 용이한 일이 아닌 92%의 듀티 팩터에서 동작 시에도, 리튬 이온 배터리의 에너지의 대부분은 버크 컨버터만의 솔루션을 사용하여 소모된다.

[0058] 버크-부스트 컨버터는 동기식 버크와 부스트 컨버터를 병합된 또는 캐스케이드 회로로 결합함으로써 용이하게 생성될 수 있다. 예컨대 도 3a의 회로도에서, 저단 MOSFET(31), 인덕터(33), 동기식 정류기 MOSFET(35), 내재하는 다이오드(35), 및 필터 커패시터(34)를 포함하는 동기식 부스트 컨버터(30)는 MOSFET(37), 인덕터(39), 동기식 정류기 MOSFET(38), 내재하는 다이오드(42), 및 필터 커패시터(40)를 포함하는 동기식 버크 컨버터에 전력을 제공하는데 사용되며, 결합된 캐스케이드 컨버터(30)는 집합적으로 부하(41)를 구동한다. 이 방법에서 입력 전압은 먼저 원하는 출력전압보다 높은 전압(V_y)으로 승압된 후, 다시 하강하여 V_{out} 을 생성한다.

[0059] 이 부스트-버크 토폴로지의 전체적인 효율은 부스트 컨버터의 효율($\eta_{부스트}$)과 버크 컨버터의 효율($\eta_{버크}$)의 곱으로 주어진다. 두 컨버터 모두 85% 효율이지만, 결합된 캐스케이드 컨버터는 전체 효율이 겨우 대략 70%에 이른다. 또한, 도시된 컨버터는 사용자의 관점에서 아주 바람직하지 않은 특성을 갖는 2개의 인덕터를 요구한다.

[0060] 반대로 도 3b에서, MOSFET(52), 인덕터(53), 동기식 정류기 MOSFET(51), 내재하는 다이오드(55), 및 필터 커패시터(54)를 포함하는 동기식 버크 컨버터는 저단 MOSFET(58), 인덕터(57), 동기식 정류기 MOSFET(59), 내재하는 다이오드(62), 필터 커패시터(60) 및 부하(61)를 포함하는 동기식 부스트 컨버터에 전력을 공급하는데 사용된다. 캐스케이드 버크-부스트 컨버터(50)는 먼저 입력전압(V_y)을 원하는 출력전압보다 낮게 강하하고 레귤레이션한 후, 이 전압을 승압하여 V_{out} 을 생성한다.

[0061] 다시, 버크-부스트 캐스케이드 컨버터(50)의 전체적인 효율은 개별 효율의 곱으로 주어지며 $\eta_{캐스케이드} = \eta_{버크} \cdot \eta_{부스트}$ 으로 주어진다. 버크-부스트 캐스케이드 컨버터에서 전체 손실은 동기식 버크 컨버터 또는 동기식 부스트 컨버터 하나에서의 손실보다 더 큰데, 이는 입력과 출력 단자 사이에 더 많은 직렬 저항이 존재하고, 모든 MOSFET 가 항상 스위칭하기 때문이다. 그러나 2개의 인덕터를 요구하는 컨버터(30)와 달리, 컨버터(50)는 직렬로 연결된 2개의 인덕터(53, 57)를 갖는다. 직렬 연결된 인덕터는 동일한 전류를 공유하기 때문에, 하나의 인덕터로 대체될 수 있으며, 그렇게 하면 커패시터(54)의 필요도 제거한다.

[0062] 도 4에 도시된 최종 버크-부스트 컨버터(70)는 단일 인덕터(73), 4개의 MOSFET(71, 72, 76, 77), 필터 커패시터(80), 부하(81), PWM 제어회로(83) 그리고 BBM 및 게이트 버퍼회로(82)를 포함한다. MOSFET(71)와 병렬인 내재하는 다이오드(74)와, MOSFET(77)와 병렬인 내재하는 다이오드(78)는 BBM 기간과 같은 특정 동작 상황 중에 정류기로서 작동하며, 다이오드(75, 79)는 보통 역 바이어스로 유지된다. 그 단자 상태에 따라서, 컨버터(70)는 3개의 식별 모드인 버크, 부스트, 및 버크-부스트 모드에서 동작한다.

[0063] MOSFET(71, 72, 76, 77)를 각각 나타내는 번호 $i=1\sim 4$ 가 MOSFET에 부여되는 경우, 총 전력 손실은 다음 식으로 주어진다.

$$P_{total} = \sum_{i=1}^4 (P_{conduction} + P_{drive})_i$$

[0064]

[0065] 상기 식은 4개의 MOSFET 모두가 각각의 온-시간에 비례한 전도 손실을 나타내고 또한 스위칭 주파수에 비례한 스위칭 손실을 나타내는 것을 설명한다.

[0066] 도 5a에서, 회로도(85)는 버크 컨버터로서 버크-부스트 컨버터(70)의 동작을 나타내고 여기서 MOSFET(71, 72)는 PWM 제어 하에서 위상 반전 스위칭되며 그동안 MOSFET(77)는 온 상태로 유지되고 MOSFET(76)는 오프 바이어스 된다. 컨버터(70)에서의 전체 손실은 동기식 버크 컨버터에서의 손실보다 더 큰데 이것은 MOSFET(77)의 전도 손실을 포함하기 때문이다. 즉,

$$P_{total} = \sum_{i=1}^2 (P_{conduction} + P_{drive})_i + (P_{conduction})_4$$

[0067]

[0068] 도 5b의 등가회로(90)는 MOSFET(72), 동기식 정류기 MOSFET(71), 병렬 정류기 다이오드(74), 인덕터(73) 및 완전-보강된(fully-enhanced) MOSFET(77) 분기 다이오드(78)인 직렬 저항(91)을 도시한다. 오프 상태 MOSFET(76)은 역-바이어스된 P-N 다이오드(79)로서 도시되어 있다. 버크 부스트 컨버터(70)의 버크 컨버터 모드는 기준 $V_{in} > (V_{out} + \delta)$ 이 유지되는 한 작동한다.

[0069] 온 상태 MOSFET(77)와 연계된 직렬 저항(91) 때문에, 버크 컨버터 모드에서 동작하는 도 4의 버크-부스트 컨버터(70)의 효율은 도 1a에 도시된 단순 버크 컨버터(1)의 효율보다 낮다. 이 특성은 도 7A의 효율성 그래프에서 알 수 있으며, 여기서 버크만의 효율(곡선 110)은 버크-부스트 컨버터의 버크-모드 효율(곡선 107)보다 더 높으며 보통은 5% 내지 15% 더 높다.

[0070] 도 6a에서, 회로(95)는 부스트 컨버터로서 버크-부스트 컨버터(70)의 동작을 나타내며 여기서 MOSFET(76, 77)는 PWM 제어 하에서 위상 반전 스위칭되고 그동안 MOSFET(72)는 온 상태로 유지되고 MOSFET(71)는 오프 바이어스 된다. 컨버터의 전체 손실은 동기식 버크 컨버터의 손실보다 더 큰데 이것은 MOSFET(72)의 전도 손실을 포함하기 때문이다. 즉,

$$P_{total} = \sum_{i=3}^4 (P_{conduction} + P_{drive})_i + (P_{conduction})_1$$

[0071]

[0072] 도 6b의 등가회로(100)는 스위치 MOSFET(76), 동기식 정류기 MOSFET(77), 병렬 정류기 다이오드(78), 인덕터(73) 및 완전-보강된(fully-enhanced) MOSFET(72)인 직렬 저항(101)을 도시한다. 다이오드(74, 75, 79)는 역바이어스와 오프 상태로 유지된다. 버크 부스트 컨버터(70)의 버크 컨버터 모드는 기준 $V_{in} < (V_{out} - \delta)$ 이 유지되는 한 작동한다.

[0073] 온 상태 MOSFET(72)와 연계된 직렬 저항(101) 때문에, 부스트 컨버터 모드(95)에서 동작하는 도 4의 버크-부스트 컨버터(70)의 효율은 도 1b에 도시된 단순 버크 컨버터(10)의 효율보다 낮다. 이 특성은 도 7A의 효율성 그래프에서 알 수 있으며, 여기서 부스트만의 효율(곡선 111)은 버크-부스트 컨버터의 부스트-모드 효율(곡선 108)보다 더 높으며 보통은 5% 내지 15% 더 높다.

[0074] 주목할 것은 부스트 모드 동작 효율(곡선 108)은 버크 모드 동작의 효율보다 낮으며, 이것은 주로 부스트 컨버터가 버크 컨버터보다 더 높은 평균 스위치 전류를 요구하여 전도 손실을 증가시키기 때문이다. 부스트 컨버터 MOSFET에서 더 높은 전도 손실은 더 크고 더 낮은 저항의 파워 MOSFET를 사용하여 보상될 수 있지만, 입력 커페시턴스, 게이트 전하, 및 게이트 구동 관련된 스위칭 손실만을 증가시켜, 저 전도 손실 장치의 편익을 대부분 상쇄한다. 상기 문제는 부스트 모드에서 동작하는 버크-부스트 컨버터에서 더 심해지는데, 이것은 MOSFET(72)와 관련된 저항(101)으로 인해 항상 더 많은 직렬 저항이 존재하기 때문이다.

[0075] 버크 단독 모드와 부스트 단독 모드 사이에서, 컨버터가 유니티(1) 변환비에 도달할 때, 회로는 진정한 버크-부스트 모드에서 동작해야 하며 이때 4개 트랜지스터 모두는 스위칭 상태이다. 상기 범위는 컨버터가 버크 컨버터에 대해 최대 드티 팩터(D_{max})를 초과하는 곳에서 또는 최소 드티 팩터(D_{min}) 아래로 떨어지는 곳에서 발생한다.

[0076] 표 1은 버크, 부스트 및 버크-부스트 모드에서 버크-부스트 컨버터(70)의 동작을 요약한다.

표 1

| 모드 | 기준 | 스위칭 | 완전 온 | 오프 |
|--------|--|----------------|------|------|
| 버크 | $V_{in} > (V_{out} + \delta)$ | M1, M2 | M4 | M3 |
| 버크-부스트 | $(V_{out} + \delta) > V_{in} > (V_{out} - \delta)$ | M1, M2, M3, M4 | none | none |

| | | | | |
|-----|-------------------------------|--------|----|----|
| 부스트 | $V_{in} < (V_{out} - \delta)$ | M3, M4 | M2 | M1 |
|-----|-------------------------------|--------|----|----|

[0078] 그러므로 스위칭 컨버터의 베크-부스트 모드는 다음의 경우에 항상 발생한다.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} < (1 \pm \delta)$$

[0079]

[0080] 베크-부스트 모드에서 4개 트랜지스터 모두가 스위칭 중이기 때문에, 손실은 베크 단독 또는 부스트 단독 모드에서보다 더 크다. 이 특성은 도 7A에 도시되어 있으며, 여기서 베크-부스트 모드(곡선 106)에서 컨버터(70)의 효율은 베크 단독 모드(곡선 107)와 부스트 단독 모드(곡선 108)에서 동작하는 베크-부스트 컨버터(70)의 효율보다 더 낮으며, 그 결과 4-스위치 베크-부스트 동작이 개시될 때마다 효율은 급격히 떨어진다. 도시된 바와 같이, 컨버터(70)는 그래야 할 경우, 즉 V_{out}/V_{in} 변환비가 1(unity)에 근접할 때, 예를 들면 0.9 와 1.1 사이에서, 베크-부스트 모드에서만 동작한다.

[0081] 컨버터(70)가 4-스위치 베크-부스트 모드에서 일정하게 동작해야 하는 경우에, 효율은 강압시 곡선(112A)을 따르며, 베크 단독 모드(곡선 107)에서의 효율보다 상당히 낮고 단순 동기식 베크 컨버터(곡선 110)의 효율보다 훨씬 낮다. 마찬가지로, 승압 모드에서 4-스위치 베크-부스트 동작은 곡선(112B)을 따르며, 효율은 부스트 단독 모드(곡선 108)에서의 효율보다 상당히 낮고 단순 동기식 부스트 컨버터(곡선 111)의 효율보다 훨씬 낮다. 따라서 베크-부스트 컨버터의 모드 스위칭은 4-스위치 베크-부스트 동작의 손실을 거의 1(unity) 전압 변환비로 제한하는 반면, 베크-부스트 컨버터는 베크 컨버터 또는 부스트 컨버터 하나보다 효율이 절대적으로 낮다.

[0082] 리튬 이온 배터리로부터 3.3V의 레귤레이션 된 출력력을 생성하는 것은 유니티(1) 전압 변환비 부근의 이 ± 8 범위에 가깝지만, 리튬 이온 배터리의 저장된 에너지의 거의 대부분은 베크-부스트 컨버터의 효율이 가장 떨어지는 3.5V ~ 3.6V의 전압에서 발생한다. 또한, 상기 변환비가 유니티(1)에 근접할 때마다 컨버터가 모드 전이를 해야한다는 사실은 다수의 응용에서 실제적인 문제가 될 수 있으며, 과도적 레귤레이션, 안정성 및 노이즈에 영향을 준다.

[0083] 분명히, 베크-부스트 스위칭 레귤레이터는 많은 단점을 갖는다. 특히 유니티(1) 변환비에서 또는 그 근처에서 동작할 때 단점이 많다.

충전 펌프 컨버터 (Charge Pump Converters)

[0085] 스위치-인덕터 컨버터의 대안으로는 충전 펌프가 있으며, 이것은 반복형 전하 재분배, 즉 클럭 또는 오실레이터에 의해 구동되는 커패시터 네트워크의 연속적인 충전 및 방전을 통해 전압을 변환시키기 위해서 스위치와 커패시터만을 사용하는 전압 전환 회로이다.

[0086] 충전 펌프의 이점은 특수한 전압 변환비에서 100 %에 근접하는 전환 효율을 나타낼 수 있다는 것이다. 단점은 이의 컨버터 회로에 사용되는 정확한 정배수인 플라잉 커패시터 전압만이 효율적으로 발생될 수 있다는 것이다. 배수를 선택하지 않은 전압은 낮은 효율을 나타낸다.

[0087] 통상적인 충전 펌프(150)는 도 8a에서 설명하고 있으며, 배터리의 입력 전압을 두 배로 하기 위한 "2배기"로서 단일 커패시터를 사용한다. 충전 펌프(150)는 MOSFET(154)의 소스, 즉 하나의 터미널이 그라운드보다는 저장 커패시터(166) 및 충전 펌프 출력(V_{cp})에 연결되는 것을 제외하고는 H-브릿지와 유사한 구조인 4개의 MOSFET(152, 153, 154, 155)를 포함한다.

[0088] 충전 펌프 오퍼레이션은 도 8b 및 8c의 등가회로(160, 180)에서 MOSFET(152, 153, 154, 155)가 각각 스위치(162 ~ 165)로서 나타나 있는 이상적인 스위치로서 MOSFET들을 모델링함에 의해서 이해할 수 있다. 충전 단계 중에도 8b에서 나타내고 있는 것과 같이 사선 스위치(162, 165)는 단혀 있어 노드 V_x 는 바닥으로, 노드 V_y 는 V_{batt} 로 이동시키며, 전압 V_{batt} 로 플라잉 커패시터(151)를 충전한다. 충전 사이클 중에 스위치(163, 164)는 개방되어 있다.

[0089] 전하 전송 및 방전 단계에서 도 8c에서 나타내고 있는 것과 같이 스위치(162, 165)는 개방되어 있으며, 스위치

(163, 164)는 닫혀 있고, 에너지는 플라잉 커패시터 151로부터 출력 저장 커패시터 166으로 전송되어 V_{cp} 전압을 배터리 전압 또는 $2 \cdot V_{batt}$ 의 두 배의 값으로 펌프한다.

[0090] 스위치 네트워크의 목적은 방전 중 배터리의 양극 터미널의 상부에 적층하여 일렬로 및 충전 중 배터리와 나란히 플라잉 커패시터(151)를 배치하는 것이 기본이다. 다음에 사이클은 또 다른 충전 단계를 반복한다.

[0091] 단일 플라잉 커패시터 충전 펌프는 이의 입력의 두 배에서 전력을 효율적으로 운반할 수 있으며, 또는 대안으로 커패시터가 배터리의 음극 터미널과 연결되어 인버터로도 알려져 있는 $-V_{batt}$ 인 배터리의 미러-이미지 음극 전압을 생성하는 경우에도 전력을 효율적으로 전달할 수 있다.

[0092] 도 9a는 7개의 MOSFET(171, 172, 174, 175, 176, 178, 179)의 네트워크와 2개의 플라잉 커패시터(173, 177)를 이용하는 충전 펌프(170)를 도시하고 있다. 상기 네트워크의 목적은 일렬로 커패시터를 충전하기 위한 것이며, 배터리 전압의 반, 즉 $V_{batt}/2$ 로 이를 각각을 충전하는 것이다. 충전 후에 두개의 충전된 커패시터는 병렬로 연결되어 있으며, 배터리의 양극 터미널과 연결되어 있다. 다음에 수득되는 출력은 $1.5 V_{batt}$ 의 출력 전압에 있어서 $V_{batt} + V_{batt}/2$ 이다. 출력이 이의 출력의 1.5배이므로 상기 충전 펌프는 때때로 "프랙셔널(fractional)" 충전 펌프라고도 한다.

[0093] 도 9b 및 9c의 회로도(183, 185)는 스위치(181, 182, 184, 185, 186, 188, 189)가 각각 MOSFET(171, 172, 174, 175, 176, 178, 179)를 나타내는 프랙셔널 충전 펌프를 작동하기 위한 단일 스위치 등가 모델을 나타낸다. 도 9b에서 나타내고 있는 충전 사이클에서 스위치 181은 닫힘 상태로 V_x 에 접지되며, 스위치(189)는 닫힘 상태로 전압 V_y 를 입력 전압 V_{batt} 로 이동시키며, 스위치(185)는 닫혀, 즉 $V_y=V_w$ 가 되어 커패시터(173, 177)를 일렬로 배치한다. 커패시터가 동일한 값을 가진다면 전압 $V_{batt}/2$ 으로 각각 충전될 것이다. 다른 모든 스위치는 충전 단계에서 개방되어 있다.

[0094] 도 9c에서 나타내고 있는 것과 같이 방전 단계에서 모든 스위치는 개방되어 있으며, 상위 측의 스위치(182, 186)는 닫혀 플라잉 커패시터의 음극 터미널인 V_x 및 V_w 를 V_{batt} 에 연결시킨다. 동시에 스위치(184, 188)은 닫혀 커패시터의 음극 터미널인 V_y 및 V_w 를 출력 V_{cp} 및 저장 커패시터(180)에 연결시킨다. 다음에 사이클을 빈도수를 고정시키거나 또는 다양하게 하여 끊임없이 반복한다.

[0095] 도 10a-10d는 이들의 방전 사이클 중에 나타나는 스위치-커패시터 네트워크로 가능한 몇 가지의 충전 펌프 전압 컨버터들을 도시하고 있다. 도 10a에서 충전 펌프 2배기(doubler)(200)는 이의 상부에 쌓아 올린 단일 플라잉 커패시터(202)와 배터리 입력 전압 소스(201)을 결합하여 배터리 입력의 두 배 전압, 즉 $2 \cdot V_{batt}$ 를 생성한다. 도 10b에서 인버터(205)는 전압 입력(207) 바로 밑에 단일 플라잉 커패시터를 쌓아서 본래 입력 전압의 음극 미러 이미지인 $-V_{batt}$ 의 아래 그라운드 출력 전압을 생성한다.

[0096] 도 10c에서 프랙셔널 충전 펌프(210)는 커패시터(212, 213)를 충전한 다음에 이들을 V_{batt} 전압 소스의 상부에 쌓아서 이의 입력의 1.5배의 출력을 생성한다. 대안으로 도 10d에서 $V_{batt}/2$ 로 충전되는 커패시터(217, 218)은 동일한 전압 소스 음극 터미널 216인 그라운드에 연결되어 배터리 전압의 반, 즉 $+0.5 V_{batt}$ 의 출력 전압을 생성한다. 전압 $0.5 V_{batt}$ 는 또한 그라운드와 연결되어 있는 이들의 양극 터미널과 플라잉 커패시터 아래 그라운드를 참조함으로써 가능할 수도 있다.

[0097] 도시된 바와 같이, 두 개의 플라잉 커패시터를 구비한 충전 펌프는 이들의 출력 전압의 절반의 다양한 정배수 "n"를 생성할 수 있으며, 또는 하기와 같이 생성할 수 있다:

$$V_{cp} = n \cdot \left(\frac{V_{batt}}{2} \right), \quad n = \{-2, -1, 0, +1, +2, +3, +4\} \text{ 일 때,}$$

[0098]

[0099] 구체적으로, $n=+2$ 인 경우에 출력 V_{cp} 는 배터리 전압 V_{batt} 와 동일하며, 직류 배터리 연결과 동일하게 작용한다. 단일-커패시터 컨버터 모드에서 두개의 커패시터 프랙셔널 충전 펌프를 작동시키는 경우 $n=+4$ 는 $V_{cp}=2 \cdot V_{batt}$ 인 2

배기로서 작용하며, $n=-2$ 는 $V_{cp}=-V_{batt}$ 인 인버터로서 작용한다. 2개-커패시터 프랙셔널 모드에서의 작동시에 $n=-1$ 은 $V_{cp}=-1/2V_{batt}$ 를 생성하며, $n=+1$ 은 $V_{cp}=+1/2V_{batt}$ 를 생성하고, $n=+3$ 은 $V_{cp}=+1.5 \cdot V_{batt}$ 를 생성한다. $n=0$ 인 경우 컨버터는 오프되며, $V_{cp}=0$, 즉 그라운딩 또는 대안으로 플로팅된다. 프랙셔널 충전 펌프는 실제로 자동으로 요구되는 이러한 다양한 인버팅, 프랙셔널 및 2배기 모드 사이를 스위칭할 수 있다.

[0100] 충전 펌프 컨버터들의 문제는 단지 정배수의 플라잉 커패시터에서만 효율적으로 작동된다는 것이며; 다른 말로 하면 충전 펌프는 전압 레귤레이터가 아니다. 특히, 원하는 부하 전압 V_{out} 이 커패시터 네트워크를 생성하는 전압 V_{cp} 아래로 떨어질 때 컨버터는 적응할 수 없다. 충전 펌프의 출력 전압 V_{cp} 와 컨버터의 레귤레이션된 출력 전압 V_{out} 사이의 전압-차이는 저항기 또는 전류원이 전압 불일치를 지지하는 것을 필요로하고, 상기 손실 소자에 걸린 전압에 의해 전력이 소모되고 효율이 저하된다. 출력 전압 V_{out} 을 공급하기 위한 충전 펌프의 효율 등식은 리니어 레귤레이터 효율에 있어서 수학적 형태를 적응시킴으로써 하기와 같이 나타낼 수 있다:

$$\eta_{CP} = \frac{V_{out}}{V_{CP}} = \frac{V_{out}}{n \cdot \left(\frac{V_{batt}}{2} \right)}$$

$n = \{-2, -1, 0, +1, +2, +3, +4\}$ 이고,

$V_{out} \leq V_{CP}$ 일 때.

[0101]

[0102] 단일-모드 챔프 펌프에 있어서의 상기 효율 등식은 도 11a에서 그래프로 나타냈으며, 다양한 정배수에 있어서의 $V_{batt} \equiv V_{in}$ 이며, 2배기(곡선 221), 인버터(곡선 222) 및 프랙셔널 충전 펌프(곡선 223, 224 및 225)를 포함한다. 곡선 226은 직류 배터리 연결을 나타내며, 즉 대기 작동 전류가 없는 것으로 가정하여 선형 레귤레이터의 최대 이론적 효율과 동일하다. 각각의 경우에 출력에 대한 입력의 비율이 $\pm 1/2V_{batt}$ 의 정배수에 근접하므로 효율이 증가한다. 충전 펌프는 상기 전압 보다 더 높은 전압은 운반할 수 없으므로 상이한 커패시터 승수, 즉 상이한 작동 모드를 사용해야 한다.

[0103]

도 11a에서 나타내는 각각의 곡선은 특이적 충전 펌프 회로를 나타내며, 예를 들어 도 8, 9 및 10에서 이전에 나타낸 것을 포함한다. 부하가 정확하게 입력 전압의 절반-전압 정수 배에서 작동하지 않는 한 충전 펌프 컨버터의 효율은 떨어질 것이다. 이러한 특성은 배터리 전압이 셀 방전시에 현저하게 변화하는 배터리 사용 제품에 있어서 문제가 된다. 리튬 이온 배터리의 경우에 전압은 방전 중에 1V 이상이 감소될 수 있으며, 이는 25% 변화를 나타낸다. 피크 효율이 하나의 특정 작동 조건 및 배터리 전압에서 높다고 해도, 배터리 방전 곡선에 대해 평균한 컨버터의 전체적인 효율은 불충분하다. 가중 평균 효율은 단일-모드 충전 펌프 사용 시보다 60% 이하일 수 있다.

[0104]

컨버터의 평균 효율을 개선시키기 위한 하나의 방법은 하나의 회로 내에서 자동적으로 1X, 1.5X 및 2X 사이의 모드를 스위칭하는 것이다. 이러한 특징은 특히 광범위한 입력 범위에 걸쳐 고정된 전압을 공급하기 위해 특히 유용하다. 충전 펌프를 변화시키는 모드의 효율 예는 도 11b에 도시하였으며, 상기 도에서는 배터리가 쇠탁할 때 트리-모드 컨버터 회로가 1X-배터리-직류 모드(곡선 247)에서 1.5X-프랙셔널-모드(곡선 244)로 스위칭되고, 다시 2X-2배기-모드(곡선 241)로 스위칭될 때의 효율을 나타낸다. 이러한 지그재그 패턴에서의 스위칭 모드에 대해서 충전 펌프 컨버터의 효율이 개선되며, 이것은 출력이 부하와 비교해서 매우 높은 값으로 펌핑되지 않기 때문이며, 전체적인 효율이 개선된다.

[0105]

불행하게도 효율이 실질적으로 저하되는 조건은 여전히 남아있다. 모드 변환은 1(unity) 변환비에서(곡선 246), 및 다시 1.5X 변환비에서(곡선 243) 효율의 극적인 변화를 보여주고 있다. 모드 변환으로 또한 갑작스러운 전류 및 전압의 불연속이 발생하거나, 또는 불안정성 또는 노이즈가 생성될 수 있다. 요구되는 변환비를 결정하기 위해서 그래프 240은 또한 각각 3V, 3.5V 및 4V의 출력 전압을 생성하기 위해 요구되는 입력 전압 범위

및 변환비와 관련되는 곡선 248, 249 및 250을 포함한다.

[0106] 구체적으로, 1.5X 모드에서의 충전 펌프 컨버터는 1(unity) 변환비보다 약간 높은 조건에서도 잘 작동되지 않으며, 불행하게도 유도성 버크-부스트 컨버터 보다 낮은 효율을 나타낸다.

[0107] 레귤레이션된 충전 펌프의 효율

[0108] 전력 공급기로서의 충전 펌프의 진정한 문제는, 단지 특정의 고정된 다중 전압에서만 생성되기 때문에, 전압 펌프 컨버터가 그 자체로 전압 레귤레이터가 아니라는 것이다. 이의 출력 전압 또는 출력 전류를 조절하기 위해서 충전 펌프는 목적하는 출력보다 더 높은 전압을 생성해야 하며, 몇몇 패스 소자를 충전 펌프 컨버터의 출력과 부하 사이에 직렬로 삽입해야 한다. 다음에 충전 펌프의 높은 출력 전압과 특정 목적하는 출력 전압 사이의 전압 차이은 상기의 직렬 소자를 가로질러 유지되어야 한다. 종래의 직렬-패스 소자의 예로는 선형 레귤레이터, 전류 소스 또는 저항을 포함하며, 상기 모두는 손실이 많으며, 즉 열로서 전력이 낭비되며, 충전 펌프 레귤레이터의 전체적인 효율이 감소한다. 손실은 직렬 패스 소자에 걸리는 전압 차이와 상기 소자를 통과하여 흐르는 전류에 의해 주어진다.

[0109] 예를 들어 **도 12a**의 회로(260)에서 커패시터(263, 264)와 충전 펌프(262)는 배터리 또는 다른 전압 소스(261)에 의해서 전력을 받아 저장 커패시터(265)에 걸쳐 전압 V_{cp} 를 생성한다. 이 전압은 부하(262)에 전력을 공급하는데 필요한 원하는 출력 전압 V_{out} 보다 더 높기 때문에, 저 드롭아웃(LDO) 선형 레귤레이터(266)는 전류를 전도할 때 차이(ΔV_{LDO})를 지지해야 하고, 이에 의해 열이 발생하고 효율이 감소한다. 충전 펌프(262) 및 LDO 레귤레이터(266)에서 그라운드으로 흐르는 정지 전류 I_{QCP} 및 I_{QLDO} 는 0이라고 해도 효율은 LDO 패스 소자의 입력에 대한 출력의 비율인 V_{out}/V_{CP} 의 최대값으로 제한된다. 충전 펌프의 출력 V_{CP} 와 원하는 레귤레이션된 부하 전압 V_{out} 사이의 전압 차이가 커질수록(즉 LDO 레귤레이터에 걸린 ΔV 가 커지면) 컨버터의 효율은 더욱 나빠진다.

[0110] 효율 문제는 **도 12b**에서 나타내고 있는 것과 같이 프리-레귤레이터로서 충전 펌프(284)의 앞쪽에 LDO 레귤레이터(282)를 배치함으로써 피할 수는 없으며, 이것은 LDO 레귤레이터(282)의 출력 전압 V_{LDO} 가 반드시 충전 펌프의 출력 전압(V_{CP})의 어떤 정수배이고, 이 전압은 전류를 전도할 때 LDO 레귤레이터(282)에 걸린 전압인 ΔV_{LDO} 의 양만큼 V_{in} 과는 다르기 때문이다. 상기 효과는 LDO 후 조절의 종래 예와 동일하며- 직렬의 패스 소자 LDO 레귤레이터(282)는 전류를 전도할 때 그 터미널을 사이의 전압 차이를 지지해야 한다. 충전 펌프(284) 및 LDO 레귤레이터(282)에 그라운드로 흐르는 정지 전류 I_{QCP} 및 I_{QLDO} 가 0이라고 해도 효율은 LDO 패스 소자의 출력 대 입력 비율인 V_{LDO}/V_{in} 의 최대값에 제한된다.

[0111] LDO 레귤레이터 대신 전류 소스를 사용하면 회로의 효율이 개선되지 않는다. **도 12c**의 회로(300)에서 도시하고 있는 것과 같이 충전 펌프(302)의 출력 터미널과 부하(308) 사이에 전류 소스(306)을 삽입하면 전류를 전도할 때 패스 소자가 전압 차이 ΔV 를 지지하도록 한다. 필터 커패시터(307)에 걸리는 전압(V_{out})과 충전 펌프(302)의 출력(V_{CP}) 사이의 이러한 차이는 전도하는 전류 소스에 의해서 지지되어 효율 손실 및 전력 소모에 기여한다. 100%-효율 충전 펌프라도, 전체적인 컨버터 효율은 직렬 패스 소자인 전류 소스(306)을 가로지르는 출력 대 입력 비율인 V_{out}/V_{CP} 의 최대 값에 제한된다.

[0112] 전하 펌프 스위치 중 하나에 전류 소스 또는 조절 기능을 혼입시키면 별도의 레귤레이션 소자를 사용하는 것과 같이 전체적 레귤레이터 효율에 동일한 효과를 가진다. **도 12d**의 회로(320)에 도시된 것과 같이 전류 소스(326)는 MOSFET(322, 323, 324), 및 커패시터(325)를 포함하는 충전 펌프 2배기 중 하나의 스위치를 나타낸다. 셀렉터 스위치(327)은 모드에 따라서 "온" 전류 소스 또는 "오프" 스위치로서 전류 소스(326)를 바이어스 하여 고정 전류를 전도하거나 또는 전혀 전류를 전도하지 않는 스위치 전류 소스로서 동작한다. 전류 소스(326)를 통과하는 전류가 제로인 경우에는 스위치 전류 소스(326)에서 소모되는 전력이 없다. 전류 소스(326)이 온되어 전류 소스로서 작동하는 경우에 전류 소스(326)는 전력을 소모해야 한다. 구체적으로, 전도 중에, 이러한 레귤레이션된 전류 소스(326)는 이의 터미널에 걸린 차이 전압 $V_y - V_{out}$ 을 유지해야 한다. 결과로서, 여전히 전력이 소모되며, 효율은 감소된다.

[0113] 충전 펌프 레귤레이터에서 직렬 패스 디바이스를 제거하는 것은 효율을 개선하지 못한다. **도 12e**에서 나타내고 있는 것과 같이, 출력 전압 V_{out} 과 충전 펌프의 출력 V_{CP} 사이의 불일치를 지지하기 위해 의도적으로 포함되는

디바이스가 없는 경우에, 회로에 존재하는 분포 기생 저항(346)이 부하(347)와 충전 펌프(342) 사이의 ΔV 를 지지할 것이며, 전력은, 직렬 패스 디바이스가 의도적으로 삽입된 것처럼, 열의 형태로 이 저항에서 손실된다.

[0114] 회로의 직렬 저항이 어떻게 해서든지 0이 된다고 해도, 전압 차이는 MOSFET 스위치 중 하나에서 나타나 디바이스를 포화시키고, 전류를 전도 시 터미널의 전체 전압 차이를 떨어뜨린다. 이러한 경우에 차이 전압이 회로를 통해 어떻게 분포되는 지와는 상관없이, 전력은 부하 전류와 차이 전압의 곱만큼의 양으로 손실된다.

[0115] 충전 펌프의 출력 전압 V_{CP} 와 레귤레이션된 부하 전압 V_{out} 사이의 어떠한 전압 차이로 효율이 손실된다. 직렬 패스 소자에서의 전압 차이 ΔV 를 감소시킴으로써만, 즉 충전 펌프의 출력 전압에 근접한 레귤레이션된 전압을 공급함으로써 효율을 개선시킬 수 있다. 단일, 프랙셔널 및 2배기 모드 사이의 동적 변화는 $\{V_{out} - V_{CP}\} = \{V_{out} - n \cdot V_{in}\}$ (여기서 n 은 1X, 1.5X 또는 2X 모드 사이에서 변경 가능)으로 주어진 특정 배수로 이러한 차이를 감소시키는데 도움이 된다.

[0116] 1(unity) 전압 변환비(여기서 $V_{out} \approx V_{in}$ 이고 직렬 패스 소자에서의 ΔV 는 작다)에 가깝게 충전 펌프를 작동시키면, 레귤레이션된 충전 펌프의 효율은 크게 개선된다. 작은 ΔV 에 대해서 불행하게도 "드롭아웃(drop out)"이라고 하는 또 다른 현상이 전압 레귤레이션의 질과 정확성을 저하시킬 수 있다는 것이다. 드롭아웃의 문제는 종래 스위칭 레귤레이터의 문제이기도 하다.

[0117] 종래 레귤레이터의 드롭아웃

[0118] 전압 레귤레이터의 입력 및 출력 전압이 수백 밀리 볼트 내, 즉 $V_{out} \approx V_{in} \pm 200 \text{ mV}$ 내에서 서로 접근하는 경우 언제나 컨버터의 레귤레이션 능력의 질이 저하된다. 레귤레이션 품질의 손실은 몇 가지 양상으로, 즉 출력 전압에서의 1회성 또는 반복적 이상 또는 불연속성에 의해, 리플의 증가에 의해, 또는 어떤 좁은 전압 밴드 내에서의 레귤레이션의 완전한 손실에 의해 나타날 수 있다. V_{out} 이 V_{in} 에 접근할 때마다의 레귤레이션 능력의 저하 현상을 "드롭아웃"이라고 하며, 이것은 컨버터가 레귤레이션 기능을 상실한 것을 의미한다.

[0119] 도 1a의 베크 컨버터와 도 1b의 부스트 컨버터 둘 다는, 이들의 스위칭 듀티 팩터가 D_{max} 또는 D_{min} 에서 100%로 점프할 때 순간적으로 레귤레이션을 상실하고, $D=100\%$ 인 동안에 레귤레이션 능력을 완전하게 상실하는데, 이는 입력 터미널이 드롭아웃 조건 중에 출력 터미널에 본질상 저항성으로 연결되기 때문이다.

[0120] 베크-부스트 컨버터는 영구적으로 드롭아웃을 나타내지는 않지만, 컨버터 모드가 베크 컨버터의 베크 모드에서 베크-부스트 모드로 스위칭할 때마다, 또는 베크-부스트 모드에서 부스트 모드로 스위칭할 때, 모드 변환 중에 전압 이상이 쉽게 발생한다. 컨버터가 두개의 전력 디바이스가 스위칭 되는 회로로부터 4개의 디바이스가 스위칭 되는 회로로 변화하는 경우에 또는 그 반대의 경우에 모드 변환이 발생한다.

[0121] 모드 스위칭 변환 문제를 피하기 위해서, 베크 부스트 컨버터를 4개의 모든 전력 디바이스가 연속적으로 스위칭 되는 베크-부스트 모드로 연속적으로 동작시킬 수 있지만, 모든 입력-출력 조건 및 변환비 하에서 효율이 감소 한다.

[0122] 이전에 상술한 것과 같이 충전 펌프는 조절 기능을 제공하기 위해서 도 12a 내지 도 12d에서 도시된 것과 같은, 전류 소스 또는 직렬-연결 선형 레귤레이터를 사용하지 않고는 전압을 조절할 수 없다. 그러나 높은 효율을 유지하기 위해서 레귤레이션된 충전 펌프는 이의 직렬 레귤레이터에 과도한 전압을 부과할 수 없으므로, 도 11b에서 도시된 것과 같이 입력-출력 조건을 변화시키면서 모드를 변화시켜야 한다. 전압 변환비가 1(unity)에 접근하면서 가장 효율적인 작동 모드는 도 11b의 곡선 247에 의해 도시된 1X 모드이다. 1X 모드 하에서, 충전 펌프는 스위칭하지 않으며 직렬 연결된 선형 레귤레이터 또는 전류 소스가 레귤레이션을 제공해야 한다.

[0123] 불행하게도 모든 선형 레귤레이터는 선형 레귤레이터의 입력 및 출력 터미널의 ΔV 가 아주 작아지게 되는 경우에는 언제나 조절의 상실, 즉 드롭아웃이 나타난다. 본질적으로 드롭아웃은 선형 레귤레이터에서 발생하며, 이것은 레귤레이션을 수행하는 증폭기의 루프 이득이 이의 트랜지스터 패스 소자가 전류 소스로서의 작동에서 가변 저항으로서의 작동으로 변화할 때 급격하게 떨어지기 때문이다. 패스 소자가 바이폴라 트랜지스터라면, 디바이스가 활성 동작 영역에서 포화 영역으로 전환할 때 작은 값의 V_{CE} 에서 이득의 손실이 발생한다. 많은 바이폴라 선형 레귤레이터에서, 이러한 드롭아웃 조건은 400 mV 이상에서 발생한다.

[0124] 저-드롭아웃 선형 레귤레이터에서, 낮은 ΔV 에서 전류 소스로서 작동할 수 있는 MOSFET는 바이폴라 패스 소자로 치환되지만, 선형 레귤레이터는 파워 MOSFET 패스 소자가 포화 즉, 일정 전류 영역에서 선형 즉, 저항성 동작 영역으로 전환될 때 200 내지 300 mV에서 여전히 드롭아웃 된다.

[0125] 결론적으로 종래의 비-분리 고효율 컨버터는 1(unity)에 근접하는 전압 변환비에서 드롭아웃이 나타난다. 모드 스위칭, 레귤레이션의 상실 및 드롭아웃을 피할 수는 있지만 효율성을 희생하는 경우에만 가능하다. 분리된 컨버터, 예컨대 플라이백 및 포워드 컨버터는 모드를 스위칭할 필요 없이 1(unity)에 근접하는 고 효율에서 작동할 수 있지만, 이들의 물리적으로 큰 텁 방식의(tapped) 인덕터, 커플(coupled) 인덕터 및 트랜스포머를 사용하면 대부분의 휴대형 제품에서의 이들의 응용을 배제한다.

[0126] 종래의 다운-업 컨버터의 요약

[0127] 결론적으로, 기존 충전 펌프 컨버터, 버크-부스트 스위칭 레귤레이터 및 다른 유도성 스위칭 레귤레이터는, 특히 $V_{in} \approx V_{out}$ 인 1(unity)에 근접하는 변환비에서, DC 전압을 효율적으로 스텝-업 및 스텝-다운 할 수 없다. 필요한 것은 광범위한 범위의 입력과 출력 전압에 대해 효과적이고, $V_{out} \approx V_{in}$ 인 경우에 1(unity) 전압 변환비에 접근하거나 또는 근처에서 작동할 때 그의 작동 모드를 변화시킬 필요가 없는 업-다운 컨버터이다. 또한 컨버터는, 자신의 입력의 200 mV 이내, 즉 $V_{out} \approx V_{in} \pm 200$ mV 범위 내의 출력 전압으로 바이어스되더라도, 고품질의 레귤레이션을 유지하면서, 드롭아웃 문제로부터 해방되어야 한다.

[0128] 본 발명의 요약

[0129] 본 발명에 따르면 DC/DC 컨버터는 스텝-다운, 스위치드-인덕터 프리-레귤레이터 및 스위치드-커패시터 포스트-컨버터를 포함한다. 스텝-다운, 스위치드-인덕터 프리-레귤레이터의 출력 터미널은 스위치드-커패시터 포스트-컨버터의 입력 터미널에 연결되어 있다. 스위치드-커패시터 포스트-컨버터는 정수 값 또는 분수 값으로 입력 터미널의 전압을 체배시키는 충전 펌프를 포함하거나, 또는 음의 정수값 또는 분수값으로 입력 터미널의 전압을 체배시키는 인버터일 수 있다. 스텝-다운 스위치드-인덕터 프리-레귤레이터는 상위측 스위치와 하위측 스위치 사이에 직렬 경로의 한 점에 연결되어 있는 인덕터 및 하위측 스위치와의 직렬 경로로 연결된 상위측 스위치를 가지는 버크 컨버터를 포함할 수 있다. 몇몇 실시양태에서 높은 쪽 및 낮은 쪽 스위치 각각은 MOSFET를 포함한다.

[0130] 프리-레귤레이터는 입력 전압을 낮추며, 포스트-컨버터는 프리-레귤레이터에 의해서 생성된 전압을 정수값 또는 분수값으로 올리거나 낮추며, 음의 정수값 또는 분수값으로 프리-레귤레이터에 의해 생성된 전압을 체배시킨다. 바람직하게 DC/DC 컨버터의 출력 전압은 프리-레귤레이터 또는 포스트-컨버터의 출력 터미널에서 프리-레귤레이터의 듀티 팩터를 제어하는 펄스 폭 변조 유닛으로 연장될 수 있는 피드백 경로에 의해서 제어된다. 몇몇 실시양태에서, 피드백 경로는 레벨 이동 유닛 또는 피드백 신호를 변형시키는 회로 소자를 포함한다.

[0131] 본 발명의 DC/DC 컨버터는, 모드를 스위칭할 필요 없이, 스텝-업에서 스텝-다운 전환을 포함하는 광범위한 전압 변환비에 대해 작동할 수 있다. $V_{out} \approx V_{in}$ 인 경우의 모드 스위칭과 드롭아웃 문제가 없기 때문에, 컨버터는 1(unity) 입력 대 출력 전압 변환비 근처에서도 노이즈 이상, 불충분한 레귤레이션 및 불안정이 발생하지 않는다. 컨버터가 스위치드-인덕터 동작을 포함하지만, 그것은 매우 높고 매우 낮은 듀티 팩터에서 종래 스위칭 레귤레이터를 괴롭히는, 레귤레이터 드롭아웃, 좁은 펄스 및 관련 고전류 스파이크, 가변 주파수 동작, BBM 전환을 수행하기에 부족한 시간을 포함한 최소 펄스폭 문제를 회피한다.

[0132] 본 발명의 또 다른 측면은 제1 DC 전압을 제2 DC 전압으로 전환시키는 방법을 포함한다. 상기 방법은 하기 단계를 포함한다: 1개 이상의 인덕터와 1개 이상의 커패시터를 제공하는 단계; 제1 시간 간격 중에 1개 이상의 인덕터의 제1 터미널을 제1 DC 전압에 결합시키는 단계; 제2 시간 간격 중에 1개 이상의 인덕터의 제1 터미널을 제2 전압에 결합시켜 1개 이상의 인덕터의 제2 터미널에서 중간 전압을 생성하는 단계; 제3 시간 간격 중에 1개 이상의 커패시터의 제1 터미널을 중간 전압에 결합시키고, 1개 이상의 커패시터의 제2 터미널을 제3 전압에 결합시키는 단계; 및 제4 시간 간격 중에 1개 이상의 커패시터의 제2 터미널에 중간 전압을 연결시키고, 1개 이상의 커패시터의 제1 터미널을 출력 터미널에 결합시켜 출력 터미널에서 제2 DC 전압을 생성하는 단계. 상기 방법을 변형 방법은 제4 시간 간격 중에 1개 이상의 커패시터의 제2 터미널을 제4 전압에 연결시키고, 1개 이상의 커패시터의 제1 터미널을 출력 터미널에 연결시키거나 또는 1개 이상의 커패시터의 제1 터미널을 그라운드에 연

결시키고, 1개 이상의 커패시터의 제2 터미널을 출력 터미널에 연결시키는 단계를 포함한다.

[0133] [실시예]

[0134] 도 13은 1.8V 내지 6.6V 범위의 다양한 입력 전압에 대해 다양한 출력 전압에서 작동하는 DC/DC 컨버터의 필수 전압 변환비 V_{out}/V_{in} 을 도식적으로 설명하고 있다. 예를 들어 곡선 361은, 4.5V 내지 5.5V 입력 범위에 대해 5V 출력을 $\pm 1\%$ 정확도로 레귤레이션 하기 위해서는 1(unity) 변환비 이상 및 이하에서의 작동이 요구되고, 이것은 업-다운 레귤레이션 컨버터가 저가의 AC/DC 월 어댑터에 의해 통상적으로 보증되는 $\pm 5\%$ 또는 $\pm 10\%$ 정확도보다 더 엄격한 허용오차를 유지하는 것이 필요하다는 것을 의미한다.

[0135] 또한 리튬 이온 배터리를 그것의 광범위한 전압 범위의 중간 전압을 생성하기 위해서 사용하는 경우에 업-다운 전환이 필요하게 된다. 예를 들어 도 13의 곡선 362, 363 및 364는 각각 4V, 3.6V 및 3.3V에서의 출력을 설명하고 있다. 이러한 부하 전압들은 리튬 이온 배터리의 일반적인 방전 전압 범위인 4.2V 내지 3V 내에 있으므로, 컨버터는 셀의 방전 사이클의 초기에 1(unity) 이하의 전압 변환비에서 스텝-다운 모드로 레귤레이션하고, 셀 전압이 저하될 때 1(unity) 이상의 변환비에서 스텝-업 모드로 레귤레이션 되어야 한다.

[0136] 곡선 365는 단지 이론적으로 스텝-다운 전환 만을 필요로 해야 하는 3V 출력을 설명하고 있지만, 상기에서 언급한 드롭아웃의 문제점 때문에 3V 출력을 공급하는 리튬 이온 배터리는 3.2V 이상을 차단해야 하며, 이로 인해서 유용한 배터리 수명이 낭비된다. 개발 중에 있는 새로운 차세대 리튬 이온 셀은 2.7V 까지 동작을 허용하며, 곡선 366에서 나타낸 것과 같이 2.7V에 대해 업-다운 전환이 필요하다. 2.5V 배터리 조건에서, 드롭아웃의 문제로 인해서 곡선 367에서 나타내는 것과 같이 레귤레이션된 2.5V 출력을 제공하기 위해서 업-다운 컨버터를 사용해야 한다. 그러나 업-다운 전환으로 인해 연장된 배터리 범위에 의해서 수득된 여분의 작동 시간보다 더 과하게 효율이 손실된다면, 낮은 전압 동작이 가능한 배터리를 사용하는 사용자의 수명 이점이 완전히 손실된다.

[0137] 유사하게 드롭아웃 문제는 2-셀-연결형 니켈-금속-하이드라이드 또는 니켈-카드뮴, 즉 NiMH 또는 NiCd 배터리로부터, 출력의 범위가 2.4V 내지 1.8V이므로, 1.8V 레귤레이션된 출력을 보증하기가 어려워진다. 2V 배터리 조건에서의 사용을 중단하면 배터리 충전 수명의 반 이상이 낭비된다.

[0138] 효율적인 저-드롭아웃 업-다운 컨버터를 필요로 하는 또 다른 상황은 2개의 NiMH 드라이-셀, 2개의 알칼라인 셀 또는 단일-셀 리튬 이온 배터리를 작동하기 위해 고안된 전원장치의 사용이다. 2-직결-셀 NiMH 배터리 팩의 출력 전압이 1.8V 내지 2.4V 범위이고, 2-직렬-셀 알칼라인 배터리의 출력 전압은 충전 중에 1.8V 내지 3.4V 범위이며, 단일-셀 리튬 이온 배터리의 출력 전압은 4.2V 내지 3V 또는 심지어 2.7V의 범위이므로, 4.2V 내지 1.8V 사이의 부하 전압은 효율을 최대화하고 배터리 수명을 최대화하기 위해서 업-다운 컨버터가 필요하다.

[0139] AC/DC 월 어댑터로부터의 DC 출력이 배터리 없이 연결되는 시스템을 고려한다면, 시스템의 DC/DC 컨버터 입력에 공급된 입력 전압은 배터리가 존재하는 경우보다 매우 높을 수 있으며 6.5V에도 도달할 수 있다. 배터리가 존재하고 충전기가 연결되지 않는다면, 입력 전압은 1.8V일 수 있다. 이러한 경우에, 도 13의 곡선 361 내지 368에 의해 도시된 5V 내지 1.8V 출력 범위의 모든 출력 전압은 업-다운 컨버터가 필요하다.

[0140] 오늘날 대부분의 전기 부하에는 업-온리 또는 다운-온리 컨버터에 의해 전력이 공급되며, 이때 배터리에 저장된 가용한 전하의 낭비를 회생하더라도 업-다운 변환을 회피하기 위해 배터리는 미리 차단된다. 따라서 업-다운 변환은 극단적인 상황은 제외하고는 어떠한 비용을 치르더라도 회피된다. 기존 업-다운 솔루션인 DC/DC 컨버터, 충전 펌프 또는 선형 레귤레이터에 의해 발생되는 불충분한 효율, 모드 스위칭, 노이즈 문제, 레귤레이션 드롭아웃 및 불충분한 레귤레이션 때문에, 업-다운 변환 및 레귤레이션에 대한 요구사항은 매우 해결하기가 매우 어렵으며, 오늘날의 효율에 초점을 맞춘 소비자 시장의 요구를 충족시킬 수 없다.

[0141] 신규의 DC/DC 컨버터 토플로지

[0142] 여기서 개시하는 신규의 비-분리형 DC/DC 컨버터 및 전압 레귤레이션 토플로지는 모드 스위칭의 필요 없이 스텝-업에서 스텝-다운 변환에 이르는 광범위한 범위의 전압 변환비에 대해 작동할 수 있다. $V_{out} \approx V_{in}$ 인 경우에 모드 스위칭과 드롭아웃으로부터 자유롭기 때문에, 컨버터는 1(unity) 입출력 전압 변환 비율의 근처에서도 노이즈 문제, 불충분한 레귤레이션 및 불안정의 문제가 발생하지 않는다. 레귤레이터는 스위치드-인덕터 동작을 포함하지만, 아주 높은 드류 펙터와 아주 낮은 드류 펙터에서 종래 스위칭 레귤레이터를 괴롭히는, 레귤레이터 드롭아웃, 좁은 펄스 및 관련된 고전류 스파이크, 가변 주파수 동작, BBM 전환을 포함한 실행하기 위한 부적당한 시간을 포함하는, 최소 펄스 폭 문제를 회피한다. 이에 대해, 종래의 비-분리형 DC/DC 컨버터는 극단적인 드류

팩터에서 하나 이상의 전술한 문제점들을 갖게 되며, 1(unity)에 가까운 전압 변환 비율의 사용은 여전히 문제로 남는다.

[0143] 본 발명의 방법 및 장치는 업-다운 전환을 필요로하는 응용에서 사용할 수 있으며, 기존 베크-부스트 및 플라이백 컨버터에 존재하는 문제를 피할 수 있다. 본 발명의 바람직한 실시양태에서는 업-다운 컨버터의 구현을 구체적으로 해결하지만, 변형에는 개선된 다운-온리 레귤레이션 컨버터와 음의, 즉 그라운드 이하의 공급 전압을 생성할 수 있는 DC/DC 컨버터를 포함한다.

[0144] 집합적으로, 여기서 개시된 신규의 DC/DC 컨버터는 3개의 신규한 컨버터 토폴로지 및 그것들의 변형을 포함하며, 이것들은 역어로 지칭된다:

[0145] • LCDU - 스위치드-인덕터-커패시터 다운-업 컨버터

[0146] • LCDD - 스위치드-인덕터-커패시터 다운-다운 컨버터

[0147] • LCDI - 스위치드-인덕터-커패시터 다운-인버팅 컨버터(인버터)

[0148] 특히 본 발명은 스위치드-커패시터로 실현된 스텝-업, 스텝-다운 또는 인버팅 포스트-컨버터에 공급하는 유도성 스텝-다운 프리-레귤레이터를 포함하는 스위치드-인덕터-커패시터 레귤레이션 컨버터에 초점을 맞춘다. 명명법을 보면, 두문자어의 첫 번째 L은 레귤레이터 또는 프리-레귤레이터의 제1 단계에서 에너지 저장 소자, 즉 코일 또는 인덕터를 나타낸다. C는 포스트-컨버터 또는 컨버터의 제2 단계에서 에너지 저장 소자를 나타낸다. 컨버터 명칭에서 세 번째 알파벳 "D"는 프리-레귤레이터가 입력 또는 배터리 전압을 강압하여 강압된 전압을 포스트-컨버터에 공급하는 것을 나타낸다.

[0149] 마지막 알파벳은 포스트-컨버터의 방향, 즉 업, 다운 또는 인버팅을 나타낸다. 따라서 두문자어는 각각 LCDU, LCDD 또는 LCDI이다. 포스트-컨버터 단계가 응용에 의해서 변하므로, 이 DC/DC 컨버터 토폴로지의 신규의 스위치드-인덕터-커패시터 패밀리는 집합적으로 LCDX 레귤레이션 컨버터로 표시할 수 있으며, 여기서 X는 각각 업을 나타내는 가변 U, 다운을 나타내는 D 및 인버팅을 표시하는 I를 지칭한다.

[0150] 관련된 미국 특허 출원 [Attorney Docket No. AATI-21 -DS-US]이며, 제목이 "High-Efficiency DC/DC Voltage Converter Including Up Inductive Switching Pre- Regulator and Capacitive Switching Post-Converter"인 것이 동시에 출원되었으며, 참고 문헌으로서 여기에 포함하였고, 상기 문헌은 스위치드-커패시터 스텝-다운, 스텝-업 또는 인버팅 포스트-컨버터가 후속되는 스위치드 유도성 스텝-업 타입 프리-레귤레이터를 포함하는 스위치드-인덕터-커패시터(LC) 컨버터를 개시하고 있다. 집합적으로 이들 LCUX 타입 레귤레이션 컨버터는 하기를 포함한다:

[0151] • LCUD - 스위치드-인덕터-커패시터 업-다운 컨버터

[0152] • LCUU - 스위치드-인덕터-커패시터 업-업 컨버터

[0153] • LCUI - 스위치드-인덕터-커패시터 업-인버팅 컨버터(인버터)

[0154] 관련된 미국 특허 출원 [Attorney Docket No. AATI-20-DS-US]이며, 제목이 "High-Efficiency DC/DC Voltage Converter Including Capacitive Pre- Converter and Up Inductive Switching Post-Regulator" 및 [Attorney Docket No. AATI-22-DS-US]이며, 제목이 "High-Efficiency DC/DC Voltage Converter Including Capacitive Pre.-Converter and Down Inductive Switching Post-Regulator"인 것은 각각 동시에 출원되었으며, 참고문헌으로서 여기에 병합하였으며, 상기 문헌들은 스위치드-커패시터-인덕터(CL) 레귤레이션 컨버터를 개시하고 있고, 여기서 프리-변환은 스위치드-커패시터 단계에 의해서 달성되고, 포스트-레귤레이션은 스위치드-인덕터 방법에 의해서 달성된다.

[0155] **스위치드-인덕터-커패시터(LCDX) 레귤레이션 컨버터**

[0156] 도 14a에서는 입력으로서 전압 V_y 를 스위치드-커패시터 전하-펌프 포스트-컨버터(402)에 공급하는, 변환비 n 을 갖는 스텝-다운, 스위치드-인덕터 프리-레귤레이터(401)를 포함하는 스위치드 LCDX 레귤레이션 컨버터(400)의 회로 도면을 설명하고 있으며, 여기서, 출력 전압 V_{out} 은 프리-레귤레이터(401)의 동작 조건과 출력을 제어하는

피드백 전압(V_{FB})으로서 추가로 사용된다. 이에 따라 프리-레귤레이터(401)의 출력 전압 V_y 는 목적하는 전압 V_{OUT} 에서 잘-레귤레이션된 출력을 동시에 생성하면서 nX 전하-펌프 컨버터(402)의 효율을 최적화하는 전압으로 동적으로 조정된다.

- [0157] 컨버터(400)에서 스위치드-인덕터 프리-레귤레이터(401)은 PWM 콘트롤러 (406), 브레이트-비포-메이크(BBM) 게이트 베퍼(405), 상위측 P-채널 파워 MOSFET (417), 고유의 PN 다이오드(404)를 갖는 하위측 N-채널 동기식 정류기 파워 MOSFET(403), 및 인덕터(418)를 포함한다. 리플을 줄이고 과도 응답을 개선하기 위해 옵션의 필터 커패시터(407)가 프리-레귤레이터(401)의 출력에 연결된다. 본 발명의 이러한 실시양태에서, 임의의 스텝-다운 스위치드-인덕터 DC/DC 컨버터가 사용될 수 있지만, 스텝-다운 스위치드-인덕터 프리-레귤레이터(401)가 동기식 베크 컨버터로서 토플로지상 구성된다. 예를 들어 도시된 동기식 베크 컨버터 대신에 베크 컨버터를 실현하기 위해 N-채널 MOSFET(403)이 제거되고 다이오드(404)가는 나타내는 동위상의 베크 컨버터 대신에 베크 컨버터를 실행시키기 위해서 쇼트키 정류기로 대체될 수 있다.
- [0158] PWM 콘트롤러(406)은 그것의 피드백 입력에 응답하여 둑티 팩터(D)를 변경함으로써 상위측 P-채널 MOSFET(417)의 온-타임을 제어하고, 램프-클럭/오실레이터(413)에 의해 결정되는 고정된 주파수 Φ 에서 작동한다. 대안으로 PMW 콘트롤러 (406)은 P-채널 MOSFET(417)에 대해 고정 또는 가변 온-타임으로 가변 주파수에서 작동할 수 있다.
- [0159] P-채널 MOSFET(417)이 온일 때마다 전류는 입력 전력 소스 V_{batt} 로부터 인덕터 418을 통해 흐른다. 이에 따라 코일이 자기화되어 $1/2L_1^2$ 에 동일한 양으로 에너지를 저장하고, 전류의 급격 변화에 저항한다. 스위칭 주파수 Φ 와 비교하여, 인덕터 418의 전류는 MOSFET 417의 급격한 스위칭에 반응할 수 없으므로, 인덕터 418은 거의 손실이 없는 전류 소스로서의 거동하고, 그것의 평균 전류는 PWM 회로 406에 의해 제어되는 펄스 폭 변조에 응답하여 많은 클럭 사이클에 대해 천천히 변화한다.
- [0160] 상위측 MOSFET 417이 통전 상태가 아닌 경우는 언제나, 인덕터 418이 노드 V_x 의 전압을 그라운드 아래로 구동하여, 다이오드 404를 순방향 바이어스시키고, 인덕터 418의 전류가 중단없이, 즉 재순환하도록 한다. MOSFET 403과 417 둘 다를 오프하면, 다이오드 404에서 소모된 전력은 $I_L \cdot V_f$ 이며, 여기서 V_f 는 P-N 접합 다이오드 404의 순방향 전압이다. N-채널 동기식 정류기 MOSFET 406은 P-채널 MOSFET 417이 오프인 동안의 전부 또는 일부 시간 통전하여, 다이오드 404의 전류를 우회시키고 하위측 MOSFET 403의 채널을 통과하는 재순환 전류의 방향을 조정한다. MOSFET 403은 정류기 다이오드 404가 통전하는 경우에만 통전하므로, "동기식" 정류기로서 작동한다. 통전하는 동안, 동기식 정류기에서 전압 강하는 $I_L \cdot R_{DS}(\text{온})$ 에 의해서 주어지며, 그것의 순시 전력 소모는 $I_L^2 \cdot R_{DS}(\text{온})$ 이다.
- [0161] 브레이크-비포 메이크(BBM) 베퍼 405는 상위측 파워 MOSFET(417)와 하위측 파워 MOSFET(403)이 동시에 통전하지 않도록 하여 슈트-스루 전도를 막는다. 슈트-스루 전도는 전력을 낭비하고 효율을 손상시키며, 잠재적으로 MOSFET 디바이스에 손상을 주는 바람직하지 않은 상태이다. BBM 간격은 슈트-스루를 방지할 정도로 충분하게 길어야 하지만, 과도하게 긴 BBM 간격은 다이오드 404가 긴 시간 동안 전류를 운반하게 하고 더 많은 전력을 소모시키므로 바람직하지 않다.
- [0162] BBM 기간을 제외하고, 동기식 정류기 MOSFET 403은 상위측 MOSFET 417이 오프되어 있으면 언제나 온 상태에서 통전하는 것이 이상적이다. 그러나 어떤 환경에서는, 동기식 정류기 MOSFET 403을 미리 오프하거나 또는 아예 턴온시키지 않는 것이 유리할 수 있다. 예를 들어 매우 낮은 출력 전류에서, MOSFET 403이 연장된 기간 동안 온 상태에 있다면 바람직하지 않은 발진 및 역 전류 흐름이 발생할 수 있다. MOSFET 403을 오프시키면 채널 통전을 차단하고, 역-바이어스 상태 하의 다이오드 404는 역방향 전류 전도를 막아서 컨버터의 경부하 효율을 개선시킨다.
- [0163] 대안으로 본 출원과 동시에 출원되고, 참고문헌으로서 여기에 병합되는, 출원 번호가 [Attorney Docket No. AATI- 18-DS-US]이며, 제목이 "Low-Noise DC/DC Converter With Controlled Diode Conduction"인 문헌에 기재된 것과 같이, 동기식 정류기 MOSFET는 온 상태에 있을 수 있지만 완전 온 상태 디바이스로서 작동하지 않는 경우 그 드레인 전류 전류의 크기를 제한하는 방법으로 제어된다. 저항성 스위치 상태와 저-전류 일정-전류 모드 사이를 교대시킴으로써, 상기 방법은 스위치드-인덕터 컨버터에서 전기 노이즈를 감소시킨다.

- [0164] 중간 전압(V_y)인 스위치드-인덕터 프리-레귤레이터 401의 출력은, 저장 커패시터 411 또한 포함하는 스위치드-커패시터 포스트-컨버터 402 내의 충전 펌프 408에 전력 입력을 공급한다. 충전 펌프 408은 플라잉 커패시터 409 및 410(옵션임)을 갖는 스위치드-커패시터 네트워크를 사용하여 상기 입력 전압 V_y 를 출력 전압 nV_y 로 변환한다. 충전 펌프 408의 변환 비율 nX 는 스텝-업, 스텝 다운, 및 인버팅일 수 있다. 스위치드 LCDU 컨버터의 포스트-컨버터에서 스텝-업 변환은, 예를 들어 단일-커패시터 2배기, $n=2$, 또는 듀얼-커패시터 프랙셔널 실현, $n=1.5$ 를 포함할 수 있다.
- [0165] 저장 커패시터 411에 의해 필터링 된 충전 펌프 408의 출력은 레귤레이션된 전압 V_{out} 을 부하 412에 공급한다. 바람직한 실시양태에서, 이 출력은 레벨 시프터 414에 의해 PWM 회로 406을 제어하기 위해 사용되는 전압으로 변환되는 피드백 신호 V_{FB} 으로 프리-레귤레이터 401에 피드백을 제공하기 위해 사용한다. 대안으로 중간 전압 V_y 는 PWM 회로 406을 제어하기 위한 피드백 신호로서 사용할 수 있다. 이후에 나타낸 것과 같이, 프리-레귤레이터 회로 401에 의해 생성된 V_y 의 값은 DC/DC 컨버터 400의 전제 효율을 설정하는데 중요하다.
- [0166] 바람직한 실시양태에서 레벨 시프트 414의 출력 전압은 V_y 의 값이 V_{out}/n 과 동일하게 만들어야 한다. LCDU 컨버터 400의 경우, 레벨 시프트 414는 전압 디바이더로서 작용하는 2개의 저항 415 및 416의 네트워크를 포함한다. LCDD 및 LCDI 인버터에서, 하기와 개시된 바와 같이, 레벨 시프팅을 위해 교류 회로를 사용할 수 있다. PWM 회로 406은, 레벨 시프터 414의 출력 전압을 기준 전압과 비교하고 비교 결과를 스위칭 MOSFET 403 및 417을 제어하는데 사용되는 여러 회로를, 포함한다. 예를 들어 **도 14b**에서 나타내는 것과 같이, 레벨 시프트 414로부터의 출력 전압 V_{FBin} 은 여러 증폭기 406A에서 밴드-캡 제너레이터 406B에 의해 발생된 기준 전압 V_{ref} 과 비교되고, 여러 증폭기 406A에 의해 발생된 여러 신호는 차례로 콤파레이터 406C에서 발진 램프 신호에 비교된다. 콤파레이터 406C는, 플립-플롭 회로 406D 및 BBM 베퍼 405를 통해 공급되어 MOSFET 403 및 417의 스위칭 및 특히 MOSFET 417의 듀티 팩터를 제어하는, 디지털 출력을 발생한다. 본 실시예에서 레벨 시프터 414는, V_{out} 이 목표 레벨에 있는 경우 여러 증폭기 406A가 듀티 팩터를 일정하게 유지하는 출력을 생성하도록, 구성된다. 반대로, V_{out} 이 그것의 목표 레벨 이상 또는 이하인 경우에는, 여러 증폭기 406A는, 상위측 MOSFET(417)가 $V_y=V_{out}/n$ 이 되도록 작동하는 듀티 팩터를 비교기(406C)로 하여금 감소 또는 증가시키도록 하는 출력을 생성한다. DC/DC 컨버터의 대안의 피드백 회로의 추가 설명에 대해서는, 참조를 위해 여기에 병합된, Wilcox 등의 2003년 6월 17일자 특허 번호 6,580,258를 참조할 수 있다.
- [0167] LCDX 컨버터 400의 또 다른 특성은 충전 펌프 408의 스위칭 소자뿐만 아니라 프리-레귤레이터 401의 MOSFET 417 및 403의 스위칭을 제어하기 위해서 클럭/오실레이터 413을 사용하는 것이다. 스위치드-인덕터 프리-레귤레이터 401과 스위치드-커패시터 포스트-컨버터 402가 동기를 이루게 함으로써, 중간 필터 커패시터 407의 크기가 크게 감소되거나 또는 경우에 따라서는 커패시터 407가 완전히 제거될 수 있다.
- [0168] V_y 프리-레귤레이션을 통한 V_{out} 의 레귤레이션
- [0169] LCDX 컨버터 400의 하나의 새로운 측면은 그것의 전체 효율(η)이 프리-레귤레이터 401의 출력인 중간 전압 V_y 의 값에 의존하는 것이다. 또 다른 중요한 고려 사항은 컨버터의 과도 레귤레이션을 개선하기 위해 전압 V_y 가 폐쇄형 루프 피드백으로 제어되는 방법이다.
- [0170] 이러한 고려 사항을 좀더 잘 이해하기 위해서, **도 15a**의 행동 모델이 제어 분석을 위해 그리고 효율 평가를 위해서 사용될 수 있다. 도시된 것과 같이, 스텝-다운 프리-레귤레이터 401은 입력 전압 V_{in} 으로부터 전력을 공급받고, 중간 전압 V_y 를 생성한다. LCDX 토폴로지에서, 프리-레귤레이터 401은 하기와 같이 주어지는 스텝-다운 컨버터로서 작동한다:

$$V_y = D \cdot V_{in}$$

[0171]

[0172] (여기서, D는 0% 내지 100% 범위의 상위측 MOSFET의 듀티 사이클임)

- [0173] 이 다운 변환이 도 15b에 그래프로 도시되어 있고, 스위치드 LCDU 3.3V 레귤레이터의 $V_{out} - V_{in}$ 차트 426은 배터리 입력 전압 V_{batt} 427에서 라인 428로 도시된 1.65V의 일정한 V_y 전압이 얻어지는 것을 도시한다.
- [0174] 도 15a를 다시 참조하면, 프리-레귤레이터 401의 V_y 출력은 다음에 스위치드-커패시터 포스트-컨버터 402에 전력을 공급하여 전압 V_z 를 생성한다. 포스트-컨버터 402의 변환 비율은:

$$V_z = n \cdot V_y$$

- [0175] [0176] 으로 주어지거나, 또는 포스트-컨버터 402에 대해 전압 변환 비율 V_z/V_y 로서 표현되며:

$$\frac{V_z}{V_y} = n$$

- [0177] [0178] (여기서, n 은 충전 펌프 408에서 스위치 구성 및 커패시터의 수에 따라 달라지는, 불연속 양자화 값, 예를 들면 $n=\{2, 1.5, 0.5, -0.5, -1.0\}$ 을 갖는다.)

- [0179] 예를 들어 도 15b에서 나타내는 것과 같이, $n=2$ 라면 스텝-업 포스트-컨버터 402는 V_y 중간 전압 428을 두 배하여 라인 429에 의해 도시된 일정한 3.3V V_{out} 을 생성한다.

- [0180] 도 15a를 다시 참조하면, 입력 전압 소스 421은 전체 LCDX 컨버터에 전력을 공급한다. 이러한 전력 소스는 임의 전원장치의 출력을 나타낼 수 있지만 통상적으로는 리튬 이온 배터리를 포함한다. 배터리의 경우에, 셀 전압 V_{batt} 는 배터리 팩 내에서 약간의 전압 강하가 발생하는 고전류 과도상태의 경우를 제외하고 V_{in} 과 실제로 동일하며, 레귤레이션 전압 컨버터의 필요를 배제한다.

- [0181] 도시된 것과 같이, 스위칭 LCDX 레귤레이터의 출력은 부하 425에 전력을 공급하여 레귤레이터의 원하는 출력 전압인 전압 V_{out} 에서 작동한다. 포스트-컨버터 402의 출력 V_z 와 부하의 원하는 공급 전압 V_{out} 사이의 전압 불일치의 영향을 개략적으로 모델화하기 위해 기생 손실 소자 424가 포함된다. 포스트-컨버터 402의 출력 전압 V_z 이 목적하는 출력 전압 V_{out} 과 실질적으로 동일하다고 가정하면, 기생 손실 소자 424에 걸리는 전압 ΔV 는 무시해도 좋으며, $V_{out} \approx V_z$ 이다. 상기 식들을 결합하면 하기와 같은 식이 얻어진다:

$$V_{out} \approx V_z = n \cdot V_y = n \cdot D \cdot V_{in}$$

- [0182] [0183] 그러면 LCDX 컨버터의 전압 변환비는 하기와 같이 나타낼 수 있다:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = nD$$

- [0184] [0185] 이러한 관계로부터, LCDX 컨버터 400에 있어서, 프리-레귤레이터 401의 듀티 팩터(D)와 포스트-컨버터 402의 비율 "n"의 곱은 컨버터 400의 입력에 대한 출력의 비율과 동일하다는 중요한 사실을 알 수 있다. 본질적으로, 적당하게 레귤레이션하고 출력하기 위해서는, 듀티 팩터 D, 변환 비율 n, 또는 양자가 입력 전압의 변화를 보상하기 위해서 동적으로 변해야 한다.

[0186] 2X 포스트-컨버터, 즉 2배기를 예로서 사용하면, LCDX 컨버터 전달 등식은 구체적으로 하기와 같이 된다:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = 2D$$

[0187]

[0188] 상기 2X-타입 LCDU 컨버터 전압의 변환 비율은 **도 15b**에서 파선에 의해 그리고 **도 15c**에서 라인 434에 의해서 도시되어 있다. **도 15b**에서 파선 곡선은 1(unity) 상하에서 변하고 대략 0.67 내지 1.5까지 범위의 크기를 가진다. $V_{in}=3.3V$ 인 포인트 430에서, 전압 변환 비율은 1(unity)이며, 컨버터는 스텝-업과 스텝-다운 변환 사이의 가장자리에서 작동한다. LCDU 컨버터 400은 작동 모드를 변화시키지 않고 이러한 1(unity) 변환 조건을 통과한다는 것을 주의해야 한다.

[0189] 추가로 2X-타입 LCDU 컨버터를 분석하면, **도 15c**의 그레프 432는 컨버터 400의 전압 변환비가 프리-레귤레이터 401의 출력 대 입력 비율만을 설명하는 라인 433의 기울기의 두 배를 가지는 라인 434으로 도시된 듀티 팩터 D에 의해 선형적으로 의존하는 것을 설명하고 있다. 이론적으로 컨버터는 입력에 대한 출력 전압의 비율을 0에서 두 배까지 레귤레이션 할 수 있지만, 10% 이하 및 90% 이상 듀티 팩터는 제어하기 어려운 좁은 온 또는 오프 펄스의 필요로 인해 복잡하게 된다. 대신에 컨버터를 10% 내지 90% 범위의 듀티 팩터로 제한함으로써, 2X LCDU 컨버터의 출력 전압은 입력의 최소 스텝-다운 팩터 0.2배에서 입력의 최대 스텝-업 팩터 1.8 배까지 (버크 컨버터보다 두 배의 전압 변환 비율임) 넓은 범위를 커버한다.

[0190] 컨버터 400의 1(unity) 변환비에서, 프리-레귤레이터 401의 듀티 팩터는 겨우 50%이다. 겨우 50%의 듀티 팩터에서, 스위칭 컨버터는 종래의 버크, 부스트 및 버크-부스트 컨버터 토플로지가 겪은 듀티 팩터에서의 문제인 극도의 상태에 의해 제한되지 않고, 높은 주파수에서의 작동을 위해 용이하게 실현될 수 있다.

[0191] n의 다른 팩터에 대해서 LCDX 컨버터 400의 동작이 아래에서 고려하였다. 배가하는 또는 2X-타입 포스트-컨버터를 포함하는 LCDU 레귤레이터가 예로서 여기에 포함되어 있다.

[0192] 최대 컨버터 효율을 위한 V_y 의 제어

[0193] LCDX 컨버터 400의 전체 효율은 또한 **도 15b**에서 도시된 행동 모델 420을 사용하여 평가될 수 있다. 프리-레귤레이터 401에 있어서, 입력 전력은 $P_{in1}=I_{in} \cdot V_{in}$ 으로 주어지고 $P_{out1}=I_y \cdot V_y$ 이다. 그러면 프리-레귤레이터 401의 효율은 하기와 같이 나타낼 수 있다:

$$\eta_1 = \frac{P_{out1}}{P_{in1}} = \frac{I_y \cdot V_y}{I_{in} \cdot V_{in}}$$

[0194]

[0195] **도 15d**에서는 프리-레귤레이터 401의 효율 η_1 는 비교적 일정하며, 그것의 전압 변환비 V_y/V_{in} 과는 상관이 없다는 것을 설명하고 있다. 통상적인 값은 96% 내지 90% 범위이고, 작동 조건, 파워 MOSFET 저항 및 동작 전류에 종속한다.

[0196] 충전 펌프 408를 포함하는 포스트-컨버터 402는 통상적으로 그것의 출력 전압 V_z 에서 작동되는 부하에 전력을 공급하는 경우 96% 범위에서 최대 효율을 가진다. 충전 펌프는 단순히 컨버터이고 레귤레이터가 아니므로, 그것의 효율의 분석은 전기 부하에 전력을 공급하기 위해 필요한 원하는 전압과 그것의 출력 사이의 불일치 존재하는 경우를 고려해야 한다. 특히, 어떠한 이유로, 포스트-컨버터 402의 출력 V_z 가 목적하는 출력 전압 V_{out} 과는 상이한 경우(예를 들면 출력 전압이 부하에 의해서 클램핑되는 경우), 전압 에러 $\Delta V = V_z - V_{out}$ 은 더이상 무시할 수 있는 것이 아니며, 효율의 추가적 손실이 생길 것이다. 이러한 ΔV 불일치로 인해서, 손실 소자 424가 그 자체로는 실제로 전압을 레귤레이션 하고 있지 않더라도, 선형 레귤레이터에서의 손실과 동일한 수학적 형태 Δ

V/V_{in} 을 갖는 손실이 발생한다. 구체적으로 손실은 하기와 같이 규정할 수 있다:

$$[0197] P_{loss3} = I_{out} \cdot \Delta V = I_{out} (V_z - V_{out})$$

[0198] 여기서, $V_z > V_{out}$ 이다.

[0199] 다음에 손실 소자와 관련된 제 3 스테이지의 효율은 하기와 같이 나타내며:

$$\eta_3 = \frac{P_{out}}{P_z} = \frac{P_z - P_{loss3}}{P_z} = \frac{I_{out}(V_z - V_{out})}{I_{out} \cdot V_z} = \frac{V_{out}}{V_z}$$

[0200]

[0201] 상기에서 $V_{out} \leq V_z$, 즉 최대 이론적 효율은 100%로 제한된다. 다음에 컨버터 전달 함수 $V_z = n \cdot V_y$ 로부터 하기와 같이 나타난다:

$$\eta_3 = \frac{V_{out}}{V_z} = \frac{V_{out}}{nV_y}$$

[0202]

[0203] 충전 펌프 408의 내부 효율과 함께, 포스트-컨버터 402는 하기로 나타내는 효율을 가진다:

$$\eta_{CP} = \eta_2 \eta_3 = \eta_2 \frac{V_{out}}{V_z} = \frac{\eta_2}{n} \frac{V_{out}}{V_y}$$

[0204]

[0205] ΔV 부하 불일치를 포함하는 포스트-컨버터 402의 효율 등식은 도 15e에서 설명하고 있으며, 포스트-컨버터의 전압 변환비 V_{out}/V_y 는, 각각 곡선 438 및 439에 의해 도시된 이상적인 정지 전류와 실제의 정지 전류 양자에 있어서, 그래프 437에서 그것의 효율 η_{cp} 에 대해서 도시되어 있다. 둘 다의 경우에, 포스트-컨버터의 효율은 V_{out}/V_y 가 변환비 "n"과 동일한 경우, 즉 $V_{out} = n \cdot V_y$ 인 경우에 그것의 피크 값에 도달한다.

[0206] 예를들면, $n = 2$ 인 2배기에서, LCDU 컨버터의 최대 출력 전압은 $V_{out} = 2V_y$ 일 때 나타난다. 상기 조건으로부터 V_y 의 임의의 변경은 LCDU 컨버터의 전체 효율을 감소시킨다.

[0207] 이상적인 경우에(곡선 438), 정지 동작 전류(I_{Q2})는 차지 펌프(408)에서 실질적으로 0이며, 그것의 이론상 피크 효율은 100%에 가깝다. 실제 차지 펌프에서, 약간의 에너지가 차지 펌프를 작동시키면서 손실되며, 그것의 정지 전류(I_{Q2})는 0이 아니며, 피크 효율은 100% 미만, 구체적으로는 어떤 값(η_2), 전형적으로는 곡선 439로 도시된 바와 같이 95 - 97%로 제한된다.

[0208] 차지 펌프(408)은 입력 전압의 "n"배보다 더 큰 출력 전압을 생성할 수 없기 때문에, n 이상의 V_{out}/V_y 비율에 대한 효율은 의미가 없지만, 원하는 출력 전압(V_{out})을 만족시키는 것으로부터 차지 펌프 출력 전압(V_z)의 부족을 기술하고 있다. 과선으로 도시된 곡선(440)는 조건 $V_{out}/V_y = n$ 에 대해 곡선 439와 대칭이다. 그것은 완전히 기하기 위해 여기에 포함된다.

[0209] 컨버터 전달함수 $V_z = n \cdot V_y = n \cdot D \cdot V_{in}$ 으로부터, 상기 효율은 중간 전압(V_y) 대신에 듀티 팩터(D)에 의해 다시 표현될 수 있다. 따라서, ΔV 불일치의 효율 영향은 하기와 같이 나타낼 수 있으며:

$$\eta_3 = \frac{V_{out}}{V_z} = \frac{V_{out}}{nD V_{in}}$$

[0210]

[0211] 충전 펌프(408)의 효율은 하기와 같이 나타낼 수 있고:

$$\eta_{CP} = \eta_2 \eta_3 = \eta_2 \frac{V_{out}}{V_z} = \frac{\eta_2}{nD} \frac{V_{out}}{V_{in}}$$

[0212]

[0213] LCDX 컨버터(400)의 전체 효율은 개별 효율의 곱이며, 예를들면 하기와 같다:

$$\eta = \eta_1 \cdot \eta_2 \cdot \eta_3 = \left(\eta_1 \cdot \eta_2 \frac{1}{nD} \right) \frac{V_{out}}{V_{in}}$$

[0214]

[0215] 2X-타입 LCDU 레귤레이터의 전체 효율은 여러 가지 듀티 팩터에 대해서 도 15f에 도시하였으며, 피크 효율은 D=50% 및 n · D=1일 때 나타나는 것을 보여준다.

[0216] 도 15g는 일정한 η_3 효율의 라인에 대해서 듀티 팩터(D) 대 V_{out}/V_{in} 전압 변환비로 플로팅하였다. 도시된 바와 같이, 라인 452A에서 라인 452E는 각각 100%, 90%, 80%, 70% 및 60%의 η_3 효율에 대해 듀티 팩터 의존성을 나타낸다. 특히, 라인 452는 2X LCDU 컨버터가 임의의 주어진 V_{out}/V_{in} 변환비에 대해서 최대 효율을 나타내는 경우의 듀티 팩터를 나타낸다. 예를들면, 포인트 453은, 1(unity) 전달 특성, 예를 들면 $V_{out}=V_{in}$ 인 경우, D=50% 일 때 최대 효율이 발생하는 것을 나타낸다. 최적 듀티 팩터(D)는 스텝-업 변환에 있어서 50% 이상이며, 스텝-다운 변환에 있어서는 50% 이하이다.[0217] 컨버터의 전체 효율은 $\eta_1 \cdot \eta_2 \cdot \eta_3$ 의 곱이며, 여기서 η_1 은 스위치드-인덕터 프리-레귤레이터(401)의 효율을 나타내고, η_2 는 스위치드-커패시터 포스트-컨버터(402)의 효율을 나타내고, η_3 은 컨버터(400)의 출력 V_z 과 원하는 출력 전압 V_{out} 사이의 불일치를 설명한다. $V_{out}=V_z$ 이고 $\eta_3=100\%$ 일 때라도, 최대 컨버터 효율은 $\eta_1 \cdot \eta_2$ 로 제한되며, 100% 효율에 도달할 수 없다. 전형적으로, η_1 은 90% 범위 안에 있고, 최적 충전 펌프는 거의 일정한 $\eta_2 = 97\%$ 를 나타낼 수 있다. 컨버터의 전체 효율, 예를들면 $\eta_1 \cdot \eta_2 \cdot \eta_3$ 은 $\eta_3=100\%$ 에 있어서 곡선 454로 나타낼 수 있다. 예측된 바와 같이, 각 V_{out}/V_{in} 전압 변환비에 대해서, LCDU 컨버터의 효율을 최적화하는 단일의 듀티 팩터(D)가 존재한다.[0218] 어떤 이유로, 원하는 출력 V_{out} 보다 약간 높게 컨버터(400)의 출력 V_z 을 구동하는 경우, 즉 $V_z > V_{out}$ 라면, η_3 효율 및 전체 컨버터 효율 η 은 손상될 것이다. 이 조건은 $\eta_3 = 90\%$ 에 대해 듀티 팩터 곡선 452B 및 상응하는 효율 곡선 455에 의해서 설명된다.[0219] 도 15h는 듀티 팩터 D와 전압 변환비 V_{out}/V_{in} 의 함수로서 2X-타입 포스트-컨버터를 포함하는 LCDU 컨버터의 효율을 보여주는 그래프이고, $\eta_1 \cdot \eta_2 = 100\%$ 으로 가정하였다. 곡선 456은 1(unity) 변환에서, 즉 $V_{out} = V_{in}$ 에서 효율을 도시한다. 또한 곡선 456은 2X LCDU 컨버터가 D=50%에서 피크 효율에 도달하고 50% 이상의 듀티 팩터에 있어서 효율이 대폭 감소하며, 컨버터는 필요한 것보다 더 높은 전압을 생성하는 것을 나타내고, 그 결과 컨버터와 원하는 부하 전압 사이의 ΔV 불일치, 즉 $\Delta V = \{V_z - V_{out}\} > 0$ 이 발생한다.[0220] 곡선 457A 내지 곡선 457E는 각각 0.9, 0.7, 0.5, 0.3 및 0.1의 V_{out}/V_{in} 변환비에서 전체 효율의 듀티 팩터 의존성을 나타낸다. 1(unity) 변환비에서의 경우와 같이, 듀티 팩터가 증가하면 효율이 감소하며, 이는 컨버터의

출력이 필요한 것보다 더 높은 것을 의미한다. 유사하게, 곡선 458A 내지 곡선 457E는 각각 1.1, 1.3, 1.5, 1.7 및 1.9의 V_{out}/V_{in} 변환비에서 전체 효율을 나타낸다. 곡선 458E에 있어서, 프리-레귤레이터가 듀티 팩터 $D=95\%$ 와 변환비가 1.9인 위치에 단일 포인트만이 존재한다.

[0221] 분명하게, 컨버터가 피드백 컨트롤 기술의 사용을 통해 듀티 팩터 D 를 제어함으로써, 특히 과도한 듀티 팩터가 아닌 적당한 듀티 팩터를 유지하여, 고효율 동작 영역에서 동작을 유지하는 것이 중요하다. 피드백 없이, 개방루프 동작은 쉽게 효율이 손실되고 레귤레이션이 저하될 수 있다. 불충분한 듀티 팩터에 의해 출력 전압은 너무 낮게 되며; 듀티 팩터가 너무 높으면, 효율은 떨어진다.

[0222] 실제 효율은, $n_1 \cdot n_2 < 100\%$ 이므로, 즉 현실적으로, 도 15h에 나타낸 곡선보가 낮으며, 스위치드-인더터 프리-레귤레이터(401) 및 스위치드-커패시터 포스트-컨버터(402)에서 전력이 약간 손실된다. 상기 효과는 도 15i의 그레프에 포함되어 있으며, 도면에서 최대 효율(463C), $n_1 \cdot n_2$ 의 곱은 세미-상수 n_2 곡선 463A 및 n_1 곡선 463B와 함께 도시되어 있고, 듀티 팩터 D 에 대한 약간의 의존성을 나타낸다. 이전 그레프에서와 같이, 최대 효율로부터의 최대 편차는 과도한 듀티 팩터로부터 발생하며, 원하는 전압 V_{out} 을 초과하여 컨버터 출력 V_z 을 오버펩핑한다.

[0223] 도시한 바와 같이, 곡선 460은 $V_{out}=V_{in}$ 인 1(unity) 전달 특성을 나타낸다. 이 곡선 아래, 곡선 461A 내지 곡선 461E는 각각 0.9, 0.7, 0.5, 0.3 및 0.1의 전압 변환비에 대해 스텝-다운 변환을 도시한다. 곡선 460 위의 곡선 462A 내지 곡선 462E는 각각 1.1, 1.3, 1.5, 1.7 및 1.9의 출력 대 입력 전압 비를 갖는 스텝-업 컨버터를 나타낸다. 2X타입 LCDU 컨버터는 스텝-업 비인 2를 초과할 수 없으며, 실제로 좁은 펄스를 회피하기 위해서 1.8 내지 1.9의 스텝-업 비 이상을 사용해서는 안 된다.

[0224] 적절하게 제어되면, 본 발명의 스위칭 LCDU 레귤레이터는 어떤 모드 변형이나, 좁은 펄스, 또는 1(unity) 전압 변환비 근처에서, 즉 $V_{out} \approx V_{in}$ 인 경우, 드롭아웃 효과를 나타내지 않고 스텝-업 또는 스텝-다운 모드로 잘 레귤레이션 된 출력을 생성할 수 있다. LCDU 레귤레이터는 버크 컨버터, 부스터 컨버터 또는 충전 펌프를 넘어서는 출력 대 입력 전압 비의 범위에서 동작할 수 있다. 10-90% 범위의 듀티 팩터에 대한 실제의 제한을 가정하여, 표 2는 LCDU 레귤레이터의 전압 변환비의 유용한 범위를 충전 펌프 2배기, 버크 컨버터 및 부스터 컨버터와 비교한다.

표 2

| 컨버터 도풀로지 | V_{out} / V_{in} 범위 | 효율의 범위 | Unity Ratio Efficiency |
|-------------|-----------------------|-----------------|---------------------------|
| 2X 차지 펌프 | 0.1 ~ 0.9 | 1.8 이상 | Poor, $\eta < 50\%$ |
| 부스트 컨버터 | 1.1 ~ 15 | Good up to ~4 | Dropout 0.9 이상 |
| 버크 컨버터 | 0.1 ~ 0.9 | Good over range | Dropout 1.1 이하 |
| 2X LCDU | 0.1 ~ 1.9 | Good over range | Good, $\eta > 90\%$ |

[0225]

[0226] 도 16에서 도시한 바와 같이, 높은 효율 특성(466)에도 불구하고, 10% - 90%의 듀티 팩터에서 동작하는 버크 컨버터는 스텝-다운 변환비, 즉 $V_{out} = \{0.1V_{in} \text{ 내지 } 0.9V_{in}\}$ 만이 가능하다. 반면, 2X 충전 펌프의 효율(곡선 467)은 1.8을 초과하는 변환비에서 높다. 대조적으로, LCDU 컨버터의 효율(곡선 468)은 넓은 범위의 전압 변환비, 즉 $V_{out} = \{0.1V_{in} \text{ 내지 } 1.9V_{in}\}$ 에서 높다. 상기 결과는, LCDU 레귤레이터가 충전 펌프와 버크 컨버터의 구성요소를 결합하고, 그것들의 각각보다 훨씬 더 넓은 범위의 동작 조건에 대해 레귤레이션하는 것을 고려하면. 예상외이다.

[0227]

동작중인 스위치드 LCDU 레귤레이션 컨버터의 예는 도 17에 도시되어 있으며, 전체 배터리 방전 사이클 동안에 레귤레이션된 3.3V 출력을 발생시키기 위해 단일-셀 리튬 이온 배터리의 전압이 사용된다. 충전 후에, 셀 전압은 4.2V에서 시작하고 구간(471)에서 약 3.5-3.6V로 감소하며, 여기서 전압은 대부분의 방전 사이클(곡선 472)

동안 유지된다. 이후, 곡선(473)은, 배터리 전압이 3.5V 아래로 떨어져 라인 477과 라인 478 사이의 범위 $\{V_{out} < V_{batt} < (V_{out} + \delta)\}$, 즉 정상의 컨버터가 드롭아웃 또는 모드 스위칭 문제를 겪는 조건이 되는 것을 도시한다. 최종적으로 곡선 474로 표시된 영역에서, 배터리 전압은 컨버터의 3.3V 출력 이하이다. 특수한 리튬 이온 배터리(475)만이 셀을 단락시키는 결정자를 성장시키지 않고 2.7V까지 작동할 수 있다.

[0228] 리튬 이온 셀 전압에 관계없이, LCDU 컨버터는 배터리 전압을 곡선 476으로 도시된 일정한 프리-레귤레이션된 전압 V_y 로 듀티 팩터(D)에 의해 강압하고, 충전 펌프 포스트-컨버터에서 2X에 의해서 전압을 다시 승압하여 레귤레이션된 3.3 V의 출력 V_{out} (곡선 477)을 생성한다. 컨버터의 조건은 표 3에 개시된 바와 같이 기술될 수 있다:

표 3

| Phase | Up/Down | V_{batt} | D | V_y | nX | V_{out} | V_{out} / V_{in} |
|---------------------------------|---------|------------|-----|-------|----|-----------|--------------------|
| 470. Full charge | Down | 4.2V | 39% | 1.65V | 2X | 3.3V | 0.52 |
| 471. Decay | Down | 3.6V | 46% | 1.65V | 2X | 3.3V | 0.92 |
| 472. Plateau | Down | 3.5V | 47% | 1.65V | 2X | 3.3V | 0.94 |
| 473. $V_{batt} \approx V_{out}$ | Unity | 3.3V | 50% | 1.65V | 2X | 3.3V | 1.00 |
| 474. Discharged | Up | 3.0V | 55% | 1.65V | 2X | 3.3V | 1.10 |
| 475. Extend Range | Up | 2.7V | 61% | 1.65V | 2X | 3.3V | 1.22 |

[0229]

[0230] 단일 셀 리튬 이온 배터리를 사용하고 3.3V의 레귤레이션된 전원을 요구하는 혼한 응용예로 휴대폰이 있다. 현재 배터리의 전체 전압 범위에 대해서 높은 효율로 작동할 수 있는 레귤레이터는 없다. 오늘날 핸드셋 디자이너는 약 3.5V에서 차단하는 스텝-다운-온리 버크 레귤레이터를 사용해야하며, 따라서 방전 단계(475, 474, 473)의 배터리 수명과 전압-평탄-단계(427)의 일부를 낭비하게 되는데, 이는 후의 이를 방전 단계의 추가된 사용 수명은 종래의 버크-부스터 컨버터의 효율 손실에 의해서 완전히 상쇄되기 때문이다.

[0231] 스위칭드-인덕터-커패시터 다운-업(2X LCDU) 레귤레이션 컨버터

[0232] 도 18은 2배기-타입 스위칭드 LCDU 레귤레이션 컨버터(480)의 회로도를 나타낸다.

[0233] 도시된 바와 같이, LCDU 스위칭 컨버터(480)는 상위측 파워 MOSFET(481), 고유의 P-N 다이오드(484)를 갖춘 하위측 N-채널 동기식 정류기(483) 및 인덕터(482)를 포함한다. 상기 요소들은 입력 전압(V_{batt})을 중간 전압(V_y)으로 변환하는 프리-레귤레이터(480A)에 포함된다. 옵션 필터 커패시터(485)에 걸린 전압(V_y)은 2X-타입 충전 펌프 포스트-컨버터(480B)의 입력을 형성하고, 컨버터(480B)는 프리-레귤레이터(480A)로부터 출력 필터 커패시터(491)로 플라잉 커패시터(490)를 순차로 함께 충전 및 방전하는 파워 MOSFET(486, 487, 488, 489)를 포함한다.

[0234] 플로우팅 파워 MOSFET 489와 함께 상위측 파워 MOSFET 481, 487 및 488는 게이트 구동 신호 및 버퍼 회로의 적당한 변화에 의해 N-채널 디바이스 또는 P-채널 디바이스가 될 수 있다. 하위측 파워 MOSFET 483 및 486은 N-채널 디바이스로서 실현되는 것이 바람직하다. 출력 전압(V_{out})은, PWM 컨트롤러(493)내에 증폭기의 제어 입력으로서 전압을 생성하기 위해 시프트 저항(496 및 497)에 의해서 스케일링된 피드백 신호(V_{FB})로서 사용된다. 상기 제어 전압은 프리-레귤레이터(480A)의 출력이 출력 전압(V_{out})의 크기의 절반과 동일한 크기의 중간 전압(V_y)을 갖도록 선택된다.

[0235] 클럭 및 램프 제너레이터 회로(494)로 동조된 PWM 컨트롤러(493)는 클럭 주파수(Φ)에서 스위칭하고 동일 주파

수에서 BBM(break-before-make) 베퍼(494)를 구동한다. BBM 베퍼(492)는 상위측 MOSFET(481)와 동기식 정류기 MOSFET(483)를 게이트 바이어스(V_{G1} , V_{G2})에 의해 역 위상으로 구동하여 슈트-스루(shoot-through) 전도를 방지한다. V_{G1} 의 극성은 MOSFET(481)이 N-채널 디바이스이면 MOSFET(481)의 소스에 대해 양이며, MOSFET(481)이 P-채널 디바이스이면 음이다. 동기식 정류기 MOSFET(483)는 MOSFET(481)가 오프일 때 시간의 전부 또는 일부 동안 통전하도록 제어되고, MOSFET(481)이 온일 때는 의미 있는 전류를 전도하지 않는다.

[0236] PWM 컨트롤러(493)를 제어하는 클럭 신호는 또한 BBM 베퍼(495)를 제어하여, 게이트 신호 V_{GS3} , V_{GS4} , V_{GS5} 및 V_{GS6} 을 생성하여 충전 펌프 MOSFET 487, 486, 488 및 489의 순차 스위칭을 각각 제어한다. 상기 MOSFET는, MOSFET 487 및 489가 오프인 동안 MOSFET 488 및 486를 통전하여 저장 커패시터(490)를 충전하고; 그 다음 MOSFET 486 및 488가 오프인 동안 MOSFET 487 및 489를 통전하여, 전하를 저장 커패시터(490)에 전달하여 저장 커패시터(491)를 방전함으로써, 대각선 형태로 통전한다. BBM 베퍼(495)는 MOSFET 487과 MOSFET 486 사이, 및 또한 MOSFET 488 및 MOSFET 489 사이의 슈트-스루 전도를 방지한다.

[0237] 포스트-컨버터(480B)의 MOSFET는, 주파수 Φ 에서 또는 약간 더 높은 배수 클럭주파수, 즉 $m\Phi$ 에서, 또는 선택적으로 프리-레귤레이터(480A)에서 MOSFET 481 및 483을 스위칭하는데 사용된 클럭주파수와 독립적인 주파수에서, 프리-레귤레이터(480A)내 MOSFET에 동기를 이루어 스위칭 될 수 있다. 바람직한 실시양태에서, 프리-레귤레이터(480A) 및 충전 펌프 포스트-컨버터(480B) 내의 파워 MOSFET 모두는 동기를 이루어 스위칭 되고, 이에 의해 필터 커패시터(485)는 작게 만들어지거나 또는 제거될 수 있다. 대조적으로, 차지 펌프 포스트-컨버터(480B)를 스위칭하는데 사용된 클럭주파수가 프리-레귤레이터(480A)를 스위칭하는데 사용된 클럭주파수와 독립적인 경우, 순간 부하와 라인 과도사상(line transients)를 서포트 하기 위해 필요한 에너지를 일시적으로 저장하기 위해 커패시터(485)가 필요하다.

[0238] 2X-타입 LCDU 컨버터(480) 내의 프리-레귤레이터(480A)와 포스트-컨버터(480B)의 동기 동작이 도 19a 및 도 19b에서 도시되어 있다. 도 19a에서, 회로도면(500)은 인덕터(482)의 자화 및 플라잉 커패시터(490)의 동시 충전 중의 컨버터(480)를 도시하며, 이때 전류는 V_{batt} 로부터 온-상태의 MOSFET 481, 488 및 486을 통해서 흐르고, V_x 는 V_{batt} 에 바이어스되고, V_w 는 접지되고, V_z 이 V_y 에 바이어스되고, 플라잉 커패시터(490)는 전압 $+V_y$ 로 충전된다. 오프 MOSFET(483)는 반전된 바이어스 다이오드(484)에 의해 표현된다. 오프 MOSFET 487 및 489는 각각 개방 회로 504 및 506에 의해 표현된다.

[0239] 도 19b에서, 회로 도면(520)은 인덕터(482)를 통한 전류의 재순환 및 플라잉 커패시터(490)의 방전 중의 LCDU 컨버터(480)를 나타낸다. 이때, 유도성 재순환 전류는 온-상태 MOSFET 483에 의해 분기된 순방향 바이어스된 다이오드(484)와, MOSFET 487 및 489를 통해 흘러서, 출력 커패시터(491)를 충전한다. 재순환 중에, 전압(V_x)은 그라운드 근처 또는 약간 더 아래, 구체적으로는 그라운드의 다이오드의 순방향 바이어스 V_f 내로 바이어스된다.

[0240] 커패시터(490)의 음의 단자를 전압 $V_w = V_y$ 로 연결하고 양의 단자를 출력에 연결함으로써, 전압(V_z)은 순간적으로 $2V_y$ 로 점프하여 출력 커패시터(491)의 출력 전압(V_{out})을 구동한다. 이 상태에서, 상위측 MOSFET(481)는 반전-바이어스 P-N 다이오드(481)에 의해 표현된다. 오프 MOSFET 488 및 486은 개방 회로 528 및 526에 의해 표현된다.

[0241] 스위치드-인덕터 프리-레귤레이터 480A 및 스위치드-커패시터 포스트-컨버터 480B의 동작을 요약하면, 인덕터(482)의 제 1 단자는 제 1 시간 간격 중에 제 1 전압(V_{batt})에 접속되고, 제 2 시간 간격 중에 제 2 전압(그라운드)에 접속된다. 제 1 시간 간격 중에, 인덕터(482)는 자화되고, 제 2 시간 간격 중에 전류는 인덕터(482)를 통해서 재순환된다. 상기 사이클이 반복되며, 인덕터(482)의 전기 특성의 결과로서 중간 전압(V_y)이 인덕터(482)의 제 2 단자에서 생성된다. 각 사이클의 전체 시간의 백분율로서 제 1 시간 간격은 프리-레귤레이터(480A)의 블루 펙터를 정의한다. 중간 전압(V_y)은 V_{batt} 의 백분율이며, 이 백분율은 블루 펙터에 의해서 결정된다. 통상, 제 1 및 제 2 시간 간격은 BBM 간격에 의해서 분리된다.

[0242] 포스트-컨버터(480B) 내의 충전 펌프에 있어서, 제 3 시간 간격 중에 플라잉 커패시터(490)의 제 1 단자는 중간 전압(V_y)에 접속되고, 커패시터(490)의 제 2 단자는 제 3 전압(접지)에 접속된다. 제 3 시간 간격 중에, 커패시터(490)는 대략 중간 전압(V_y)까지 충전된다. 제 4 시간 간격 중에, 커패시터(490)의 제 2 단자는 중간 전압

(V_y)에 접속되고, 커패시터(490)의 제 1 단자는 충전 펌프의 출력 단자에 접속된다. 제 3 시간 간격 중에 커패시터(490)는 충전되고 제 4 시간 간격 중에 커패시터(490)는 방전된다. 통상, 제 3 및 제 4 시간 간격은 BBM 간격에 의해서 분리된다.

[0243] 프리-레귤레이터(480A) 및 포스트-컨버터(480B)는 제 1 및 제 3 시간 간격이 오버랩되고 제 2 및 제 4 시간 간격이 오버랩되도록 동조적으로 동작될 수 있다. 상기와 같다면, 인덕터(482)의 제 1 단자는 커패시터(490)가 충전되는 시간의 전체 또는 적어도 일부 동안 제 1 전압(V_{batt})에 접속되며, 인덕터(482)의 제 1 단자는 커패시터(490)가 방전되는 시간의 전체 또는 적어도 일부 동안 제 2 전압(그라운드)에 접속된다.

[0244] 어떤 실시양태에 있어서는, 프리-레귤레이터 및/또는 포스트-컨버터에 부가적인 소자들(예컨대, 저항)이 있을 수 있다. 본 명세서에서 사용된 용어인 "접속된(coupled)"은 상기 언급된 소자들이 부가적인 소자들 존재한다면 그것들을 통해 특정된 전압에 연결될 수 있다는 것을 나타낸다.

[0245] 도 20의 회로 도면(540)에 도시된 대안의 실시양태에서, 2X 포스트-변환은, 충전 펌프 MOSFET의 스위칭을 중단하고 MOSFET 488 및 489를 온으로 하여 출력 커패시터(491)에 걸리는 전압을 $V_y \approx V_z \approx V_{out}$ 되도록 하여, 제거될 수 있다. 이 동작 조건 중에, MOSFET 487은 오프 바이어스되어, 개방 회로(545)로 표현된다. MOSFET 486 및 488이 온 바이어스되면, V_w 가 접지되고 V_z 는 V_y 에 연결되어, 출력 커패시터(491)와 본질적으로 평행한 커패시터(490)를 $+V_y$ 로 프리-충전한다. 병렬 다이오드(484)를 갖는 MOSFET 481 및 483은 PWM 제어 하에 스위칭을 계속하여 노드 V_y 에서 전압을 레귤레이션 한다. 이 조건은 충전 펌프 바이패스 모드라고 할 수 있다.

[0246] 기타 LCDX 스위칭 레귤레이터

[0247] 상술한 바와 같이, LCDX 스위칭 레귤레이터는 하기 식에 의해서 결정되는 출력 대 입력 전압 변환비를 나타낸다.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = nD$$

[0248]

[0249] 여기서, n 은 커패시터의 수 및 스위치 형상에 종속하는 불연속 양자화 값, 예컨대 $n = \{2, 1.5, 0.5, -0.5, -1.0\}$ 을 가지며, D 는 컨버터의 전체 효율을 최대화하기 위해서 피드백을 사용하여 동적으로 조절된다.

[0250] 본 발명의 LCDX 컨버터의 다양한 토폴로지가 간단한 형태로 도 21a-21d에 도시되어 있다. 예를 들면 도 21a에서 2X LCDU 컨버터 570는 단일-커패시터 2X-타입 충전 펌프 576를 채용하여 관계식 $V_{out} = 2DV_{batt}$ 에 의해 주어지는 출력을 생성하며, 여기서 D 는 상기 컨버터는 최적 효율에서 또는 최적 효율 부근에서 컨버터 동작시키기 위해 피드백을 통해서 동적으로 조절된다.

[0251] 2배기-타입 충전-펌프 포스트-컨버터를 사용하는 피드백은 PWM 컨버터의 컨트롤 입력에 대해 신호를 조절하기 위해서 저항 581 및 582를 포함하는 저항 디바이더만을 요구한다. 상기 출력 전압 V_{FB} 는 원하는 전압 V_y 크기의 두 배이다. 피드백 디바이더는 PWM 컨트롤러에 대한 입력 V_{FBin} 로 출력 신호를 절반으로 나누기 위해서 동일한 크기의 저항을 사용할 수 있다.

[0252] 본 발명의 목적을 위하여, PWM 컨트롤러에 대한 피드백 입력 전압 V_{FBin} 은 PWM 컨트롤러가 V_y 를 $V_{out}/2$ 와 동일한 전압으로, 즉 폐쇄 루프 제어하에서 $V_y \rightarrow V_{out}/2$ 으로 강제하는 전압으로 정의된다.

[0253] 개시된 컨버터의 LCDX 패밀리는 2배기 대신에 스텝-업 프랙셔널 충전 펌프를 사용할 수 있다. 도 21b에서 프랙셔널 LCDU 컨버터 590는 듀얼-커패시터 1.5X-타입 충전 펌프 596를 사용하여 관계식 $V_{out} = 1.5DV_{batt}$ 에 의해 주어지는 출력을 생성하며, 여기서 D 는 컨버터를 최적 효율에서 또는 최적 효율 부근에서 동작시키기 위해 피드백을 통해서 동적으로 조절된다. 컨버터의 출력으로부터 V_{FBin} pin으로의 피드백은 폐쇄 루프 제어하에서 $V_y \rightarrow (V_{out}/1.5)$ 가 되도록 저항 600 및 601의 네트워크에 의해서 스케일링, 즉 레벨 시프트된다.

- [0254] 다양한 LCDX 컨버터의 전압 변환비 V_{out}/V_{in} 과 듀티 팩터 D 사이의 관계는 도 22의 그래프 630로 도시되어 있으며, 2X-타입 LCDU 컨버터(곡선 632) 및 1.5X-타입 LCDU 컨버터(곡선 633)의 특성은 베크 컨버터(곡선 631)의 특성과 대비된다. 베크 컨버터는 1(unity) 전압 변환비를 달성하기 위해 100% 듀티 팩터에 도달해야 하지만, 2X-타입 LCDU 컨버터는 50% 듀티 팩터에서, 즉 $D=1/n$ (여기서, $n=2$)의 듀티 팩터에서 상기 조건을 달성한다.
- [0255] $n=1.5$ 인 경우 곡선 633에 의해서 도시된 프랙셔널 LCDU 컨버터는 $D = 2/3$ 또는 67%의 듀티 팩터에서 1(unity) 전환을 달성한다. 50% 듀티 팩터에서, 그것의 변환비는 $n \cdot D = 1.5(50\%)$ 에 의해 주어지고 따라서 $V_{out}=0.75V_{in}$ 이 된다. 50% 듀티 팩터에서 $V_{out}=V_{in}$ 인 2X-타입 LCDU 컨버터와 비교하여, 1.5X-타입 LCDU 레귤레이터는 동일한 듀티 팩터에서 더 낮은 출력 전압을 제공한다.
- [0256] 50% 듀티 팩터 부근에서의 동작이 좁은 펠스를 회피하는데 바람직한 높은 주파수에서, 1.5X-타입 LCDU 레귤레이터는 더 낮은 출력 전압을 전달하는 경우 2배기 타입보다 더 바람직하다. 예를 들면, 4.2V로 충전된 리튬 이온 배터리로부터 3.0V 출력을 전달하는 경우, 2배기-타입 LCDU 레귤레이터는 35% 듀티 팩터에서 동작해야 하지만, 1.5X-타입 LCDU 레귤레이터는 48% 듀티 팩터에서 동작한다. 50% 듀티 팩터 부근에서의 동작에 의해 극단적인 듀티 팩터에서의 동작보다 고주파수 스위칭이 가능하다.
- [0257] LCDX 컨버터의 다른 버전은 스텝-다운 프랙셔널 충전 펌프를 사용하며, 충전-펌프 포스트-컨버터의 출력 전압은 예를 들면 그 입력 전압의 절반과 동일하다. 이와 같은 경우에, 프리-레귤레이터 및 포스트-컨버터 단계 양자는 스텝-다운 기능을 수행한다. 이러한 컨버터는 다운-다운 또는 LCDD 스위칭 컨버터라고 할 수 있다. 예를 들면, 도 21c에서 프랙셔널 LCDD 컨버터 610은 듀얼-커패시터 0.5X-타입 충전 펌프 616을 사용하여 관계식 $V_{out} = 1.5DV_{batt}$ 에 의해 주어지는 출력을 생성하며, 여기서 D는 컨버터를 최적 효율에서 또는 최적 효율 부근에서 동작시키기 위해 피드백을 통해서 동적으로 조절된다.
- [0258] 컨버터의 출력으로부터 V_{FBin} 펀으로의 피드백은, 패웨 루프 제어하에 $V_y \rightarrow (V_{out}/0.5)$ 가 되도록, 원하는 전압 V_y 로 레벨 시프트 회로에 의해 스케일링 된다. 레벨 시프트된 피드백 신호(V_{FBin})는 V_{FB} 보다 낮지 않고 더 높기 때문에, 능동 트랜지스터 디바이스를 포함하는 레벨 시프트 회로가 LCDU 컨버터 570 및 590의 수동 저항기 전압-디바이더 네트워크 대신에 필요하다. 능동 레벨-시프트 피드백 네트워크의 예가 하기에 기술된다.
- [0259] 1.5X-타입 프랙셔널 LCDU 컨버터 590는 모드 스위칭을 요구하지 않고 드롭아웃을 겪지 않으면서 스텝-업 및 스텝-다운 변환을 수행함으로써, 2X-타입 LCDU 컨버터 570에 유사한 이점을 제공하지만, 0.5X-타입 LCDD 컨버터 610에 대한 이점 및 동기 부여는 상이하다. 스텝-다운-온리 컨버터로서, 그것은 그 동작 특성에 있어서 LCDU 다운-업 컨버터가 아니라 베크 컨버터에 비교되어야 한다.
- [0260] $V_{out} = 0.5DV_{batt}$ 전달 특성 때문에, LCDD 컨버터 610은 동등한 베크 컨버터보다 임의의 주어진 듀티 사이클에서 더 낮은 전압을 출력할 수 있다. 상기 특성은 도 22에서 베크 컨버터에 대한 곡선 631을 LCDD 컨버터에 대한 곡선 634과 비교함으로써 그라프 631에 의해서 입증된다. 예를 들면, 50% 듀티 사이클에서, 0.5X-타입 LCDD는 출력 전압을 입력 전압의 25%에서 레귤레이션하는 반면, 베크 컨버터의 출력 전압은 입력 전압의 50%와 동일하다.
- [0261] 3.6V의 명목 전압, 0.25의 전압 변환비를 갖는 리튬 이온 배터리로부터 0.9V 출력을 발생시키기 위해서, LCDD 레귤레이터는 $D = 50\%$ 에서 동작하는 것이 가능하지만 베크 컨버터는 $D = 25\%$ 에서 변조해야 한다. $V_{batt} = 4.2V$ 일 때 높은 배터리 조건 하에서, 베크 컨버터는 21% 듀티 팩터에서 레귤레이션 해야 하지만, 0.5X-타입 LCDD 컨버터는 상대적으로 높은 42% 듀티 비에서 여전히 동작한다.
- [0262] 표 4는 2X LCDU 컨버터, 1.5X LCDU 컨버터, 베크 컨버터 및 0.5X LCDD 컨버터에 대해 $D=50\%$ 의 바람직한 변환비를 비교하고, 리튬 이온 배터리로부터 여러 개의 혼합 출력 전압을 출력하는데 요구되는 듀티 팩터 범위를 설명한다.

표 4

| Condition | 2X LCDU | 1.5X LCDU | Buck | 0.5X LCDD |
|--------------|-------------------------|-------------------------|-------------------------|-------------------------|
| D = 50% | $V_{out}/V_{in} = 1.00$ | $V_{out}/V_{in} = 0.67$ | $V_{out}/V_{in} = 0.50$ | $V_{out}/V_{in} = 0.25$ |
| Lilon → 3.3V | 40% < D < 55% | 53% < D < 73% | N/A | N/A |
| Lilon → 3.0V | 36% < D < 50% | 47% < D < 67% | 71% < D < 100%* | N/A |
| Lilon → 2.7V | 32% < D < 45% | 43% < D < 60% | 64% < D < 90% | N/A |
| Lilon → 1.8V | 21% < D < 30%* | 29% < D < 38% | 43% < D < 60% | N/A |
| Lilon → 0.9V | 10% < D < 15%* | 14% < D < 20%* | 21% < D < 30%* | 42% < D < 60% |

[0263]

[0264] 별표(*)로 표시된 조건은 요구되는 드티 팩터에서 전체 범위를 만족시키기 위해 컨버터의 동작 주파수를 제한하는 것이 필요할 수 있다. N/A로 표시된 것은 베크 또는 다운-다운 컨버터로는 가능하지 않은 스텝-업 및 스텝-다운 변환을 모두를 필요로 한다.

[0265] **프랙셔널 다운-업 (LCDU) 및 다운-다운 (LCDD) 레귤레이션 컨버터**

[0266] 도 23a는 프랙셔널 1.5X-타입 LCDU 레귤레이션 컨버터 650의 회로 도면을 나타낸다.

[0267] 스텝다운 프리-레귤레이터 650A는 PWM 컨트롤러 668; 클럭 667; BBM 버퍼 670; 상위측 파워 MOSFET 651; 고유 P-N 다이오드 653을 갖춘 N-채널 동기식 정류기 MOSFET 652; 인덕터 654; 및 옵션인 필터 커패시터 655를 포함한다. 프리-레귤레이터의 V_y 출력으로부터 전력을 공급 받는 프랙셔널 충전 펌프 포스트-컨버터 650B는 상위측 MOSFET 656, 중간 MOSFET 657 및 플라잉 커패시터 663 및 664를 갖춘 하위측 MOSFET 658을 포함한다. 방전 경로는 출력과 출력 커패시터 665에 접속된 MOSFET 661 및 662, 및 V_y 에 접속된 MOSFET 659 및 660에 출력을 포함한다.

[0268] 접지된 MOSFET 652 및 658은 N-채널 디바이스이다. 나머지 디바이스는 게이트 드라이브 구성 및 회로를 적당히 변형시킨 N-채널 또는 P-채널 MOSFET를 포함할 수 있다. 충전 펌프 MOSFET는, 프리-레귤레이터 MOSFET 651 및 652를 제어하는 동일한 클럭 667에 이상적으로 동조된 회로인 BBM 버퍼 666에 의해서 제어된다. V_y 의 1.5배 전압을 갖는 출력(V_{out})이 피드백 V_{FB} 을 통해 PWM 회로 668을 제어하기 위해서 사용된다. V_{FB} 신호는, 최적 전환 효율을 위해 원하는 전압 V_y 인 $V_{out}/1.5$ 와 동일한 V_{FBin} 신호를 생성하기 위해 저항 669A 및 669B에 의해서 적당하게 레벨 시프팅 된다. 대안적 실시양태에서, BBM 버퍼 666은 PWM 668에 의해서 구동될 필요는 없지만, 포스트-컨버터 650B의 MOSFET는 프리-레귤레이터 650A의 MOSFET와 동시에 온으로 되는 것이 바람직하다.

[0269] 도 23b는 인덕터 654가 자화되고 커패시터 663 및 664가 충전되는 사이를 동안의 컨버터 650의 등가회로 680을 도시하며, 상기 사이를 동안 MOSFET 651, 656, 657 및 658은 통전 상태이며 모든 다른 MOSFET는 오프 상태에 있다. 상기 사이를 중에, 직렬 연결된 커패시터 656 및 664는 각각 전압 $V_y/2$ 로 충전된다.

[0270] 도 23c는 인덕터 전류가 재순환하고 플라잉 커패시터 663 및 664가 출력 커패시터 665에 그것들의 전하를 전달하는 다음 단계에서의 컨버터 650의 등가 회로 690을 도시한다. 이 단계에서, MOSFET 651, 656, 657 및 658은 오프 상태가 되고 MOSFET 652가 온 상태가 되어 순방향-바이어스된 다이오드(653)로부터 인덕터 재순환 전류의 상당 부분을 우회시킨다. 플라잉 커패시터 663 및 664의 양의 단자는 서로 단락되고, 온 상태의 MOSFET 661 및 662를 통해 출력 커패시터 665에 연결된다. 커패시터 663 및 664의 음의 단자는 서로 단락되고 온 상태의 MOSFET 659 및 660에 의해서 전압 V_y 에 연결된다.

[0271] 이 방전 단계에서, 커패시터 663 및 664는 그러므로 병렬로 연결되며, 각각은 미리 전압 $V_y/2$ 로 충전된다. 이들 플라잉 커패시터의 음의 단자를 V_y 단자에 부착시킴으로써, 출력에 연결된 이들 양의 단자에서의 전압은 V_y 와 $0.5V_y$ 의 합이고, 그라운드에 대한 전체 출력 전압은 $+1.5V_y$ 이다.

[0272] 도 24a는 프랙셔널 0.5X-타입 LCDD 레귤레이션 컨버터 700의 회로도를 도시하며, 이것은 또한 "다운-다운" 컨버

터로도 불린다. 스텝-다운 프리-레귤레이터 700A는 PWM 컨트롤러 717; 클럭 716; BBM 버퍼 706; 상위측 파워 MOSFET 701; 고유 P-N 다이오드 704를 갖춘 N-채널 동기식 정류기 MOSFET 703; 인덕터 702; 및 옵션인 필터 커페시터 705를 포함한다. 프리-레귤레이터 700A의 V_y 출력으로부터 전력을 공급 받는 프랙셔널 충전 펌프 포스트-컨버터 700B는 MOSFET 707 및 708을 포함하며, 이것들은 플라잉 커페시터 709 및 710을 충전하기 위해 사용된다. 방전 경로는 출력과 출력 커페시터 714에 접속된 MOSFET 712 및 713과, 그라운드-연결된 MOSFET 711을 포함한다. 커페시터 710의 음의 단자는 그라운드에 하드 와이어 연결된다.

[0273] 접지된 동기식 정류기 MOSFET 703은 N-채널 디바이스이다. 나머지 디바이스는 게이트 드라이브 극성 및 회로를 적당하게 변형시킨 N-채널 또는 P-채널 MOSFET를 포함할 수 있다. 충전 펌프 포스트-컨버터 700B 내의 MOSFET 707, 708, 712 및 713은 BBM 버퍼 715에 의해서 제어되며, 이것은 프리-레귤레이터 700A 내의 MOSFET 701 및 703의 스위칭을 제어하는 동일한 클럭 제너레이터 716에 의해 구동되는 것이 이상적이다. +0.5배의 V_y 와 동일한 출력 전압 V_{out} 이 피드백 전압 V_{FB} 를 통해 PWM 컨트롤러 717을 제어하기 위해서 사용된다. V_{FB} 신호는, 최적 컨버터 효율을 위한 V_y 의 원하는 레벨인 $V_{out}/0.5$ 와 동일한 전압으로 중간 전압 V_y 를 구동하는 V_{FBin} 신호를 생성하기 위해서 레벨 시프트 회로 719에 의해서 적당하게 레벨 시프트된다.

[0274] 도 24b는 인덕터 702가 자화되고 커페시터 709 및 710이 충전되는 사이클 동안의 컨버터 700의 등가 회로 720을 도시하고, 이 사이클 동안 MOSFET 701, 707 및 708은 통전 상태이며 모든 다른 MOSFET는 오프 상태에 있다. 상기 사이클 중에, 직렬 연결된 커페시터 709 및 710은 각각 전압 $V_y/2$ 로 충전된다.

[0275] 도 24c는, 인덕터 전류가 재순환하고 플라잉 커페시터 709 및 710이 출력 커페시터 714에 그것들의 전하를 전달하는 그 다음 단계에서의 동일 회로 700의 등가 회로 725를 나타낸다. 이 단계에서, MOSFET 701, 707 및 708은 오프로 되고, MOSFET 703은 온 상태가 되어 순방향-바이어스된 다이오드 704로부터 인덕터 재순환 전류의 상당 부분을 우회시킨다. 플라잉 커페시터 709 및 710의 양의 단자는 함께 단락되어 온 상태의 MOSFET 712 및 713을 통해 출력 커페시터 714에 연결된다. 커페시터 702의 음의 단자는 MOSFET 711을 온 상태로 하여 그라운드에 연결된다. 커페시터 710의 음의 단자는 그라운드에 하드 와이어드 단락된다.

[0276] 이 방전 단계에서, 그러므로 커페시터 709 및 710은 별별 연결되며, 각각은 미리 전압 $V_y/2$ 로 충전된다. 상기 플라잉 커페시터의 음의 단자를 그라운드에 부착시킴으로써, 출력에 연결된 양의 단자들에서의 전압은 그라운드에 대해 $0.5V_y$ 이다.

[0277] 그러므로, 프랙셔널 충전 펌프의 동작은 전술한 승압 충전 펌프의 동작과 유사하지만, 제 4 시간 간격 중에 커페시터의 제 2 단자가 인덕터의 제 2 단자 대신에 제 4 전압에 접속되는 점은 다르다. 제 4 전압은 제 3 전압과 동일할 수 있다.

인버팅 스위치드-인덕터-커페시터(LCDI) 레귤레이션 컨버터(인버터)

[0279] LCDX 스위칭 레귤레이터도 그라운드보다 낮은 출력 전압을 생성하기 위해 즉, 인버터로서 사용될 수 있다. 전술된 바와 같이, LCDX 스위칭 레귤레이터는 하기식에 의해서 결정되는 출력 대 입력 전압 변환비를 나타낸다.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = nD$$

[0280]

[0281] 여기서, n 은 포스트-컨버터에서 커페시터의 수 및 스위치 형상에 종속하는 불연속 양자화 값, 예컨대 $n = \{2, 1.5, 0.5, -0.5, -1.0\}$ 을 가지며, D 는 컨버터의 전체 효율을 최대화하기 위해서 피드백을 사용하여 동적으로 조절된다. n 이 음수일 때, 컨버터의 출력 전압은 음의 값이다. 양의 전압 입력으로부터 음의 출력 전압을 발생시키는 컨버터는 인버터라고 하며, 이하에서는 LCDI 스위칭 레귤레이터라고 부를 것이다.

[0282] 도 25a 및 도 25b에서 도시된 바와 같이, LCDI 컨버터의 다양한 토플로지는 본 발명의 다수의 실시양태 안에 포함된다. 예를 들면 도 25a의 LCDI 컨버터 740은 단일-커페시터 -1X 타입 충전 펌프 746을 사용하여 관계식 $V_{out} = -DV_{batt}$ 에 의해서 주어지는 출력을 제공하며, 여기서 D 는 컨버터를 최적 효율에서 또는 최적 효율의 부근에서 동작시키기 위해 피드백을 통해서 동적으로 조절된다.

- [0283] 인버팅-타입 충전-펌프 포스트-컨버터를 사용하는 피드백은 그라운드 이하 신호를 PWM 컨버터의 컨트롤 입력에 적당한 양의 값으로 조절하기 위해 인버팅 레벨 시프터를 필요로 한다. 출력 전압 V_{FB} 는 목적하는 전압 V_y 의 크기와 동일하지만, 극성은 반대이다. 레벨 시프트 회로는 PWM 컨트롤러의 입력 V_{FBin} 으로 사용하기 위해 $-V_{FB}$ 신호를 $+V_{FB}$ 신호로 반전한다.
- [0284] 본 발명의 목적을 위하여, PWM 컨트롤러에의 피드백 입력 전압 V_{FBin} 은, PWM 컨트롤러가 중간 전압 V_y 을 $-V_{out}$, 즉 폐쇄 루프 제어하에서 $V_y \rightarrow (-V_{out})$ 로 하는 전압으로 정의된다. V_y 는 V_{out} 가 음의 전압인 경우 양의 전압이다.
- [0285] 개시된 인버터의 LCDI 패밀리는 인버팅 프랙셔널 충전 펌프를 사용할 수도 있다. 도 25b에서 프랙셔널 LCDI 컨버터 760은 듀얼-커패시터 $-0.5X$ 타입 충전 펌프 766을 사용하여 관계식 $V_{out} = -0.5DV_{batt}$ 에 의해 주어지는 출력을 제공하며, 여기서 D는 컨버터를 최적 효율에서 또는 최적 효율 부근에서 동작시키기 위해 피드백을 통해서 동적으로 조절된다. 컨버터의 출력으로부터 V_{FBin} 편으로의 피드백은 중간 전압 V_y 을 $-V_{out}/0.5$ 로 하기 위해, 즉 폐쇄 루프 제어 하에서 $V_y \rightarrow (-V_{out}/0.5)$ 로 하기 위해 레벨 시프트 회로에 의해 스케일링, 즉 레벨 시프팅 된다. V_y 는 V_{out} 가 음의 전압인 경우 양의 전압이다.
- [0286] 다양한 LCDI 컨버터의 전압 변환비 V_{out}/V_{in} 과 듀티 팩터 D 사이의 관계는 도 26의 그래프 780에 도시되어 있고, $-1X$ LCDI (곡선 782) 및 $-0.5X$ 타입 LCDI (곡선 683) 특성이 음의 전압을 생성하는데 사용된 양 극성 V_y 신호 781과 비교된다. 특히, $-1X$ -타입 LCDI 컨버터는 V_y 의 미러 이미지인 특징이 있다. 구체적으로, D = 50%일 때, $-1X$ LCDI 스위칭 레귤레이터는 $V_{out} = -0.5V_{batt}$ 인 전압 레귤레이션된 출력을 생성한다. 낮은 듀티 팩터에서, 출력은 0에 접근하고 높은 듀티 팩터에서 예를들면 90%에서, 출력은 $-V_{batt}$ 에 접근한다.
- [0287] 프랙셔널 LCDI 컨버터는 라인 783에 의해서 도시되며 $n = -0.5$ 이다. 50% 듀티 팩터에서 $-0.5X$ LCDI 변환비는 $n \cdot D = -0.5(50\%)$ 에 의해서 주어지며, 따라서 $V_{out} = -0.25V_{in}$ 이다. 50% 듀티 팩터에서 $V_{out} = -0.5V_{in}$ 인 $-1X$ 타입 LCDI 컨버터와 비교하여, $-0.5X$ -타입 LCDI 레귤레이터는 동일한 듀티 팩터에서 더 작은 음의 출력 전압을 공급한다.
- [0288] 50% 듀티 팩터 부근에서의 동작이 좁은 폴스를 회피하기에 바람직한 높은 주파수에서, $-0.5X$ -타입 LCDI 레귤레이터는 더 작은 출력 전압을 전달할 때 $-1X$ 인버터 타입보다 더 바람직하다. 예를 들면 4.2V로 충전된 리튬 이온 배터리로부터 $-0.9V$ 출력을 전달하는 경우, $-1X$ LCDI 레귤레이터는 21% 듀티 팩터에서 동작해야하지만, $-0.5X$ 타입 LCDI 레귤레이터는 42%에서 동작한다. 50% 부근 듀티 팩터에서의 동작은 극단적인 듀티 팩터에서 동작보다 더 높은 주파수 스위칭을 허용한다.
- [0289] 표 5는 $-1X$ LCDI 및 $-0.5X$ LCDI 컨버터에 대해 D=50% 바람직한 변환비를 비교하며, 리튬 이온 배터리로부터 수개의 음의 출력 전압을 출력하기 위해서 요구되는 듀티 팩터 범위를 개시한다.

표 5

| Condition | -0.5X LCDU | -1X LCDU | Buck (Positive) |
|--------------------------|--------------------------|--------------------------|-------------------------|
| D = 50% | $V_{out}/V_{in} = -0.25$ | $V_{out}/V_{in} = -0.50$ | $V_{out}/V_{in} = 0.50$ |
| Lilon $\rightarrow 3.0V$ | N/A | $71\% < D < 100\%^*$ | $71\% < D < 100\%^*$ |
| Lilon $\rightarrow 2.7V$ | N/A | $64\% < D < 90\%$ | $64\% < D < 90\%$ |
| Lilon $\rightarrow 1.8V$ | N/A | $43\% < D < 60\%$ | $43\% < D < 60\%$ |
| Lilon $\rightarrow 0.9V$ | $42\% < D < 60\%$ | $21\% < D < 30\%^*$ | $21\% < D < 30\%^*$ |

- [0290]
- [0291] 별표(*)로 표시된 조건은 필요한 듀티 팩터의 전체 범위를 만족시키기 위해서 컨버터의 동작 주파수를 제한하는 것을 필요로 할 수 있다. N/A로 표시된 것은 스텝-업 및 스텝-다운 반전을 필요로 한다.
- [0292] LCDX-타입 인버터의 실시를 더 상세히 조사하기 위해서, 도 27a는 $-1X$ 스위치드 LCDI 레귤레이션 컨버터 790의

회로도를 설명한다. 도시된 바와 같이, LCDI 스위칭 컨버터 790은 상위측 파워 MOSFET 791, 고유 P-N 다이오드 793을 갖춘 하위측 N-채널 동기식 정류기 MOSFET 792 및 인덕터 794를 포함한다. 상기 구성 인자는 입력 전압 V_{batt} 를 중간 전압 V_y 로 변환하는 프리-레귤레이터 790A에 포함된다. 옵션인 필터 커패시터 795에 걸리는 중간 전압 V_y 는 프리-레귤레이터 790A로부터 출력 필터 커패시터 801로 플라잉 커패시터 800을 순차 충전 및 방전하는 파워 MOSFET 796, 797, 798 및 799를 포함하는 -1X 타입 충전 펌프 인버팅 포스트-컨버터 790B로의 입력을 형성한다.

[0293] 상위측 파워 MOSFET 791, 796 및 798은 게이트 구동 신호 및 게이트 버퍼 회로를 적당하게 변경하여 N-채널 또는 P-채널 디바이스일 수 있다. 하위측 파워 MOSFET 792, 797 및 799는 N-채널 디바이스로서 실시되는 것이 바람직하다. 출력 전압 V_{out} 은 페드백 신호 V_{FB} 로서 사용되며, PWM 컨트롤러 804 내에 중폭기의 컨트롤 전압 입력으로서 양의 전압을 생성하기 위해 레벨 시프트 회로 802에 의해서 반전된다. 상기 컨트롤 전압은, 선택적 또는 기생적 커패시터 795에 걸리는 프리-레귤레이터 790A의 출력 전압이 출력 전압 V_{out} 과 크기는 갖지만 반전된 전압 V_y 을 제공하도록 선택된다.

[0294] PWM 컨트롤러 804는 클럭 주파수 Φ 에서 클럭 및 램프 제너레이터 회로 805에 의해 구동되고 동일한 주파수에서 BBM 버퍼 806을 구동한다. BBM 버퍼 806은 슈트-스루 전도를 방지하기 위해 게이트 바이어스 V_{G1} 및 V_{G2} 로 동기식 정류기 MOSFET 792 및 상위측 MOSFET 791를 위상이 어긋나게 구동한다. V_{G1} 의 극성은 N-채널 디바이스인 경우 MOSFET 791의 소스에 대해 양이고, MOSFET 791이 P-채널 디바이스인 경우 음이다. 동기식 정류기 MOSFET 792는 MOSFET 791이 오프 상태인 시간의 전부 또는 일부 동안 통전하도록 제어되지만, 상위측 MOSFET 791가 온 일 때는 의미있는 전류를 전도하지 않는다.

[0295] PWM 컨트롤러 804를 제어하는 클럭 신호는 또한 BBM 버퍼 803을 제어하여, 충전 펌프 MOSFET 796, 797, 798 및 799의 순차 스위칭을 각각 제어하기 위해 게이트 신호 V_{GS3} , V_{GS4} , V_{GS5} 및 V_{GS6} 을 생성한다. 상기 MOSFET는, MOSFET 797 및 798이 오프일 때 MOSFET 796 및 799가 통전하여 커패시터 800을 충전하고; MOSFET 796 및 799가 오프일 때 MOSFET 798 및 797가 통전하여 그 전하를 출력 필터 커패시터(801)로 전달하여 커패시터 800을 방전함으로써, 대각선 양상으로 통전한다. BBM 버퍼 803은 MOSFET 796과 MOSFET 797 사이의 슈트-스루와 MOSFET 798과 MOSFET 799 사이의 슈트-스루 전도를 방지한다.

[0296] 충전 펌프 포스트-컨버터 790B 내의 MOSFET 796-799은 주파수 Φ 에서 또는 몇 배 높은 클럭 주파수, 즉 Φ 에서, 또는 대안으로 클럭 주파수 Φ 와 무관한 주파수에서 프리-레귤레이터에 동조적으로 스위칭될 수 있다. 바람직한 실시양태에서, 프리-레귤레이터(790A) 및 충전 펌프 포스트-컨버터(790B) 내의 파워 MOSFET 모두는 동조되어 스위칭되고, 이에 의해 필터 커패시터(795)가 작게 만들어지거나 또는 제거될 수 있다. 대조적으로, 충전 펌프 포스트-컨버터(790B) 내의 MOSFETs가 프리-레귤레이터(790A) 내의 MOSFET와 독립적으로 스위칭된다면, 순시 부하 및 라인 과도상태를 서포트하기 위해서 요구되는 에너지를 일시적으로 저장하는데 커패시터(795)가 필요로 된다.

[0297] 1X-타입 LCDI 컨버터(790) 내의 프리-레귤레이터(790A)와 포스트-컨버터(790B)의 동시 동작이 도 27b 및 도 27c에서 도시되어 있다. 도 27b에서, 회로 도면(810)은 인덕터(794)가 자화 중이고 플라잉 커패시터(800)가 동시 충전 중인 컨버터(790)를 나타내며, 전류는 V_{batt} 로부터 온-상태의 MOSFET 791, 796 및 797을 통해서 흐르고, V_x 는 V_{batt} 에 바이어스되고 V_w 는 접지되고, V_w 는 V_y 에 바이어스되며, 플라잉 커패시터(800)가 전압 $+V_y$ 로 충전된다. 오프 MOSFET 792, 797 및 798은 개방 회로로서 거동하고 도시하지 않았다.

[0298] 도 27c에서, 회로도(820)는 인덕터(794)를 통해 전류가 재순환하고 있고 플라잉 커패시터(800)가 방전 중에 있는 컨버터 790을 나타낸다. 이때, 유도성 재순환 전류는 온-상태의 MOSFET 792에 의해 분기된 순방향-바이어스된 다이오드(793)를 통해 흐르고, MOSFET 797 및 798를 통해서, 출력 커패시터(801)를 충전한다. 재순환 단계 중에, V_x 는 그라운드 부근이지만, 그라운드보다 약간 아래에 있고, 구체적으로는 그라운드의 다이오드의 순방향 바이어스 V_f 내에 있다.

[0299] 커패시터(800)의 양의 단자를 그라운드에 접속하고 음의 단자를 출력에 연결함으로써, V_z 의 전압은 $-V_y$ (중간 전압 V_y 의 반전임)로 순간적으로 접속하여, 출력 커패시터 801에 걸리는 출력 전압 V_{out} 을 구동한다. 이 상태에서, 상위측 MOSFET 791 및 충전 펌프 MOSFET 796 및 799는 개방 회로에 의해 표현된다.

- [0300] 그러므로, 인버터의 동작은 상기에 기술된 전압-상승 충전 펌프의 동작과 유사하지만, 제 4 시간 간격 중에 커페시터의 제 1 단자가 출력 단자 대신에 그라운드에 접속되고, 커페시터의 제 2 단자는 중간 전압 대신에 인버터의 출력 단자에 접속된다. 제 2 및/또는 제 3 전압도 접지될 수 있다.
- [0301] 도 28a는 프랙셔널 -0.5X LCDI 레귤레이션 컨버터 840(프랙셔널 인버터라고도 함)을 도시한다. 스텝-다운 프리-레귤레이터 840A는 PWM 컨트롤러 837; 클럭 제너레이터 859; BBM 버퍼 860; 상위측 파워 MOSFET 841; 고유 P-N 다이오드 843을 갖춘 N-채널 동기식 정류기 MOSFET 842; 인덕터 844; 및 옵션인 필터 커페시터 845를 포함한다. 프리-레귤레이터 790A에 의해서 제공된 중간 전압 V_y 에 의해서 전력을 공급받는 인버팅 프랙셔널 충전 펌프 포스트-컨버터 790B는 플라잉 커페시터 849 및 850을 충전하는 MOSFET 846, 847 및 848을 포함한다. 방전 경로는 출력-연결된 MOSFET 853 및 854를 포함하며, 이것들은 출력 커페시터 855, 및 그라운드-접속된 MOSFET 851 및 852에 연결된다.
- [0302] 접지된 동기식 정류기 MOSFET 842는 N-채널 디바이스이다. 나머지 디바이스는 게이트 구동 극성 및 회로를 적당하게 변형시킨 N-채널 또는 P-채널을 포함할 수 있다. 충전 펌프 포스트-컨버터 790B 내의 MOSFET는 BBM 버퍼 856에 의해서 제어되며, 이것은 프리-레귤레이터 840A 내의 MOSFET 841 및 842를 제어하는 동일한 클럭 제너레이터 859에 의해서 구동되는 것이 이상적이다. 피드백 전압 V_{FB} 를 통해 PWM 회로 857를 제어하기 위해 중간 전압 V_y 의 -0.5배와 동일한 출력 전압 V_{out} 이 사용된다. V_{FB} 는, 중간 전압 V_y 를 최적 컨버터 효율을 위해 원하는 전압 V_y 인 $-V_{out}/0.5$ 로 구동하는 V_{FBin} 신호를 생성하기 위해, 레벨-시프트 회로 858에 의해서 적당하게 레벨-시프트된다.
- [0303] 도 28b는 인덕터(844)가 자화되고 커페시터(849, 850)가 충전되는 사이클 동안의 컨버터 840의 등가 회로 870을 도시하며, 이때 MOSFET(846, 847, 848)은 통전 상태이고 다른 MOSFET 모두는 오프 상태이다. 상기 사이클 중에, 직렬-연결된 커페시터 849 및 850은 각각 전압 $+V_y/2$ 로 충전된다.
- [0304] 도 28c는 인덕터 전류가 재순환하고 플라잉 커페시터(849, 850)는 자신의 전하를 출력 커페시터 855에 전달하는 다음 단계에서 컨버터 840의 등가 회로 875를 도시한다. 이 단계에서, MOSFET(841, 846, 847, 848)은 오프 되고, MOSFET 842는 온이 되어, 순방향-바이어스된 다이오드(843)로부터 인덕터 재순환 전류의 상당 부분을 우회시킨다. 플라잉 커페시터 849 및 850의 음의 단자는 함께 단락되고 ○오온 상태의 MOSFET 853 및 854를 통해 출력 커페시터 855로 연결된다. 커페시터 849 및 850의 양의 단자는 MOSFET 851 및 852를 온시켜 그라운드에 연결된다.
- [0305] 상기 방전 단계에서, 그러므로 커페시터 849 및 850은 별별 연결되며, 각 커페시터 849 및 850은 미리 전압 $+V_y/2$ 로 충전된다. 상기 플라잉 커페시터의 양의 단자를 그라운드에 부착시킴으로써, 출력 단자에 연결된 음의 단자들의 전압은 그라운드에 대해 $-0.5V_y$ 와 동일하다. 즉, 음의 프랙셔널 출력을 갖는다.
- [0306] **피드백 수행**
- [0307] 여기서 기술된 LCDX 스위칭 레귤레이터 회로에서, 피크 효율 부근에서 동작하는데 있어서 중요한 특성은 프리-레귤레이터의 출력이 V_{out}/n 부근에서 바이어스되는 것을 필요로 하며, 여기서 "n"은 충전 펌프 포스트-컨버터의 nX 승수이다. 상기 조건은 개방-루프 회로에서 충족될 수 있지만, 우수한 라인 및 부하 조절을 위해서는 컨버터가 동작 조건의 변경에 대해 실시간으로 신속하게 반응하는 것이 필요하다. 폐쇄 루프 컨트롤을 사용한 컨버터의 출력 전압의 피드백은 전압 레귤레이터에서 정확한 레귤레이션 성능을 달성하기 위해 통상적으로 사용된다.
- [0308] 구체적으로, 도시된 레귤레이터의 LCDX 패밀리에서, 스위치드-인덕터 프리-레귤레이터는 레귤레이션 특징을 제공하고, 펄스 폭은 바람직하게는 약 50% 드티 팩터 부근이 되고, 충전 펌프 포스트-컨버터는 업-다운 변환 또는 반전을 위해 이출력을 스케일링한다. 상기 출력의 전압 범위는 프리-레귤레이터의 V_y 출력과 상이한 전압 범위로 스케일 업, 다운, 또는 반전되기 때문에, 컨버터의 V_{out} 로부터 나온 임의의 피드백 신호 V_{FB} 는 PWM 컨트롤러의 V_{FBin} 입력으로 공급되기 전에 조절, 즉 레벨 시프트되어야 한다. 대안으로 프리-레귤레이터의 출력 V_y 이 피드백으로 사용되어, V_y 의 전압을 최대 컨버터 효율에서 원하는 출력 전압 V_{out} 생성하는데 필요한 특정 값이 되게 할 수 있다.

[0309] 도 15a에서 이전에 정의된 바와 같이, 피드백은, 피드백 방법과 관계없이, 여러 전압 $\Delta V = V_{out} - V_z$ 을 작게 하여 $V_{out} \approx V_z = nV_y = n \cdot D \cdot V_{in}$ 조건이 유지되도록 하는 전압으로 V_y 를 구동시켜야 한다.

[0310] V_{out} , V_y 또는 이것들의 어떤 조합으로부터 피드백을 유도하는 것을 포함하여, 프리-레귤레이터의 PWM 컨트롤러의 둑티 팩터 D 를 동적으로 조절하는 수개 방법이 존재한다. 여기서 개시된 예는 단지 설명을 위한 것이고, LCDX 레귤레이트의 폐쇄-루프 컨트롤을 달성하기 위한 다양한 방법을 한정하는 것은 아니다.

[0311] 도 29a의 피드백 회로 890에서 도시된 바와 같이, PWM 컨트롤러 893은 차동-입력 연산증폭기로서 실현된 여러 증폭기를 포함하고, 이것의 반전 입력은 피드백 입력 V_{FBin} 과 기준 전압 V_{ref} 를 발생하는 기준 전압 제너레이터 895에 접속된 비반전 입력으로 구성된다. 피드백 제어는 펄스 폭과 인덕터 전류를 제어함으로써 발생하는데, 구체적으로는 컨버터는 V_{FBin} 입력이 V_{ref} 보다 작을 때마다 펄스 폭과 스위치 온-시간을 증가시키고, 평균 인덕터 전류를 증가시키며, V_{out} 을 더 높은 전압으로 드라이브한다. 반대로, V_{FBin} 입력이 V_{ref} 보다 더 클 때는, 컨버터는 펄스 폭을 감소시키고 스위치 온-시간을 단축시키며, 평균 인덕터 전류를 감소시키고, V_{out} 을 더 낮은 전압으로 드라이브한다.

[0312] V_{ref} 의 실제값은 1.2V에서 작동하는 밴드-캡 전압 기준회로에 의해서 결정될 수 있지만, 기준전압은, 도 29a에 도시된 바와 같이, 몇 가지 실시에서 프리-레귤레이터의 원하는 출력 전압, 즉 V_y 로 스케일링 될 수 있다. 실제로 있어서, 입력 V_{FBin} 이 V_{ref} 값으로 분할되거나, 또는 반대로 $V_y \approx V_{FBin}$ 값을 일치시키기 위해서 V_{ref} 이 증가될 수 있다. 두 경우를 이하에서 설명한다.

[0313] 도 29a를 다시 참조하면, 2X-타입 LCDU 스위칭 레귤레이터에서, 출력 V_{out} 로부터 피드백 V_{FB} 는 프리-레귤레이터 출력 전압 V_y 의 2배의 전압을 갖는다. 상기 전압을 V_y 부근의 값으로 적절하게 레벨 시프트 하기 위해, 동일한 값 R 을 갖는 2개의 저항기 891 및 892를 포함하는 간단한 저항 디바이더는 레벨 시프트 기능을 용이하게 실시한다. 즉,

$$V_{FBin} = V_{FB} \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) = +2V_y \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \equiv +V_y$$

[0314]

[0315] 2X-타입 LCDU 레귤레이터에 대한 상기 관계식으로부터, 디바이더 $R_1/(R_1+R_2)$ 는 $1/2$ 이다. 그러나, 기준전압은 V_y 로 스케일링 되지 않고 대신 $V_{bandgap} = 1.2V$ 이면 저항 비율은 하기식과 같이 조절되어야 한다:

$$V_{FBin} = V_{FB} \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) = +2V_y \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \equiv V_{bandgap}$$

[0316]

[0317] 이와 같은 경우에, 저항 비율은 피드백 신호를 $1/2$ 이 아니라 $1.2V/2V_y$ 또는 $1.2V/V_{out}$ 에 의해서 나눈다.

[0318] 도 29b에서, 피드백 회로 900는 1.5X-타입 프랙셔널 LCDU 레귤레이터에 대해 저항 901 및 902를 포함하는 저항 디바이더를 사용하며, 여기서 관계식 $R_1 = 2R_2$ 를 사용하는 레벨 시프트에 의해서 피드백 전압 V_{FB} 의 신호의 $2/3$ 의 V_{FBin} 신호가 얻어진다. 즉,

$$V_{FBin} = V_{FB} \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) = +1.5V_y \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \equiv +V_y$$

[0319]

[0320] 그러나, 기준전압이 V_y 로 스케일링 되지 않고, 대신에 단지 $V_{bandgap} = 1.2V$ 라면, 저항 비율은 하기와 같이 조절되어야 한다:

$$V_{FBin} = V_{FB} \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) = +1.5V_y \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \equiv V_{bandgap}$$

[0321]

[0322] 이와 같은 경우에, 저항 비율은 피드백 신호를 2/3가 아니라 1.2V/1.5V_y 또는 1.2V/V_{out}에 의해 나눈다.

[0323] 0.5X-타입 LCDD 컨버터에 대한 피드백은 더 복잡하다. 전압 기준이 스케일링 되지 않은 밴드-갭 1.2V 기준인 경우, $V_{FB} = 0.5V_y > V_{bandgap}$ 을 충족하는 한, 저항 성 레벨-시프트 회로가 사용될 수 있고 피드백은 하기와 의해서 제공된다:

$$V_{FBin} = V_{FB} \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) = +0.5V_y \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \equiv V_{bandgap}$$

[0324]

[0325] V_{ref} 가 프리-레귤레이터의 출력 전압 V_y 과 같게 스케일링 된다면, 피드백 신호 V_{FB} 는 기준 전압보다 작고, 즉 $V_{FB} < V_{ref}$, 저항기 디바이더 네트워크는 작동하지 않을 것이다. 그러면 대신에 액티브 레벨 시프트 회로가 요구된다.

[0326] 도 29c에 도시된 스텝-업 레벨 시프트 회로 910은 NPN 바이폴라 트랜지스터 912 및 913을 포함하는 바이폴라 전류 미러를 사용하는 액티브 레벨 시프트 회로의 예이며, 여기서 피드백 전압은 관계식 $I_{C1} = (V_{FB} - V_{be1})/R_1$ 에 의해 NPN 트랜지스터 912에서 전류 I_{c1} 를 설정한다. 그 후 NPN 미러 트랜지스터 913에서 전류 I_{c2} 는 NPN 미러 트랜지스터 912 및 913의 이미터 면적의 비 $\times I_{c1}$ 또는 $I_{c2} = m \cdot I_{c1}$ 과 동일하며, 여기서 m 은 편의상 1일 수 있다. 그 다음에 증폭기 917에 대한 입력 전압 V_{FBin} 은 저항 915 및 914의 저항의 비에 의해서 기준전압 제너레이터 918의 전압 V_{ref} 와 동일하도록 조절될 수 있다. 상기 방식에서 $V_{FBin} > V_{FB}$ 이고, 출력 전압에 비례하여 변동한다.

[0327] 도 29d에 도시된 대안적인 실시형태는 바이폴라 트랜지스터 대신에 MOSFET를 사용하지만, 유사한 원리하에서 동작하며 여기서 피드백 전압은 관계식 $I_{D1} = (V_{FB} - V_{GS1})/R_1$ 에 의해 NMOS 938에서 전류 I_{D1} 을 설정한다. NMOS 미러 트랜지스터 932에서 전류 I_{D2} 는 NMOS 미러 트랜지스터 932 및 938의 게이트 너비의 비 $\times I_{D1}$ 또는 $I_{D2} = m \cdot I_{D1}$ 과 동일하며, 여기서 m 은 편의상 1(unity)일 수 있다. 예전 증폭기 936에 대한 입력 전압 V_{FBin} 은 저항기 933 및 934의 저항비에 의해서 기준 937의 전압 V_{ref} 와 동일하도록 조절될 수 있다. 이런 방식으로 $V_{FBin} > V_{FB}$ 이고, 출력 전압에 비례하여 변동한다.

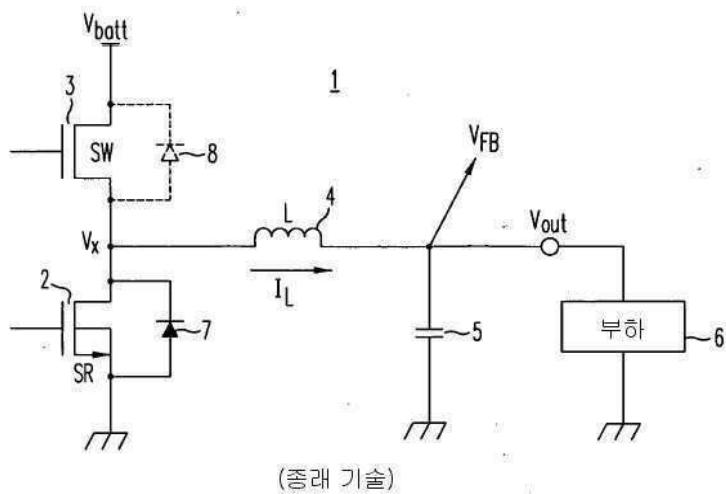
[0328] 또한 LCDI 레귤레이터를 반전하기 위해서 액티브 피드백 회로가 요구되는데, 이는 구체적으로 예전 증폭기는 그라운드보다 높게 바이어스된 회로에서 동작하지만, 피드백 신호 V_{FB} 는 그라운드보다 낮거나(즉, 음), 또는 그 반대이기 때문이다. 음-양 변환 레벨 시프트를 실행하는 한 가지 방법은 도 29e의 피드백 회로 950에 도시된 바와 같이 다수의 전류 미러를 사용하는 것이다. 피드백 회로 950에서, 피드백 신호는 음, 즉 $V_{FB} < 0$ 이다. 이 전압은 관계식 $I_{C1} = (|V_{FB}| - V_{be1})/R_1$ 에 따라 전류 미러 NPN 트랜지스터 952에서 피드백 전압에 비례하는 컬렉터 전류를 형성한다. NPN 미러 트랜지스터 953에서 전류 I_{C2} 는 트랜지스터 952 및 953의 이미터 면적비 $\times I_{C1}$ 또는 $I_{C2} = m_1 \cdot I_{C1}$ 과 동일하며, 여기서 m 은 편의상 1(unity)일 수 있다. 컬렉터 전류 I_{C2} 는 PNP 트랜지스터 954에서 미러링되어, 양의 공급 단자로부터 (여기서는 $+V_{batt}$) 공급 받는 미러 PNP 트랜지스터 955에서 전류 I_{C3} 를 설정한다. PNP 미러 트랜지스터 955에서 전류 I_{C3} 는 트랜지스터들의 이미터 면적 비 $\times I_{C2}$ 또는 $I_{C3} = m_2 \cdot I_{C2}$ 과 동일하며, 여기서 m_2 은 편의상 1(unity)일 수 있고, 식을 조합하면 $I_{C3} = m_1 \cdot m_2 \cdot I_{C1}$ 이 된다.

- [0329] 미러 전류는 그 다음에, 저항기(956, 957)와 옵션인 접지된 NPN 트랜지스터(958)로 구성된 저항 분배기를 사용하여 에러 증폭기(960)의 입력인 양의 피드백 전압(V_{FBin})으로 변환되고, V_{FB} 는 전압 기준 제너레이터 960에 의해서 발생된 기준 전압 V_{ref} 값과 동일하도록 조절된다. 이미터 면적 비 $m_1=1$ 및 $m_2=1$ 을 가정하면, $I_{c3} = I_{c1}$ 이며, NPN 트랜지스터 958은 NPN 트랜지스터 952와 동일하고, 저항기 957 및 951은 동일, 즉 $R_1 = R_2$ 을 가정하면, 그라운드 대한 V_{FBin} 은 음의 입력 전압 V_{FB} 의 크기의 절대값과 동일하다.
- [0330] 도 29f에서 피드백 회로 970은 피드백 회로 950의 CMOS 등가회로를 나타내며, NMOS 미러 트랜지스터 972 및 973, PMOS 미러 트랜지스터 974 및 975를 포함하고, 정상 동작 조건하에서 저항기 976 및 977을 사용하여 기준 전압 제너레이터 981에 의해서 발생된 전압 V_{ref} 과 동일하게 조절된 피드백 전압 V_{FBin} 이 에러 증폭기 980에 전달된다. 구체적으로, $I_{D1} = I_{D3}$ 이면, NMOS 트랜지스터 972 및 978이 동일하다면, 및 $R_2 = R_1$ 이면, V_{FBin} 의 크기는 음의 피드백 전압 V_{FB} 의 크기의 절대값과 동일하며, 그라운드에 기준을 두고 있는 점, 즉 양의 전압을 나타내는 점이 다르다.
- [0331] 도 29g에 도시된 피드백 회로 1000은 음-양 변환 레벨 시프팅을 위해서도 사용될 수 있으며, 이것에 의해 NMOS 1002에서 I_{D1} 이 NMOS 1003에 의해 미러링 되고 저항기 1004 및 1005에 의해서 조절되어 전압 기준 1008의 V_{ref} 와 동일한 전압에서 에러 증폭기 1007에 양의 피드백 V_{FBin} 을 생성한다.
- [0332] 도시된 바와 같이, 피드백 회로 950, 970 및 1000은 저항값에 따라 -1X LCDI 및 프랙셔널 -0.5X LCDI 인버팅 전압 레귤레이터에 사용될 수 있다.
- [0333] 결론적으로, 도 30a는 V_{out} 로부터 PWM 컨트롤러 1050으로의 폐쇄 루프 피드백을 사용하는 LCDX DC/DC 컨버터 1040는 레벨 시프트 회로 1049가 필요하다는 것을 도시한다. 이에 비해, 도 30b에 도시된, 프리-레귤레이터의 출력 V_y 로부터 피드백을 사용하는 LCDX 컨버터 1060은 V_{ref} 에 대한 V_y 의 비율을 조정하는 것 외에 PWM 컨트롤러 1069에의 피드백 신호의 어떤 특별한 레벨 시프팅이 필요하지 않다.
- [0334] **LCDX 레귤레이터 내의 파워 MOSFET 게이트 드라이브**
- [0335] 도 31a-31f는 개시된 스위치드 LCDX 컨버터에서 사용된 다양한 파워 MOSFET의 게이트를 구동하는 다양한 게이트 버퍼를 도시한다. 파워 MOSFET 디바이스 전도성 타입, 즉 N-채널 또는 P-채널, 및 그것과 관련된 게이트 구동 회로는 성능과 효율에 영향을 줄 수 있으며, 따라서 LCDX 스위칭 레귤레이터의 최적화에 또 다른 고려사항이 존재한다.
- [0336] 하나의 고전류 단자가 배터리 전압 V_{batt} 또는 중간 전압 V_y 에 영구적으로 접속된 상위측 MOSFET는 NMOS 또는 PMOS 디바이스를 포함할 수 있다. 상기 디바이스는 도 18의 LCDU 컨버터 480에서 MOSFET 481, 487 및 488를 포함한다. 이들은 또한 MOSFET 489와 같은 플로이팅 디바이스를 위해 사용될 수 있다.
- [0337] 유도성 프리-레귤레이터에서, 예를들면 도 31a의 회로 1100에서 도시된 배터리 입력에 연결된 상위측 PMOS 1102는, 게이트-소스 전압(V_{GSP})의 범위가 $-V_{batt}$ 내지 0이 되도록, 게이트 버퍼 1101에 V_{batt} 이 공급된다. 도시된 PMOS 1102는 캐소드가 트랜지스터의 소스에 연결되고 애노드가 트랜지스터의 드레인에 연결된, 소스-바디 단락을 형성하는 안티-평형(anti-parallel)의 P-N 다이오드를 포함한다. 다이오드 1103은 정상 동작 조건하에서 역방향 바이어스되어 있다.
- [0338] 유사하게, 충전-펌프 포스트-컨버터에서, 도 31b의 회로 1110에 도시된 바와 같이, 중간 전압 V_y 에 연결된 상위측 PMOS 1112의 게이트 버퍼(1111)에는 게이트-소스 전압(V_{GSP})의 범위가 $-V_y \sim 0$ 이 되도록 V_y 가 공급된다. PMOS 트랜지스터는 게이트 구동이 용이한 이점이 있지만, 불행하게도 온-상태 저항이 동일한 액티브 디바이스 면적에 대해서 NMOS 트랜지스터보다 2.5배 더 크다. 도시된 PMOS 1112는 트랜지스터의 소스에 캐소드가 연결되고 트랜지스터의 드레인에 애노드가 연결된, 소스-바디 단락을 형성하는 안티-평형 P-N 다이오드 1113을 포함한다. 다이오드 1113은 정상 동작 조건하에서 역방향 바이어스되어 있다.
- [0339] 도 31c의 회로 1120에 도시된 상위측 파워 NMOS 소스-팔로워 1122의 경우에, 게이트 구동은 MOSFET의 드레인 전압보다 높은 전압을 공급해야 하고, 이상적으로는 일정한 V_{GSN} 이 소스 팔로워의 출력 전압과 무관하게 적용될 수 있도록 MOSFET의 소스에 대해 플로팅해야 한다.

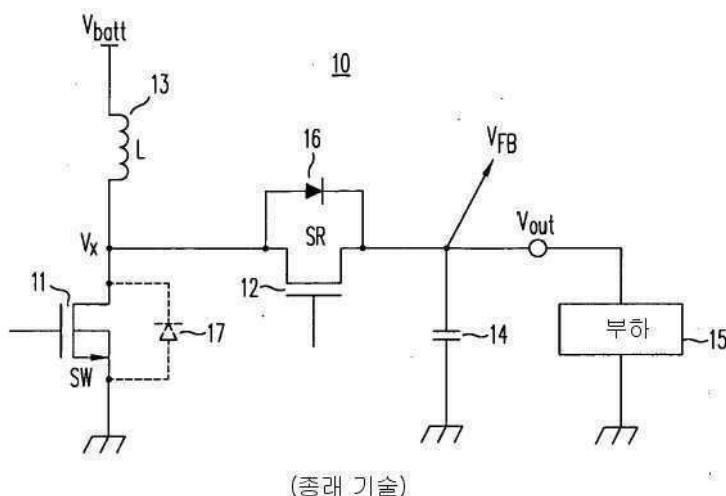
- [0340] 플로팅 NMOS 게이트 구동을 실행하는 한 가지 수단은 도 31c에 도시된 부트스트랩 회로 1120이며, 여기서 상위 층 NMOS 1122에는 NMOS 1122의 소스에 기준을 둔 플로팅 게이트 버퍼 1121 및 부트스트랩 커패시터 1124에 의해 파워가 공급된다. 부트스트랩 커패시터 1124는, NMOS 1122가 오프, 즉 $V_{GSN} = 0$ 이고 소스가 그라운드 근처로 낮아질 때, V_{batt} 또는 V_y 로부터 부트스트랩 다이오드 1125를 통해 충전된다. 이 상태에서, 부트스트랩 커패시터 1124는 전원 공급 입력에 의존하여 전압 ($V_{batt} - V_f$) 또는 ($V_y - V_f$)로 충전된다. V_f 는 부트스트랩 다이오드 1125의 순방향 전압이다. 부트스트랩 게이트 구동에서는, 일정한 스위칭을 적절히 행하는 것이 필요하거나 또는 부트스트랩 커패시터 1124에 걸리는 전압이 저하되어 NMOS 1122를 의도하지 않게 오프시킬 수 있다.
- [0341] 버퍼 1121이 NMOS 1122의 게이트를 온으로 구동할 때, 커패시터 1124는 NMOS 1122를 온 상태로 유지하고 그것의 소스 전압은 V_{batt} 가까이 상승한다. 그러면 부트스트랩 커패시터 1124의 양의 단자는 그라운드보다 높게 대략 ($2V_{batt} - V_f$) 또는 ($2V_y - V_f$)로 상승하여 트랜지션을 동안 일정한 게이트 구동 ($V_{batt} - V_f$) 또는 ($V_y - V_f$)에서 V_{GSN} 을 유지한다. 게이트 버퍼 1121을 제어하는 입력 신호는 V_{batt} 에 의해 전력이 공급되는 게이트 버퍼 1129, NMOS 1128 및 저항기 1127를 포함하는 저항성 레벨 시프트 회로 1126이다.
- [0342] 도 31d에 도시된 부트스트랩-레벨-시프트 상위층 파워 NMOS 회로 1140의 대안적인 실시예는 파워 NMOS 1144, 플로팅 게이트 버퍼 1141, 부트스트랩 커패시터 1143, 및 V_y 또는 V_{batt} 에 의해서 파워가 공급되고 교차-결합된 (cross-coupled) 레벨 시프트 회로(1145)에 의해 제어되는 부트스트랩 다이오드 1142를 포함한다. 레벨 시프트 NMOS 1128이 온일 때마다 저항기 117에서의 고정적인 파워 소모를 나타내는 도 31c의 레벨 시프트 1126과 달리, 교차-결합된 레벨 시프트 1145는 고정적인 파워 소모를 나타내지 않는다. 그것은 NMOS 레벨 시프트 트랜지스터 1149 및 1150을 다른 위상으로 구동하는 인버터 1150에 의해 동작하여, PMOS 1146의 게이트를 그라운드로 끌어내리고 1147의 게이트를 부트스트랩 전압으로 강제하여, 레벨 시프트 회로를 안정하지만 통전하지 않는 상태로 래칭한다.
- [0343] 부트스트랩 구동 회로 1120 및 1140은 프리-레귤레이터 회로 또는 충전 펌프 포스트-컨버터에서 사용된 임의의 상위층 또는 플로팅 NMOS를 위해 사용될 수 있다.
- [0344] 충전-펌프 포스트 컨버터의 플로팅 또는 상위층 NMOS를 구동하기 위해서 특별한 게이트 구동 회로가 사용될 수 있다. 임의의 LCDX 컨버터에서 제 1 단계는 다운 컨버터이므로, $V_{batt} > V_y$ 이다. 도 31e의 게이트 구동 회로 1160에서, 게이트 버퍼(1161)는 드레인이 프리-레귤레이터 출력 전압 V_y 에 바이어스된 NMOS 1162의 게이트에 파워를 공급한다. 플로팅 게이트 구동을 사용하지 않고, 버퍼 1161은 소스 전압과 무관하게 NMOS 1162의 게이트에 전압 V_{batt} 를 인가한다. 초기에, 턴-온으로 개시한 경우, NMOS 1162가 오프 되면, $V_{GSN} = V_{batt}$ 이다. NMOS 1162가 턴-온 되고 풀 업된 후에, 게이트 구동은 $V_{GSN} = (V_{batt} - V_y)$ 와 동일한 양으로 감소된다. $V_y = D \cdot V_{batt}$ 이기 때문에, 게이트 구동은 $V_{GSN} = V_{batt}(1-D)$ 로 다시 표현될 수 있다.
- [0345] 도 18에서 트랜지스터 483 및 486과 같은 하위층 NMOS 트랜지스터는 영구적으로 그라운드에 연결되고 플로팅 게이트 드라이브를 필요로 하지 않는다. 도 31f에 도시된 NMOS 1182는 입력 V_{batt} 에 파워를 공급받는 게이트 버퍼 1181에 의해서 구동되어 온-저항을 최소화한다. 인터터 전류를 재순환시킴으로써 온 상태의 NMOS(1182)에 의해 분기된 PN 다이오드 1183을 순방향 바이어스 시키기 위해 하위층 NMOS 483이 사용된다.
- [0346] 지금까지 본 발명의 다수의 실시양태가 기술되었지만, 상기 실시양태는 단지 설명을 위한 것이고 본 발명의 일반적 원리를 한정하는 것은 아닌 것으로 이해되어야 한다. 본 발명의 일반 원리에 속하는 많은 대체 및 추가의 실시양태는 본 발명이 속하는 기술분야의 당업자에게는 명백할 것이다.

도면

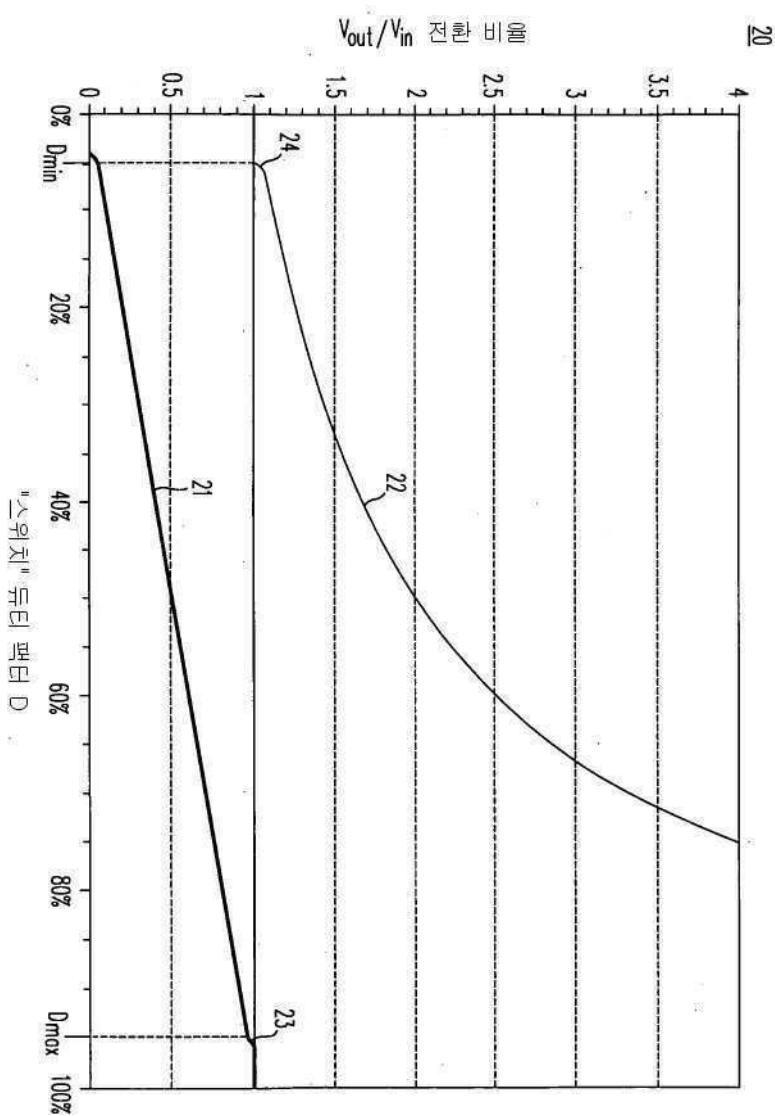
도면1a



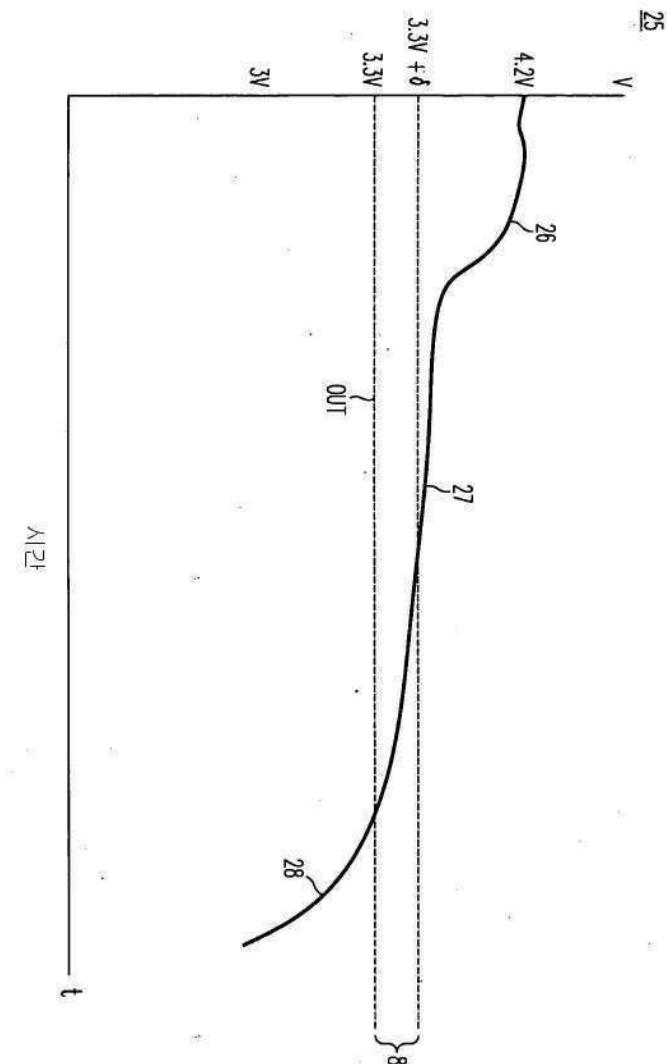
도면1b



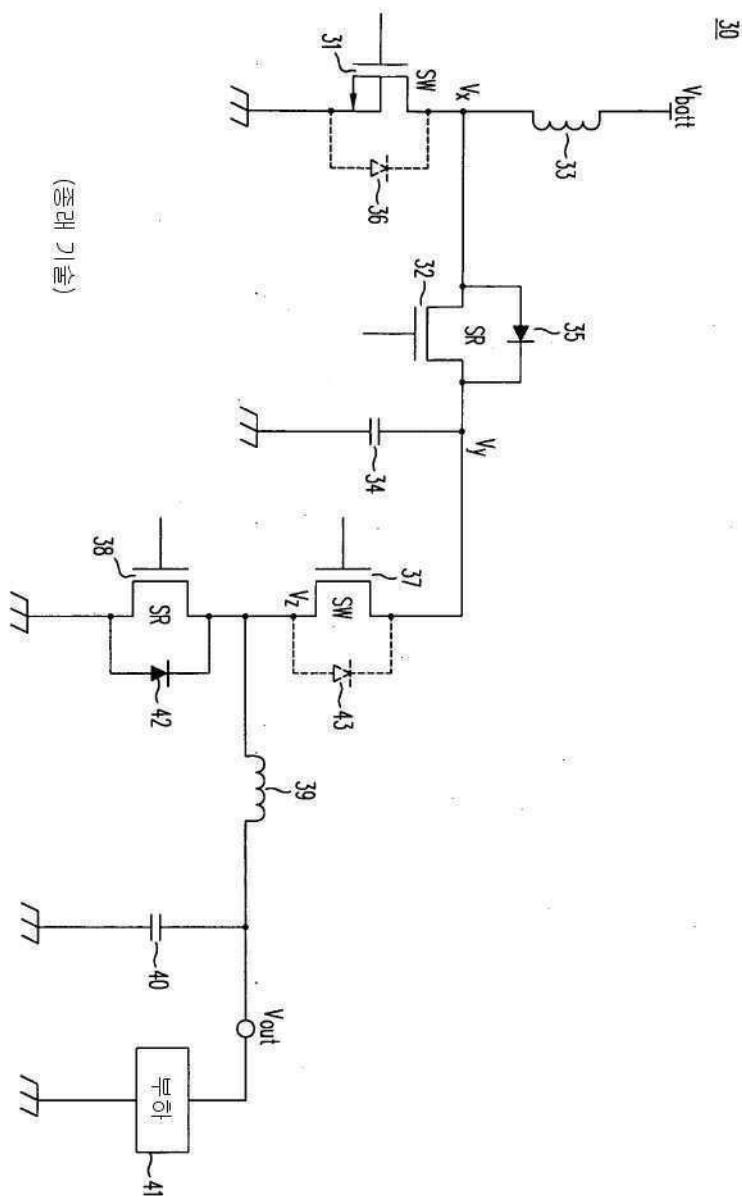
도면1c



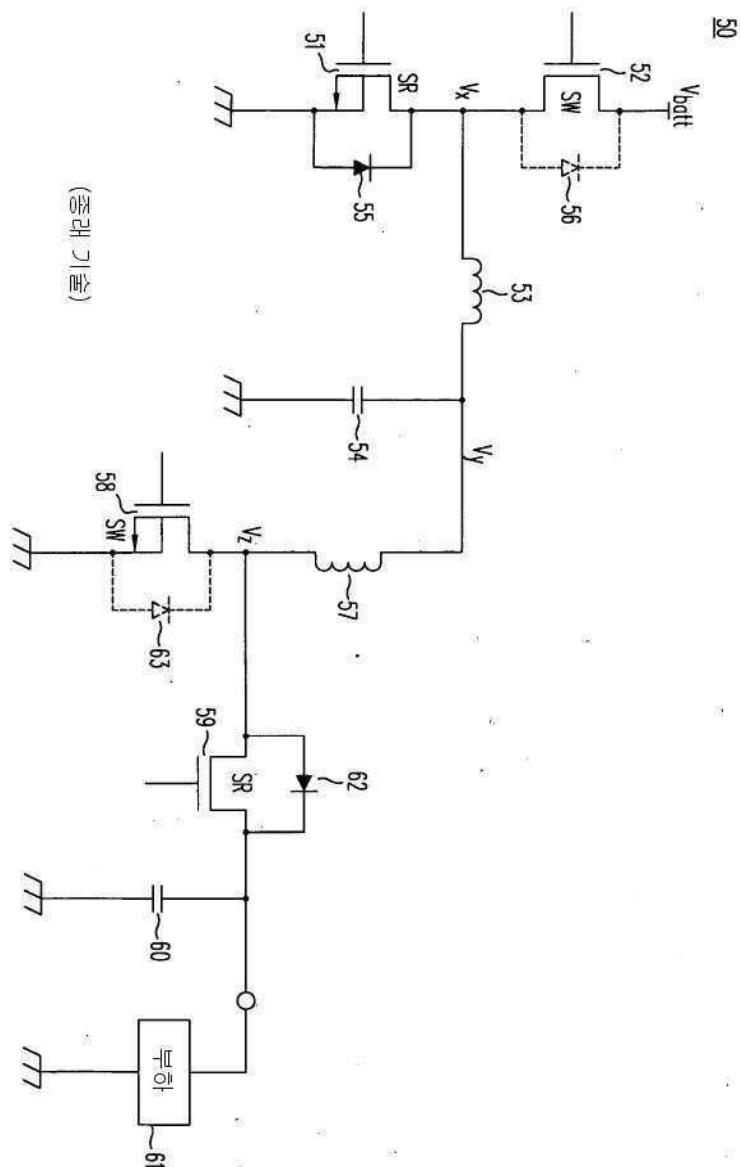
도면2



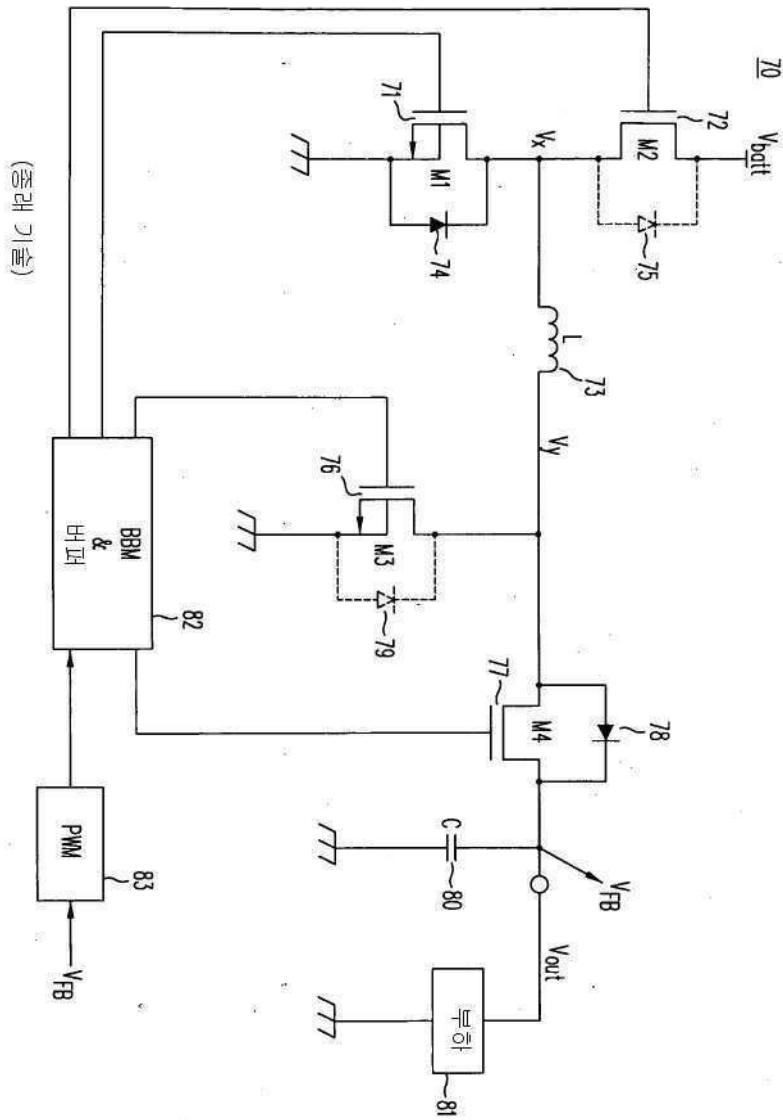
도면3a



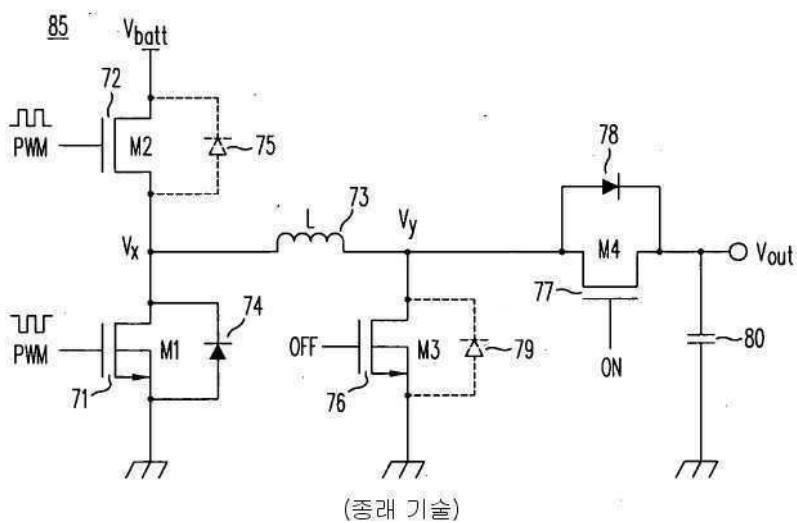
도면3b



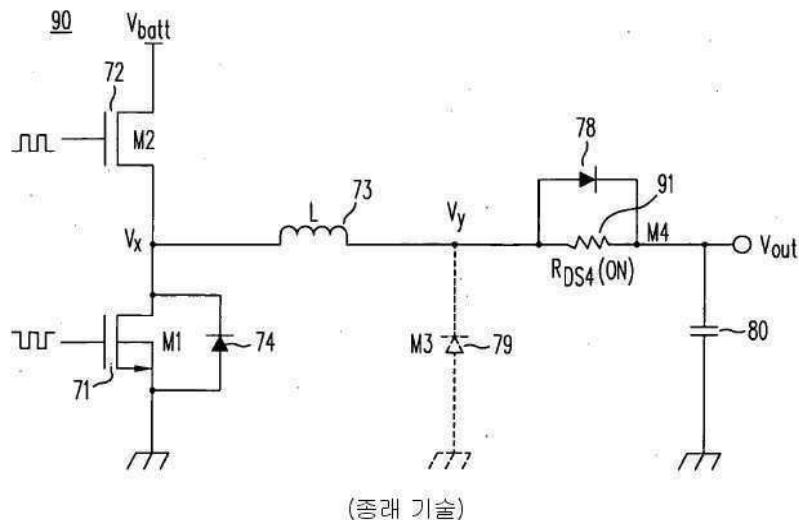
도면4



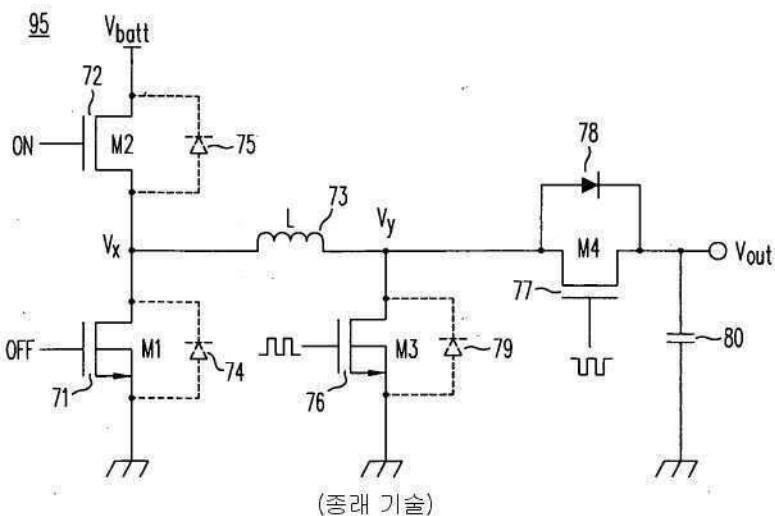
도면5a



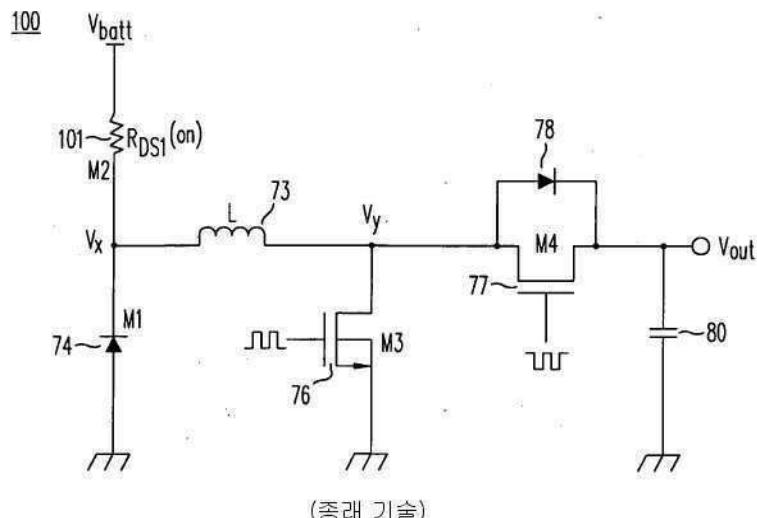
도면5b



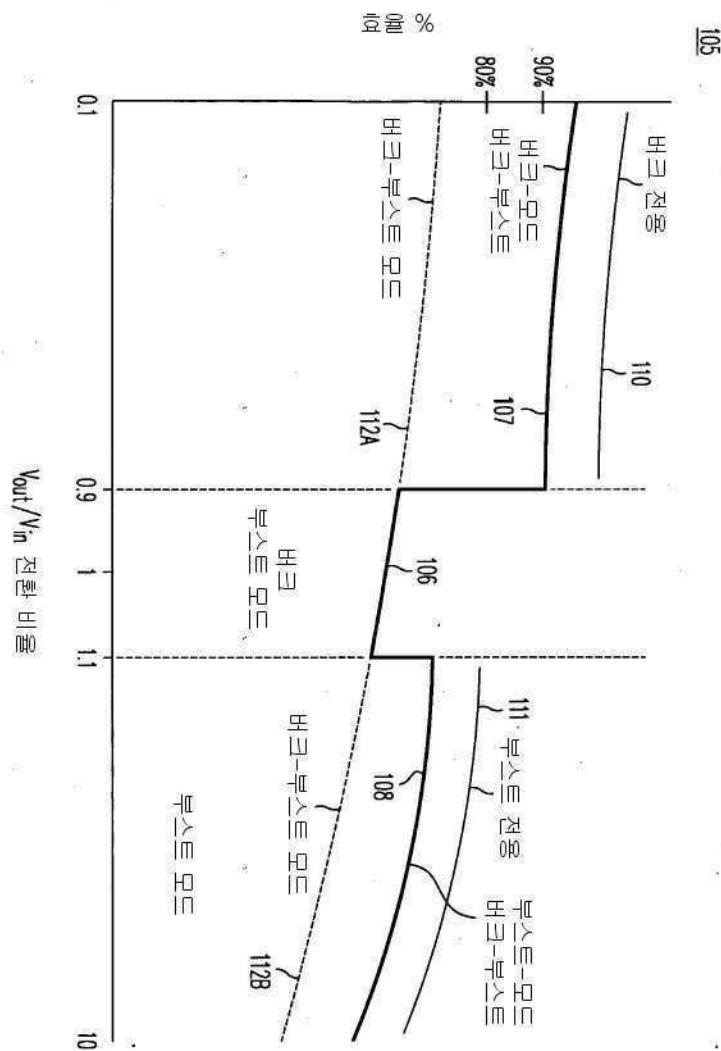
도면6a



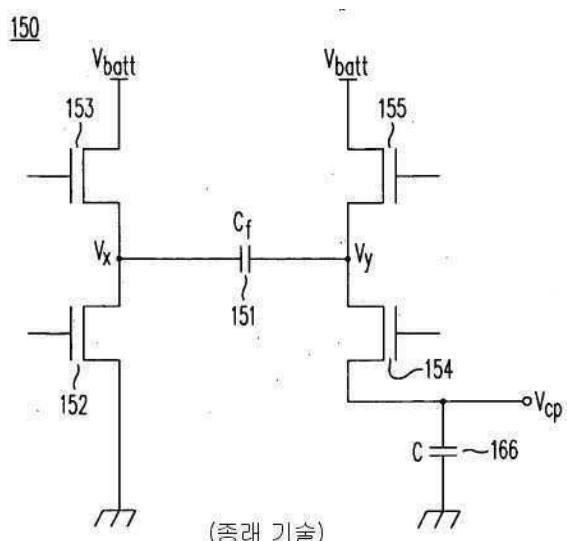
도면6b



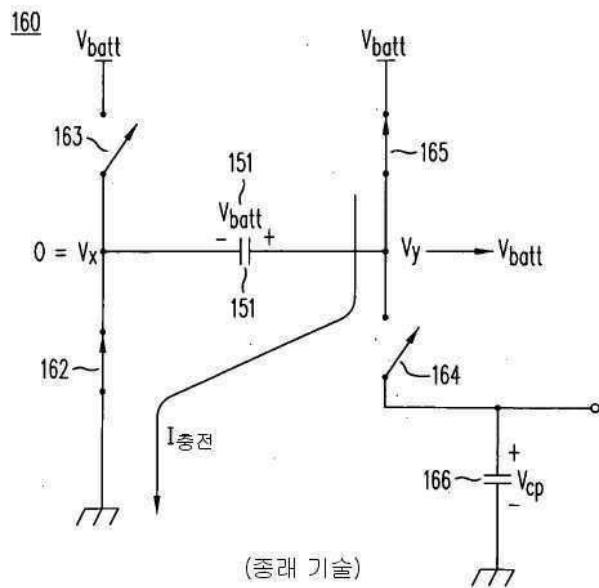
도면7



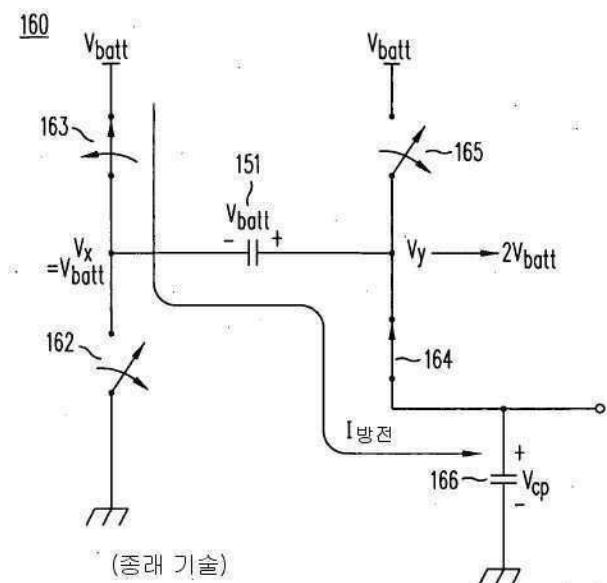
도면8a



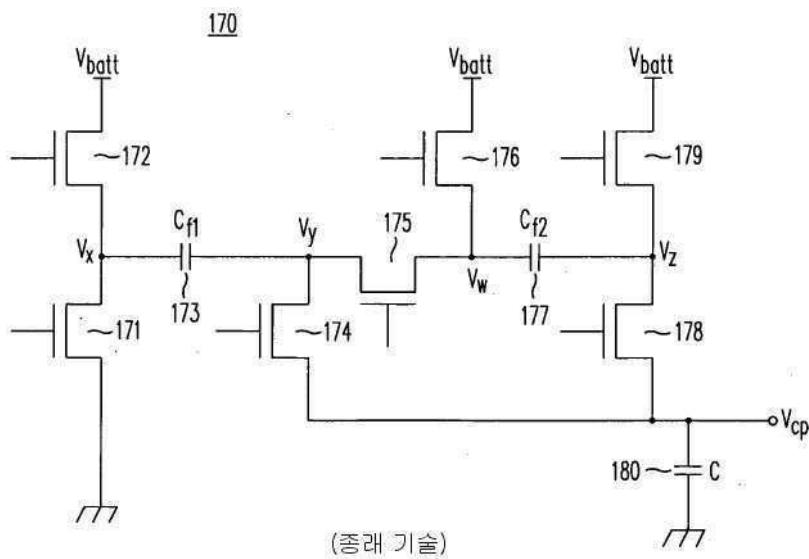
도면8b



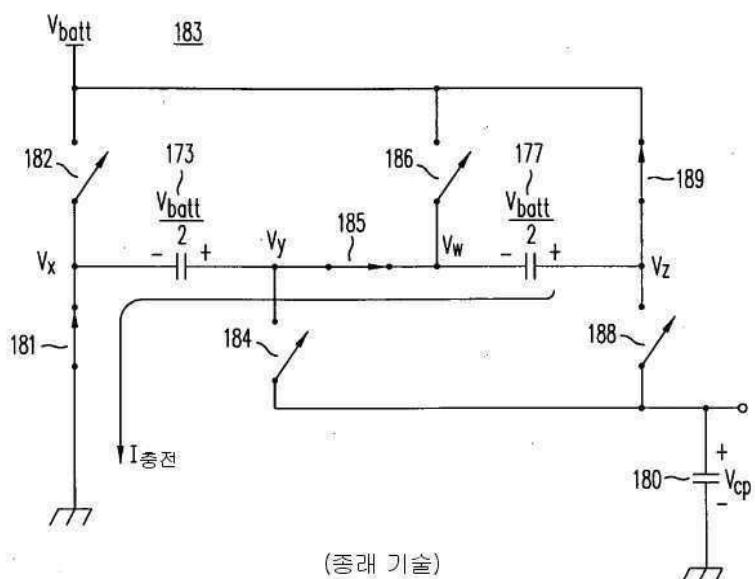
도면8c



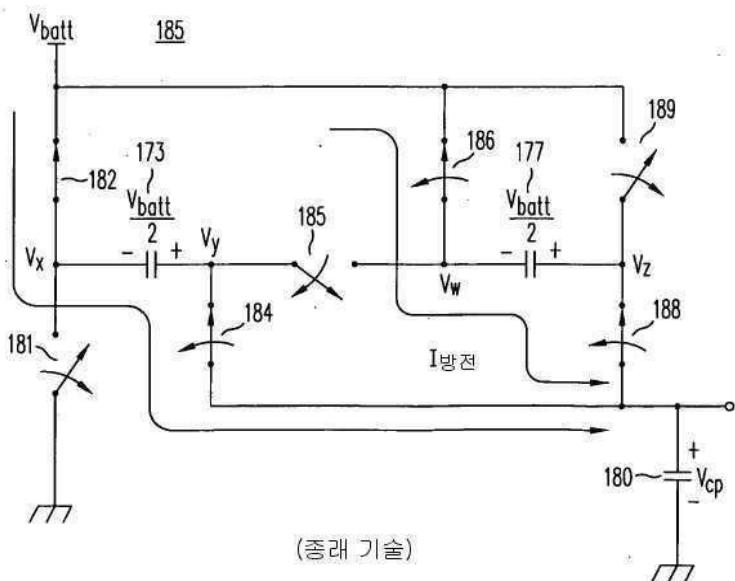
도면9a



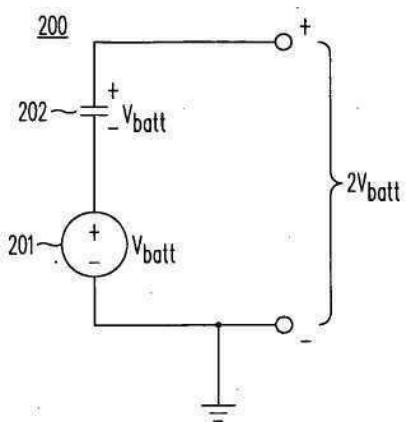
도면9b



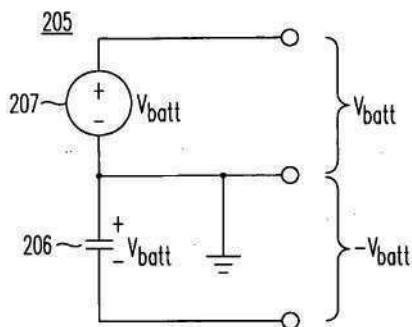
도면9c



도면 10a

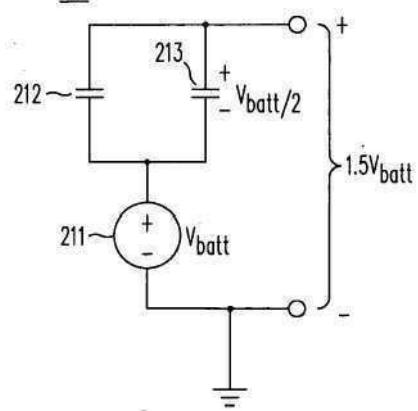


도면10b



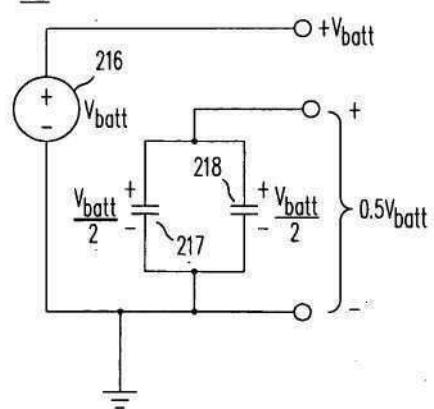
도면10c

210

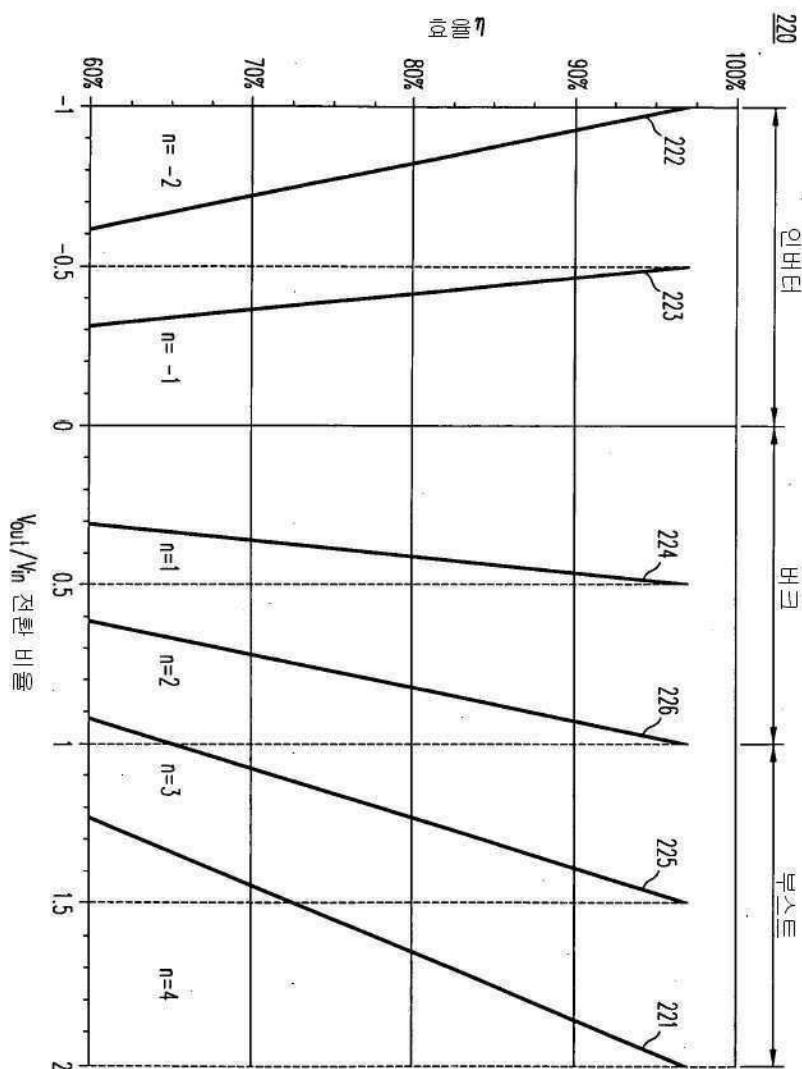


도면10d

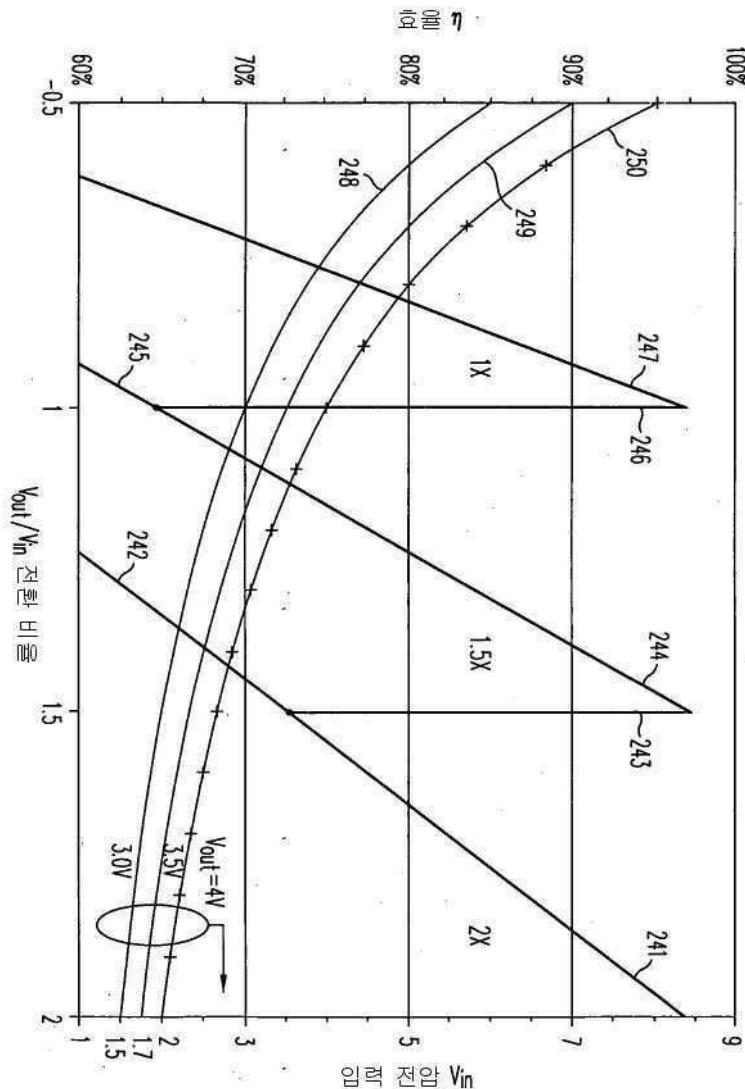
215



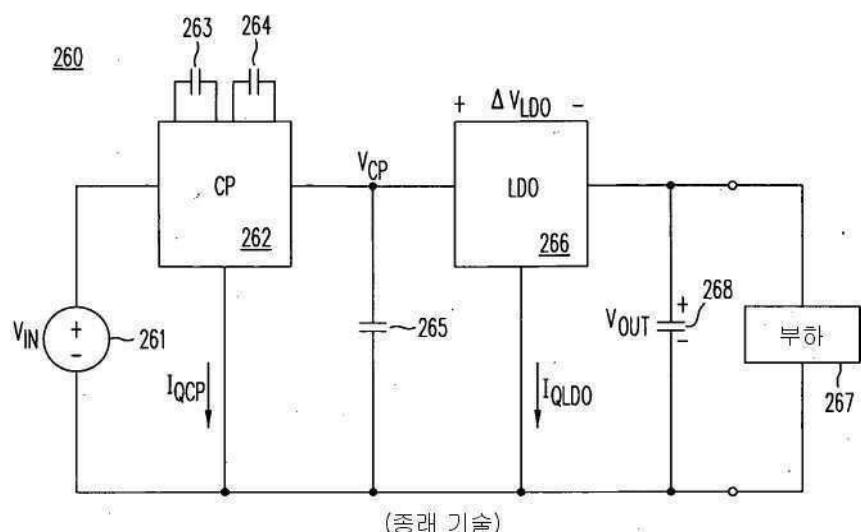
도면11a



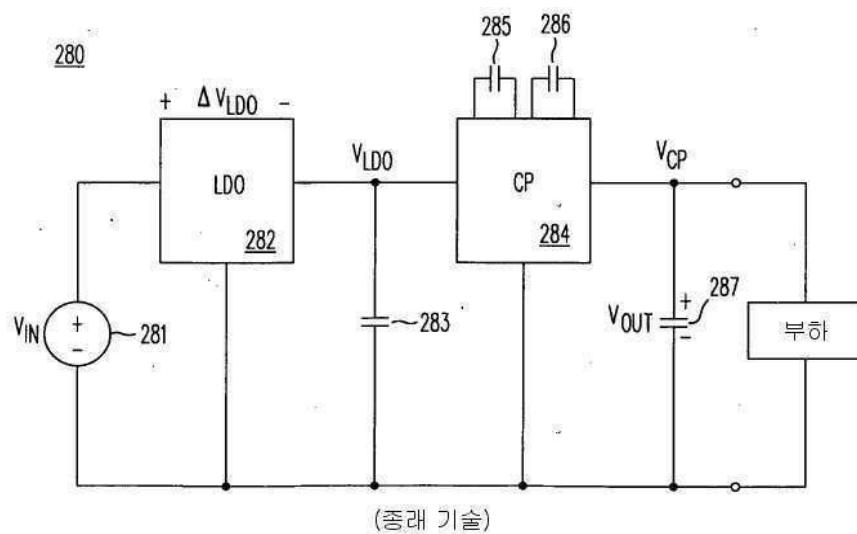
도면11b



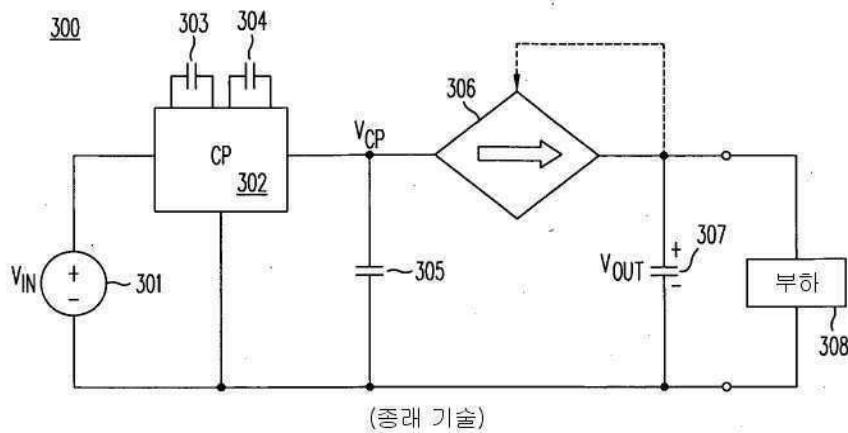
도면12a



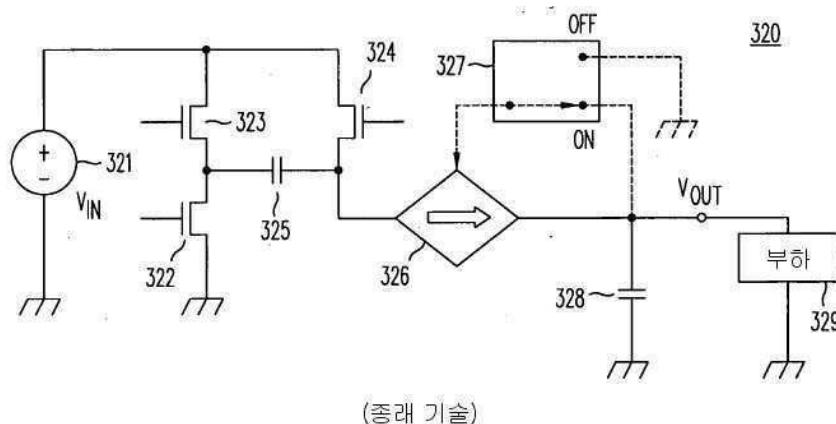
도면12b



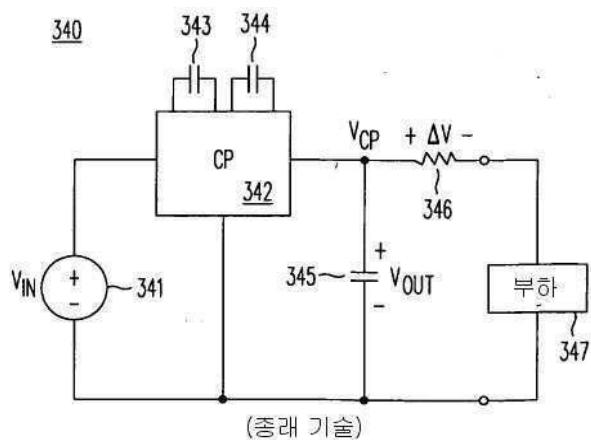
도면12c



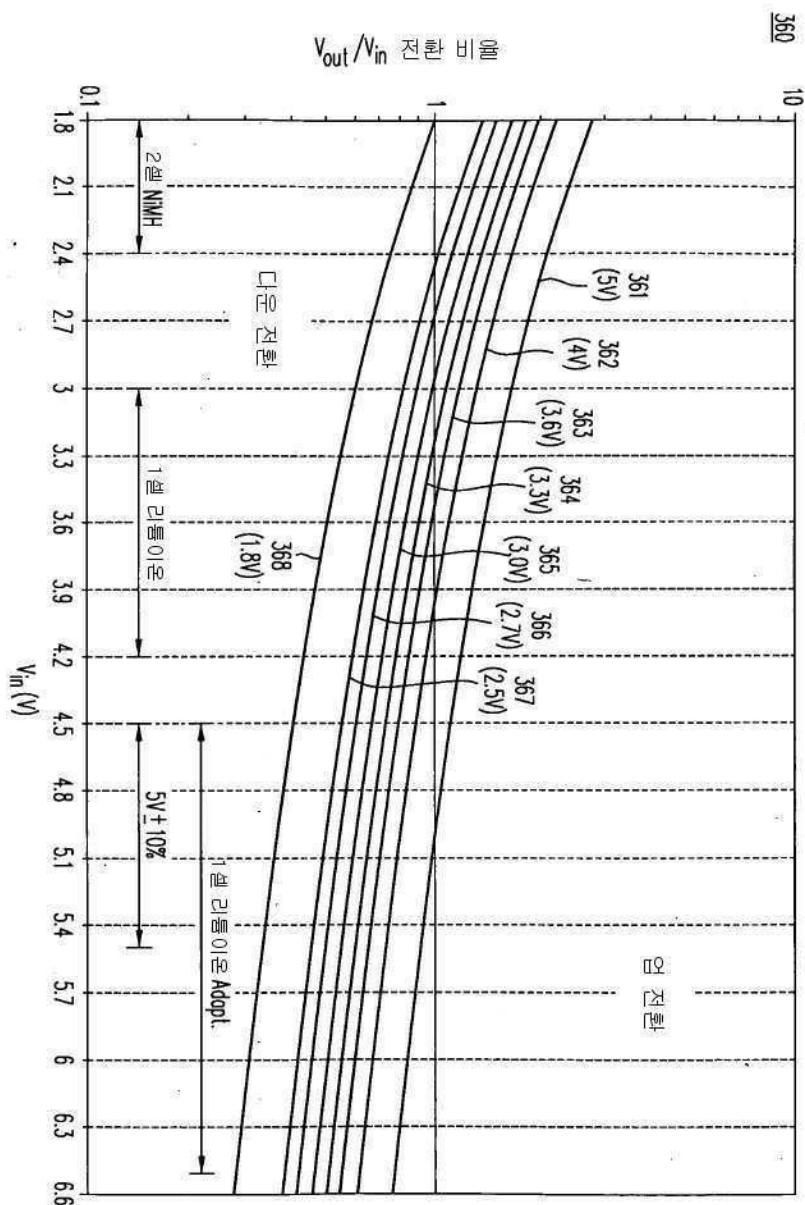
도면12d



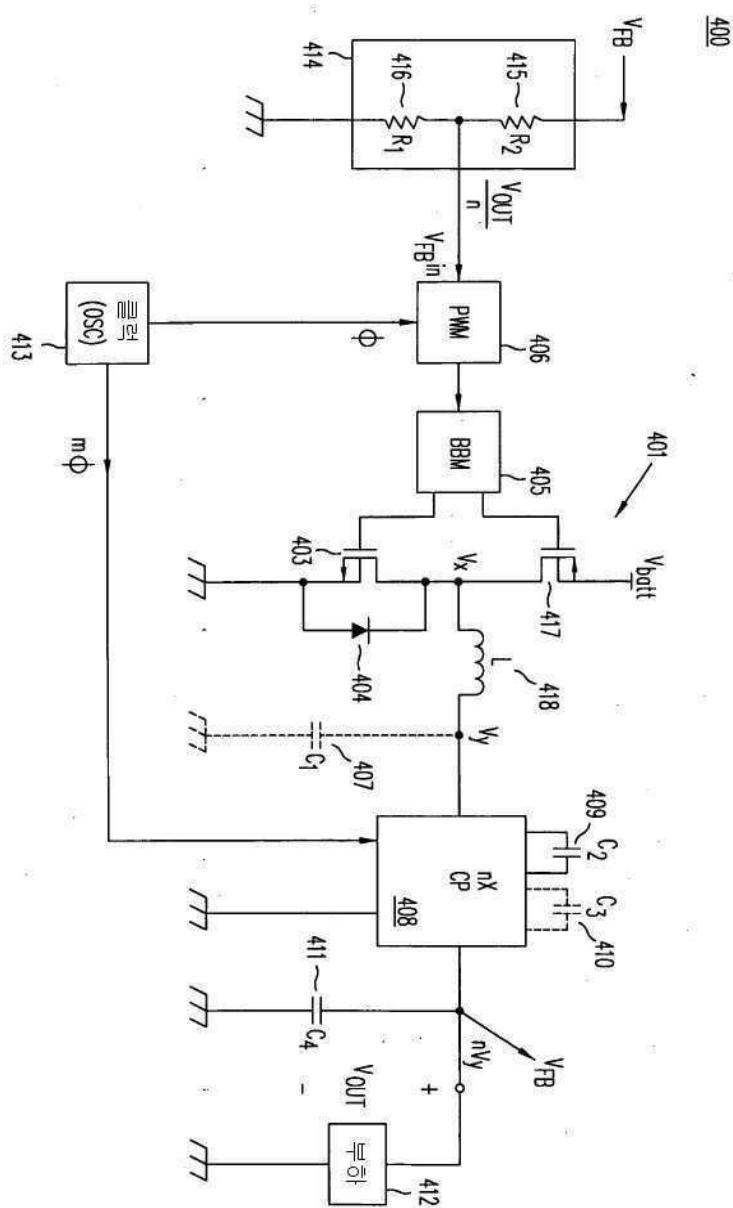
도면12e



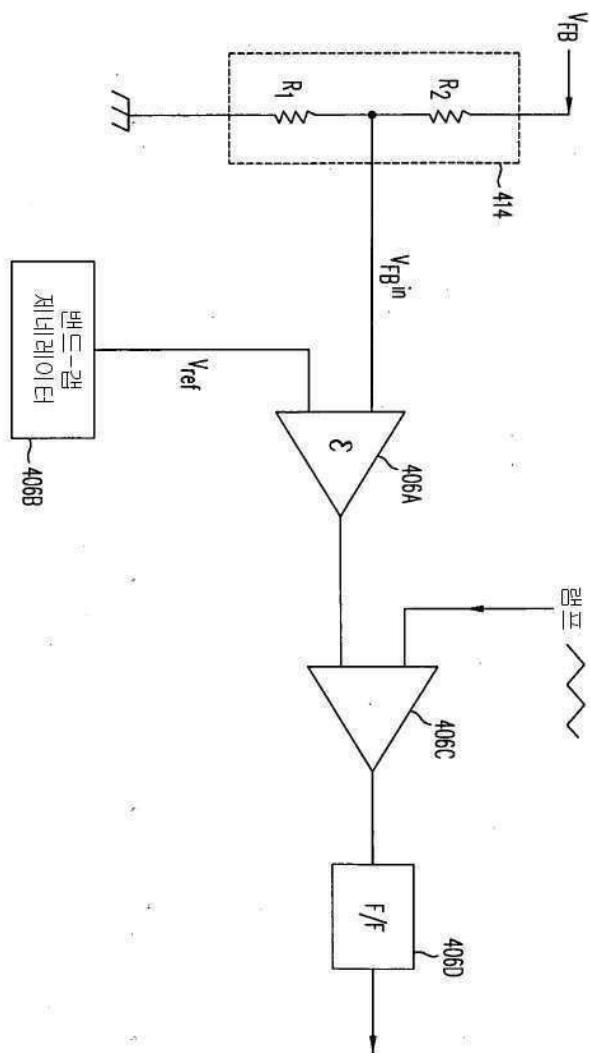
도면13



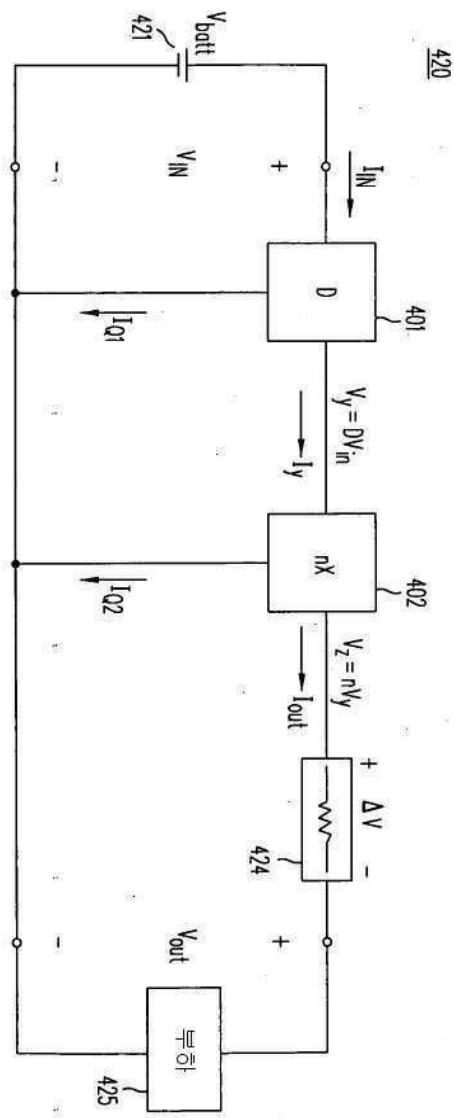
도면14a



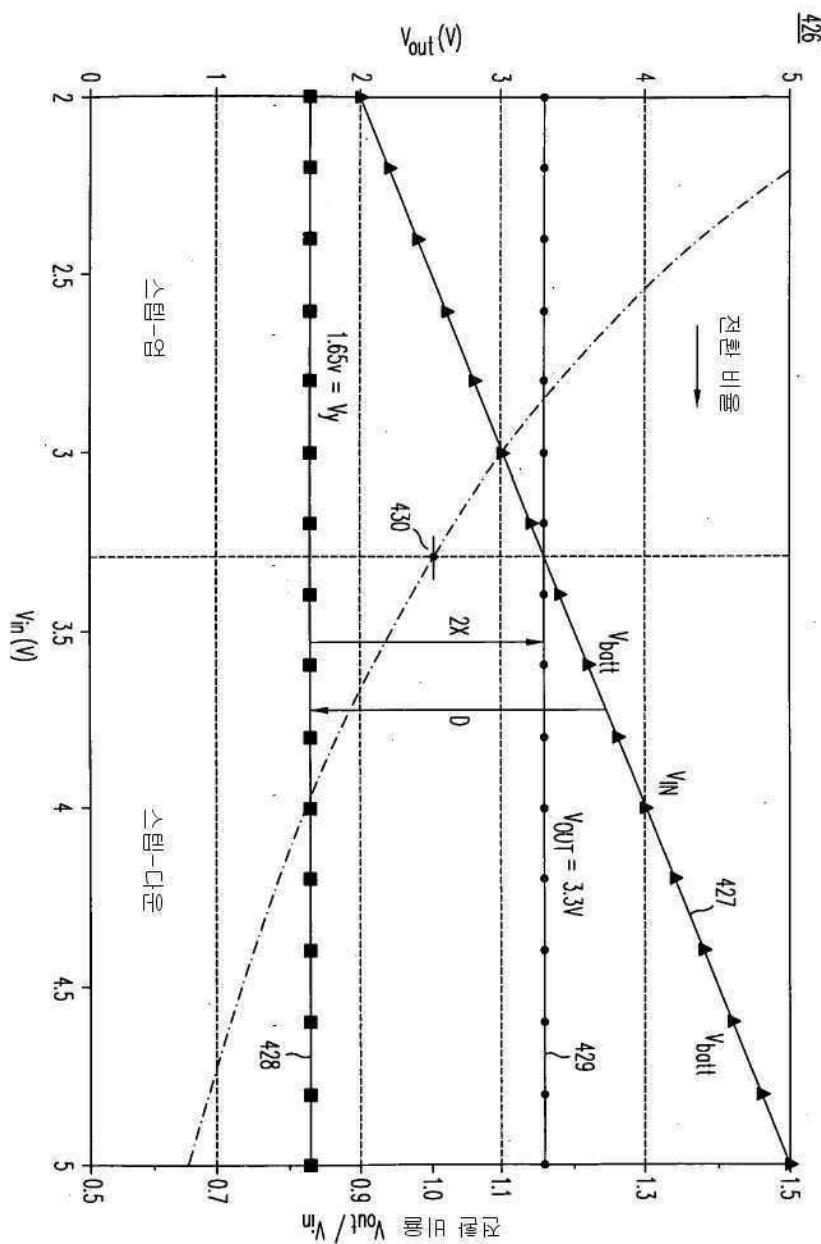
도면14b



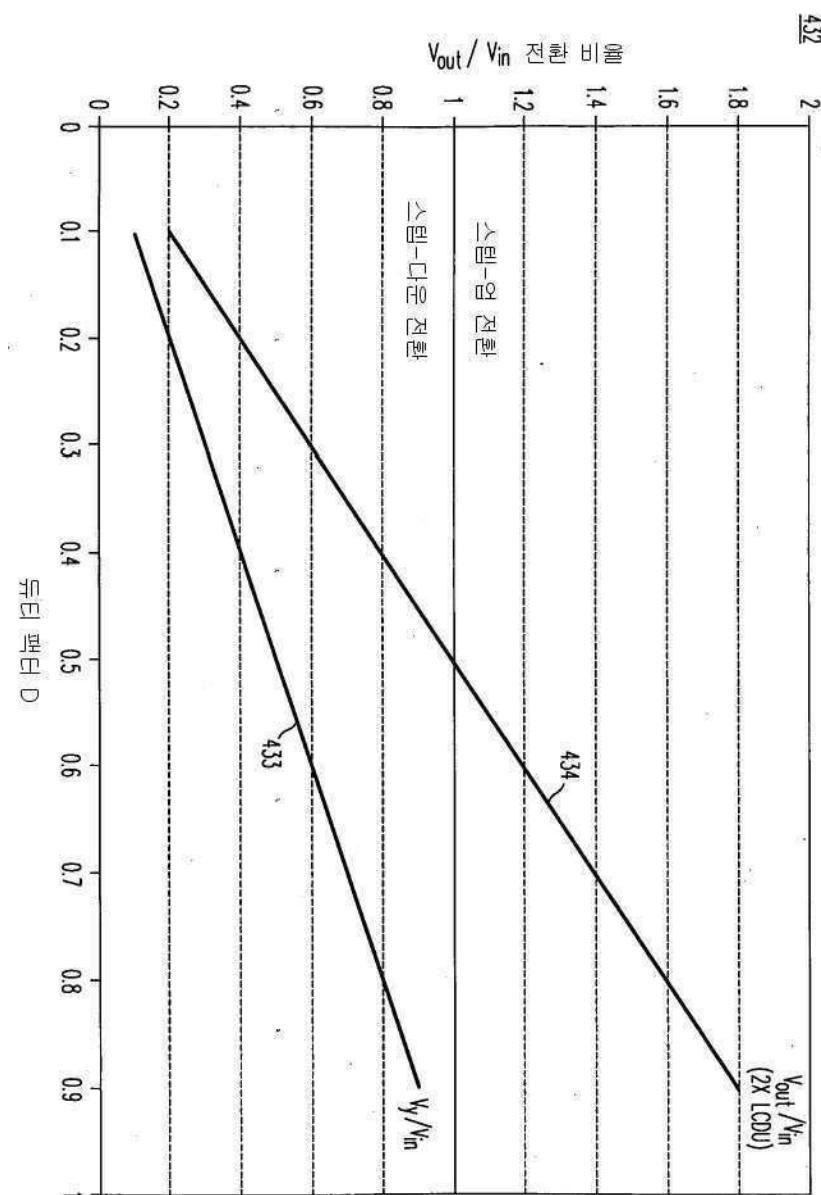
도면15a



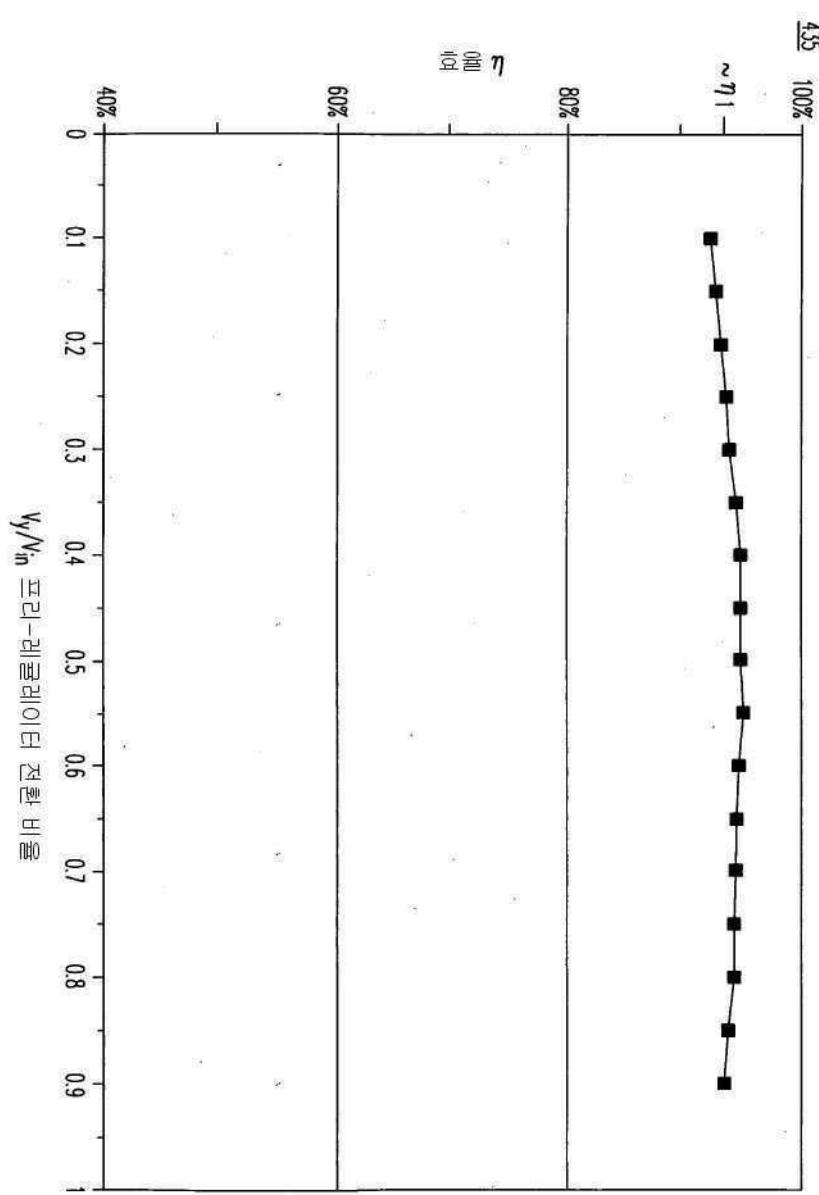
도면15b



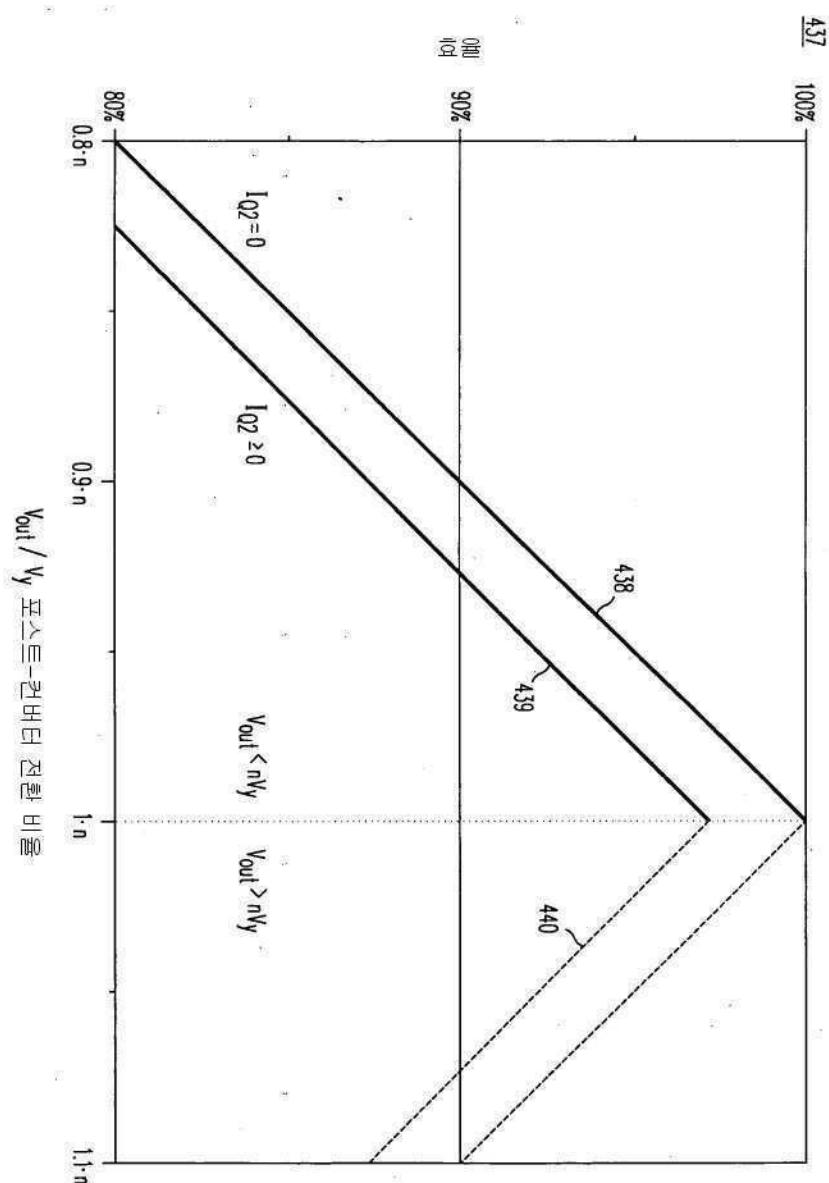
도면15c



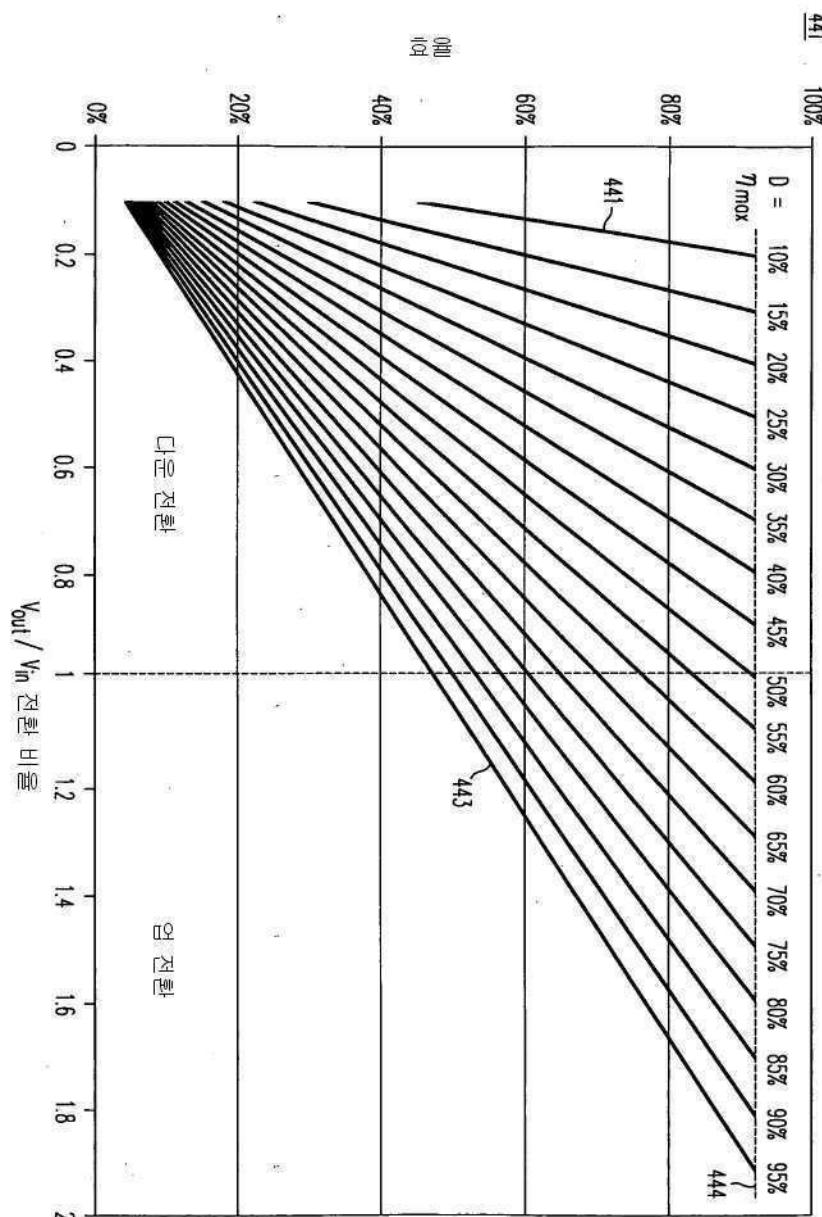
도면15d



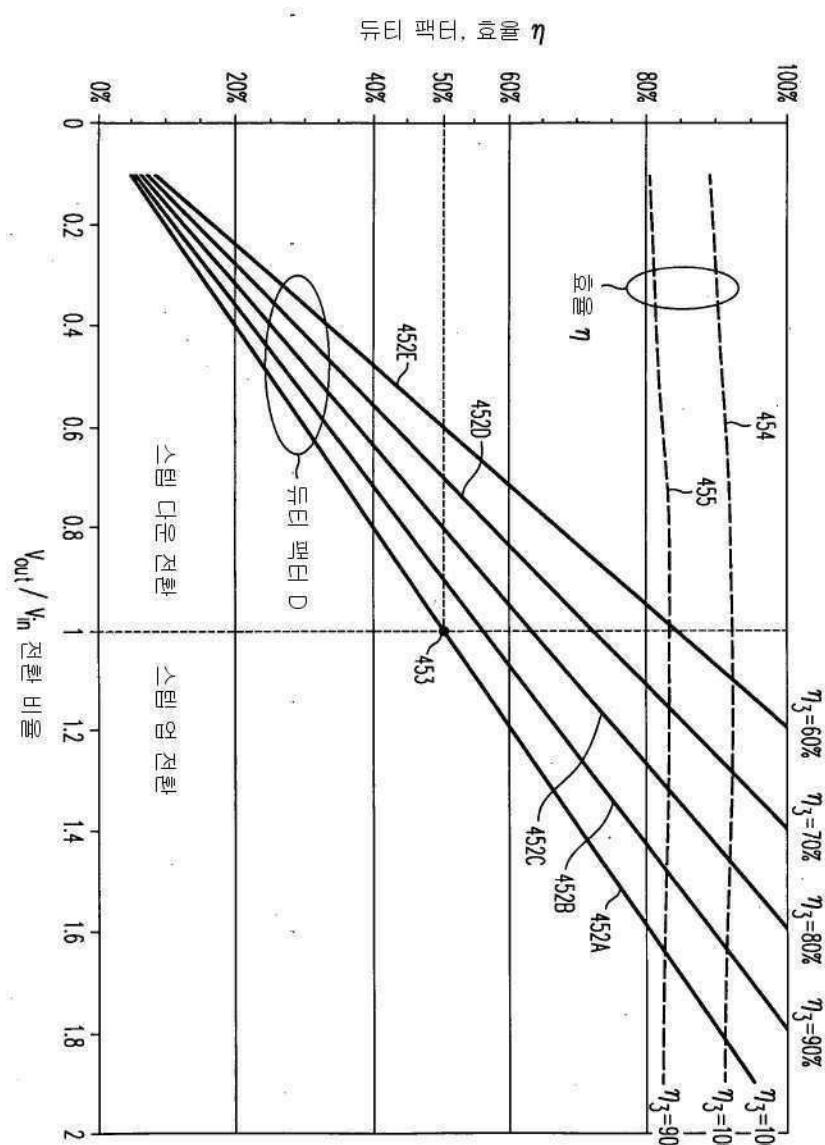
도면15e



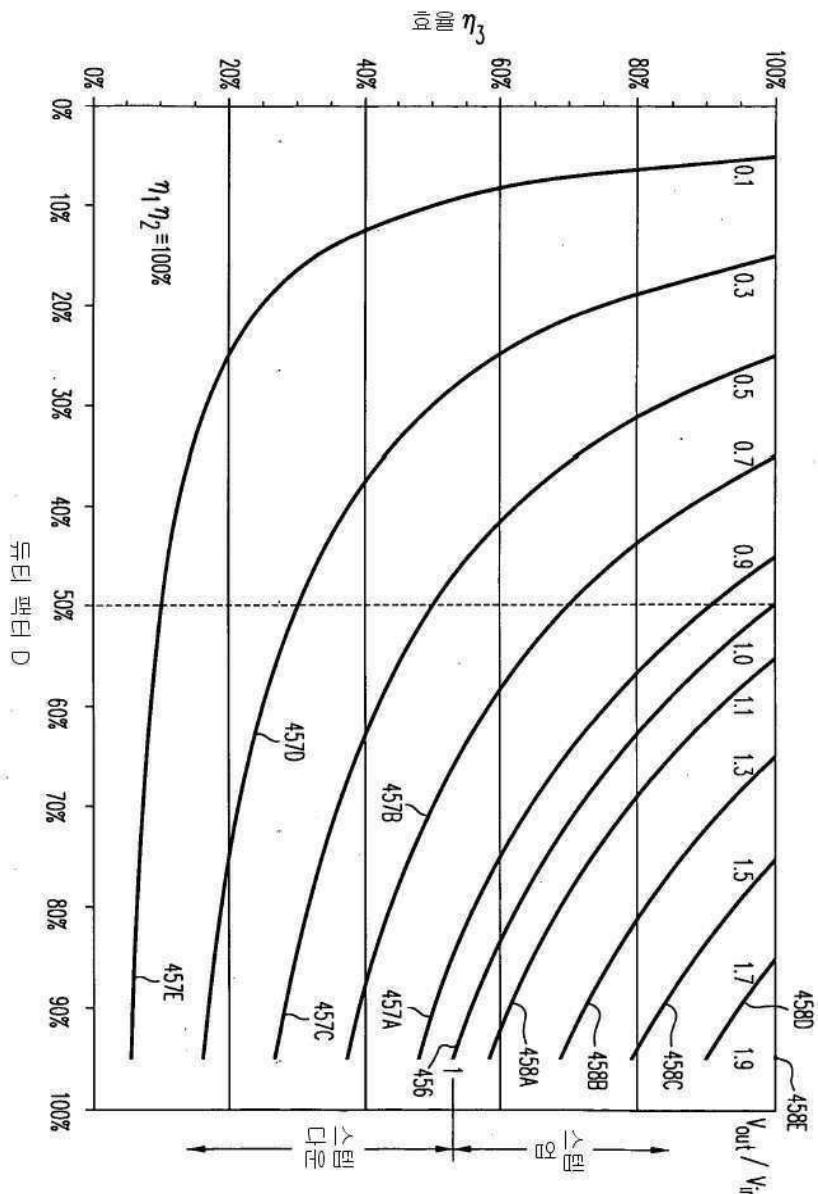
도면15f



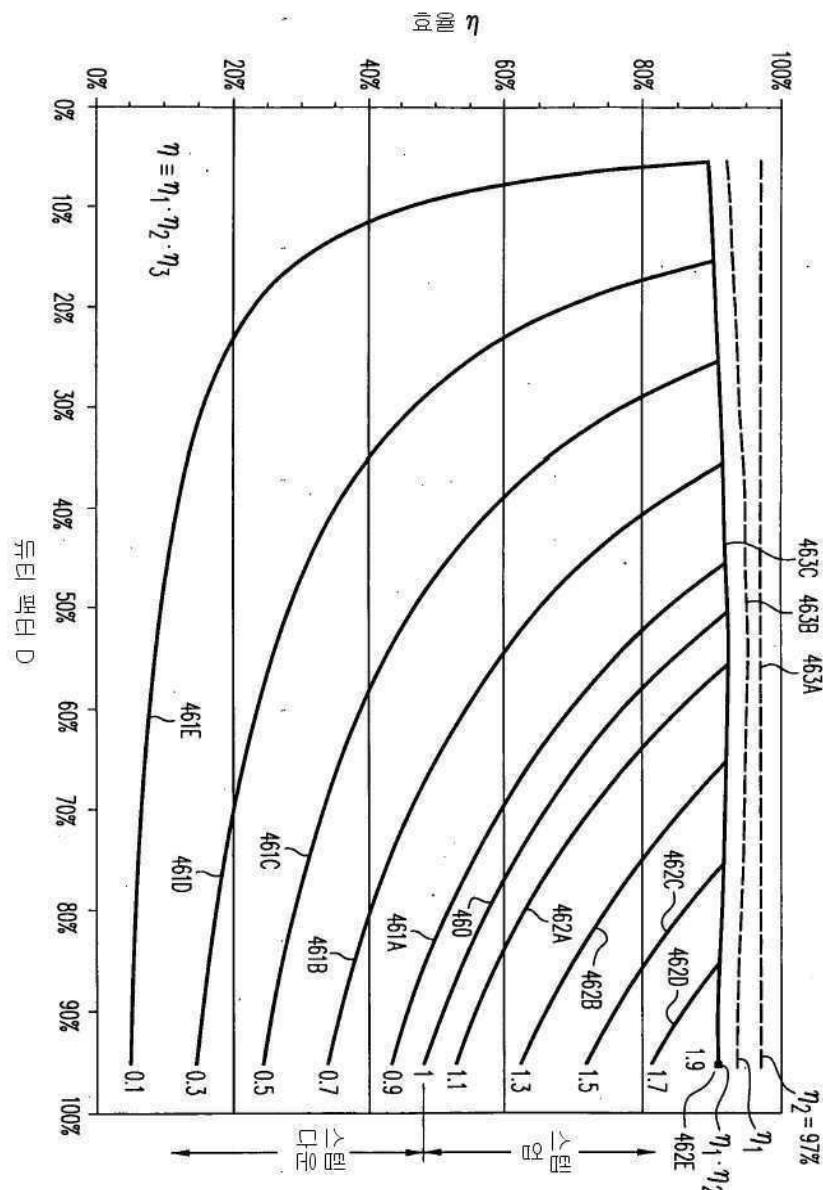
도면15g



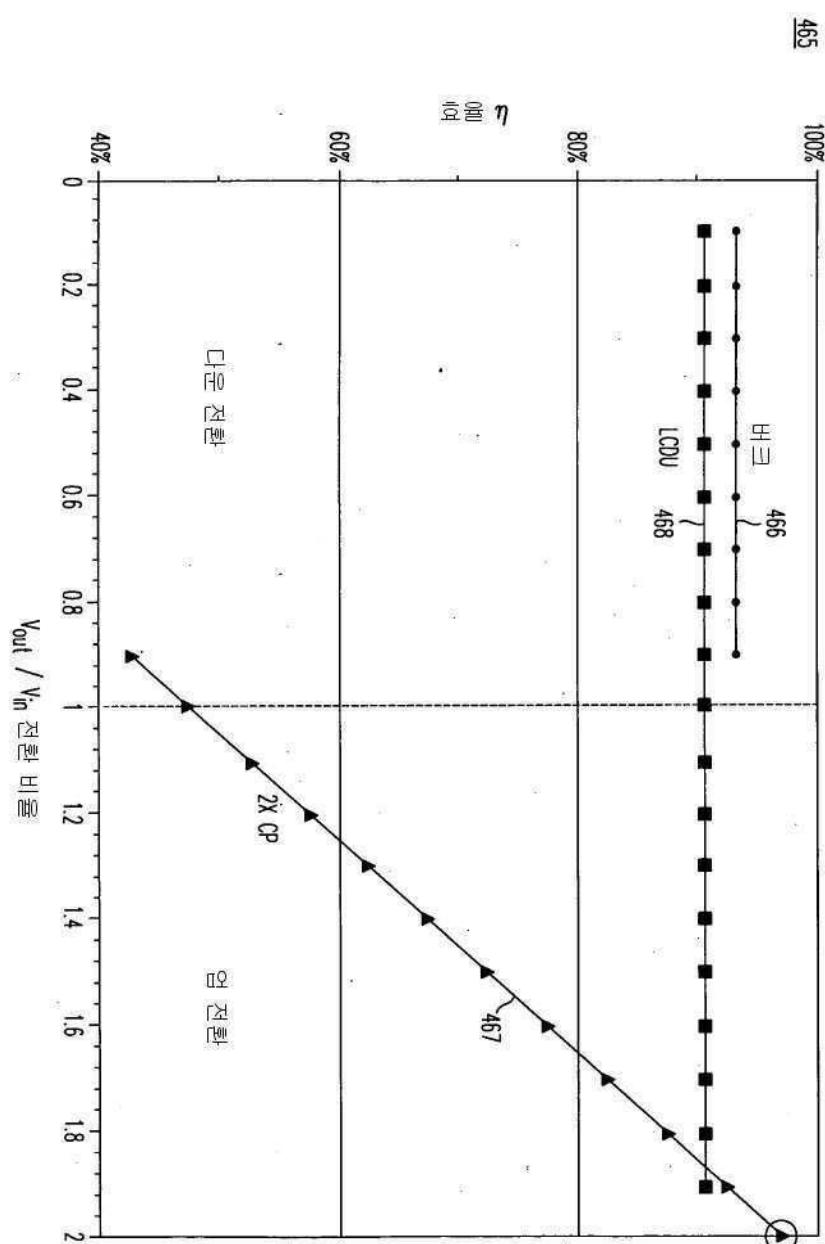
도면 15h



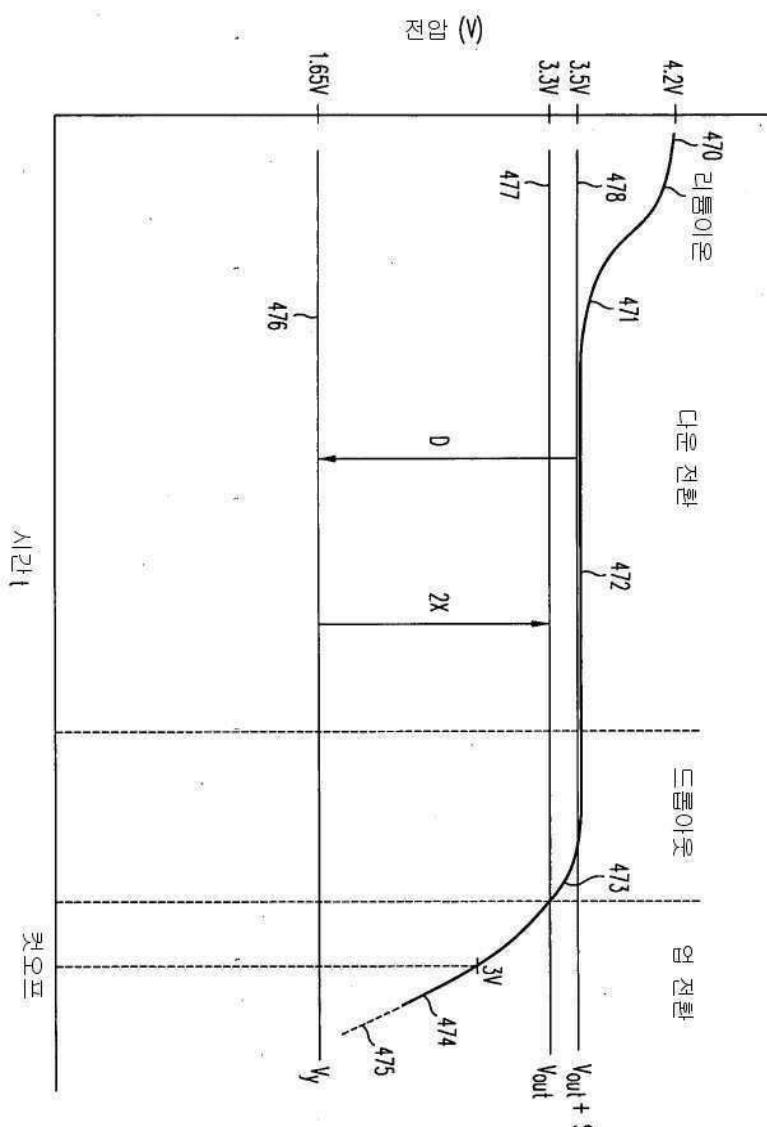
도면15i



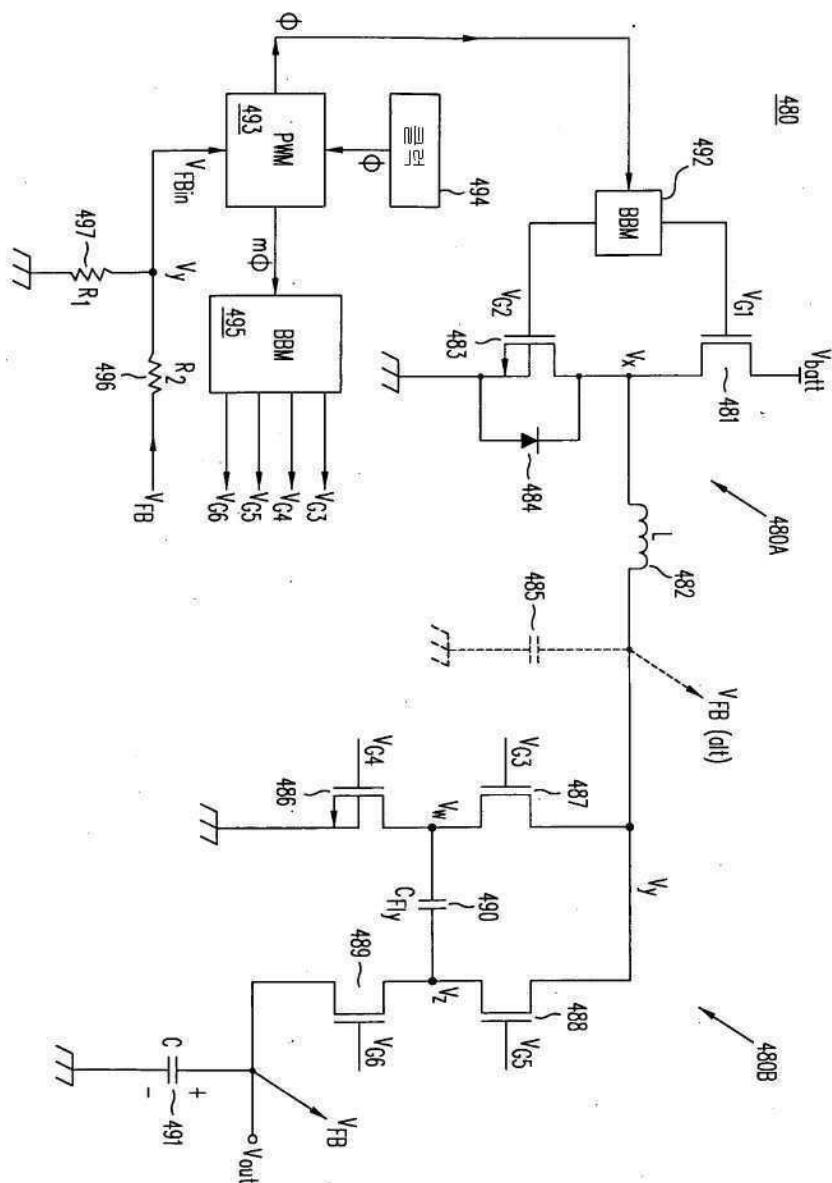
도면16



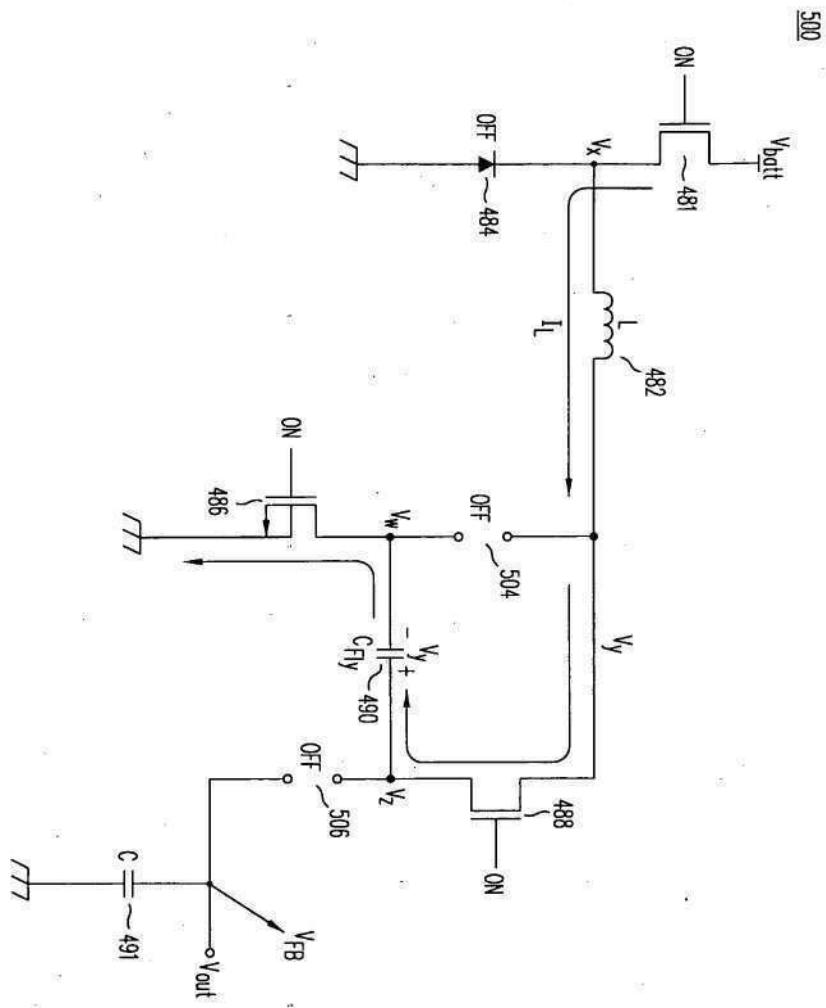
도면17



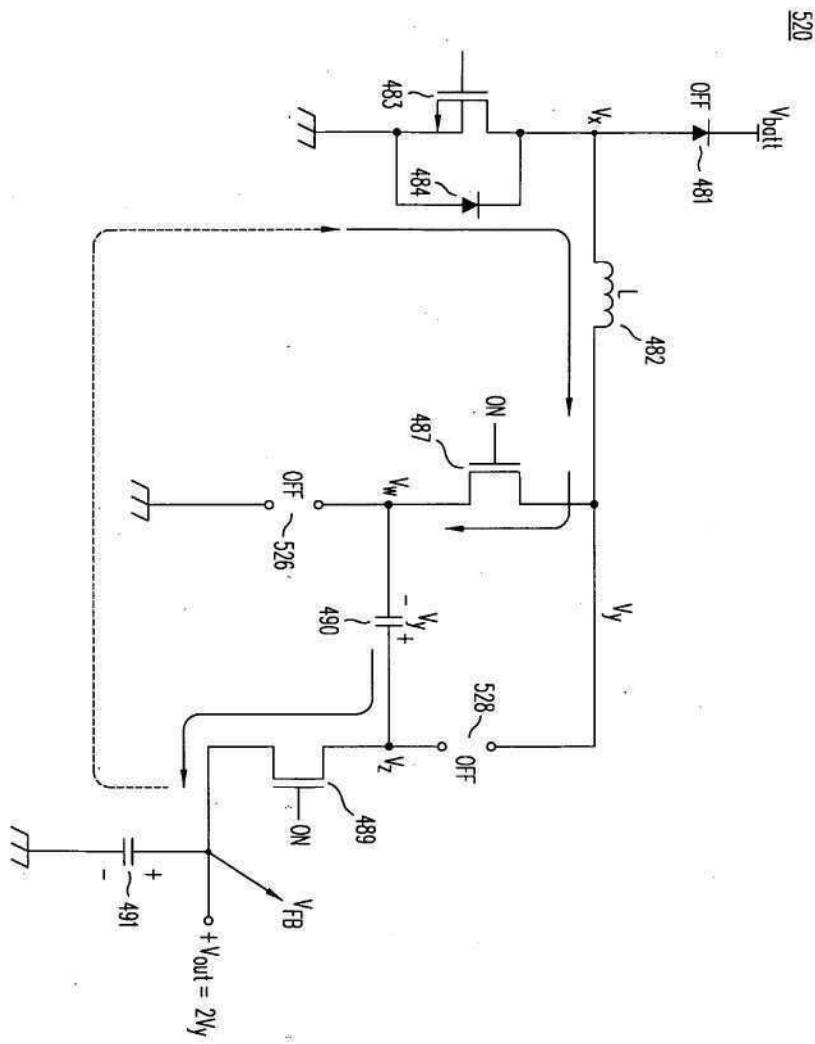
도면18



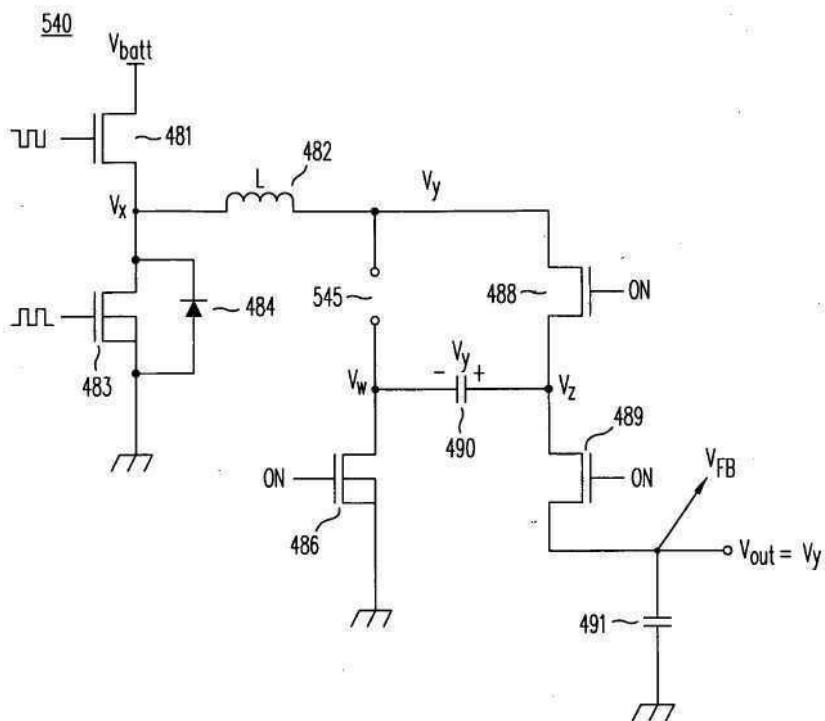
도면19a



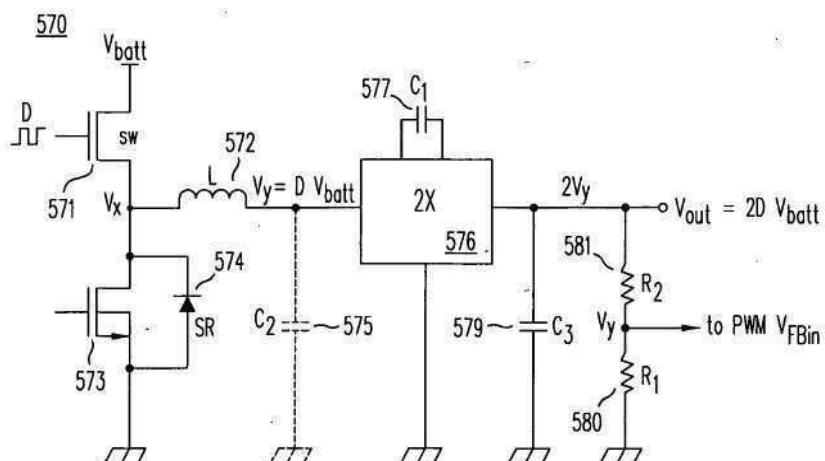
도면19b



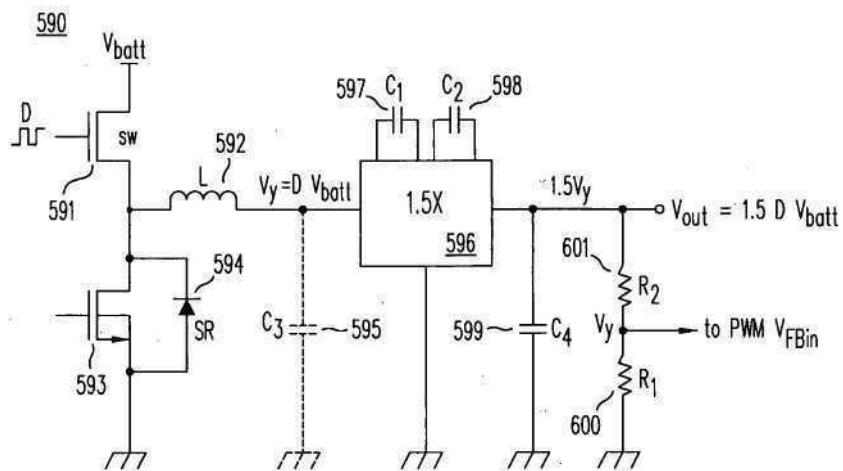
도면20



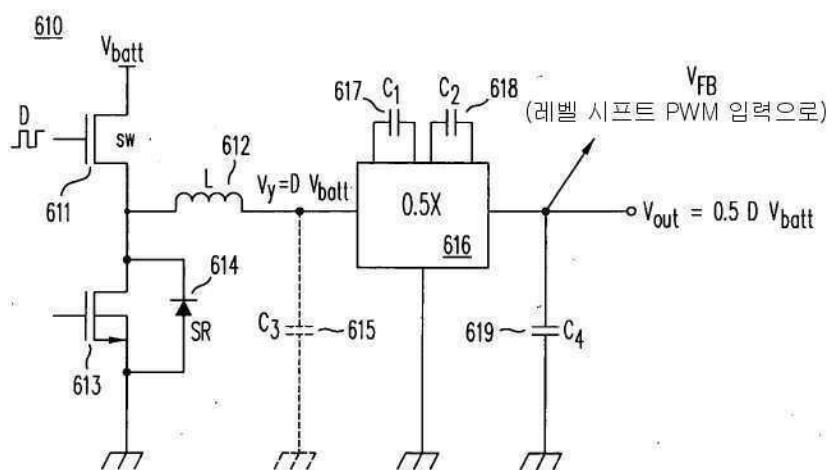
도면21a



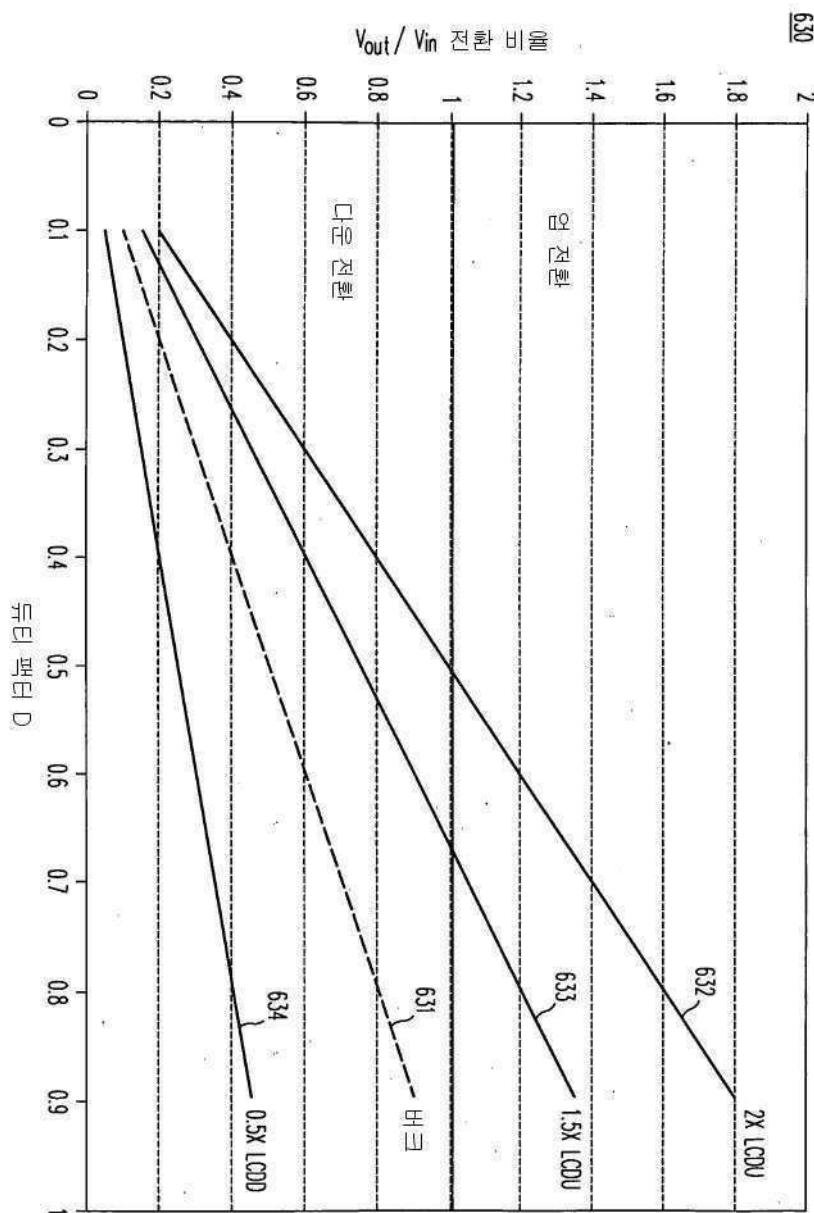
도면21b



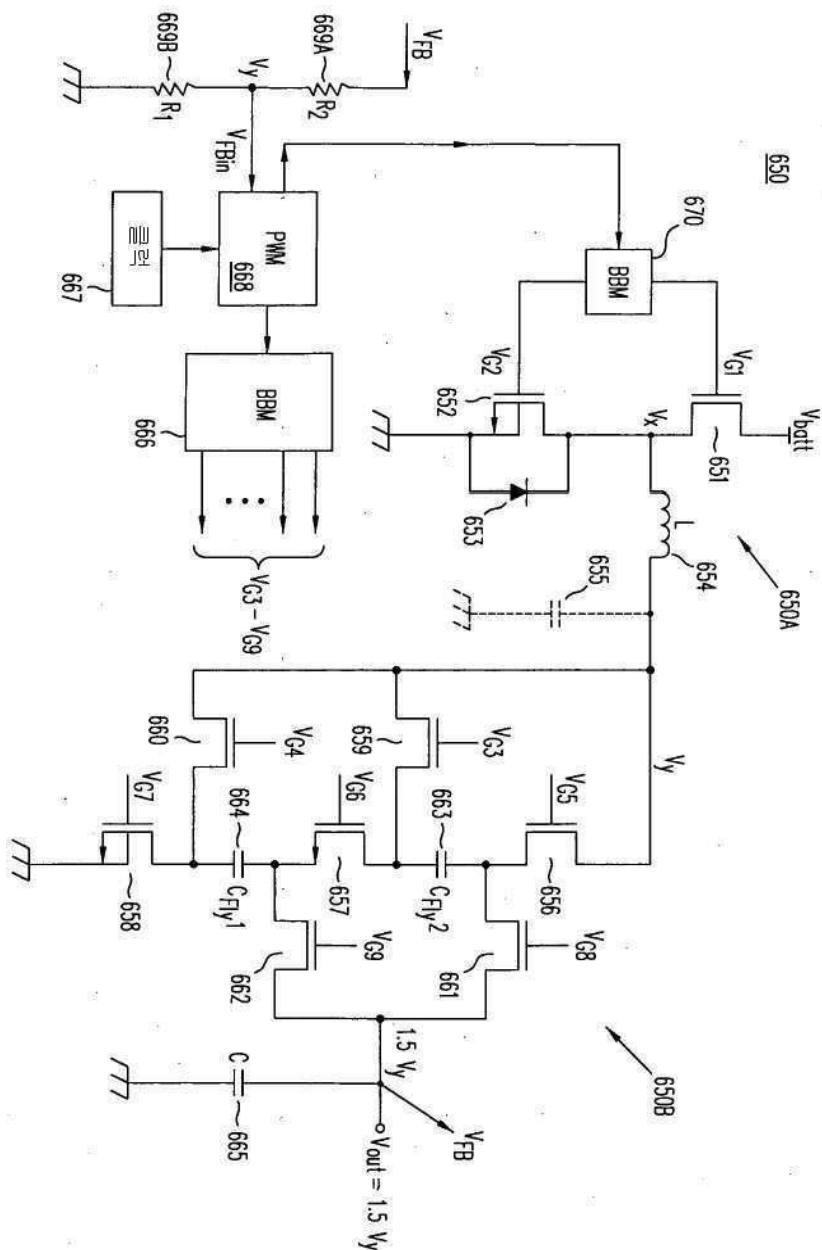
도면21c



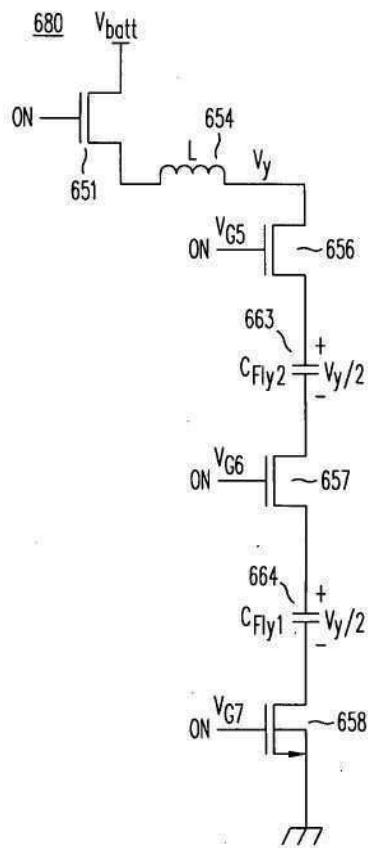
도면22



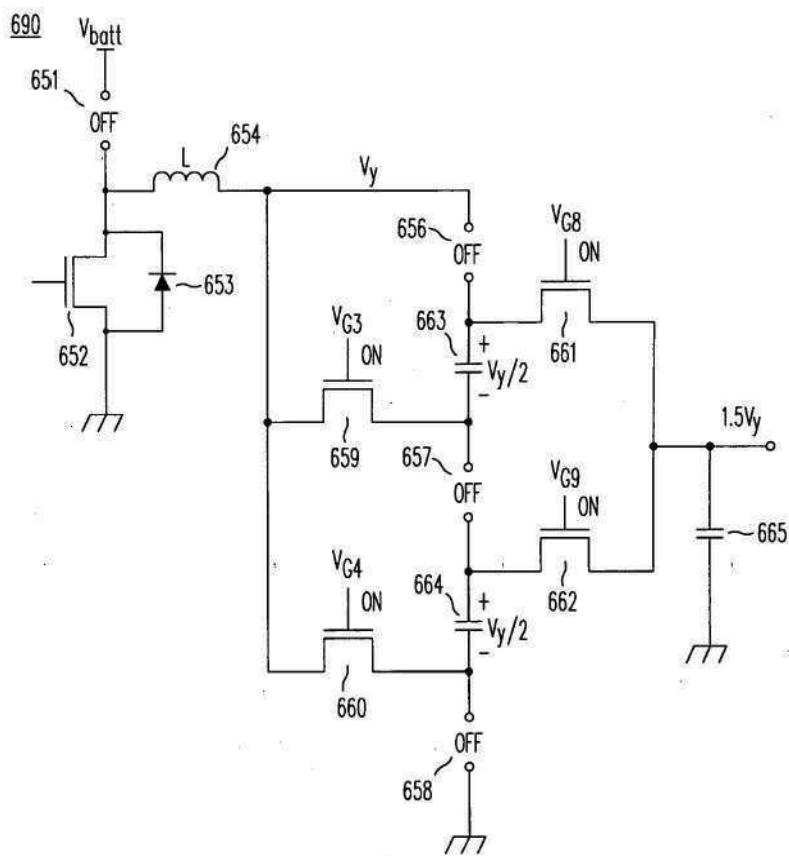
도면23a



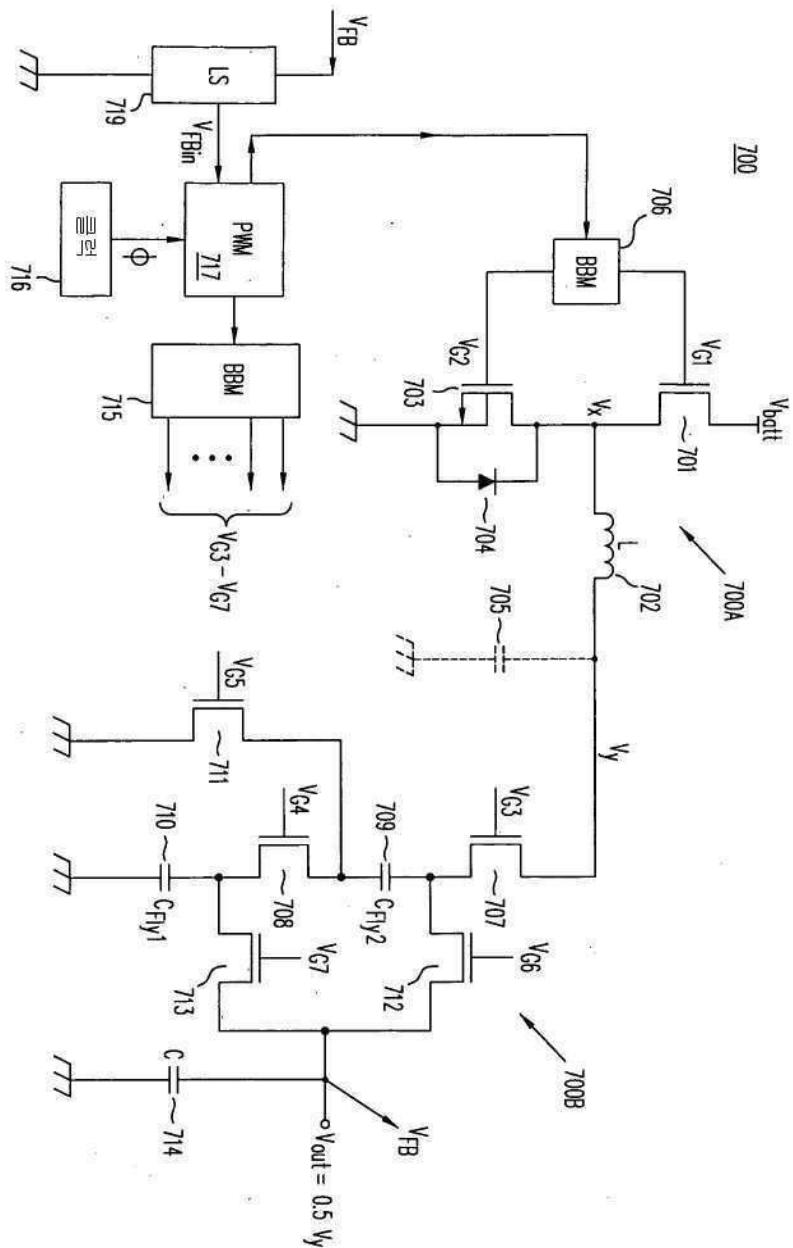
도면23b



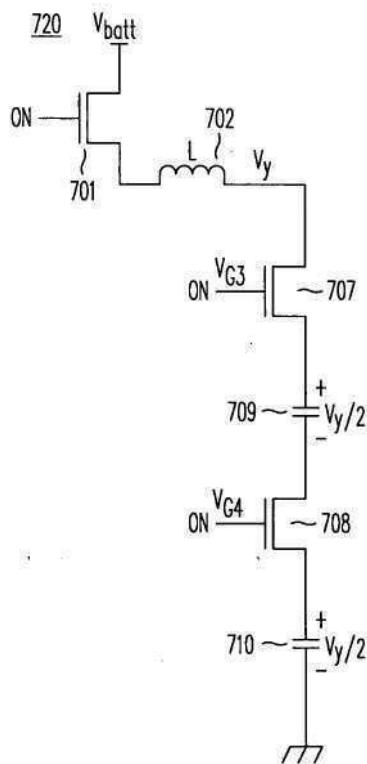
도면23c



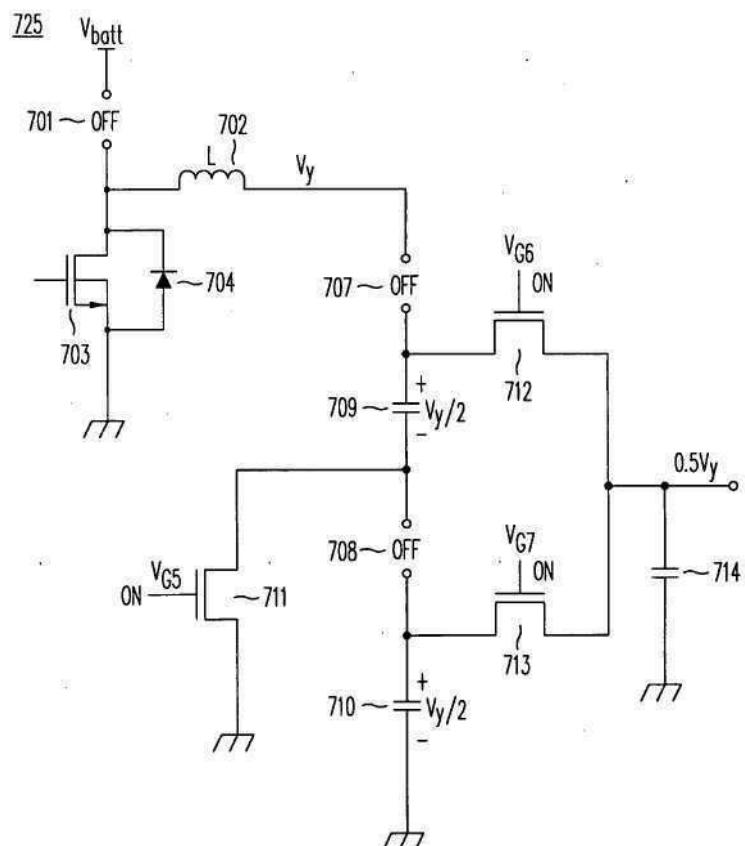
도면24a



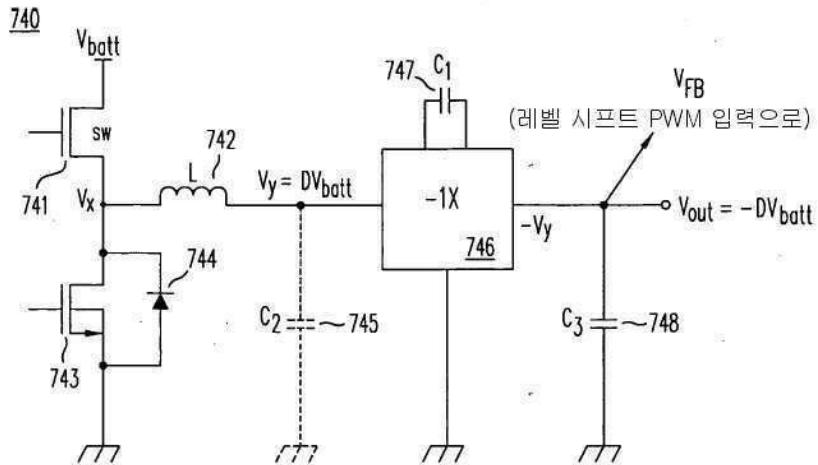
도면24b



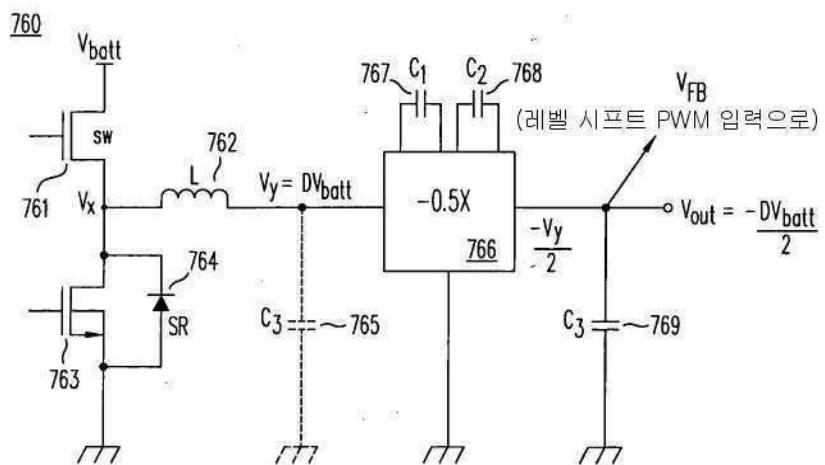
도면24c



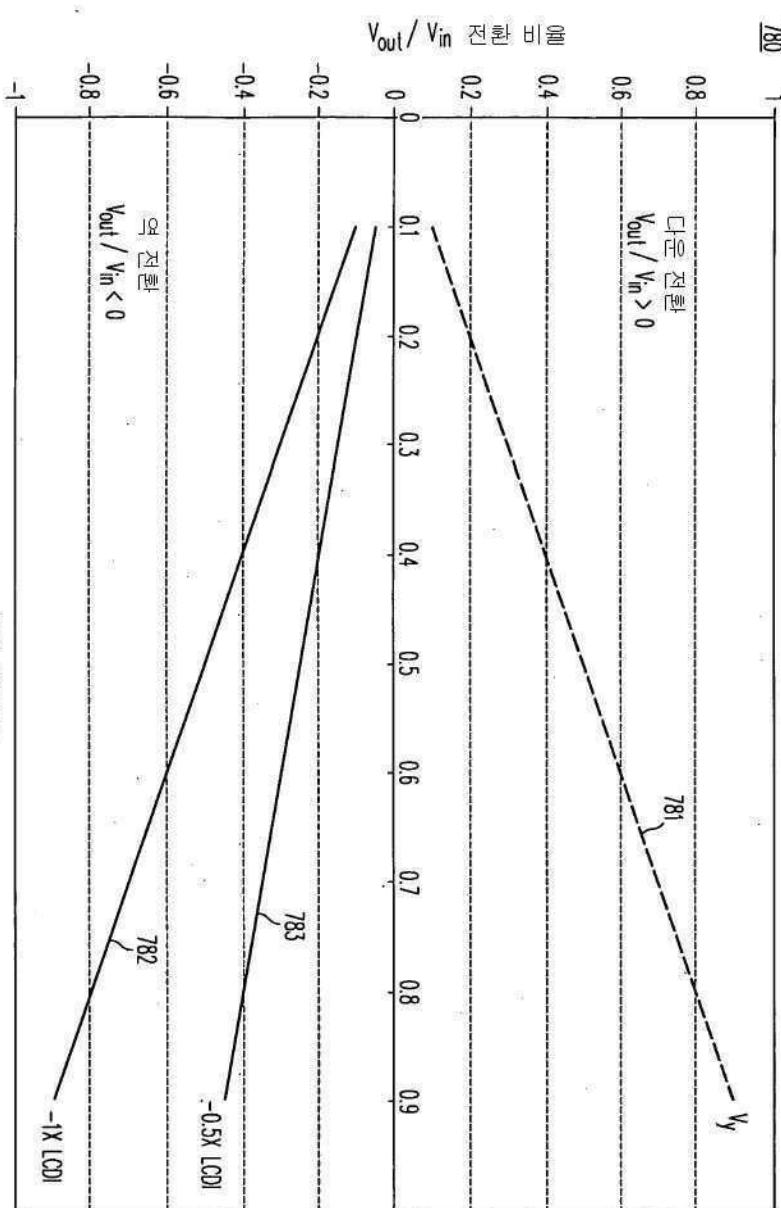
도면25a



도면25b

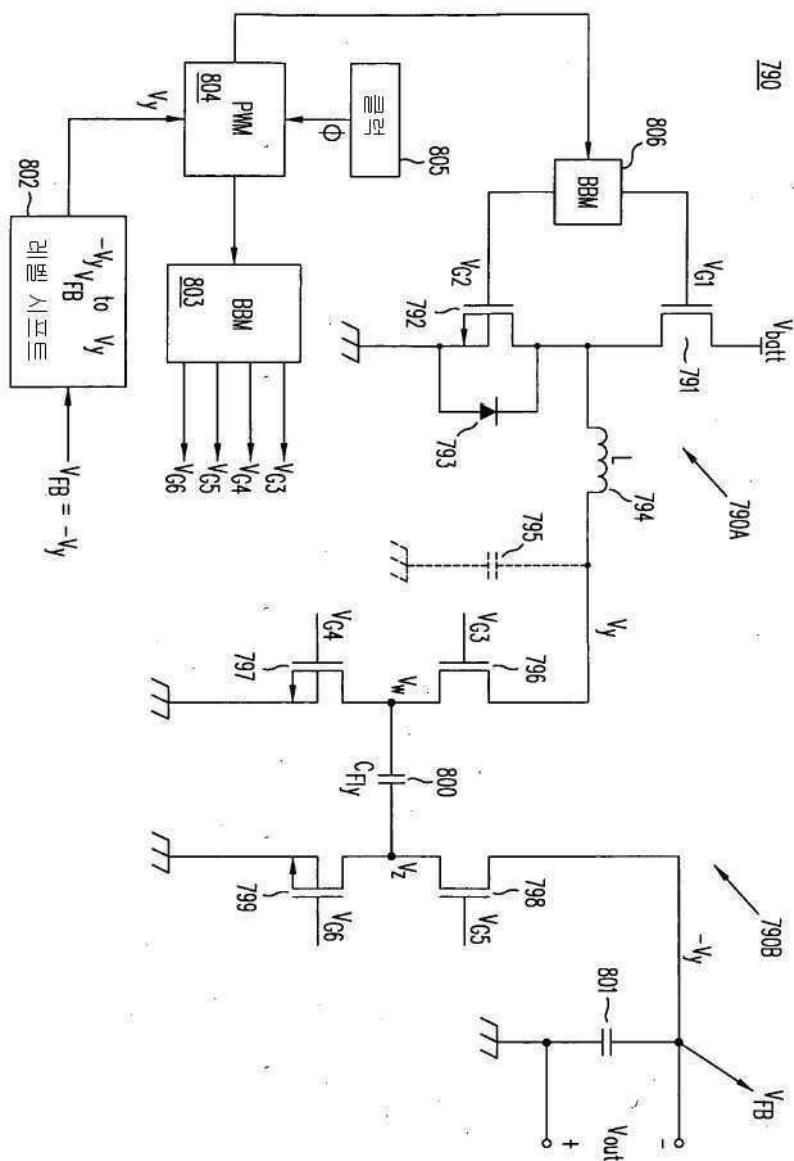


도면26

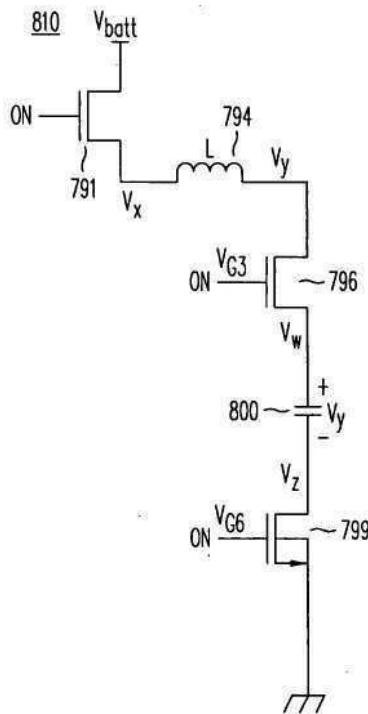


도면 26

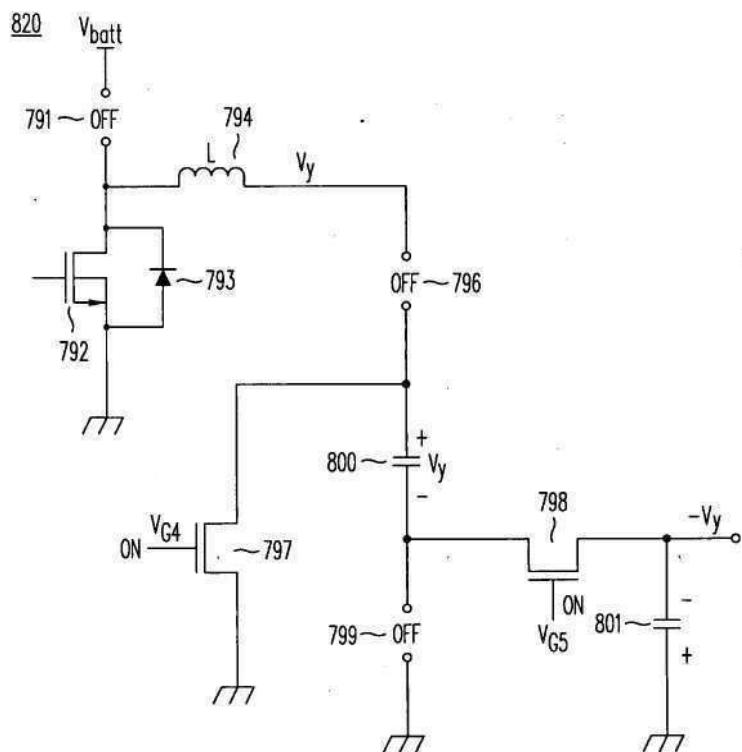
도면27a



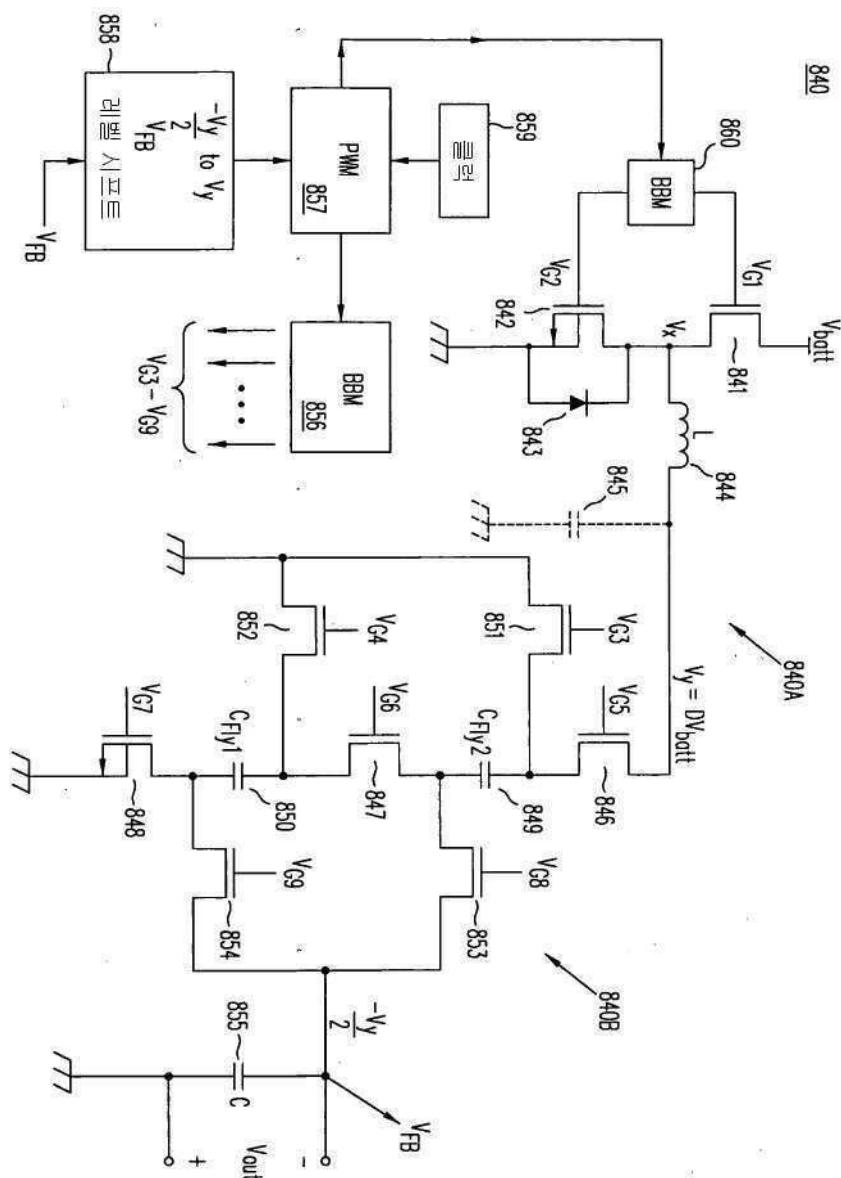
도면27b



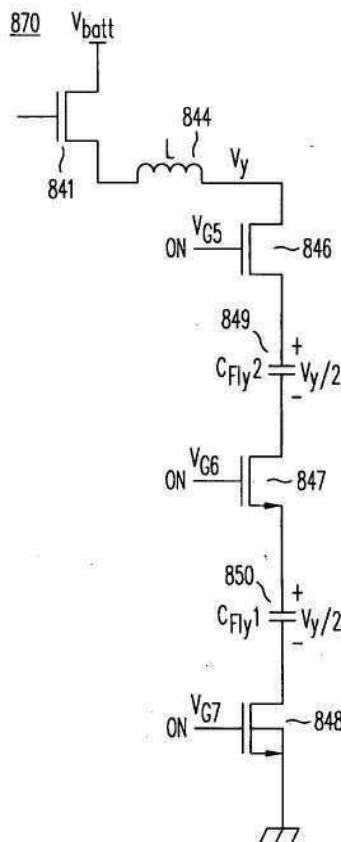
도면27c



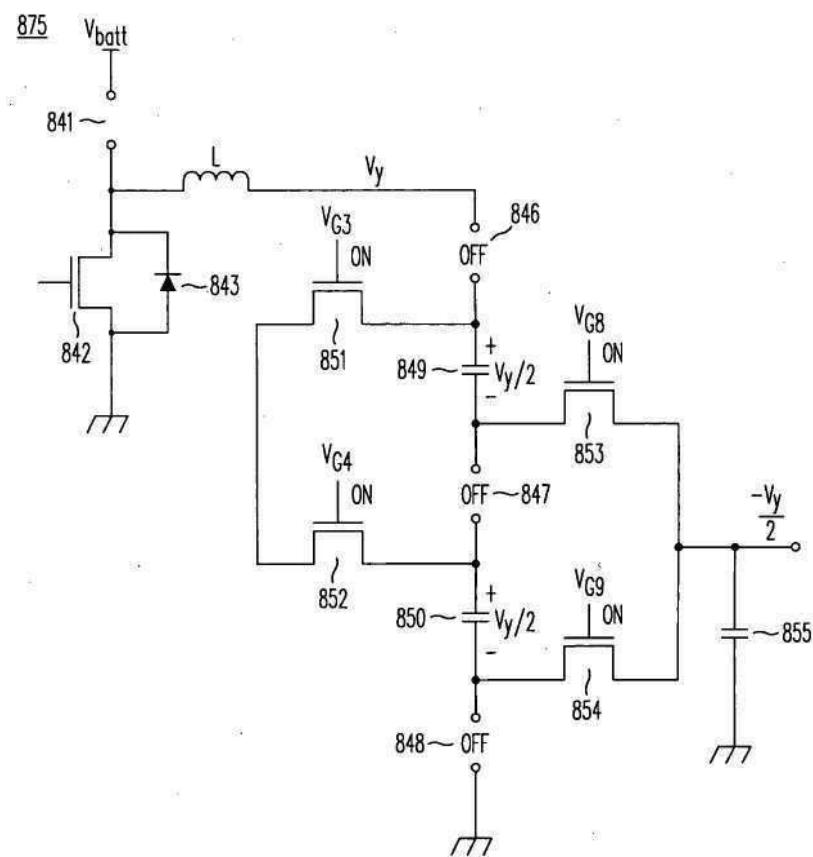
도면28a



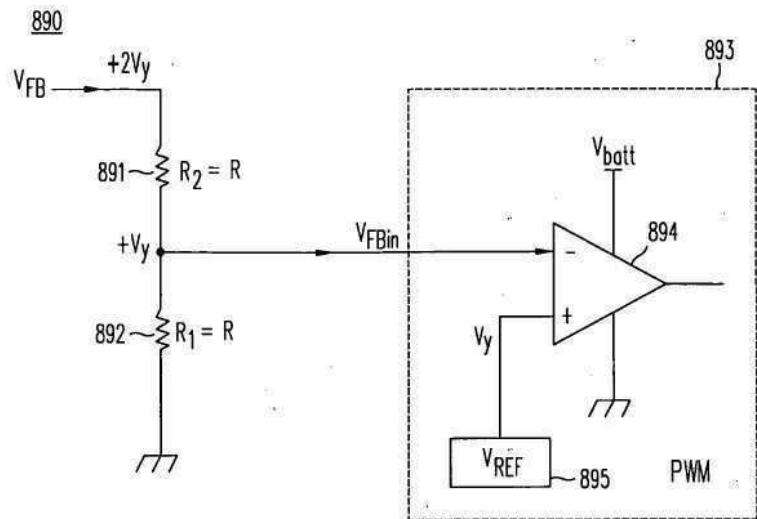
도면28b



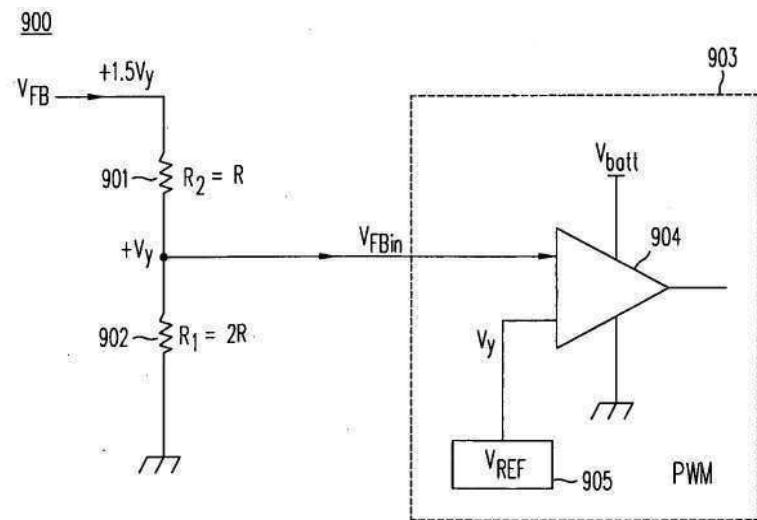
도면28c



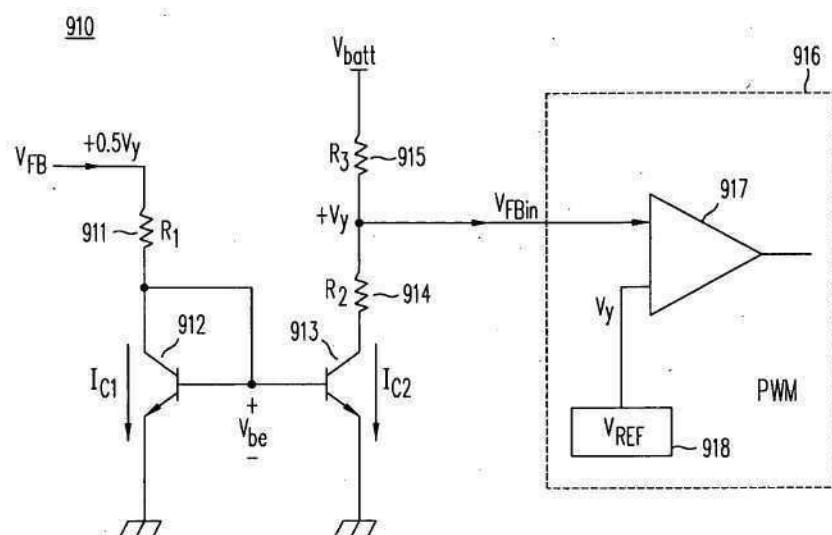
도면29a



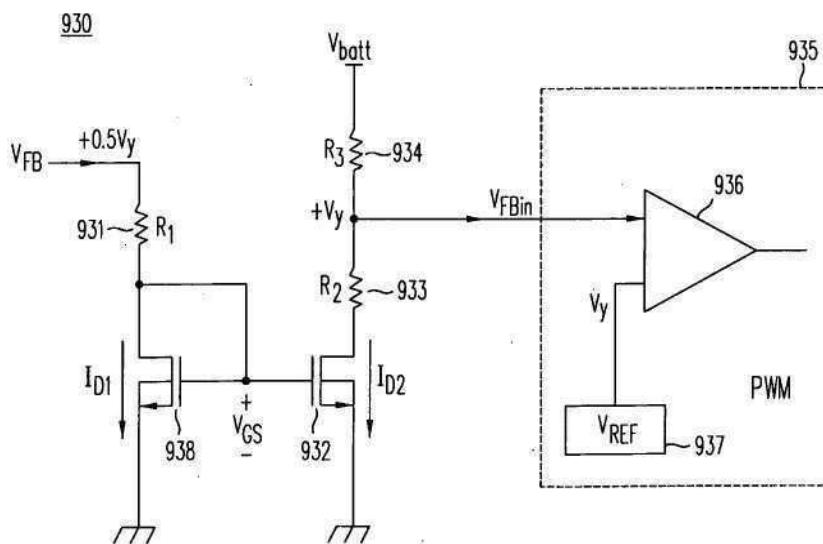
도면29b



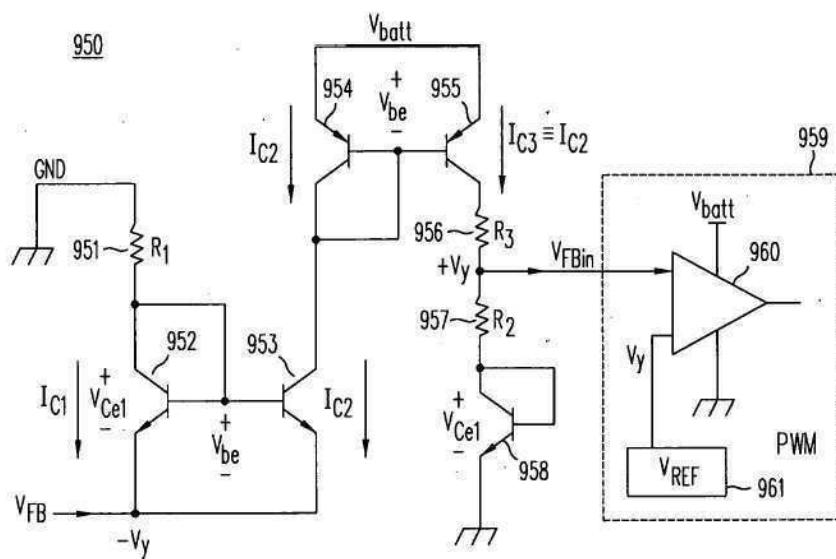
도면29c



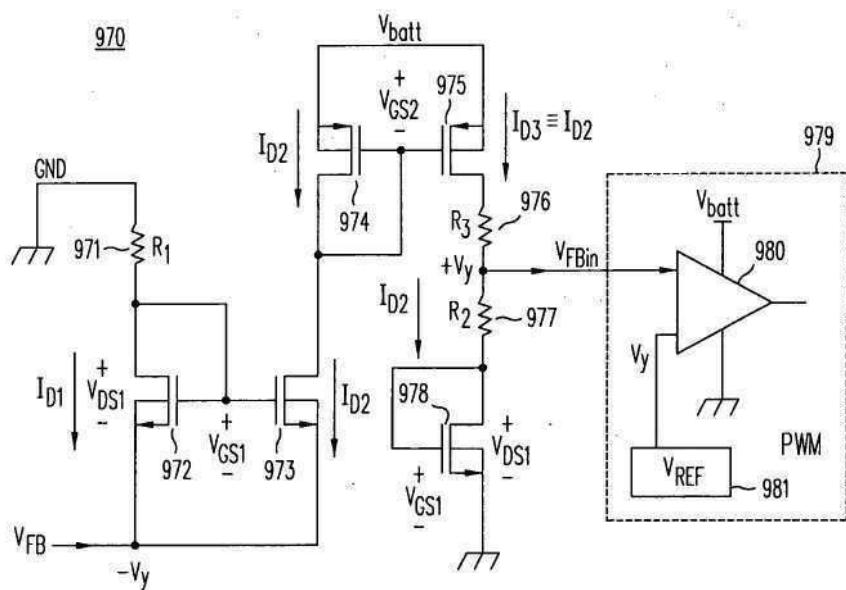
도면29d



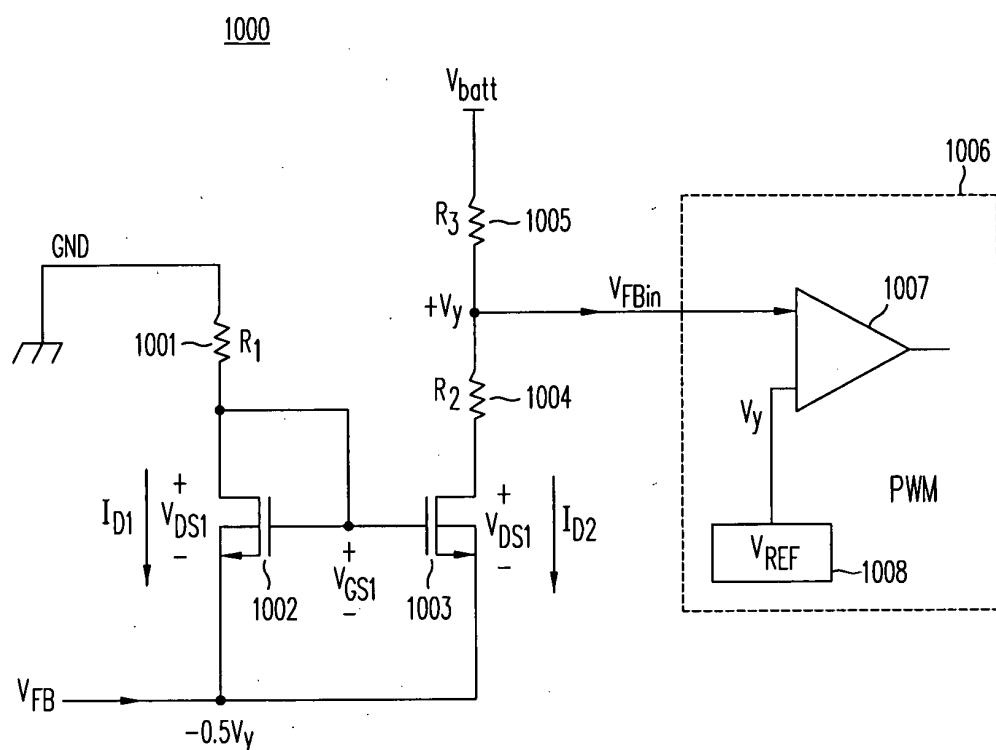
도면29e



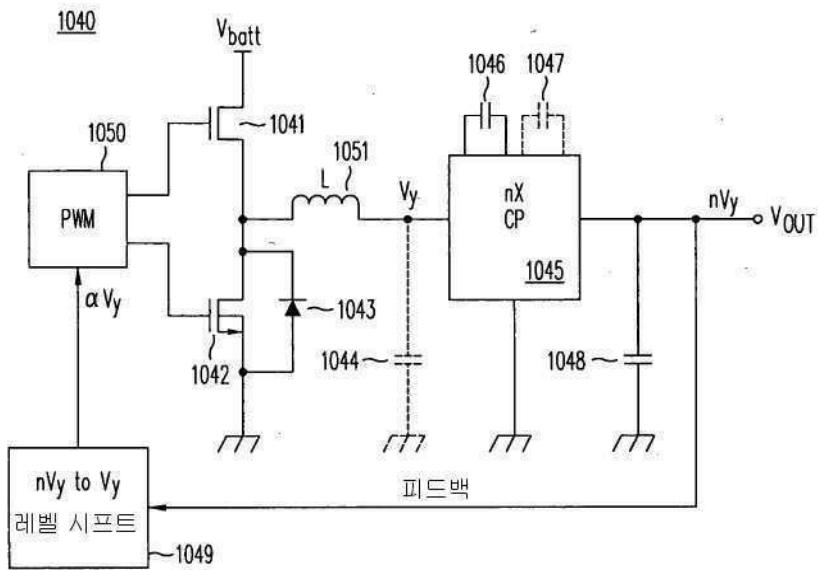
도면29f



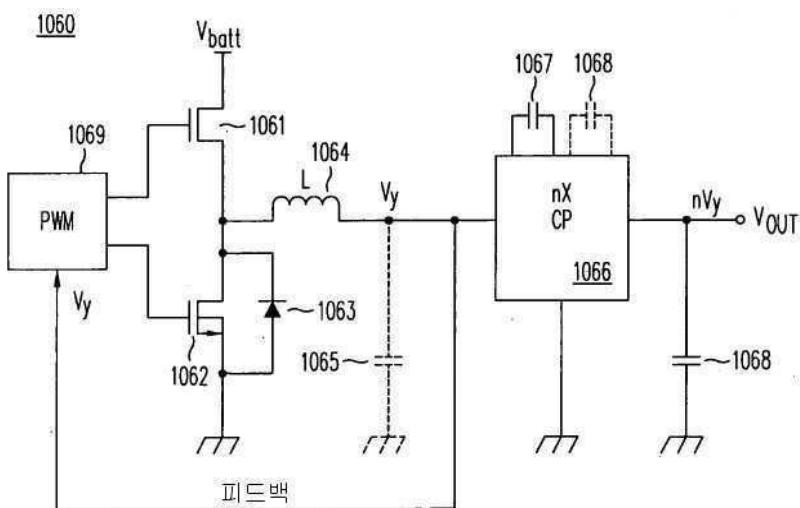
도면29g



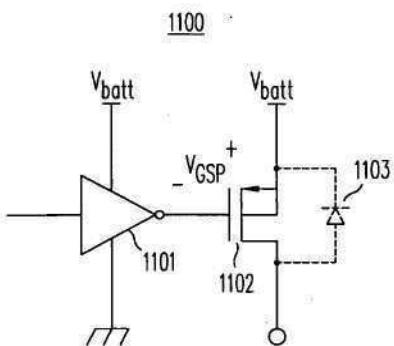
도면30a



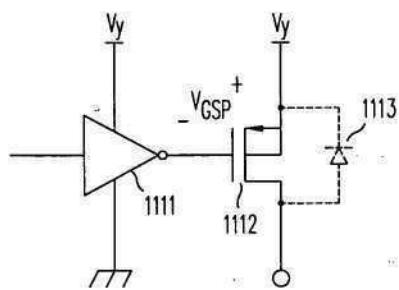
도면30b



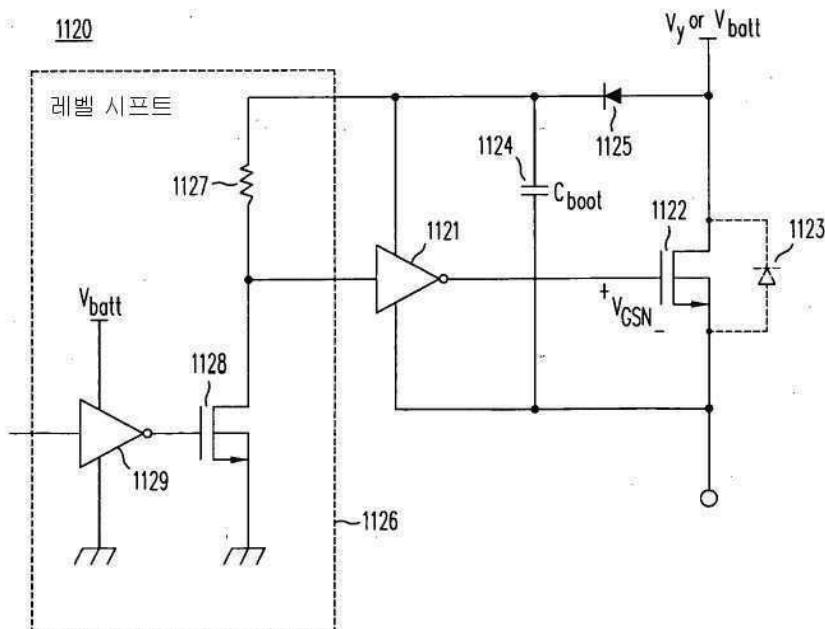
도면31a



도면31b

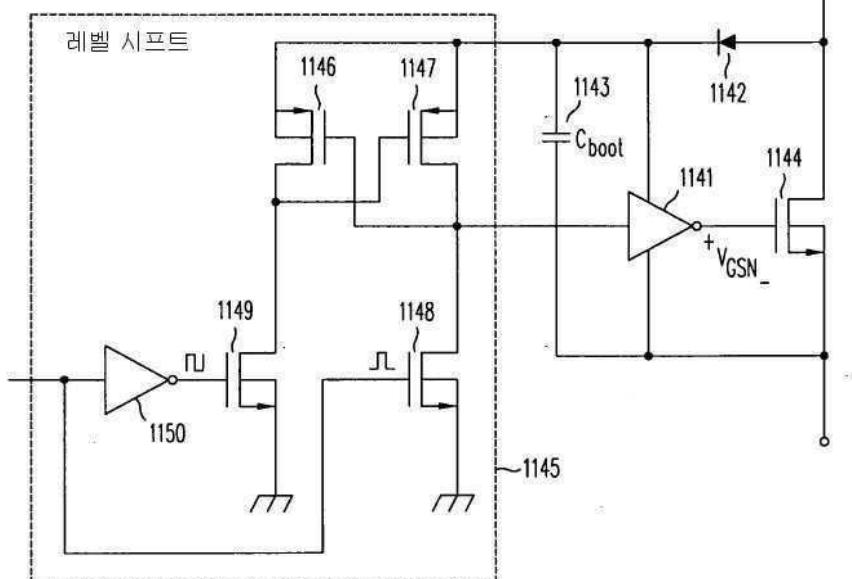
1110

도면31c

1120

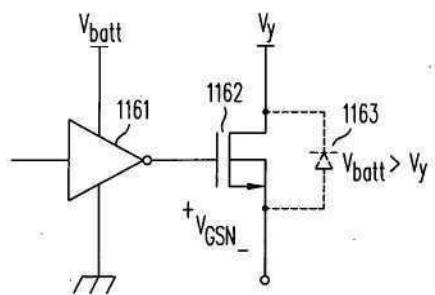
도면31d

1140



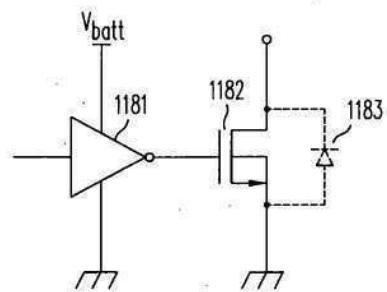
도면31e

1160



도면31f

1180



도면32

