



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2009-0074792
(43) 공개일자 2009년07월07일

- | | |
|--|---|
| <p>(51) Int. Cl.
<i>H02M 3/155</i> (2006.01)</p> <p>(21) 출원번호 10-2009-7008838</p> <p>(22) 출원일자 2008년07월31일
심사청구일자 2009년04월29일</p> <p>(85) 번역문제출일자 2009년04월29일</p> <p>(86) 국제출원번호 PCT/US2008/009237</p> <p>(87) 국제공개번호 WO 2009/017778
국제공개일자 2009년02월05일</p> <p>(30) 우선권주장
12/178,050 2008년07월23일 미국(US)
(뒷면에 계속)</p> | <p>(71) 출원인
인터실 아메리카스 인코포레이티드
미합중국 캘리포니아주 95035 밀피터스 머피 랜치 로드 1001</p> <p>(72) 발명자
썩, 쿤
미국 노스 캐롤라이나 27519 캐리 리틀포드 라인 105
밀러, 그레그 제이.
미국 노스 캐롤라이나 27519 캐리 터트버리 플래 이스 120</p> <p>(74) 대리인
김문중, 손은진</p> |
|--|---|

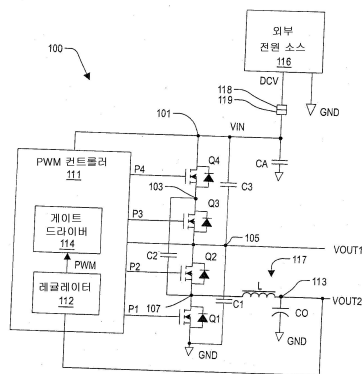
전체 청구항 수 : 총 21 항

(54) 결합된 버크 컨버터와 용량성 전압 분할기를 포함하는 전압 컨버터

(57) 요약

전압 컨버터(100, 200)은 버크 컨버터(117)와 용량성 전압 분할기를 포함한다. 컨버터는 4 개의 커패시터들, 스위치 회로(Q1-Q4), 인덕터(L) 및 컨트롤러(III)를 포함한다. 제 1 커패시터(L1)는 제 1 출력 전압(VOUT1)을 발전시키는 제 1 출력 출력 노드(105)와 기준 노드 사이에 연결되어 진다. 제 2 커패시터(C3 또는 CA)는 기준 노드 또는 제 1 출력 노드 중 어느 하나와 입력 노드 사이에 연결되어 진다. 스위치 회로는 PWM 신호의 제 1 상태에서 제 1 출력 노드와 기준 노드 사이에 제 3 커패시터(C2)를 연결하고, PWM 신호의 제 2 상태에서, 제 1 출력 노드와 제 1 입력 노드 사이에 제 3 커패시터를 연결한다. 인덕터는 제 3 커패시터에 연결되고, 제 2 출력 전압(VOUT2)을 공급하는 제 4 커패시터에 연결되는 제 2 출력 노드(113)를 공급한다. 컨트롤러는 기 설정된 레벨로 제 2 출력 전압을 조절하기 위하여 PWM 신호의 듀티 사이클을 제어한다.

대표도 - 도1



(30) 우선권주장

60/953,254 2007년08월01일 미국(US)

61/058,426 2008년06월03일 미국(US)

특허청구의 범위

청구항 1

전압 컨버터에 있어서,

기준 노드와 제 1 출력 전압을 발전시키는 제 1 출력 노드 사이를 연결하는 제 1 커패시터;

상기 기준 노드와 상기 제 1 출력 노드 중 어느 하나와 입력 노드 사이를 연결하는 제 1 커패시터;

제 1 끝단과 제 2 끝단을 구비하는 제 3 커패시터;

펄스 폭 수정 신호의 제 1 상태에서 상기 기준 노드와 상기 제 1 출력 노드 각각에 상기 제 3 커패시터의 제 1 끝단 및 제 2 끝단을 연결하고, 상기 펄스 폭 수정 신호의 제 2 상태에서, 상기 제 1 출력 노드와 상기 입력 노드 각각에 제 2 커패시터의 제 1 끝단과 제 2 끝단을 연결하는 제 1 스위치 회로;

상기 제 3 커패시터의 제 1 끝단에 연결되는 제 1 끝단과 제 2 출력 전압을 공급하는 제 2 출력 노드를 형성하는 제 2 끝단을 포함하는 인덕터;

상기 제 2 출력 전압과 상기 기준 노드 사이를 연결하는 제 4 커패시터; 및

기 설정된 전압 레벨로 상기 제 2 출력 전압을 조절하기 위하여 상기 제 1 상태와 상기 제 2 상태 사이에 상기 펄스 폭 수정 신호의 듀티 사이클을 제어하는 컨트롤러;를 포함하는 것을 특징으로 하는 전압 컨버터.

청구항 2

제 1 항에 있어서,

상기 컨트롤러는,

상기 펄스 폭 수정 신호를 공급하는 출력과 상기 출력 전압을 감지하는 출력을 구비하는 레귤레이터; 및

상기 제 1 스위치 회로를 제어하는 출력과 펄스 폭 수정 신호를 받는 스위치 드라이버 회로를 포함하는 것을 특징으로 하는 전압 컨버터.

청구항 3

제 1 항에 있어서,

상기 입력 노드에 입력 전압을 공급하는 외부 전원 소스를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 전압 컨버터.

청구항 4

제 3 항에 있어서,

상기 외부 전압 소스는 AC-DC 어댑터로 구성되는 것을 특징으로 하는 전압 컨버터.

청구항 5

제 1 항에 있어서,

상기 입력 노드에 입력 전압을 공급하는 외부 전원 소스;

재충전가능 배터리;

상기 입력 노드에 상기 외부 전원 소스의 상기 출력을 선택적으로 연결하고, 상기 제 1 출력 노드에 상기 재충전가능 배터리를 선택적으로 연결하는 제 2 스위치 회로; 및

상기 입력노드에 연결되는 전원 입력과 상기 재충전가능 배터리에 연결되는 제 1 출력과 상기 제 2 스위치 회로를 제어하기 위한 제 2 출력을 구비하는 제어회로와 배터리 충전기;를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 전압 컨버터.

청구항 6

제 5 항에 있어서,

상기 외부 전원 소스가 상기 입력 전압을 공급할 때, 상기 배터리 충전기와 제어회로는 상기 입력 노드에 상기 외부 전원 소스의 상기 출력을 연결하는 상기 제 2 스위치 회로를 제어하고,

상기 외부 전원 소스가 상기 입력 전압을 공급하지 않을 때, 상기 배터리 충전기와 제어 회로는 상기 제 1 출력 노드에 상기 재충전가능 배터리를 연결하는 제 2 스위치 회로를 제어하는 것을 특징으로 하는 전압 컨버터.

청구항 7

제 1 항에 있어서,

상기 입력 노드와 상기 제 1 출력 노드 사이를 연결하는 상기 제 2 커패시터; 및

상기 입력 노드와 상기 기준 노드 사이를 연결하는 제 5 커패시터를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 전압 컨버터.

청구항 8

결합된 버크 컨버터와 커패시터 전압 분할기를 포함하는 전자기기에 있어서,

기준 노드와 제 1 소스 전압을 발전시키는 제 1 전원 노드 사이에 연결하는 제 1 커패시터;

상기 기준 노드와 제 1 전원 노드 중 어느 하나와 입력 노드 사이에 연결되는 제 2 커패시터;

제 1 끝단과 제 2 끝단을 구비하는 제 3 커패시터;

펄스 폭 수정 신호의 제 1 상태에서, 상기 기준 노드와 상기 제 1 전원 노드 각각에 상기 제 3 커패시터의 제 1 끝단과 제 2 끝단을 연결하고, 상기 펄스 폭 수정 신호의 제 2 상태에서, 상기 제 1 전원 노드와 상기 입력 노드 각각에 상기 제 3 커패시터의 제 1 끝단과 제 2 끝단을 연결하는 제 1 스위치 회로;

상기 제 3 커패시터의 제 1 끝단에 연결되는 제 1 끝단과 제 2 소스 전압을 공급하는 제 2 전원 노드를 형성하는 제 2 끝단을 구비하는 인덕터;

상기 기준 노드와 상기 제 2 전원 노드 사이를 연결하는 제 4 커패시터;

기 설정된 전압 레벨로 상기 제 2 소스 전압을 조절하기 위하여 상기 제 1 상태와 상기 제 2 상태 사이에 상기 펄스 폭 수정 신호의 듀티 싸이클을 제어하는 컨트롤러;

입력 전압을 받기 위한 전원 소스 노드; 및

제 1 소스 전압과 제 2 소스 전압을 받고, 상기 전자 기기의 기능을 실행하는 기능적 회로; 를 포함하는 것을 특징으로 하는 전자기기.

청구항 9

제 8 항에 있어서,

상기 입력 전압을 공급하기 위한 상기 전원 소스 노드에 연결하기 위한 출력을 구비하는 외부 전원 소스를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 전자기기.

청구항 10

제 9 항에 있어서,

상기 외부 전원 소스는 AC-DC 어댑터로 구성된 것을 특징으로 하는 전자기기.

청구항 11

제 8 항에 있어서,

배터리 노드; 및

상기 입력 전압이 공급되어 질 때, 상기 입력 노드에 상기 전원 소스 노드 선택적으로 연결하고, 상기 입력 전압이 공급되어 지지 않을 때, 상기 제 1 전원 노드에 상기 배터리 노드를 선택적으로 연결하는 제어 회로를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 전자기기.

청구항 12

제 11 항에 있어서,

상기 입력 노드에 연결되는 전원 입력과 상기 배터리 노드에 연결되는 출력을 구비하는 배터리 충전기를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 전자기기.

청구항 13

제 12 항에 있어서,

상기 결합된 버크 컨버터, 상기 커패시터 전압 분할기, 상기 전원 소스 노드, 상기 배터리 노드, 상기 배터리 충전기, 상기 제어 회로 및 상기 기능적 회로는 인쇄 회로 기판 상에 통합되어 지는 것을 특징으로 하는 전자 기기.

청구항 14

제 13 항에 있어서,

상기 인쇄 회로 기판은 노트북 컴퓨터 내에 공급되어지는 것을 특징으로 하는 전자 기기.

청구항 15

제 12 항에 있어서,

상기 배터리 노드에 연결되는 단자를 구비하는 재충전가능 배터리를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 전자 기기.

청구항 16

입력 전압을 제 1 출력 전압 및 제 2 출력 전압으로 변환하는 방법에 있어서,

기준 노드에 관련된 입력 노드에 입력 전압을 공급하는 단계;

제 1 출력 전압을 발전시키는 제 1 출력 노드, 입력 노드 및 기준 노드 사이에 커패시터 루프를 연결하는 단계;

펄스 폭 수정 신호의 듀티 싸이클에 기초하고, 상기 입력 노드와 제 1 출력 노드 사이에 충전되어지고, 상기 제 1 출력 노드와 기준 노드 사이에 방전되어 지는 플라이 커패시터의 결합을 토글링하는 단계;

펄스 폭 수정 신호의 듀티 싸이클에 기초하여 상기 제 1 출력 노드와 사이 기준 노드 사이에 인덕터의 제 1 끝단을 선택적으로 토글링하는 단계;

제 2 출력 전압을 발전시키는 제 2 출력 노드에 인덕터의 제 2 끝단을 연결하는 단계; 및

기 설정된 레벨로 제 2 출력 전압을 조절하기 위한 펄스 폭 수정 신호의 듀티 싸이클을 제어하는 단계;를 포함하는 것을 특징으로 하는 입력 전압을 제 1 출력 전압 및 제 2 출력 전압으로 변환하는 방법.

청구항 17

제 16 항에 있어서,

제 2 출력 전압을 모니터링하고, 상기 기 설정된 레벨에서 제 2 전압 출력 전압을 유지하기 위한 상기 펄스 폭 수정 신호의 듀티 싸이클을 조절하는 단계; 및

상기 플라이 커패시터의 결합을 토글링하는 단계를 위하여 상기 펄스 수정 신호를 전자 스위치를 제어하기 위한 드라이브 신호로 변환하는 단계;를 포함하는 것을 특징으로 하는 입력 전압을 제 1 출력 전압 및 제 2 출력 전압으로 변환하는 방법.

청구항 18

제 16 항에 있어서,

외부 전원 소스로부터 전압을 받는 단계와 상기 입력 노드에 받아들인 상기 전압을 공급하는 단계를 더 포함하는

것을 특징으로 하는 입력 전압을 제 1 출력 전압 및 제 2 출력 전압으로 변환하는 방법.

청구항 19

제 16 항에 있어서,

배터리 노드를 공급하는 단계; 및

상기 입력 전압을 상기 배터리 노드에 공급되는 충전 전류로 변환하는 배터리 충전기를 공급하는 단계;를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 입력 전압을 제 1 출력 전압 및 제 2 출력 전압으로 변환하는 방법.

청구항 20

제 16 항에 있어서,

입력 전압이 공급되지 않을 때, 상기 제 1 출력 노드와 상기 기준 노드 사이에 배터리를 연결하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 입력 전압을 제 1 출력 전압 및 제 2 출력 전압으로 변환하는 방법.

청구항 21

제 16 항에 있어서,

상기 커패시터 루프를 연결하는 단계는,

상기 제 1 출력 노드와 상기 기준 노드 사이에 제 2 커패시터를 연결하는 단계; 및

상기 입력 노드에 제 3 커패시터의 제 1 끝단을 연결하는 단계와 상기 제 1 출력 노드와 상기 기준 노드 중 어느 하나에 제 3 커패시터의 제 2 끝단을 연결하는 단계;를 더 포함하고,

상기 플라이 커패시터의 결함을 토글링하는 단계는,

상기 펄스 폭 수정 신호의 제 1 상태에서, 상기 입력 노드와 상기 제 1 출력 노드 사이와 상기 펄스 폭 수정 신호의 제 2 상태에서 상기 제 1 출력 노드와 상기 기준 노드 사이에 플라이 커패시터를 교환적으로 연결하는 단계;로 구성되고,

상기 인덕터의 제 1 끝단을 선택적으로 토글링하는 단계는,

상기 플라이 커패시터의 제 2 끝단에 인덕터의 제 1 끝단을 연결하는 단계; 구성되는 것을 특징으로 하는 입력 전압을 제 1 출력 전압 및 제 2 출력 전압으로 변환하는 방법.

명세서

기술분야

<1> 본 발명은 2008년 8월 1일에 공개된 미국 특허 60/953,254호를 기초출원으로 한 우선권 주장 출원이다. 그것은 모든 의도와 목적을 위한 참고로서 통합되어 진다. 또한 본 발명은 2008년 6월 3일에 공개된 미국 특허 61/058,434호를 기초출원으로하여 우선권을 수반하고 있다. 본 발명은 또한, 출원발명의 명칭인 “결합된 버크 컨버터 및 용량성 전압 드라이버를 갖는 전압 컨버터” 과 관련되어 적어도 하나의 공통된 발명자와 목적과 과제가 동일하다. 따라서, 실질적으로 동일한 발명에 대해서는 우선권의 효과로서 판단시점은 기초출원일로 소급되어 진다.

배경기술

<2> 전자기기의 효율을 개선하기 위해 더 낮은 전압 레벨들에 입력 전압을 줄이는 것이 요구되어지고, 개선되어 진다. 예를 들면, 가장 최근에 노트북 컴퓨터를 위한 AC/DC 어댑터는 DC전압을 약 19V의 AC 전압으로 교환할 수 있다. 가장 최근에 존재하는 노트북 컴퓨터의 전원 시스템을 위하여, AC/DC 어댑터가 사용되었을 때, 19V 어댑터 출력 전압은 다른 노드들 즉, 배터리 충전에 따라 중앙 처리 유닛(CPU), 그래픽 처리 유닛(GPU), 메모리 등에 전원을 공급하기 위한 더 낮은 전압 공급되별을 발생하는 다운 스트림 컨버터에 직접적으로 사용되도록 공급되어 진다. 그러나, 19V 입력 전압 레벨을 사용하는 전자기기에 필요한 다양한 감소된 전압 레벨을 사용하기 위한 다운 스트림 컨버터를 최적화하는 것은 어렵다. AC에서 DC로 변환하는 어댑터의 전압 출력은 감소할 수 있다. 그러나, 전류는 같은 전력 레벨을 공급하기위하여 증가될 수 밖에 없다. 증가 된 전류 용량은 AC/DC 어댑터의

물리적인 크기를 증가시키고, 증가 된 전류 용량을 다루기 위한 와이어의 게이지를 증가시키게 된다. AC/DC 어댑터의 증가 된 출력 전류는 효율을 감소시킨다. 효율은 재충전 가능한 배터리를 사용하는 배터리-전원 전자 기기에서 매우 중요하다. 또한, 재충전 배터리가 공급되어 지면, 전압은 배터리 충전을 위해 충분한 전압을 유지하기 위하여 배터리 전압 이하로 감소되어 지지는 않는다. 본 목적을 달성하는 것은 그것의 출력 전압 레벨을 제어하기 위하여 AC/DC 어댑터에 피드백 제어 신호를 공급하는 것이다. 그것은, 출력 전압 레벨이 배터리 충전과 시스템 버스 전압을 공급하기 위해서 사용되어 진다. 이러한 목적은 더 낮은 전압 출력을 사용함으로써 달성되지만 감소된 효율에서 동일한 전력 레벨을 공급하기 위한 AC/DC 어댑터의 증가된 전류 출력을 필요로 한다.

발명의 상세한 설명

<3> 본 발명의 제 1 실시예에 따른 전압 컨버터는 용량성 전압 분할기가 결합된 버크 컨버터를 포함한다. 컨버터는 4 개의 커패시터들, 스위치 회로, 인덕터 및 컨트롤러를 포함한다. 제 1 커패시터는 제 1 출력 전압을 발전시키는 제 1 출력 노드와 기준 노드 사이에 연결되어 진다. 제 2 커패시터는 기준 노드 또는 제 1 출력 노드 중 하나와 입력 노드 사이에 연결되어 진다. 스위치 회로는 PWM 신호의 제 1 상태에서 제 1 출력 노드와 기준 노드 사이에 제 3 커패시터를 연결하고, PWM 신호의 제 2 상태에서 입력 노드와 제 1 출력 노드 사이에 제 3 커패시터를 연결한다. 인덕터는 제 3 커패시터에 연결되어 지고, 제 2 출력 전압을 공급하는 제 4 커패시터에 연결되어 지는 제 2 출력 노드를 공급한다. 컨트롤러는 기 설정된 레벨로 제 2 출력 전압을 조절하기 위하여 PWM 신호의 듀티 싸이클을 제어한다. 다른 실시예에서는, 배터리와 배터리 충전기를 포함한다. 외부 전원 소스는 입력 전압을 공급하기 위하여 포함되어 질 수 있다.

실시예

<11> 비록 본 발명이 이하에서 언급할 바람직한 실시예와 관련하여 설명되어 지지만, 본 발명의 요지와 범위로부터 벗어남이 없이 다른 다양한 수정 및 변형이 가능한 것은 당업자라면 용이하게 인식할 수 있을 것이며, 이러한 변경 및 수정은 모두 첨부된 특허 청구 범위에 속함은 자명하다.

<12> 도 1은 특정 실시예에 따른 커패시터 전압 분할기와 동기 버크 컨버터(117)가 결합된 전압 컨버터(100)의 블록도를 도시한 것이다. 전압 컨버터(100)는 입력 노드(101)와 기준 노드 즉 그라운드(GND) 사이에 계열 내에 연결되는 4개의 전자 스위치(Q1,Q2,Q3,Q4)를 포함한다. 실시예에서와 같이, 전자 스위치(Q1,Q2,Q3,Q4)는 각각이 비록 다른 형태의 전자 스위치 즉, P-채널장치, FETs의 다른 형태, 다른 형태의 트랜지스터 등으로 설계되지만 N-채널 금속 산화 반도체, 필드-효과 트랜지스터(MOSFET)로써 구성되어 진다. Q4는 입력 노드(101)에 연결된 드레인과 제 1 중계 노드(103)에 연결된 소스를 갖는다. Q3은 중계 노드(103)에 연결된 드레인과 출력 전압(VOUT1)을 발전시키는 제 1 출력 노드(105)에 연결된 소스를 구비한다. Q2는 출력 노드(105)에 연결된 드레인과 중계 노드(107)에 연결된 소스를 갖는다. Q1은 중계 노드(107)에 연결된 드레인과 GND에 연결된 소스를 갖는다. 제 1 커패시터(C1)은 노드(105)와 GND 사이에 연결되고, 제 2 `플라이` 커패시터(C2)는 중계 노드들(103, 107) 사이에 연결되어 지고, 제 3 커패시터(C3)는 입력 노드들(101, 105) 사이에 연결되어 지고, 제 4 커패시터(CA)는 입력 전압(VIN)을 필터링하기 위한 노드(101)와 GND 사이에 연결된다. 펄스 폭 수정(PWM) 컨트롤러(111)는 스위치(Q1, Q2, Q3, Q4)의 게이트 각각에 게이트 드라이브 신호(P1, P2, P3, P4)를 공급한다. VIN과 VOUT1은 PWM 컨트롤러(111)의 입력 각각에 공급되어 진다.

<13> PWM 컨트롤러(111)에 의해 제어되는 스위치(Q1-Q4)와 커패시터(C1-C3)는 VOUT1의 전압 레벨을 발전하기 위한 VIN 전압을 분할하는 스위치된 커패시터 네트워크를 형성한다. PWM 컨트롤러(111)은 제 1 부분 때문에 스위치 Q2와 Q4가 꺼져있는 동안 스위치 Q1과 Q3를 켜게되고(turn-on) 그리고 나서, 각 PWM 싸이클의 제 2 부분 때문에 스위치 Q2 와 Q4가 켜져 있는 동안에 스위치 Q1과 Q3를 끄게 된다(turn-off). 스위치된 커패시터 네트워크의 PWM 듀티 싸이클(D)는 거의 50%이고, WOUT1의 전압은 VIN 전압 레벨의 거의 1/2로 모이게 된다. 따라서, 스위칭된 커패시터 네트워크는 또한 커패시터 전압 분할기로써 언급되어 진다. 예를 들어, 전형적으로 스위치 Q1과 Q3은 약 50%의 시간으로 온(on)과 오프(off)로 토글(toggle)하고, 스위치 Q2와 Q4는 약 50%의 시간에 온(on)과 오프(off)로 토글(toggle)한다. 그러나, 듀티 싸이클(D)는 VOUT1이 여전히 VIN의 전압의 거의 절반이 남아있기 때문에, 상대적으로 많은 양에 의해 50%에서 벗어나게 된다. 이것은 이하에 설명되어진 동기 버트 레귤레이터(117)를 포함하는 전압출력의 조절을 허용할 수 있는 장점이 있다.

<14> 컨버터(100)은 추가적으로 중계노드(107)에 연결되는 특정 단자와 제 2 출력 전압(VOUT2)을 발전시키는 제 2 출력 노드(113)에 연결되는 다른 단자를 갖는 인덕터(L)를 포함한다. 출력 필터 커패시터(CO)는 출력 노드(113)와 GND 사이에 연결되어진다. 비록 동일한 기호 GND를 각각이 사용하지만 다른 형태의 그라운드 노드 즉, 신호 그라

운드, 전원 그라운드, 샴시(chassis) 그라운드 등이 사용되어 질 수 있다. 커패시터(C0)와 인덕터(L)는 중계 노드(107)에 연결되는 인덕터-커패시터(LC)회로를 형성한다. PWM 컨트롤러(111)에 의해 제어되는 스위치 Q1과 Q2, 인덕터 L 그리고, 커패시터 C0는 동기 버크 레귤레이터(117)을 형성한다. 전압 VOUT1은 VOUT2의 전압 레벨을 발전하기 위해 사용되는 버크 레귤레이터(117)을 위한 입력 전압을 공급한다. PWM 컨트롤러(111)은 듀티 사이클(D)를 발전시키는 기 설정된 전압으로 VOUT2를 조절하기 위한 Q1-Q4 스위치의 가동을 토글링한다. 즉, $VOUT2 = D \cdot VOUT1$ 여기서, “*” 는 곱하기이다. 실시예에서와 같이, VOUT2는 PWM 컨트롤러(111) 내부에 레귤레이터(112)로 피드백 되어지고, 그것은 게이트 드라이버 회로(114)에 PWM 신호를 공급한다. 게이트 드라이버 회로(114)는 스위치(Q1-Q4) 각각을 제어하기 위하여 PWM 신호를 게이트 드라이버 신호 P1-P4로 변환한다.

<15> 외부 전원 소스(116)는 노드(101)에 소스 입력 전압 VIN에 사용되어 지는 전원 소스 전압 DCV를 공급한다. 실시예에서와 같이, 외부 전원 소스(116)는 제거되어 질 수 있고, 전원 소스 전압 DCV를 전압 컨버터(100)로 변환하기 위하여 서로 기계적이고, 전자적인 인터페이스를 적용하는 커넥터 118과 119를 상호 결합하여 사용하도록 연결되어 진다. 비록 특별하게 보이진 않지만 커넥터 118과 119는 전형적으로 GND 신호를 전송하게 된다.

<16> 작동 중에, VOUT2의 전압 레벨은 기설정된 전압 레벨로 PWM 컨트롤러(111)의 레귤레이터(112)에 의해 조절되어 진다. 특히, 레귤레이터(112)는 피드백 회로를 통해 각각에 직접적으로 또는 다른 수단들을 통해 간접적으로(예를 들어, 중계노드(107)를 통해) VOUT2 전압레벨을 감지 또는 검출한다. 그리고, PWM 신호의 듀티 사이클 D를 제어하고, 게이트 드라이버 114는 순서대로 기 설정된 전압 레벨로 VOUT2 전압 레벨을 조절하기 위한 스위치 Q1과 Q2를 제어하기 위한 PWM 듀티 사이클 D를 기초한 P1 과 P2를 제어한다. 게다가, 실시예에서는, P1 신호는 “복사” 되어지고, 또는 P3와 동일하게 만들어지고, P2 신호는 P4신호와 동일하게 만들어 진다. P1=P3 그리고, P2=P4이다. 제 1 실시예에서는, 예를 들어, 신호 라인 P1과 P3는 직접적으로 함께 연결되어 지고, P2와 P4는 직접적으로 함께 연결되어 진다. 다른 실시예에서는, P1 신호는 P3 신호를 공급하기 위해 선택적으로 버퍼되어지고, P2는 P4 신호 공급하기 위하여 선택적으로 버퍼되어진다. 이러한 방식으로, PWM 컨트롤러(111)은 버크 레귤레이터 작동에 따라 VOUT2의 전압 레벨을 조절하기 위하여 P1과 P2 신호를 제어한다. 그리고, P1과 P2 신호는 커패시터 전압 분할기가 작동하는 동안 각각이 P3와 P4 신호로 복사되어 진다.

<17> 커패시터 전압 분할기 기능을 달성하기 위한 과정은 이하에서 설명되어 진다. Q1과 Q3가 꺼져있는 동안 Q2와 Q4가 켜져 있을 때, 커패시터 C2는 VIN과 VOUT1 사이에 연결되고, 그러므로 $VC1 + VC2 = VIN$ 과 같이 충전되고, VC1 과 VC2는 커패시터 C1과 C2 각각의 전압이다. Q2과 Q4가 꺼져있는 동안 Q1과 Q3가 켜져 있을 때, 커패시터 C2는 GND와 VOUT1 사이에 연결되고, 그러므로 $VC1 = VC2$ 과 같이 충전된다. 이러한 과정은 안정한 주파수로 반복되고, 식 $VC1 + VC2 = VIN$ 과 식 $VC1 = VC2$ 은 모두 $VC1 = VC2 = 1/2VIN$ 을 만족한다. 그럼에도 불구하고, 전압 컨버터(100)는 듀티 사이클 D가 50%를 벗어나더라도 즉, 적어도 40-50%의 범위에서도 높은 효율로 작동한다. 이러한 방식으로 50%에서 듀티 사이클 D의 일탈이 있더라도 VOUT1은 VIN의 전압에 약 1/2로 유지되고, VOUT2는 정확히 1/2 VOUT1이 되어야 하지 않는 요구된 전압 레벨로 조절되어진다. 그러므로 커패시터 C2는 PWM 신호의 제 1 상태에서 노드 101 과 105 사이에서 토글되어 지고, 플라이 커패시터를 충전과 방전 각각을 위한 PWM 신호의 다른 상태에서 노드 1-5와 GND 사이에서 토글되어 진다.

<18> 전압 컨버터(100)의 커패시터 전압 분할기는 전형적인 버트 컨버터 형태 구성과 비교하여 VOUT1을 통해 전원을 공급하기 위해 더 높은 효율을 가진다. 커패시터 전압 분할기 VOUT1 출력은 인덕터를 가지지 않는다. 그래서, 인덕터 코어와 전선 손실이 없다 커패시터 전압 분할기 스위치 Q1-Q4(예를 들면 MOSFETs)1 전압 턴-오프에서 작동한다. 그리고, 각 스위치는 전체 스위칭 손실이 상대적으로 낮게 하기 위해 VIN의 1/2 만을 보게 된다. 통상의 버크 컨버터에서, 스위치들은 전체 입력 전압 VIN에 노출되어 지고, 그러므로 더 높은 스위칭 손실을 가진다. 게다가, 혼자 스위치의 전도 손실은 다른 손실에 비하여 지배적으로 많다. 전도 손실은 스위칭 손실의 증가와 관계없이 스위치의 저항을 줄임으로써 감소시킬 수 있다. 예를 들어, 저항은 평행한 다중 스위치들을 연결함으로써 감소되어 질 수 있다. 이것은 전형적인 버크 컨버터 구성을 사용할 때, RISON(켜져 있을 때 소스 저항을 위한 드레인)이 스위치 실리콘 다이 영역을 증가시킬 때, 제어 단자 충전(예를 들면, 게이트 충전)는 증가하게 된다. 결과적으로, 전형적인 버크 컨버터에 스위칭 손실이 증가는 더 낮은 RDSON에 의한 전도 손실의 감소를 오프셋 한다. 이러한 구성의 또 다른 이점은 외부 전원 소스(116)는 더 높은 전압을 공급함으로써 물리적으로 더 작게 만들 수 있고, 더 높은 전류 레벨에 더 적은 전압을 공급하는 다른 어댑터와 비교하여 동일한 전류 양으로 딜리버(deliver)에 더 적은 양의 전류를 가질 수 있다.

<19> 제 1 실시예에서는, VIN은 약 9V이다. VOUT1은 약 9.5V이고, VOUT2는 약 5V이다. PWM 신호의 듀티 사이클 D, 그리고, P1과 P2 신호는 그러므로 약 버크 컨버터(117)를 위하여 9.5V의 입력 전압 레벨을 조절된 5V 전압으로 변환하기 위하여 약 53%가 된다. 듀티 사이클은 로드 컨디션과 이와 비슷한 상황에 의존하여 다소 다양하다. 스

위치 Q1과 Q2를 위해 사용된 듀티 사이클 D가 중복되어지고, 스위치 Q3과 Q4를 위한 듀티 사이클로써 사용되어 지기 때문에, 이러한 동일한 듀티 사이클D는 커패시터 전압 분할기를 위해 사용되어 진다. 듀티 사이클 D가 53%에서 다소 다양하더라도, 그것은 50% 레벨에서 상당히 근접하게 유지된다. 어떤 경우에는, VOUT1은 VOUT2가 50%에 듀티 사이클 D의 상당한 편차 조차 5V로 조절되기 때문에, VIN의 약 1/2이 남겨진다.

<20> 제 2 실시예에서는, VIN은 약 20V이고, VOUT1은 약 10V 그리고, VOUT2는 약 5V이다. 이러한 경우에 듀티 사이클 D는 약 50%이다. 그럼에도 불구하고, PWM 컨트롤러(111)는 VOUT2를 5V로 조절하기 위하여 스위치 Q1과 Q2의 듀티 사이클 D를 제어하고, 동일한 듀티 사이클 D는 앞서 설명한 바처럼, 스위치 Q3과 Q4로 복사되어 지다. 추가적으로 커패시터 CA, C2 및 CA는 커패시터 루프를 형성한다. 그것은 커패시터 CA와 C3중 어느 하나가 생략되어 질 수 있다. 제 1 실시예에서, VIN은 PWM 컨트롤러(111)에 전원을 공급하기 위하여 초기 전압 소스를 공급하고, VOUT2는 조절하기 위한 전원을 공급하기 위해 사용되어 진다. 이러한 경우에, VOUT2는 감지되지 않고, PWM 컨트롤러(111)에 직접적으로 공급되어 진다.

<21> 도 2는 전압 컨버터(100)를 포함하는 전원 회로(200)의 블록도이다. 전압 컨버터(100)는 도 1에 도시된 것과 실질적으로 비슷하게 구성된다. PWM 컨버터는 VOUT1과 VOUT2를 받고, 스위치 Q1-Q4의 게이트 각각에 제어 신호 P1-P4를 공급한다. 커패시터 C1-C3 및 CA가 포함되고 같은 방식으로 연결된다. 그러나, 커패시터 C1과 CA 모두 또는 하나가 커패시터 루프를 완성하기 위해 포함되어 진다. 작동은 실질적으로 비슷하다. PWM 컨트롤러(111)는 VOUT2 전압을 조절하기 위하여 스위치 Q1과 Q2의 듀티 사이클 D를 제어하고, VOUT1은 노드 101 과105 사이 또는 노드 105와 GND 사이에 플라이 커패시터 C2에 선택적으로 연결됨으로써 용량성 스위칭 작용을 사용하여 발전되어 진다. 실시예에서 외부 전원 소스(116)의 출력은 커넥터(118, 119)를 통해 그리고, VIN 신호를 발전시키는 노드(101)에 한 쌍의 분리 스위치(S1, S2)를 통해 전원 소스 전압 DCV를 공급한다. 분리 스위치(S1, S2)는 이하에 설명되는 바와 같이 외부 전원 소스(116)에서 전원회로(200)까지 선택적으로 2배의 전원이 공급되어 진다. 감지 회로(208)는 스위치 S1의 작동을 제어한다. 노드(101)는 배터리 충전기(203)의 입력에 추가적으로 연결된다. 배터리 충전기(203)는 재충전 가능 배터리 팩(207)의 단자에 추가적으로 연결되는 노드(205)에 출력을 구비한다. 스위치 S3은 작동 모드에 의존하여 VOUT1을 운전하기 위한 배터리 팩(207)을 선택적으로 연결하기 위한 노드 (205, 105) 사이에 연결되어 진다. 배터리 검출 회로(206)은 배터리 팩(207)의 존재를 검출하고, PWM 컨트롤러(111)를 지시하는 배터리 검출 신호 BD를 결정한다. PWM 컨트롤러(111)는 외부 전원 모드 또는 배터리 전원 모드 포함하는 작동 모드를 결정하고, 스위치(53)을 제어 하는 신호 B를 결정한다.

<22> 분리 스위치(S1, S2)는 비록 다른 형태의 전자 스위치 즉, 다른 형태의 FETs 또는 다른 트랜지스터 형태 등과같이 생각되어 지지만, P-채널 MOSFETs으로서 보여진다. 스위치 S1과 S2는 공통 드레인 백-투-백 구성에 연결되어 진다. 외부 전원 소스(116)는 초기에 커넥터(118, 119)를 통해 연결되어 질 때, 감지 회로(208)는 DCV 전압을 검출하고 천천히 상당한 인-러쉬(in-rush) 전류를 피하기 위하여 스위치 S1을 키게(turn-on)된다. 실시예에서, 감지 회로(208)은 저항-커패시터(RC) 회로 또는 외부 전원을 감지하기 위한 것을 포함한다. 스위치 S1이 켜져있는 동안, 스위치 S2의 내부 다이오드는 순방향 바이어스이고, 배터리 충전기(203)는 노드(101)를 통해 외부 전원의 존재를 검출한다. 실시예에서, 배터리 충전기(203)은 외부 전원 모드를 위한 DCV 소스 VIN이 되도록 스위치 S2를 켜기 위해 신호 A를 결정한다. 외부 전원소스를 더이상 사용하지 않을 때, 배터리 충전기(203)은분리하여 스위치 S2를 끄게된다. PWM 컨트롤러(111)는 노드(101)를 통해 DCV의 존재와 BD 신호를 통한 배터리 팩(207)을 검출하고, 작동 모드를 결정한다. 배터리 전원 모드에서, PWM 컨트롤러(111)는, B신호를 통해 스위치 S3을 켜고, 외부 전원 모드에서 PWM 컨트롤러(111)는 스위치 S3를 끈다. 앞서 설명한 바와 같이, VOUT2의 조절은 달성되어 지고, 보이는 바와 같이 PWM 컨트롤러(111)에 직접적으로 공급되어 진다면, VOUT2는 노말(normal) 작동 중에 PWM 컨트롤러(111)에 전원을 공급한다. 스위치 S3은 단순화한 형태를 보여준다. 그러나, 그것은 FETs 또는 MOSFETs등과 같은 트랜지스터로서 실행되어 진다.

<23> 특정 실시예에서, 배터리 팩(207)은 8.4V에서 12.6V의 범위를 갖는 배터리 전압을 가지는 3 리튬-이온(Li-ion)의 하나의 스택을 포함한다. 다른 배터리 구성들과 전압들은 예상되어진다(특정 구성에서 재충전 가능하지 않은 배터리들을 포함하는). 비록 도시되지는 않았으나, 배터리 충전기(203)는 분리 버크 컨버터 또는 전원 소스 전압 DCV를 충전 전압과 배터리 팩(207)을 충전하기 위한 전류로 변환하기 위한 것을 포함한다. 배터리 팩(207)은 하나 이상의 배터리 셀(cell)을 포함하고— 노드(205)와 GND 사이에 연결된다. 배터리 팩(207)이 대체적인 전원 소스를 공급한 이래로, 외부 전원 소스(116)는 선택적으로 제거될 수 있다.

<24> 외부 전원 소스(116)가 전원 소스 전압 DCV를 공급하기 위해 사용될 수 있을 때, 스위치 S1과 S2는 노드(101)상에 전압 VIN을 발전하기 위한 전원을 공급하기 위해 켜진다. 스위치 S3은 개방되어 지고, 배터리 충전기(203)은 배터리 팩(207)을 충전한다. 전압 컨버터(100)는 앞서 언급한 것과 비슷한 방식으로 작동된다. 즉, PWM 컨

트roller(111)는 기 설정된 전압 레벨로 VOUT2 전압을 조절하기 위하여 그리고, VIN의 약 1/2 전압으로써 VOUT1 전압을 발전시키기 위해 커패시터 전압 분할기를 작동시키기 위하여 P1-P4 신호들을 제어한다. 외부 전원 소스(116)를 사용할 수 없을 때, 스위치 S1과 S2는 배터리 충전기(203)와 연결되지 않게 개방되어 지거나 꺼지고, 스위치 S3은 제 1 전압 소스으로써 배터리 팩(207)의 전압이 VOUT1에 공급될 수 있도록 연결되거나 켜지게 된다. 이러한 경우에, PWM 컨트롤러(111)는 단지 앞서 언급된 VOUT2 전압을 조절하기 위하여 스위치 Q1과 Q2(각각 신호 P1과 P2를 통한)를 제어하고, P3과 P4 신호는 스위치 Q3과 Q4를 오프(off)하도록 유지하기 위하여 결정되지 않는다. 스위치 Q1 과 Q2의 듀티 사이클은 요구된 전압 레벨로 VOUT2를 조절하기 위하여 상당히 더 넓은 듀티 사이클(D) 범위(외부 전원을 사용하였을 때와 비교하여)를 가질 수 있도록, 배터리 팩(207)은 상대적으로 넓은 전압 범위(예를 들면, 8V-17V)를 가진다. 그러나, 이러한 경우에, 스위치 Q3과 Q4는 오프상태로 유지되고, 작동하지 않는다.

- <25> 전원 회로(200)의 커패시터 전압 분할기는 앞서 설명된 전압 컨버터(100)와 비슷한 방식인 전형적인 버크 컨버터 형태의 구성과 비교하여 VOUT1를 통한 전원 소실을 위한 더 높은 효율을 공급한다. 다시 말해, VOUT1에 커패시터 전압 분할기 출력은 인덕터 코어 손실과 권선(winding) 구리 손실을 가지지 않기 위해 인덕터를 가지지 않는다. 커패시터 전압 분할기 스위치 Q1-Q4는 0 전압에서 작동하고 각 스위치는 전체 스위칭 손실이 상대적으로 작도록 VIN의 단 1/2을 보게된다. 게다가 전자 스위치의 전도 손실이 다른 손실들에 비해 압도적으로 많기 때문에, 전도 손실은 스위칭 손실의 증가와 관계없이, 스위치들(예를 들어, 결합된 저항을 줄이기 위해 다중 스위치들을 평행하게 연결)의 저항(RDS(on))을 줄임으로써 감소시킬 수 있다. 이러한 구성의 다른 이점은 존재하는 AC/DC 어댑터(예를 들어 19V 노트북 컴퓨터 어댑터)는 더 높은 효율 작동을 달성하기 위해 감소된 더 높은 어댑터 출력 전압을 갖는 외부 전원 소스(116)로써 사용되어 질 수 있다.
- <26> 도 3은 전압 컨버터(100)가 결합된 전자기기(300)의 블록도를 도시한 것이다. 전자기기(300)는 외부 전원 소스(116)로부터 전원을 받는 전압 컨버터(100)와 전압 컨버터(100)로부터 전원을 받는 기능적 회로(302)를 포함한다. 기능적 회로(302)는 전자 기기(300)의 최우선 기능을 수행하는 제 1 회로가 존재한다. 외부 전원 소스(116)은 전자기기(300)상에 설치된 커넥터(119)에 커넥터들(118, 119)를 통해 전원 소스 전압(DCV)를 공급한다. 연결되었을 때, 전원 소스 전압(DCV)는 입력 전압(VIN)을 전압 컨버터(100)로 커넥터(118, 119)를 통해 공급한다. 전압 컨버터(100)는 외부 전원 소스(116)가 전원을 공급할 수 있을 때, VOUT1와 VOUT2 출력 전압을 기능적 회로(302)에 공급한다. 이러한 경우에 외부 전원 소스(116)는 단독 전원 소스이다.
- <27> 전자 기기(400)는 모바일, 휴대용 기기 즉, 예를 들면, PDA, PC 휴대용 컴퓨터, 랩탑 컴퓨터, 노트북 컴퓨터 등..., 핸드폰, 퍼스널 미디어 장치, MP3 플레이어, 휴대용 미디어 플레이어 등과 같은 모바일, 휴대용 기기를 포함하는 배터리-전원 전자 기기의 형태가 존재한다. 전원 회로(200)는 노트북 컴퓨터 등의 소스 전원을 공급하기 위해 특히 장점이 있다. 특정 실시예에서는, 노트북 컴퓨터를 위한 공통 전압 레벨은 노트북 배터리 충전을 위한 전원을 공급하는데 사용되는 19V이다. 보이는 바와 같이, VIN(또는 DCV)가 9V라면, 17V에 전압범위를 갖는 배터리 팩(207)을 충전하는데 유용하다. 그러나, 많은 다운스트림 전압 컨버터들 더 높은 전압 레벨 즉, 19V에서 더 비효율적으로 작동한다. 스위치 (Q1 - Q4)와 커패시터(C1 - C3, 및/또는 커패시터 CA)를 적용한 커패시터 전압 분할기 기능은 9.5V의 VOUT1를 위한 스텝-다운 전압레벨 또는 VIN 의 약 1/2을 공급한다. 9.5V 전압레벨은 중앙 처리 유닛(CPU), 그래픽 처리 유닛(GPU), 메모리장치 등과 같은 메인 컴퓨터 장치에 전원을 공급하는 컨버터들에 전원을 공급하는데 더욱 적합하다. 게다가, 버크 컨버터(117)는 VOUT1 전압(예를 들면 9.5V)을 다른 컴퓨터 요소들을 위해 더욱 적합한 전압 레벨로 변환하는데 유용하다. 즉, 5V는 전원을 하드 디스크 드라이브(HDD) 컨트롤러, USB 등에 공급하는데 유용하다.
- <28> 전압 컨버터(100)를 포함하는 전원 회로(200)는 giswo 전원 외로와 비교하여 개선된 오버럴(overall) 시스템 효율을 공급하기 때문에, 컴퓨터 등을 포함하는 많은 전자 기기를 위한 유용한 전압 레벨을 공급한다. 전압 컨버터(100)의 커패시터전압 분할기 부분은 더 높은 전압 레벨(예를 들면, 19V, 9.5V)을 공급한다. 스위치된 커패시터 회로의 1/2 이하에 결합 버크 컨버터는 다른 장치 요소들을 위한 유용한 조절된 전압 레벨(예를 들면 5V)을 공급한다. 게다가, 외부 전원 소스(116)는 앞서 언급한 바와 같이, 감소된 전류에 더 높은 전압 레벨을 공급하기 때문에 물리적으로 더 작게 만들어질 수 있다.
- <29> 도 5는 결합된 배터리 충전기 기능과 전압 컨버터(501)를 포함하는 다른 전원 회로(500)의 블록도를 도시한 것이다. 전압 컨버터(501)은 전압 컨버터(100)과 비슷하고, 동일한 방식으로 전자 스위치 Q1 -Q4, 커패시터 C0, C1, C2, CA, 그리고 동일한 방식으로 연결되는 인덕터 L을 포함한다. 커패시터 C3는 실시예에서 생략되어 있다. 커패시터 C1, C3, CA는 앞서 설명된 것처럼 커패시터 루프를 형성하기 때문에, 스위치된 커패시터 작동과 기능은 C3와 CA가 모두 또는 각각이 포함되어 졌을 때 상당히 비슷하다. PWM 컨트롤러(111)는 여기서 추가로 언급하

는 PWM 제어와 배터리 충전 제어 기능을 통합한 PWM 컨트롤러(503)으로 대체된다. 예를 들어, PWM 컨트롤러(103)는 레귤레이터(112)와 레귤레이터(112)가 앞서 언급한 방식과 비슷한 드라이브 신호 P1-P4를 발생하는 게이트 드라이버 회로(114)에 PWM을 공급하고, VOUT2를 조절하고, 감지하는 게이트 드라이버 회로(114)를 포함한다. PWM 컨트롤러(503)는 추가적으로 배터리 충전과 전원 회로(500)의 다른 제어 기능, 작동 모드 및 배터리 충전을 제어하기 위한 모드 제어 회로(504)를 포함한다. PWM 컨트롤러(503)에 의해 제어되는 스위치 Q1과 Q2, 인덕터(L) 및 커패시터(CO)는 이전에 설명된 것과 비슷한 방식으로 스위치된 커패시터 기능을 결합한 동기 버크 레귤레이터(117)를 형성한다. 배터리 감지 회로(206)는 배터리 팩(207)의 연결을 감지하고 앞서 언급한 것과 비슷한 방식으로 PWM 컨트롤러(503)를 위한 배터리 검출 신호 BD를 결정하기 위한 것이다.

<30> 외부 전원 소스(116)는 소형 매칭(compatible mating) 커넥터(507, 508)를 통해 연결되는 다른 외부 전원 소스(505)로 대체된다. 외부 전원 소스(505)는 외부 전원 소스(116)와 비슷한 방식에 DCV를 공급하는 전원단자와 GND 단자를 포함하는 3개의 단자들을 포함한다. 그러나, 추가적으로 PWM 컨트롤러(503)으로부터 전압 제어(VC) 신호를 받기 위한 제어 입력을 포함한다. PWM 컨트롤러(503)는 전원 소스 전압(DCV)의 전압 레벨을 조절하기 위해 외부 전원 소스(505)를 위한 VC 신호를 결정한다. 그것은 순서대로 VIN과 VOUT1의 전압 레벨을 조절한다. 전원 소스 전압 DCV는 DCV와 노드 509 사이에 계열에 연결된 전류 단자들을 구비한 분리 스위치 S1과 S2를 통해 공급되어 진다. 스위치 S1은 앞서 언급한 것과 비슷한 방식으로 감지 회로(208)에 의해 제어되어 진다. 스위치 S2는 PWM 컨트롤러(503)으로부터 공급된 신호 A에 의해 제어되어 진다. 스위치 S1과 S2는 P-채널 MOSFETs(비록 다른 형태의 전자 스위치가 사용되어 질 수 있지만)이고, 설명된 전원 회로(200)과 동일한 방식으로 작동한다. 전류 감지 저항(R1)은 PWM 컨트롤러(503)의 대응되는 입력에 연결되는 노드 101과 509 사이 그리고 노드 101과 509 모두에 연결되어 진다.

<31> VOUT1으로 발전하는 출력 노드(105)는 또한 더 높은 전압 공급을 앞서 설명한 방식과 비슷한 방식으로 전자 회로에 공급하기 위한 시스템 버스(SYSTEM BUS) 노드를 형성한다. 필터 커패시터(CSB)는 시스템 버스 노드를 필터링하기 위해 시스템 버스 노드와 GND 사이에 연결되어 진다. 배터리 충전 전류 감지 저항(R2)는 배터리 팩(207)이 연결되어질 때, 배터리 전압 VBATT로 발전하는 노드(105)와 노드(505) 사이에 연결되어 진다. 배터리 팩(207)을 통한 충전 전류는 ICHARGE 처럼 보여진다. 스위치 S3(또한, 다른 스위치 형태인 P-채널 모스펫과 같이)은 배터리 팩(207)의 단자에 연결되는 노드(505)와 노드(205) 사이에 연결되는 전류 단자를 가진다. 스위치는 PWM 컨트롤러(503)로부터 공급되는 신호B에 의해 제어되어 진다. 필터 커패시터(CB)는 VBATT를 필터링하기 위한 노드(505)와 GND사이에 연결되어 진다. 출력 노드들(105, 113)과 노드(505)는 PWM 컨트롤러(503)의 대응되는 입력에 연결되어 진다. 이러한 경우에, PWM 컨트롤러(503)은 스위치 S2와 S3 각각을 제어하기 위한 제어 신호 A와 B를 결정한다.

<32> R2를 통한 노드(105)에서 노드(505)까지에 전자 경로와 스위치 S3을 통해 그리고, 노드205를 통해, 그리고 GND에 배터리 팩(207)은 배터리 충전 경로로서 언급되어 진다. 저항(R2)는 PWM 컨트롤러(503)나 ICHARGE를 측정하기 위한 R2를 가로지르는 전압을 감지하는 감지 저항이다.

<33> 이러한 경우에, PWM 컨트롤러(503)은 PWM 컨트롤러(111)의 PWM 제어 기능과 배터리 충전기(203)을 위해 설명된 배터리 충전 제어 기능을 통합한다. 그러나, PWM 컨트롤러(503)는 분리 배터리 충전기를 포함하지 않는다. 대신에, 커패시터 전압 분할기의 출력은 노드 105에 vOUT1을 통해 배터리 팩(207)을 충전하기 위해 적용된다. 이것은 분리 배터리 충전기를 제거하고, 회로를 일치시킴으로 상당한 장점을 가진다. PWM 컨트롤러(503)는 vOUT2의 전압을 모니터링하고, 안퍼 설명된 전압 레귤레이터(100)와 전원회로(200)와 비슷한 방식에서 듀티 사이클 D(Q1/Q3 그리고 Q2/Q4를스위칭)을 제어함으로써 기 설정된 전압 레벨에 VOUT2 전압을 조절한다. PWM 컨트롤러(503)은 VIN 전압과 전류 감지 저항(R1)을 가르는 전압을 모니터링함으로써 외부 전원소스(505)을 통해 노드(101)에 공급되는 전류를 모니터링한다. PWM 컨트롤러(503)는 추가적으로 노드(105)를 통해 vout1 전압, 노드(505)를 통해 배터리 전압 VBATT, 그리고 전류 감지 저항(R2, 또는 VOUT1과 VBATT 사이에 다른 전압을 가르는 전압을 통해 배터리 충전 전류(ICHARGE)를 모니터링한다. PWM 컨트롤러(503)는 번압 제어 신호(VC)를 통한 DCV 신호의 전압레벨을 제어한다.

<34> 배터리 팩(207)은 최소 배터리 전압과 최대 배터리 전압 사이에 노말 배터리 전압 범위를 가진다. 그러나 충전 가능 배터리(2차전지)는 방전될 수 있고, 보토 최소 배터리 전압보다 작게되어 질 수 있다. 그럼에도 불구하고, 방전된 배터리에 충전이 요구된다. 스위치 S3은 배터리 팩(207)의 전압이 최소 배터리 이하일때, 전체적으로 켜지게 되면 그리고 나서, VOUT1 전압(그리고, 시스템버스는 요구되지 않은 결과에 원인인 최소 레벨 이하가 된다(즉, 전원 회로500에 의해 전원되어지는 전자기기의 실패의 원인이된다). 대신에, 스위치 S3은 유지(trickle) 충전 모드 동안에 실제 배터리 전압 이상에 VOUT1을 허용하는 동안 유지 충전(또는 상대적으로 낮은 전류 또

는 유지 전류레벨)을 공급하기 위한 리니어한 범위에 PWM 컨트롤러(503)에 의해 제어된다. 특히, PWM 컨트롤러(503)은 PWM 컨트롤러(503)은 두배 최소 전압 레벨에 DCV를 결정하기 위한 외부 전원 소스(505)를 원인으로 하는 VC 신호를 결정한다. 그것은 두배의 노말 최소 배터리 전압과 대응된다. 스위치 S1과 S2는 VIN 또한, 두배 최소 전압 레벨의 전압 레벨을 갖도록 커지게 된다. 전자 스위치 Q1-Q4에 의해 스위치된 커패시터 C1, C2, CA의 커패시터 전압 분할 기능 때문에, VOUT1이 노말 최소 배터리 전압 레벨인 VIN 전압의 1/2이 된다. 그러므로, VOUT1은 VBATT가 유지 충전 모드 동안에 최소 이하라도, VOUT1은 최소 배터리 전압레벨로 유지되어 진다. 유지 충전 전류는 일정할 필요는 없다. 특정 실시예에서는, 유지 충전 전류 레벨이 배터리 전압이 최소 배터리 전압 레벨로 상승하는 것처럼 상승한다. 그러나, PWM 컨트롤러(503)의 듀티 사이클(D)은 그것의 조절된 전압 레벨에 VOUT2를 유지하기 위해 필요되어지는 어떠한 값이다.

<35> 배터리 팩(207)의 전압이 최소 전압 레벨(유지 충전의 결과로서)이 될 때, PWM 컨트롤러(503)은 더 빠른 속도에 배터리 팩(207)을 충전하기 위한 상대적으로 높은 일정한 전류를 전송하는 일정한 전류 충전모드로 스위칭한다. 일정 전류 충전 모드에서, PWM 컨트롤러(503)는 ICHARGE와 VBATT를 충전하고, 일정한 충전 전류 레벨에 ICHARGE를 유지하기 위한 전압 제어 신호(VC)를 통한 VIN 전압레벨을 조절한다. VOUT1은 배터리 팩(107)이 일정한 전류로 충전되어 지는 동안, 최소와 최대 배터리 전압 레벨 사이이다. VBATT가 최대 배터리 전압 레벨을 도달하였을 때, PWM 컨트롤러(503)는 PWM 컨트롤러(503)이 일정 레벨(최대 배터리 전압 레벨)에 VBATT를 유지하기 위한 DCV의 전압을 제어하는 일정 전압 충전 모드로 스위칭한다. VBATT가 그것의 최대레벨에 도달할 때, 충전 전류는 VBATT를 일정하게 유지하기 위해 필요한 소정의 값으로 변환된다(예를 들어, 감소).

<36> 특정 실시예에서는, VBATT에서 측정된 바와 같이, 배터리 팩(207)의 노말 전압 범위는 최소 전압 레벨 8.4V와 최대 전압 레벨 12.6V 사이에 있다. 또한, VOUT2를위한 공칭 또는 목표 레벨은 약 5V이다. 이러한 경우에, VBATT는 유지 충전 모드에 8.4V에 또는 이하에 있을 때, PWM 컨트롤러(503)는 VOUT1은 약 8.4V 또는 약간 더 높게되어 지도록 최소 레벨에 2배 또는 약 16.8V로 DCV를 제어한다. PWM 컨트롤러(503)는 듀티 사이클 D가약 60%가 되도록 5V에서 VOUT2를 조절한다. 일정 전류 충전 모드에서 8.4와 12.6V 사이에 있다면, PWM 컨트롤러(503)는 ICHARGE의 일정 충전 전류 레벨을 유지하기 위한 DCV 전압을 제어한다. VBATT는 통상적으로 일정 전류 충전 모드 중에 상승하기 때문에, PWM 컨트롤러(503)는 DCV를 증가시키고, 5V에 VOUT2를 유지하기에 적합하게 듀티 사이클(D)를 감소시킨다. VBATT가 일정 전압 충전 모드를 위해 12.6V의 최대 레벨에 도달할 때 PWM 컨트롤러(503)은 12.6V에VBATT를 유지하기 위해 DCV를 제어한다. 일반적으로 DCV는 배터리 전압의 약 2배 또는 약 25.2V로 유지되어 진다. VOUT1가 일정 전압 모드 동안에 약 12.6V 또는 약간 그 이상으로 유지된 이래로, 그리고 나서 듀티 사이클(D)는 5V에 VOUT2를 유지하기 위하여 약 40%로 하락하게 된다. 이러한 방식으로 듀티 사이클(D)는 유지(trickle), 일정전류 및 일정 전압 배터리 충전 모드 동안에 40%-60%사이의 범위에 있다. 비록 커패시터 전압 분할기를 위한 최대 효율 듀티 사이클이 50%이지만(DCV가 20V 그리고, VOUT1이 10V일 때), 오버럴 효율은 40%-60%의 듀티 사이클 범위 이내에서 상대적으로 높게 남게진다.

<37> PWM 컨트롤러(503)은 DCV를 검출하고, 배터리 충전기(203)을 위해 앞서 설명된 비슷한 방식으로 스위치 S3을 제어한다. 그리고, PWM 컨트롤러(503)은 PWM 컨트롤러(111)을 위해 앞서 설명된 비슷한 방식으로 BD 신호를 통해 배터리 팩(207)을 검출한다. PWM 컨트롤러(503)은 외부 전원모드와 배터리 전원모드 사이에 작동 모드를 제어하고, 외부 전원 소스(505)과 배터리 팩(207)이 모두 검출되어 질 때 배터리 충전 기능을 제어한다. 외부 전원 소스(505)가 공급된 전원과 배터리 팩(207)이 연결되지 않는다면, VOUT1이 완전히 충전된 배터리의 전압 이하가 되도록 PWM 신호의 50% 듀티 사이클을 위한 적절한 레벨에 VIN 전압 레벨을 지시가 가능하다. 그것은 커패시터 전압 분할기의 최대 효율을 제공한다. VOUT1이 배터리 전압 이하인 동안 완전히 충전된 배터리 팩(207)이 노드(205)에 연결된다면, 그러나 스위치 S3의 내부 다이오드는 일시적인 경합(contention)을 이유로 순방향 바이어스가 된다. 그것은 PWM 컨트롤러(503)에 dIm해 빠르게 해결된다.

<38> 특정 실시예에서, 외부 전압 소스(505)가 DCV를 공급하고, 배터리 팩(207)이 검출되지 않을 때, 그리고 나서, PWM 컨트롤러(503)는 DCV를 레벨이 50% 듀티 사이클에 도달하는 것보다 오히려 최대 배터리 전압 레벨을 지시한다. 배터리 팩(207)이 연속적으로 검출되어 지면, 그리고 나서, PWM 컨트롤러(503)는 VBATT 전압을 모니터링하는 동안 스위치 S3을 켜기 시작하고, 적절한 전압 레벨과 배터리 충전 모드(앞서 설명한 유지 충전 모드, 일정 전류 충전 모드 또는 일정 전압 충전 모드 중 어느 하나)를 변환하기 위한 VC 신호를 통해 VIN을 조절한다. 배터리 팩(207)없이 최대 배터리 전압 레벨에 작동은 스위치된 커패시터 회로(예를 들면, 50%보다 40%)를 위해 선택적 스위칭 효율이 필요없음에도 불구하고, 여러 이익들이 달성되어 진다. 첫째, 완전히 충전된 배터리를 갖는 배터리 커플링 이슈(coupling issues)는 피해진다. 두번째, 외부 전원 소스(505)는 더 높은 전압레벨에서 작동하고, 동일한 전원 레벨에 외부 전원을 공급하고, 더 높은 작동 효율을 달성하기 위해서 전류 레벨을 감소한다.

세번째, 동일한 전원 레벨을 전달하기 위한 감소된 전류와 증가된 전압에 VOUT1을 작동하는 것은 또한 어댑터를 위한 더 높은 작동 효율을 달성하게 된다.

- <39> PWM 컨트롤러(503)은 일정한 전류 충전 모드 동안 기 설정된 디폴트(default) 전류 레벨(예를 들어, 4 암페어)에 배터리 팩(207)을 충전한다. 다른 실시예에서, 배터리 검출 회로(206)는 `덤(dumb)` 또는 `스마트(smart)`를 인터페이스하기 위한 회로를 검출하는 스마트 배터리로 대체된다. 스마트 배터리 검출 회로는 레귤러 또는 덤 배터리 팩을 감지한다면 그리고 나서 작동은 충전되지 않고 유지된다. 스마트 배터리 팩이 검출되어 진다면, 스마트 배터리 검출 회로는 특별한 충전 전류 및/또는 전압 레벨을 위하여 특별한 충전 정보를 스마트 배터리 팩에서 PWM 컨트롤러(503)로 나르게 된다. 예를 들어, 스마트 배터리 팩은 3.8A의 일정 전류 충전과 25V의 최대 전압을 지시한다.
- <40> 전원 회로(500)의 커패시터 전압 분할기는 전원 회로(200)을 위한 앞서 설명된 것과 비슷한 방식인 전형적인 버크 컨버터 형태 구성에 비교하여 VOUT1을 통해 전원을 소싱(sourcing)하기 위해 더 높은 효율을 제공한다. 다시 말해 VOUT1의 커패시터 전압 분할기 출력은 인덕터를 구비하지 않는다. 따라서, 인덕터 코어 손실과 권선(winding) 구리 손실이 없다. 커패시터 전압 분할기 스위치(Q1- Q4)는 0 전압에서 꺼지고(turn-off), 각 스위치는 전체 스위칭 손실이 상대적으로 낮은 단 1/2 VIN로 표현된다. 게다가, 전자 스위치의 전도 손실은 다른 손실에 비해 지배적으로 크기 때문에, 전도 손실은 스위칭 손실(예를 들어 저항을 줄이기 위해 다중 스위치들을 평행하게 연결함으로써)의 증가와 관계없이, 저항을 줄임으로써 감소되어 질 수 있다. 이러한 구성의 또 다른 이익은 외부 전원 소스(505)는 더 높은 전압과 더 높은 전류 레벨에 더 작은 전압을 공급하는 다른 어댑터와 비교하여 동일한 전력을 전달하는 더 낮은 전류와 더 높은 전압을 공급함으로써 물리적으로 더 작게 만들 수 있다.
- <41> 전원 시스템(500)은 추가적인 이점을 제공한다. 배터리 충전 컨트롤과 VOUT2 PWM 컨트롤은 단일 컨트롤러로 통합된다. PWM 컨트롤러(503)는 VOUT1과 VOUT2 전압을 기초로 듀티 사이클(D)을 발생한다. PWM 컨트롤러(503)는 배터리 충전 상태를 기초로 외부 전원 소스(505)에 다시 보내기 위한 VC 신호가 발생한다. 전원 스테이지 요소는 더 낮은 오버럴 시스템 비용을 위해 감소되어지고, 전원 밀도를 증가시킨다. 추가적인 배터리 충전기(배터리 충전기(203)는 회로에서 추가적인 인덕터를 제거하기 위해 제거되어 진다. 대신에, 시스템 버스를 소싱하는 효과적인 VOUT1 출력은 배터리 팩(207)을 충전하기 위해 사용되어 진다.
- <42> 도 6은 기능적 회로(602)과 전원 회로(500)를 통합한 전자 기기(600)의 블록도를 도시한 것이다. 전원회로(500)와 지능적 회로(602)는 앞서 설명한 전자기기(400)와 비슷한 방식인 전자 기기(600) 내에 PCB(601) 상에 설치되어짐을 알 수 있다. 기능적 회로(602)는 전자기기(600)의 우선적인 기능을 수행하는 제 1 회로로 표현된다. 전자기기가 컴퓨터라면, 즉, 노트북 컴퓨터, PCB(601)는 컴퓨터 내부에 다른 비슷한 PCB 또는 머더보드(motherboard)로 표현된다. 전자 기기(600)는 배터리 팩(207)이 앞서 언급한 비슷한 방식의 전자기기(400)에 슬랏(603) 내부로 삽입되어 질 때, 배터리 노드(407)와 대응하여 전지적으로 인터페이스하기 위한 유사한 단자(405)를 포함한다. 적어도 하나의 노드(407)는 앞서 설명된 전원 소싱을 위한 또는 충전 전류를 받기 위한 배터리 노드(205)에 연결된다. 도시된 바와 같이, 단순화되어 지고, 구성을 제한하려는 의도는 아니다. 특정 실시예에서, 배터리팩(207)은 요구된 바와 같이 재충전이 가능하다. 다른 실시예에서, 배터리 팩(207)은 재충전 되지 않으나, 단순하게 대체가능 배터리팩이 될 수 있다. 또한, 배터리 팩(207)은 외부 접근(예를 들어, MP3 또는 미디어 플레이어 등의 통합된 배터리 구성)을 통해 제거되어질 수 있는 것보다 전자기기(600)에 통합되어 진다.
- <43> 외부 전원 소스(505)과 전자기기(600)는 전원소스 전압 DCV를 전원회로(500)에 공급하고, 전원제어 신호 VC를 외부 전원 소스(505)에 나르기 위한 소형(compatible) 매칭(mating) 커넥터(507, 508)를 포함한다. 특정 실시예에서, 외부 전원소스(505)는 AC/DC 어댑터이다. 연결되어 졌을 때, 전원 소스 전압 DCV는 전원 회로(500)에 입력 전압 VIN을 소스하고, PWM 컨트롤러(503)은 앞서 설명한 VC 신호를 통해 전원 소스 전압 DCV의 전압 레벨을 제어한다. 전원 회로(500)는 전원을 공급하기 위한 앞서 설명한 VOUT1과 VOUT2 출력 전압을 전자기기(600)의 기능적 회로(602)에 공급한다. 외부 전원 소스(505)가 사용되지 않는다면, 그리고 나서, 충분히 충전되어 진다면 배터리 팩(207)에 전원이 공급된다. 전자 기기(600)는 모바일, 휴대용 기기, 예를 들어, 어떤 형태의 PDA, PC, 휴대용 컴퓨터, 랩탑 컴퓨터, 노트북 컴퓨터 등..휴대폰, 퍼스널 미디어 장치, MP3 플레이어, 휴대용 미디어 플레이어 등을 포함하는 소정 형태의 배터리-전원 전자 기기이다.
- <44> 전원 회로(500)는 노트북 컴퓨터 등의 소스 전압을 공급하기 위하여 특별한 장점이 있다. 커패시터 전압 분할기 출력 VOUT는 배터리 충전을 위해 그리고, 고정된 전압을 조절하기 위한 버크 컨버터를 위한 소스 전압을 공급하기 위하여 사용되어 진다. 커패시터 분할기 출력 전압은 VC 피드백 신호에 기초하여 외부 전원 소스(505)에 의해 조절되어 진다. 피드백 VC 신호는 배터리 팩(207)의 충전 상태에 의해 결정된다. 커패시터 전압 분할기와 버

크 컨버터의 듀티 싸이클(D)은 그것이 요구되어진 전압 레벨, 즉 5V 또는 어떤 다른 적당한 전압 레벨에 버트 컨버터 출력 전압을 조절하는 것과 같은 방식으로 제어되어 진다. 시스템 전원 버스 전압은 배터리 전압 범위 내에서 다양하다. PWM 조절기능은 전형적인 버크 컨버터와 비교하여 저 낮은 비용으로 배터리 충전기 기능을 결합하게 된다. 전원 회로(500)는 전자 기기(600)의 열 처리에 이점을 가지고 높은 전원 전환 효율을 제공한다. 전원 소스(505)의 크기는 감소되고, 전선 요구가 완화되어진다. VOUT1의 더 낮은 전압레벨은 전원을 주요 컴퓨터 장치 즉, CPU, GPU, 메모리 장치 등에 전원을 공급하는 컨버터에 전원을 공급하기에 더 적당하다. 게다가, 버크 컨버터(117)는 다른 컴퓨터 요소, (즉, 전원을 HDD 컨트롤러, USB 등에 공급하기에 유용한 5V) 들을 위하여 VOUT1 전압을 더 적당한 전압 레벨로 전환하기에 유용하다.

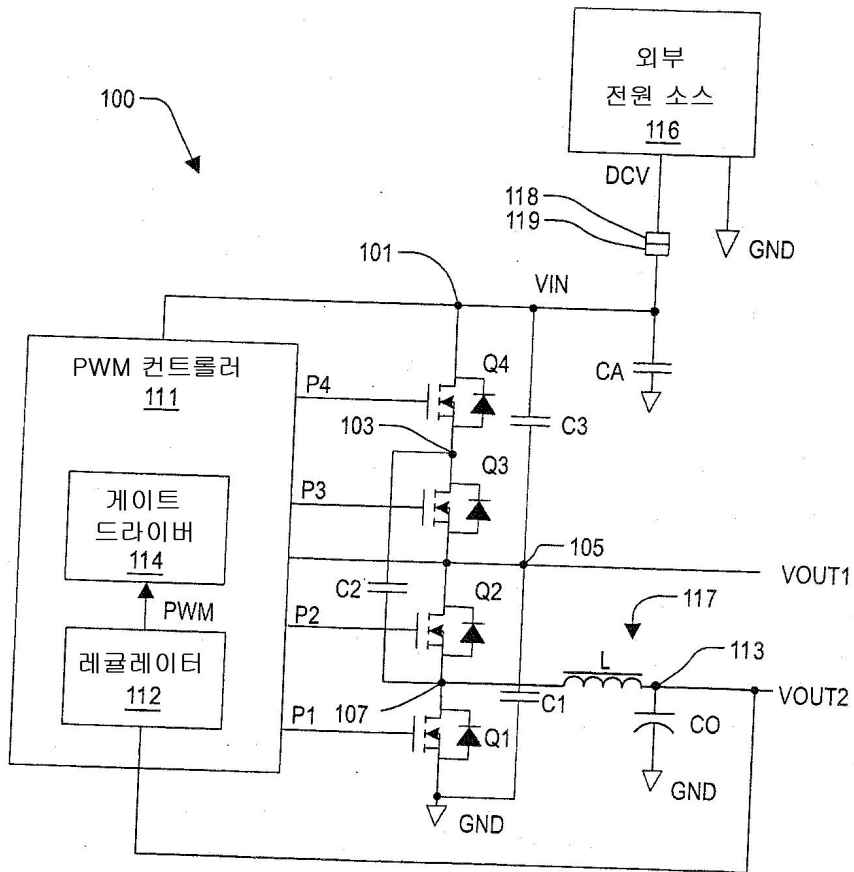
<45> 비록 본 발명은 상세한 설명과 특정 실시예 그리고, 도면에 의해 상세하게 설명되었지만, 다른 변형과 다양화가 가능하고, 이들을 고려하여 해석하여야한다. 예를 들어, PWM 컨트롤러 111과 503은 이산(discrete) 회로 또는 칩 상에 통합되어 또는 회로에 통합되어 또는 이들 모두에 결합되어 실행되어 질 수 있다. 또한, PWM 컨트롤러 111과 503은 아날로그 또는 디지털 PWM 컨트롤러들에 의해 실행되어 진다. 비록 본 발명이 상기에서 언급한 바람직한 실시예와 관련하여 설명되어 지지만, 본 발명의 요지와 범위로 부터 벗어남이 없이 다른 다양한 수정 및 변형이 가능한 것은 당업자라면 용이하게 인식할 수 있을 것이며, 이러한 변경 및 수정은 모두 첨부된 특허 청구 범위에 속함은 자명하다.

도면의 간단한 설명

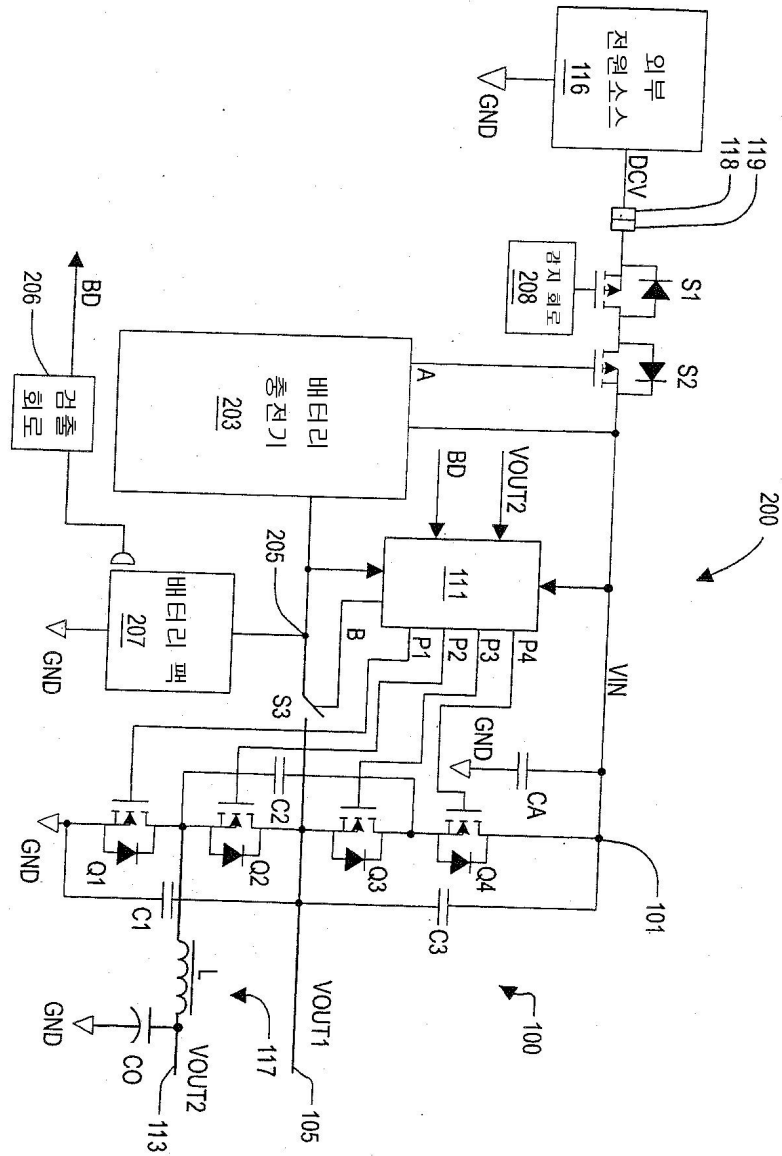
- <4> 본 발명의 그 밖에 목적, 특정한 장점들 및 신규한 특징들은 첨부된 도면들과 관련하여 이하의 상세한 설명과 바람직한 실시예로부터 더욱 명확해질 것이다.
- <5> 도 1은 본 발명의 실시예에 따른 동기(synchronous) 버크 컨버터와 용량성 전압 분할기가 결합된 전압 컨버터의 블록도,
- <6> 도 2는 도 1의 전압 컨버터를 포함하는 전원 회로의 블록도,
- <7> 도 3은 도 1의 전압 컨버터를 통합한 전자기기의 블록도,
- <8> 도 4는 도 2의 전원 회로를 통합한 전자 기기의 블록도,
- <9> 도 5는 전압 컨버터와 결합된 배터리 충전 기능을 포함하는 다른 전원 회로의 블록도,
- <10> 도 6은 도 5의 전원 회로를 통합한 전자 기기의 블록도를 도시한 것이다.

도면

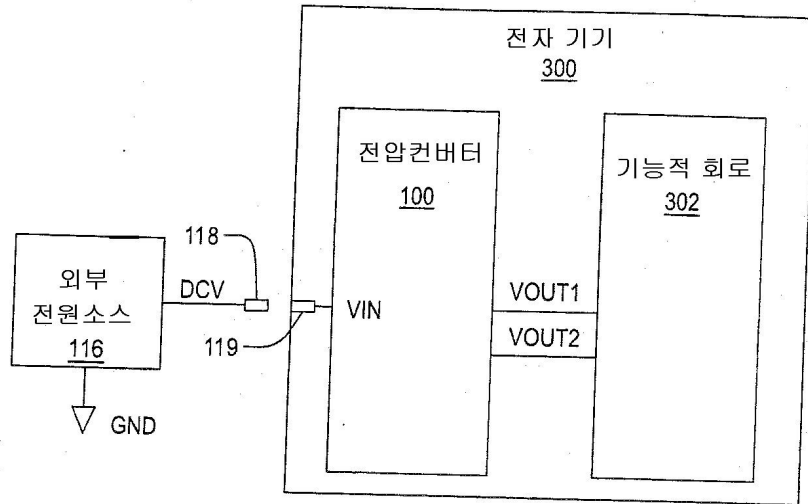
도면1



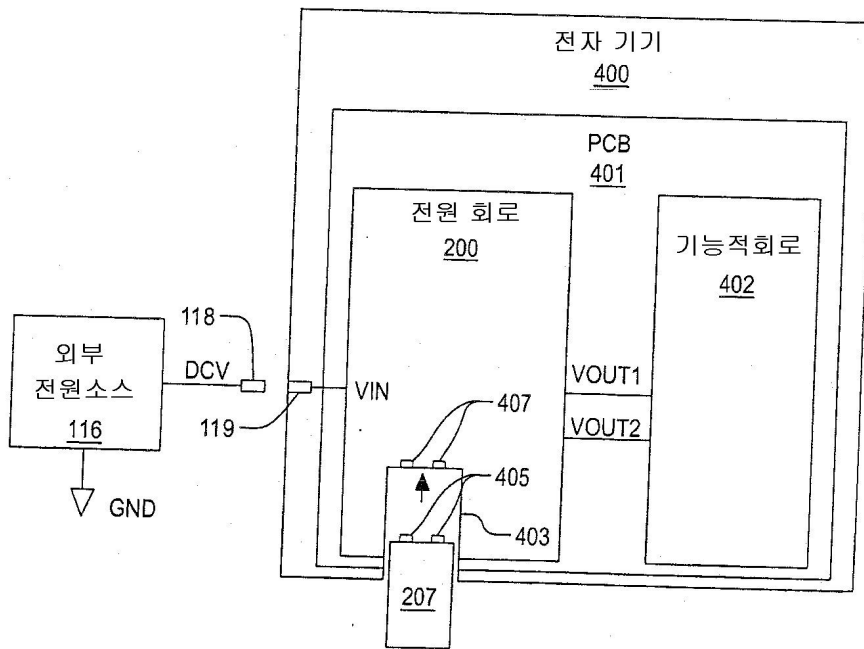
도면2



도면3



도면4



도면6

