



(19) 대한민국특허청(KR)  
 (12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2014년09월03일  
 (11) 등록번호 10-1436774  
 (24) 등록일자 2014년08월26일

- (51) 국제특허분류(Int. Cl.)  
*H02M 3/155* (2006.01) *H02M 3/156* (2006.01)  
*H02M 3/158* (2006.01) *H02M 3/07* (2006.01)
- (21) 출원번호 10-2013-7024358(분할)
- (22) 출원일자(국제) 2007년12월27일  
 심사청구일자 2013년10월11일
- (85) 번역문제출일자 2013년09월13일
- (65) 공개번호 10-2013-0111645
- (43) 공개일자 2013년10월10일
- (62) 원출원 특허 10-2009-7016065  
 원출원일자(국제) 2007년12월27일  
 심사청구일자 2011년05월04일
- (86) 국제출원번호 PCT/US2007/026375
- (87) 국제공개번호 WO 2008/082585  
 국제공개일자 2008년07월10일

(30) 우선권주장  
 11/890,956 2007년08월08일 미국(US)

(뒷면에 계속)

(56) 선행기술조사문현

US6348781 B1

US6445623 B1

US6381159 B2

US5929690 A

전체 청구항 수 : 총 16 항

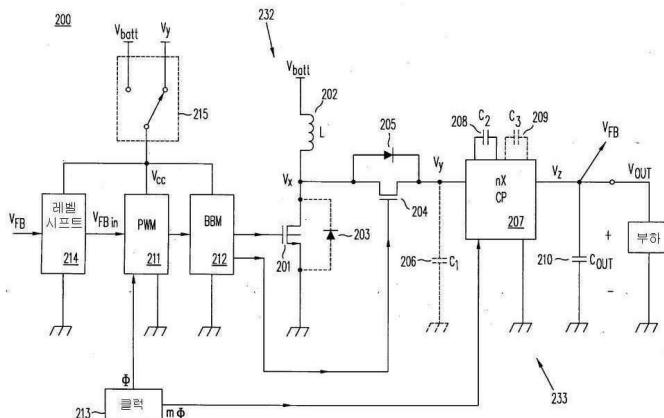
심사관 : 배진용

(54) 발명의 명칭 업 유도성 스위칭 프리-레귤레이터 및 용량성 스위칭 포스트-컨버터를 포함한 DC / DC 전압 컨버터

**(57) 요약**

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 양의 또는 음의 적분 또는 분수 값으로 스텝 업 또는 다운한다. 컨버터는 노이즈 이상, 조정 불량, 및 불안정성의 문제를 극복하고 입력-대-출력 전압 전환 비율의 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 스텝업 프리 레귤레이터, 및

차지 펌프를 구비하는 포스트 컨버터를 포함하고, 상기 포스트 컨버터의 입력 단자는 상기 프리 레귤레이터로부터 스텝업 전압을 수신하기 위해 상기 프리 레귤레이터의 출력 단자와 연결되고, 상기 DC/DC 전압 컨버터의 입력단자는 상기 프리 레귤레이터의 입력 단자를 포함하고, 상기 DC/DC 전압 컨버터의 출력단자는 상기 포스트 컨버터의 출력단자를 포함하는 DC/DC 전압 컨버터.

### 청구항 2

제 1 항에 있어서,

피드백 경로를 추가로 포함하고,

상기 피드백 경로의 제 1 단자는 상기 프리 레귤레이터에 연결되는 DC/DC 전압 컨버터.

### 청구항 3

제 2 항에 있어서,

상기 피드백 경로의 제 2 단자는 상기 포스트 컨버터의 출력 단자에 연결되는 DC/DC 전압 컨버터.

### 청구항 4

제 2 항에 있어서,

상기 피드백 경로의 제 2 단자는 상기 프리 레귤레이터의 출력 단자에 연결되는 DC/DC 전압 컨버터.

### 청구항 5

제 1 항에 있어서,

상기 프리 레귤레이터는,

저단(low-side) 스위치와 직렬 경로로 연결된 인덕터 및

상기 인덕터 및 저단 스위치의 사이의 직렬 경로에서의 지점과 연결되는 플로팅 스위치를 포함하는 DC/DC 전압 컨버터.

### 청구항 6

제 5 항에 있어서,

상기 플로팅 스위치는 플로팅 MOSFET을 구비하고, 상기 저단 스위치는 저단 MOSFET을 구비하는 DC/DC 전압 컨버터.

### 청구항 7

제 6 항에 있어서,

상기 프리 레귤레이터는 플로팅(floating) MOSFET의 게이트 및 저단 MOSFET의 게이트에 연결되는 BBM(Break-Before-Make) 유닛을 포함하는 DC/DC 전압 컨버터.

### 청구항 8

제 7 항에 있어서,

상기 프리 레귤레이터는 상기 BBM 유닛에 연결된 펄스폭 변조유닛을 포함하는 DC/DC 전압 컨버터.

### 청구항 9

제 1 항에 있어서,

상기 차지 펌프는 상기 차지 펌프의 입력 단자에서의 전압을 정수값(Integral value)만큼 증배시키는데 이용되는 DC/DC 전압 컨버터.

### 청구항 10

제 9 항에 있어서,

상기 차지 펌프는 상기 차지 펌프의 입력 단자에서의 전압을 2배만큼 증배시키는데 이용되는 DC/DC 전압 컨버터.

### 청구항 11

제 1 항에 있어서,

상기 차지 펌프는 상기 차지 펌프의 입력 단자에서의 전압을 1.5배만큼 증배시키는데 이용되는 DC/DC 전압 컨버터.

### 청구항 12

제 1 항에 있어서,

상기 차지 펌프는 상기 차지 펌프의 입력 단자에서의 전압을 0.5배만큼 증배시키는데 이용되는 DC/DC 전압 컨버터.

### 청구항 13

제 1 항에 있어서,

상기 포스트 컨버터는 인버터를 포함하는 DC/DC 전압 컨버터.

### 청구항 14

제 13 항에 있어서,

상기 차지 펌프는 상기 차지 펌프의 입력 단자에서의 전압을 음의 정수값(Integral value)만큼 증배시키는데 이용되는 DC/DC 전압 컨버터.

### 청구항 15

제 14 항에 있어서,

상기 차지 펌프는 상기 차지 펌프의 입력 단자에서의 전압을 -1배만큼 증배시키는데 이용되는 DC/DC 전압 컨버터.

### 청구항 16

제 13 항에 있어서,

상기 차지 펌프는 상기 차지 펌프의 입력 단자에서의 전압을 -0.5배만큼 증배시키는데 이용되는 DC/DC 전압 컨버터.

## 명세서

### 기술 분야

[0001] 본 발명은 DC/DC 변환 및 전압 조정(regulation)에 사용하는 스위칭 전원 장치의 디자인, 동작 및 성능과 이러한 컨버터에 사용되는 반도체 컴포넌트에 관한 것이다.

### 배경 기술

- [0002] 전압 조정은 일반적으로 디지털 IC, 반도체 메모리, 디스플레이 모듈, 하드 디스크 드라이브, RF 회로, 마이크로프로세서, 디지털 신호 프로세서 및 아날로그 IC와 같은 다양한 마이크로전자 컴포넌트에 전력을 공급하는 전원장치에서, 특히, 휴대 전화, 노트북 컴퓨터 및 소비자 제품과 같은 배터리를 사용하는 애플리케이션에서 공급 전압의 변동을 방지하기 위해 필요하다.
- [0003] 제품의 배터리 또는 DC 입력 전압을 종종 더 높은 DC 전압으로 높여야 하거나 더 낮은 DC 전압으로 낮춰야 하기 때문에, 이러한 레귤레이터는 DC-DC 컨버터로 지칭된다. 보통 "버크 컨버터"로 지칭되는 스텝-다운(step-down) 컨버터는 배터리의 전압이 원하는 부하 전압보다 높을 때 사용된다. 스텝-다운 컨버터는 유도성 스위칭 레귤레이터, 용량성 차지 펌프(charge pump), 및 선형 레귤레이터를 포함할 수 있다. 반대로, 보통 "부스트 컨버터"로 지칭되는 스텝-업(step-up) 컨버터는 배터리의 전압이 부하에 필요한 전압보다 낮을 때 필요하다. 스텝-업 컨버터는 유도성 스위칭 레귤레이터 또는 용량성 차지 펌프를 포함할 수 있다.
- [0004] 다른 종류의 컨버터는 컨버터의 입력이 출력보다 높은 전압인지 낮은 전압인지에 따라서 스텝-업 또는 스텝-다운 컨버터 중 하나로서 동작할 수 있다. 보통 버크-부스트 컨버터로 지칭되는 이러한 회로는 레귤레이터의 입력 및 출력이 유사한 전압이고, 입력 전압의 변동이 단순한 부스트 또는 버크 컨버터의 사용을 배제하는 경우 필요하다.
- [0005] 스텝-업 및 스텝-다운 변환 모두를 요구하는 이러한 애플리케이션의 일 예는 리튬 이온(LiIon) 배터리로부터 조정된 3.3V 출력을 공급하는 것이다. 리튬이온 배터리는 완전 충전됐을 때의 4.2V로부터 방전됐을 때의 3V로 감소하는 단자 전압을 나타낸다. 초기 배터리 전압이 3.3V보다 높고 최종 배터리 전압이 3.3V보다 낮기 때문에, 컨버터는 초기에 스텝-다운하고 후에 스텝-업 할 수 있어야만 한다.
- [0006] 유도성 스위칭 컨버터
- [0007] 상기 전압 레귤레이터 중, 유도성 스위칭 컨버터는 광범위한 전류, 입력 전압 및 출력 전압에 대해 뛰어난 성능을 달성할 수 있다. 유도성 스위칭 레귤레이터의 동작 원리는 참조로써 여기 병합된 제목 "High-Efficiency DC/DC Voltage Converter Including Down Inductive Switching Pre-Regulator And Capacitive Switching Post-Converter"인 미국 특허 출원 [대리인 참조번호 AATI-19-DS-US]에 상세하게 기술되어 있다.
- [0008] 비-분리된(non-isolated) 유도성 스위칭 레귤레이터의 두 가지 예로서, 동기식 버크 스텝-다운 컨버터 및 동기식 부스트 스텝-업 컨버터가 도 1a 및 1b에 각각 도시되어 있다.
- [0009] 동기식 버크 컨버터(1)의 일 예가 도 1a에 도시되어 있다. 컨버터(1)는 파워 MOSFET(3), 인덕터(5), 진성 정류기 다이오드(8)를 구비한 동기식 정류기 파워 MOSFET(4), 및 커뮤니케이션(6)을 포함한다. MOSFET(3)의 동작은 MOSFET(3)의 게이트를 구동하는 PWM(Pulse-Width Modulation) 컨트롤러(2)에 의해 제어된다. 게이트 구동은 MOSFET(3)가 N-채널인지 P-채널인지에 따라서 극성과 전압이 변할 수 있다. 동기식 정류기 MOSFET(4), 일반적으로 N-채널 MOSFET는 MOSFET(3)와 다른 위상으로 구동되지만, MOSFET(3)가 오프 상태인 전체 시간 동안 반드시 온 상태는 아니다. 일반적으로, MOSFET(4)는 다이오드(8)가 통전 중인 동안만 전도한다.
- [0010] 컨버터 동작을 제어하는 제어 회로는 고정 주파수 가변-펄스-폭 동작을 의미하는 PWM 컨트롤러로 지정되지만, 대신에 클럭 주기의 변화가 허용되는 가변주파수 모드에서 동작하거나, 또는 부하와 입력 조건에 따라서 가변주파수 모드와 고정 주파수 모드 사이에서 양자택일로 교대할 수 있다.
- [0011] 전원, 배터리 또는 파워 입력으로부터 DC/DC 컨버터로의 에너지 입력은 MOSFET(3)를 통해 스위칭되거나 게이트 제어된다. 양의 단자가 배터리 또는 입력에 연결된 상태에서, MOSFET(3)는 인덕터(5)의 전류를 제어하는 "고단(high-side)" 스위치로서 동작한다. 다이오드(7)는 MOSFET(3)에 기생하는 P-N 접합으로 트랜지스터의 드레인 및 소스에 병렬이며, 이것은 정상 버크 컨버터 동작하에서 역방향-바이어스 상태로 남는다. 다이오드(7)는 정상 동작하에서 전류를 운반하지 않기 때문에, 점선으로 도시되어 있다.
- [0012] MOSFET(3)의 스위칭 및 온-타임(on-time)을 제어하여 인덕터(5)의 전류를 제어함으로써, 인덕터(5)의 자장에 저장된 에너지는 출력 필터 커뮤니케이션(6)의 전압을 제어하기 위해 동적으로 조절될 수 있다. 출력 전압( $V_{out}$ )은 따라서 PWM 컨트롤러(2)의 입력에 피드백되고, 컨트롤러는 인덕터(5)의 전류( $I_L$ )를 MOSFET(3)의 반복된 스위칭을 통해 제어한다. 컨버터의 출력에 연결된 전기 부하는 도시되어 있지 않다.
- [0013] MOSFET(3)의 반전 위상(out of phase) 구동되는 동기식 정류기 MOSFET(4)는 MOSFET(3)가 오프 상태인 시간의 일부 동안 통전한다. 양의 단자가 인덕터(5), 즉, 노드( $V_X$ )에 연결되고 음의 단자가 회로 그라운드에 연결된

상태에서, MOSFET(4)는 다이오드(8)의 전류를 분기하는 "저단(low-side)" 스위치로서 동작한다. 다이오드(8)는 동기식 정류기 MOSFET(4)에 기생하는 P-N 접합으로 트랜지스터의 드레인 및 소스에 병렬이다. 다이오드(8)는 두 개 MOSFET가 모두 오프인 동안만 상당한 인덕터 전류를 전도한다.

[0014] 두 MOSFET는 모두는 입력 전원을 그라운드로 단락시키기 것을 방지하기 위해 매 스위칭 전환마다 동시에 오프된다. 이러한 소위 "BBM(Break-Before-Make)" 간격은 두 트랜지스터가 동시에 전도하지 않고 또한 컨버터의 입력과 전원을 단락 또는 "크로우-바(crow-bar)" 시키는 것을 보장함으로써 슈트-스루(shoot through) 전도를 방지한다.

[0015] 상기 잠깐의 BBM 간격 동안, 동기식 정류기 MOSFET(4)에 병렬인 다이오드(8)는 다이오드(8)와 관련된 임의의 기생 캐패시턴스와 함께, 인덕터(5)를 통해 부하 전류를 운반해야만 한다. 바라지 않는 노이즈가 BBM 동작과 관련된 전이동안 발생할 수 있다.

[0016] 에너지가 배터리 또는 다른 전원으로부터 DC/DC 컨버터로 흐르는 시간, 즉 MOSFET 스위치(3)가 온(on) 상태인 시간으로 컨버터의 뉴티 팩터(D)를 정의한다면, 버크 컨버터(1)의 입력 전압에 대한 출력의 비는 그것의 뉴티 팩터에 비례한다, 즉,

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

[0017] 여기서  $t_{sw}$ 는 MOSFET(3)가 각 클럭 주기(T) 동안 온인 기간이다.

[0019] 버크 또는 동기식 버크 컨버터에 대한 이 관계는 도 2a의 그래프(15)의 곡선(17)에 의해 도시되어 있다. 버크 컨버터는 D의 끝에서 어떤 불연속점(19, 21)을 나타내지 않고서는 0 또는 1(unity) 전달 특성에 매끄럽게 도달 할 수 없다. 이 현상은 파워 MOSFET 스위치와 그것의 제어 및 게이트 구동 회로에서 스위칭 지연에 의해 발생 한다.

[0020] 버크 컨버터의 파워 MOSFET(3)이 여전히 스위칭하는 한,  $t_{sw}$ 는, 본질적으로 MOSFET 스위치와 그것의 제어 루프 내의 턴-온 및 턴-오프 지연 때문에, 클럭 주기(T)의 일부, 예를 들면,  $5\% < D < 95\%$ 로, 제한된다. 예를 들면, 95% 뉴티 팩터와 3MHz 클럭에서, 고단 MOSFET(3)에 대한 오프-시간은 333nsec 기간의 단지 5%인 16nsec이다. 이것은 고단 MOSFET(3)가 턴-오프하고 16nsec 후에 - 95% 출력-입출력 변환비 이상으로 조정하기에 너무 빠르게 - 다시 턴-온되어야 하는 것을 의미한다. 이 최소 오프-시간 문제는 동기식 또는 비동기식 버크 컨버터 모두에 영향을 준다. 이 문제는, 동기식 정류기 MOSFET(4)가 턴-온 후에 다시 턴-오프하고 여전히 BBM 동작을 나타 낼 시간이 없기 때문에, 동기식 DC/DC 컨버터에서 더욱 악화된다.

[0021] 도 2a의 그래프(15)를 다시 참조하면, 어떤 최대 뉴티 팩터( $D_{max}$ ) 이상에서, 불연속점(21)에 의해 도시된 것과 같이, 스위칭 동작을 유지할 적절한 시간이 없고 컨버터는  $D_{max}$ 로부터 100% 뉴티 팩터로 점프한다.  $D_{max}$  이상에 서, 컨버터는 MOSFET(3)를 턴-온 시키고 전체 주기(T) 동안 온으로 유지한다. 급격한 전이(21)는 출력 전압에서 글리치(glitch)를 야기한다. 따라서, 100% 뉴티 팩터에서, 선(16)에 의해 도시된 것과 같이  $V_{out} = V_{in}$ 이고 스위칭이 정지되는 한 모든 조정이 소멸된다.

[0022] 도 1b에 도시된 동기식 부스트 컨버터(10)는 저단 파워 MOSFET(12), 배터리 연결된 인덕터(13), 필터 커패시터(15), 및 병렬 정류기 다이오드(16)를 구비한 "플로팅(floating)" 동기식 정류기 MOSFET(14)를 포함한다. MOSFET(12, 14)의 게이트는 BBM(break-before-make) 회로(도시안됨)에 의해 구동되고 필터 커패시터(15)에 걸리는 출력 전압( $V_{out}$ )으로부터의 전압 피드백( $V_{FB}$ )에 반응하여 PWM 컨트롤러(11)에 의해 제어된다. BBM 동작은 필터 커패시터(15) 단락을 방지하는데 요구된다.

[0023] N-채널 또는 P-채널 MOSFET일 수 있는 동기식 정류기 MOSFET(14)는 그것의 소스 및 드레인 단자 모두가 임의의 서플라이 레일, 즉, 그라운드 또는  $V_{batt}$ 에 영구적으로 연결되지 않는다는 점에서 플로팅하는 것으로 간주된다.

다이오드(16)는, 동기식 정류기 MOSFET(14)가 P-채널 디바이스인지 N-채널 디바이스인지에 관계 없이, 동기식 정류기 MOSFET(14)에 고유한 P-N 다이오드이다. 쇼트키 다이오드(Schottky diode)가 MOSFET(16)에 병렬로 포함될 수 있지만, 직렬 인덕턴스 때문에 포워드 바이어싱 진성 다이오드(16)로부터 전류를 우회하기에 충분히 빠르게 동작하지 않을 수 있다. 다이오드(17)는 N-채널 저단 MOSFET(12)에 고용한 P-N 접합 다이오드를 나타내고

정상 부스트 컨버터 동작하에서 역방향 바이어스 상태로 남겨진다. 다이오드(17)는 정상 동작하에서 통전하지 않기 때문에, 점선으로 도시되어 있다.

[0024] 에너지가 배터리 또는 전원으로부터 DC/DC 컨버터로 흐르는 시간 즉, 저단 MOSFET 스위치(12)가 온 상태이고 인덕터(13)가 차화 상태인 시간 동안으로 컨버터의 듀티 팩터(D)를 다시 정의한다면, 부스트 컨버터의 입출력 전압 비는 '1 - 그것의 듀티 팩터의 역수'에 비례한다, 즉,

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

[0025] [0026] 부스트 또는 동기식 부스트 컨버터에 대한 이 관계는 도 2a의 그래프(15)의 곡선(18)에 의해 도시된다. 부스트 컨버터는 D의 끝에서 어떤 불연속점을 나타내지 않고는 1(unity) 전달 특성에 매끄럽게 도달할 수 없다는 것을 유념해야한다. 이 현상은 파워 MOSFET 스위치와 그것의 제어 및 게이트 구동 회로에서 스위칭 지지체에 의해 발생한다.

[0027] 부스트 컨버터의 파워 MOSFET(12)가 여전히 스위칭하는 한,  $t_{sw}$ 는, 본질적으로 MOSFET(12)와 그것의 제어 루프 내 턴-온 및 턴-오프 지체 때문에, 클럭 주기(T)의 일부, 예를 들면,  $5\% < D < 95\%$ 에 제한된다. 예를 들면, 5% 듀티 팩터와 3MHz 클럭에서, 저단 MOSFET(12)에 대한 온-시간은 333nsec 기간의 단지 5%, 또는 16nsec이다. 이것은 저단 MOSFET(12)가 단 16nsec 내에 턴-온하고 다시 턴-오프해야 한다는 것을 의미하며 - 이것은 5% 입출력 변환비 이하로 조정하기에 너무 빠르다. 이 최소 온-시간 문제는 동기식 또는 비동기식 부스트 컨버터 모두에 영향을 준다.

[0028] 도 2a의 그래프(15)를 다시 참조하면, 어떤 최소 듀티 팩터( $D_{min}$ ) 아래에서, 스위칭 동작을 유지할 적절한 시간이 없고 컨버터는, 불연속점(20)에 의해 도시된 것과 같이,  $D_{min}$ 로부터 0% 듀티 팩터로 점프해야만 한다.  $D_{min}$  하에서, 컨버터는 동기식 정류기 MOSFET(14)를 턴-온 시키고 전체 기간(T) 동안 그것을 유지한다. 급격한 전이(20)는 부스트 컨버터의 출력 전압에 글리치를 야기한다. 또한, 100% 듀티 팩터에서, 선(16)에 의해 도시된 것과 같이  $V_{out} = V_{in}$ , 스위칭이 정지되는 한 모든 조정이 소멸된다.

[0029] 따라서, 동기식 버크 컨버터(1)와 동기식 부스트 컨버터(10) 모두에서, 1(unity) 전달특성 근처에서의 동작, 즉 선(16)에 의해 도시된  $V_{out} \approx V_{in}$ 일 때는 버크 또는 부스트 컨버터 중 하나에 대해 문제가 된다.

[0030] 전압 컨버터의 효율( $\eta$ )은 다음에 의해 얻을 수 있다:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{I_{out} \cdot V_{out}}{I_{in} \cdot V_{in}}$$

[0031] [0032] 유도성 스위칭 레귤레이터의 효율 분석은 상기 참조된 미국 특허 출원 [대리인 참조번호 AATI-19-DS-US]에 상세하게 기술되어 있다.

[0033] 도 2b의 그래프(25)는 컨버터의 전압 변환비  $V_{out}/V_{in}$ 의 함수로서 동기식 버크 및 동기식 부스트 컨버터에 대한 대표적인 변환 효율의 예를 도시한다. 도시된 것과 같이, 선(26)은  $V_{out} = V_{in}$ 일 때 1(unity) 변환 조건을 나타낸다. 그래프(25)의 선(26)의 좌측, 1(unity)보다 작은 변환비는 스텝-다운 변환을 나타낸다. 효율 곡선(27)은 스텝-다운 전압 변환을 수행하는 버크 컨버터의 예를 나타낸다. 선(26)의 우측, 1(unity)보다 큰 변환비는 스텝-업 전환을 나타낸다. 효율 곡선(28)은 스텝-업 전압 변환을 수행하는 부스트 컨버터의 예를 나타낸다.

[0034] 일반적으로, 부스트 레귤레이터는 곡선(27, 28)에 의해 도시된 것과 같이, 동등한 부하 전류에 대해 버크 레귤레이터보다 낮은 효율을 나타낸다. 이것은 주로 부스트 레귤레이터가 버크 레귤레이터보다 높은 피크 전류를 나타내는 사실 때문이다. 이 문제는, 높은  $V_{out}/V_{in}$  전압 변환비에 대해, 특히 더 높은 변환비에서 곡선(28)의 하향으로 도시된 것과 같이, 입력 전압의 10배에 도달하는 출력 전압에 대해, 더욱 강조된다.

[0035] 그래프(25)에서, 버크 컨버터의 효율(곡선(27))은 0.1 미만 또는 0.9 초과의 변환비에 대해 도시되어 있지 않고, 마찬가지로 부스트 컨버터의 효율(곡선(28))은 1.1 미만 또는 10 초과의 변환비에 대해 도시되어 있지 않

다. 왜냐하면, 이들 변환비는 컨버터가 10% 미만 또는 90% 초과의 드티 팩터에서, 특히 높은 스위칭 주파수에서 달성하기 어려운 동작 조건에서 동작할 것을 요구하기 때문이다.

#### 버크-부스트 스위칭 컨버터

[0036] 1(unity) 전달 근처에서 비-분리된 DC/DC 스위칭 컨버터 동작의 문제는, 입력 전압이 원하는 출력 전압 이상 또는 이하로 변할 수 있는 애플리케이션에서 특히 어렵다. 이 애플리케이션의 예는 주전원 고장 시의 비상 상황 동안 배터리 백업에 의해 동작하여야만 하는 회로 또는 노이지(noisy) AC 어댑터의 출력을 포함한다.

[0037] 1(unity) 변환비가 요구되는 다른 시나리오는 배터리의 동작 전압 범위가 원하는 출력 전압 이상 및 이하로 확장할 때 발생한다. 예를 들면, 리튬이온 배터리의 방전 특성은 만충전 4.2V에서 시작하고, 처음에 3.6V 부근으로 급격하게 감소하고, 이후에 3.4V로 천천히 감소하며, 마지막으로 3V 또는 그 이하에서 컷오프로 빠르게 떨어진다. 이 전체 기간동안 DC/DC 컨버터가 잘 조정된 3.3V 출력을 생성하도록 요구되는 경우에,  $(3.3V/4.2V)$ 의 1이하의 변환비, 즉, 0.79의 변환비가 개시 시에 요구되며, 이것은 버크 컨버터가 필요한 것을 나타낸다. 배터리의 수명이 다할 때, 요구된 변환비는 1을 초과하고, 3.3V/3V, 즉 1.1의 변환비가 되며, 부스트 컨버터를 요구한다. 스텝-업 및 스텝-다운 전환 모두를 요구하는 이러한 애플리케이션은 버크-부스트, 또는 업-다운 컨버터를 요구한다.

[0038] 사용자가 업-다운 변환의 복잡성을 피하고자 원하는 경우에, 가능한 한 가지 접근법은 버크 컨버터만을 사용하고, 예를 들면 3.3V에서 배터리를 일찍 절단함으로써 배터리 수명을 포기하는 것이다. 그러나, 실제로에서, 배터리 제조의 편차와 레귤레이터 드롭아웃 및 드티 팩터 제한을 고려하면, 버크-온리 레귤레이터 솔루션에 의존하기 위해 너무 많은 배터리 수명이 희생된다.

[0039] 만약 업-다운 변환을 피할 수 없다면, 버크-부스트 컨버터는 동기식 버크와 부스트 컨버터를 병합된 회로로 조합하는 것에 의해 용이하게 얻어질 수 있다. 예를 들면, 도 3a에서, 캐스캐이드 버크-부스트 컨버터(35)는 P-채널 또는 N-채널 MOSFET(36), 인덕터(38A), 진성 정류기 다이오드(39)를 구비한 N-채널 동기식 정류기 MOSFET(37), 및 커패시터(44)를 포함하는 동기식 버크 컨버터를 포함하고, 이것은 저단 N-채널 MOSFET(40), 인덕터(38B), 진성 정류기 다이오드(42)를 구비한 동기식 정류기 MOSFET(41), 및 필터 커패시터(43)를 포함하는 동기식 부스트 컨버터 전력을 공급하는데 사용된다. 버크-부스트 컨버터(35)는 먼저 입력 전압( $V_{batt}$ )을 원하는 출력보다 낮은 중간 전압으로 강압하고, 이후에  $V_{out}$ 을 생성하기 위해 중간 전압을 승압한다.

[0040] 도 3b는 저단 N-채널 MOSFET(46), 인덕터(47), 진성 다이오드(49)를 구비한 N-채널 또는 P-채널 동기식 정류기 MOSFET(48A), 및 커패시터(54)를 포함한 동기식 부스트 컨버터를 포함하는 캐스캐이드 부스트-버크 컨버터(45)를 반대로 도시하고, 이것은 MOSFET(48B), 인덕터(52), 진성 정류기 다이오드(51)를 구비한 N-채널 동기식 정류기 MOSFET(50), 및 필터 커패시터(53)를 포함한 동기 버크 컨버터에 전력을 공급하는 데 사용된다. 버크-부스트 컨버터(45)는 부하(도시 생략)를 구동한다. 이 방법에서, 입력 전압( $V_{batt}$ )은 먼저 원하는 출력보다 높은 중간 전압으로 승압되고, 이후에 강압되어  $V_{out}$ 을 생성한다.

[0041] 버크-부스트 레귤레이터(35) 또는 부스트-버크 레귤레이터(45) 중 어느 하나의 전체 효율은 버크 컨버터의 효율( $\eta_{Buck}$ )에 부스트 컨버터의 효율( $\eta_{boost}$ )을 곱한 결과로 주어진다. 수학적으로 이것은  $\eta_{CASCADE} = \eta_{Buck} * \eta_{boost}$  로 써 나타낼 수 있다. 두 컨버터 모두가 85% 효율일지라도, 캐스캐이드 버크-부스트 또는 부스트-버크 컨버터의 효율은 버크 컨버터 또는 부스트 컨버터 중 어느 하나의 대표적인 효율보다 상당히 낮은, 약 70%정도의 전체 효율에 도달한다. 입력 및 출력 단자 사이에 직렬로 더 많은 트랜지스터가 존재하고 모든 트랜지스터가 항상 스위칭하기 때문에, 캐스캐이드 버크-부스트 또는 부스트-버크 캐스캐이드에서의 전체 전력 손실은 동기식 버크 또는 동기식 부스트 컨버터 중 어느 하나만의 전력 손실보다 크다.

[0042] 도 3b에 도시된 것과 같이, 부스트-버크 컨버터(45)는 중간 커패시터(54)를 구비한 직렬 연결된 MOSFET(48A, 48B)를 포함한다. 안정 상태에서, 직렬 연결된 MOSFET의 전류는 같아야 하기 때문에, MOSFET(48B)는 중복되고 회로 동작에 영향을 주지 않고 제거될 수 있다. 그렇더라도, 부스트-버크 컨버터(45)는 2개의 인덕터(47, 52)를 필요로 하며, 사용자의 관점에서 매우 바람직하지 않은 특성이다.

[0043] 유사하게, 도 3a에 도시된 것과 같이, 버크-부스트 컨버터(35)는 중간 커패시터(44)를 구비한 인덕터(38A, 38B)를 포함한다. 안정 상태에서 인덕터(38A, 38B)의 전류가 동일하기 때문에, 인덕터(38B)는 중복되고 회로의 기능을 변경하지 않고 제거될 수 있다. 사실, 커패시터(44) 또한 버크-부스트 컨버터의 동작을 크게 변경하지

않고 제거될 수 있다.

[0045] 간략화시킨 종래 기술의 베크-부스트 컨버터(55)의 결과가 도 3c에 도시되어 있다. 베크-부스트 컨버터(55)는 하나의 인덕터(59); 4개의 MOSFET(57, 56, 60, 61); 다이오드(58, 62); 및 필터 커패시터(63)를 포함한다. PWM 컨트롤러와 BBM 및 게이트 베피 회로는 도시되어 있지 않다. 그것의 단자 조건에 따라서, 이러한 컨버터는 3가지 별개의 모드인 베크, 부스트, 및 베크-부스트에서 동작할 수 있다.

[0046] 도 3d에서, 등가회로(65)는 베크-부스트 컨버터(55)의 동작을 베크 컨버터로서 나타내며, 여기서 MOSFET(61)가 온 상태이고(저항(67)으로 표시됨) MOSFET(60)가 오프 바이어스 된(개방회로(66)로 표시됨) 동안, MOSFET(57, 56)은 PWM 제어하에서 역위상으로 스위칭된다. 베크 컨버터로서 동작되는 베크-부스트 컨버터(55)의 전체 전력 손실은 MOSFET(61)의 전도 손실, 즉, 저항(67)의 계속되는 전력 손실때문에 등가의 동기식 베크 컨버터에서의 전체 전력 손실보다 더 크다. 이러한 증가된 전력 손실의 결과로써, 베크 모드에서 동작하는 베크-부스트 컨버터(55)는 도 1a에 도시된 종래 베크 컨버터(1)보다 효율이 낮다.

[0047] 도 3e에서, 등가회로(70)는 베크 부스트 컨버터(55)의 동작을 부스트 컨버터로서 나타내며, 여기서 MOSFET(57)가 온 상태이고(저항(71)으로 표시됨) MOSFET(56)가 오프 바이어스 된(개방회로(72)로 표시됨) 동안, MOSFET(60, 61)은 PWM 제어하에서 역위상으로 스위칭된다. 부스트 컨버터로서 동작되는 베크-부스트 컨버터(55)의 전체 전력 손실은 MOSFET(57)의 전도 손실, 즉, 저항(71)의 계속되는 전력 손실 때문에 동등한 동기식 부스트 컨버터에서의 전체 전력 손실보다 훨씬 크다. 이러한 증가된 전력 손실의 결과, 부스트 모드에서 동작하는 베크-부스트 컨버터(55)는 도 1b에 도시된 종래 부스트 컨버터(10)보다 효율이 낮다.

[0048] 베크-부스트 컨버터(55)를 사용하는 효율의 손실은 다양한 출력-대-입력 전압 전환 비율( $V_{out}/V_{in}$ )에 대한 효율( $\eta$ )의 플롯(plot)으로 도 4에 도시된다. 편의상, 종래 베크 및 부스트 컨버터의 효율(도 2b의 곡선(27, 28)과 유사)은 각각 곡선(81, 82)에 의해 도시된다.

[0049] 곡선(83)은 등가 회로(65)(도 3d)에 도시된 것과 같이, 베크-전용 모드에서 동작하는 베크-부스트 컨버터(55)의 효율을 도시한다. 온-상태의 MOSFET(61)와 관련된 직렬 저항(67) 때문에, 베크 모드의 베크-부스트 컨버터의 효율(곡선(83))은 단순한 베크의 효율(곡선(81))보다 낮다. 이 효율의 손실은 동작 조건에 따라서, 몇 퍼센트로부터 10% 이상의 범위일 수 있다. 곡선(85)은 4개의 스위치 모두가 계속해서 스위칭하는 풀 베크-부스트 모드에서 동작하는 베크-부스트 컨버터(55)의 효율을 나타내고, 그 결과 베크 모드에서 동작하는 동일한 베크-부스트 컨버터보다(곡선(83)) 더 큰 손실과 더 낮은 효율을 보여준다.

[0050] 곡선(84)은 등가 회로(70)(도 3e)에 도시된 부스트-전용 모드에서 동작하는 베크-부스트 컨버터(55)의 효율을 도시한다. 온-상태의 MOSFET(57)와 관련된 직렬 레지스턴스(71)때문에, 부스트-전용 모드에서의 베크-부스트 컨버터의 효율(곡선(84))은 단순한 부스트 컨버터의 효율(곡선(82))보다 낮다. 이 효율의 손실은 동작 조건에 따라서, 몇 퍼센트로부터 10% 이상의 범위일 수 있다. 곡선(86)은 4개의 스위치 모두가 계속해서 스위칭하는 풀 베크-부스트 모드에서 동작하는 베크-부스트 컨버터(55)의 효율을 나타내고, 그 결과 부스트 모드에서 동작하는 동일한 베크-부스트 컨버터보다(곡선(84)) 더 큰 손실과 더 낮은 효율을 나타낸다.

[0051] 출력 전압이 입력보다 약간 높거나 낮은(즉,  $V_{out} \approx V_{in}$ ) 1(unity) 변환비 근처에서, 베크-부스트 컨버터(55)는 4개의 MOSFET 모두가 계속해서 스위칭하는 베크-부스트 모드에서 동작해야만 한다. 결과 효율(곡선(87))은 종래 베크 또는 부스트 컨버터의 효율(곡선(81, 82))보다 10% ~ 20% 낮을 수 있다.

[0052] 따라서, 광범위한 전압 변환비에 대해 동작하기 위해 베크-부스트 컨버터를 사용하는 효율 손실은 상당하다. 또한, 컨버터는 1(unity) 전압 변화비 근처에서 동작할 때마다 그것의 동작 모드를 변경해야만 한다.

### 차지 펌프 컨버터

[0054] 스위치드-인덕터 컨버터의 대체물은, 반복된 전하 재분배, 즉 클럭 또는 오실레이터에 의해 구동되는 커패시터 네트워크의 계속적인 충전 및 방전을 통해, 전압 변환을 수행하는 스위치와 커패시터만을 사용한 전압 전환 회로인 차지 펌프이다.

[0055] 차지 펌프의 이점은 특정 전압 전환 비율에서 100%에 도달하는 매우 높은 전환 효율을 나타낼 수 있다는 것이다. 단점은 그것의 컨버터 회로에서 사용된 플라잉(flying) 커패시터의 수에 기초하여, 미리 결정된 복수의 입력 전압인 출력 전압을 효율적으로 생성만 할 수 있다는 것이다. 복수의 입력 전압을 선택하는 것 외의 전압을 생성하는 데 사용될 때, 차지 펌프는 낮은 효율을 나타낸다.

- [0056] 혼한 차지 펌프의 예가 도 5a에 차지 펌프(90)에 의해 도시되어 있으며 여기서 단일 플라잉 커페시터(93)이 "더블러(doubler)"로서, 즉 배터리의 입력 전압을 두배로 하기 위해 사용된다. 차지 펌프(90)는 H-브리지의 일 단자인, MOSFET(95)의 소스가 차지 펌프(90)의 출력 단자와 그라운드가 아닌 저장 커페시터(96)에 연결되는 것을 제외하고 H-브리지와 유사한 배열로 구성된 MOSFET(92, 91, 94, 95)를 포함한다.
- [0057] 차지 펌프(90)의 동작은 플라잉 커페시터(93)을 반복하여 충전 및 방전하는 것을 포함한다. 충전 단계동안, MOSFET(92, 95)가 오픈 상태이고 대각선 방향의 MOSFET(94, 91)가 클로즈되며 전압( $V_{batt}$ )으로 커페시터(93)를 충전한다. 이후에, 전하 전이 단계에서, MOSFET(94, 91)가 오픈되고, MOSFET(92, 95)는 클로즈되고, 에너지는 플라잉 커페시터(93)로부터 출력 저장 커페시터(96)로 전이되어, 배터리 전압( $V_{batt}$ )에 2배의 값으로 출력 전압( $V_{CP}$ )을 펌핑한다.
- [0058] 스위치 네트워크의 목적은 본질적으로 충전 단계동안 배터리와 병렬로 플라잉 커페시터를 위치시키는 것이고 직렬로, 즉, 전압원(101)은 배터리 입력을 나타내고  $V_{batt}$ 로 충전된 커페시터(102)는 플라잉 커페시터(93)를 나타내는, 도 5b에 등가 회로(100)에 의해 도시된 것과 같이, 방전 단계동안, 배터리의 양 단자의 탑에 스택(stack)된다. 배터리의 꼭대기에 있는 충전된 플라잉 커페시터(93)를 "스택"함으로써, 차지 펌프의 출력 전압은 전압의 합이고, 따라서 전압 입력을 두배로 한다. 이후에 사이클은 다른 충전 단계로 반복한다.
- [0059] 도 5c는 2개의 플라잉 커페시터(114, 115)와 7개의 MOSFET(111, 112, 113, 116, 117, 118, 119)의 네트워크를 이용하는 차지 펌프(110)을 도시한다. 네트워크의 목적은 처음에 직렬 커페시터(114, 115)를 충전하는 것이며, 각 커페시터는 배터리 전압을 절반 즉,  $V_{batt}/2$ 로 충전된다.
- [0060] 충전 동안, MOSFET(111, 112, 113)는 온 상태이고 MOSFET(116, 117, 118, 119)는 오프 상태이다. 충전 후에, 충전된 커페시터(114, 115)는 병렬로 연결되고, 배터리의 양 단자에 연결된다. 이 연결은 MOSFET(116, 117, 118, 119)를 턴-온시킴으로써 달성된다. 도 5d의 등가 회로(121)에 도시된 것과 같이, 결과 출력 전압은 1.5  $V_{batt}$ 의 출력 전압에 대해,  $V_{batt} + V_{batt}/2$ 이다. 도시된 것과 같이, 배터리 전압원(124)과 커페시터(122, 123)의 병렬 조합은 서로의 위에 적층된다. 출력 전압이 입력 전압의 1.5배이기 때문에, 이러한 종류의 차지 펌프는 때때로 "프렉셔널(fractional)" 차지 펌프로써 지칭된다.
- [0061] 실제로, 많은 차지 펌프 토폴로지가 가능하지만, 대부분 하나 또는 둘의 플라잉 커페시터만을 사용한다. 단일 플라잉 커페시터 차지 펌프는 그것의 입력에 두배에서 효과적으로 전력을 운반하는 것만이 가능하거나, 또는 커페시터가 배터리의 음 단자에 연결된다면 또한 인버터로 알려진 배터리의 미러-이미지 음 전압, 즉  $-V_{batt}$ 를 생성한다. 인버팅 케이스는 도 5e의 등가 회로(130)에 도시된다. 배터리(131)가 커페시터(132)를 그라운드 이하의 전압으로, 즉 배터리(131)의 음 단자에 관련해 충전하는데 사용된다. 2개의 트랜지스터 프렉셔널 차지 펌프는 배터리 전압(136)의 반절로 충전된 후에 커페시터(137, 138)가 이후에  $+0.5V_{batt}$ 와 같은 양 전위를 생성하도록 음 배터리 전위(그라운드)와 관련하는 도 5f의 등가 회로(135)에 도시된 것과 같이, 입력 전압의 절반과 동일한 출력 전압을 생성하는데 사용될 수 있다. 또는, 커페시터의 양의 측은  $-0.5V_{batt}$ 와 같은 인버팅 전위를 생성하도록 그라운드에 연결될 수 있다.
- [0062] 차지 펌프 컨버터의 문제점은 플라잉 커페시터의 수에 의해 결정된 특정 전환 배수(multiple)에서만 효율적으로 동작한다는 것이다. 다시 말하면, 이것은 전압 레귤레이터가 아니다. 특히, 원하는 부하 전압( $V_{out}$ )이 커페시터 네트워크가 생성하는 전압( $V_{CP}$ )로부터 벗어나면, 차지 펌프는 적응할 수 없다. 차지 펌프의 출력 전압( $V_{CP}$ )과 원하는 출력 전압( $V_{out}$ ) 사이의 전압 차동을 브리지하기 위해 레지스터 또는 전류원이 필요하고, 손실이 많은 소자에 걸린 전압은 전력 손실과 효율 감소를 야기한다. 차지 펌프 효율의 분석은 상기 참조된 미국 특히 출원 [대리인 참조번호 AATTI-19-DS-US]에 제공된다.
- [0063] 성글-모드 차지 펌프에 대한 효율 방정식은 더블러(곡선(151)), 인버터(곡선(152)), 및 프렉셔널 차지 펌프(곡선(153, 154, 155))를 포함한 다양한 멀티플라이어(multiplier)에 대해 도 6a에 그래프로 도시된다. 곡선(156)은 선형 레귤레이터의 최대 이론적 효율과 동일한, 즉 시불변 동작 전류가 존재하지 않는다고 가정한, 그 것의 입력 전압과 같은 출력 전압을 생성하도록 디자인된 차지 펌프의 효율을 나타낸다. 출력 전압 대 입력 전압의 비율이  $\pm \frac{1}{2}V_{batt}$ 의 정수배에 접근함에 따라, 각 경우에, 차지 펌프의 효율은 증가한다. 상기 전압 비율 이상에서, 차지 펌프는 동작할 수 없고, 다른 커페시터 멀티플라이어, 즉, 다른 동작 모드가 사용되어야만 한다.

- [0064] 그래프(150)에 도시된 각각의 곡선은 예를 들면, 도 5a-5f에 도시된 것을 포함한, 특정 차지 펌프 회로를 나타낸다. 부하가 입력 전압의 정확히  $1/2$  볼트 정수배에서 동작하지 않는다면, 하나 또는 둘의 커페시터를 사용하는 차지 펌프 컨버터의 효율이 나빠질 것이다. 셀이 방전됨에 따라 배터리 전압이 현저하게 변할 수 있기 때문에, 이 작용은 특히 배터리 전원 급급 제품에 대해 문제가 존재한다. 리튬이온 배터리의 경우에, 예를 들면, 전압은 25% 변화를 나타내는 방전 동안 1V이상 감소할 수 있다. 퍼크 효율이 일 특정 동작 조건과 배터리 전압에서 높을 수 있다하여도, 배터리 방전 곡선의 위쪽에서 평균 계산된 컨버터의 전체 효율은 나쁘다. 각종 평균 효율은 싱글-모드 차지 펌프를 사용하여 60%보다 낮을 수 있다.
- [0065] 컨버터의 평균 효율을 향상시키는 일 방법은 일 회로내에서 자동으로 1X, 1.5X, 2X의 전환 비율 사이에서 모드를 스위칭하는 것이다. 이 특징은 넓은 입력 범위에 대해 고정된 전압을 공급하는데 특히 유용하다. 모드-변환 차지 펌프의 효율은 도 6에 도시되고, 배터리가 감소함에 따라 3종 모드 컨버터 회로는 곡선(163)에 의해 도시된 효율을 갖는 1X-배터리-다이렉트 모드로부터 곡선(162)에 의해 도시된 효율을 갖는 1.5X-프렉셔널-모드로 스위칭하고, 이후에 곡선(161)에 의해 도시된 효율을 갖는 2X-더블러-모드로 스위칭한다. 상기 지그재그 패턴으로 모드를 스위칭함으로써, 출력이 부하와 비교해 과도하게 높은 값으로 펌핑되지 않기 때문에, 차지 펌프 컨버터의 효율은 향상된다.
- [0066] 불행하게도, 조건은 여전히 효율이 상당히 나쁜 곳에 존재한다. 모드 전이는 1의 전환 비율(곡선(163))에서 그리고 다시 1.5의 전환 비율(곡선(162))에서의 효율의 극적인 시프트를 나타낸다. 모드 전이는 또한 갑작스런 전류 및 전압 불연속을 야기할 수 있거나, 불안정 또는 노이즈를 생성할 수 있다. 어떤 전환 비율이 필요한지를 결정하기 위해, 그래프(160)는 또한 각각 3V, 3.5V, 4V의 출력 전압을 생성하는데 필요한 입력 전압 범위와 전환 비율에 대한 곡선(166, 165, 164)을 또한 포함한다.
- [0067] 특히, 1.5X 모드의 차지 펌프 컨버터는 유도성 버크-부스트 컨버터의 효율보다 더 낮은 효율을 불행하게도 명시하는, 1(unity) 전환 비율보다 약간 초과한 조건에서 잘 실행되지 않는다.
- [0068] 종래 기술 레귤레이터의 드롭아웃
- [0069] 전압 컨버터의 입력 및 출력 전압이 서로 예를 들면,  $V_{out} \approx V_{in} \pm 200mV$ 의 수백 밀리 볼트의 범위에 접근할 때마다, 컨버터의 조정 능력의 질이 떨어진다. 조정 질의 손실은 증가된 리플(ripple) 또는 일부 좁은 전압 밴드 내의 조정의 완전한 손실에 의해 몇몇 방법으로 명시될 수 있다.  $V_{out}$ 이  $V_{in}$ 에 접근할 때마다 낮아진 조정의 현상은 컨버터가 조정을 드롭 아웃한다는 의미인, "드롭아웃"으로 지칭된다.
- [0070] 도 1a의 버크 컨버터(1) 및 도 1b의 부스트 컨버터(10) 모두는 그것의 스위칭 드티 팩터가  $D_{max}$  또는  $D_{min}$ 으로부터 100%로 점프함에 따라 잠시 조정을 잃고  $D=100\%$ 인 동안 완전히 조정을 상실하며, 이는 입력이 드롭아웃 조건 동안 출력에 본질적으로 저항성으로 연결되기 때문이다.
- [0071] 버크-부스트 컨버터는 실제로 영구적인 드롭아웃을 나타내지 않지만, 이것은 컨버터 모드가 버크 컨버터로부터 그것의 버크-부스트 모드 내의 버크 모드로 스위칭할 때마다 또는 버크-부스트 모드로부터 부스트 모드로 스위칭할 때마다, 모드 전이 동안 전압 글리치를 쉽게 겪을 수 있다. 모드 전이는, 컨버터가 2개의 파워 디바이스가 스위칭하는 회로에서 4개의 디바이스가 스위칭하는 회로로, 또는 반대로 변할 때마다, 발생한다.
- [0072] 모드-스위칭 문제를 피하기 위해, 버크 부스트 컨버터는 모든 4개의 파워 MOSFET 연속 스위칭과 함께, 버크-부스트 모드에서 계속해서 동작될 수 있지만, 이후에 그것의 효율은 모든 입력-출력 조건과 전환 비율에 대해 떨어진다.
- [0073] 상기된 것과 같이, 차지 펌프는 조정 기능을 제공하기 위해 직렬 연결된 선형 레귤레이터의 사용없이 전압 조정을 불가능하게 한다. 불행하게도, 선형 레귤레이터의 입력 및 출력 단자를 통하는  $\Delta V$ 가 너무 작아질 때마다, 모든 선형 레귤레이터는 조정의 손실, 즉, 드롭아웃을 나타내는 현상이 잘 알려져있다. 본질적으로, 조정을 수행하는 증폭기의 루프 이득이 그것의 트랜지스터 패스 소자가 전류원으로 작용하는 것으로부터 다양한 레지스터로 작용하는 것으로 변화함에 따라 급격하게 떨어지기 때문에 드롭아웃은 선형 레귤레이터에서 발생한다. 패스 소자가 바이폴라 트랜지스터라면, 디바이스가 그것의 액티브 동작 영역으로부터 포화로 전이함에 따라 이득의 손실은 작은 값의  $V_{CE}$ 에서 발생한다. 많은 바이폴라 선형 레귤레이터에서, 이 드롭아웃 조건은 400mV이상에서 발생한다.
- [0074] 소위 "로우 드롭아웃" 선형 레귤레이터, 또는 "LDO"에서, 낮은  $\Delta V$ 에서 전류원로서 동작 가능한 MOSFET는 바이

풀라 패스 소자로 대체되지만, 파워 MOSFET 패스 소자는 그것의 포화, 즉, 정전류, 영역으로부터 그것의 선형, 즉 저항성, 동작 영역으로 전이함에 따라 선형 레귤레이터는 여전히 200~300mV로 드롭 아웃한다.

[0075] 결론적으로, 모든 종래 기술 비절연 고효율 컨버터는 1(unity)에 접근하는 전압 전환 비율에서 드롭아웃을 나타낸다. 모드 스위칭, 조정의 손실, 및 드롭아웃이 피해질 수 있지만, 효율을 희생시킴으로써 가능하다. 플라이백(flyback) 및 포워드 컨버터와 같은 절연 컨버터는 모드를 스위치할 필요없이 1(unity) 전환 근처에서 높은 효율에서 작동하는 것이 가능하지만, 물리적으로 크게 텁(tapped)처리된 인덕터, 커플링된 인덕터, 및 트랜스포머(transformer)의 사용은 대부분의 이동성 제품에서 그것의 애플리케이션을 배제한다.

#### 종래 기술의 다운-업 컨버터의 요약

[0077] 결론적으로, 차지 펌프 컨버터, 버크-부스트 스위칭 레귤레이터, 또는 다른 유도성 스위칭 레귤레이터가 존재하지 않는 것은 특히  $V_{out} \approx V_{in}$  일 때 거의 1(unity)인 전환 비율에 대해, 스텝-업 및 스텝-다운 DC 전압이 효율적으로 가능하다. 넓은 범위의 입력 및 출력 전압에 대해 효율적인 업-다운 컨버터가 요구되고, 그것이 1(unity) 전압 전환 비율 근처에 접근하거나 동작함으로써 그것의 동작 모드를 변경하는 것이 불필요하다. 또한, 컨버터는 그것의 입력 전압의 200mV내 즉,  $V_{out} \approx V_{in} \pm 200mV$ 에서 바이어스 되는 동안 일지라도 고품질 조정을 유지하는 드롭아웃 문제로부터 자유로워야 한다.

### 발명의 내용

#### 발명의 요약

[0079] 본 발명에 따라서, 비절연 DC/DC 컨버터는 스텝-업, 스위칭된 인덕터 프리-레귤레이터, 및 스위칭된-커패시터 포스트-컨버터를 포함한다. 스텝-업, 스위칭된 인덕터 프리-레귤레이터의 출력 단자는 스위칭된-커패시터 포스트-컨버터의 입력 단자에 연결된다. 스위칭된-커패시터 포스트-컨버터는 그것의 입력 단자에서 정수 또는 프렉셔널 값에 의해 증배되는 차지 펌프를 포함할 수 있고, 그것은 그것의 입력 단자에서 음정수 또는 프렉셔널 값에 의해 증배되는 인버터일 수 있다. 스텝-업, 스위칭된 인덕터 프리-레귤레이터는 저단 스위치와의 직렬 경로에서 연결된 인덕터를 구비한 부스트 컨버터와, 인덕터와 저단 스위치 사이의 직렬 경로의 포인트에 연결된 플로팅 스위치를 포함할 수 있다. 일부 실시예에서, 각각의 플로팅 스위치와 저단 스위치는 MOSFET를 포함한다.

[0080] 프리-조정은 입력 전압을 스텝 업하고 포스트-컨버터는 전압을 정수 또는 프렉셔널 값에 의해 스텝 업 또는 다운하거나 포스트-컨버터는 음정수 또는 프렉셔널 값으로 입력 전압을 증배할 수 있다. 바람직하게는 출력 전압은 프리-레귤레이터 또는 포스트-컨버터의 출력으로부터 프리-레귤레이터의 듀티 팩터를 제어하는 펄스 폭 모듈레이션 유닛으로 확장할 수 있는 피드백 경로에 의해 제어된다. 일부 실시예에서, 피드백 경로는 피드백 신호를 수정하는 레벨 시프트 유닛 또는 다른 회로를 포함한다.

[0081] 본 발명의 비절연 DC/DC 컨버터는 모드 스위칭에 대한 요구 없이 스텝-업으로부터 스텝-다운으로 범위를 정한 넓은 범위의 전압 전환 비율 이상에서 동작할 수 있다.  $V_{out} \approx V_{in}$  일 때 모드 스위칭 및 드롭아웃 문제로부터 자유로우려면, 컨버터는 1(unity) 입력-대-출력 전압 전환 비율 근처에서 노이즈 글리치, 나쁜 조정, 및 불안정을 경험하지 않는다. 컨버터가 스위칭된 인덕터 동작을 포함하고, 레귤레이터 드롭아웃, 좁은 펄스 및 BBM 전이를 수행하도록 관련된 고전류 스파이크, 다양한 주파수 동작, 불충분한 시간을 포함한 매우 높고 낮은 듀티 팩터에서 종래 스위칭하는 레귤레이터에 문제를 발생시키는 최소 펄스 폭 문제를 피한다.

[0082] 본 발명의 다른 측면은 제 1 DC 전압을 제 2 DC 전압으로 컨버팅하는 방법을 포함한다. 이 방법은: 하나 이상의 인덕터와 하나 이상의 커패시터를 제공하는 단계; 제 1 시간 구간 동안에 하나 이상의 인덕터의 제 1 단자를 제 1 DC 전압에 연결하는 단계; 제 2 시간 구간 동안에 하나 이상의 인덕터의 제 1 단자를 플로팅하도록 하고, 이로써 하나 이상의 인덕터의 제 1 단자에서 중간 전압을 생성하는 단계; 제 3 시간 구간 동안에 하나 이상의 커패시터의 제 1 단자를 중간 전압에 연결하고, 하나 이상의 커패시터의 제 2 단자를 제 3 전압에 연결하는 단계; 및 제 4 시간 구간 동안에 하나 이상의 커패시터의 제 2 단자를 중간 전압에 연결하고 하나 이상의 커패시터의 제 1 단자를 출력 단자에 연결하고, 이로써 출력 단자에서 제 2 DC 전압을 제공하는 단계를 포함한다. 상기 방법의 변형은, 제 4 시간 구간 동안에 하나 이상의 커패시터의 제 2 단자를 제 4 전압에 연결하고, 하나 이상의 커패시터의 제 1 단자를 출력 단자에 연결하거나 하나 이상의 커패시터의 제 1 단자를 그라운드에 연결하며, 하나 이상의 커패시터의 제 2 단자를 출력 단자에 연결하는 단계를 포함한다.

## 도면의 간단한 설명

[0083]

- 도 1a는 종래 동기 베크 컨버터의 회로도이고,
- 도 1b는 종래 동기식 부스트 컨버터의 회로도이고,
- 도 2a는 종래 베크 및 부스트 컨버터에 대한 전압 전환 비율 대 듀티 팩터를 나타내는 그래프이고,
- 도 2b는 종래 베크 및 부스트 컨버터에 대한 효율 대 전압 전환 비율을 나타내는 그래프이고,
- 도 3a는 캐스케이드 베크-부스트 컨버터의 회로도이고,
- 도 3b는 캐스케이드 부스트-베크 컨버터의 회로도이고,
- 도 3c는 대안 캐스케이드 부스트-베크 컨버터의 회로도이고,
- 도 3d는 베크 전용 모드에서 베크-부스트 컨버터의 등가 회로도이고,
- 도 3e는 부스트 전용 모드에서 베크-부스트 컨버터의 등가 회로도이고,
- 도 4는 베크 컨버터, 부스트 컨버터, 및 베크-부스트 컨버터에 대한 효율 대 전압 전환 비율을 나타내는 그래프이고,
- 도 5a는 2X (더블러) 차지 펌프의 회로도이고,
- 도 5b는 방전 스테이지동안 2X 차지 펌프의 등가 회로도이고,
- 도 5c는 1.5X 프렉셔널 차지 펌프의 회로도이고,
- 도 5d는 방전 스테이지동안 1.5X 차지 펌프의 등가 회로도이고,
- 도 5e는 방전 스테이지동안 -1X(인버터) 차지 펌프의 등가 회로도이고,
- 도 5f는 방전 스테이지동안 0.5X 차지 펌프의 등가 회로도이고,
- 도 6a는 싱글-모드 차지 펌프에 대한 효율 대 전환 비율의 그래프이고,
- 도 6b는 3중 모드 차지 펌프에 대한 효율 대 전환 비율의 그래프이고,
- 도 7은 다양한 출력 전압에 대한 전압 전환 비율 대 입력 전압의 그래프이고,
- 도 8은 본 발명에 따른 스위칭된 LCUX 컨버터의 일반화된 개략 회로도이고,
- 도 9는 스위칭된 LCUX 컨버터의 블럭 행동 모델 도이고,
- 도 10a는 0.5X LCUD 컨버터의 일 실시예의 회로도이고,
- 도 10b는 자화 및 방전 스테이지 동안의 0.5X LCUD 컨버터의 대안 실시예의 회로도이고,
- 도 10c는 자화 및 방전 스테이지 동안의 0.5X LCUD 컨버터의 등가 회로도이고,
- 도 10d는 충전 스테이지 동안의 0.5X LCUD 컨버터의 등가 회로도이고,
- 도 11a는 1-셀 리튬이온 배터리를 구비한 0.5X LCUD 컨버터의 동작을 도시한 그래프이고,
- 도 11b는 2-셀 NiMH 배터리를 구비한 0.5X LCUD 컨버터의 동작을 도시한 그래프이고,
- 도 11c는 3-셀 NiMH 배터리를 구비한 0.5X LCUD 컨버터의 동작을 도시한 그래프이고,
- 도 12a는 0.5X LCUD 컨버터에 대해  $V_{in}$ 의 함수로써  $V_{out}$ 을 도시한 그래프이고,
- 도 12b는 0.5X LCUD 컨버터에 대해 프리-레귤레이터의 듀티 팩터의 함수로써 전환 비율  $V_{out} / V_{in}$ 을 도시한 세미-로그 그래프이고,
- 도 12c는 0.5X LCUD 컨버터에 대해 프리-레귤레이터의 듀티 팩터의 함수로써 전환 비율  $V_{out} / V_{in}$ 을 도시한 선형 그래프이고,
- 도 13a는 프리-레귤레이터의 전압 전환 비율의 함수로써 0.5X LCUD 컨버터의 프리-레귤레이터의 효율을 도시한

그래프이고,

도 13b는 포스트-컨버터의 전압 전환 비율의 함수로써 0.5X LCUD 컨버터의 포스트-컨버터의 효율을 도시한 그래프이고,

도 13c는 컨버터의 전압 전환 비율의 함수로써 0.5X LCUD 컨버터의 효율을 도시한 그래프이고,

도 14a는 0.5X LCUD 컨버터의 프리-충전(pre-charge) 또는 바이패스 동작 모드의 등가 회로도이고,

도 14b는 0.5X LCUD 컨버터의 부스트 전용 동작 모드의 등가 회로도이고,

도 14c는 0.5X LCUD 컨버터의 프렉셔널 차지 펌프 전용 동작 모드의 등가 회로도이고,

도 15는 대안 동작 모드에서 0.5X LCUD 조정 컨버터의 프리-레귤레이터의 중간 출력 전압을 도시한 그래프이고,

도 16a는 2X LCUU 컨버터의 기능 블럭도이고,

도 16b는 1.5X LCUU 컨버터의 기능 블럭도이고,

도 17a는 2X LCUU 컨버터의 일 실시예의 회로도이고,

도 17b는 자화 및 방전 스테이지동안의 2X LCUU 컨버터의 등가 회로도이고,

도 17c는 충전 스테이지동안 2X LCUU 컨버터의 등가 회로도이고,

도 18a는 시간의 함수로써 1-셀 NiCd 배터리를 구비한 2X LCUU 컨버터의 동작을 도시한 그래프이고,

도 18b는 1-셀 및 2-셀 NiMH와 1-셀 알카라인 배터리에 의해 제공된 입력 전압 범위에 대해 2X LCUU 컨버터에 대한  $V_{in}$ 의 함수로써  $V_{out}$ 을 도시한 그래프이고,

도 18c는 1-셀 및 2-셀 NiMH와 1-셀 알카라인 배터리에 의해 제공된 입력 전압 범위에 대해 1.5X LCUU 컨버터에 대한  $V_{in}$ 의 함수로써  $V_{out}$ 을 도시한 그래프이고,

도 19a는 1.5X LCUU 컨버터의 일 실시예의 회로도이고,

도 19b는 자화 및 방전 스테이지 동안의 1.5X LCUU 컨버터의 등가 회로도이고,

도 19c는 충전 스테이지 동안의 1.5X LCUU 컨버터의 등가 회로도이고,

도 20는 2X 및 1.5X LCUU 컨버터의 프리-레귤레이터의 듀티 팩터의 함수로써 전압 전환 비율의 그래프이고,

도 21a는 인버팅 -1X LCUI 컨버터의 기능 블럭도이고,

도 21b는 인버팅 0.5X LCUI 컨버터의 기능 블럭도이고,

도 22a는 인버팅 -1X LCUI 컨버터의 일 실시예의 회로도이고,

도 22b는 자화 및 방전 스테이지 동안의 -1X LCUI 컨버터의 등가 회로도이고,

도 22c는 충전 스테이지 동안의 -1X LCUI 컨버터의 등가 회로도이고,

도 23a는 -1X LCUI 컨버터의 대안 실시예의 회로도이고,

도 23b는 자화 및 방전 스테이지 동안의 -1X LCUI 컨버터의 등가 회로도이고,

도 23c는 충전 스테이지 동안의 -1X LCUI 컨버터의 등가 회로도이고,

도 24a는 -0.5X LCUI 컨버터의 회로도이고,

도 24b는 자화 및 방전 스테이지 동안의 -0.5X LCUI 컨버터의 등가 회로도이고,

도 24c는 충전 스테이지 동안의 -0.5X LCUI 컨버터의 등가 회로도이고,

도 25a는 1-셀 및 2-셀 NiMH와 1-셀 알카라인 배터리에 의해 제공된 입력 전압 범위에 대한 -1X LCUI 컨버터에 대한  $V_{in}$ 의 함수로써  $V_y$  및  $V_{out}$ 을 도시하는 그래프이고,

도 25b는 1-셀 리튬이온 배터리에 의해 제공된 입력 전압 범위에 대한 -0.5X 및 -1X LCUI 컨버터에 대해  $V_{in}$ 의

함수로써  $V_y$  및  $V_{out}$ 을 도시하는 그래프이고,

도 25c는 시간의 함수로써 1-셀 리튬이온 배터리를 구비한 -0.5X LCUU 컨버터의 동작을 도시한 그래프이고,

도 25d는 -1X 및 -0.5X LCUI 컨버터의 프리-레귤레이터의 듀티 팩터의 함수로써 전압 전환 비율의 그래프이고,

도 26a는 충전 스테이지 동안 0.5X LCUD 컨버터의 기능 표현도이고,

도 26b는 방전 스테이지 동안 0.5X LCUD 컨버터의 기능 표현도이고,

도 26c는 충전 스테이지 동안 2X LCUU 컨버터의 기능 표현도이고,

도 26d는 방전 스테이지 동안 2X LCUU 컨버터의 기능 표현도이고,

도 26e는 충전 스테이지 동안 1.5X LCUU 컨버터의 기능 표현도이고,

도 26f는 방전 스테이지 동안 1.5X LCUU 컨버터의 기능 표현도이고,

도 26g는 충전 스테이지 동안 -1X LCUI 컨버터의 기능 표현도이고,

도 26h는 방전 스테이지 동안 -1X LCUI 컨버터의 기능 표현도이고,

도 26i는 충전 스테이지 동안 -0.5X LCUI 컨버터의 기능 표현도이고,

도 26j는 방전 스테이지 동안 -0.5X LCUI 컨버터의 기능 표현도이고,

도 27a는 전류 미러를 포함한 피드백 레벨-시프트 회로의 회로도이고,

도 27b는 저항성 전압 디바이더를 포함한 피드백 레벨-시프트 회로의 회로도이고,

도 27c는 인버팅 전류 미러를 포함한 피드백 레벨-시프트 회로의 회로도이고,

도 27d는 인버팅 전류 미러를 포함한 피드백 레벨-시프트 회로의 대안 실시예의 회로도이고,

도 28a는 다이오드 "OR"을 포함한 전압 셀렉터(selector) 회로의 회로도이고,

도 28b는 다이오드 및 MOSFET를 포함한 전압 셀렉터 회로의 회로도이고,

도 28c는 MOSFET "OR"을 포함하는 전압 셀렉터 회로의 회로도이고,

도 28d는 SPDT 셀렉터를 포함하는 전압 셀렉터 회로의 회로도이다.

### 발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0084]

도 7은 1.8V 내지 6.6V 범위의 입력 전압에 대하여 다양한 출력 전압에서 작동하는 DC/DC 컨버터의 필수 전압 전환 비율( $V_{out}/V_{in}$ )를 그래프로 도시한다. 4.5V 내지 5.5V 입력 범위에 대하여, 5V 출력을  $\pm 1\%$  정확성으로 조정하는 것은 단일 전환 비율 이상 및 이하로 동작하는 것이 필요하다는 것을 나타내고, 이는 업-다운 조정 컨버터가 AC/DC 벽 어댑터에 의해 일반적으로 생성되는  $\pm 5\%$  또는  $\pm 10\%$  정확성 이상의 엄격한 허용치를 유지하는 것이 필요하다는 것을 의미한다.

[0085]

업-다운 전환에 대한 다른 필요는 리튬 이온 배터리가 그 넓은 전압 범위에 중간 전압을 생성하도록 사용할 때 발생한다. 예를 들어, 도 7의 곡선(182, 183, 184)는 각각 4V, 3.6V, 3.3V에서 출력 전압을 나타낸다. 이를 부하 전압은 리튬 이온 배터리의 4.2V 내지 3V 범위의 정상 방전 전압 이내로 떨어지므로, 컨버터는 셀의 방전 사이클의 시점에서 전압 전환 비율 단위 이하로 스텝-다운 모드에서 조정되어야 하고 나중의 셀 전압 감쇠와 같이 전환 비율 단위 이상으로 스텝-업 모드에서 조정되어야 한다.

[0086]

곡선 185는 이론적으로 스텝 다운 전환만 필요하지만, 전술한 드롭아웃 문제 때문에, 3V 출력을 공급하는 리튬 이온 배터리는 3.2V 이상 컷오프해야 하므로, 그에 의해 유용한 배터리 수명을 낭비하여 3V 출력을 보여주고 있다. 개발중인 신세대 리튬 이온 셀은 곡선 186에 의해 도시된 바와 같이 2.7V 출력에 대한 업-다운 전환의 이용을 요구하는 2.7V로의 다운 동작을 허용한다. 2.5V 배터리 조건에서, 드롭아웃 이슈 또한 곡선 187에 도시된 바와 같이 오히려 조정된 2.5V 출력을 공급하도록 업-다운 컨버터의 사용을 필요로 한다. 그러나, 업-다운 전환이 확장된 배터리 범위에 의해 얻어진 여분의 작동 시간을 초과하는 효율의 손실을 가져오면, 더 낮은 전압에서 작동할 수 있는 배터리를 사용하는 사용자의 수명 이익은 전적으로 잃게 된다. 마찬가지로, 드롭 아웃 관련 한 것들은 곡선(188)에 도시되는, 2-셀-접속 NiMH(nickel-metal-hydride) 또는 NiCd (nickel-cadmium) 배터리

로부터의 1.8V 조정 출력을 보증하는 것을 어렵게 만들기 때문에, 그 출력 범위는 2.4V에서 1.8V로 떨어진다. 2V 배터리 조건에서 사용 정지는 용납할 수 없게 배터리 충전 수명의 반 이상을 낭비한다.

[0087] 효율적인 낮은 드롭아웃 업-다운 컨버터에 대한 필요의 다른 실시예는 2개의 NiMH 드라이-셀, 2 알카라인 셀, 또는 단일 리튬 이온 배터리중 하나가 소모하도록 설계된 전원이다. 2-직렬-셀 NiMH 배터리 팩의 출력 전압은 범위가 1.8V 내지 2.4V이므로, 2-직렬-셀 알카라인 배터리의 출력 전압은 범위가 충전 동안 1.8V에서 3.4V 까지이고, 단일-셀 리튬 이온 배터리의 출력 전압 범위는 4.2V에서 3V 또는 무려 2.7V 까지 떨어지므로, 4.2V 내지 1.8V 사이의 이를 전원으로부터 임의의 출력 전압은 곡선(182~188)에 의해 표시되는 출력 전압을 포함하는 배터리 수명과 효율을 최대화 하도록 업-다운 컨버터를 필요로 한다. 또한 일부 시스템이 배터리 없이 시스템의 DC/DC 컨버터에 연결되는 AC/DC 벽 어댑터로부터 DC 출력을 허용하는 것을 고려하면, 컨버터에 공급되는 입력 전압은 배터리가 있고 6.5V까지 올라가면 상당히 더 높이 올라갈 수 있다. 배터리가 있고, 충전기가 분리되는 경우, 입력 전압은 1.8V로 낮아질 수도 있다. 그러한 경우, 곡선(181~188)에 표시되는 매 출력 전압, 즉 5V에서 1.8V로 낮아진 출력은 업-다운 컨버터를 필요로 한다.

[0088] 오늘날 대부분의 전기 부하는 업-전용 또는 다운-전용 컨버터에 의해 전원을 공급받고, 배터리는 배터리에 사용 가능한 저장 전하를 낭비하는 부담을 지고 업-다운 전환의 필요성을 조급하게 꺼려 컷오프된다. 업-다운 전환은 그러므로 극한 상황을 제외하고 임의의 비용으로 기피된다. 기존의 업-다운 컨버터에서 발견되는, 부족한 효율, 모드 스위칭, 노이즈 순간이상, 조정 드롭아웃, 및 부족한 조정을 가지는 DC/DC 컨버터, 차지 펌프, 또는 선형 레귤레이터; 그렇게 여러 상황에서 업-다운 전환에 대한 필요가 오늘날 효율에 초점을 맞춘 소비자 마켓플레이스의 수요와 매우 문제를 일으키고 충돌한다.

#### 새로운 DC/DC 컨버터 토플로지

[0089] 본 발명은 모드 스위칭이 필요 없는 스텝-업으로부터 스텝-다운 전환까지 넓은 범위의 전압 전환 비율에 대하여 작동 가능하게 하는 전압 조정 토플로지와 새로운 비절연 DC/DC 컨버터를 소개한다.  $V_{in} \approx V_{out}$  일때 모드 스위칭과 드롭아웃 문제에서 벗어나, 입력-대 출력 전압 전환 비율이 거의 단일할 때조차 컨버터는 노이즈 순간 이상, 부족한 조정, 및 불안정성을 겪지 않는다. 컨버터는 스위칭된 인덕터 오퍼레이션을 포함하지만, 레귤레이터 드롭아웃, 좁은 펄스, 및 관련 높은-전류 스파이크, 가변 주파수 오퍼레이션, 및 시퀀스 BBM(Break-Before-Make)를 실행하는 부적당한 시간을 포함하는 매우 높은 듀티 팩터 및 매우 낮은 듀티 팩터에서 종래의 스위칭 레귤레이터를 괴롭히는 최소 펄스폭 문제를 피한다. 반대로, 종래 기술의 비-절연 DC/DC 컨버터는 극단 듀티 팩터에서 및 하나의 전압 전환 비율 가까이에서 하나 이상의 상기 문제를 겪는다.

[0090] 개시된 방법 및 장치는 업-다운 전환을 필요로하는 애플리케이션에서 사용될 수 있고, 존재하는 버크-부스트 및 플라이백 컨버터의 문제를 피할 수 있다. 본 발명의 일부 실시예들은 업-다운 컨버터의 예를 제공하지만, 개선된 다운-전용 조정 컨버터 및 마이너스, 즉 접지 이하의 전원이 생성 가능한 DC/DC 인버터의 변형을 포함한다. 공통으로, 본 발명의 DC/DC 컨버터는 다음 약자로 일컬어지는 3개의 새로운 컨버터 토플로지 및 그 변형을 포함한다.

[0091] - LCUD - 스위칭된 인덕터-커패시터 업-다운 컨버터

[0092] - LCUU - 스위칭된 인덕터-커패시터 업-업 컨버터

[0093] - LCUI - 스위칭된 인덕터-커패시터 업-인버팅 컨버터(인버터)

[0094] 특히, 본 발명은 스위칭된 인덕터-커패시터 컨버터에 관한 것으로, (a) 유도성으로 스텝업 프리-레귤레이터 피딩 (b) 스위칭된-커패시터 스텝업, 스텝다운, 또는 포스트 컨버터 연전을 포함한다. 명명법에 관하여 두문자 "L"은 에너지 저장 소자, 즉 컨버터의 제1 또는 프리 레귤레이터, 스테이지의 코일 또는 인덕터를 나타내고, 두문자 "C"는 제 2, 또는 포스트 컨버터, 스테이지 내의 용량성 에너지 저장 소자를 나타낸다. 두문자 내의 제 3 문자 "U"는 스텝업 컨버터로서 프리-레귤레이터를 나타내고, 포스트 컨버터의 입력 단말에 중간 전압으로 공급되기 전에 양의 입력 전압이 증가되는 것을 의미한다. 두문자 내의 제 4 문자- "D", "U", "I"는 포스트 컨버터가 프리 레귤레이터의 출력을 스텝 업 또는 다운 하고 있는지를 나타내고 이를 인버팅하는 것을 나타낸다. 예를 들어, 양의 전압에 대한 "up"은 더 큰 양의 전압 생성을 의미하고, "down"은 더 낮은 양의 전압 생성을 의미하고, 인버팅은 반대 극성을 가지는 전압 생성을 의미한다.

[0095] 두문자 LCUD, LCUU, LCUI로 표현되는 이를 토플로지는 애플리케이션을 다르게 하기 위하여 그들의 유틸리티에서 변화하고 LCUX 컨버터 조정으로 집합적으로 설명될 수 있는데, 여기서 X는 변수, up에 대하여 U, down에 대하여

여 D, 인버팅에 대하여 I를 각각 일컫는다.

[0097] 전술한 미국 특허 출원 [대리인 참조번호 AATI-19-DS-US]는 스위칭된 커패시터 스텝-다운, 스텝-업, 또는 포스트-컨버터 인버팅으로 이어지는 스위칭된 인덕터 스텝-다운 타입 프리-레귤레이터를 포함하는 스위칭된 인덕터-커패시터 컨버터를 설명한다. 공통으로 이들 LCDX 타입 조정 컨버터는 다음을 포함한다:

- LCDU - 스위칭된 인덕터-커패시터 다운-업 컨버터

- LCDD - 스위칭된 인덕터-커패시터 다운-다운 컨버터

- LCDI - 스위칭된 인덕터-커패시터 인버팅-다운 컨버터(인버터)

[0101] 각각은 본 출원과 동시에 출원되었고, 각각 여기서 그 전체가 참조로 관련되는 미국 특허 출원 [대리인 참조번호 AATI-20-DS-US], "High-Efficiency DC/DC Voltage Converter Including Capacitive Switching Pre-Converter And Up Inductive Switching Post-Regulator," 및, 미국 특허 출원 [대리인 참조번호 AATI-22-DS-US], "High-Efficiency DC/DC Voltage Converter Including Capacitive Switching Pre-Converter And Down Inductive Switching Post- Regulator,"는 스위칭된 커패시터 스테이지와 스위칭된 인덕터 스테이지를 구비한 포스트-레귤레이터를 포함하는 프리-컨버터를 가지는 스위칭된 커패시터-인덕터 조정 컨버터를 설명한다.

#### 스위치드 커패시터-인덕터(LCUX) 조정 컨버터

[0103] 도 8은 스텝-업을 포함하는 스위치드 LCUX 컨버터(200)와, 스위치드 커패시터 컨버터(233)를 포함하는 포스트 컨버터(233)에 중간 전압( $V_y$ )을 공급하는 스위치드 인덕터 프리-레귤레이터(232)를 도시한다. 포스트-컨버터(233)는 전압 조정비  $n$ 을 가지는 차지 펌프(207)를 포함한다. 출력 전압( $V_{out}$ )은 프리-레귤레이터(232)의 출력과 오퍼레이팅 조건을 제어하는 피드백으로 사용된다. 프리-레귤레이터(232)는 원하는 출력 전압( $V_{out}$ )의  $1/n$ 배에서 출력( $V_y$ )을 유지하도록 최적 효율동안 조정된다. 폐곡선에서, 결합된 프리-레귤레이터(232) 및 포스트-컨버터(233)는 출력전압을 원하는 전압( $V_{out}$ )-에서 잘-조정된 출력을 생성하도록 출력 전압을 다이나믹하게 조절한다.

[0104] 컨버터(200) 내에서, 스위치드-인덕터 프리-레귤레이터(232)는 PWM 컨트롤러(211), BBM 방식 게이트 베티(212), 저단(low-side) N-채널 파워 MOSFET(201), 내장 PN 다이오드(205)를 구비한 플로팅 동기식 정류기 파워 MOSFET(204), 및 인덕터(202)를 포함한다. 필터 커패시터(206)는 안정성을 강화하고, 리플을 감소시키고, 일시적인 응답을 개선하도록 프리-레귤레이터(232)의 출력 단말을 가로질러 연결된다. 본 실시예에서, 스텝-업 스위치드-인덕터 프리-레귤레이터는 임의의 스텝-업 스위치드 인덕터 DC/DC 컨버터가 사용되더라도 동기식 부스트 컨버터로 위상정렬된다. 예를 들어, MOSFET(204)는 제거되고 다이오드(205)는 보여지는 동기식 부스트 컨버터 대신에 종래의 부스트 컨버트를 사용하는 Schottky 정류기로 대치될 수도 있다. 한편, 스텝-업 스위치드 인덕터 DC/DC 컨버터는 플라이백 컨버터, 포워드 컨버터, 버크 컨버터, 또는 브리지 컨버터를 포함할 수 있다. PWM 컨트롤러(211)는 램프 제너레이터 클럭(213)에 의해 결정된 바와 같이 고정된 주파수( $\phi$ )에서 동작하는 그 피드백 입력에 응답하여 프리-레귤레이터(232)의 드티 팩터를 변화시키는 것에 의해 저단 N-채널 MOSFET(201)의 온-타임을 제어한다. 드티 팩터 D는 저단 MOSFET(201)가 이하에서 설명되는 바와 같이 인덕터(202)를 자화시키도록 턴온되는 시간의 퍼센트로 설정된다. 한편, PWM 컨트롤러(211)는 N-채널(201)에 대하여 고정된 또는 가변 온-타임 중 하나로 가변 주파수에서 작동할 수 있다. N-채널 MOSFET(201)이 턴온 될때면, 전류가 인덕터(202)를 통해 프리 레귤레이터(232)( $V_{batt}$ )의 입력단자로부터 흐른다. 인덕터(202)는 그에 의해 자화되고,  $\frac{1}{2}LI^2$ 과 동일한 양의 에너지를 저장하고, 전류에서 임의의 빠른 변화에 저항한다. 스위칭 주파수( $\phi$ )에서, 인덕터(202) 내의 전류는 빠른 스위칭에 반응할 수 없으므로 인덕터는 PWM 컨트롤러(211)에 의해 제공되는 펄스폭의 변조에 응답하는 여러 클럭 사이클에 대하여 그 평균 전류가 느리게 변화하는 거의 무손실 전류원으로 행동한다. 인덕터가 자화되는 간격 동안, 배터리 또는 인덕터(202)로부터 포스트-컨버터(233)로 에너지 흐름이 없고, 출력 커패시터(210)가 부하(216)에 필요한 임의의 전류를 공급한다.

[0105] 저단 MOSFET(201)가 전도 중이 아닐때마다, 인덕터(202)는 컨버터(200)의 출력 전압( $V_{out}$ ) 이상의 중간 전압( $V_x$ )을 구동하고, 바이어스하는 다이오드(205)를 포워드하며, 전류가 인덕터(202) 안에서 방해받지 않고 흐르도록 즉, 필터 커패시터(206)와 차지 펌프(207)를 통해 재순환하도록 한다. MOSFET(201,204) 모두 턴오프되면, 다이 오드(205)에서 사라진 파워는  $V_f$ 가 P-N 접합 다이오드(205)를 가로지르는 포워드 전압일 때,  $|L \cdot V_f|$ 와 동일하다. N-채널 MOSFET(201)가 오프되는 모든 또는 일부 시간마다 플로팅 동기식 정류기 MOSFET(204)가 전도

하고, 플로팅 MOSFET(204)의 채널을 통해 재순환 전류의 방향을 바꾸고 다이오드(205)로부터 전류의 경로를 바꾼다. MOSFET(204)는 정류기 다이오드(205)가 전도할 때만 전류를 도전하므로, MOSFET(204) 내의 컨덕션은 다이오드가 컨덕팅하는 시간의 일부 동안에만 발생하지만, "동기" 정류기로 동작한다. 그러므로, MOSFET(204)는 다이오드(205)가 역-바이어스될 때마다(비-도전) MOSFET(204)가 항상 턴 오프(비-도전) 된다는 점에서 다이오드(205)와 "동기화된다." 동기식 정류기 MOSFET(204)가 전류를 전도할 때, MOSFET(204)를 가로지르는 전압 강하는

$I_L \cdot R_{DS(on)}$  와 동일하고, 그 순간 파워 소산은  $I_L^2 \cdot R_{DS(on)}$ 이다.

[0106]

한편, 본 발명과 동시에 출원되고 그 전체에서 참조로 여기 연관되는 미국 특허출원 [대리인 참조번호 AATTI-18-DS-US], "Low-Noise DC/DC Converter With Controlled Diode Conduction,"에 설명된 바와 같이, 완전-온 디바이스로 작동되지 않을 때, 동기식 정류기 MOSFET는 남아있으나 드레인 전류의 양을 제한하는 방식으로 제어된다. 저항 스위치 상태와 낮은-전류 정-전류 모드 사이를 교변하는 것에 의해, 상기 방법은 스위치드-인덕터 컨버터 내의 전기 노이즈를 감소시킨다.

[0107]

BBM 버퍼(212)는 저단 파워 MOSFET(201)와 플로팅 파워 MOSFET(204)가 부하를 분기 아웃 할 슈트-스루 전도를 방지하도록 동시에 전도하지 않는다. 슈트-스루 전도, 오버랩핑 전도로부터의 입력의 "crow barring"은 파워의 낭비, 효율의 손실, 및 잠재적인 MOSFET 디바이스 손상을 가져오는 바람직하지 않은 조건이다. BBM 간격은 슈트-스루를 방지하도록 충분히 길어야 하지만, 과도하게 긴 BBM 간격은 그들이 다이오드(205)가 더 긴 시간동안 전류를 반송하고 더 많은 파워를 소산하도록 또한 바람직하지 않다.

[0108]

BBM 기간을 제외하고, 동기식 정류기 MOSFET(204)는 이상적으로 턴온되어야 하고 저단 MOSFET(201)이 오프될 때마다 컨덕팅하여야 한다. 그러나 몇몇 상황에서, 동기식 정류기 MOSFET(204)를 조기에 턴오프하거나 전혀 턴온하지 않는 이점이 있을 수도 있다. 예를 들어, MOSFET(204)가 확장댄 구간 동안 남아있으면, 매우 낮은 출력 전류에서, 바라지 않는 진동 및 역전류 흐름이 발생한다. MOSFET(204)를 셋 오프 하는 것은 채널 컨덕션을 못하게 하고 역 바이어스 조건 하의 다이오드(205)가 역 전류 컨덕션하는 것을 방지하여 컨버터(200)의 가벼운 부하 효율을 개선한다.

[0109]

한편, 전술한 미국 특허 출원 [대리인 참조번호 AATTI-19-DS-US]에 설명한 바와 같이, 동기식 정류기 MOSFET(204)가 남아있지만, 완전-온 디바이스로 동작하지 않을 때 그 드레인 전류의 양을 제한하는 방식으로 제어될 수도 있다. 저항 스위치 상태와 낮은-전류 정-전류 멀드 사이에서 교변하는 그러한 방식으로 동기식 정류기 MOSFET를 작동하는 것은 전기 노이즈를 감소시킨다. 포스트-컨버터(233) 내의 차지 펌프(207)는 출력 전압 ( $V_{out}$ )을 생성하는 팩터 "n"에 의한 유도 프리-레귤레이터(232)에 의해 반송된 전압( $V_y$ )를 측정한다. 커페시터(208)를 포함하고 옵션으로 커페시터(209), 또는 추가 커페시터를 포함하는 전하-펌프(207)는 두배로하기, 인버팅, 프렉셔널화, 또는 프렉셔널-인버팅을 포함하는 여러 전압 풍선 팩터를 생성하는 스위치드-커페시터 네트워크를 포함한다. 중간 전압( $V_y$ )에서 바이어스되는 노드는 차지 펌프(207)로 입력을 형성하고, 여러 설계 고려사항에 따라 필터 커페시터(206)를 통해 그라운드로 연결된다. 차지 펌프(207)의 출력은 출력 커페시터(210)에 의해 필터링된다.

[0110]

보다 상세히, 컨버터(200)는 스텝업 스위치드 인덕터 부스트 프리-레귤레이터(232)를 사용하는 중간 전압( $V_y$ )로 입력 전압( $V_{batt}$ )을 전환한다. 전압( $V_y$ )은 그 다음 플라잉 커페시터(208)(선택적으로 209)로 커페시터 네트워크를 사용하는 팩터 nX에 의해 측정된다. 스위치드-커페시터 포스트-컨버터(233)의 전환 비율 nX는 스텝-업, 스텝-다운, 또는 인버팅 할 수 있다. 스위치드 LCUD 컨버터의 포스트-컨버터(233) 내의 스텝-다운 전환은 n=0.5일 때 듀얼-커페시터 프렉셔널 실행을 포함할 수 있다. 포스트 컨버터(233)가 스텝-업 전환, 예를 들어 n=2일 때, 단일 커페시터 2배기, 또는 n=1.5일 때, 듀얼-커페시터 프렉셔널 버전을 실행하는 경우, 컨버터(200)는 LCUU(up-up) 컨버터로 작동한다.

[0111]

포스트 컨버터(233)의 인버팅 폼은 n= -1일 때 단일 커페시터 회로를 이용하거나, n=-0.5일 때 프렉셔널-타입 듀얼 커페시터를 이용한다. 위에서 설정한 명명법에 따라, 그러한 인버터는 CLUI 컨버터라 한다.

[0112]

바람직한 실시예에서, 출력 전압( $V_{out}$ )은 피드백 신호( $V_{FB}$ )와 같이 레벨-시프터(214)의 입력 단말로 송신된다. 피드백 신호( $V_{FB}$ )는 레벨-시프터(214)에 의해 PWM 회로(211)를 제어하는 데 사용되는 전압( $V_{FBin}$ )으로 전환된다. 한편, 중간 전압 Vy은 PWM 회로(211)를 제어하는 데 사용될 수 있다. 이하에 나타낸 바와 같이, Vy의 값은 LCUX 컨버터(200)의 오버롤 효율을 세팅하는데 매우 중요하다.

[0113] 바람직한 실시예에서, 레벨-시프터(214)에 의해 생성된 전압( $V_{FBin}$ )은  $V_y$ 의 값을  $V_{out}/n$ 이 되도록 한다. LCUD 또는 LCUU의 경우에, 컨버터 레벨-시프터(214)는 전압 분배기로 작용하는 두 레지스터(도시 안함)의 네트워크를 포함한다. LCUI 인버터에서 대체 회로(이하에서 설명됨)는 일반적으로 레벨-시프터(214)에 사용된다.

[0114] LCUX 컨버터(200)의 다른 특징은 프리-레귤레이터(232) 내의 MOSFET(201, 204)의 그리고 포스트-컨버터(233) 내의 차지 펌프(207)의 스위칭을 제어하는 클럭(213)의 사용이다. 스위치드 인덕터 프리-레귤레이터 및 스위치드 커뮤니케이션 포스트-컨버터 회로를 동기화하는 것에 의해, 중간 필터 커뮤니케이션(206)의 크기는 상당히 감소될 수 있거나, 몇몇 경우, 모두 제거될 수 있다.

#### $V_y$ 를 통해 $V_{out}$ 조정

[0116] 하나의 LCUX 컨버터의 바람직하지 않은 측면은 중간 전압( $V_y$ )의 값에 따라 그 오버를 효율( $n$ )이 좌우된다. 다른 중요한 측면은 전압( $V_y$ )이 컨버터의 일시적인 조절을 개선하는 폐곡선 피드백으로으로 제어되는 방법이다.

[0117] 이 고려사항들을 보다 잘 이해하기 위해, 도 9의 행동 모델(230)은 효율 예측을 위해 분석 제어를 위해 사용될 수 있다. 도시된 바와 같이, 스텝-업 프리-레귤레이터(232)는 중간 전압( $V_y$ )을 생성하는 입력 전압( $V_{in}$ )으로부터

동력이 공급된다. LCUX 토플로지에서, 프리-레귤레이터(232)는  $V_y = V_{in} / (1-D)$  으로 주어지는 출력전압을 제공하는 스텝-업 컨버터로 동작하고, 여기서 D는 0%와 100% 사이의 범위의 저단 MOSFET(210)의 듀티 사이클이다. 이 조정된 업-컨버전은 도 12a에 도표로 도시되고, 여기서 배터리 입력 전압  $V_{batt}$ (곡선(391))은 6.6V의 정 전압( $V_y$ )을 생성하는 팩터  $1/(1-D)$ 를 변화시키는 것에 의해 곱해진다.

[0118] 다시 도 9를 참조하면,  $V_y$ 는 이번에는 스위치드-커뮤니케이션 포스트-컨버터(233)가 전압( $V_z$ )를 생성하도록 전력을

인가한다. 포스트 컨버터(233)의 전환 비율은  $V_z = n \cdot V_y$  으로 주어지거나, 포스트-컨버터(233)의 전압 전환

$\frac{V_z}{V_y} = n$   
비율  $V_z/V_y$ 는 와 같고, 여기서 n은 커뮤니케이션과 포스트-컨버터(233) 내에 포함되는 스위치의 숫자에 좌우되는 예를 들어 2, 1.5, 0.5, -0.5, 또는 1.0과 같은 이산의, 양자화된 값을 가진다. 예를 들어, 도 12a에서, n=0.5일 경우, 스텝-다운 포스트 컨버터(233)는  $V_y$  중간 전압(곡선(392))을 상수 3.3V(곡선(393))로 이등분한다.

[0119] 다시 도 9를 참조하면, 입력 전압원(231)은 전체 LCUX 컨버터에 전력을 공급한다. 이 파워 소스는 임의의 전력 공급의 출력을 나타내지만 일반적으로 리튬 이온 배터리를 포함한다. 배터리의 경우, 셀 전압( $V'_{batt}$ )은 전압 컨버터 조정에 대한 필요를 추가로 예를 드는 일부 전압 강하가 배터리 팩 내부에서 발생하는 경우 높은-전류 파도전류의 경우를 제외하고  $V_{in}$ 과 실질적으로 동일하다.

[0120] 도시하는 바와 같이 LCUX 컨버터(200)의 출력은 그러므로 다음과 같다:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{n}{1-D}$$

[0121]

[0122] 이 관계에서, 포스트-컨버터(233)의 전환 비율 "n"과 프리-레귤레이터(232)의 듀티-팩터의 종속 항  $1/(1-D)$ 의 곱은 컨버터(200)의 출력-대-입력비를 가져온다. 본질적으로, 출력 전압( $V_{out}$ )을 적절히 조절하기 위해, 듀티 팩터(D), 전환 비율(n), 또는 둘 다는 입력 전압( $V_{in}$ ) 내의 변화를 보상하도록 다이나믹하게 변화되어야 한다.

[0123] 0.5 X 포스트-컨버터 예를 들어, 2로 나누는 프렉셔널 차지 펌프를 사용하여, LCUX 전환 비율은 LCUD 컨버터의 것이 된다:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{0.5}{1-D}$$

[0124]

- [0125] 이 0.5X 타입 LCUD 컨버터의 전환 비율은 도 12a내의 점선 곡선(394)에 의해 도시된다. 곡선(394)는 0.67에서 1.6 이상까지 사이에 대략 범위하는 양을 가지는 1(unity) 이상 및 이하 변화한다. 포인트(395)에서, 즉,  $V_{in}=3.3V$ 일 때, 전압 전환 비율이 1(unity)이고, 컨버터(200)는 셋-업과 셋 다운 전환 사이의 에지에서 동작한다. LCUD 컨버터(200)는 언제나 충전 동작 모드 없이 이 1(unity) 전환 조건을 통과하는 것을 알아야 한다.
- [0126] 0.5 X-타입 LCUD(200)을 추가로 분석하여, 도 12c의 그래프(420)는 그 전압 전환 비율은 반비례, 즉, 유사한 형상이지만  $V_y$ (곡선(421))의 반값인 곡선(422)에 의해 도시된 바와 같이, 그 드티 팩터(D)에 따라 쌍곡선이 된다. D 상의 전환 비율의 의존성은 도 12b의 반-로그 그래프(410) 내의 곡선(412)에 의해 도시된다. 곡선(412)은 프리-레귤레이터의 출력-대-입력 비를 나타내는  $V_y$ (곡선(411))의 1/2 슬로프를 가진다. 0.5의 전압 전송 특성을 가지는 포스트-컨버터를 구비한, LCUD 레귤레이터는 편리한 50% 드티 팩터에서 1(unity) 전환 비율을 보인다.
- [0127] 이론적으로 컨버터는 출력 전압 비를 0에서 2배로 조절할 수 있지만, 10% 드티 팩터 이하 또는 90% 드티 팩터 이상의 동작은 제어하기 어려운 좁은 온 또는 오프 펄스에 대한 필요에 의해 복잡하게 된다. 대신, 10% 내지 90% 범위의 드티 팩터로 컨버터를 제한하는 것에 의해서도, 0.5 X LCUD 컨버터의 출력 전압은 최소 스텝-다운 팩터 대략 0.5배 입력에서 최대 스텝-업 팩터 5배 입력까지의 크기의 순서 이상의 전압 전환 범위의 넓은 범위를 커버한다.
- [0128] 1(unity) 컨버전 비에서, 프리-레귤레이터(232)의 드티 팩터는 단지 50%이다. 50% 드티 팩터에서, 스위칭 컨버터는 종래의 버크, 부스트, 및 버크-부스트 컨버터 토플로지에 의해 겪게되는 드티 팩터 내의 심각한 문제로 인해 제한되지 않고 높은 주파수에서 동작이 용이하게 실행될 수 있다.
- [0129] n의 다른 값에 대한 LCUX 컨버터의 동작은 이하에서 고려된다. 프렉셔널 또는 0.5X-타입 LCUD 레귤레이터가 여기 예로서 포함된다.
- [0130] 최대 컨버터 효율에 대한  $V_y$  제어
- [0131] LCUX 컨버터(200)의 효율은 또한 도 9의 행동 모델(230)을 사용하여 예측될 수 있다. 프리-레귤레이터(232)에 대하여, 입력 파워는  $P_{in1} = I_{in} \cdot V_{in}$ 에 의해 주어지고, 출력 파워는  $P_{out1} = I_y \cdot V_y$ 에 의해 주어진다. 프리 레귤레이터(232)의 효율은 그러면 다음과 같이 표현될 수 있다.
- $$\eta_1 = \frac{P_{out1}}{P_{in1}} = \frac{I_y \cdot V_y}{I_{in} \cdot V_{in}}$$
- [0132]
- [0133] 도 13a는 프리-레귤레이터(232)의 효율이 상대적으로 상수이고 전압 전환 비율  $V_y/V_{in}$ 에 독립적인 그래프(430)를 도시한다. 일반적인 값은 작동 조건, 파워 MOSFET 저항 및 동작 전류에 따라 93%에서 89%까지의 범위를 가진다.
- [0134] 포스트-컨버터(233) 내의 차지 펌프는 일반적으로 그 출력 전압( $V_z$ )에서 부하가 동작하도록 파워를 전달할 때 96%의 범위에서 최대 효율을 가진다. 차지 펌프는 단지 컨버터이고 레귤레이터가 아니므로, 그 효율의 분석은 그 출력과 전기 부하에 전력을 공급하기 위해 필요한 원하는 전압 사이에 미스매치가 있는 경우를 고려해야 한다. 특히, 임의의 이유에 대하여, 포스트-컨버터의 출력  $V_z$ 이 원하는 출력 전압( $V_{out}$ )과 상이한 경우, 전압에  $\Delta V = V_z - V_{out}$ 는 더 이상 더 이상 무시할 수 없고 효율의 추가적인 손실을 가져온다. 이  $\Delta V$  미스매치는 손실 인자(234)가 실제로 전압을 조정하지 않는다 하더라도 선형 레귤레이터에서 손실과 같이 동일한 수학적 형태  $\Delta V / V_{in}$ 를 가지는 손실을 가져온다. 특히 손실은  $V_z > V_{out}$  일 때 다음과 같이 정의된다.
- $$P_{loss\_3} = I_{out} \cdot \Delta V = I_{out} (V_z - V_{out})$$
- [0135]
- [0136] 손실 인자(234)에 관련된 제 3 스테이지의 효율은  $V_{out} \leq V_z$  일 때, 즉 이론적으로 최대 효율은 100%에 제한될 때, 다음과 같이 주어진다.

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

[0137] 전송 함수  $V_z = n \cdot V_y$  로부터, 그러면  $\eta_3 = \frac{V_{out}}{V_z} = \frac{V_{out}}{nV_y}$  차지 펌프(207)의 효율을 포함하여, 포스트-컨버터 (233)은 다음과 같이 주어진 효율을 가진다.

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

[0139]  $\Delta V$  부하 미스매치를 포함하는 포스트-컨버터(233)에 대한 효율 방정식은, 포스트 컨버터의 전압 전환 비율  $V_{out}/V_y$ 가 각각 곡선(441, 442)에 도시된 이상적인 그리고 실제 정지한 전류 모두에 대한 그래프(440) 내의 그 효율( $\eta_{pc}$ )에 대항하여 플로팅되는 경우 도 13b에 도시된다. 두 경우 모두에, 포스트 컨버터(233)의 효율은  $V_{out}/V_y$ 가 전환 비율 "n"과 동일할 때, 즉  $V_{out} = n \cdot V_y$  일 때, 그 피크 값에 도달한다.

[0140] 예를 들어, 분자화 탑입의 포스트 컨버터에서,  $n = 0.5X$  일 때, LCUD 컨버터의 최대 출력 전압은  $V_{out} = 0.5V_y$  일 때 발생한다. 그 조건으로부터  $V_y$ 내의 임의의 편차는 LCUD 컨버터의 오버를 효율을 감소시킨다.

[0141] 이상적인 케이스에서, 곡선 441에 반영된 바와 같이, 정지한 동작 전류( $I_{Q2}$ )는 차지 펌프 안에서 실질적으로 0이고 그 피크 이론적 효율은 100%에 다가간다. 실제 차지 펌프에서, 일부 에너지는 차지 펌프를 동작하는 데 잃고 그 정지 전류 ( $I_{Q2}$ )는 0이 아니고 피크 효율은 100% 이하로 제한되고, 특히 일부 값( $\eta_2$ )에 제한되고, 일반적으로 곡선(422)에 도시된 바와 같이 95~97%에 제한된다.

[0142] 차지 펌프는 그 입력 값의 "n" 배 보다 더 큰 출력 전압을 생성하므로, n 이상의  $V_{out}/V_y$ 의 비에 대한 효율은 의미가 없지만 원하는 출력 전압( $V_{out}$ )을 만족하는 것으로부터 차지 펌프 출력 전압  $V_z$ 의 부족분을 설명한다. 점선 440으로 도시되는 곡선은  $V_{out}/V_y = n$ 의 조건에 대한 곡선(441)과 대칭이다. 그것은 여기 완료를 위해 포함된다.

[0143] 컨버터(200)에 대한 전송 함수  $V_z = n \cdot V_y = n \cdot V_{in} / (1-D)$ 로부터, 효율은 중간 전압( $V_y$ )의 항으로 보다는 드디어 팩터 D의 항으로 재 표현될 수 있다. 따라서, 미스매치  $\Delta V$ 의 효율 효과는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\eta_3 = \frac{V_{out}}{V_z} = \frac{(1-D) \cdot V_{out}}{n \cdot V_{in}}$$

[0144] 그리고, 포스트-컨버터(233)의 효율은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\eta_{PC} = \eta_2 \eta_3 = \eta_2 \frac{V_{out}}{V_z} = \frac{(1-D) \cdot \eta_2}{n} \frac{V_{out}}{V_{in}}$$

[0145] LCUX 컨버터(200)의 전체 효율은 그 다음 개별 효율의 곱이다. 즉,

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

[0146] 임의의 주어진  $V_{out}/V_{in}$  전환 비율에 대하여, 이 오버를 효율은 개별적인 효율 ( $\eta_1, \eta_2$ )과 부하의 원하는 동작 전압과 포스트-컨버터(233)의 출력 사이의 미스매치의 곱이다. 이 관계는 각 라인(451)은 전환 비율 범위에 대한 고정된 드디어 팩터(D)를 나타낼 때 0.5X LCUD 레귤레이터에 대한 도 13c의 그래프(450)에 도시된다. 도시되는 바와 같이, 낮은, 예를 들어 0.3 이하의 전환 비율은 컨버터(200)가 부하에 대해 너무 높은, 즉,  $V_z > V_{out}$  인 출력

전압을 생성하기 때문에 더 낮은 효율을 보여준다.

[0151] 부하 "클램프" 출력 전압이 제공되면, 일반적으로 전압 차( $\Delta V$ )가 차지 펌프(207) 내의 MOSFET를 포화시키는 것에 의해 몇몇 손실 소자를 가로질러 강하되고, 효율 손상된다. 부하가 출력 전압을 클램프하지 못하기 때문에, 컨버터(200)는 원하는 출력 전압으로 프로그래밍되어야 하고 부하가 더 낮은 값으로 출력을 클램프 하지 못하거나 오버를 효율이 하락된다.

[0152] 적절한 효율은, 도 13c의 라인(452)에 도시된 바와 같이  $V_z > V_{out}$  일 때 그리고 원하는 부하 전압이  $n/(1-D)$ 와 일치할 때 발생한다. 0.5X-타입 LCUD 레귤레이터에서, 피크 효율은  $0.5/(1-D)$  일 때 발생한다.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{0.5}{1-D}$$

[0153] [0154] 그러므로, 최대 효율을 보이는 단 하나의  $V_{out}/V_{in}$  비가 있다, 즉 최대 효율을 달성하도록 전압 전환 비율과 듀티 팩터(D) 사이에서 일대일 상응한다. 0.5X-타입 LCUD 레귤레이터에서,  $V_y = 2 \cdot V_{in}$  이고,  $V_{out} = 0.5(2 \cdot V_{in}) = V_{in}$  일 때, 피크 효율의 조건이  $D=50\%$  일 때 발생하므로,  $n=0.5$ 이다.

[0155] 분명히, 듀티 팩터 D를 제어하는 것에 의해 그 높은 효율 범위의 동작에 컨버터를 유지하는 것이 중요하다. 이것은 피드백 제어 기술의 사용을 통해 달성되고, 특히 충분한, 그러나 과도하지 않은 듀피 팩터를 유지하는 것에 의해 달성된다. 피드백 없이, 개곡선 동작은 감소하는 조절과 함께 효율의 손실을 당하기 쉽다. 불충분한 듀티 팩터는 불충분한 출력 전압을 가져오고, 과도한 듀티 팩터는 감소된 효율을 가져온다.

[0156] 듀티 팩터 D가 효율을 최대화하도록 능동적으로 조절되는 경우라도, 실제 LCUX 효율은 스위치드 프리-레귤레이터 및 스위치드-커패시터 포스트-컨버터 안에서 컨덕션과 스위칭 손실 때문에,  $V_{out}/V_{in}=n/(1-D)$  때도  $\eta_1 \cdot \eta_2 < 100\%$  때문에 제한된다. 이를 효과는  $\eta_1 \cdot \eta_2$ 의 곱이 극소한 듀티 팩터 D에 따라 함께 보여질 때, 도 13c의 그래프(451)의 점근선(452)에서 고려된다. 그러나 분명히, 피크 효율에 도달하는 것의 최대 편차는 원하는 전압( $V_{out}$ ) 이상의 레벨로 컨버터의 출력( $V_z$ )를 오버 펌핑하는 과도한 듀티 팩터 때문에 발생한다.

[0157] 바람직하게 제어된, 본 발명의 스위칭 LCUD 컨버터는 임의 모드의 변화, 좁은 펄스 또는 1(unity) 전압 변환비 가까이에서, 즉  $V_{out} \approx V_{in}$  일 때, 강하의 영향을 보이지 않고 스텝-업 또는 스텝-다운 모드 중 하나에서 양호하게 조절된 출력을 생성할 수 있다. LCUD 컨버터는 버크 컨버터, 부스트 컨버터, 또는 차지 펌프의 것 이상의 출력-대 입력 전압 비의 범위에 대하여 작동할 수 있다. 10%와 90% 사이 범위의 듀티 팩터에 실용적인 제한을 가하면, 표1은 LCUD 컨버터의 전압 전환 비율의 사용가능 범위를 차지 펌프 2배기, 버크 컨버터, 및 부스트 컨버터의 것에 비교한 것이다.

## 표 1

컨버터 토폴로지	$V_{out}/V_{in}$ 의 범위	효율의 범위	유닛 비율 효율
2X 전하 펌프	0.1 ~ 1.9	1.8 이상	나쁨, $\eta < 50\%$
부스트 변환기	1.1 ~ 15	~4까지 양호	0.90이상 드롭아웃
버크 변환기	0.1 ~ 0.9	범위 초과 양호	1.10이하 드롭아웃
0.5X LCUD	0.55 ~ 7	범위 초과 양호	양호, $\eta > 90\%$

[0158]

[0159] 그 높은 효율 특성에도 불구하고, 10% ~ 90% 듀티팩터 사이에서 동작하는 부스트 컨버터는 스텝-업 전환 비율만

즉,  $V_{out} = \{1.1 V_{in} \sim 15V_{in}\}$  일때, 사용가능하다. 반대로, 2X 차지 펌프의 효율은 1.8을 초과하는 전환 비율에 대해서만 높다. 대조적으로, LCUD 컨버터의 효율은 낮은 범위의 전압 전환 비율에 대하여, 즉  $V_{out} = \{0.55 V_{in} \sim 7.5V_{in}\}$  일때 높게 남아있다. 이 결과는 예기치 않고, LCDU 컨버터가 차지 펌프와 부스트 컨버터의 구성요소로 남아있는 경우, 그들 중 한쪽 보다 아직 동작 조건의 훨씬 더 낮은 범위에 대해 조정한다.

[0160] 동작중인 스위치드 LCUD 컨버터의 예가 도 11a에 도시되고, 여기서 단일-셀 리튬 이온 배터리의 전체 배터리 방전 사이클 동안 조절된 3.3V의 출력을 생성된다. 셀 전압은 충전 후 4.2V에서 출발하고 그 다음 처음 간격 동안 약 3.5V ~ 3.6V(곡선(351))로 떨어지고, 여기서 배터리는 그 방전 사이클 대부분 동안 동작한다. 후에, 곡선(352)은 배터리 전압이 라인(355, 356) 사이에서 3.5V 이하 ( $V_{out} < V_{batt} < (V_{out} + \delta)$ ) 범위로 떨어지는 것을 도시하고, 정상 컨버터가 드롭 아웃 또는 모드 스위칭 문제를 겪는 조건이다. 마지막으로, 곡선(353)으로 표시되는 바와 같이, 배터리 전압은 컨버터의 3.3V 출력 한참 아래 레벨로 떨어진다. 특수화된 리튬 이온 배터리만 셀을 분기하는 결정화하는 크리스탈라이트의 성장 없이 2.7V로 다운 동작할 수 있다.

[0161] 리온 셀 전압에도 불구하고 LCUD 컨버터는 듀티 팩터 1/(1-D)에 의해 배터리 전압을 곡선(354)에 의해 도시된 상수 프리-조정된 전압( $V_y$ )으로 배터리 전압을 스텝 업하고 그 다음 조정된 3.3V 출력 전압( $V_{out}$ )(곡선(355))을 생성하는 0.5X 차지 펌프 포스트-컨버터에 의해 전압( $V_y$ )으로 스텝 다운한다. 컨버터의 조건은 다음 표 2에 의해 설명될 수 있다:

표 2

위상	업/다운	$V_{batt}$	D	$V_y$	nX	$V_{out}$	$V_{out} / V_{in}$
만충전	다운	4.2V	36%	6.6V	0.5X	3.3V	0.52
351. 봉고	다운	3.6V	46%	6.6V	0.5X	3.3V	0.92
352. 안정	다운	3.5V	47%	6.6V	0.5X	3.3V	0.94
$V_{batt} \approx V_{out}$	유니티	3.3V	50%	6.6V	0.5X	3.3V	1.00
방전	업	3.0V	55%	6.6V	0.5X	3.3V	1.10
353. 확장 범위	업	2.7V	59%	6.6V	0.5X	3.3V	1.22

[0162]

[0163] 단일 셀 리튬 이온 배터리를 사용하고 3.3V 조정된 전원을 필요로하는 하나의 일반적인 애플리케이션이 휴대폰이다. 기존 데이 래귤레이터는 배터리의 전체 전압 범위 이상 높은 효율로 작동할 수 있다. 핸드셋 디자이너는 오늘날 3.5V 주위에서 컷오프한 스텝-다운-온리 벡 래귤레이터를 사용해야 하고, 이후 방전 단계의 부가된 수명이 종래의 버크-부스트 컨버터의 효율 손실에 의해 오버라이드되기 때문에 그에 의해 처음 방전 단계(곡선(351))와 전압-정책-단계(곡선(352)) 부분에서 배터리 수명을 허비한다.

[0164]

본 발명의 컨버터의 다른 애플리케이션은 2 및 3 셀 니켈-금속-하이드라이드, 또는 NiMH, 배터리의 조정이다. 단일 NiMH 셀은 방전 동안 1.2V 내지 0.9V의 전압을 보이기 때문에 그 다음 2개의 직렬-연결 셀(2s NiMH) 배터리는 도 11b의 그래프(360)내의 곡선(361)에 의해 도시된 바와 같이 2.4V ~ 1.8V, 즉 600mV 범위의 방전 곡선을 보여준다. 많은 IC가 1.8V에서 작동하므로, 이를 컴포넌트에 양호하게 조정된 1.8V 전력 원을 공급하는 것은 신뢰 가능한 동작을 달성하고 일관적인 성능을 달성하는데 중요하다. 그러나 선형 조정이 LDO(low dropout) 실행에서도 일반적으로 200 ~ 300mV의 드롭 아웃( $\delta$ )을 필요로 하기 때문에, 1.8V LDO는 점선(364)( $V_{out} + \delta$ )에 의해 표시되는 2.0 ~ 2.1V 이하의 입력에 대한 불량한 조정을 경험하기 시작할 것이다. 2s NiMH 배터리의 600mV 범위의 200 ~ 300mV에 대한 조정의 손실은 충전당 사용 가능한 배터리 수명에 33% 감소를 나타낸다.

[0165]

LCUD 컨버터는 라인 362에 의해 도시되는 3.6V의 전압( $V_y$ )으로 변화량 1/(1-D)에 의해 배터리 전압을 첫번째 스텝업 하는 것에 의해 드롭 아웃 문제를 함께 제거하고, 그 다음 시불변 전압(363)에 의해 도시되는 조정된 1.8V 출력을 생성하는 고정된 0.5X 팩터에 의해 다운된다.

- [0166] 유사한 상황은 2.7V, 3V, 3.3V를 출력 전압을 3s NiMH 배터리로부터 생성할 때 발생한다. 3s NiMH 배터리는 900mV의 범위 방전 동안 2.7V에서 3.6V로 전압을 변화시킨다. 이들 출력 전압이 배터리의 전압 범위 안으로 떨어지기 때문에, 200 ~ 300mV 드롭 아웃(8)을 가지는 선형 페루레이터는 실질적으로 배터리의 900mV 사용가능한 전압 범위를 감소시킨다. 300mV 드롭 아웃을 가지는 2.7V LDO는 예를 들어 600mV 만 감소된 범위의 33% 짧아진 배터리 수명을 나타낸다. 3.0V 출력은 배터리의 전체 용량에서 66% 감소를 나타내는 선형 페루레이터가 조정에서 벗어나기 전에 300mV의 배터리 방전만 허용한다. 더 나쁜게, 3.3V 출력은 배터리가 완전 충전 될 때 조차 항상 드롭 아웃에서 동작하고, 이는 LDO가 3s NiMH 배터리 팩으로부터 조정된 3.3V 출력을 공급하는 데 사용될 수 없다는 것을 의미한다.
- [0167] LCUD 컨버터는 드롭 아웃, 조정의 손실, 또는 모드 스위칭을 보여주지 않는, 3s NiMH 배터리의 전체 900mV 방전 범위 이상 2.7V ~ 3.3V의 조정된 출력을 공급할 수 있다. 도 11c의 그레프(380)에서, 예를 들어, 시간 초과 방전하는 3s NiMH 배터리의 출력 전압(곡선(381))은 6V의 상수  $V_y$  전압(곡선(382))을 생성하는 팩터  $1/(1-D)$  팩터 변경에 의해 스텝업되고, 그 다음 3V 출력(곡선(383))을 생성하는 0.5X의 팩터에 의해 감소된다. LDO와 달리 회로로 동작에 변화 없음 또는 조정의 손실이  $V_{batt}$ (곡선(381))가 LDO의 3.3V 드롭 아웃 제한인 라인(384) 이하로 감소할 때, 발생한다.
- [0168] 스위치드 인덕터-커패시터 업-다운(0.5X LCUD) 페루레이팅 컨버터
- [0169] 더 상세하게 LC-타입 업-다운 컨버터의 실행을 조사하기 위해, 도 10a는  $n=0.5$ 일 때의 프렉서널-타입 스위치드 LCUD 페루레이팅 컨버터(250)의 회로도를 개략적으로 나타낸다.
- [0170] 도시된 바와 같이, LCUD 스위칭 컨버터(250)는 저단 N-채널 파워 MOSFET(251), 고유 P-N 다이오드(255)를 갖는 플로팅 동기식 정류기 MOSFET(254), 및 인덕터(252)를 포함한다. 이들 컴포넌트는 입력 전압( $V_{batt}$ )을 중간 전압( $V_y$ )으로 전환하는 프리-페루레이터(250A)에 포함된다. 옵션 필터 커패시터(256)를 구비한 프리-페루레이터(250A)의 출력은 0.5X-타입 프렉서널 차지 펌프 포스트-컨버터(250B)의 입력을 형성하고, 포스트-컨버터(250B)는 파워 MOSFET(257, 258, 259, 260, 261)를 포함하며, 이것들은 함께 플라잉 커패시터(262, 263)를 순차적으로 충전 및 방전하고 출력 전압을 출력 필터 커패시터(264)로 전달한다.
- [0171] 고단(high-end) 및 플로팅 파워 MOSFET(254, 257, 258, 260, 261)은 게이트 드라이브 신호와 게이트 버퍼 회로를 적절히 변경하면 N-채널 또는 P-채널 디바이스 중 하나이다. 저단 파워 MOSFET(251, 259)는 N-채널 디바이스로 실행되는 것이 바람직하다. 출력 전압( $V_{out}$ )은 PWM 컨트롤러(265) 내의 여러 증폭기에 대한 컨트롤 입력으로서 중간 전압( $V_y$ )에 비례하는 전압을 생성하기 위해 레벨-시프트 회로(269)에 의해 스케일링 된 피드백 신호( $V_{FB}$ )로서 사용된다. 이 컨트롤 전압은 프리-페루레이터(250A)의 출력을 출력 전압의 두 배 크기를 가지는 전압( $V_y$ )으로 강제하도록 선택된다.
- [0172] 클럭과 램프 제너레이터 회로(268)에 의해 구동되는 PWM 컨트롤러(265)는 클럭 주파수( $\phi$ )에서 스위칭하고 동일 주파수에서 BBM 버퍼(267)를 구동한다. BBM 버퍼(267)은 저단 MOSFET(251)과 동기식 정류기 MOSFET(254)를 슈트-스루 전도를 방지하기 위해 게이트 바이어스( $V_{G1}$ ,  $V_{G2}$ )와 역위상으로 구동한다.  $V_{G1}$ 의 극성은 N-채널 디바이스의 MOSFET(251)의 소스에 관해 양극이다. 동기식 정류기 MOSFET(254)는 MOSFET(251)가 오프인 시간의 전부 또는 일부 동안 통전하고 저단 MOSFET(251)가 온일 때 상당한 전류를 전도하지 않도록 제어된다.
- [0173] 동기식 정류기 MOSFET(254)가 P-채널 장치일 경우, 게이트 드라이브 신호( $V_{G2}$ )는  $V_{G1}$ 과 동일한 위상과 극성을 가질 수 있는데, 이는 양의 신호가 N-채널 디바이스를 터온하지만 P-채널 디바이스를 터오프 시키기 때문이다. 동기식 정류기 MOSFET(254)가 N-채널 디바이스이면, 플로팅 게이트 드라이브 회로는 그 게이트를  $V_x$ 보다 더 높은 전압으로 바이어스 시키기 위해 필요하고, 상기 양의 신호는 저단 제어( $V_{G1}$ )와 역위상으로 발생한다.
- [0174] PWM 컨트롤러(265)를 제어하는 클럭 신호는 또한 BBM 버퍼를 제어하여, 차지 펌프 MOSFET(257, 258, 259, 260, 261)의 시퀀싱을 각각 제어하는 게이트 신호( $V_{GS3}, V_{GS4}, V_{GS5}, V_{GS6}, V_{GS7}$ )를 생성한다. 이들 MOSFET는 교대로 통전한다. MOSFET(257, 258)는 MOSFET(259, 260, 261)가 오프일 때 통전하여 커패시터(262, 263)를 충전하고; 그 다음 MOSFET(259, 260, 261)는 MOSFET(257, 258)가 오플인 동안 통전하여 커패시터(262, 263)를 방전시키며, 그들의 전하를 저장 커패시터(264)에 전송한다. BBM 버퍼(266)는 포스트-컨버터(250B) 내의 위상이 다른 MOSFET 사이에서 슈트-스루 전도를 방지한다.

- [0175] MOSFET(257, 258, 259, 260, 261)는 MOSFET(251, 254)와 동일한 주파수( $\phi$ )에서 동시에 스위칭되거나,  $\phi$ 의 몇 배, 즉  $m\phi$ 의 주파수에서, 대안적으로  $\phi$ 에 독립적인 주파수에서 스위칭 된다. 바람직한 실시예에서, 프리-레귤레이터(250A)와 차지 펌프 포스트-컨버터(250B) 내의 모든 파워 MOSFET는 동기하는 방식으로 스위칭 된다. 이에 의해 필터 커패시터(256)가 작게 만들어지거나 제거될 수 있다. 반대로, 차지 펌프 포스트-컨버터(250B)가 프리-레귤레이터(250A)와 독립적으로 발진하면, 커패시터(256)는 순간 부하와 라인 과도상황을 지지하기 위해 필요한 에너지를 일시적으로 저장할 필요가 있다.
- [0176] 프리-레귤레이터(250A)와 포스트-컨버터(250B)의 동기 동작을 가정하면, 동기식 정류기 MOSFET(254)와 프리-충전 MOSFET(257)는 동시에 온 되고 동위상으로 스위칭될 것이다. 그러한 경우에, MOSFET(257)는 중복이고 제거될 수 있다. 그렇게 하여 얻어진 간략화된 LCUD 컨버터(280)가 도 10b에 도시되어 있다. 컨버터(250)와 같이, 컨버터(280)는 인덕터(282), 저단 N-채널 MOSFET(281), 동기식 정류기 MOSFET(284), PWM 컨트롤러(295), 및 BBM 회로(297)를 포함하는 부스트 프리-레귤레이터(280A)를 포함하고, 이것은 포스트-컨버터(280B)에 연결된다. 포스트-컨버터(280B)는 커패시터(292, 293), MOSFET(288, 289, 290, 291)를 포함하는 0.5X-타입 프렉셔널 차지 펌프를 포함하고, MOSFET(288, 289, 290, 291)는 BBM 회로(296)에 의해 제어되어 MOSFET(281, 284)와 동일한 주파수 즉, 클럭과 램프 제너레이터(298)에 의해 결정된 주파수( $\phi$ )에서 스위칭한다. 폐쇄-루프 레귤레이션은 필터 커패시터(294)에 걸리는 출력 전압( $V_{out}$ )을 다시 레벨-시프트 회로(299)를 통해 PWM 컨트롤러(295)에 신호  $V_{FB}$ 로 공급함으로써 발생한다.
- [0177] 0.5X-타입 LCUD 컨버터(280) 안의 포스트-컨버터(280B)와 프리-레귤레이터(280A)의 동기 동작은 도 10c 및 도 10d에 도시된다. 도 10c에서, 개략도(320)는 인덕터(282)의 자화 동안 컨버터(280)를 나타내고, 그 시간 동안 이전에 전압( $V_y/2$ )까지 충전된 플라잉 커패시터(292, 293, 294) 상의 전하가 통전하는 MOSFET(289, 290, 291)를 통해 출력 커패시터(294)와 부하(321)에 전달된다. 동기식 정류기 MOSFET(284)는 상기 인덕터(282)의 자화 동안 턴오프 된다. 이 동작 단계에서 전압  $V_y$ 는  $V_x$ 를 초과하기 때문에, 다이오드(285)는 역-바이어스되고, 부스트 프리-레귤레이터(280A)와 전하 펌프 포스트-컨버터(280B)는 문자그대로 서로 분리된다. 오프 상태의 MOSFET(284, 288)는 오픈 회로로 표시된다.
- [0178] 도 10d에서, 개략도(330)는 인덕터(282) 내의 전류의 재순환 및 플라잉 커패시터(292, 293)의 동시 충전 동안의 LCUD 컨버터(280)를 표시하고, 전류는  $V_{batt}$ 로부터 인덕터와 온-상태 MOSFET(284, 288)를 통해 흐른다. 이 시간 동안,  $V_x$ 는 거의  $V_y$ 와 동일하고, 직렬 연결된 플라잉 커패시터(292, 293) 각각은  $+V_y/2$ 로 충전된다. 오프 상태 MOSFET(281, 289, 290, 291)는 오픈 회로에 의해 표시된다. 이 사이클 동안, 플라잉 커패시터는 충전되는 반면에, 출력 커패시터(294)는 부하(321)에 공급한다.
- [0179] 도 14a의 회로도(480)에 도시되는 다른 실시예에서, 0.5X 포스트-컨버전과 프리 레귤레이션은 모든 MOSFET의 스위칭을 중단하고 두 MOSFET(284, 290)을 턴온 시키는 것에 의해 제거됨으로써,  $V_{batt} \approx V_y \approx V_{out}$ 가 되고, 이에 의해 출력 커패시터(294)에 걸리는 전압은 컨버터의 배터리 입력 전압( $V_{batt}$ )이고 컨버터는 본질적으로 바이패스 된다. 이 바이패스 동작 조건 동안, MOSFET(281, 288, 289, 291)는 오프 상태로 남고 오픈 회로로 표시된다.
- [0180] 도 14b의 회로도(500)에 도시된 다른 실시예에서, 0.5X 포스트-컨버전은 스위치드 인덕터 부스트 프리-레귤레이터의 동작을 중단하지 않고 차지 펌프 MOSFET의 스위칭을 중단하는 것에 의해 제거된다. 이 부스트 온리 모드에서, MOSFET(290, 291)은 "온" 바이어스되어 중간 전압( $V_y$ )에  $V_{out}$ 을 연결하고, 그에 의해 차지 펌프 회로를 바이패스하고 프리-레귤레이터 MOSFET(281, 284)는 역 위상으로 스위칭을 계속하여 부스트 컨버전을 실행한다. MOSFET(291, 289)는 선택적으로 턴온 되어 커패시터(292)를 그라운드에 커패시터(293)를 부하(321)에 연결하여, 출력 커패시터(294)와 병렬인 필터 커패시턴스를 유익하게 증가시킨다. MOSFET(288)는 오픈 회로에 의해 표시된 바와 같이 바이어스 오프된다. 피드백 네트워크(299)를 경유한 출력( $V_{FB}$ )로부터 PWM 컨트롤 회로로의 피드백은 부스트 온리 모드가 야기될 때마다 영향받지 않거나 상이한 출력 전압을 생성하도록 조절된다.
- [0181] 도 14c의 회로도(510)에 도시된 또 다른 실시예에서, 차지 펌프 온리 모드가 야기되고, 이에 의해 프리-레귤레이터의 스위칭 중단되지만 차지 펌프는 계속 동작한다. 결과적으로, MOSFET(281)는 턴오프 된다. MOSFET(284)는 유도성 프리-레귤레이터와 용량성 포스트-컨버터 모두에 공통이기 때문에, MOSFET(288)와 동 위상으로 그리고 MOSFET(289, 290, 291)와는 역 위상으로 스위칭 온을 계속한다. 이 방법으로, 플라잉 커패시터(292, 293)는 입력 전압의 1/2로 반복적으로 충전된 다음 전하 전송 단계 동안 출력 커패시터(294)를 가로질러 연결된다.

MOSFET(284) 통전 시의 전압( $V_x$ )은 전압( $V_{batt}$ )과 실질적으로 동일하고, 크기(L)의 인덕터(282)는 로우-패스 입력 필터와 같이 동작하다. MOSFET(284)를 스위칭 오프하는 것에 의해 인덕터(282) 내의 전류가 중단될 때마다 인덕터(282)가 포화되지 않으면, 인덕터는 전압 ( $V_x$ )을 그라운드 아래로 구동하여, 저단 다이오드(293)를 순방향 바이어스 한다. 만약 인덕터(282)가 높은 전류로부터 포화되면, 그 인덕턴스는 극적으로 하강하고 전압( $V_x$ )은 양으로 남아있고, 노드 상의 스트레이 및 기생 커패시턴스에 의해 지배된다.

[0182] 이들 대체 실시예의 입출력 전압 전달 특성이 도 15의 그래프(530)에 도시되고 전술한 0.5X-타입 LCUD의 상응하는 특성과 비교된다. 라인(531)은 도 14a에 도시된 컨버터의 조정되지 않은(unregulated) 바이패스 모드의 동작을 도시한다. 라인(533)은 도 14b에 도시된 바와 같은  $V_{batt}/(1-D)$ 의 듀티 팩터 의존성을 가지는 유도성 부스트 프리-레귤레이터의 조정된(regulated) 출력 전압을 나타낸다. 반대로 도 14c의 차지 펌프 온리 회로는 라인 532에 의해 도시된 조정되지 않은 출력을 가져온다. 라인(534)은 LCUD 동작 모드를 사용한 레귤레이션을 설명한다.

### 다른 비-인버팅 LCUX 스위칭 레귤레이터

[0184] 이전에 설명한 바와 같이, LCUX 컨버터는 다음 수학식에 의해 결정되는 입출력 전압 전환비를 보여준다.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{n}{1-D}$$

[0185] [0186] 여기서 n은 커패시터와 포스트-컨버터 내에 포함되는 커패시터의 수와 스위치의 구성에 따라, 예를 들어 2, 1.5, 0.5, -0.5, 또는 -1.0과 같은 이산의, 양자화된 값을 가지고, D는 컨버터의 전체 효율을 최대화시키기 위해 피드백을 이용하여 동적으로 조정된다.

[0187] [0188] 상기 논의는 업-다운 전환에 집중되었지만, LCUX 전환은, 예를 들어 n=2 또는 n=1.5일 때 1(unity)보다 큰 nX 포스트 전환 비율을 선택하는 것에 의해, LCUU 레귤레이터와 같이 스텝-업 온리 동작을 위해 적응될 수 있다. 종래의 부스트 컨버터와 비교하여, LCUU 스텝 업 전환은 극단적인 듀티 팩터에서의 동작의 필요 없이 더 높은 입출력 전압 전환 비율이 가능하다.

[0189] 이는 도 16a와 16b의 간단화된 회로도에 도시된다. 도 16a에 도시된 2X LCUU 컨버터(600)는 저단 MOSFET(602), 인덕터(601), 다이오드(604), 및 플로팅 동기식 정류기 MOSFET(603)을 포함하는 부스트 프리-레귤레이터(600A)와,  $V_{out} = 2V_{batt}/(1-D)$ 의 관계에 의해 주어지는 출력을 생성하는 플라잉 커패시터(607)를 구비한 단일-커패시터 2X-타입 차지 펌프 포스트-컨버터(606)를 사용한다. D는 컨버터를 그 최적 효율에서 또는 그 근처에서 동작시키기 위해 피드백을 통해 동적으로 조절된다. 프리-레귤레이터(600A)는 옵션 커패시터(605)를 가로질러 중간 전압 ( $V_y$ )을 생성한다. 포스트 컨버터(606)는 출력 필터 커패시터(608)를 가로질러 출력 전압( $V_{out}$ )을 생성하고, 프리-레귤레이터(600A)와 포스트-컨버터(606)내의 MOSFFET의 스위칭의 폐쇄 제어를 촉진하는 피드백 신호( $V_{FB}$ )를 제공한다.

[0190] [0191] 유사하게, 도 16b의 1.5X LCUU 컨버터(620)는 저단 MOSFET(622), 인덕터(621), 다이오드(624), 및 플로팅 동기식 정류기 MOSFET(623)를 포함하는 부스트 프리 레귤레이터(620A)와,  $V_{out} = 1.5V_{batt}/(1-D)$ 의 관계에 의해 주어지는 출력을 생성하는 플라잉 커패시터(627, 628)를 구비한 듀얼-커패시터 1.5X-타입 프렉셔널 차지 펌프 포스트-컨버터(626)를 채용한다. D는 컨버터(620)를 최적 효율에서 또는 그 가까이에서 동작시키기 위해 피드백을 통해 동적으로 조절된다. 프리-레귤레이터(620A)는 옵션 커패시터(625)를 가로질러 중간 전압( $V_y$ )을 생성한다. 포스트 컨버터(626)는 출력 필터 커패시터(629)를 가로질러 출력 전압( $V_{out}$ )을 생성하고, 프리-레귤레이터(620A)와 포스트-컨버터(626) 내에서 스위칭하는 MOSFET의 스위칭의 폐쇄 제어를 촉진하기 위해 피드백 신호( $V_{FB}$ )를 제공한다.

[0192] 2X-타입 LCUU 컨버터(600)의 일 실시예가 도 17a의 회로(650)에 도시된다. 컨버터(650)는 기생 P-N 다이오드 (667)를 갖는 저단 N-채널 MOSFET(652), 인덕터(651), 상응하는 P-N 다이오드(654)를 갖는 플로팅 동기식 정류기 MOSFET(653), 및 옵션 출력 커패시터(655)를 포함하는 스위치드 인덕터 부스트 프리-레귤레이터(650A)를 포함하며, 이 출력 전압( $V_y$ )은 2X-타입 차지-펌프 포스트-컨버터의 입력을 형성한다. 포스트-컨버터(650B)는 MOSFET(656, 657, 658, 659); 플라잉 커패시터(660); 출력 커패시터(661)를 포함한다. 프리-레귤레이터(650A)

내의 MOSFET (652, 654)는 각각 게이트 전압( $V_{G1}, V_{G2}$ )에 의해 구동되고, PWM 컨트롤러(662)와 BBM 버퍼(664)에 의해 제어되며, BBM 버퍼(663)는 포스트-컨버터(650B) 내의 MOSFET (656, 657, 658, 659)를 게이트 전압( $V_{G3} \sim V_{G6}$ )으로 각각 구동한다.

[0191] MOSFET(652)는 클럭과 램프 제너레이터(665)에 의해 결정되는 주파수( $\Phi$ )에서 스위칭한다. 동기식 정류기 MOSFET(653)는 MOSFET(652)가 통전하지 않는 시간의 전부 또는 일부 동안 통전한다. MOSFET(656 ~ 659)는 클럭과 램프 제너레이터(665)에 의해 생성되는 주파수( $\Phi$ )보다 높거나 낮을 수 있는 주파수  $m \cdot \Phi$ 에서 스위칭한다. 이상적으로, MOSFET(656~659)는 동일 주파수( $\Phi$ )에서 동작할 수 있으며 따라서 커페시터(655)는 사이즈가 감소되거나 제거될 수 있다. MOSFET(656~659)가 주파수( $\Phi$ )에서 스위칭하지 않는 경우, 그들의 스위칭은, 동 위상으로 동작하여 노이즈를 감소하도록, 단일 클럭 소스로부터 동기화되어야 한다.

[0192] 출력 전압( $V_{out}$ )은 부하 전류 또는 입력 전압의 변경에 대해 PWM 컨트롤러(662)를 동적으로 조절하기 위해 음의 피드백( $V_{FB}$ )을 사용하여 레귤레이션 된다.

[0193] 중간 전압( $V_y$ )을 원하는 출력 전압의 1/2와 동일한 값으로 레귤레이션 함으로써, 차지 펌프 포스트-컨버터(650B)는 최대 효율의 포인트에서 동작할 수 있다. 피드백 전압은, PWM 컨트롤러(662)가 그 출력을 원하는 출력 전압인  $V_{out}/2$ 과 동일한 전압( $V_y$ )으로 레귤레이션 하도록 하는 값으로 레벨-시프트 된다. 다시 말해, PWM 컨트롤러(662)로의 피드백 입력 전압( $V_{FBin}$ )은 PWM 컨트롤러가 그  $V_y$  출력에 대해, 시도 및 강제하는 전압, 즉 폐쇄-루프 제어 하에서  $V_y \rightarrow V_{out}/2$ 으로 정의된다.

[0194] 2배기-타입 충전-펌프를 사용하는 피드백은 PWM 컨버터의 제어 입력을 위한 신호를 조절하기 위해 저항기 디바이더만 필요로 한다. 출력 전압( $V_{FB}$ )이 원하는 전압( $V_y$ ) 크기의 두 배이므로 피드백 디바이더는 출력 신호를 PWM 컨트롤러에 대한 입력  $V_{FBin}$ 으로 반분하기 위해 동일한 크기의 저항기를 사용한다.

[0195] 컨버터(650)의 동작은 2개의 교대하는 단계를 포함한다. 도 17b의 회로도(670)에서, MOSFET(652)가 통전하여, 인덕터(651)를 자화시키는 동안 동기식 정류기(653)은 오프 상태로 유지되어 차지 펌프 포스트-컨버터(650B)로부터 부스트 프리-레귤레이터(650A)를 분리한다.  $V_x$ 가 거의 그라운드이고  $V_y > V_{batt}$ 이므로, P-N 다이오드(634)는 역바이어스로 유지된다. 이 단계의 동안, MOSFET(656, 659)는 통전하여 전하를 플라잉 커페시터(660)로부터 출력 커페시터(661)와 부하(671)로 이동하고 이때 MOSFET(658, 657)는 오프 상태로 유지된다.

[0196] 다른 단계에서, MOSFET(652)는 턴오프되고 동기식 정류기 MOSFET(653)는 턴온되며, 이에 의해 인덕터(651)는 전압( $V_x$ )을 실질적으로 커페시터(655)에 걸리는 전압( $V_y$ )까지 강제하고, 에너지를 인덕터(651)에서 차지 펌프 포스트-컨버터(650B)로 전송하고, 통전하는 MOSFET(658, 657)을 통해 전압( $V_y$ )까지 플라잉 커페시터(660)를 충전한다. 이 단계 동안, MOSFET(652, 659, 656)는 오프상태이고 다이오드(667)은 역-바이어스 상태이다. MOSFET(659)가 오프이므로, 출력 커페시터(661)는 이 스위칭 사이클 동안 전류를 부하(671)에 공급해야 한다.

[0197] 차지 펌프 포스트-컨버터(650B)의 출력 전압은  $2V_y$ 이고, 여기서 부스트 프리-레귤레이터의 출력인  $V_y$ 는  $V_{batt}/(1-D)$ 이다. 결과로서 LCUU 레귤레이터의 전압 전환 비율은 다음에 의해 주어진다.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{2 \cdot V_{batt}}{(1-D)}$$

[0199] 1-셀 니켈-카드뮴 배터리(1s NiCd)를 구비하는 LCUU 컨버터(650)의 동작이 도 18a의 그래프(700)에 도시되어 있고,  $V_{batt}$ 의 시간 방전 곡선(701)은 1.2V에서 0.9V로 변한다. 조정되지 않은 배터리는 그 다음  $1/(1-D)$ 에 동일한 가변량에 의해 스텝업되어 곡선(702)에 도시된 조정된 2.5V 중간 전압( $V_y$ )를 생성하고, 그 다음 차지 펌프 포스트-컨버터(650B)에 의해 2X의 팩터에 의해 증가되어 라인(703)에 의해 도시된 바와 같은 시불변 5V 출력을 생성한다.

[0200] 5V의 출력을 가지는 2X-타입 LCUU 컨버터의  $V_{out}/V_{in}$  전송 특성이 0.9V ~ 2.4V의 입력 전압에 대하여 도 18b의 그레프(720)에 의해 추가로 도시되어 있다. 0.9 ~ 1.2V의 입력 범위는 1s NiCd와 1s NiMH 전지를, 1.7V까지의 입력은 충전 동안 알카라인 전지를, 1.8V ~ 2.4V는 2s NiMH를 나타낸다. 배터리 입력 전압( $V_{batt}$ )(721)은 가변량

1/(1-D)에 의해 승압되어 라인(722)에 의해 도시된 2.5V의 중간 전압( $V_y$ )을 생성한다. 이 전압은 2배기 차지 펌프 포스트-컨버터(650B)를 사용하여 2X로 승압되어 양호하게 조정된 5V 출력(라인 723)을 생성한다.

[0201] 2X-타입 LCUU 레귤레이터의 하나의 특징은 중간 듀티 팩터에서 높은 승압 비율을 달성하는 능력이다. 예를 들어 1.2V 입력에 대하여, 60% 듀티 팩터는 4.2X 전압 전환 비율과 5V 출력을 가져온다. 그러나 2.4V 입력에서, 5V 출력은 4%의 듀티 팩터까지 레귤레이션에 저하된다. 더 높은 입력 전압에서 듀티 팩터를 증가시키기 위해, LCUU 컨버터(650)의 변형은 2배기 대신 1.5X 차지 펌프 포스트 컨버터를 사용한다.

[0202] 1.5X-타입 LCUU 컨버터(760)가 도 19a에 도시된다. 컨버터(760)는 저단 MOSFET(762), 인덕터(761), 고유 다이오드(765)를 갖는 동기식 정류기 MOSFET (764), 및 옵션 커패시터(779)를 포함하는 부스트 프리-레귤레이터(760A)와, MOSFET (766, 767, 768, 769, 770, 771, 772), 플라잉 컨버터(774, 775) 및 출력 커패시터(773)로 구성된 차지 펌프 포스트-컨버터(760B)를 포함한다. 컨버터(760)는 차지 펌프가 2배기보다는 1.5X 프렉셔널 타입인 것을 제외하고는 2X-타입 LCUU 컨버터(650)와 유사한 방식으로 제어된다.

[0203] 컨버터(760)의 동작은 2개의 교차 단계를 포함한다. 도 19b의 회로도(780)에 의해 도시된 하나의 단계에서, 인덕터(761)는 MOSFET(762)를 통한 전류 흐름에 의해 자화되는 반면에 동기식 정류기 MOSFET(764)는 오프 상태이다. 이 단계 동안, 플라잉 커패시터(774, 775)는 온 상태의 MOSFETs(769, 770, 771, 772)를 통해 출력커패시터(773)와 부하(781)로 전하를 이동한다. 모든 다른 MOSFET는 오프 상태로 남는다.  $V_x$ 가 그라운드 가깝게 바이어스되고  $V_y > V_{batt}$ 이므로, 다이오드(765)는 역-바이어스 상태로 남는다.

[0204] 도 19c의 회로도(790)에 의해 도시된 다른 단계에서, MOSFET(762)는 동기식 정류기 MOSFET(765)가 터온되는 동안 셋오프되어 MOSFET(766, 767, 768)를 통해 인덕터로부터 플라잉 커패시터(774, 775)로 에너지를 전송한다. MOSFET(771, 772)를 포함하는 모든 다른 MOSFET는 오프 상태로 남고, 포스트-컨버터(760B)를 갖는 차지 펌프를 출력 커패시터(773)로부터 분리한다. 결과적으로, 커패시터(773)가 이 동작 단계 동안 부하(781)에 전류를 공급한다.

[0205] 차지 펌프 포스트 컨버터(760B)의 출력 전압은 1.5 $V_y$ 이고, 여기서  $V_y$ , 즉 부스트 프리 레귤레이터의 출력은  $V_{batt}/(1-D)$ 와 동일하다. 결과적으로 1.5X 타입 LCUU 레귤레이터의 전압 전환 비율은 다음으로 주어진다.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1.5 \cdot V_{batt}}{(1-D)}$$

[0206]

[0207] 도 18c의 그래프(740)에 도시된 컨버터(760)의 입출력 전송 특성은, 1.5X LCUU 회로가 1s 및 2s NiMH 배터리에 대응하는 입력 전압 범위에 대해 5V 출력을 레귤레이션하는 것이 가능하고 여전히 28% 초과하는 듀티 팩터를 가지고 동작한다는 것을 보여준다. 도시된 바와 같이,  $V_{batt}$ (곡선(741))는 변화량 1/(1-D)에 의해 승압되어 결과적으로 라인(742)로 도시된 3.3V 중간 전압( $V_y$ )을 생성하고, 그 다음 1.5X로 곱해져 잘 레귤레이션 된 5V 출력(곡선(743))을 생성한다.

[0208] 종래의 부스트 컨버터의 특성(801)과 대비하여, 2X 및 1.5X LCUU 컨버터(600, 760)의 전환 비율의 듀티 팩터의 존성이 도 20의 그래프(800)에 각각 라인(803, 802)로 도시되어 있다. 도시된 바와 같이, 50%의 듀티 팩터에 의해 부스트 컨버터에 대해 입력 전압의 2배가 얻어지는 반면, 2X LCUU 레귤레이터는 4X 스텝-업 비율을 제공한다. 75% 듀티 비율에서, 부스트 컨버터는 그 입력을 4배로 하는 반면, 1.5X 타입 LCUU 컨버터는 6X 스텝업을 제공하고 2X 타입은 8X 비율을 제공한다.

[0209] 표 3은 2X LCUU, 1.5X LCUU, 부스트, 및 0.5X LCUD 컨버터에 대해 D=50%의 선호되는 전환 비율을 비교하고, 1s 및 2s NiMH 배터리로부터 몇몇 일반적인 출력 전압을 출력하기 위해 듀티 팩터 범위를 도시한다.

표 3

NiMH 케이스	2X LCUU	1.5X LCUU	부스트	0.5X LCUD
D = 50%	$V_{out}/V_{in} = 4.0$	$V_{out}/V_{in} = 3.0$	$V_{out}/V_{in} = 2.0$	$V_{out}/V_{in} = 1.0$
1s → 5.0V	52% < D < 64%	64% < D < 73%	76% < D < 82%	88% < D < 91%
1s → 3.0V	20% < D < 40%	40% < D < 55%	60% < D < 70%	80% < D < 85%
1s → 2.5V	4% * < D < 28%	28% < D < 46%	52% < D < 64%	76% < D < 82%
2s → 5.0V	4% * < D < 28%	28% < D < 46%	52% < D < 64%	76% < D < 82%
2s → 3.0V	NA	NA	20% < D < 40%	60% < D < 70%

[0210]

[0211] (\*) 표시된 조건은 요구되는 듀티 팩터 내의 전체 범위를 만족시키기 위해 컨버터의 작동 주파수를 제한하는 것을 필요로 한다. N/A로 표시된 것들은 업-업 컨버터로는 불가능한 스텝-업과 스텝-다운 전환 모두를 필요로 한다. LCUX 컨버터는 비율-메트릭이므로, 즉 기설정된 전환 비율에서 레귤레이션 하므로, 1s NiMH 입력을 2.5V 출력으로 전환하는 컨버터는 2s NiMH 입력을 5.0V 출력으로 전환하는 것과 동일한 듀티 팩터를 필요로 한다.

#### 인버팅 스위치드 인더터-커패시터 (LCUI) 컨버터

[0213]

LCUX 스위칭 컨버터는 그라운드 이하의 전압, 즉 반전된 전압을 생성하는데 사용될 수 있다. 상기된 것과 같이, LCUX 컨버터는 아래 식에 의해 결정된 입출력 전압 전환을 나타낸다:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{n}{1-D}$$

[0214]

[0215] 여기서, n은 커패시터의 수와 차지 펌프에 따라, 예를 들면, 2, 1.5, 0.5, -0.5, 또는 -1.0과 같은 n의 양자화된 이산 값이고, D는 컨버터의 전체 효율을 최대화하기 위해 피드백을 사용하여 동적으로 조정된다. n이 음일 때, 컨버터의 출력 전압은 음의 값이다. 양의 전압 입력으로부터 음의 출력 전압을 생성하는 컨버터는 인버터로 지칭되고, 여기서 LCUI 컨버터로 지칭된다.

[0216]

도 21a 및 21b는 본 발명에 따른 LCUI 컨버터의 다수의 토플로지 중 2가지를 도시한다. 예를 들면, 도 21a에 도시된 LCUI 컨버터(850)는, MOSFET(852), 인덕터(851), 및 고유 다이오드(854)를 구비한 동기식 정류기(853)를 포함하는 부스트 프리-레귤레이터(850A)와, 플라잉 커패시터(857)를 구비한 싱글-커패시터 -1X 타입 차지 펌프(856)을 포함하는 포스트-컨버터(850B)를 사용한다. 컨버터(850)는 관계식  $V_{out} = -V_{batt}/(1-D)$ 에 의해 주어진 출력을 생성하고, 여기서 D는 컨버터(850)가 그것의 최적 효율에서 또는 그 근처에서 동작하도록 하기 위해 피드백을 통해 동적으로 조절된다. 컨버터(850)는 또한 출력 필터 커패시터(858)와 중간 전압( $V_y$ )에서 바이어스된 옵션 커패시터(855)를 포함한다.

[0217]

LCUI 컨버터는 또한 그것의 포스트-컨버터 스테이지에서 인버팅 프렉셔널 차지 펌프를 사용할 수 있다. 도 21b에 도시된 프렉셔널 LCDI 컨버터(870)는 MOSFET (872), 인덕터(871), 및 진성 다이오드(874)를 구비한 동기식 정류기 MOSFET(873)를 포함하는 부스트 프리-레귤레이터(870A)와, 플라잉 커패시터(877, 878)를 구비한 듀얼-커패시터 -0.5X 타입 차지 펌프(876)를 포함한 포스트-컨버터(870B)를 사용한다. 컨버터(870)는 관계식  $V_{out} = -0.5DV_{batt}$ 에 의해 주어진 출력을 생성하고, 여기서 D는 컨버터(870)가 그것의 최적 효율에서 또는 그 근처에서 동작하도록 하기 위해 피드백을 통해 동적으로 조절된다. 컨버터(870)는 또한 출력 필터 커패시터(879)와 중간 전압  $V_y$ 에서 바이어스된 옵션 커패시터(875)를 포함한다.

[0218]

LCU-타입 인버터의 실시예를 더욱 상세하게 조사하기 위해, 도 22a는 -1X 스위치드 LCUI 컨버터(850)의 회로도 (900)를 도시한다. 도시된 것과 같이, LCUI 컨버터(850)는 저단 N-채널 파워 MOSFET(901), 고유 P-N 다이오드 (904)를 구비한 플로팅 동기식 정류기 MOSFET(903), 및 인덕터(902)를 포함하고, 이것은 입력 전압( $V_{batt}$ )을 증

간 전압( $V_y$ )으로 변환하는 부스트-타입 프리-레귤레이터(850A)를 함께 구성한다. 옵션 필터 커패시터(905)에 걸린 전압( $V_y$ )은 프리-레귤레이터(850A)로부터 그리고 출력 필터 커패시터(910)로 플라잉 커패시터(916)를 실질적으로 충전 및 방전함과 동시에 파워 MOSFET(906, 907, 908, 909)를 포함하는 -1X 타입 차지 펌프 인버팅 포스트-컨버터(850B)의 입력을 형성한다.

[0219] 차지 펌프 포스트-컨버터(850B)의 출력 전압은  $-V_y$ 이고, 여기서  $V_y$ , 즉 부스트 프리-레귤레이터의 출력은  $V_{batt}/(1-D)$ 이다. 결국 LCUI 컨버터(850)의 전압 전환 비율은 다음 식에 의해 주어진다:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{V_{batt}}{(1-D)} = \frac{V_{batt}}{(D-1)}$$

[0220] [0221] 도 22a에 도시된 회로도는 LCUI 컨버터(850)의 확고한 실시예를 도시하며, 중간 전압( $V_y$ )에서 충전된 커패시터(905)를 갖는 직렬 연결된 MOSFET(903, 906)는 프리-레귤레이터(850A)와 포스트-컨버터(850B)가 여전히 성글 피드백 루프의 제어하에서 다른 주파수로 독립적으로 동작하게 한다.

[0222] 고단 또는 플로팅 설정된 파워 MOSFET(903, 906, 909)는 게이트 드라이브 신호 및 게이트 버퍼 회로를 적절히 변경하면 N-채널 또는 P-채널 디바이스 중 하나일 수 있다. 저단 파워 MOSFET(901, 907, 908)는 N-채널 디바이스로 구현되는 것이 바람직하다. 출력 전압( $V_{out}$ )은, PWM 컨트롤러(911) 내의 에러 증폭기로의 제어 입력으로서 중간 전압( $V_y$ )에 비례하는 양의 전압을 생성하는 레벨-시프트 회로(915)에 의해 반전되어, 피드백 신호( $V_{FB}$ )로써 사용된다. 이 제어 전압은 프리-레귤레이터(850A)의 출력을 출력 전압의 역수와 같은 크기를 갖는 전압( $V_y$ )이 되도록 선택된다.

[0223] [0224] 클럭 및 램프 제네레이터 회로(914)로 동기화된 PWM 컨트롤러(911)는 클럭 주파수( $\Phi$ )에서 스위칭하고 동일한 주파수에서 BBM 버퍼(913)를 구동한다. BBM 버퍼(913)는 게이트 바이어스( $V_{G1}, V_{G2}$ )에 의해 저단 MOSFET(901)와 동기식 정류기 MOSFET(903)을 구동하여 슈트-스루 전도를 방지한다. 동기식 정류기 MOSFET(903)에 대한  $V_{G2}$ 의 극성은 MOSFET(903)가 N-채널 디바이스일 때 그것의 소스에 대해 양이고, MOSFET(903)가 P-채널일 때 그것의 소스에 대해 음이다. MOSFET(901)가 N-채널 MOSFET라고 가정하면, 저단 MOSFET(901)의 게이트 드라이브( $V_{G1}$ )는 그것의 소스에 대해 양이다. 동기식 정류기 MOSFET(903)는 MOSFET(901)가 오프 상태인 시간의 전체 또는 부분 동안 통전하고, 저단 디바이스가 온 상태일 때는 상당한 전류를 전도하지 않도록 제어된다.

바람직하게는, PWM 컨트롤러(911)를 제어하는 클럭 신호는 또한 BBM 버퍼(912)를 제어하여 차지 펌프 MOSFET(906, 907, 908, 909)의 시퀀싱(sequencing)을 각각 제어하는 게이트 신호( $V_{G3}, V_{G4}, V_{G5}, V_{G6}$ )를 생성한다. 이러한 MOSFET는 교대로 통전하는데, MOSFET(908, 909)가 오프 상태일 때 MOSFET(906)가 통전하여 커패시터(916)를 충전하고; 그 다음 MOSFET(906, 907)가 오프 상태일 때 MOSFET(906, 907)가 통전하여 전하를 저장 커패시터(910)에 전송함으로써 커패시터(916)를 방전한다. BBM 버퍼(912)는 MOSFET(907, 909)사이, 그리고 또한 MOSFET(906, 908)사이의 슈트-스루 전도를 방지한다.

[0225] MOSFET(906, 907, 908, 909)는 주파수( $\Phi$ )에서 클럭 및 램프 제네레이터 회로(914)에 동기를 이루어 스위칭되거나, 클럭 주파수의 좀 더 높은 배수 즉,  $m^* \Phi$ , 또는  $\Phi$ 와 관계없는 주파수에서 스위칭될 수 있다. 바람직한 실시예에서, 프리-레귤레이터(850A) 및 포스트-컨버터(850B) 내의 모든 파워 MOSFET는 동기 방식으로 스위칭되고, 이에 의해 필터 커패시터(905)는 더 작아질 수 있다. 이와 비교하여, 포스트-컨버터(850B)가 프리-레귤레이터(850A)에 독립적으로 발진한다면, 커패시터(905)는 순간 부하와 라인 과도상태를 서포트하는데 요구되는 에너지를 일시적으로 저장할 필요가 있다.

[0226] 인버팅-타입 차지-펌프 포스트-컨버터(850B)는 그라운드 이하의 신호를 PWM 컨버터(911)의 제어 입력 단자에 적합한 양의 값으로 조절하기 위해 인버팅 레벨-시프트 회로(915)를 필요로 한다. 출력 전압( $V_{FB}$ )은 중간 전압( $V_y$ )과 극성은 반대지만 절대치는 같기 때문에, 레벨-시프트 회로(915)는 PWM 컨트롤러(911)의 입력( $V_{FBin}$ )으로 사용하기 위해  $-V_{FB}$ 신호를  $+V_{FB}$ 로 반전해야 한다. 이와 같이, PWM 컨트롤러(911)의 피드백 입력 전압( $V_{FBin}$ )은 PWM 컨트롤러가 그것의  $V_y$  출력에 대해 시도하고 강제하는, 즉 폐쇄 루프 제어하에  $V_y \rightarrow (-V_{out})$ 하는 전압( $V_{out}$ )

음수이기 때문에 양의 전압임)으로 정의된다.

[0227] -1X 탑 LCUI 컨버터(850) 내의 프리-레귤레이터(850A) 및 포스트-컨버터(850B)의 동기적 동작이 도 22b 및 22c에 도시되어 있다. 도 22b에서 회로도(930)는 인덕터(902)가 자화 중이고 전하를 플라잉 커패시터(916)로부터 저장 커패시터(910)로 동시 전송 중인 컨버터(850)를 도시한다. 이 단계 동안,  $V_x$ 는 그라운드에 근접하고, 전류는  $V_{batt}$ 로부터 온-상태 MOSFET(901)를 통해 흘러, 인덕터(902)를 자화하며, 이때 동기식 정류기 MOSFET(903)는 오프 상태에 있고, 프리-레귤레이터(850A)를 포스트 컨버터(850B)로부터 분리한다.

[0228]  $V_x$ 가 그라운드 근처이고  $V_y > V_{batt}$ 이기 때문에, 다이오드(904)는 역-바이어스되고 통전하지 않는 상태에 있다. 바람직한 실시예에서, 인덕터(902)의 자화와 동시에, 플라잉 커패시터(916)는 그것의 전하 및 전류를 MOSFET(908, 909)를 통해 저장 커패시터(910)와 부하(931)에 공급하며, 이때 MOSFET(906, 907)는 오프 상태에 있다. 플라잉 커패시터(916)의 양의 단자가 그라운드에 연결되고 플라잉 커패시터의 음의 단자가 출력 커패시터(910)에 연결되기 때문에, 출력( $V_{out}$ )은 음, 즉 그라운드 이하 전위가 된다.

[0229] 도 22c에서 회로도(940)는 인덕터(902)를 통한 전류의 재순환 동안 그리고 플라잉 커패시터(916)의 충전 동안 동일한 LCUI 컨버터(850)를 나타낸다. 이 시간 동안에, 유도성 재순환, 즉, 소자화(demagnetizing:消磁化) 전류는 온-상태 동기식 정류기 MOSFET(903)에 의해 분기된 포워드 바이어스 다이오드(904)를 통해, 그리고 통전하는 MOSFET(906, 907)를 통해 흘러, 플라잉 커패시터(916)를 충전한다. 재순환 단계 동안,  $V_x$ 는 커패시터(916)에 존재하는 전압,  $V_y$ 와 거의 같다. 커패시터(916)는  $V_y$ 와 실질적으로 동일한 전압까지 충전한다. MOSFET(909)는 이 단계에서 오프 상태이기 때문에, 전압(- $V_y$ )으로 바이어스된 저장 커패시터(910)는 이 구간 동안 부하(931)에 전류를 공급해야만 한다.

[0230] LCUI 인버터(850)의 정확한 실시예에서, 동기식 정류기 MOSFET(903)는 MOSFET(906), 즉 차지 펌프의  $V_y$ -연결된 입력과 직렬로 연결된다. 유도성 프리-레귤레이터(850A)와 차지 펌프 포스트-컨버터(850B)가 동기화되어 동일한 주파수에서 스위칭하는 경우, MOSFET(906)는 중복되어서 제거될 수 있다. 동기 동작에 대해 LCUI 인버터(850)의 단순화된 구현은 도 23a의 LCUI 컨버터(980)에 의해 도시되어 있으며, 여기서 MOSFET(984)는 정류 기능과 플라잉 커패시터(989)의 충전 제어 기능 모두를 제공한다.

[0231] 다른 것에 관해서, LCUI 인버터(980)는 컨버터(850)에 유사한 방식으로 동작하며, 저단 N-채널 MOSFET(981), 인덕터(984), 고유 다이오드(985)를 구비한 동기식 정류기 MOSFET(984), PWM 컨트롤러(991), BBM 베퍼(993), 클럭 및 램프 제너레이터(994), 및  $V_{out}$ 으로부터 PWM 컨트롤러(991)에 피드백( $V_{FBin}$ )을 위한 레벨-시프트 회로(995)를 포함하는 유도성 프리-레귤레이터(980A)를 구비한다. 포스트-컨버터(980B)는 MOSFET(986, 987, 988), 플라잉 커패시터(989), 출력 커패시터(990), 및 BBM 회로(992)를 포함하는 -1X 인버팅 차지 펌프를 포함한다. 동기화된 -1X LCUI 인버터에서, BBM 베퍼(992, 993) 모두는 클럭 주파수( $\Phi$ ) 또는 다시 말해  $m=1$ 에서 스위칭한다.

[0232] 도시된 것과 같이, BBM 베퍼(993)가 게이트 신호( $V_{G1}, V_{G2}$ )로 MOSFET(981, 984)를 구동하는 동안, BBM 베퍼(992)는 게이트 신호( $V_{G3}, V_{G4}, V_{G5}$ )를 생성하여 차지 펌프 MOSFET(986, 988, 987)의 시퀀싱을 제어한다. 이러한 MOSFET는 교대하여 순차적인 방식으로 통전한다. 일 단계에서, 도 23b의 회로(1000)에 도시된 것과 같이, MOSFET(981, 986, 988)는 MOSFET(984, 987)가 오프 상태인 동안 통전하고, 이로써, 인덕터(983)를 자화하고 플라잉 커패시터(989)로부터 저장 커패시터(990)로 전하를 전송한다.

[0233] MOSFET(981, 986)는 모두 통전 상태이므로, P-N 다이오드(985)의 애노드 및 캐소드의 전위를 거의 그라운드로 구동하고, 다이오드 상의 순 바이어스는 약간 역 바이어스되거나 거의 0이 된다. 미리-충전된 커패시터(989)의 양의 단자를 그라운드시킴으로써, 커패시터(989)의 음의 단자는 - $V_y$ 의 전위를 나타내고 출력( $V_{out}$ )을, 프리-레귤레이터(980A)의 듀티 팩터(D)에 의해 결정된 전압인, 음의 전위(- $V_y$ )로 바이어스한다.

[0234] 반대 단계에서, 도 23c의 회로(1010)에 도시된 것과 같이, MOSFET(984, 987)는 통전 상태이고 MOSFET(981, 986, 988)는 오프 상태이다. 이 단계에서, 인덕터(983)는  $V_x$ 를  $V_{batt}$  위로 드라이브하고 통전하는 MOSFET(984)는 듀티 팩터 제어를 사용하여 커패시터(989)를 노드 전위(+ $V'_y$ )로 충전한다. 이 노드가 이 단계에서만 차지 펌프 포스트-컨버터(980B)에 전력 공급하고 전압( $V_y$ )까지 플라잉 커패시터(989)를 충전하는 전원 공급장치 또는 바이어스로써 작동하기 때문에, 상기 회로 노드 전위( $V'_y$ )는 수학 기호 프라임 ""에 의해 식별된다. 반대 단계에

서, 동일한 회로 노드가 그라운드 근처로 바이어스된다.

[0235] LCUI 컨버터(850)에서 전위( $V_y$ )까지 영구적으로 바이어스되는 커패시터(855 또는 905)와 다르게, 컨버터(980)는 프리-레귤레이터(980A)와 포스트-컨버터(980B)사이에 존재하는 임의의 고정된 전압으로 바이어스된 커패시터를 갖지 않는다. 대신에, 차지 펌프 포스트-컨버터(980B)에의 입력은 플라잉 커패시터(989)의 충전 동안만 존재하는 전압( $V_y$ )을 포함하는 "가상(virtual)"이다(따라서  $V_y'$  사용). 이 가상 또는 동작-단계 종속 전압은, 부스트 프리-레귤레이터(980A)를 위한 동기식 정류기로서 및 차지 펌프 포스트-컨버터(980B)의 입력으로서 MOSFET(984)의 이중적 사용의 결과이다.

[0236] 인버팅 LCUX 컨버터는 또한 프렉셔널 차지 펌프를 사용하여 구현될 수 있다. 그러한 버전으로서, -0.5X LCUI 컨버터(870)가 기능 블록도에 의해 도 21b에 도시되어 있다. 일 구현은 도 24a에 도시된 프렉셔널 인버팅 컨버터(1050)에 의해 도시된다. 도시된 것과 같이, -0.5X LCUI 스위칭 컨버터(1050)는 저단 N-채널 파워 MOSFET(1051), 고유 PN다이오드(1055)를 갖는 플로팅 동기식 정류기 MOSFET(1054), 및 인덕터(1053)를 포함하고, 함께 부스트-타입 프리-레귤레이터(1050A)를 형성하며, 입력 전압( $V_{batt}$ )을 중간 전압( $V_y$ )으로 변환한다. 옵션 필터 커패시터(1071)에 걸린 전압( $V_y$ )은 -0.5X 타입 차지 펌프 인버팅 포스트-컨버터(1050B)의 입력을 형성하고, 컨버터(1050B)는 파워 MOSFET(1056~1062)를 포함하고, 함께 순차적으로 프리-레귤레이터(1050A)로부터 그리고 출력 필터 커패시터(1063)로 플라잉 커패시터(1064, 1065)를 충전 및 방전한다.

[0237] 인버팅 프렉셔널 차지 펌프 포스트-컨버터(1050B)의 출력 전압은  $-0.5V_y$ 이고, 여기서  $V_y$ , 부스트 프리-레귤레이터의 출력은  $V_{batt}/(1-D)$ 이다. LCUI 컨버터(1050)의 결과 전압 전환 비율은 다음 식에 의해 주어진다:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{0.5V_{batt}}{(1-D)} = \frac{0.5V_{batt}}{(D-1)}$$

[0238] [0239] 컨버터(1055)는 프렉셔널 LCUI 컨버터의 일 실시예를 나타내고, 여기서 중간 전압( $V_y$ )에서 충전된 커패시터(1071)를 구비한 직렬 연결된 MOSFET(1054, 1056)는 프리-레귤레이터(1050A)와 포스트-컨버터(1050B)가 여전히 성글 피드백 루프의 제어하에서 다른 주파수에서 동작하도록 허용한다.

[0240] [0241] 플로팅 파워 MOSFET(1054, 1056, 1057, 1058, 1061, 1062)는 게이트 구동 신호 및 게이트 버퍼 회로가 적절히 변경된 N-채널 또는 P-채널 디바이스 중 하나일 수 있다. 저단 파워 MOSFET(1051, 1056, 1057, 1058)는 바람직하게는 N-채널 디바이스로서 구현된다. 출력 전압( $V_{out}$ )은 PWM 컨트롤러(1066) 내의 에러 증폭기에 대한 제어 입력으로서 중간 전압( $V_y$ )에 비례하는 양의 전압을 생성하기 위해 레벨-시프트 회로(1070)에 의해 반전된 피드백 신호( $V_{FB}$ )로써 사용된다. 이 제어 전압은 옵션 또는 기생 커패시터(1071)에 걸린 프리-레귤레이터(1050A)의 출력이 출력 전압의 역수의 2배와 동일한 크기를 갖는 전압( $V_y$ )과 같도록 선택된다.

클럭 및 램프 제너레이터 회로(1069)에 동기를 이룬 PWM 컨트롤러(1066)는 클럭 주파수( $\Phi$ )에서 스위칭하고 동일한 주파수에서 BBM 버퍼(1068)를 구동한다. BBM 버퍼(1068)는 게이트 바이어스( $V_{G1}, V_{G2}$ )에 의해 저단 MOSFET(1051)와 동기식 정류기 MOSFET(1055)를 역위상으로 구동하여 슈트-스루 전도를 방지한다. 동기식 정류기 MOSFET(1055)를 위한  $V_{G2}$ 의 극성은 MOSFET가 N-채널 디바이스인 경우 그것의 소스에 대해 양이고, 상기 MOSFET가 P-채널 디바이스인 경우 음이다. N-채널인 경우, 저단 MOSFET(1051)의 게이트 드라이브( $V_{G1}$ )는 그것의 소스에 대해 양이다. 동기식 정류기 MOSFET(1054)는 MOSFET(1051)가 오프 상태인 시간의 전체 또는 일부 시간 동안 전도하지만, MOSFET(1051)가 온 상태일 때는 상당한 전류를 전도하지 않도록 제어된다.

[0242] 바람직하게는, PWM 컨트롤러(1066)를 제어하는 클럭 신호( $\Phi$ )는 또한 BBM 버퍼(1067)를 제어하여, 차지 펌프 MOSFET(1056~1062)의 시퀀싱을 각각 제어하는 게이트 신호( $V_{G3} \sim V_{G9}$ )를 생성한다. 이들 MOSFET는 교대하는 방식으로 통전하는데, MOSFET(1059~1062)가 오프 상태인 동안 MOSFET(1056, 1057, 1058)가 통전하여 커패시터(1064, 1065)가 충전되고, MOSFET(1056, 1057, 1058)가 오프 상태인 동안 MOSFET(1059~1062)가 통전하여 커패시터(1064, 1065)가 그것의 전하를 저장 커패시터(1063)로 전송한다. BBM 버퍼(1067)는 MOSFET(1056, 1060) 사이에서 MOSFET(1056)사이에서, 그리고 MOSFET(1058, 1062)사이에서 슈트-스루 커넥션을 방지한다.

[0243] 차지 펌프 포스트-컨버터(1058B)의 MOSFET는 클럭 및 램프 제너레이터 회로(1069)에 의해 제공된 주파수( $\Phi$ ) 또

는 클럭 주파수( $\Phi$ )의 좀 더 높은 증배, 즉  $\Phi^*$ 에서, 또는 대신에 클럭 주파수( $\Phi$ )와 관계없는 주파수에서 프리-레귤레이터(1058A)의 MOSFET와 동기적으로 스위칭될 수 있다. 바람직한 실시예에서, 프리-레귤레이터(1050A) 및 차지 펌프 포스트-컨버터(1050B)의 모든 파워 MOSFET는 동기 방식으로 스위칭되며, 이로써 필터 커페시터(1071)가 더 작아지게 한다. 대조적으로, 차지 펌프 포스트-컨버터(1050B)가 스위치드 인덕터 프리-레귤레이터(1050A)를 독립적으로 발진한다면, 커페시터(1071)는 순간 부하 및 라인 파도 전류를 지원하는 데 요구되는 에너지를 일시적으로 저장하도록 요구된다.

[0244] 인버팅-타입 차지-펌프 포스트-컨버터(1050B) 사용하는 피드백은 인버팅 레벨-시프터(1070)가 PWM 컨버터(1066)의 제어 입력 단자에 적절한 양 값으로 그라운드 이하 신호를 조정하도록 요구된다. 출력 전압( $V_{FB}$ )은 전압( $V_y$ )의 크기 절반과 같지만 극성이 반대이기 때문에, 레벨-시프트 회로(1070)는 PWM 컨트롤러(1066)으로의 입력( $V_{FBin}$ )으로써 사용하기 위해  $-V_{FB}$  신호를  $+V_{FB}$  신호로 인버팅해야 한다. 따라서, PWM 컨트롤러(1066)으로의 피드백 입력 전압( $V_{FBin}$ )은  $V_{out}$ 이 음이기 때문에 양 전압인, PWM 컨트롤러(1066)가  $V_y \rightarrow -2V_{out}$ 이 되도록 할 것인 전압으로써 한정된다.

[0245]  $-0.5X$  타입 LCUI 컨버터(1050)의 프리-레귤레이터(1050A) 및 포스트-컨버터(1050B)의 동기 동작이 도 24b, 24c에 도시된다. 도 24b에서, 회로도(1080)는 인덕터(1053)를 자화하고 플라잉 커페시터(1064, 1065)로부터 저장 커페시터(1063)로 전하의 동시 전송하는 동안 LCUI 컨버터(1050)를 나타낸다. 이 단계동안, 동기식 정류기 MOSFET(1054)는 차지-펌프 포스트 컨버터(1050B)로부터 유도성 프리-레귤레이터(1050A)를 연결 해제하는 오프 상태인 동안,  $V_x$ 는 그라운드 근처이고, 전류는  $V_{batt}$ 로부터 인덕터(1053)를 자화하는 온-상태 MOSFET(1051)를 통해 흐른다.

[0246]  $V_x$ 가 그라운드 근처이고  $V_y > V_{batt}$ 이기 때문에, 다이오드(1055)는 역-바이어스 상태이고 통전하지 않는다. 바람직한 실시예에서, MOSFET(1056, 1057, 1058)가 오프 상태인 동안, 인덕터(1053)의 자화와 함께, 플라잉 커페시터(1064, 1065)는 통전하는 MOSFET(1059, 1060, 1061, 1062)를 통해 저장 커페시터(1063)에 전하를 전송하고 그것의 부하에 전류를 공급한다.

[0247] 플라잉 커페시터(1064, 1065)의 양의 단자가 그라운드에 연결되고 그것의 음의 단자가 출력 커페시터(1063)에 연결되기 때문에, 출력( $V_{out}$ )은 음, 즉, 그라운드 이하의 전위가 된다.

[0248] 도 24c에서 회로도(1090)는 인덕터(1053)를 통한 전류의 재순환 동안 및 플라잉 커페시터(1064, 1065)의 충전 동안의 LCUI 컨버터 회로(105)를 나타낸다. 이 시간 구간 동안에, 유도성 재순환, 즉 소자화 전류는 온-상태 동기식 정류기 MOSFET(1054)에 의해 분기된 순방향 바이어스 다이오드(1055)를 통해, 그리고 통전하는 MOSFET(1056, 1057, 1058)를 통해 흘러, 플라잉 커페시터(1064, 1065)를 충전한다. 다이오드(1055)가 순방향-바이어스되기 때문에,  $V_x$ 는 대략  $V_y$ , 즉 커페시터(1071)에 걸린 전압과 같다. 커페시터(1064, 1065) 각각은  $V_y/2$ 와 실질적으로 같은 전압으로 충전한다. MOSFET(1061, 1062)는 이 단계에서 오프 상태이기 때문에, 전압( $-V_y/2$ )에서 바이어스된 저장 커페시터(1062)는 이 구간 동안 전류를 부하에 공급해야만 한다.

[0249] 도 25a의 그래프(1120)는  $-1X$  LCUI 3.3V 컨버터의 입출력 전달 특성을 도시하고, 여기서 1s ~ 2s NiMH 배터리 전압 범위의 곡선(1121)에 의해 도시된 입력 전압( $V_{batt}$ )은 일정한 중간 전압( $V_y$ )(곡선(1122))으로 팩터 1/(1-D)에 의해 승압되고 이후에  $-1X$ 에 의해 반전되어 잘 조정된  $-3.3V$  출력(곡선(1123))을 생성한다.

[0250] 1s 리튬 이온 배터리를 포함하는, 2V에서 5V까지의 더 높은 전압 범위에 대한 전달 특성에 대하여, 도 25b의 그래프 1130는 배터리 또는 다른 입력  $V_{batt}$ (곡선 1131)가 팩터 1/(1-D)에 의해 승압되어 6V 조정된 전압(곡선 1132)으로 변환되고 그 다음  $-1X$  차지 펌프를 이용하여 반전되어  $-6V$  조정 출력(곡선 1134)를 생성하거나  $-0.5X$  차지 펌프를 이용하여  $-3V$  조정 전압(곡선 1133)을 생성하는 것을 도시한다.

[0251] 도 25c의 그래프(1140)에서, 1s 리튬 이온 배터리는 구간(1141)에서 4.2V에서 3.5V로 방전하고, 그 다음 구간(1142)에서 3.5V를 유지하고 구간(1143) 동안 2.7V로 빠르게 하강한다. 배터리 전압은 가변 팩터 1/(1-D)에 의해 부스트되어 곡선(1144)로 도시된 조정된 6.6V 중간 전압( $V_y$ )을 생성하고, 그 다음  $-0.5X$  차지 펌프에 의해 반전되어 조정된 시불변  $-3.3V$  출력(곡선 1145)을 생성한다.

[0252] 듀티 팩터(D)와 여러 LCUI 컨버터의 전압 전환 비율  $V_{out}/V_{in}$  사이의 관계는 도 25d의 그래프(1160)에 도시된다.

-1X LCUI 컨버터(곡선(1162))와 -0.5X LCUI 컨버터(곡선(1163))가 포함된다. 이들 전달 특성은 양의 극성의  $V_y/V_{in}$ (곡선 (1161))과 대조적이다. 특히, -1X-타입 LCUI 컨버터의 전달 특성은 듀티 팩터 D의 함수로  $V_y/V_{in}$ 의 미리 이미지이다. 특히, D=50%일 때, -1X LCUI 컨버터는 출력 전압  $V_{out}=-2V_{in}$ 을 생성한다. 낮은 듀티 팩터에서, 전송 특성은 1(unity)에 접근한다.

[0253] 프렉셔널 LCDI 컨버터는  $n=-0.5$ 에서 곡선(1163)으로 설명된다. 50% 듀티 팩터에서  $-0.5X$  LCDI 전환 비율은  $-0.5/(1-D) = -0.5/(0.5)$ 에 의해 주어지고 그래서  $V_{out} = -V_{in}$ 이다. 50% 듀티 팩터에서  $V_{out} = -2V_{in}$ 인 -1X 타입 LCUI 컨버터에 비교하여,  $-0.5X$  타입 LCUI 레귤레이터는 동일 듀티 팩터에서 더 작은 음의 출력 전압을 공급한다.

[0254] 높은 주파수에서 약 50% 듀티 팩터에서의 동작이 좁은 폴스를 회피하는데 바람직한 높은 주파수에서,  $-0.5X$  타입 LCUI 레귤레이터는 더 작은 음의 출력 전압을 전송할 때 -1X 인버터 타입보다 바람직하다.

[0255] 표 4는 -1X LCUI와  $-0.5X$  LCUI 컨버터에 대한 D=50% 바람직한 전환 비율을 비교하고 리튬 이온 배터리로부터 여러 개의 음의 출력 전압을 출력하는데 필요한 듀티 팩터 범위를 도시한다.

**표 4**

컨디션	-0.5X LCUI	-1X LCUI	부스트 (양)
D = 50%	$V_{out}/V_{in} = -1.0$	$V_{out}/V_{in} = -2.0$	$V_{out}/V_{in} = 2.0$
리튬이온 $\rightarrow -12.0V$	83% < D < 88%	65% < D < 75%	65% < D < 75%
리튬이온 $\rightarrow -5.0V$	58% < D < 70%	16% < D < 40%	16% < D < 40%
리튬이온 $\rightarrow -3.6V$	41% < D < 58%	NA	NA
리튬이온 $\rightarrow -3.0V$	30% < D < 50%	NA	NA

[0256] [0257] N/A로 표시된 조건들은 스텝-업과 스텝 다운 인버팅 모두 필요로 한다.

#### LCUX 스위칭 레귤레이터 토플로지의 요약

[0259] 도 26a-26j는 커패시터 충전 단계와 차지 펌프의 플라잉 커패시터가 그 전하를 출력 커패시터로 전송하는 후속 전송 단계 동안의 여러 LCUX 컨버터 토플로지를 요약한다.

[0260] 도 26a에서 회로도(1200)는 전압  $V_y=V_{in}/(1-D)$ 를 갖는 유도성 프리 레귤레이터를 나타내는 종속 전압원(1201)을 포함한 프렉셔널 0.5X 타입 LCUD 컨버터를 도시하며, 여기서 프리 레귤레이터는 2개의 직렬 연결된 플라잉 커패시터(1202, 1203)를 전압  $V_y/2$  또는  $0.5V_{in}/(1-D)$ 로 충전한다. 도 26b의 회로도(1205)는 플라잉 커패시터(1202, 1203)가 저장 커패시터(1206)를 전압  $V_y/2$  또는  $0.5V_{batt}/(1-D)$ 로 충전하는 전하 전송 동안의 동일한 LCUD 컨버터의 등가 회로를 나타낸다. 플라잉 커패시터가 전하 전송 동안 그라운드에 기준을 두기 때문에, 프리 레귤레이터는 차지 펌프로부터 분리된다. 결과적으로, 종속 전압원(1201)은 제 2 단계의 동작 동안 부하 또는 차지 펌프 포스트 컨버터로 에너지를 공급하지 않는다. 이들 두 단계 사이에서 교대하여, 1(unity) 이상 및 이하의  $V_{out}/V_{in}$  전환 비율로 양호하게 조정된 출력이 실현되고, 기능적으로도 10a에 도시된 LCUD 컨버터의 동작을 나타낸다.

[0261] 도 26c에서 회로도(1210)는 전압  $V_y=V_{in}/(1-D)$ 을 갖는 유도성 프리-레귤레이터를 나타내는 종속 전압원(1211)을 포함하는 2X-타입 LCUU 레귤레이터를 도시하며, 여기서 프리-레귤레이터는 단일 플라잉 커패시터(1212)를 전압  $V_y$  또는  $V_{in}/(1-D)$ 으로 충전한다. 도 26d의 회로도(1215)는 전하 전달 동안 동일한 LCUU 컨버터의 등가회로를 도시하며 여기서 플라잉 커패시터(1212)는 상부에 위치한다. 즉 그 음의 단자가 부스트 프리-레귤레이터의 양의 단자에 연결되며, 그리하여 플라잉 커패시터의 전압이 부스트 전압에 더해져, 부스트 전압을 두 배로 한다. 그러므로 전압원(1211)과 플라잉 커패시터의 직렬 결합은 저장 커패시터(1216)를 전압  $2V_y$  또는  $2V_{batt}/(1-D)$ 로 충전한다. 종속 전압원(1211)은 제 2 동작 단계 동안에 부하 또는 차지 펌프 포스트 컨버터에 에너지를 전달하는

데 참여한다. 충전과 전달 단계 사이의 교차를 통해, 높은 전환비율을 가진 잘 조정 된 출력( $V_{out}/V_{in}$ )이 실현되며, 기능적으로 도 17a에 도시된 2X-타입 LCUU 컨버터(650)의 동작을 나타낸다.

[0262] 도 26e에서 회로도(1220)는 전압  $V_y=V_{in}/(1-D)$ 을 갖는 유도성 프리-레귤레이터를 나타내는 종속 전압원(1211)을 포함하는 프랙셔널 1.5X-타입 LCUU 레귤레이터를 도시하며, 여기서 프리-레귤레이터는 2개의 직렬 연결된 플라잉 커패시터(1222, 1223)를 전압  $V_y/2$  또는  $0.5V_{in}/(1-D)$ 으로 충전한다. 도 26f의 회로도(1225)는 전하 전달 동안 동일한 1.5X-타입 LCUU 컨버터의 등가회로를 도시하며 여기서 플라잉 커패시터(1222, 1223)는 병렬로 연결되고 일시적으로 전압원(1221) 상부에 위치하여, 저장 커패시터(1226)를 전압  $1.5V_y$  또는  $1.5V_{batt}/(1-D)$ 로 충전한다. 종속 전압원(1201)은 제 2 동작 단계 동안에 부하 또는 차지 펌프 포스트 컨버터에 에너지를 전달하는데 참여한다. 이들 두 단계 사이의 교차를 통해, 높은 전환비율로 잘 조정된 출력이 실현되며, 기능적으로 도 19a에 도시된 1.5X-타입 LCUU 컨버터(650)의 동작을 나타낸다.

[0263] 도 26g에서 회로도(1230)는 전압  $V_y=V_{in}/(1-D)$ 을 갖는 유도성 프리-레귤레이터를 나타내는 종속 전압원(1231)을 포함하는 1X-타입 LCUI 인버팅 레귤레이터를 도시하며, 여기서 프리-레귤레이터는 직렬 연결된 플라잉 커패시터(1232)를 전압  $V_y$  또는  $V_{in}/(1-D)$ 으로 충전한다. 도 26h의 회로도(1235)는 전하 전달 동안 동일한 LCUI 인버팅 컨버터의 등가회로를 도시하며 여기서 플라잉 커패시터(1232)는 전압원(1231)의 음의 단자, 즉 그라운드에 연결되며, 그리하여 저장 커패시터(1236)를 전압  $-V_y$  또는  $-V_{batt}/(1-D)$ 로 충전한다. 종속 전압원(1231)은 제 2 동작 단계 동안에 부하 또는 차지 펌프 포스트 컨버터에 에너지를 전달하지 않는데 이것은 플라잉 커패시터(1232)가 그라운드되기 때문이다. 이들 두 단계 사이에서 교차를 통해,  $V_{out}/V_{in}$  전환비율로 잘 조정된 인버팅 출력이 실현되며, 기능적으로 도 22a에 도시된 LCUD 컨버터(850)의 동작을 나타낸다.

[0264] 도 26i에서 회로도(1240)는 전압  $V_y=V_{in}/(1-D)$ 을 갖는 유도성 프리-레귤레이터를 나타내는 종속 전압원(1241)을 포함하는 프랙셔널 -0.5X-타입 LCUI 인버팅 레귤레이터를 도시하며, 여기서 프리-레귤레이터는 2개의 직렬 연결된 플라잉 커패시터(1242, 1243)를 전압  $V_y/2$  또는  $0.5V_{in}/(1-D)$ 으로 충전한다. 도 26j의 회로도(1245)는 전하 전달 동안 동일한 -0.5X-타입 LCUI 인버팅 컨버터의 등가회로를 도시하며 여기서 플라잉 커패시터(1242, 1243)는 양의 단자가 그라운드에 접속되어 병렬로 연결되며, 그리하여 저장 커패시터(1246)를 전압  $-0.5V_y$  또는  $-0.5V_{batt}/(1-D)$ 로 충전한다. 종속 전압원(1241)은 제 2 동작 단계 동안에 부하 또는 차지 펌프 포스트 컨버터에 에너지를 전달하는데 참여하지 않으며 이것은 플라잉 커패시터가 그라운드되기 때문이다. 이들 두 단계 사이에서 교차를 통해,  $V_{out}/V_{in}$  전환비율로 잘 조정된 출력이 실현되며, 기능적으로 도 24a에 도시된 -0.5X-타입 LCUI 컨버터(1050)의 동작을 나타낸다.

#### 피드백 구현

[0265] 여기서 설명된 LCUX 컨버터에서, 피크 효율 부근에서 동작은 프리-레귤레이터의 출력이  $V_{out}/n$  부근의 전압  $V_y$ 로 바이어스 되는 것을 요구하며 여기서 "n"은 차지 펌프 포스트-컨버터의  $nX$  증배수이다. 이 조건은 개방-루프 회로에서 충족될 수 있지만, 우수한 라인과 부하 조정은 컨버터가 동작 조건의 변화에 동적으로 신속하게 즉 실시간으로 반응할 것을 요구한다. 정확한 레귤레이션 성능을 달성하기 위해 폐쇄 루프 제어를 사용한 컨버터 출력 전압의 피드백이 전압 레귤레이터에서 흔히 사용된다.

[0267] 구체적으로, 도시된 LCUX 레귤레이터 패밀리에서, 스위치드-인더터 프리-레귤레이터는 레귤레이션 특성을 제공하고 차지 펌프 포스트-컨버터는 이 출력을 업-다운 변환, 50% 드티 팩터에 더 가까운 펄스폭, 또는 반전을 위해 스케일링한다. 이 출력의 전압 범위는 프리-레귤레이터의  $V_y$  출력과 다른 전압 범위로 증가, 감소, 또는 반전되며 때문에, 컨버터의  $V_{out}$ 으로부터 오는 임의의 피드백 신호( $V_{FB}$ )는 PWM 컨트롤러의 입력 단자에 피드백되기 전에 조정, 즉 레벨 시프트 되어야 한다. 대안으로, 프리-레귤레이터의 출력 전압( $V_y$ )은 프리-레귤레이터의 출력단자의 전압을 필요한 출력 전압( $V_{out}$ )을 최대 컨버터 효율로 생성하는데 필요한 특정 값으로 만들기 위해 피드백 신호로서 사용될 수 있다.

[0268] 도 9에서 이전에 도시된 바와 같이, 피드백 방법에 관계없이, 피드백은  $V_y$ 를 오류 전압( $\Delta V = V_{out}-V_z$ )이 다음 조건을 유지되도록 작은 전압으로 구동해야 한다.

$$V_{out} \approx V_z = nV_y = n \cdot V_{in} / (1 - D)$$

[0269]

$V_{out}$ ,  $V_y$ , 또는 이것들의 임의의 조합으로부터 피드백을 도출하는 것을 포함하여, 프리-레귤레이터의 PWM 컨트롤러의 듀티-팩터를 동적으로 조정하는 몇 가지 방법이 존재한다. 여기서 도시된 예들은 단지 예시적인 것이며 LCUX 레귤레이터의 폐쇄 루프 제어를 달성하는 다양한 방법들을 제한하고자 하는 것은 아니다.

[0271]

도 27a의 피드백 회로(1270)에서와 같이, PWM 컨트롤러(1276)는 차동 입력 연산증폭기로 구현된 오류 증폭기(1277)를 포함하며, 그 반전 입력은  $V_{FBin}$ 에 연결되고 그 비반전 입력은 기준 전압(1278)에 접속된다.  $V_{FBin}$ 이  $V_{ref}$ 보다 작을 경우, 컨버터는 펠스폭과 스위치 온-시간을 증가시키고, 평균 인덕터 전류를 증가시키고,  $V_{out}$ 을 더 높은 전압으로 구동함으로써 반응한다. 반대로,  $V_{FBin}$  입력이  $V_{ref}$ 보다 클 경우, 컨버터는 펠스폭을 감소시키고 스위치 온-시간을 줄이고, 평균 인덕터 전류를 감소시키고,  $V_{out}$ 을 더 낮은 전압으로 구동함으로써 반응한다.

[0272]

$V_{ref}$ 의 실제 값은 종종 1.2V에서 동작하는 밴드-캡 전압 기준회로에 의해 결정되며, 상기 기준 전압은 어떤 실시예에서는 프리-레귤레이터의 원하는 출력 전압, 즉  $V_y$ 로 조정된다. 실제로 있어서, 입력  $V_{FBin}$ 이 나누어져  $V_{ref}$ 의 값으로 되거나 또는 반대로  $V_{ref}$ 가  $V_y = V_{FBin}$  값과 일치할 때까지 승산될 수 있다. 두 경우가 다음 논의에서 고려된다.

[0273]

비반전 LCUX 컨버터를 위한 레벨-시프트 회로(1270)가 도 27a에 도시되어 있으며 여기서 피드백 전압( $V_{FB}$ )은 먼저 레지스터(1271)와 직렬 연결된 N-채널 MOSFET(1272)에 의해 전류로 변환되어 약  $V_{th}$ 의 전압 강하가 발생하며 따라서 게이트 폭( $W_1$ )을 갖는 MOSFET(1272)에서 전류는 대략 다음과으로 주어진다.

$$I_1 = \frac{V_{FB} - V_{in}}{R_1}$$

[0274]

그 다음 전류는 MOSFET(1273)에 의해 미러링되고, MOSFET(1272)와 같은 게이트-소스 바이어스( $V_{GSn}$ )을 가지며, 그 결과 다음과 같은 크기의 전류( $I_2$ )가 흐른다.

$$I_2 = I_1 \frac{W_2}{W_1} = \frac{V_{FB} - V_{in}}{R_1} \cdot \frac{W_2}{W_1}$$

[0276]

여기서  $I_2$ 는 MOSFET(1272, 1273)의 각각의 게이트 폭( $W_1, W_2$ )에 좌우되는 전류이며, 레지스터(1274, 1275)의 값에 거의 독립적이다.

[0278]

레벨 시프트 회로(1270)의 출력( $V_{FBin}$ )은 그 다음에 레지스터(1275)의 저항( $R_3$ )의 값에 의해 다음과 같이 결정된다.

$$V_{FBin} = V_y - I_2 \cdot R_3 = V_y - R_3 \left( \frac{V_{FB} - V_{in}}{R_1} \cdot \frac{W_2}{W_1} \right)$$

[0279]

상기 레벨 시프트 출력( $V_{FBin}$ )은 오류 증폭기(1277)에 입력되어 PWM 컨트롤러(1276) 내의 기준 전압( $V_{ref}$ )과 비교되며 부스트 프리-레귤레이터의 출력( $V_y$ )을 전압( $V_{out}/n$ )으로 구동한다. 예컨대, 0.5X LCDU 레귤레이터에서, 최적 효율은  $V_{out}=0.5V_y$ 일 때 발생한다. 그러므로, 피드백 네트워크는 프리-레귤레이터 출력 전압을 값으로 구동한다( $V_y \rightarrow V_{out}/2$  또는  $2V_{out}$ ).

[0281]

도 27b에는 비반전 LCUX 컨버터에 적합한 또 다른 레벨-시프트 회로(1290)가 도시되어 있다. 레벨-시프트 회로(1290)는 저항값  $R_2$ 와  $R_1$ 을 각각 갖는 2개의 레지스터(1291, 1292)를 포함하는 전압 분배기를 포함한다.

[0282] 따라서,

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

[0283] [0284]  $V_{out} > V_y$ 이라면, 즉 컨버터가 LCUU 컨버터라면, 피드백 네트워크는 PWM 컨트롤러(1293)에 전압을 입력할 수 있다( $V_{FBin} = V_y = V_{out}/n$ ). 상기 조건은  $R_1/(R_1+R_2)$ 가  $1/n$ 과 같을 때 발생한다. 예를 들면, 2X LCUU 레귤레이터에서  $n=2$ 이므로,  $R_1/(R_1+R_2)$ 의 비율은 2개의 레지스터를 같게 하여(즉  $R_1=R_2$ )  $1/2$ 로 설정될 수 있다. 만일 원하는 출력 전압이 피드백 전압이 밴드-캡 기준전압( $V_{ref}$ ) 일어나면, 상기 저항값 비율은 다음과 같이 조정되어야 한다.

$$\frac{V_{ref}}{V_{out}} = \left( \frac{n \cdot R_1}{R_1 + R_2} \right) \approx \frac{1.2V}{V_{out}}$$

[0285] [0286] 이와 대조하여, LCUD 컨버터에서  $V_y > V_{out}$ 이므로, 밴드-캡 기준전압( $V_{ref}$ )과 같은 피드백의 값을 생성하기 위한 것을 제외하고 사용될 수 없다.

[0287] 본 발명의 다른 실시예에서, 도 27c의 레벨-시프트 회로(1310)은 반전 LCUI 컨버터에 사용하기에 적합하다. 레벨-시프트 회로(1310)는 음의 피드백 신호( $-V_{FB}$ )로부터 PWM 컨트롤러(1325) 내의 오류 증폭기(1326)에 양의 피드백 신호( $+V_{FBin}$ )를 생성한다. 상기 회로는 음의 공급 레일( $-V_{out}$ )에 그 입력의 기준을 두어 동작하고 그 다음에 상기 신호를 양의 레일( $V_y$ )로 레벨 시프트하고 다시  $V_{FBin}$ 로 강압한다.

[0288] 도시된 바와 같이, 레지스터( $R_1$ )는 음의 입력 전압( $-V_{FB}$ )에 기초하여 P-채널 MOSFET(1312)의 전류를 설정한다. MOSFET(1312)는 그라운드-기준한 MOSFET(1313)와 전류 미러를 형성하고, 상기 전류는 N-채널 MOSFET(1316, 1317)을 포함하는  $-V_{out}$  기준한 전류 미러에 전류를 공급한다. N-채널 MOSFET(1317)의 전류는  $+V_y$ 에 기준한 P-채널 MOSFET(1318, 1319)에 추가로 미러링되고, 다시 N-채널 MOSFET(1321, 1322)를 포함하는 그라운드 기준한 전류 미러에 미러링된다. MOSFET(1322)의 전류는 레지스터(1324)를 통과하면서 전압을 생성하고 PWM 컨트롤러(1325)에 연결된 레벨-시프트 회로의 출력( $V_{FBin}$ )을 생성한다.

[0289] 도 27d의 레벨-시프트 회로에서, 양의 피드백 신호( $+V_{FB}$ )는 레지스터(1341)를 통해 P-채널 MOSFET(1342)에 전류를 설정하며, 이것은 전압( $V_y$ )에 기준한 MOSFET(1343)에 의해 미러링된다. 이 전류 미러는 그라운드 기준한 N-채널 미러 MOSFET(1345, 1346)에 전류를 공급하고 레지스터(1348)에서 전압 강하를 발생시키며 마지막으로 레벨-시프트된 출력( $V_{FB}$ )을 생성하여 PWM 컨트롤러(1349)에 입력을 제공한다. 회로(1340)는  $V_{out} < V_y$ 일 때만 동작한다.

#### 부스트 프리-레귤레이터 회로에 대한 전력 공급

[0290] 다시 도 8을 참조하면, 멀티플렉서(215)는 PWM 컨트롤 회로(211), BBM 게이트 버퍼(212), 및 차지 펌프(207)에 전력을 공급하기 위해 가장 가용한 저압을 선택한다. 파워 MOSFET(201, 204)와 차지 펌프(207) 내의 MOSFET의 온-저항을 최소화하기 위해 더 높은 전압이 바람직하다.

[0291] 도 28a에는 가장 간단한 파워 멀티플렉서가 도시되어 있으며, 여기서 P-N 다이오드(1401, 1402)는 파워 다이오드 "OR" 기능을 형성하고,  $V_{batt}$ 와  $V_y$ 의 더 높은 전압을 연결하여 입력전압( $V_{cc}$ )을 제어회로에 제공한다.  $V_{batt}$ 와  $V_y$  사이에서 더 높은 전압에 연결된 다이오드만이 순방향 바이어스될 것이다. 다른 다이오드는 역방향 바이어스 상태로 유지될 것이며 전류를 차단할 것이다.

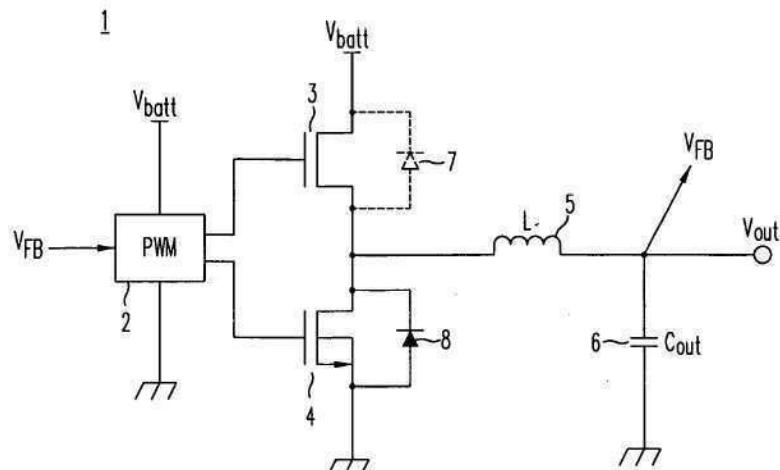
[0292] 도 28b의 회로(1410)은 다이오드(1412, 1413)를 갖는 파워 다이오드 OR 기능의 변형이며, 여기서 MOSFET(1412)는 특히 부스트 프리-레귤레이터가 스위칭하기 전 기동하는 동안 온으로 되어 다이오드(1411)를 분기할 것이다.

[0294] 도 28c에서, 회로(1420)는 다이오드(1421, 1426)를 각각 분기하기 위해 2개의 MOSFET(1421, 1422)를 사용한다. 비교기(1424)는 입력 전압( $V_{batt}$ ,  $V_y$ )에 연결되어 플립플롭 회로(1433)에 어느 입력 전압이 더 높은지에 따라 MOSFET(1421, 1422) 어느 하나를 편-온하도록 지시한다. 도 28d는 유사한 회로(1450)를 도시하며 여기서 비교기(1451)는 플립플롭(1452)과 아날로그 스위치(1453)에 전력을 공급한다.

[0295] 여기서 구체적인 실시예가 설명되었지만, 이들 실시예는 단지 설명을 위한 것이며, 한정하는 것은 아니다. 본 발명의 광범위한 원리에 따른 다른 다수의 대체가능한 실시예가 있을 수 있음이 당업자에게는 자명할 것이다.

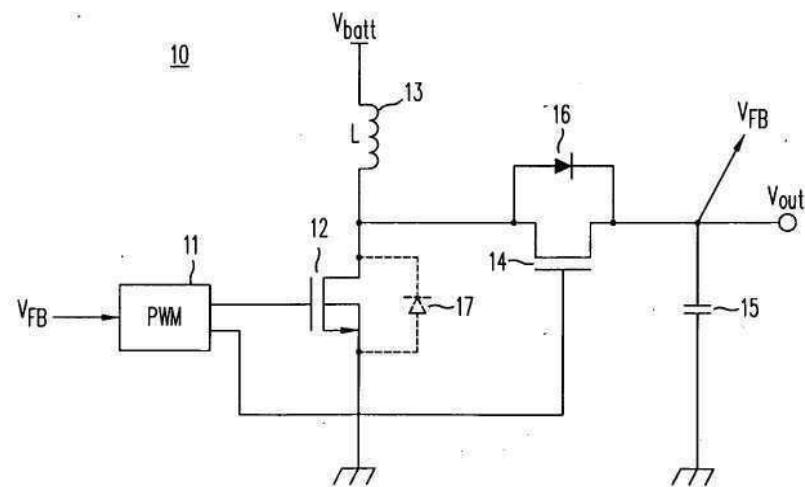
## 도면

### 도면1a



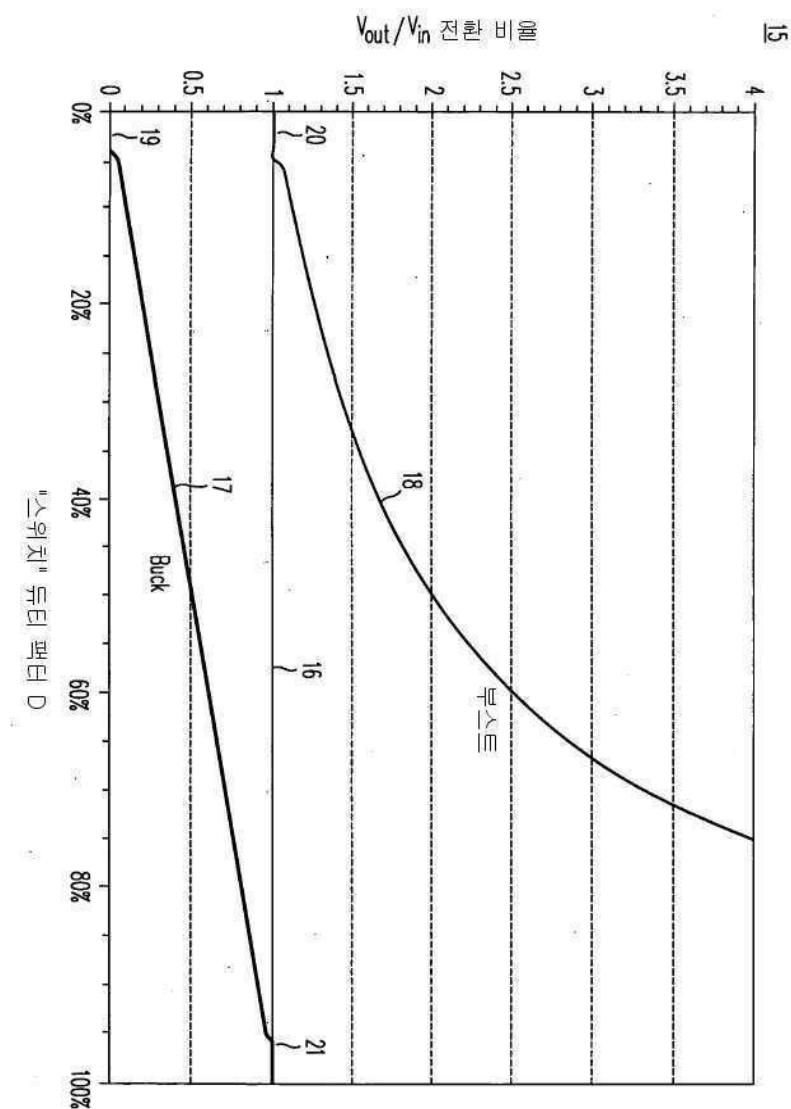
(종래 기술)

### 도면1b



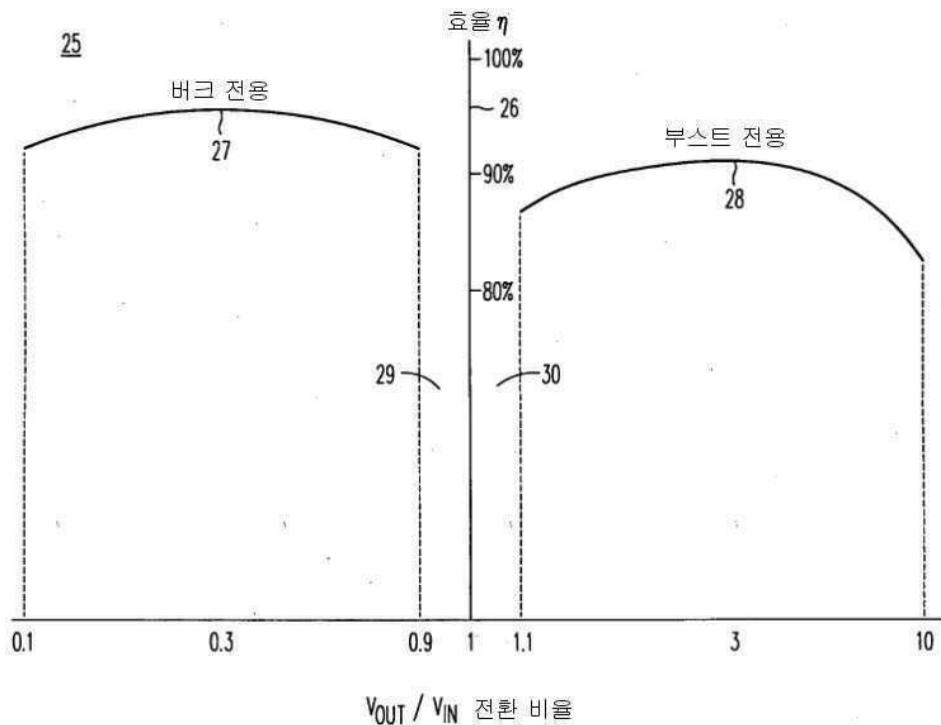
(종래 기술)

도면2a

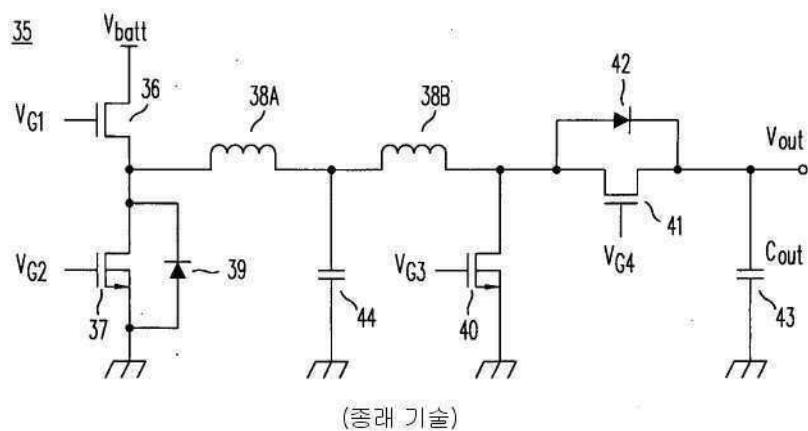


"스위치" 드라이 페터 D

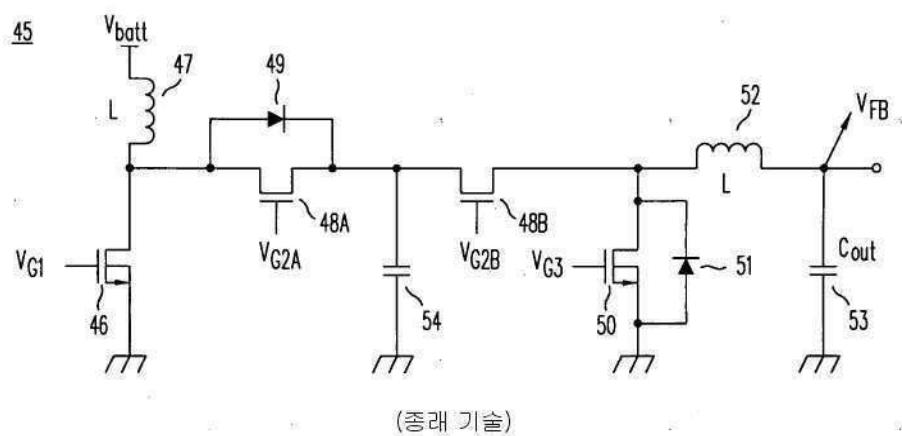
## 도면2b



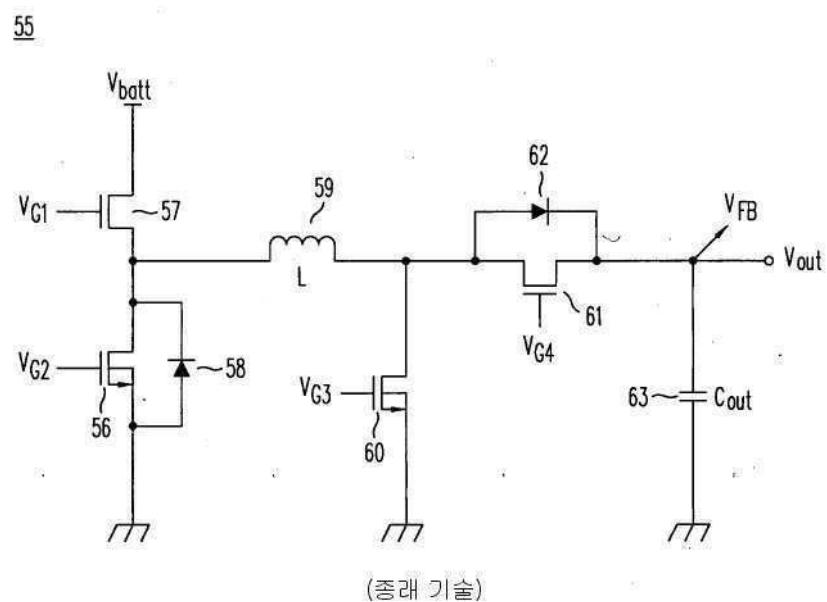
## 도면3a



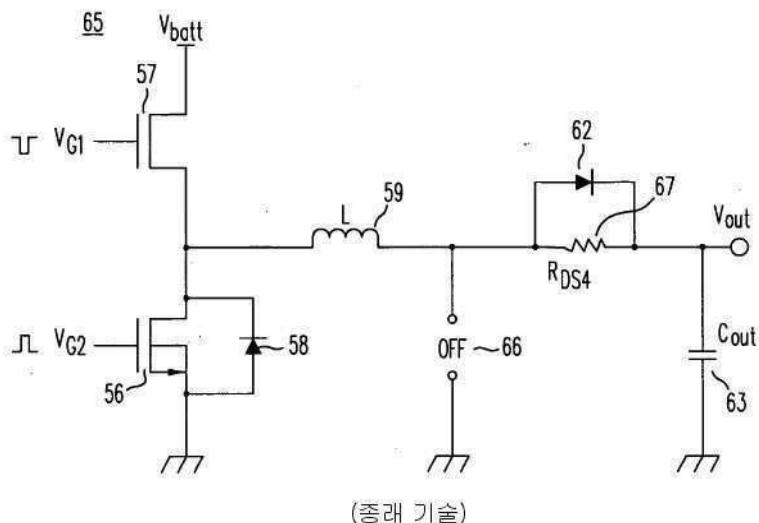
## 도면3b



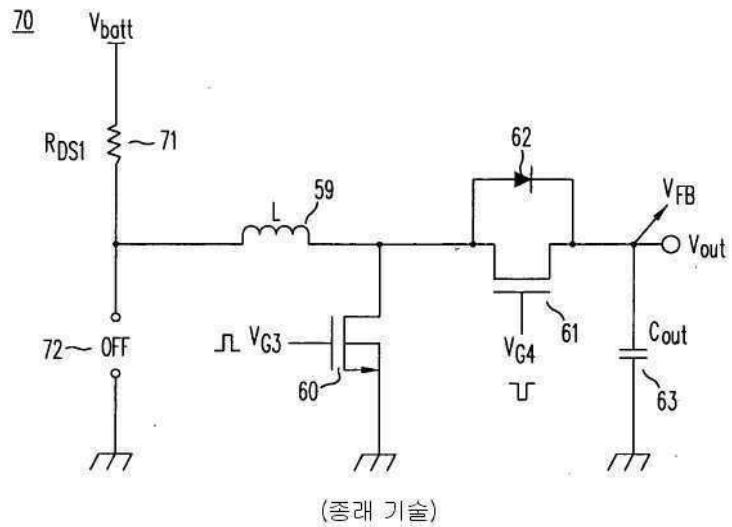
## 도면3c



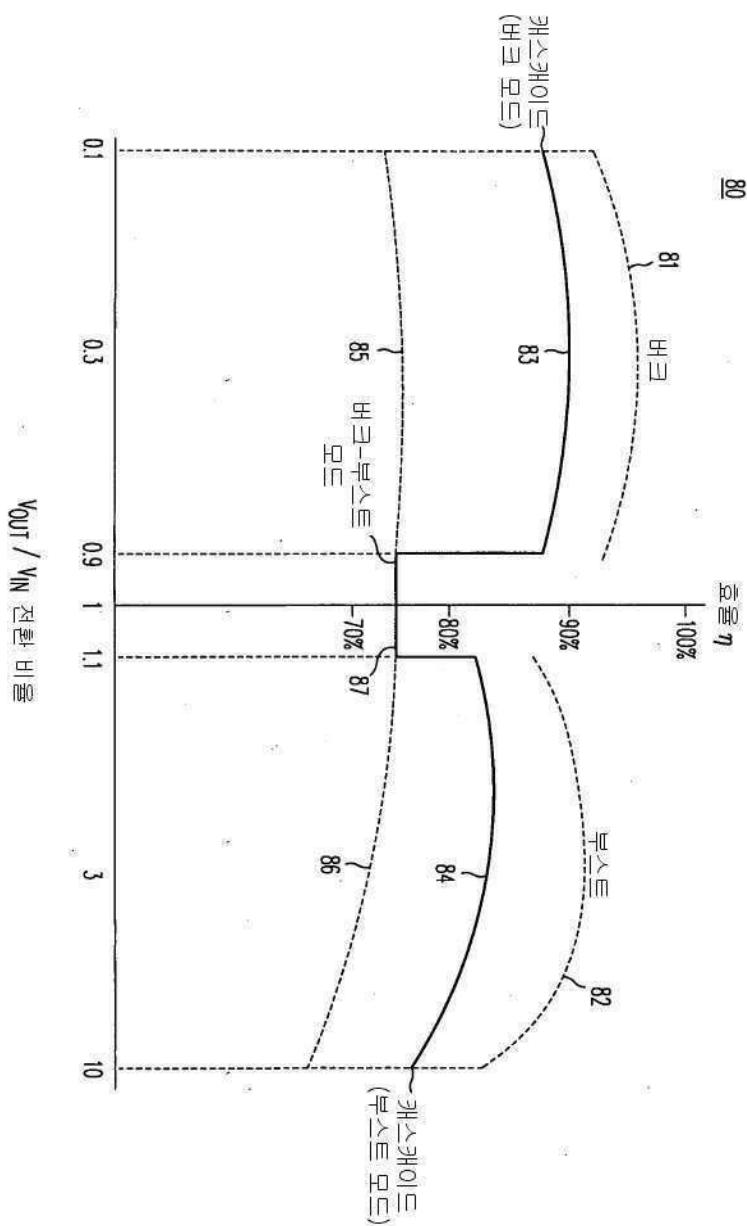
## 도면3d



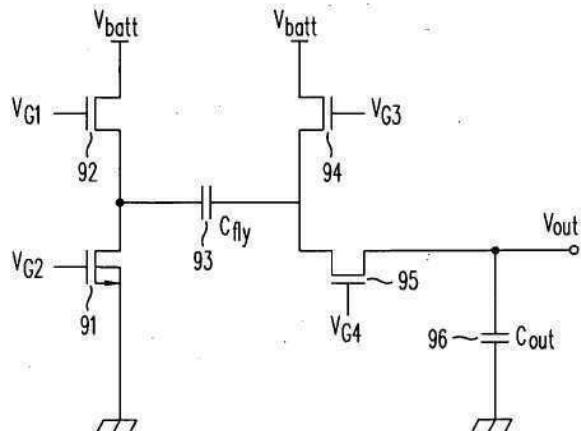
## 도면3e



도면4

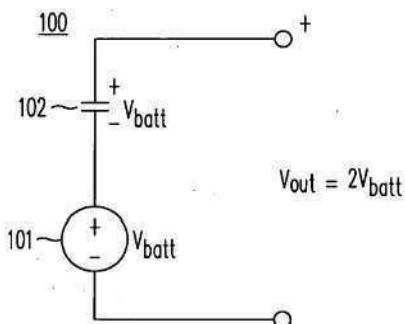


## 도면5a

90

(종래 기술)

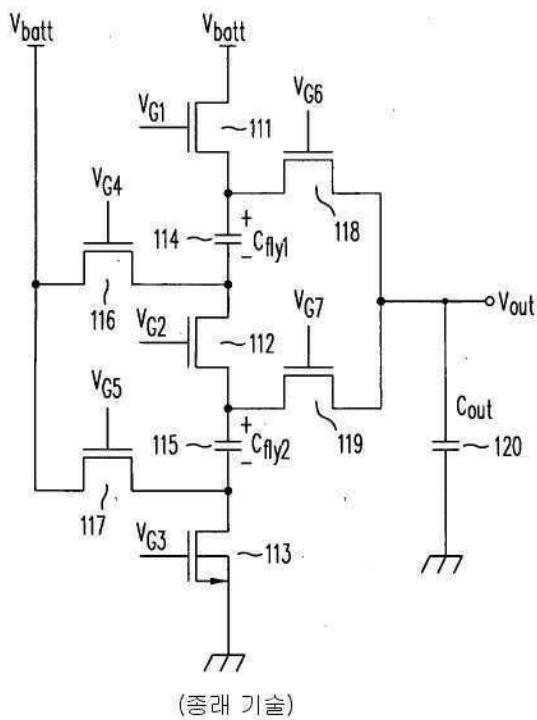
## 도면5b



(종래 기술)

## 도면5c

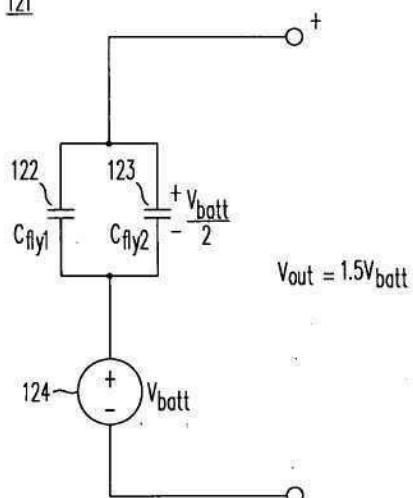
110



(종래 기술)

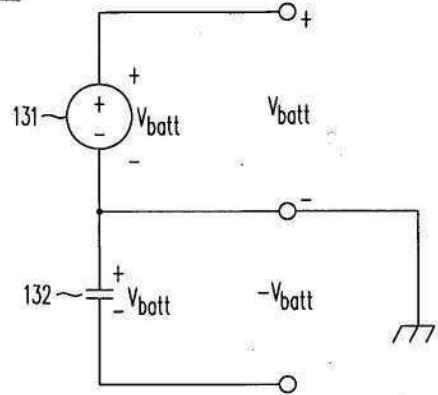
## 도면5d

121



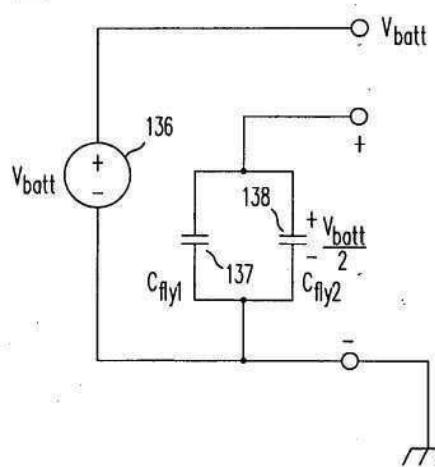
(종래 기술)

## 도면5e

130

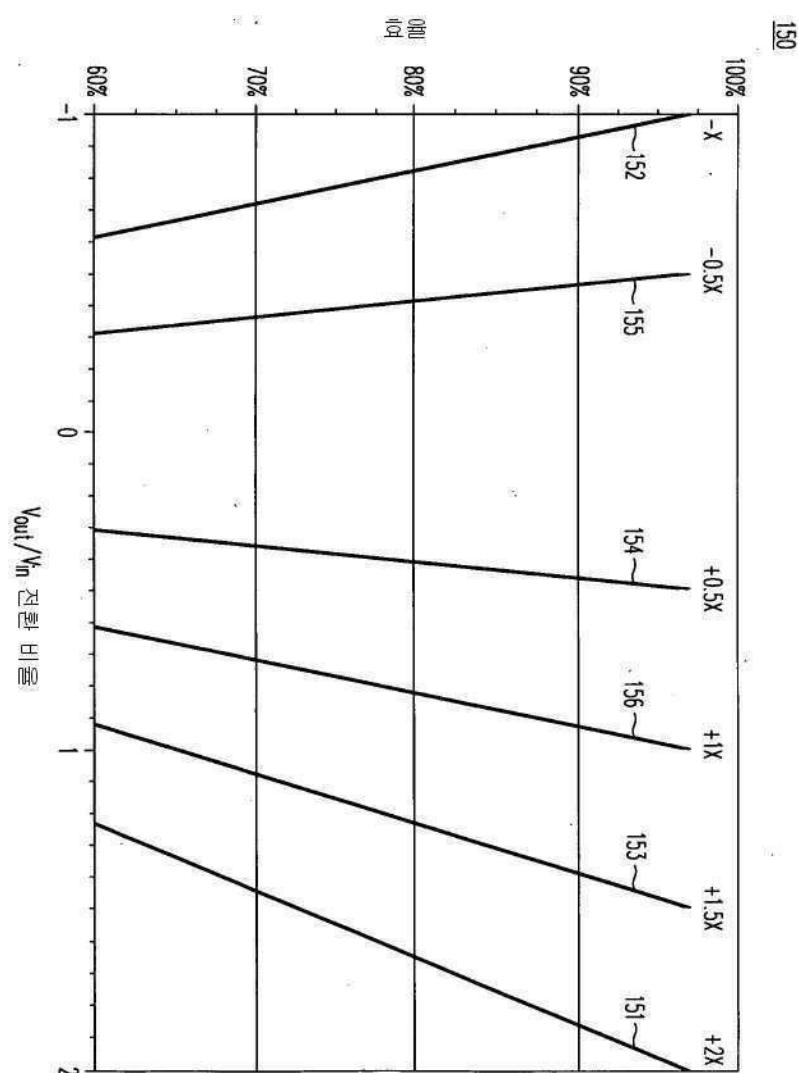
(종래 기술)

## 도면5f

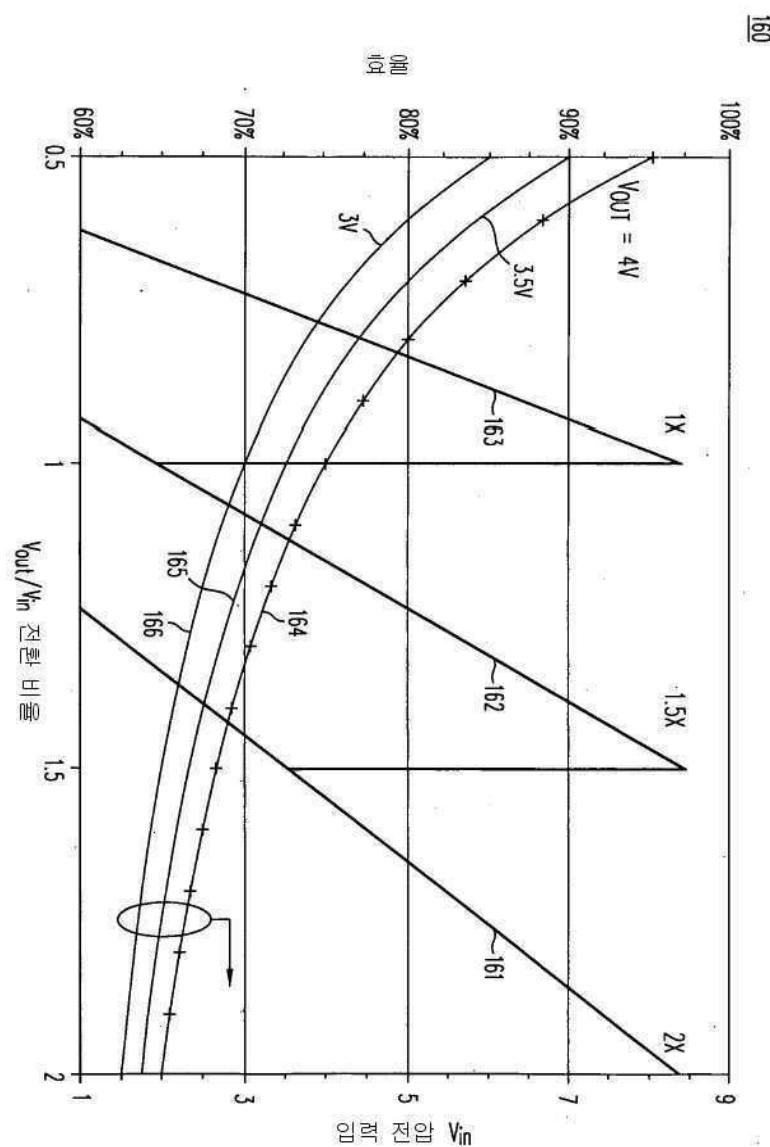
135

(종래 기술)

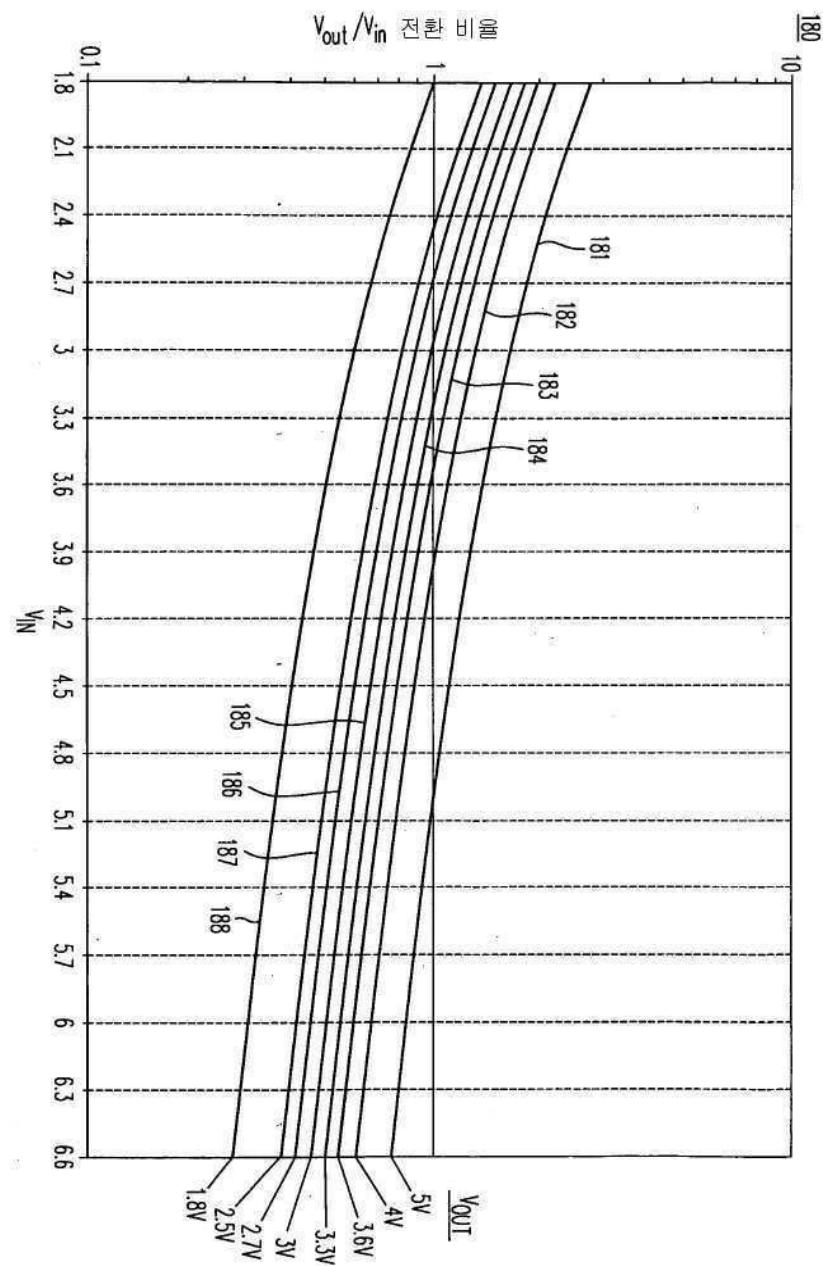
도면 6a



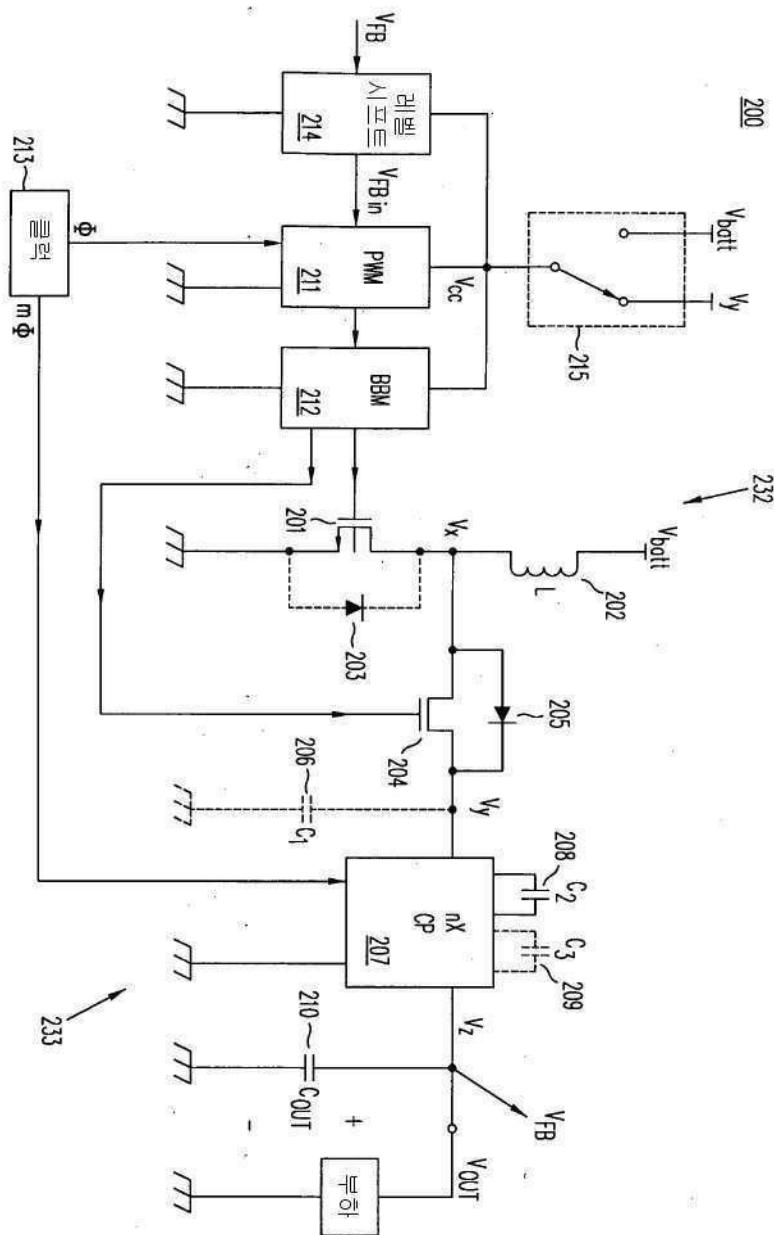
도면6b



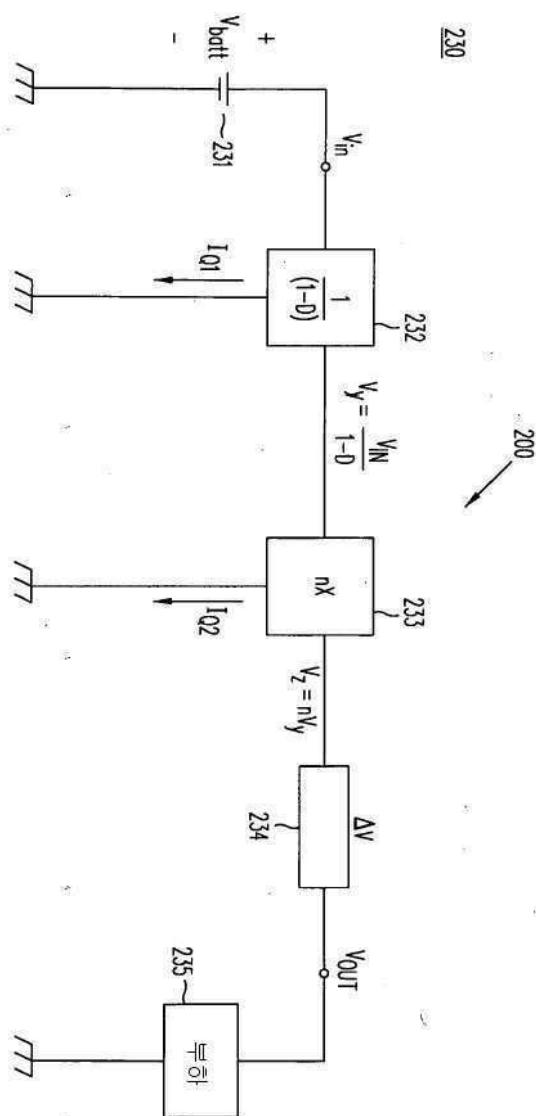
도면7



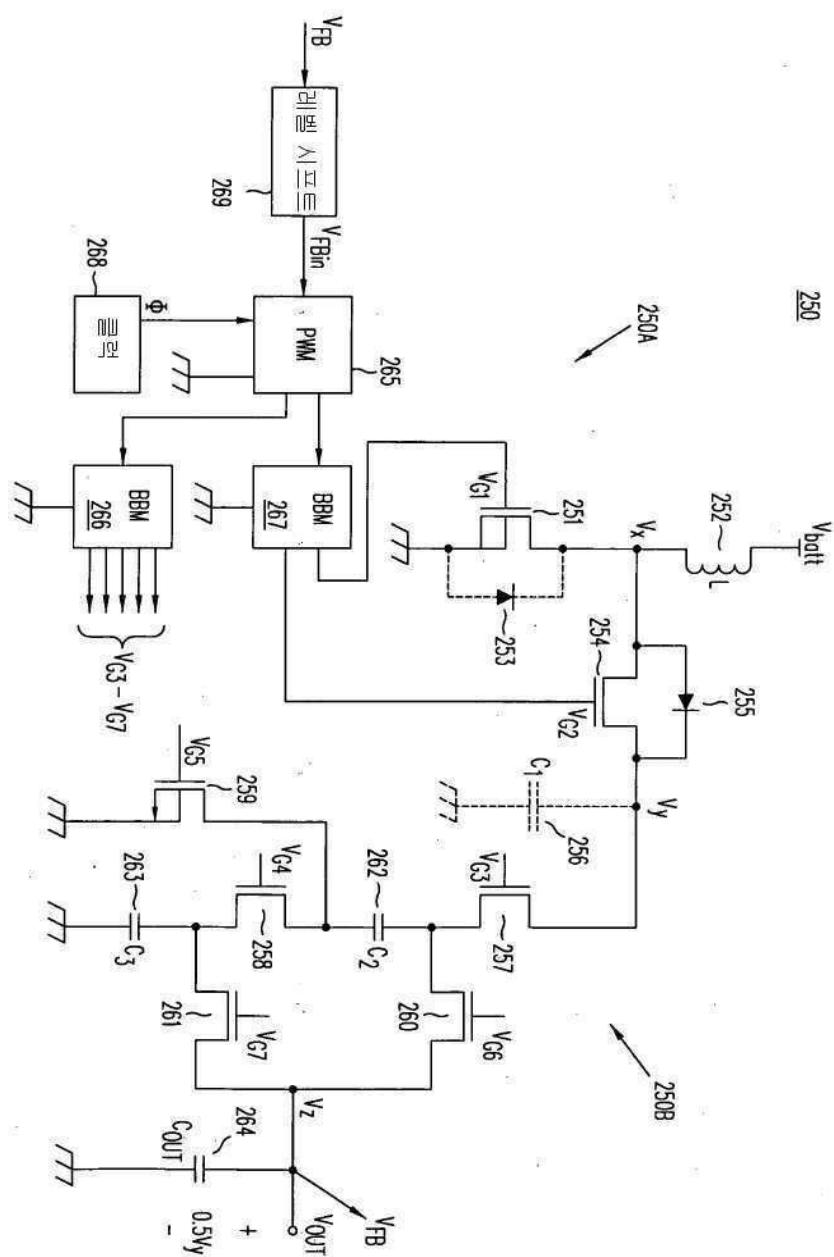
도면8



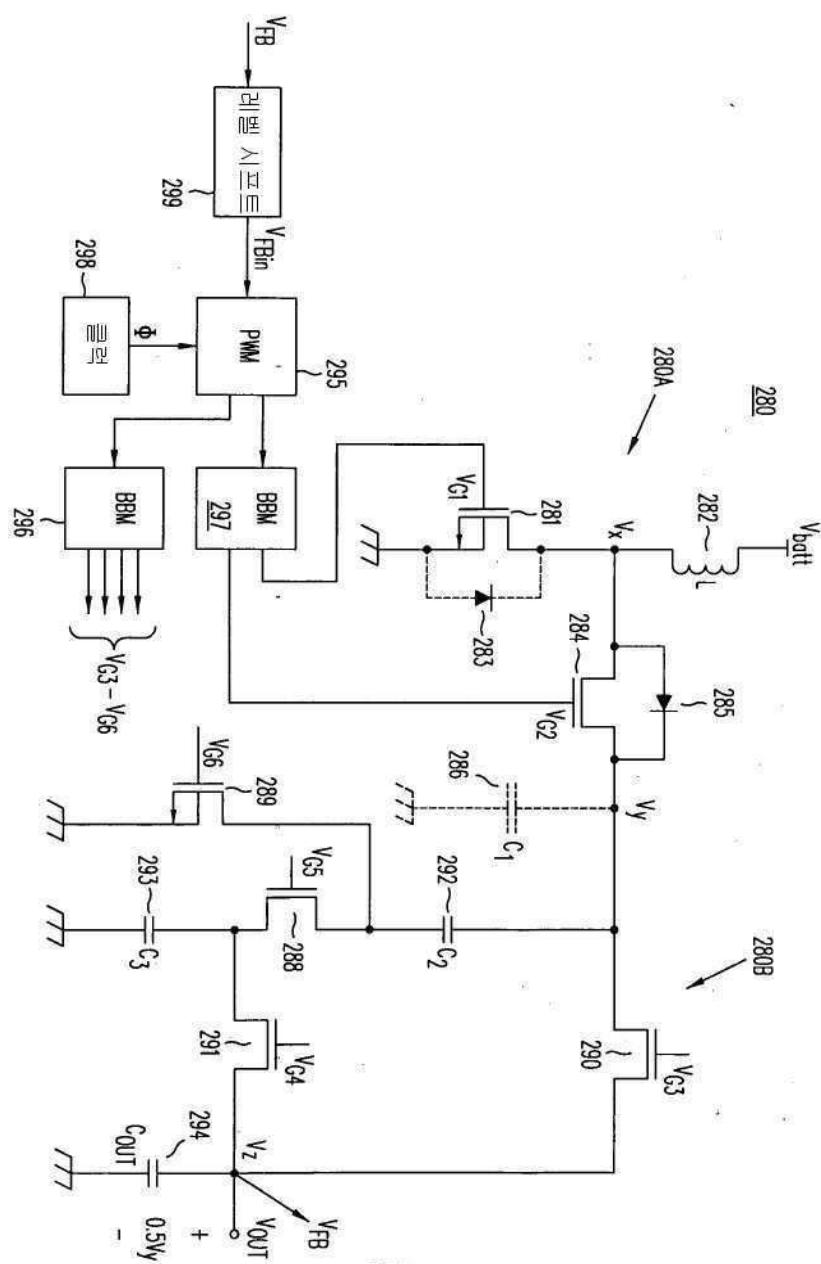
도면9



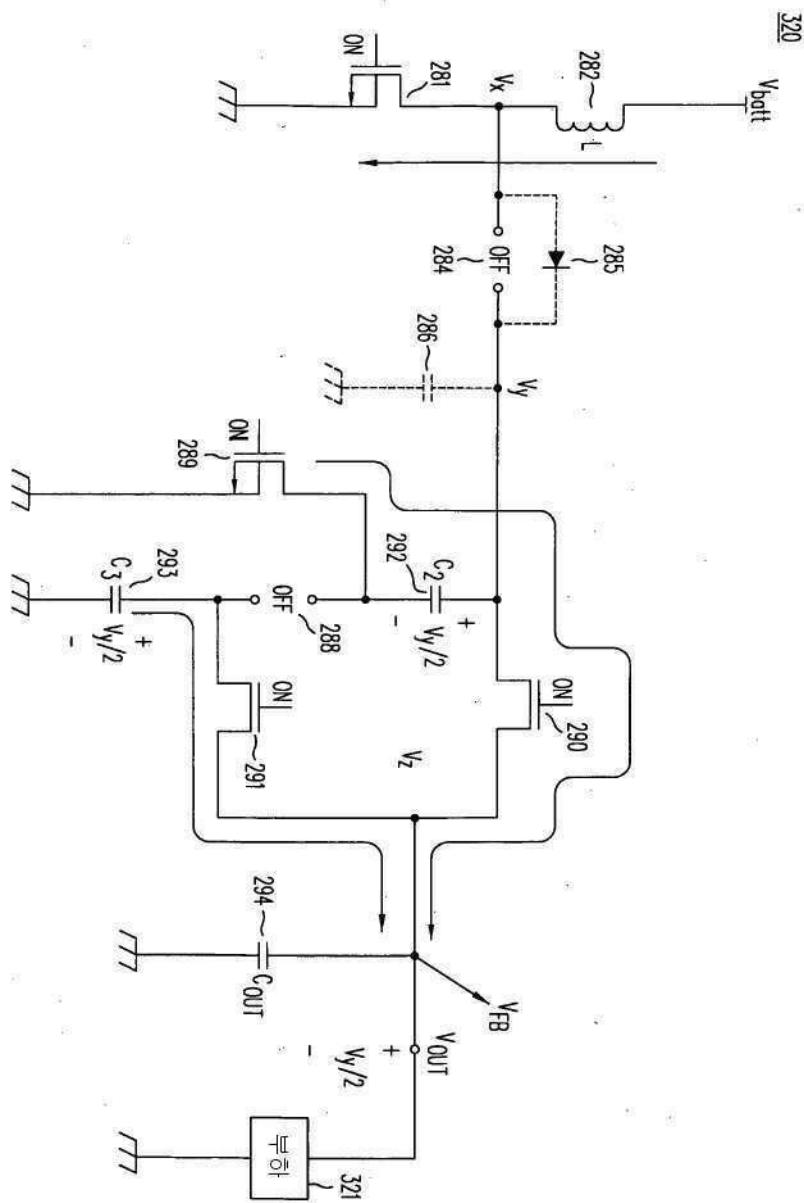
도면 10a



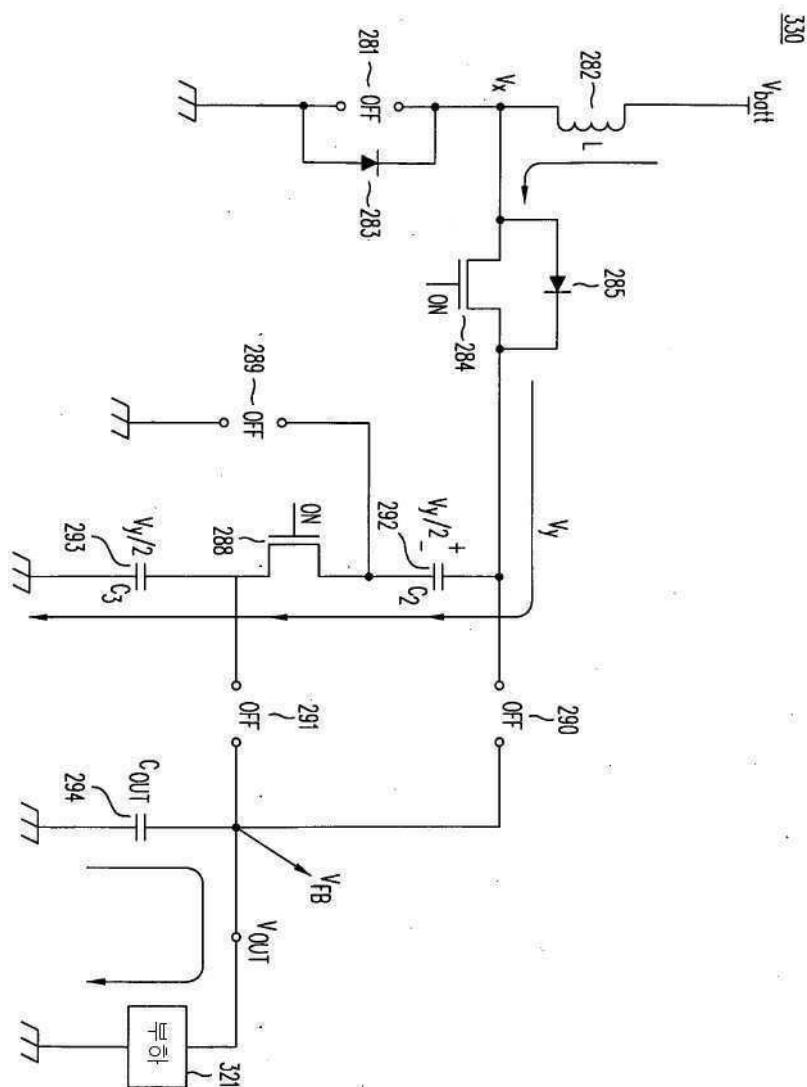
도면 10b



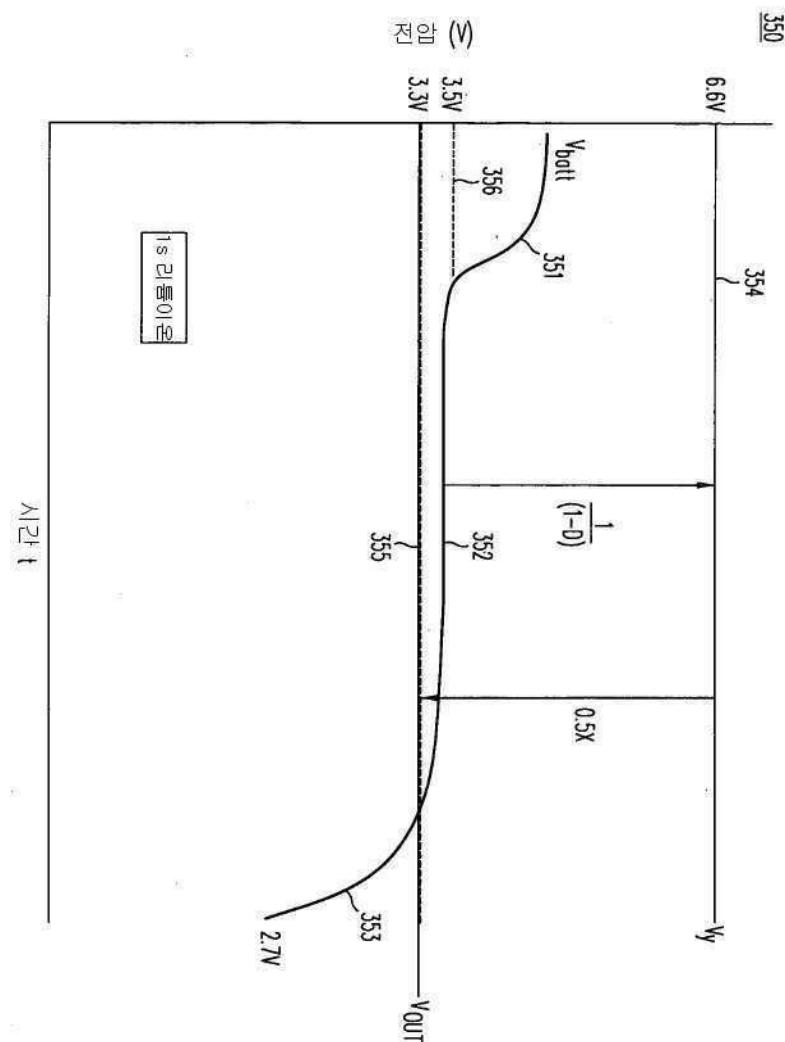
도면 10c



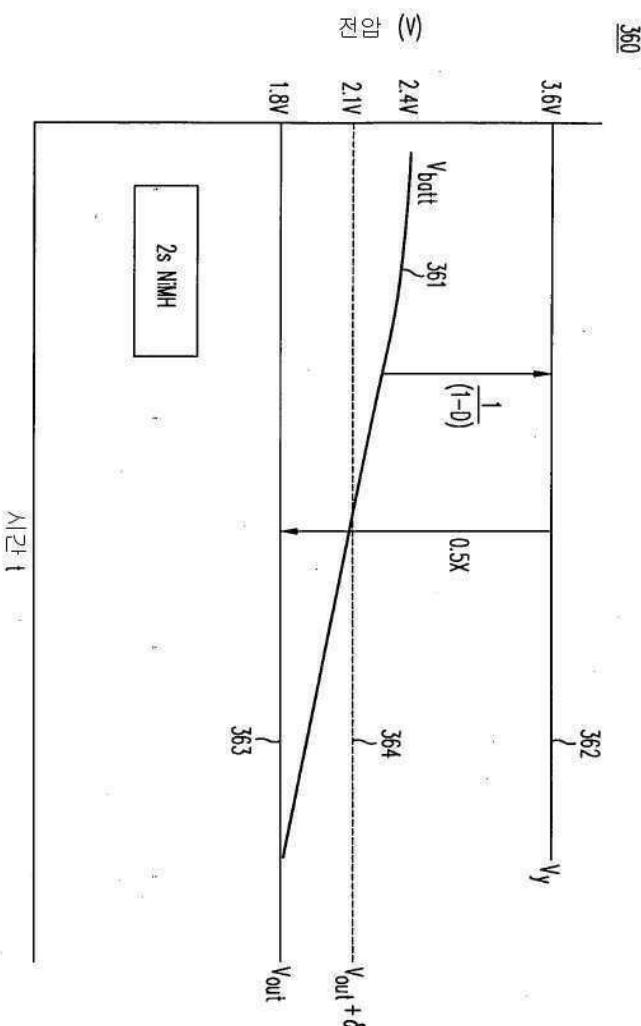
도면 10d



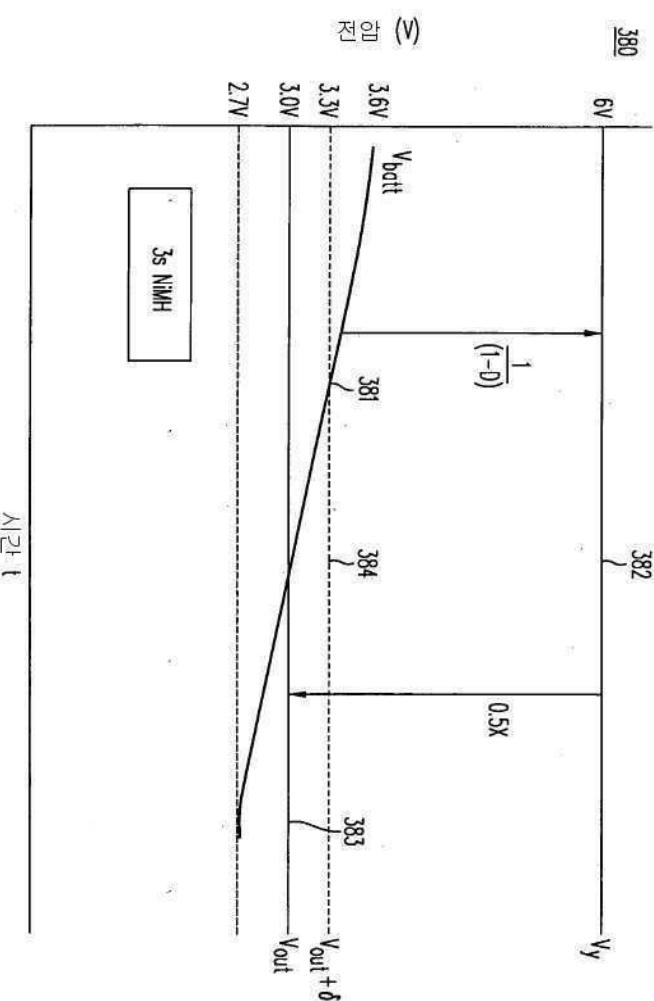
### 도면11a



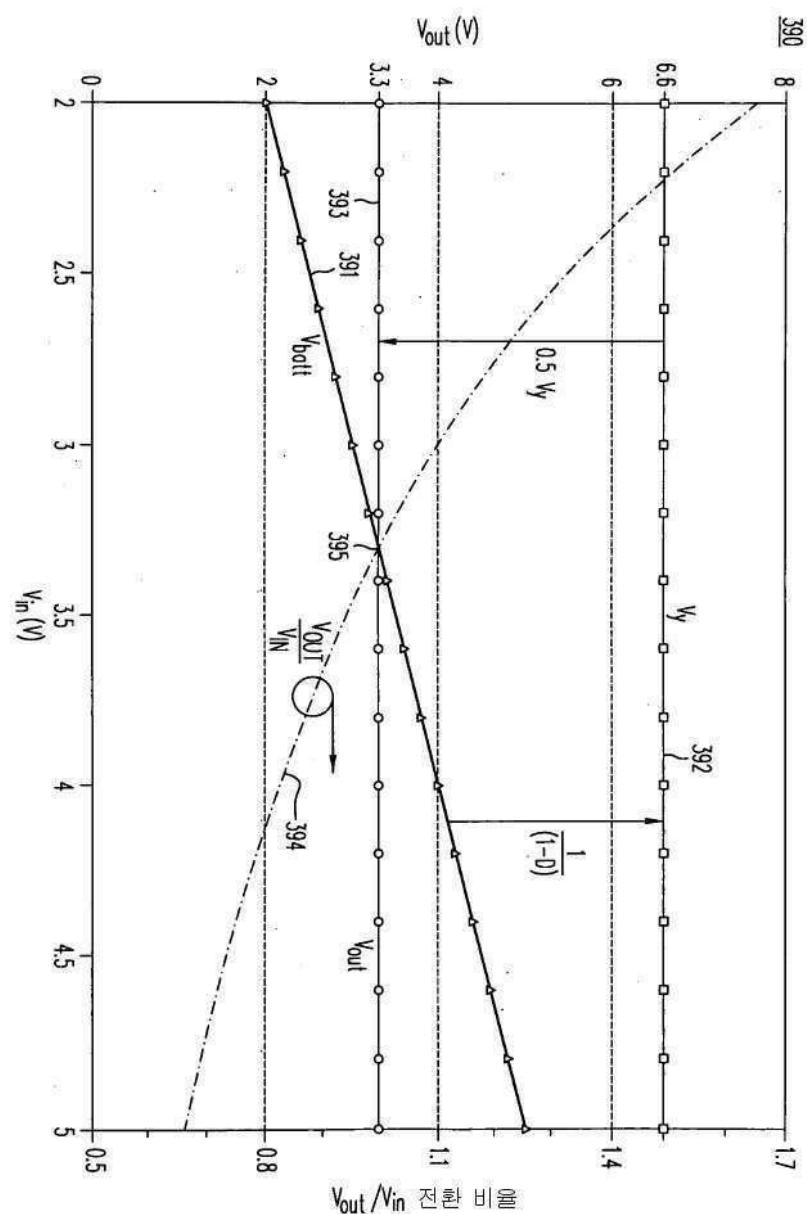
도면 11b



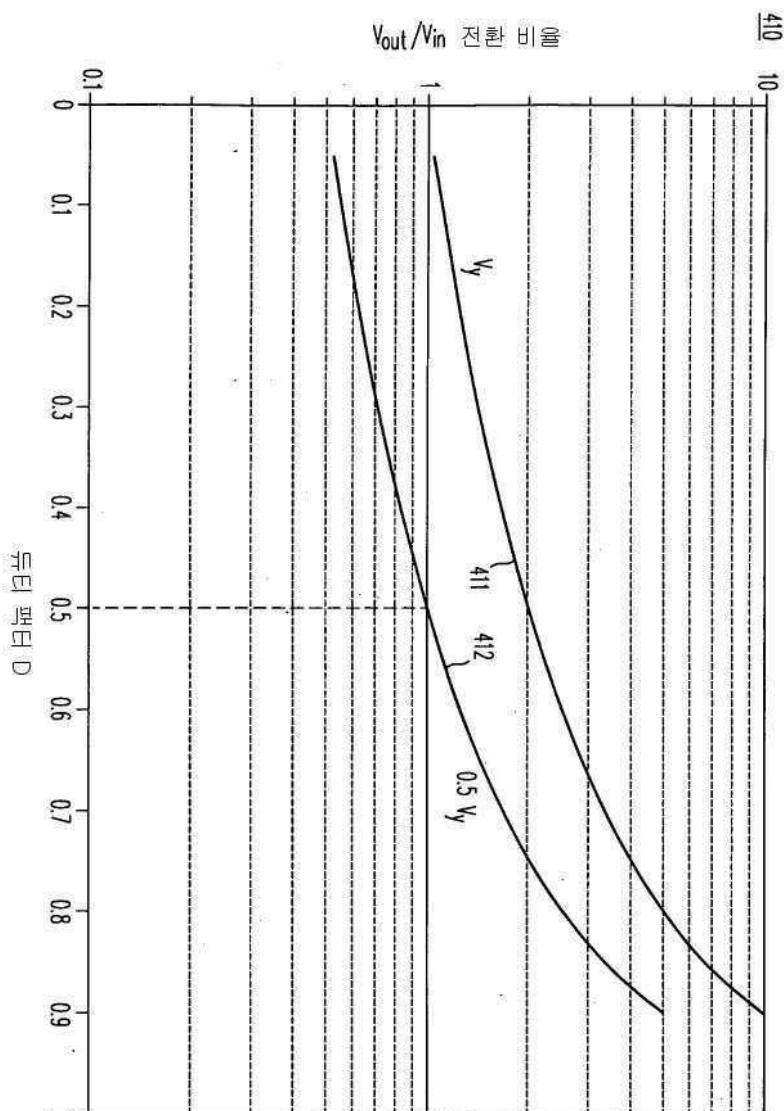
## 도면 11c



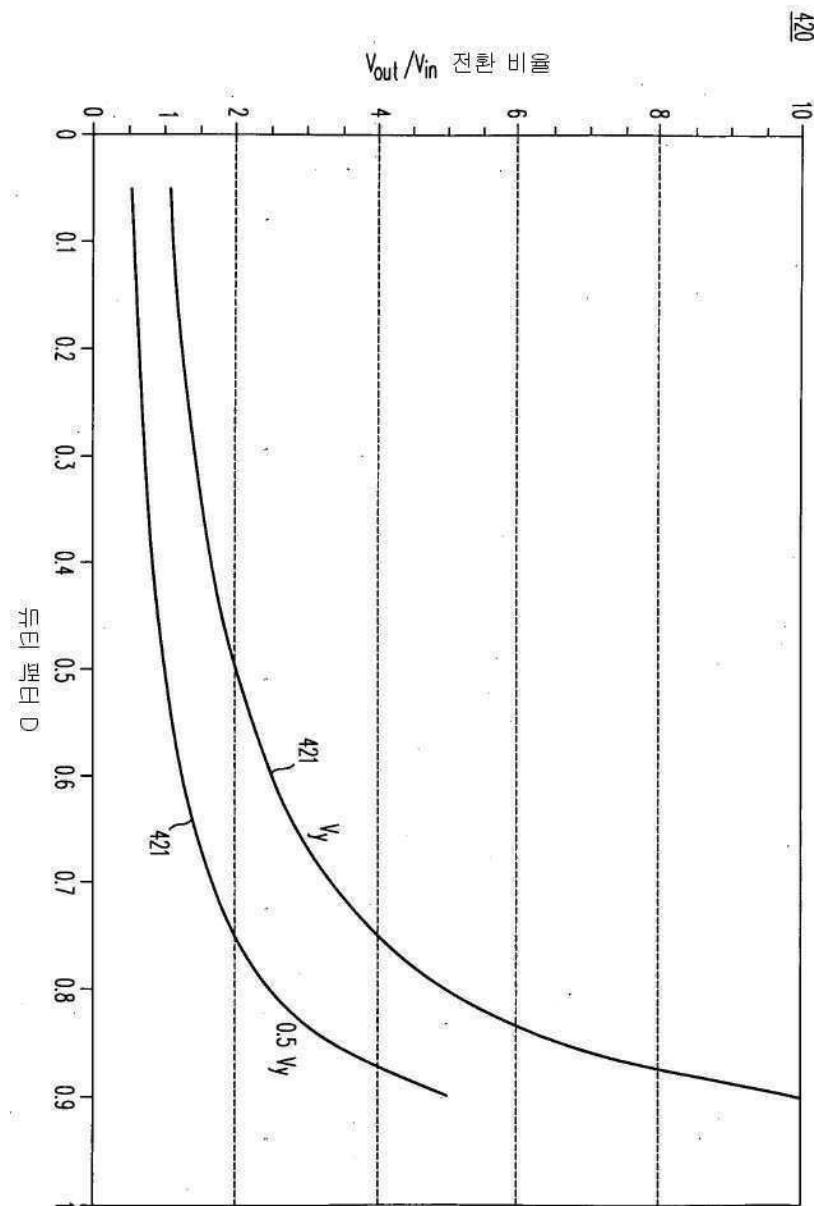
### 도면 12a



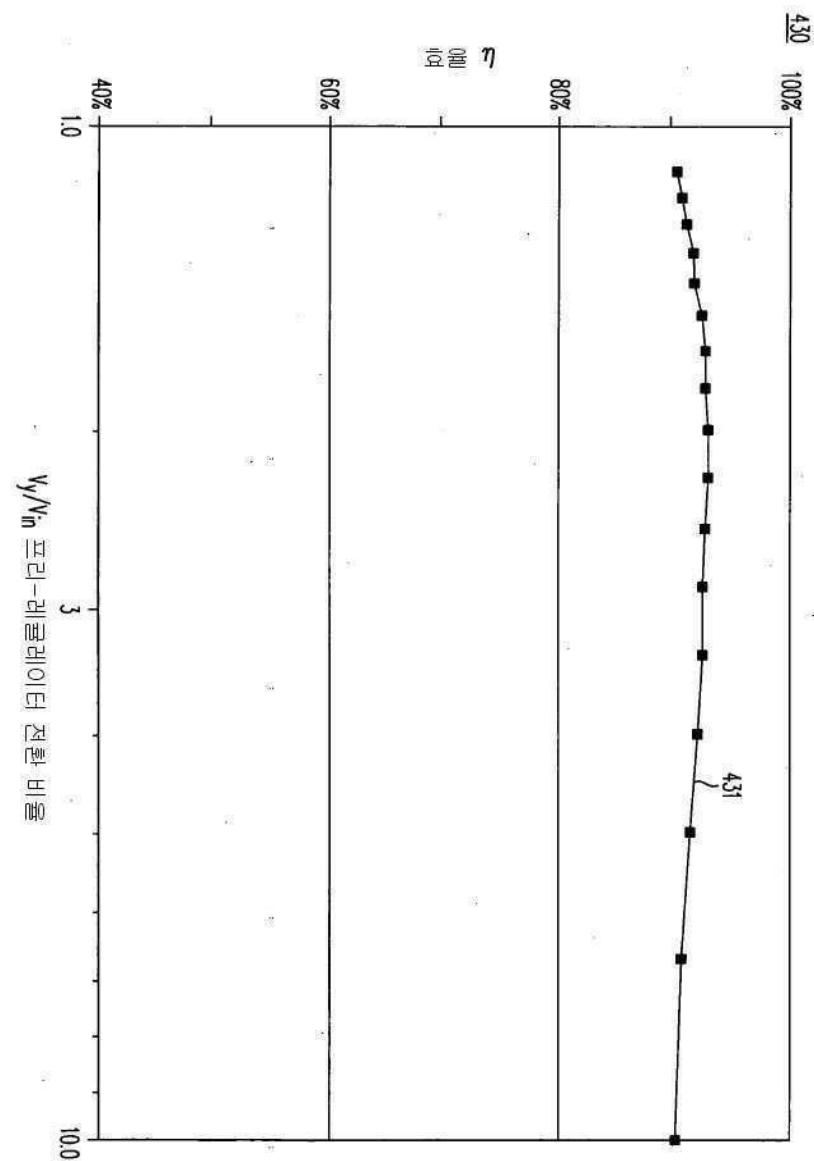
도면12b



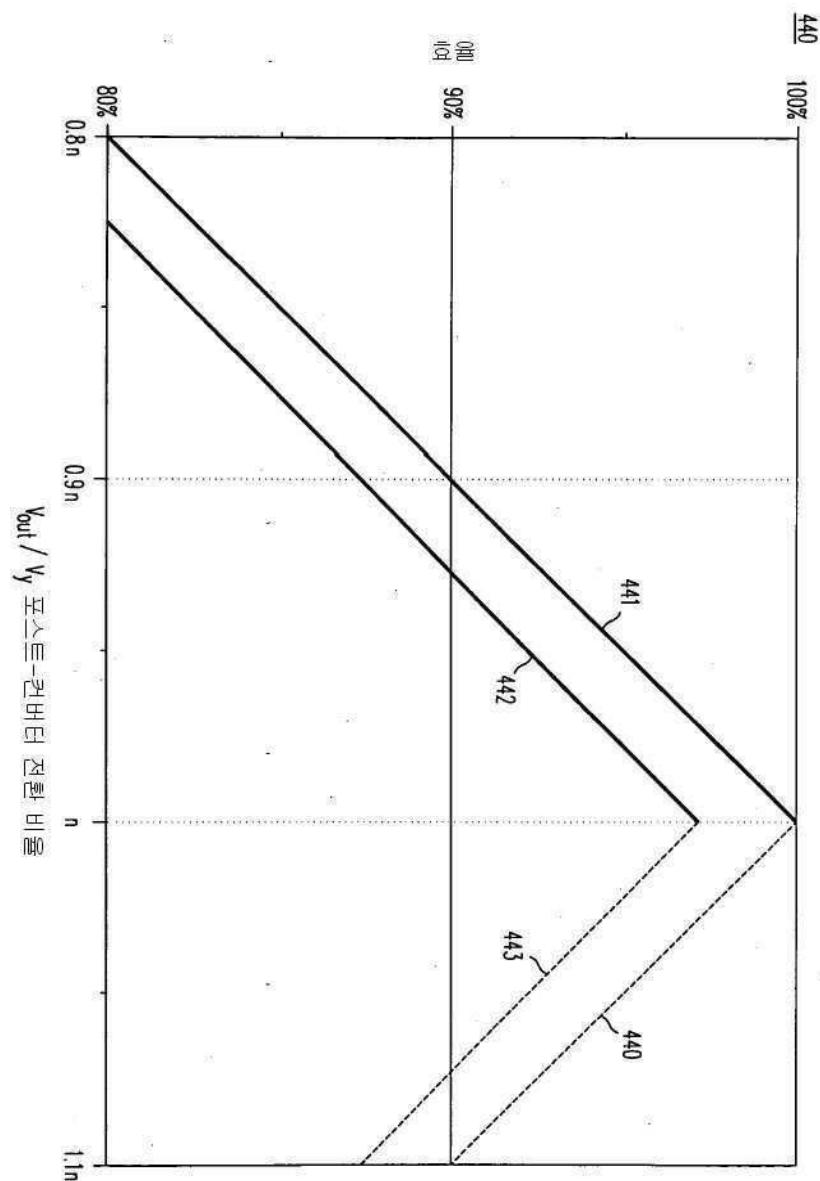
도면 12c



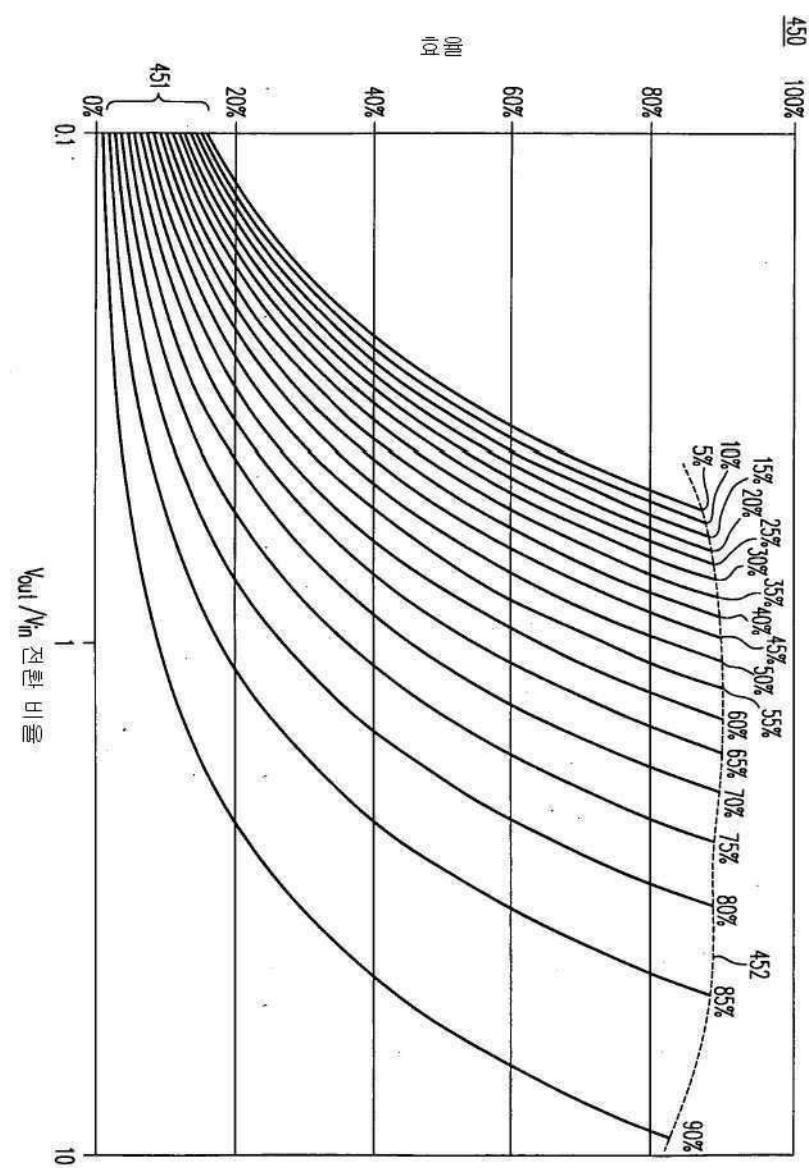
도면13a



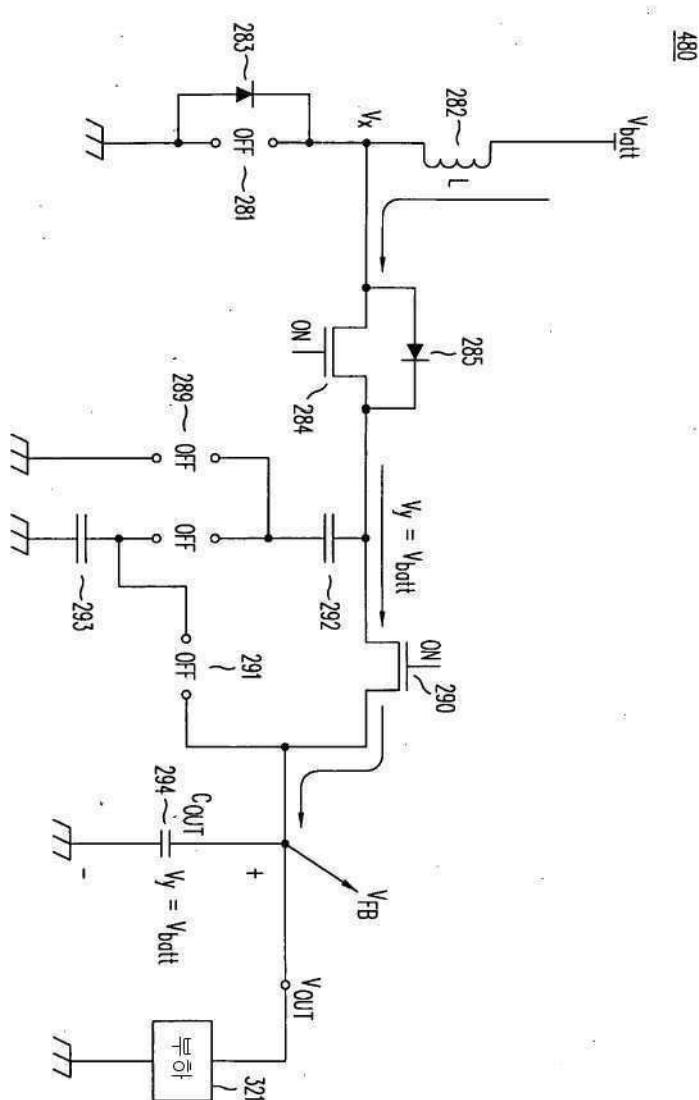
도면13b



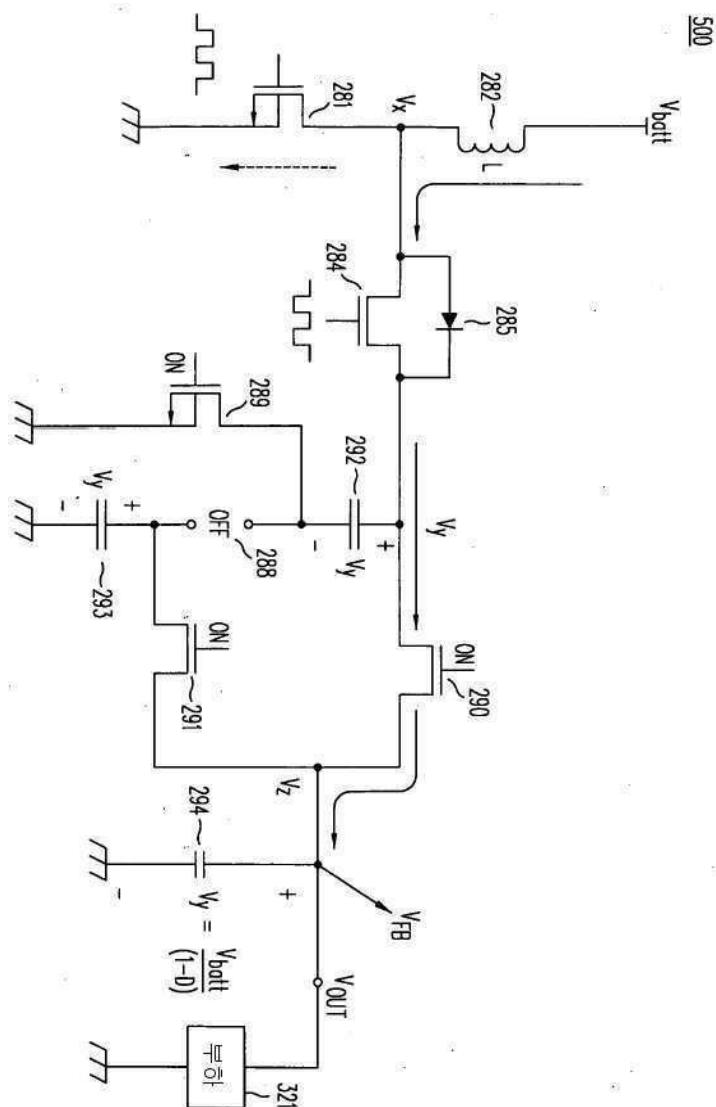
도면 13c



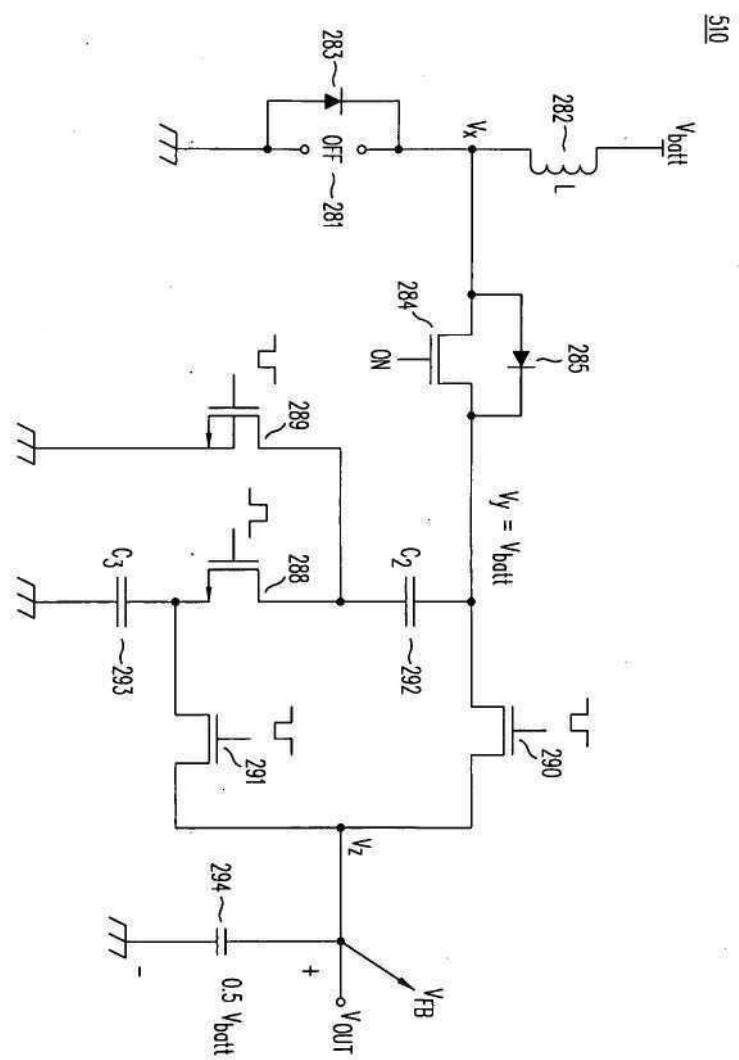
도면 14a



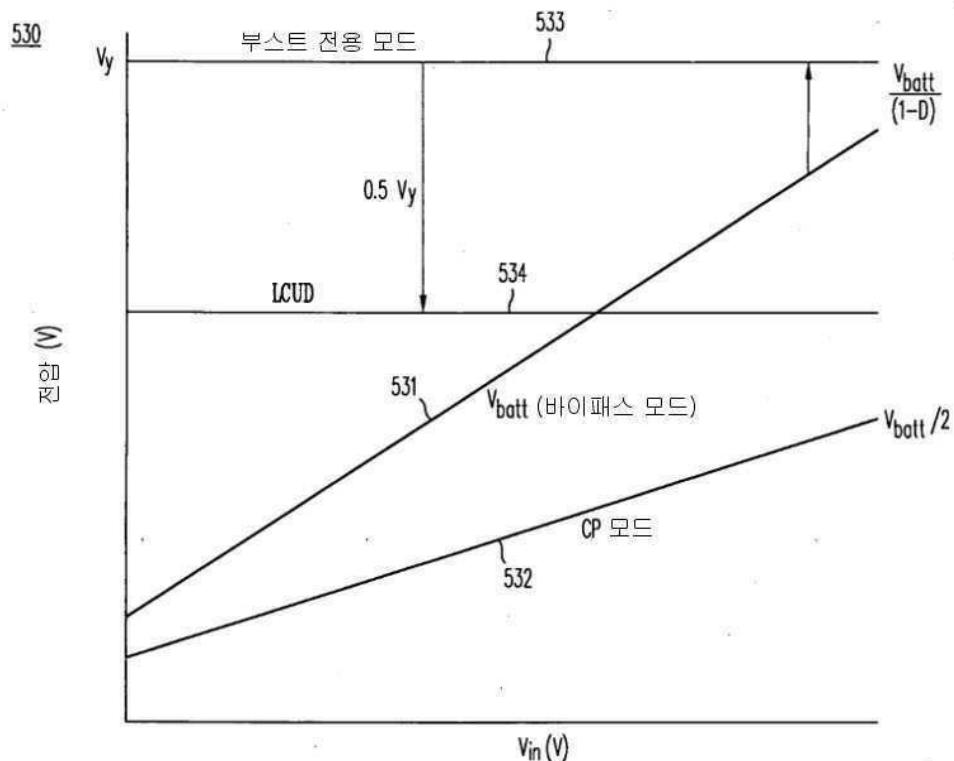
도면 14b



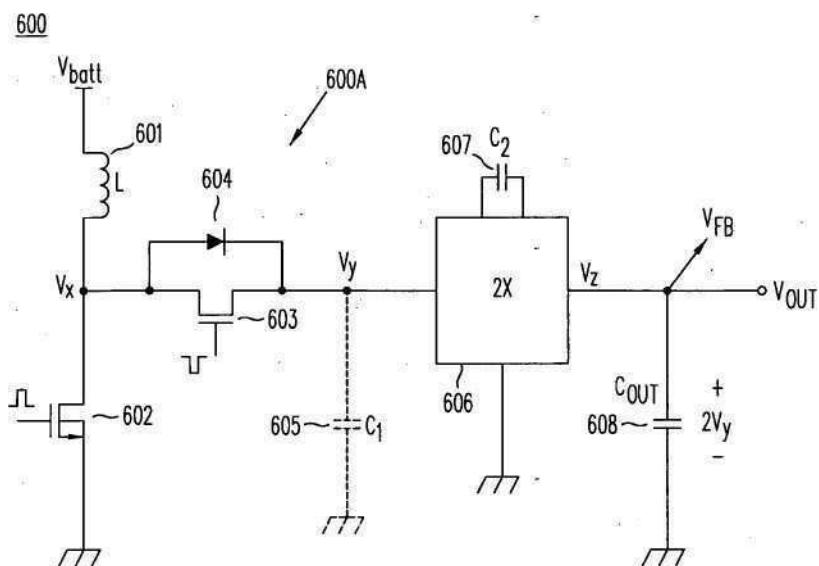
### 도면14c



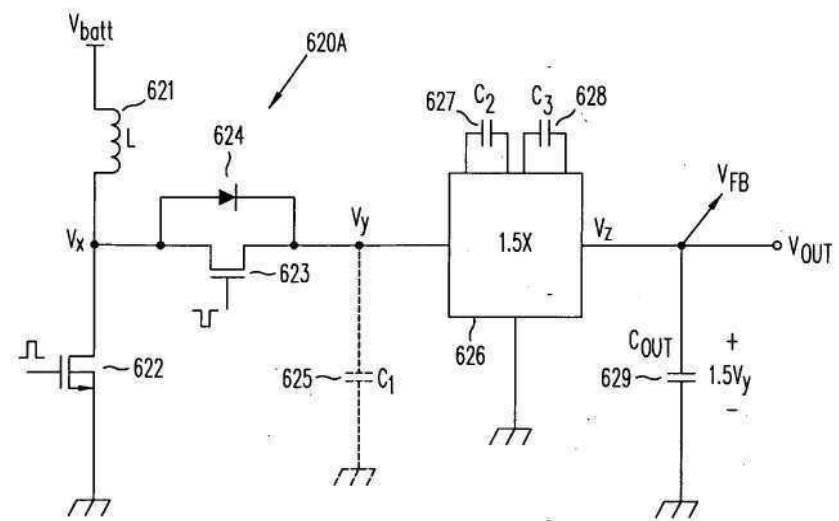
도면15



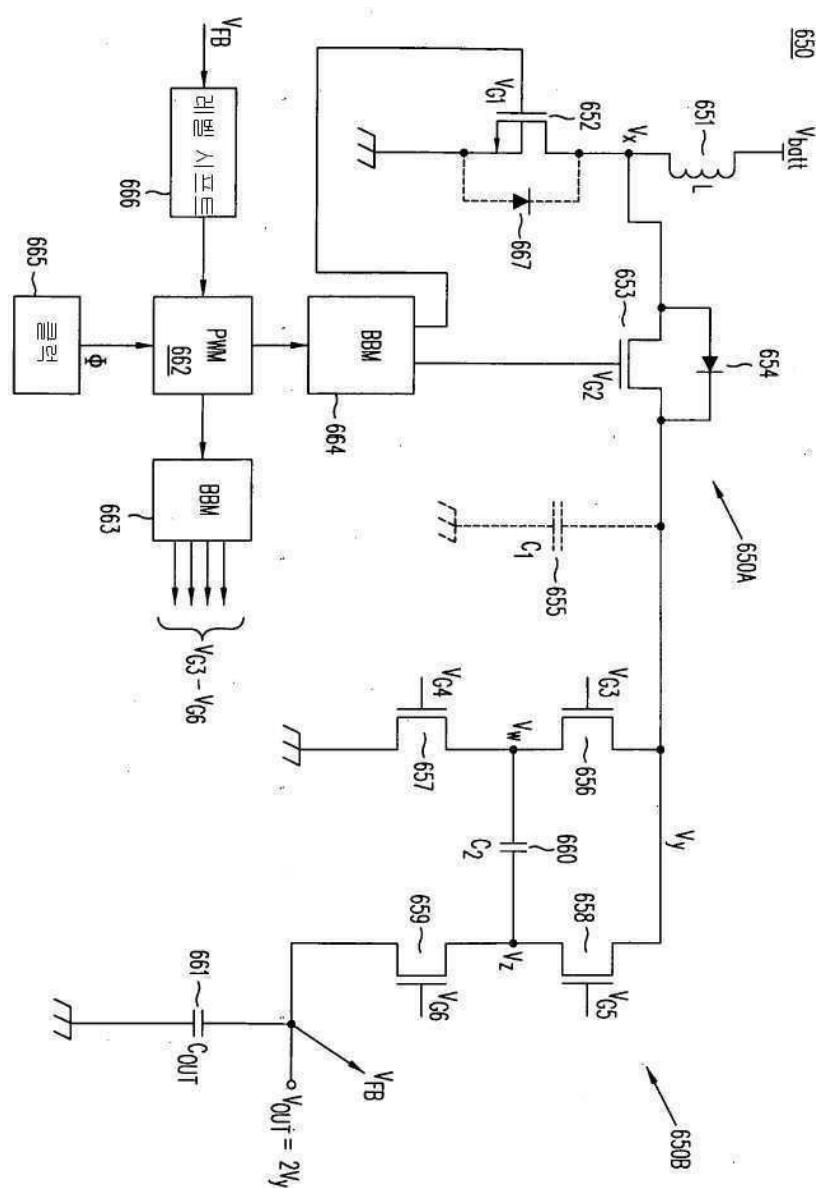
도면16a



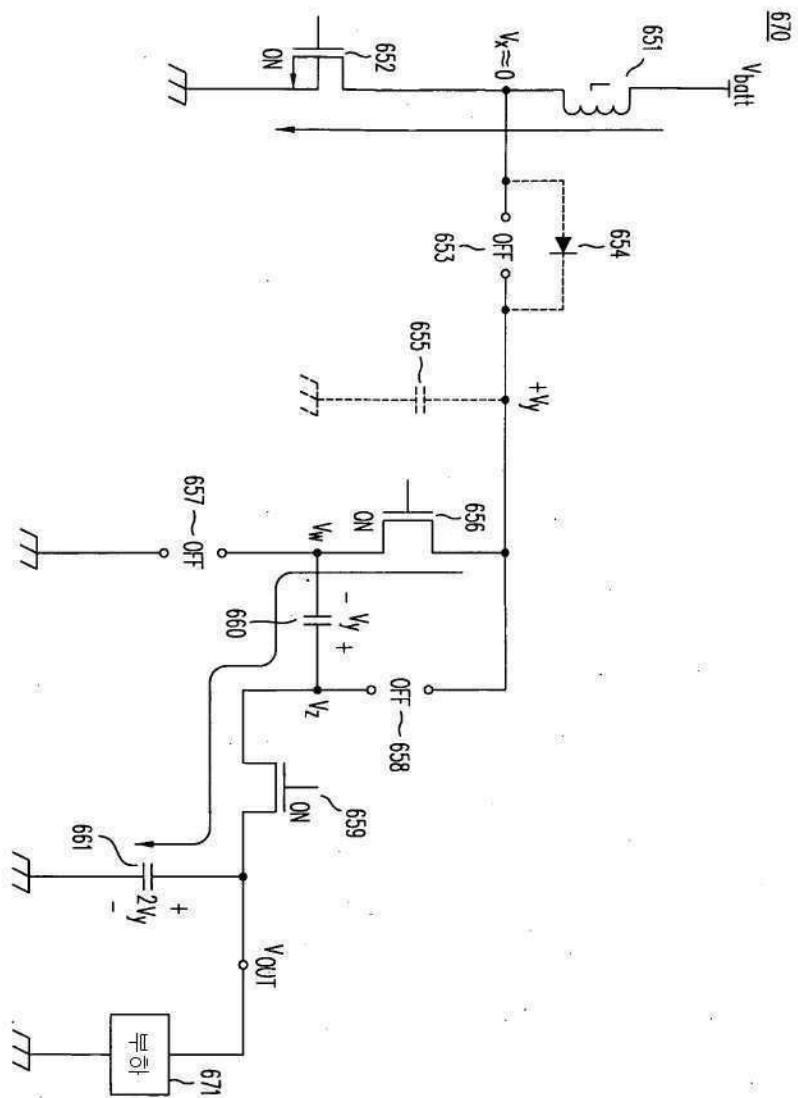
## 도면16b

620

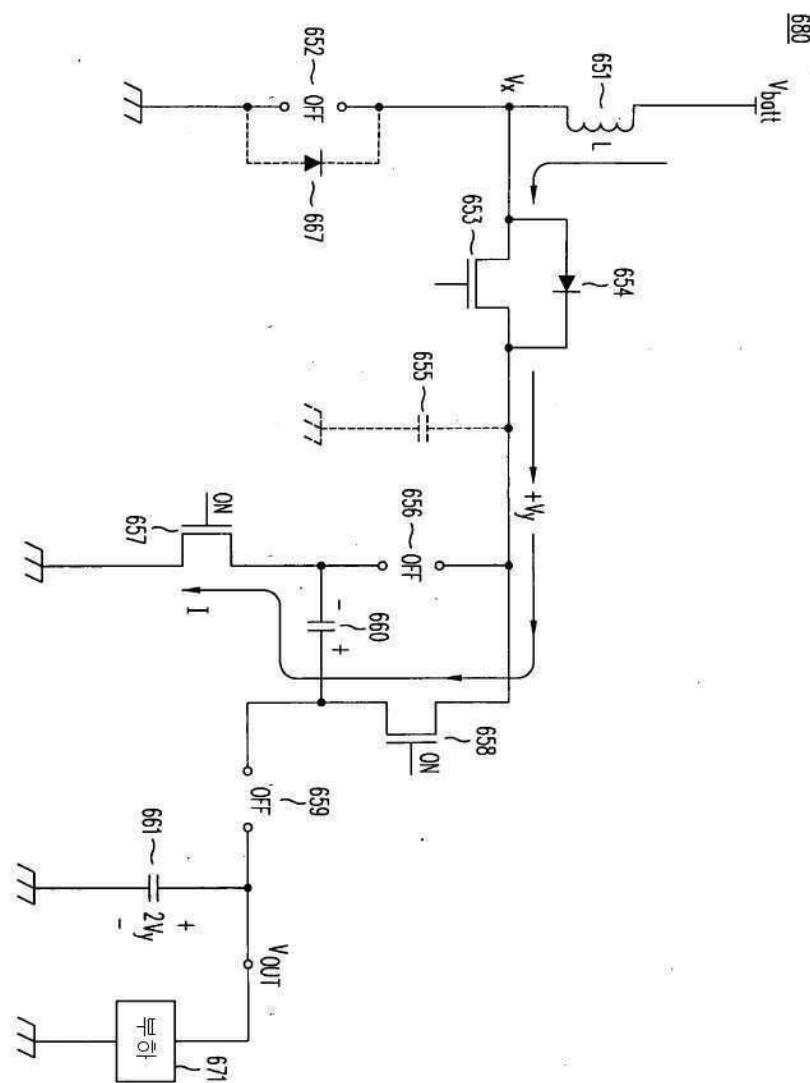
도면17a



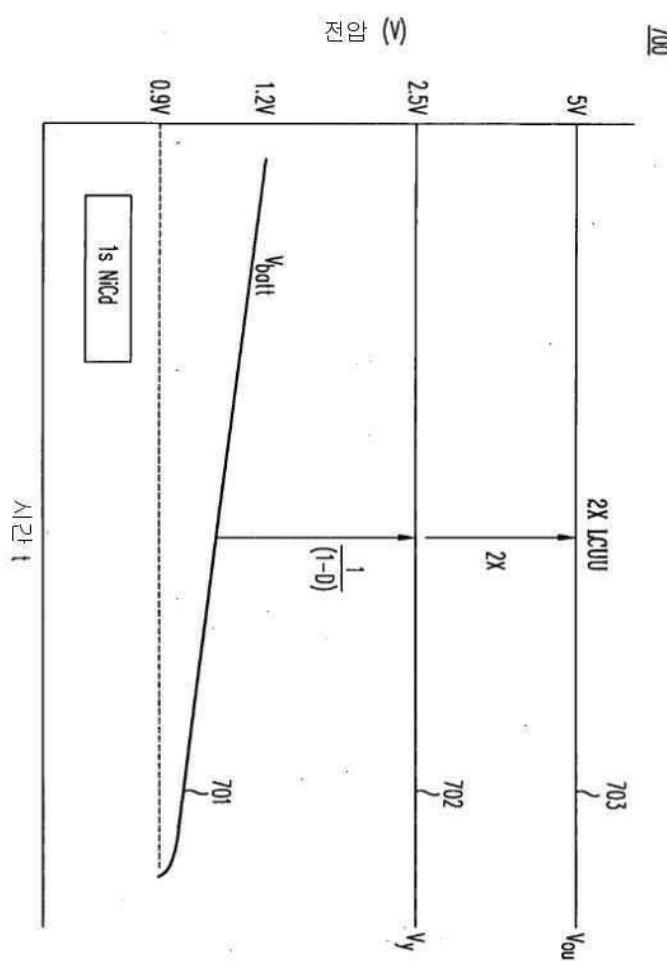
도면17b



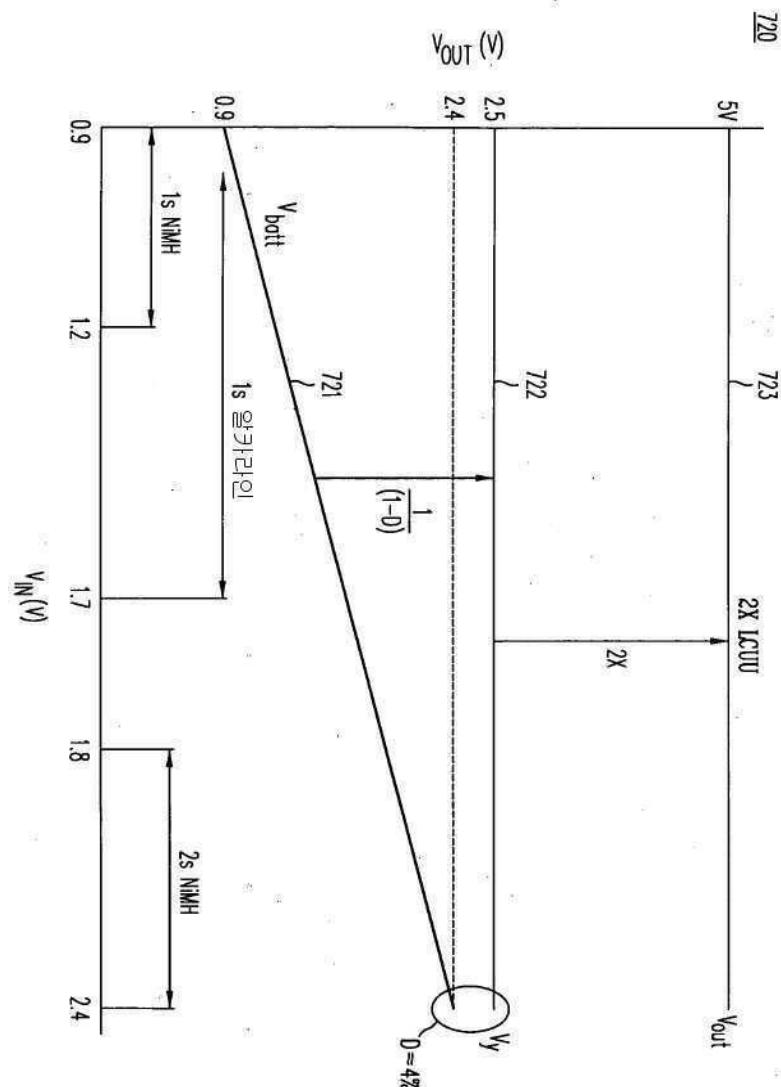
도면17c



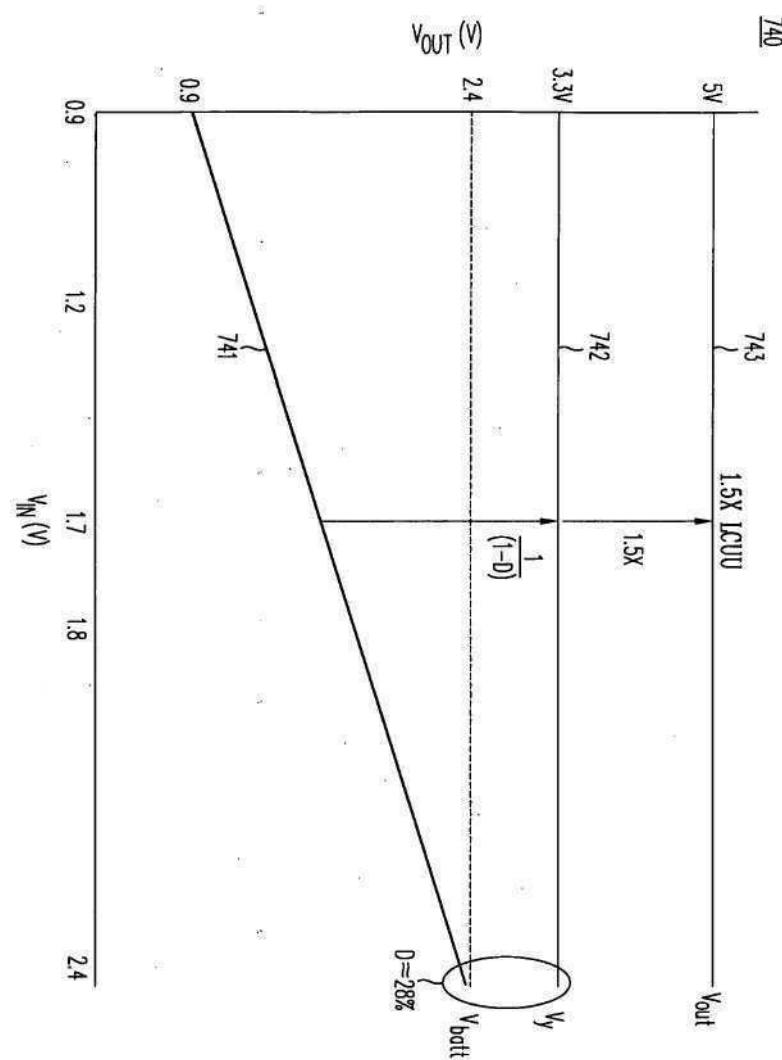
도면 18a



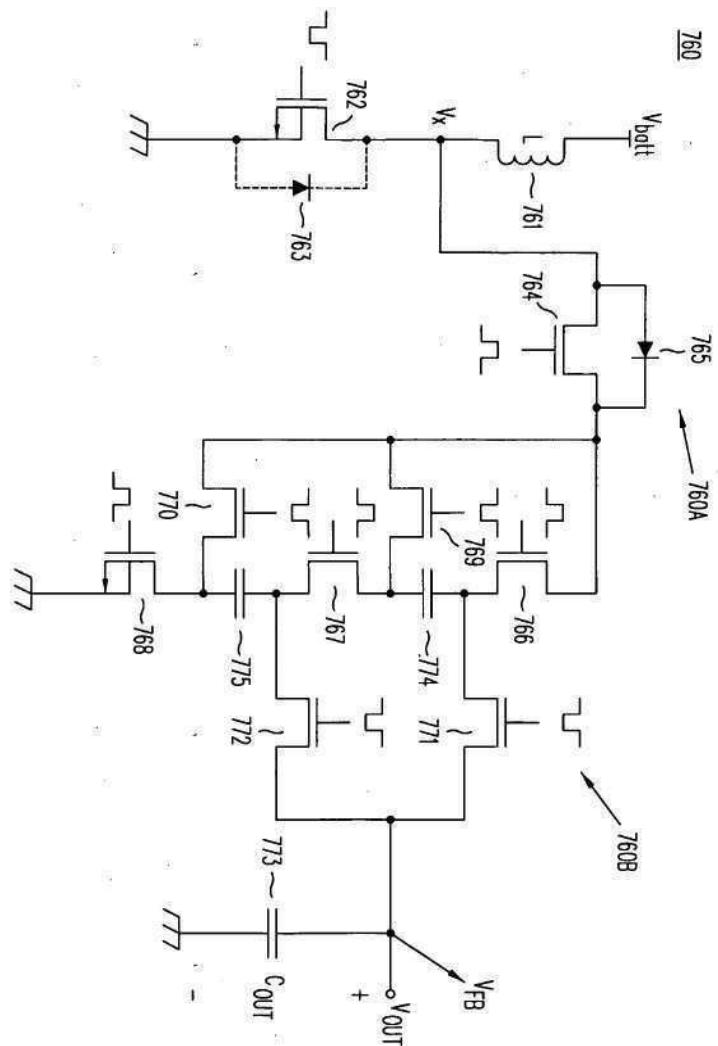
도면 18b



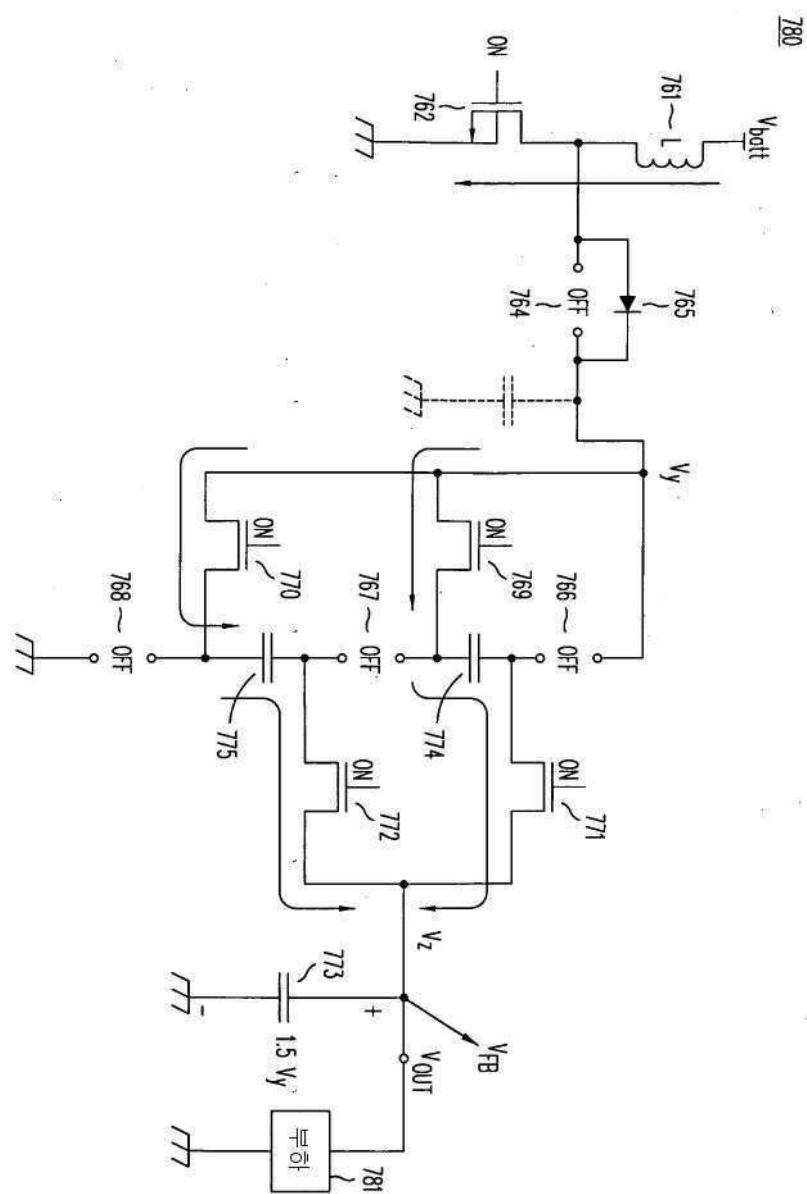
도면 18c



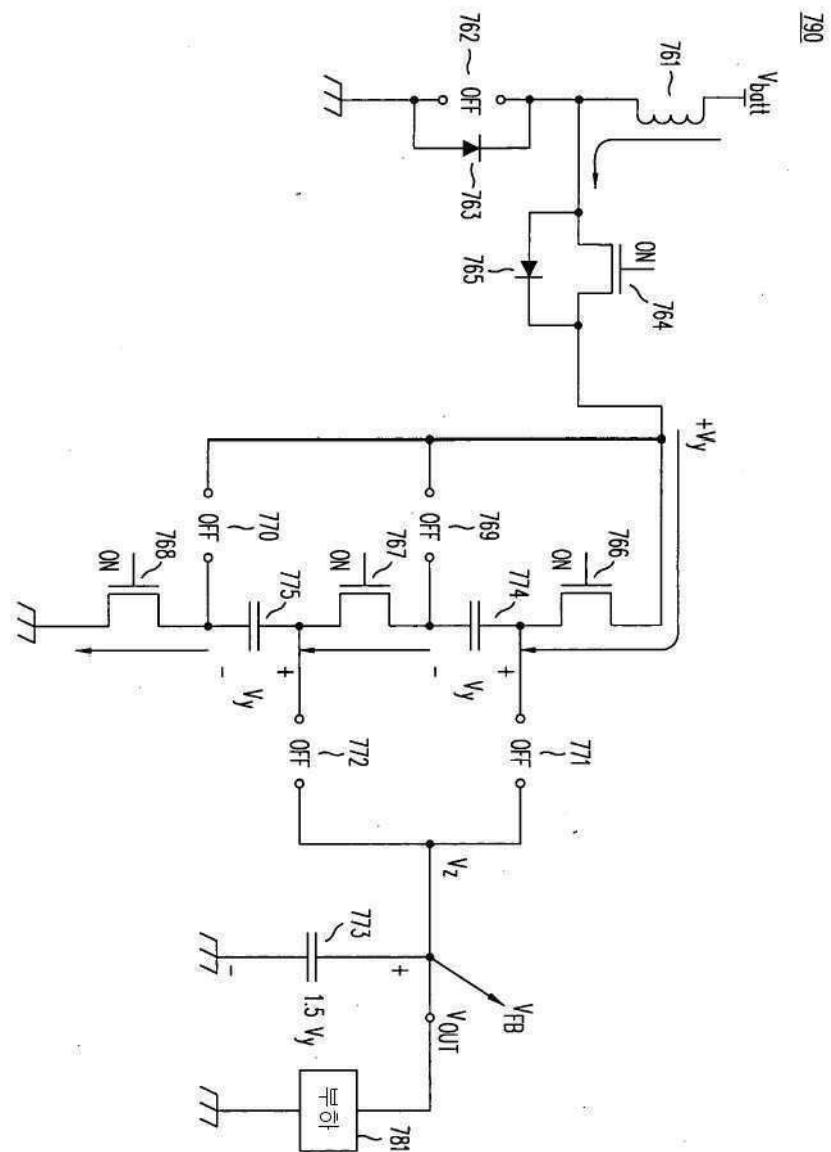
도면19a



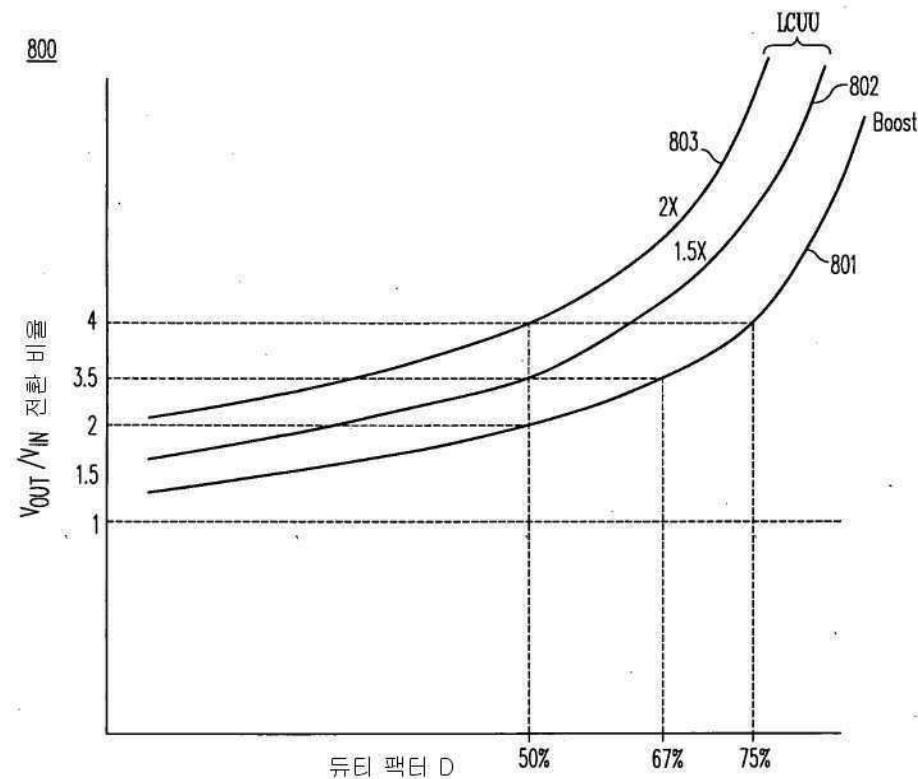
도면 19b



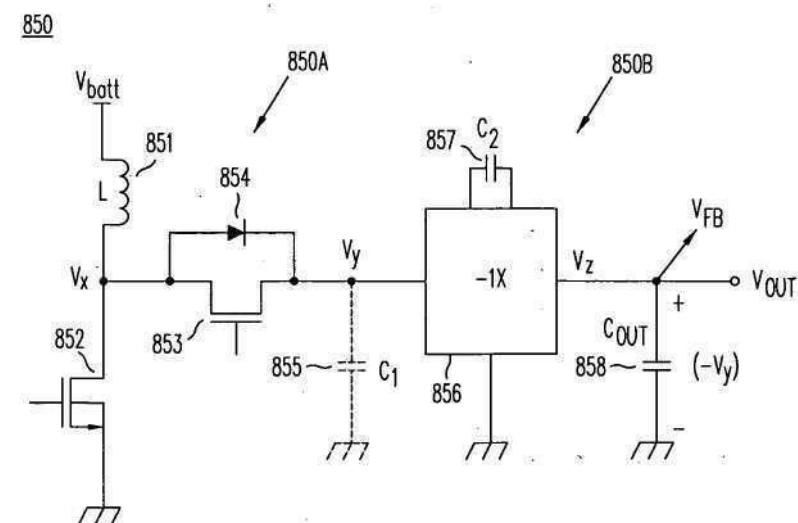
도면19c



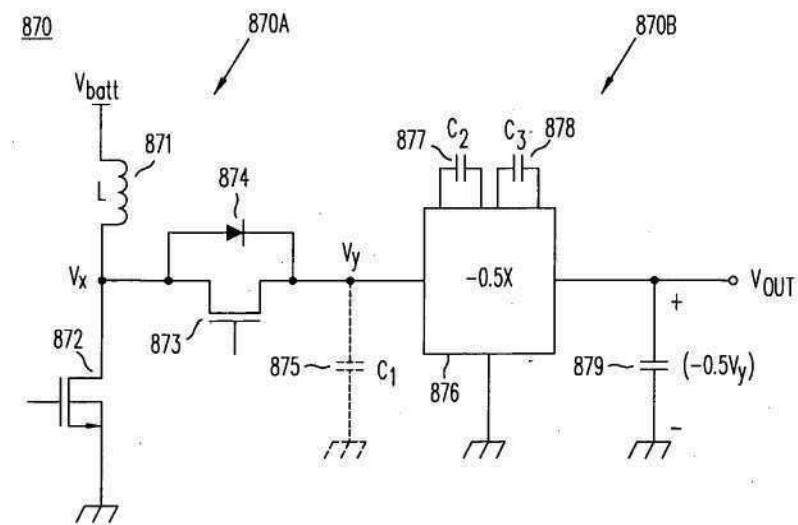
도면20



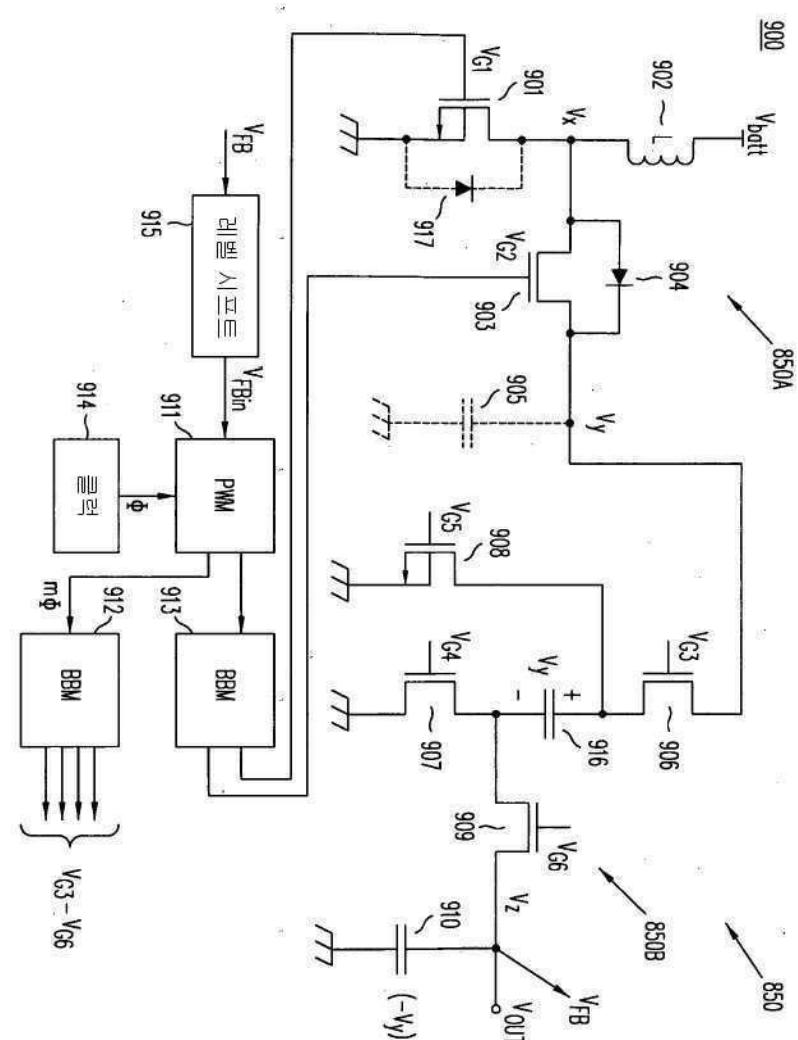
도면21a



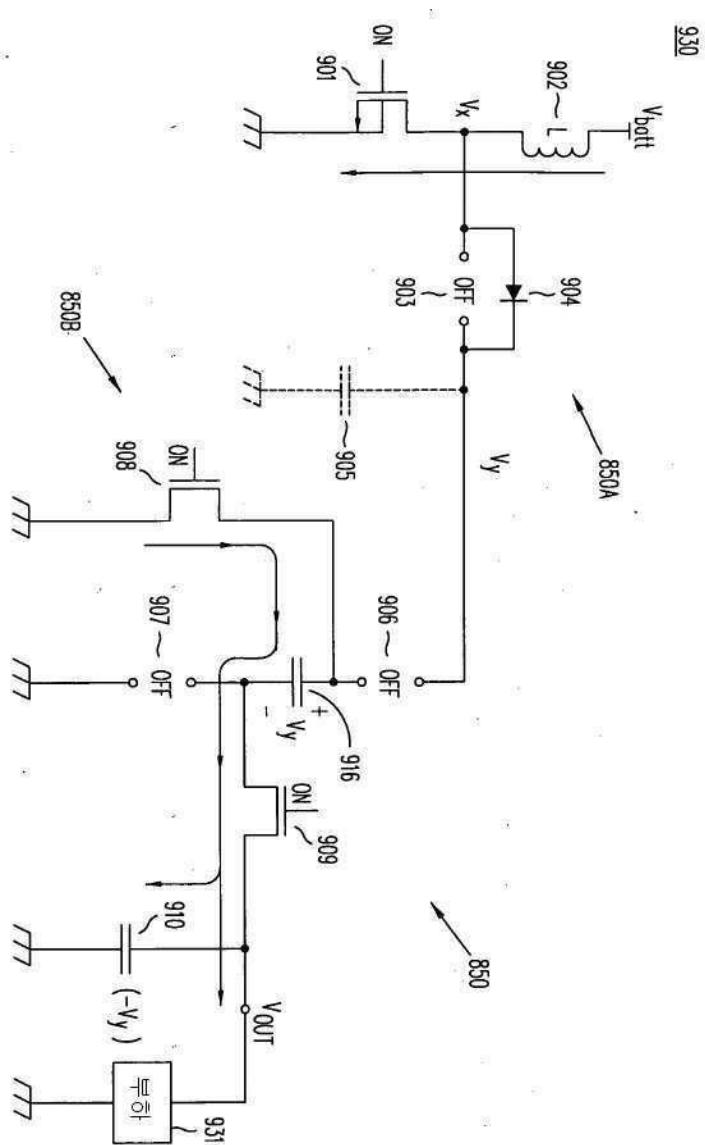
도면21b



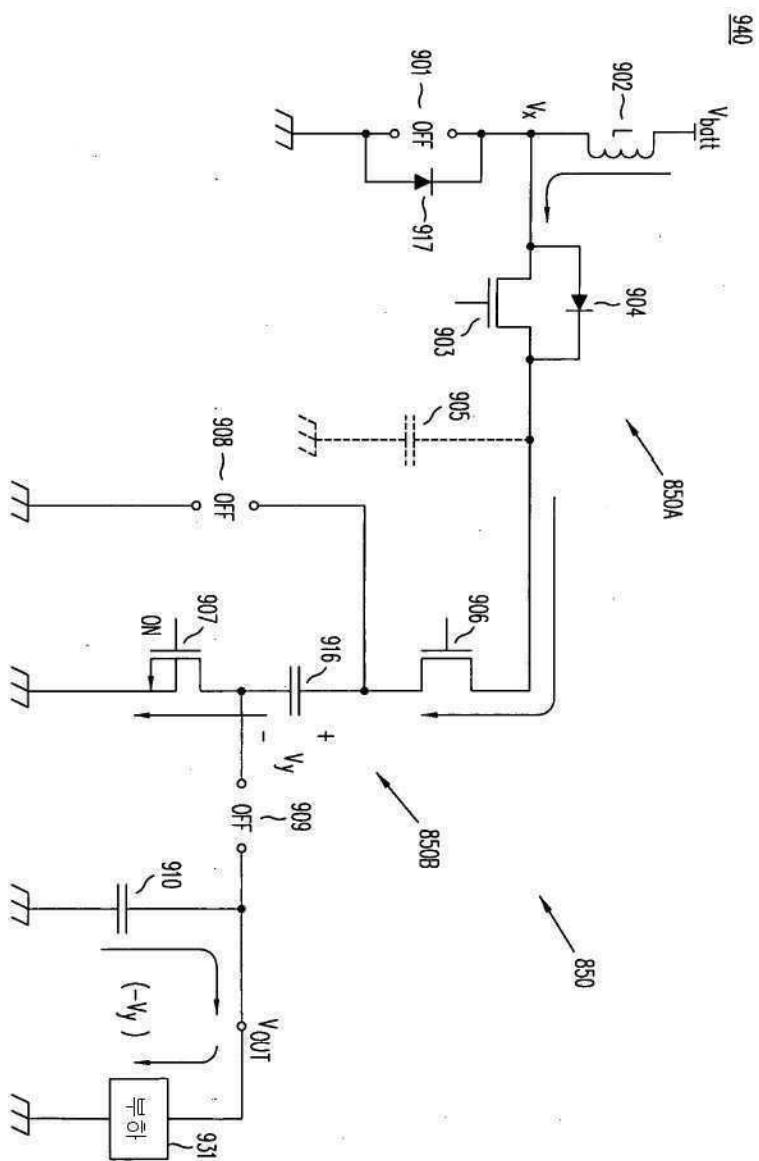
### 도면22a



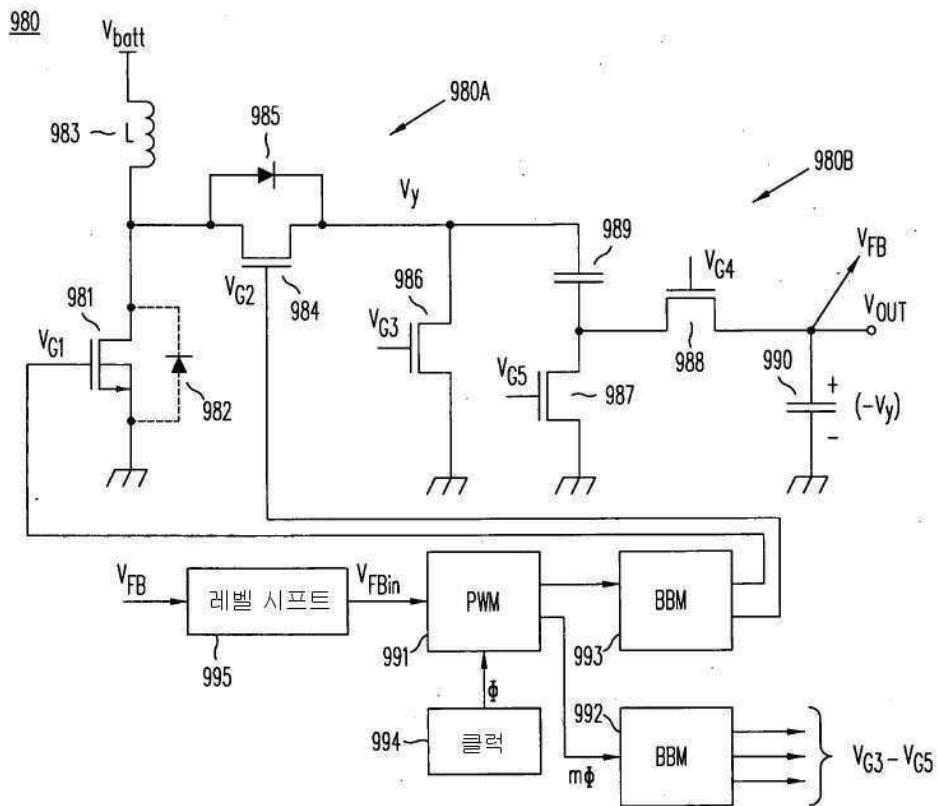
도면22b



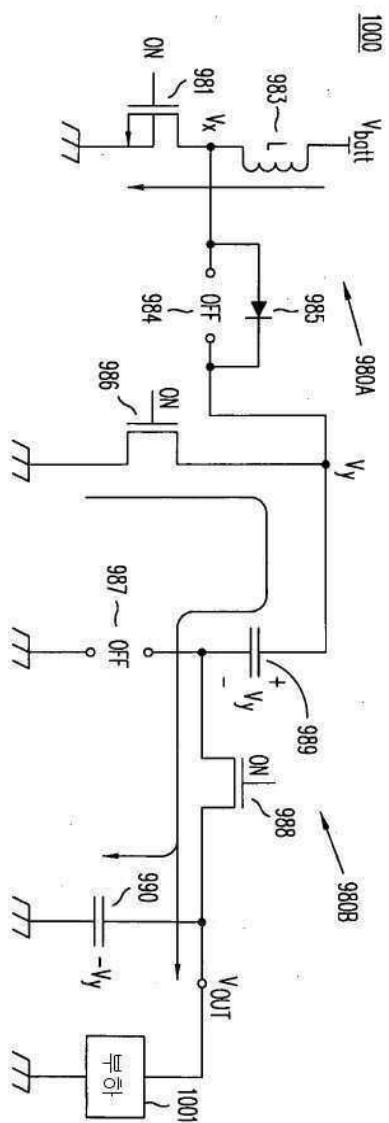
도면22c



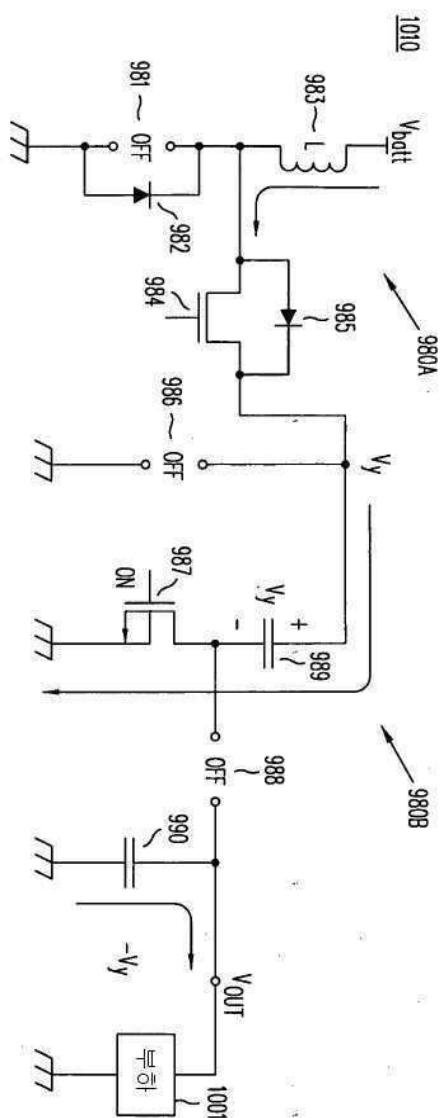
도면23a



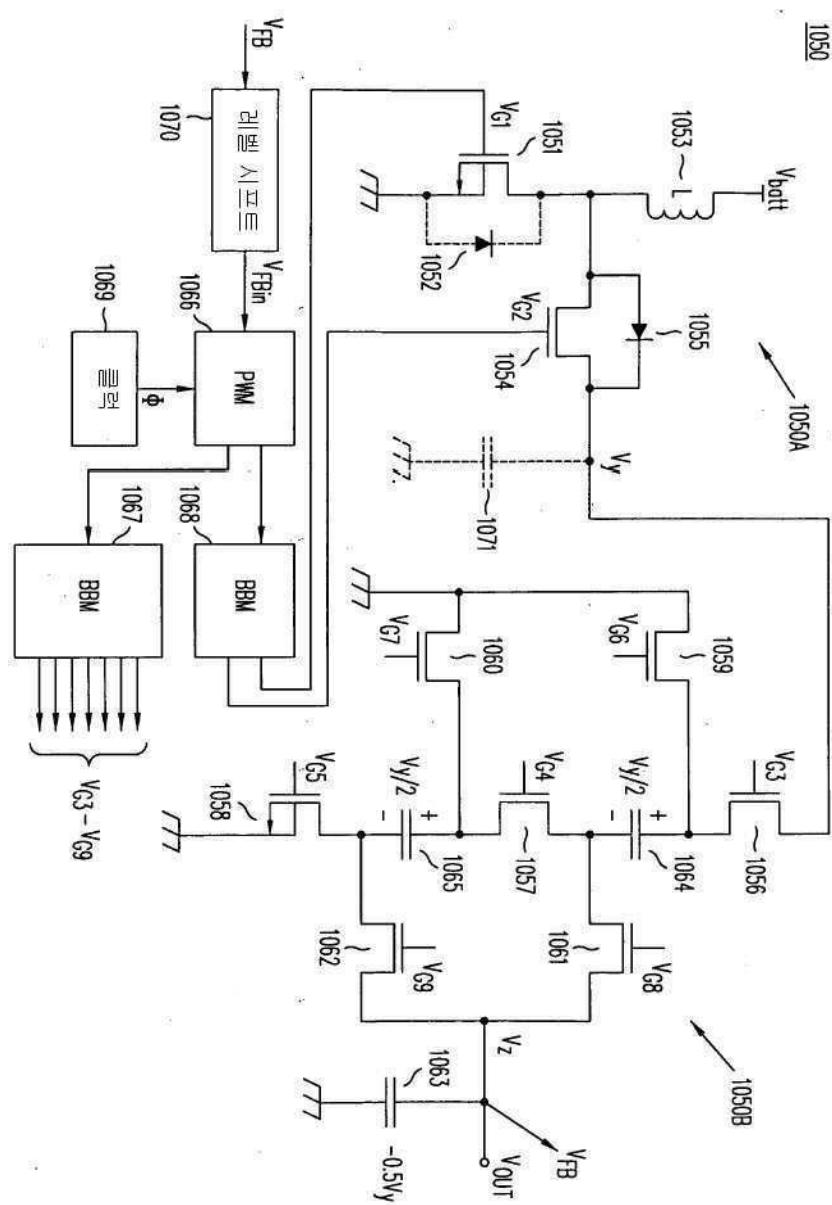
도면23b



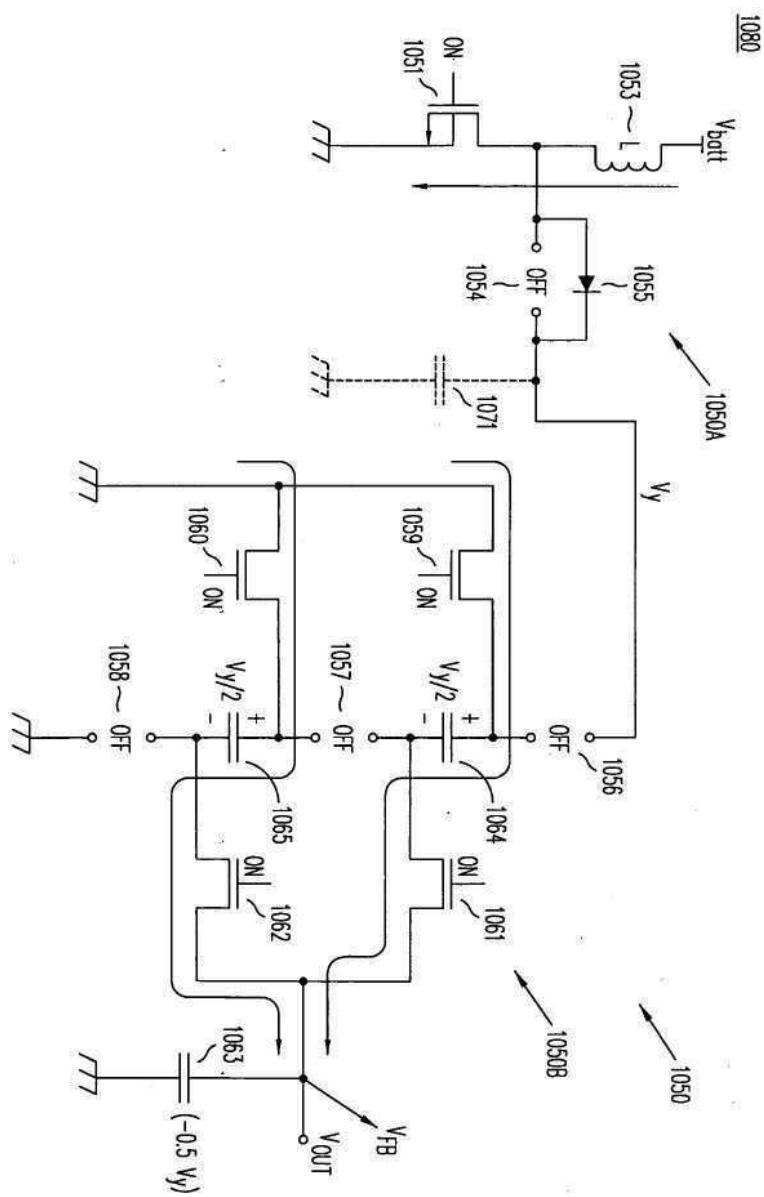
도면23c



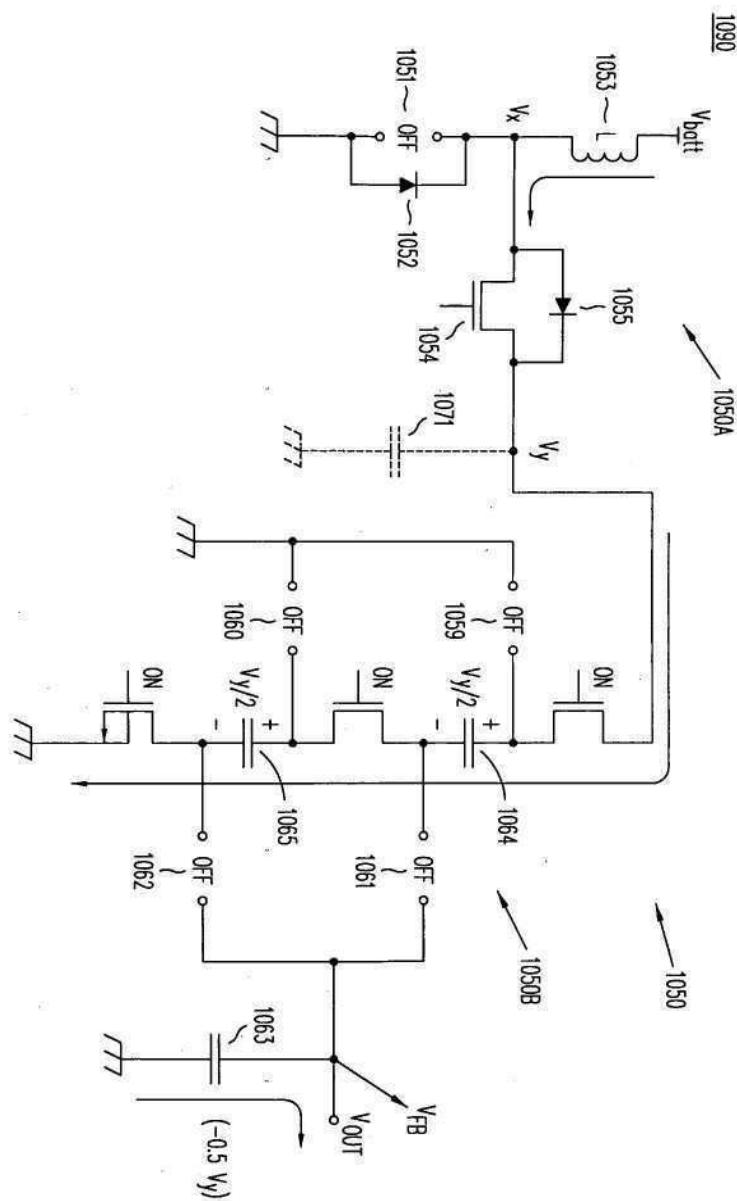
도면24a



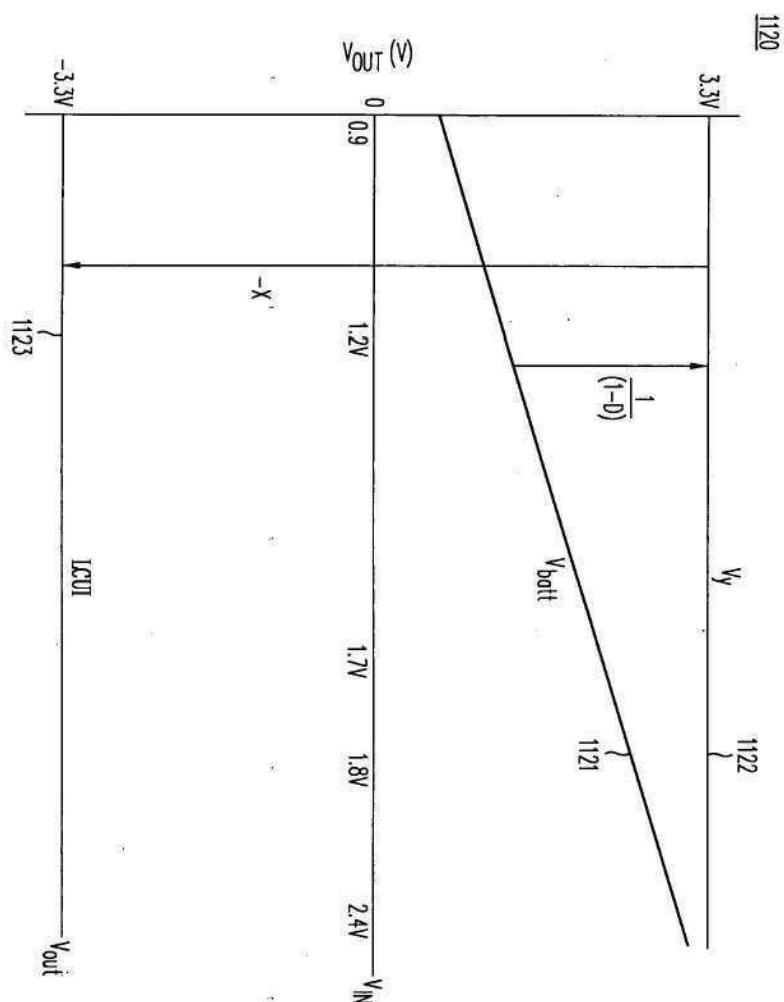
도면24b



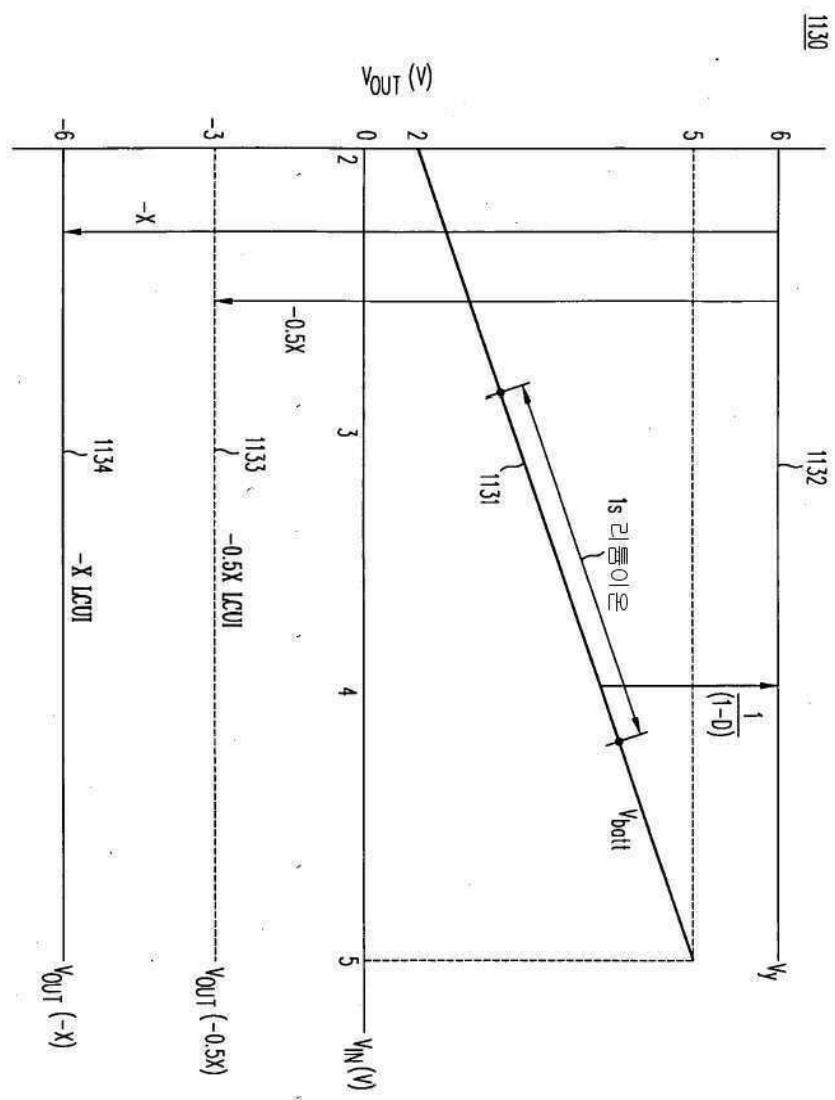
도면24c



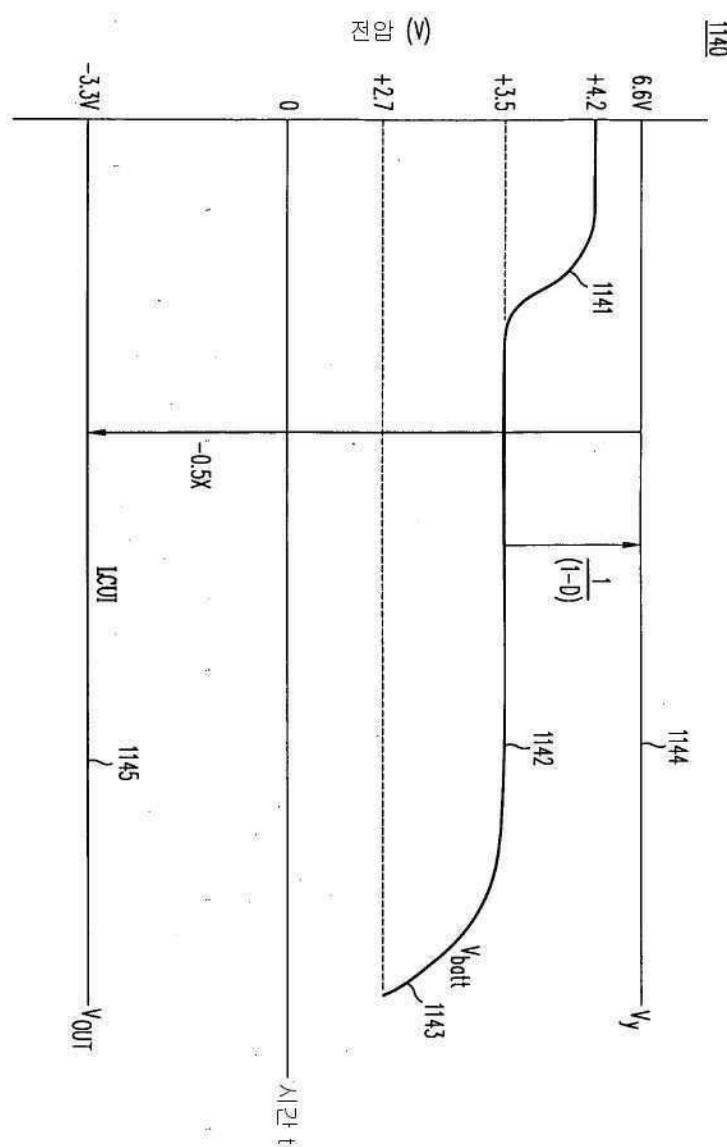
દોર્ન 25a



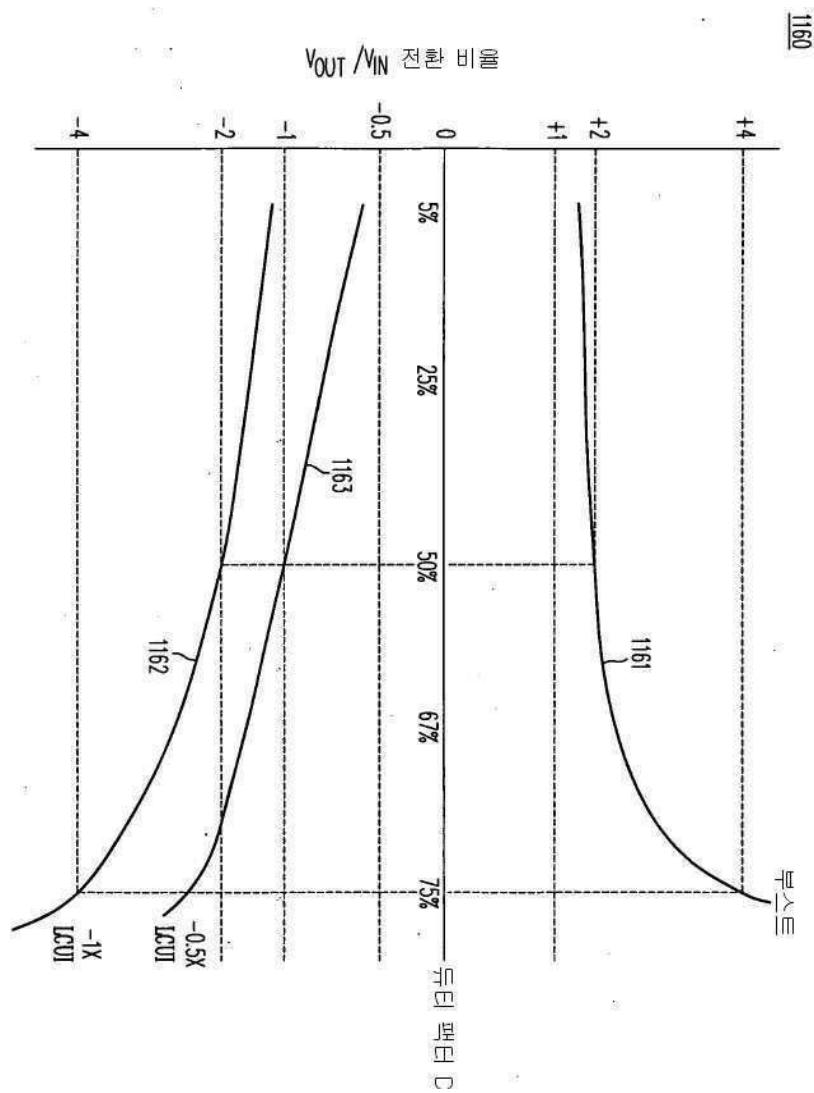
도면25b



도면25c

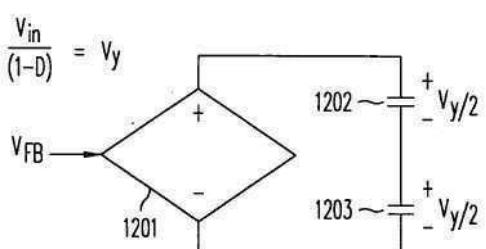


도면25d



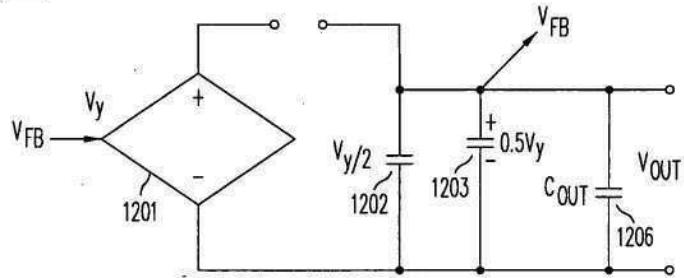
도면26a

1200



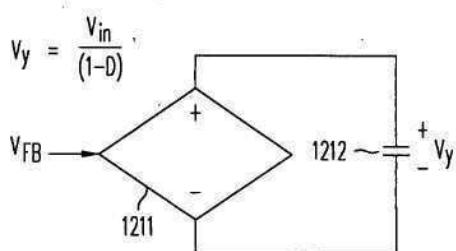
도면26b

1205



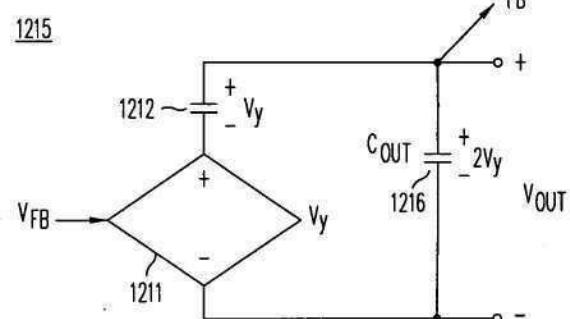
도면26c

1210



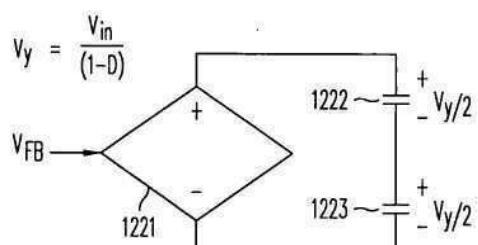
도면26d

1215



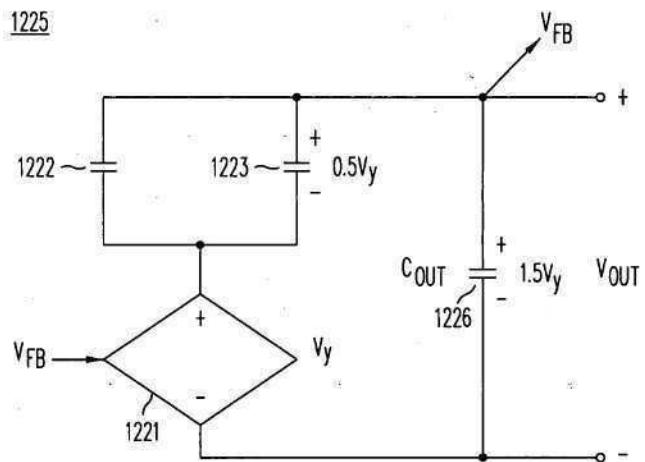
도면26e

1220



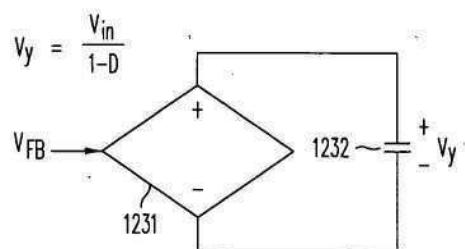
도면26f

1225



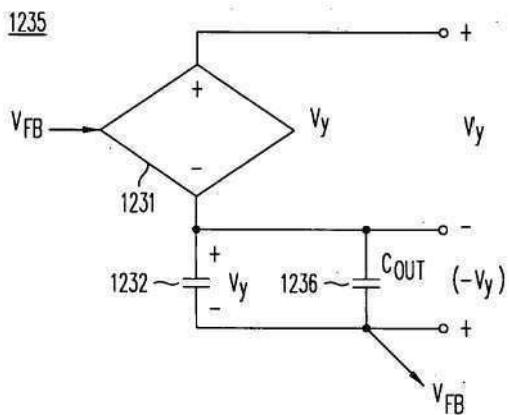
도면26g

1230



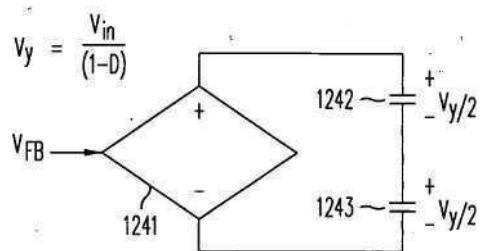
도면26h

1235



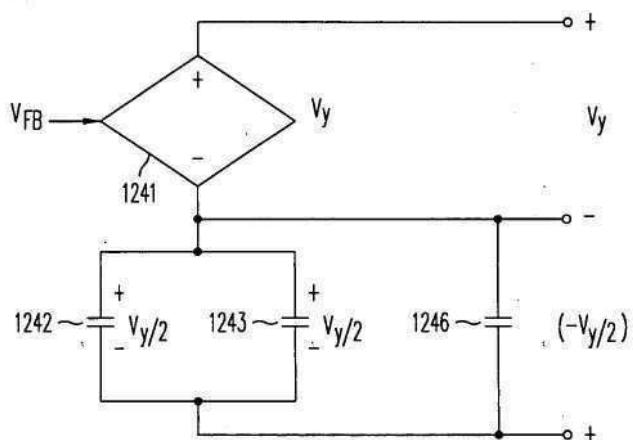
도면26i

1240



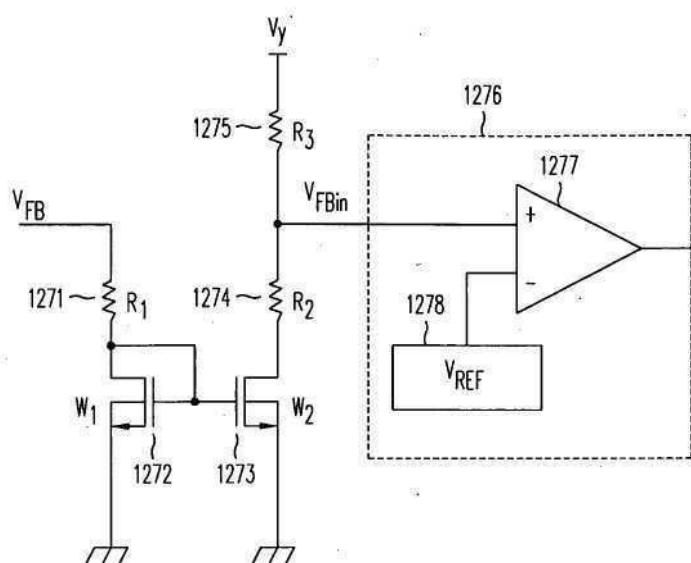
도면26j

1245

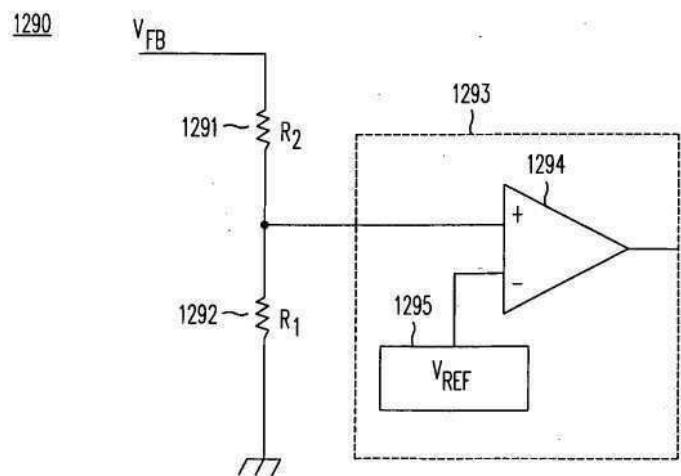


도면27a

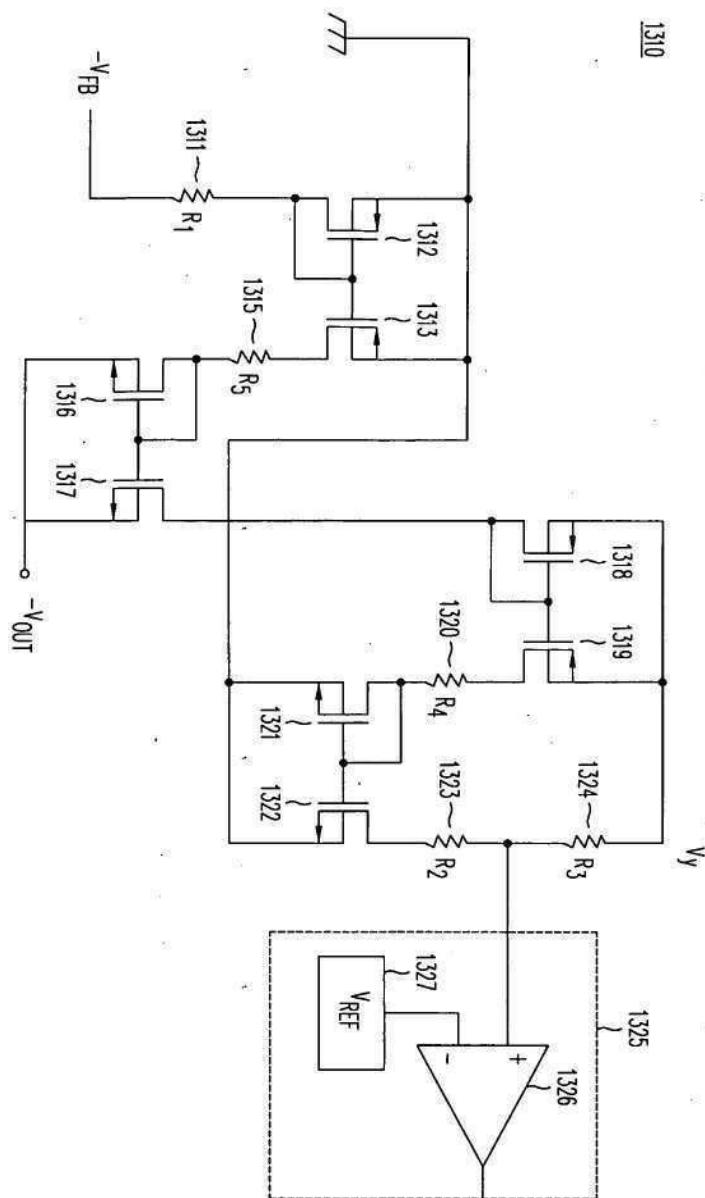
1270



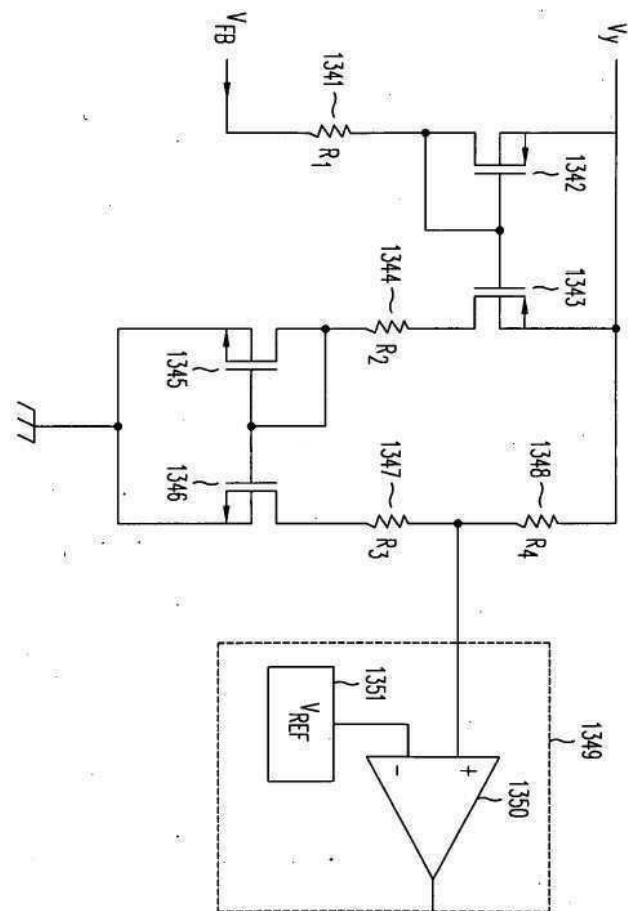
도면27b



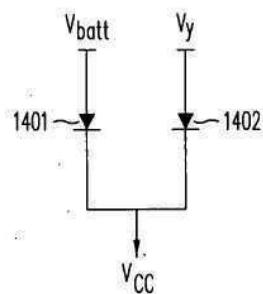
도면27c



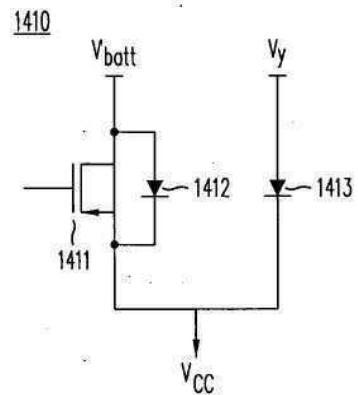
도면27d



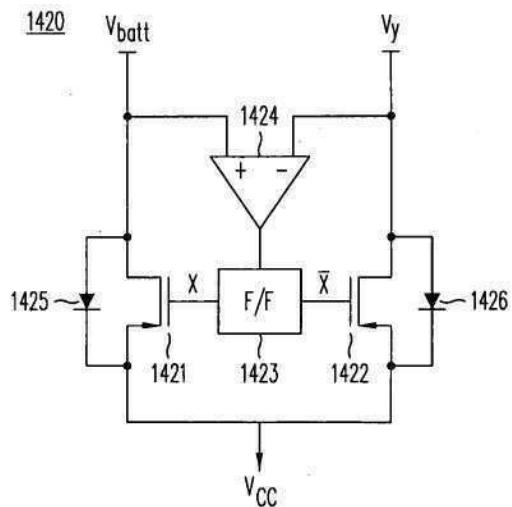
도면28a

1400

도면28b



도면28c



도면28d

