



(19) 대한민국특허청(KR)  
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2013년08월29일  
(11) 등록번호 10-1301850  
(24) 등록일자 2013년08월23일

(51) 국제특허분류(Int. C1..)  
*H02M 3/28* (2006.01)  
(21) 출원번호 10-2012-0040751  
(22) 출원일자 2012년04월19일  
심사청구일자 2012년04월19일  
(65) 공개번호 10-2013-0009604  
(43) 공개일자 2013년01월23일  
(30) 우선권주장  
13/184,327 2011년07월15일 미국(US)

(56) 선행기술조사문헌  
동국대학교 석사학위논문(제목 : 동기정류방식을 이용한 고효율 하프 브리지 컨버터에 관한 연구), 논문발표 1998년 12월\*  
US5959850 A  
US6545883 B2  
US5991167 A  
\*는 심사관에 의하여 인용된 문헌

(73) 특허권자  
오투 마이크로, 인코포레이티드  
미합중국 캘리포니아 95054 산타클라라 3118 패트릭 헨리 드라이브  
(72) 발명자  
라즐로 립세이  
미국 캘리포니아 95008 캠벨 리키 드라이브 813  
알린 게르게스쿠  
미국 캘리포니아 95054 산타 클라라 패트릭 헨리 드라이브 3118  
캐럴린 포포비치  
미국 캘리포니아 95054 산타 클라라 패트릭 헨리 드라이브 3118  
(74) 대리인  
권혁록

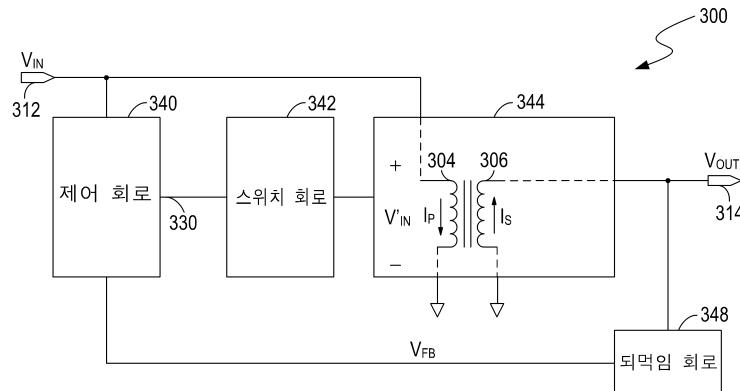
전체 청구항 수 : 총 19 항

심사관 : 배진용

(54) 발명의 명칭 전력 컨버터용 제어장치

**(57) 요 약**

전력 컨버터용 제어 장치에 있어서, 제어 단자는 제어 신호를 제공하여 전력 컨버터를 제어한다. 제어 신호의 사이클은 제1 시간 간격 및 제2 시간 간격을 포함한다. 제1 시간 간격에서 제어 회로는 변압기 회로의 일차 권선을 통하여 흐르는 일차 전류 및 변압기 회로의 이차 권선을 통하여 흐르는 이차 전류를 감소시킬 수 있고, 그리고 제2 시간 간격에서 일차 전류를 증가시키는 것을 종료시킬 수 있다. 제어 회로는 또한 제1 시간 간격을 제어하여 일차 전류에 제공된 입력 전압에 반비례하도록 할 수 있다.

**대 표 도** - 도3

## 특허청구의 범위

### 청구항 1

전력 컨버터용 제어 장치에 있어서,

상기 전력 컨버터를 제어하는 제어 신호를 제공하도록 형성되고, 상기 제어 신호의 한 사이클은 제1 시간 간격 및 제2 시간 간격을 포함하는, 제어 단자; 및

상기 제어 단자에 연결되어 있으며, 상기 제1 시간 간격에서, 트리거 신호에 반응하여 시간 측정을 개시하고, 상기 트리거 신호에 반응하여 제1 수준으로 상기 제어 신호를 제어하여, 변압기 회로의 일차 권선을 통하여 흐르는 일차 전류 및 상기 변압기 회로의 이차 권선을 통하여 흐르는 이차 전류가 증가하도록 하고, 상기 제1 시간 간격이 만료하는 경우, 상기 제어 신호를 제2 수준으로 변화시켜, 상기 제2 시간 간격에서 상기 일차 전류의 증가를 종료시키며, 그리고 상기 제1 시간 간격을 제어하여 상기 일차 권선에 제공된 입력 전압에 반비례하도록 하는 제어 회로를 포함하는 것을 특징으로 하는 전력 컨버터용 제어장치.

### 청구항 2

청구항 1에 있어서, 상기 제어 신호는 상기 제1 시간 간격 동안 상기 일차 전류가 정점 수준(peak level)까지 증가하도록 만들고, 그리고 상기 정점 수준은 상기 제어 신호의 다수 개의 사이클에서 일정한, 전력 컨버터용 제어장치.

### 청구항 3

청구항 1에 있어서, 상기 일차 권선에 직렬로 연결된 스위치를 더 포함하고, 상기 스위치는 상기 제어 신호에 의하여 교대로 점멸하는 (turn on and off), 전력 컨버터용 제어장치.

### 청구항 4

청구항 1에 있어서, 상기 제어 회로는 제1 타이머를 포함하고, 상기 제1 타이머는 상기 트리거 신호에 반응하여 상기 시간의 측정을 개시하고, 상기 트리거 신호에 반응하여 상기 제어 신호를 상기 제1 수준으로 제어하며, 상기 제1 시간 간격이 만료하는 경우, 상기 제어 신호를 상기 제2 수준으로 변화시키고, 그리고 상기 제1 시간 간격을 제어하여 상기 입력 전압에 반비례하도록 하는 전력 컨버터용 제어장치.

### 청구항 5

청구항 4에 있어서, 상기 제어 회로는 상기 제1 타이머에 연결된 제2 타이머를 더 포함하고, 상기 제2 타이머는 상기 제어 신호의 수준에서의 변화에 반응하여 시간 측정을 개시하며, 그리고 상기 제2 시간 간격이 만료하는 경우, 상기 트리거 신호를 발생시키는 전력 컨버터용 제어장치.

### 청구항 6

청구항 5에 있어서, 만약 상기 전력 컨버터의 출력 전압이 미리 설정된 수준에 비하여 크다면, 상기 제2 타이머는 상기 제2 시간 간격을 증가시키고, 그리고 만약 상기 출력 전압이 상기 미리 설정된 수준에 비하여 작다면, 상기 제2 시간 간격을 감소시키는 전력 컨버터용 제어장치.

### 청구항 7

청구항 4에 있어서, 상기 제어 회로는 추가로 상기 제1 타이머에 연결되고 하나의 주파수에서 상기 트리거 신호를 발생시키는 오실레이터를 더 포함하는 전력 컨버터용 제어장치.

### 청구항 8

청구항 7에 있어서, 만약 상기 전력 컨버터의 출력 전압이 미리 설정된 수준에 비하여 크다면, 상기 오실레이터는 상기 주파수를 감소시키고, 만약 상기 출력 전압이 상기 미리 설정된 수준에 비하여 작다면, 상기 주파수를 증가시키는 전력 컨버터용 제어장치.

**청구항 9**

청구항 1에 있어서, 상기 전력 컨버터는 순방향 컨버터(forward converter), 풀-풀시 컨버터, 하프-브리지 컨버터 및 풀-브리지 컨버터로 구성된 그룹으로부터 선택된 변환 회로(conversion circuitry)를 포함하는 전력 컨버터용 제어장치.

**청구항 10**

전력 컨버터를 제어하는 방법에 있어서,

제어 신호를 사용하여 변압기 회로를 제어하고, 상기 제어 신호의 사이클은 제1 시간 간격 및 제2 시간 간격을 포함하도록 하는 단계;

상기 제1 시간 간격에서, 트리거 신호에 반응하여 시간 측정을 개시하고, 상기 트리거 신호에 반응하여 제1 수준으로 상기 제어 신호를 제어하여, 상기 변압기 회로의 일차 권선을 통하여 흐르는 일차 전류 및 상기 변압기 회로의 이차 권선을 통하여 흐르는 이차 전류를 증가시키는 단계;

상기 제1 시간 간격이 만료하는 경우, 상기 제어 신호를 제2 수준으로 변화시켜, 상기 제2 시간 간격에서 상기 일차 전류의 상기 증가를 종료시키는 단계; 및

상기 제1 시간 간격을 제어하여 상기 일차 권선에 제공된 입력 전압에 반비례하도록 하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 전력 컨버터의 제어 방법.

**청구항 11**

청구항 10에 있어서, 상기 일차 전류를 증가시키는 것은 상기 제1 시간 간격 동안 정점 수준으로 상기 일차 전류를 증가시키는 단계를 포함하는 전력 컨버터의 제어 방법.

**청구항 12**

청구항 11에 있어서, 상기 제1 시간 간격을 제어하는 단계는 상기 정점 수준을 제어하여 상기 제어 신호의 다수 개의 사이클에서 일정하도록 하는 단계를 포함하는 전력 컨버터의 제어 방법.

**청구항 13**

삭제

**청구항 14**

청구항 10에 있어서, 상기 제어 신호의 상기 사이클이 만료하는 경우, 상기 트리거 신호를 발생시키는 단계; 만약 전력 컨버터의 출력 전압이 미리 설정된 수준에 비하여 크다면, 상기 사이클을 증가시키는 단계; 및 만약 출력 전압이 상기 미리 설정된 수준에 비하여 작다면, 상기 사이클을 감소시키는 단계를 더 포함하는 전력 컨버터의 제어 방법.

**청구항 15**

전력 컨버터에 있어서,

일차 권선 및 이차 권선을 포함하고, 다수 개의 사이클에서 작동하도록 형성되며, 상기 다수 개의 사이클 중 하나의 사이클은 제1 시간 간격 및 제2 시간 간격을 포함하는 변압기 회로; 및

상기 변압기 회로에 연결되고, 상기 변압기 회로를 제어신호를 사용하여 제어하며, 상기 제1 시간 간격에서, 트리거 신호에 반응하여 시간 측정을 개시하고, 상기 트리거 신호에 반응하여 제1 수준으로 상기 제어 신호를 제어하여, 상기 일차 권선을 통하여 흐르는 일차 전류 및 상기 이차 권선을 통하여 흐르는 이차 전류가 증가하도록 작동하며, 상기 제1 시간 간격이 만료하는 경우, 상기 제어 신호를 제2 수준으로 변화시켜, 상기 제2 시간 간격에서 상기 일차 전류가 증가하는 것을 종료시키고, 그리고 상기 제1 시간 간격을 제어하여 상기 일차 권선에 제공된 입력 전압에 반비례하도록 하는 제어 회로를 포함하는 것을 특징으로 하는 전력 컨버터.

**청구항 16**

청구항 15에 있어서, 상기 제1 시간 간격 동안 상기 제어 회로는 정점 수준으로 상기 일차 전류를 증가시키고,

상기 정점 수준은 상기 다수 개의 사이클에서 일정한, 전력 컨버터.

### 청구항 17

청구항 15에 있어서, 상기 제1 시간 간격에 에너지를 저장하고 그리고 상기 제2 시간 간격에 에너지를 방출하는, 상기 이차 권선에 연결된 인덕터를 더 포함하는 전력 컨버터.

### 청구항 18

청구항 15에 있어서, 만약 상기 전력 컨버터의 출력 전압이 미리 설정된 수준에 비하여 크다면, 상기 제어 회로는 상기 사이클을 증가시키고, 그리고 만약 상기 출력 전압이 미리 설정된 수준에 비하여 작다면, 상기 사이클을 감소시키는 전력 컨버터.

### 청구항 19

청구항 15에 있어서, 상기 일차 권선에 직렬로 연결된 스위치를 더 포함하고, 상기 스위치는 상기 제어 회로에 의하여 교대로 점멸하는 전력 컨버터.

### 청구항 20

청구항 15에 있어서, 순방향 컨버터, 푸시-풀 컨버터, 하프-브리지 컨버터 및 풀-브리지 컨버터로 구성된 그룹으로부터 선택된 변환 회로를 더 포함하는 전력 컨버터.

## 명세서

### 기술 분야

[0001]

본 발명은 전력 컨버터용 제어장치에 관한 것이다.

### 배경 기술

[0002]

도 1은 종래의 DC/DC(DC to DC) 컨버터(100)의 회로 다이어그램을 예시한 것이다. DC/DC(DC to DC) 컨버터(100)는 변압기(102) 및 변압기(102)의 일차 권선(primary winding)에 직렬로 연결된 스위치(SW0)를 포함한다. 제어 신호(106)는 스위치(SW0)를 제어하여 DC/DC 컨버터(100)의 출력 전압을 제어한다. 실시 예에 의하면, 제어 신호(106)는 스위치(SW0)를 켜서 변압기(102)의 일차 권선을 전력 공급원(예를 들어 DC 전압( $V_{DC}$ ))에 연결할 수 있고, 이로 인하여 일차 전류( $I_P$ )(primary current)는 변압기(102)의 일차 권선을 통하여 흐른다. 따라서, 이차 전류( $I_S$ )(secondary current)는 변압기(102)의 이차 권선(secondary winding)을 통하여 흐르고 그리고 인덕터(L)를 통하여 DC/DC 컨버터(100)의 출력 단자로 흐른다. 한편, 인덕터(L)는 자기 에너지(magnetic energy)를 저장한다. 제어 신호(106)는 또한 스위치(SW0)를 꺼 전력 공급원으로부터 일차 권선을 분리하고, 이로 인하여 일차 전류( $I_P$ )는 흐르지 않게 된다. 한편, 인덕터(L)는 자기 에너지를 전기 에너지로 변환시켜 전력을 DC/DC 컨버터의 출력 단자로 방전시킨다. 제어 신호(106)는 스위치(SW0)의 듀티 사이클을 증가시킴으로써 DC/DC 컨버터(100)의 출력을 증가시키거나 또는 스위치(SW0)의 듀티 사이클을 감소시킴으로써 DC/DC 컨버터(100)의 출력을 감소시킬 수 있다.

[0003]

일차 전류( $I_P$ )가 예를 들어  $|I_P| < I_{SPEC}$  와 같이 특정 범위 내에 있는 경우, 변압기(102)의 자속 밀도(magnetic flux density)는 일차 전류( $I_P$ )에 선형적으로 비례할 수 있다. 이와 같이, 일차 권선으로부터 이차 권선으로 전달되는 전력의 양은 일차 전류( $I_P$ )에 의하여 제어될 수 있다. 그러나 변압기의 고유한 특성으로 인하여, 만약 일차 전류( $I_P$ )가 예를 들어  $|I_P| > I_{SATU}$  와 같이 불-포화 범위(non-saturation range)를 초과한다면, 변압기(102)의 자속 밀도(104)는 실질적으로 변하지 않고 유지된다. 불-포화 범위의 문턱 값( $I_{SATU}$ )은 위에서 언급된 특정 범위의 문턱 값( $I_{SPEC}$ )보다 크다. 따라서, 만약 일차 전류( $I_P$ )가 불-포화 범위를 초과한다면, 일차 전류( $I_P$ )는 변압기(102)의 전력 전송을 제어할 수 없다.

[0004]

DC/DC 컨버터(100)에서, 제어 신호(106)는 일정 주파수에서 스위치(SW0)를 켠다. 다른 한편으로, 만약 DC/DC 컨버터(100)가 큰 부하(heavy load)에 전력을 공급한다면, 제어 신호(106)는 DC/DC 컨버터(100)가 큰 부하에 충분한 전력을 제공하도록 하기 위하여 스위치(SW0)의 듀티 사이클(duty cycle)을 증가시킬 수 있다. 본 명세서에서

'큰 부하(heavy load)'란 '작은 부하(light load)'와 비교할 때 상대적으로 높은 전력을 소비하는 부하를 의미한다. 불리하게, 스위치(SW0)의 드라이브 사이클이 드라이브 사이클 문턱값 보다 큰 경우, 일차 전류( $I_p$ )는 변압기(102)의 불-포화 범위를 초과하고 그리고 변압기(102)의 전력 전송은 적절하게 제어되지 않을 수 있다. 한편, 만약 DC/DC 컨버터(100)가 작은 부하에 전력을 공급한다면, 제어 신호(106)는 스위치(SW0)의 드라이브 사이클을 감소시킬 수 있다. 본 명세서에서 사용되는 작은 부하(light load)'는 큰 부하와 비교할 때 상대적으로 적은 전력을 소모하는 부하를 의미한다. 그러나, DC/DC 컨버터(100)는 일정한 주파수에서 스위치(SW0)에 스위칭-온 작동(switching-on operations)을 실행하므로, DC/DC 컨버터(100)가 작은 부하에 전력을 공급할 때 DC/DC 컨버터(100)의 전력 효율은 상대적으로 낮아진다.

[0005] 도 2A는 또 다른 종래의 DC/DC 컨버터의 회로 다이어그램을 예시한 것이다. DC/DC 컨버터(200)는 LLC(inductor-inductor-capacitor) 공진(resonant) 컨버터이다. DC/DC 컨버터(200)는 부하(214)에 출력 전력을 제공한다. 도 2A에 도시된 것처럼, DC/DC 컨버터(200)는 한 쌍의 스위치(SW1, SW2), 커패시터(202), 인덕터(204), 변압기(208) 및 정류기(212)를 포함한다. 인덕터(210)는 변압기(208)의 일차 권선의 등가 인덕터를 나타낸다. 진동 전류( $I_{osc}$ )가 커패시터(202), 인덕터(204) 및 인덕터(210)를 통하여 흐르도록 하기 위하여 50 %의 드라이브 사이클을 가지는 펄스-폭 변조(PWM) 신호(206)가 스위치(SW1, SW2)를 교대로 켠다. PWM 신호(206)는 스위치(SW1, SW2)의 스위칭 주파수( $f_{206}$ )를 제어함으로써 DC/DC 컨버터(200)의 출력 전력을 제어할 수 있다.

[0006] 보다 구체적으로, DC/DC 컨버터(200)는 커패시터(202), 인덕터(204), 변압기(208) 및 부하(214)에 의하여 결정되는 공진 주파수( $f_R$ )를 가진다. DC/DC 컨버터(200)가 부하(214)에 더 많은 전력을 공급하도록 하기 위하여 PWM 신호(206)는 스위치(SW1, SW2)의 스위칭 주파수( $f_{206}$ )를 제어하여 공진 주파수( $f_R$ )에 근접하도록 할 수 있거나, 또는 DC/DC 컨버터(200)가 부하(214)에 더 적은 전력을 제공하도록 하기 위하여 PWM 신호(206)는 스위칭 주파수( $f_{206}$ )를 제어하여 공진 주파수( $f_R$ )로부터 멀어지도록 할 수 있다.

[0007] 그러나, LLC 공진 컨버터의 고유한 속성에 따라, 만약 부하(214)가 작은 부하라면, 스위칭 주파수( $f_{206}$ )에 대한 출력 전압( $V_{out}$ )의 변동 비율은 너무 높거나 또는 너무 낮아진다. 실시 예에 의하면, 도 2B는 DC/DC 컨버터(200)가 작은 부하에 전력을 공급하는 경우 스위칭 주파수( $f_{206}$ )에 대한 출력 전압( $V_{out}$ )의 관련 다이어그램을 예시한 것이다. 도 2B에 도시된 것처럼, 스위칭 주파수( $f_{206}$ )가 특정 주파수( $f_{N1}$ )에 비하여 작은 경우, 스위칭 주파수( $f_{206}$ )에 대한 출력 전압( $V_{out}$ )의 변동 비율은 상대적으로 높고, 출력 전압( $V_{out}$ )은 불안정할 수 있다. 스위칭 주파수( $f_{206}$ )가 특정 주파수( $f_{N1}$ )에 비하여 큰 경우, 출력 전압( $V_{out}$ )은 스위칭 주파수( $f_{206}$ )가 증가함에 따라 극한 값( $V_{LM}$ )에 접근한다. 결과적으로 DC/DC 컨버터(200)는 출력 전압( $V_{out}$ )을 적절하게 제어하지 못할 수도 있다.

## 발명의 내용

### 해결하려는 과제

[0008] 본 발명의 목적은 제어 단자 및 제어 단자에 연결된 제어 회로를 포함하는 전력 컨버터를 제공하는 것이다.

### 과제의 해결 수단

[0009] 하나의 실시 형태에서, 전력 컨버터를 위한 제어 장치는 제어 단자 및 제어 단자에 연결된 제어 회로를 포함한다. 제어 단자는 제어 신호를 제공하여 전력 컨버터를 제어한다. 제어 신호의 사이클은 제1 시간 간격 및 제2 시간 간격을 포함한다. 제어 회로는 제1 시간 간격에서 변압기 회로의 일차 권선을 통하여 흐르는 일차 전류 및 변압기 회로의 이차 권선을 통하여 흐르는 이차 전류를 증가시키고, 그리고 제2 시간 간격에 일차 전류를 증가시키는 것을 종료시킨다. 제어 회로는 추가로 제1 시간 간격을 제어하여 일차 권선에 제공되는 입력 전압에 역으로 반비례하도록 제어한다.

## 발명의 효과

[0010] 본 발명에 따르면, 제어 장치는 일차 전류가 변압기의 일차 권선을 통하여 흐르는 동안과 같은 시간 간격을 제어하여 일차 권선에 제공된 입력 전압이 반비례하도록 하고 이로 인하여 일차 전류는 변압기의 자속 밀도와 관련된 불포화 범위 내에 있도록 하여 적절하게 DC/DC 컨버터의 출력을 제어할 수 있도록 한다는 이점을 가진다. 이와 같은 본 발명은 통신 기기, 자동차 기기, 어댑터, 배터리 충전기 등과 같이 독립된 전력 공급 장치와 같은

다양한 응용에서 사용될 수 있다.

### 도면의 간단한 설명

[0011] 청구된 주체 사안의 실시 형태의 특징 및 장점은 도면을 참조하는 아래의 상세한 설명이 진행됨에 따라 명백해지고 아래의 도면은 다음과 같은 것을 나타낸다.

도 1은 종래의 전력 컨버터의 회로 다이어그램을 예시한 것이다(종래 기술).

도 2a는 또 다른 종래의 전력 컨버터의 회로 다이어그램을 예시한 것이다(종래 기술).

도 2b는 도 2a에 제시된 전력 컨버터와 관련된 스위칭 주파수에 대한 출력 전압의 관련 다이어그램을 예시한 것이다(종래 기술).

도 3은 본 발명의 하나의 실시 형태에 따른 DC/DC 컨버터의 실시 예의 블록 다이어그램을 예시한 것이다.

도 4a는 본 발명의 하나의 실시 형태에 따른 DC/DC 컨버터의 실시 예의 회로 다이어그램을 예시한 것이다.

도 4b는 본 발명의 하나의 실시 형태에 따른 DC/DC 컨버터의 회로 다이어그램을 예시한 것이다.

도 5는 본 발명의 하나의 실시 형태에 따른 DC/DC 컨버터의 실시 예의 회로 다이어그램을 예시한 것이다.

도 6은 본 발명의 하나의 실시 형태에 따른 DC/DC 컨버터의 실시 예의 회로 다이어그램을 예시한 것이다.

도 7은 본 발명의 하나의 실시 형태에 따른 DC/DC 컨버터의 실시 예의 회로 다이어그램을 예시한 것이다.

도 8은 본 발명의 하나의 실시 형태에 따른 DC/DC 컨버터에 의하여 실행되는 작동의 실시 예의 순서도를 예시한 것이다.

### 발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0012] 본 발명의 실시 형태에 대한 참조가 아래에서 상세하게 만들어질 것이다. 본 발명은 이러한 실시 형태와 함께 기술되는 한편, 이러한 실시 형태로 본 발명이 제한되는 것으로 의도된 것이 아님이 이해될 것이다. 이와 반대로, 본 발명은 첨부된 청구 범위에 의하여 규정된 본 발명의 기술적 사상 및 범위에 포함될 수 있는 대안 발명, 변형 발명 및 등가 발명을 포함하는 것으로 의도된다.

[0013] 추가로 본 발명의 아래의 상세한 설명에서, 수많은 상세한 사항들이 본 발명의 철저한 이해를 제공하기 위하여 개시될 것이다. 그러나 본 발명은 이러한 특정한 상세한 사항이 없이도 실시될 수 있는 것으로 이 분야에서 통상의 지식을 가진 자에게 인지될 것이다. 다른 한편으로, 공지된 방법, 절차, 구성요소 및 회로가 본 발명의 특징을 불필요하게 모호하게 만들지 않도록 하기 위하여 상세하게 기술되지 않을 것이다.

[0014] 본 발명에 따른 실시 형태는 예를 들어 DC/DC 컨버터(DC to DC converter)와 같은 전력 컨버터 및 전력 컨버터 용 제어장치를 제공한다. 제어장치는 전력 컨버터에 있는 변압기 회로에 의하여 실행된 전력 변환(power conversion)을 제어할 수 있다. 하나의 실시 형태에서, 전력 컨버터의 출력 전압을 미리 설정된 수준까지 조절하기 위하여 제어장치는 변압기 회로의 일차 권선(primary winding)을 통하여 흐르는 전류를 제어한다. 유리하게 제어장치는 일차 권선을 흐르는 전류를 제어하여 변압기 회로의 불-포화 범위(non-saturation range) 내에 있도록 할 수 있다. 변압기 회로의 불-포화 범위에서, 일차 권선을 통하여 흐르는 전류는 전력 컨버터의 출력을 적절하게 제어할 수 있다.

[0015] 도 3은 본 발명의 하나의 실시 형태에 따른 DC/DC 컨버터(300)의 실시 예의 블록 다이어그램을 예시한 것이다. DC/DC 컨버터(300)는 변압기-기초 DC/DC 컨버터이다. 도 3에 도시된 것처럼, DC/DC 컨버터(300)는 제어 회로(340), 스위치 회로(342), 변환 회로(344) 및 되먹임 회로(348)를 포함한다. 제어 회로 또는 제어장치(340)는 변환 회로(344)로부터 출력 단자(314)에 연결된 부하(도시되지 않음)로의 출력 전압( $V_{OUT}$ )을 제어할 수 있도록 스위치 회로(342)를 제어하는 제어 신호(330)를 제공하는 제어 단자를 포함한다. 제어 회로(340)는 또한 되먹임 회로(348)로부터 DC/DC 컨버터(300)의 출력 전압( $V_{OUT}$ )을 나타내는 되먹임 신호( $V_{FB}$ )를 수신하고 되먹임 신호( $V_{FB}$ )에 따라 제어 신호(330)를 조절한다. 제어 회로(340)는 제어 신호(330)를 조절함으로써 미리 설정된 수준( $V_{SET}$ )까지 출력 전압( $V_{OUT}$ )을 제어할 수 있다.

[0016] 보다 구체적으로, 변환 회로(344)는 예를 들어 도 3에서 자기적으로 연결된 일차 권선(primary winding)(304)과

이차 권선(secondary winding)(306)으로 도시된 것과 같은 변압기를 포함한다. 제어 신호(330)는 주기 신호(periodic signal)가 될 수 있다. 제어 신호(330)의 각각의 사이클(T<sub>CYC</sub>)은 온 타임 간격(ON time interval)(T<sub>ON</sub>)(또한 '제1 시간 간격(first time interval)'으로 언급됨) 및 오프 타임 간격(OFF time interval)(T<sub>OFF</sub>)(또한 '제2 시간 간격(second time interval)'으로 언급됨)을 포함한다. 하나의 실시 형태에서, 제어 신호(330)의 사이클(T<sub>CYC</sub>)은 온 타임 간격 및 오프 타임 간격의 합과 같다. 제어 신호(330)는 온 타임 간격(T<sub>ON</sub>)에서 스위치 회로(342)를 제어하여 일차 권선(304)을 통하여 흐르는 일차 전류(I<sub>P</sub>)와 이차 권선(306)을 통하여 흐르는 이차 전류(I<sub>S</sub>)를 증가시킬 수 있다. 실시 예로, 온 타임 간격(T<sub>ON</sub>)에서 제어 신호(330)는 일차 권선(304)이 입력 단자(312)로부터 입력 전력을 수신하도록 스위치 회로(342)를 제어한다. 제어 신호(330)는 추가로 오프 타임 간격(T<sub>OFF</sub>)에서 일차 전류(I<sub>P</sub>)의 증가를 종료시키기 위하여 스위치 회로(342)를 제어할 수 있다. 실시 예로, 오프 타임 간격(T<sub>OFF</sub>)에서 제어 신호(330)는 일차 권선(304)의 전류 경로가 끊어지도록(cut off) 하고 이로 인하여 일차 전류(I<sub>P</sub>)가 흐르지 않도록 하기 위하여 스위치 회로(342)를 제어한다. 따라서, 제어 회로(340)는 T<sub>ON</sub>/T<sub>CYC</sub>의 비율[사이클(T<sub>CYC</sub>)에서 사이클(T<sub>CYC</sub>)에 대한 온 타임 간격(T<sub>ON</sub>)의 비율]을 제어하여 DC/DC 컨버터(300)의 출력 전력을 제어할 수 있다. 예를 들어, 만약 출력 단자(314)에 연결된 부하가 보다 많은 전력을 소비한다면, 제어 회로(340)는 비율(T<sub>ON</sub>/T<sub>CYC</sub>)을 증가시켜 출력 전압을 증가시키거나, 또는 만약 출력 단자(314)에 연결된 부하가 보다 작은 전력을 소비한다면, 제어 회로(340)는 비율(T<sub>ON</sub>/T<sub>CYC</sub>)을 감소시켜 출력 전력을 감소시킬 수 있다. 만약 출력 전압(V<sub>OUT</sub>)이 미리 설정된 수준(V<sub>SET</sub>) 보다 작다면 제어 회로(340)는 또한 비율(T<sub>ON</sub>/T<sub>CYC</sub>)을 증가시키거나 또는 만약 출력 전압(V<sub>OUT</sub>)이 미리 설정된 수준(V<sub>SET</sub>) 보다 크다면, 제어 회로(340)는 비율(T<sub>ON</sub>/T<sub>CYC</sub>)을 감소시킬 수 있다. 결과적으로 출력 전압(V<sub>OUT</sub>)은 미리 설정된 수준(V<sub>SET</sub>)으로 조절된다.

[0017] 하나의 실시 형태에서, 온 타임 간격(T<sub>ON</sub>) 동안 일차 권선(304)을 통하여 흐르는 일차 전류(I<sub>P</sub>)가 예를 들어 0 암페어로부터 정점(peak) 수준(I<sub>PMAX</sub>)까지 증가할 수 있다. 정점 수준(I<sub>PMAX</sub>)은 아래와 같이 주어질 수 있다:

[0018]  $I_{P\text{MAX}} = V'_{IN} * T_{ON} / L_M \quad (1)$

[0019] 상기에서 V'<sub>IN</sub>은 일차권선(304) 사이의 입력 전압을 나타내고, 그리고 L<sub>M</sub>은 일차 권선(304)의 등가 인덕턴스를 나타낸다. 제어 회로(340)는 온 타임 간격(T<sub>ON</sub>)을 제어하여, 예를 들어 일차 권선(304) 사이의 전압과 같이 일차 권선(304)에 제공된 입력 전압(V'<sub>IN</sub>)에 반비례하도록 한다. 실시 예로, 정점 수준(I<sub>PMAX</sub>)이 K/L<sub>M</sub>과 동일하도록, 제어 회로(340)는 온 타임 간격(T<sub>ON</sub>)을 제어하여 K/V'<sub>IN</sub>과 같아지도록 할 수 있다. 계수(K)와 등가 인덕턴스(L<sub>M</sub>)는 상수(constant)가 될 수 있다. 결과적으로 정점 수준(I<sub>PMAX</sub>)은 제어 신호(330)의 다수 개의 사이클에서 실질적으로 일정할 수 있다. 본 명세서에서 사용되는, '실질적으로 일정한(substantially constant)'이라 함은 정점 수준(I<sub>PMAX</sub>)이 예를 들어 회로 구성요소의 비-이상적인 것(non-ideality)으로 인하여 변동이 있을 수 있지만, 그 변동 범위가 비교적 작고 그리고 무시될 수 있는 범위 내임을 의미한다. 계수(K)는 예를 들어 정점 수준(I<sub>PMAX</sub>)이 변압기의 불포화 범위(non-saturation range)의 문턱 값(I<sub>SATU</sub>)보다 작은 것과 같이, 정점 수준(I<sub>PMAX</sub>)이 변압기의 불포화 범위 내에 있도록 설정될 수 있다.

[0020] 유리하게 제어 회로(340)는 일차 전류(I<sub>P</sub>)를 제어하여 DC/DC 컨버터(300)가 큰 부하 또는 작은 부하에 전력을 공급하고 있는지의 여부에 따라 변압기의 불포화 범위 내에 있도록 할 수 있고, 따라서, 제어 회로(340)는 DC/DC 컨버터(300)의 출력 전력을 적절하게 제어할 수 있다. 더욱이 만약 DC/DC 컨버터(300)가 작은 부하에 전력을 공급한다면, 제어 회로(340)는 제어 신호(330)의 사이클(T<sub>CYC</sub>)을 증가시킬 수 있고, 이로 인하여 T<sub>ON</sub>/T<sub>CYC</sub>의 비율은 감소한다. 제어 신호(330)의 사이클(T<sub>CYC</sub>)을 증가시킴으로써, 스위치 회로(342)의 스위칭 주파수(f<sub>SW</sub>)는 감소되고, 이로 인하여 스위치 회로(342)에서 실행되는 스위칭-온 작동(switching-on operations)의 수가 감소될 수 있다. 따라서 전력 소비가 감소되고 전력효율이 효과적으로 향상된다.

[0021] 도 4a는 본 발명의 하나의 실시 형태에 따른 DC/DC 컨버터(400A)의 실시 예에 대한 회로 다이어그램을 도시한 것이다. 도 4a는 도 3과 함께 기술이 된다. 도 4a에 제시된 실시 예에서, DC/DC 컨버터(400A)는 순방향 컨버터(forward converter)이다. 도 4a에 도시된 것처럼, 제어 회로(340)는 제1 회로(418), 제2 회로(416) 및 오류

증폭기(428)를 포함한다. 변환 회로(344)는 변압기(402)(예를 들어, 자기적으로 연결된 일차 권선(404) 및 이차 권선(406)으로 표시됨), 정류기(예를 들어, 다이오드(D1, D2)를 포함함), 인덕터(L1) 및 필터 커페시터(C1)를 포함한다. 되먹임 회로(348)는 직렬-연결된 저항기(R1, R2)을 포함한다. 도 4a의 실시 예에서, 도 3의 스위치 회로(342)는 일차 권선(404)과 직렬로 연결된 스위치(Q1)를 포함하고 그리고 도 3의 제어 신호(330)는 PWM(pulse-width modulation) 제어 신호를 포함한다.

[0022] 하나의 실시 형태에서, 변환 회로(344)의 전력 변환을 제어하기 위하여 제어 회로(340)는 PWM 제어 신호를 생성하여 스위치(Q1)를 교대로 점멸시킨다(on and off). 제어 회로(340)는 추가로 DC/DC 컨버터(300)의 출력 전압( $V_{OUT}$ )에 선형적으로 비례하는 되먹임 신호( $V_{FB}$ )(예를 들어, 저항기(R2) 사이의 전압)를 수신한다. 제어 회로(340)는 되먹임 신호( $V_{FB}$ )에 따라 스위치(Q1)의 뉴티 사이클을 조절하여, 출력 전압( $V_{OUT}$ )을 미리 설정된 수준( $V_{SET}$ )으로 조절한다. 추가로, 제어 회로(340)는 일차 권선(404)을 통하여 흐르는 일차 전류( $I_P$ )를 제어하여 변압기(402)의 불포화 범위 내에 있도록 하고 이로 인하여 출력 전압( $V_{OUT}$ )이 적절하게 제어될 수 있다.

[0023] 보다 구체적으로, PWM 제어 신호는 온 타임 간격( $T_{ON}$ )에 스위치(Q1)를 켜고 그리고 오프 타임 간격( $T_{OFF}$ )에 스위치(Q1)를 끈다. 스위치(Q1)의 뉴티 사이클은  $T_{ON}/T_{CYC}$ 의 비율과 같다. 한편, 스위치(Q1)가 온 상태인 경우, 일차 전류( $I_P$ )는 일차 권선(404)을 통하여 흐르고 그리고 스위치(Q1)는 접지가 된다. 일차 권선(404)은 입력 단자(312)로부터 전력을 수신하고, 그리고 변압기(402)의 자속 밀도 뿐만 아니라 일차 전류( $I_P$ )도 증가한다. 따라서, 이차 전류( $I_S$ )는 이차 권선(406), 다이오드(D1) 및 인덕터(L1)를 통하여 출력 단자(314)로 흐르고, 그리고 일차 전류( $I_P$ )가 증가함에 따라 이차 전류( $I_S$ )도 증가한다. 이차 전류( $I_P$ )가 인덕터(L1)를 통하여 흐르는 경우, 인덕터(L1)는 자기 에너지(magnetic energy)를 저장한다. 다른 한편으로, 스위치(Q1)가 오프 상태가 되는 경우, 일차 전류( $I_P$ )는 흐르지 않는다. 인덕터(L1)는 자기 에너지를 전기 에너지로 변환시킴으로써 출력 단자(314)에 전력을 방전시킨다. 전류는 접지로부터 병렬-연결된 다이오드(D1, D2)를 경유하여 그리고 인덕터(L1)를 경유하여 출력 단자(314)까지 흐를 수 있다. 따라서, 제어 회로(340)는 스위치(Q1)의 뉴티 사이클을 증가시킴으로써 DC/DC 컨버터(400A)의 출력 전압( $V_{OUT}$ )을 증가시킬 수 있거나 또는 스위치(Q1)의 뉴티 사이클을 감소시킴으로써 출력 전압( $V_{OUT}$ )을 감소시킬 수 있다.

[0024] 하나의 실시 형태에서, 제1 회로(418)는 제2 회로(416)로부터 제2 신호(426)에 따라 제1 신호(424)를 발생시키고, 제2 회로(416)는 제1 회로(418)로부터 제1 신호(424)에 따라 제2 신호(426)를 발생시킨다. 제2 회로(416)는 PWM 제어 신호의 온 타임 간격( $T_{ON}$ )을 제어하고, 제1 회로(418)는 PWM 제어 신호의 오프 타임 간격( $T_{OFF}$ )을 제어한다.

[0025] 보다 구체적으로, 도 4a의 실시 예에서, 제2 회로(416)는 TON 타이머를 포함하고, 그리고 제1 회로(418)는 TOFF 타이머(420)를 포함한다. 하나의 실시 형태에서, TON 타이머(416)는 예를 들어 제1 신호(424)의 상승 에지(rising edge)와 같은 제1 트리거 신호에 반응하여 시간 측정을 개시한다. TON 타이머(416)는 또한 제1 트리거 신호에 반응하여 예를 들어 논리-하이 수준(logic-high level)과 같은 제1 수준까지 PWM 제어 신호를 제어하고, 그리고 온 타임 간격( $T_{ON}$ )이 만료하는 경우 예를 들어 논리-로우 수준(logic-low level)과 같은 제2 수준까지 PWM 제어 신호를 변화시킨다. 실시 예로, 만약 제1 신호(424)의 상승 에지가 발생한다면, TON 타이머(416)는 제2 신호(426) 및 PWM 제어 신호를 제어하여 논리-하이가 되도록 하고 그리고 시간 측정을 시작한다. 온 타임 간격( $T_{ON}$ )이 만료하는 경우, TON 타이머(416)는 제2 신호(426)가 논리 로우가 되도록 변화시킴으로써 PWM 제어 신호를 변화시켜 논리 로우가 되도록 한다. 도 4a의 실시 예에서, 만약 PWM 제어 신호가 논리 하이가 되면 스위치(Q1)는 켜지고, 만약 PWM 제어 신호가 논리 로우가 되면 스위치(Q1)는 꺼진다. 더욱이, TOFF 타이머(420)는 PWM 제어 신호의 수준에서 변화에 반응하여 시간 측정을 시작하고 그리고 OFF 타임 간격( $T_{OFF}$ )이 만료하는 경우 제1 트리거 신호를 발생시킨다. 실시 예로, 만약 PWM 제어 신호가 논리-하이 수준으로부터 논리-로우 수준으로 변화된다면, TOFF 타이머(420)는 제2 신호(426)의 하강 에지(falling edge)를 탐지할 수 있다. 제2 신호(426)의 하강 에지에 반응하여, TOFF 타이머(420)는 제1 신호(424)를 제어하여 논리 로우가 되도록 하고 그리고 시간 측정을 개시한다. 오프 시간 간격( $T_{OFF}$ )이 만료하는 경우, TOFF 타이머(420)는 제1 신호(424)를 논리-로우 수준으로부터 논리-하이 수준으로 변화시키고, 이로 인하여 TON 타이머(416)는 제1 신호(424)의 상승 에지를 탐지할 수 있다.

- [0026] 하나의 실시 형태에서, TON 타이머(416)는 예를 들어 일차 권선(404) 사이의 전압과 같은 일차 권선(404)에 제공된 입력 전압( $V_{IN}$ )을 수신하고 그리고 입력 전압( $V_{IN}$ )에 반비례하는 온 타임 간격( $T_{ON}$ )을 제어한다. 따라서, 일차 전류( $I_P$ )는 변압기(402)의 불포화 범위 내에 있는 일정한 정점 수준( $I_{P\text{MAX}}$ )을 가질 수 있다. 추가로, 도 4a의 실시 예에서, TOFF 타이머(420)는 출력 전압( $V_{OUT}$ )을 나타내는 증폭된 신호( $V_{COMP}$ )를 수신하고 오프 타임 간격( $T_{OFF}$ )을 제어하여 증폭된 신호( $V_{COMP}$ )에 반비례하도록 한다. 보다 구체적으로, 예를 들어 작동 트랜스컨덕턴스 증폭기(operational transconductance amplifier)와 같은 오류 증폭기(428)는 되먹임 신호( $V_{FB}$ )를 기준 신호( $V_{REF}$ )와 비교하여 증폭 신호( $V_{COMP}$ )를 제어한다. 기준 신호( $V_{REF}$ )는 예를 들어 출력 전압( $V_{OUT}$ )의 목표 수준과 같은 미리 설정된 수준( $V_{SET}$ )에 따라 설정된다. 예를 들어 출력 전압( $V_{OUT}$ )이 미리 설정된 수준( $V_{SET}$ )에 비하여 큰 것과 같이 만약 되먹임 신호( $V_{FB}$ )가 기준 신호( $V_{REF}$ )에 비하여 크다면, 오류 증폭기(428)는 증폭 신호( $V_{COMP}$ )를 감소시켜 오프 타임 간격( $T_{OFF}$ )을 증가시키고, 따라서 스위치(Q1)의 드티 사이클이 감소하여 출력 전압( $V_{OUT}$ )을 감소시킨다. 예를 들어 만약 출력 신호( $V_{OUT}$ )가 미리 설정된 수준( $V_{SET}$ )에 비하여 작은 것과 같이 만약 되먹임 신호( $V_{FB}$ )가 기준 신호( $V_{REF}$ )에 비하여 작다면, 오류 증폭기(428)는 증폭 신호( $V_{COMP}$ )를 증가시켜 오프 타임 간격( $T_{OFF}$ )을 감소시키고, 따라서 스위치(Q1)의 드티 사이클이 증가하여 출력 전압( $V_{OUT}$ )이 상승한다. 결과적으로, 출력 전압( $V_{OUT}$ )은 미리 설정된 수준( $V_{SET}$ )으로 조절된다.
- [0027] 하나의 실시 형태에서, DC/DC 컨버터(400A)는 추가로 되먹임 신호( $V_{FB}$ )를 기준 신호( $V_{REF}$ )와 비교하기 위한 비교기(도 4a에 도시되지 않음)를 포함한다. 예를 들어 만약 출력 전압( $V_{OUT}$ )이 미리 설정된 수준( $V_{SET}$ )에 비하여 큰 것과 같이 만약 되먹임 신호( $V_{FB}$ )가 기준 신호( $V_{REF}$ )에 비하여 크다면, 비교기는 TON 타이머(416)를 작동하지 못하도록 하여(disable), PWM 제어 신호가 논리-로우를 유지하도록 한다. 따라서 출력 전압( $V_{OUT}$ )은 감소할 수 있다. 출력 전압( $V_{OUT}$ )이 미리 설정된 수준( $V_{SET}$ )으로 감소한다면, 비교기는 TON 타이머(416)를 작동하도록 하여(enable), 제1 신호(426)를 발생시킨다.
- [0028] 비록 도 4a의 실시 예에서 제1 회로(418)는 타이머를 포함하지만, 본 발명은 이에 제한되지 않는다. 다른 실시 예에서, 타이머는 오실레이터(oscillator)에 의하여 대체될 수 있다. 도 4b는 본 발명의 하나의 실시 예에 따른 DC/DC 컨버터(400B)의 실시 예의 회로 다이어그램을 예시한 것이다. 도 4b의 실시 예에서, 제1 회로(418)는 전압-제어-오실레이터(VCO)(422)를 포함한다. 도 4b는 도 4a와 함께 기술된다.
- [0029] VCO(422)는 하나의 주파수( $f_{SW}$ )에서 예를 들어 제1 신호(424)의 상승 에지와 같은 위에서 언급한 제1 트리거 신호를 발생시킬 수 있고, 그리고 증폭 신호( $V_{COMP}$ )에 비례하여 주파수( $f_{SW}$ )를 제어한다. 하나의 실시 형태에서, 예를 들어 만약 출력 전압( $V_{OUT}$ )이 미리 설정된 수준( $V_{SET}$ )에 비하여 큰 것과 같이 되먹임 신호( $V_{FB}$ )가 기준 신호( $V_{REF}$ )에 비하여 크다면, 오류 증폭기(428)는 증폭 신호( $V_{COMP}$ )를 감소시켜 예를 들어 PWM 제어 신호의 주파수( $f_{SW}$ )와 같은 제1 신호(424)의 주파수( $f_{SW}$ )를 감소시킨다. 따라서, PWM 제어 신호의 사이클( $T_{CYC}$ )은 증가하고, 스위치(Q1)의 드티 사이클이 감소하여 출력 전압( $V_{OUT}$ )을 감소시킨다. 예를 들어 만약 출력 전압( $V_{OUT}$ )이 미리 설정된 수준( $V_{SET}$ )에 비하여 작은 것과 같이 만약 되먹임 신호( $V_{FB}$ )가 기준 신호( $V_{REF}$ )에 비하여 작다면, 오류 증폭기(428)는 증폭 신호( $V_{COMP}$ )를 증가시켜 예를 들어 PWM 제어 신호의 스위칭 주파수( $f_{SW}$ )와 같은 제1 신호(424)의 주파수( $f_{SW}$ )를 증가시킨다. 따라서, PWM 제어 신호의 사이클( $T_{CYC}$ )은 감소하고, 스위치(Q1)의 드티 사이클이 증가하여 출력 전압( $V_{OUT}$ )을 증가시킨다. 결과적으로, 출력 전압( $V_{OUT}$ )은 미리 설정된 수준( $V_{SET}$ )으로 조절된다.
- [0030] 비록 도 4a 및 도 4b의 실시 예에서 제어 회로(340)가 순방향 컨버터(400A, 400B)를 제어하지만, 본 발명은 이에 제한되지 않는다. 제어 회로(340)는 푸시-풀(push-pull) 컨버터, 하프-브리지(half-bridge) 컨버터 및 풀-브리지(full-bridge) 컨버터와 같은 다른 적용 예에서 사용될 수 있다. 도 5, 도 6 및 도 7은 본 발명의 하나의 실시 형태에 따른 푸시-풀 컨버터(500), 하프-브리지 컨버터(600) 및 풀-브리지 컨버터(700)를 각각 예시한 것이다. 도 5, 도 6 및 도 7은 도 3, 도 4a 및 도 4b와 함께 기술된다.
- [0031] 도 5를 참조하면, 변환 회로(344)에 있는 변압기 회로(502)는 일차 권선(504, 508) 및 일차 권선(504, 508)에 자기적으로 연결된 이차 권선(506, 510)을 포함한다. 일차 권선(504, 508)은 반드시 필요한 것은 아니지만 동일

한 코일 수( $N_p$ )를 가질 수 있다. 이차 권선(506, 510)은 반드시 필요한 것은 아니지만 동일한 코일 수( $N_s$ )를 가질 수 있다. DC/DC 컨버터(500)는 각각 일차 권선(504, 508)에 연결된 스위치(Q1, Q2)를 포함한다.

[0032] 제어 회로(340)는 제2 신호를(426) 수신하고 그리고 제어 신호(PWM1, PWM2)를 발생시켜 신호(426)에 따라 스위치(Q1, Q2)를 제어하는 멀티플렉서(multiplexer)(532)를 포함한다. 멀티플렉서(532)는 제어 신호(PWM1, PWM2)를 교대로 발생시킨다. 실시 예로, 멀티플렉서(532)는 신호(426)의 제1 사이클에서 제어 신호(PWM1)를 발생시키고, 신호(426)의 제1 사이클 이후 바로 뒤따르는 신호(426)의 제2 사이클에서 제어 신호(PWM2)를 발생시키고, 그리고 추가로 신호(426)의 제2 사이클 이후 바로 뒤따르는 신호(426)의 제3 사이클에서 제어 신호(PWM1)를 발생시킨다.

[0033] 작동 과정에서, 하나의 실시 형태에 따르면, 신호(426)의 제1 사이클에서 스위치(Q1)는 온 타임 간격( $T_{ON}$ ) 동안 제어 신호(PWM1)에 의하여 켜지고, 오프 타임 간격( $T_{OFF}$ )을 위한 제어 신호(PWM1)에 의하여 꺼진다. 추가로, 스위치(Q2)는 신호(426)의 제1 사이클에서 꺼진다. 스위치(Q1)가 켜지는 경우, 일차 전류( $I_p$ )는 입력 단자(312)로부터 접지까지 일차 권선(508)을 통하여 흐르고, 일차 전류( $I_p$ )는 증가한다. 따라서, 이차 전류( $I_s$ )는 이차 권선(506), 다이오드(D1) 및 인덕터(L1)를 통하여 출력 단자(314)로 흐르고, 인덕터(L1)는 자기 에너지를 저장한다. 스위치(Q1)가 꺼지는 경우, 일차 전류( $I_p$ )는 흐르지 않고, 인덕터(L1)는 출력 단자(314)로 전력을 방전시킨다. 전류는 접지로부터 다이오드(D1, D2)를 경유하여 그리고 인덕터(L1)를 경유하여 출력 단자(314)로 흐를 수 있다. 유사하게, 신호(426)의 제2 사이클에서, 스위치(Q2)는 온 타임 간격( $T_{ON}$ ) 동안 제어 신호(PWM2)에 의하여 켜지고, 오프 타임 간격( $T_{OFF}$ ) 동안 제어 신호(PWM2)에 의하여 꺼진다. 추가로, 스위치(Q1)는 신호(426)의 제2 사이클에서 꺼진다. 스위치(Q2)가 켜지는 경우, 일차 전류( $I_p$ )는 입력 단자(312)로부터 접지까지 일차 권선(504)을 통하여 흐르고, 일차 전류( $I_p$ )는 증가한다. 따라서, 이차 전류( $I_s$ )는 이차 권선(510), 다이오드(D2) 및 인덕터(L1)를 통하여 출력 단자(314)로 흐르고, 인덕터(L1)는 자기 에너지를 저장한다. 스위치(Q2)가 꺼지는 경우, 일차 전류( $I_p$ )는 흐르지 않고, 인덕터(L1)는 출력 단자(314)로 전력을 방전시킨다. 전류는 접지로부터 다이오드(D1, D2)를 경유하여 그리고 인덕터(L1)를 경유하여 출력 단자(314)로 흐를 수 있다.

[0034] 도 6을 참조하면, 변환 회로(344)에 있는 변압기 회로(602)는 일차 권선(604) 및 일차 권선(604)에 자기적으로 연결된 이차 권선(606, 608)을 포함한다. 변환 회로(344)는 추가로 입력 단자(312)와 접지 사이에 연결된, 예를 들어, 직렬-연결된 커패시터(C3, C4)로 도시된 것과 같은, 커패시터 분배기(divider)를 포함한다. 일차 권선(604)의 단자는 커패시터(C3, C4)의 연결 노드에 연결되고, 그리고 일차 권선(604)의 다른 단자는 스위치(Q1)를 경유하여 접지에 연결되고 그리고 스위치(Q2)를 경유하여 출력 단자(314)에 연결된다.

[0035] 하나의 실시 형태에서, 제어 회로(340)는 교대로 제어 신호(PWM1, PWM2)를 발생시킨다. 도 6에서 제어 신호(PWM1, PWM2)의 발생 과정은 도 5의 발생 과정과 유사하다. 하나의 실시 형태에서, 커패시터(C3, C4)는 반드시는 아니지만 동일한 커파시턴스(capacitance)를 가질 수 있다. 스위치(Q1, Q2)가 켜지는 경우, 예를 들어 커패시터(C3, C4)의 연결 노드에서의 전압과 같은 일차 권선(604)의 입력 전압은 입력 전압( $V_{IN}$ )의 반(half)과 같을 수 있다.

[0036] 작동 과정에서, 하나의 실시 형태에 따르면, 신호(426)의 제1 사이클에서, 스위치(Q1)는 온 타임 간격( $T_{ON}$ ) 동안 제어 신호(PWM1)에 의하여 켜지고, 오프 타임 간격( $T_{OFF}$ ) 동안 제어 신호(PWM1)에 의하여 꺼진다. 추가로, 스위치(Q2)는 신호(426)의 제1 사이클에서 꺼진다. 스위치(Q1)가 켜지는 경우(온 상태), 일차 전류( $I_p'$ )는 커패시터 분배기로부터 일차 권선(604)을 통하여 접지로 흐르고, 일차 전류( $I_p'$ )는 증가한다. 따라서, 이차 전류( $I_s$ )는 이차 권선(606), 다이오드(D1) 및 인덕터(L1)를 통하여 출력 단자(314)로 흐르고, 인덕터(L1)는 자기 에너지를 저장한다. 스위치(Q1)가 꺼지는 경우(오프 상태), 일차 전류( $I_p'$ )는 흐르지 않고, 인덕터는 출력 단자(314)로 전력을 방전시킨다. 유사하게, 신호(426)의 제2 사이클에, 스위치(Q2)는 온 타임 간격( $T_{ON}$ ) 동안 제어 신호(PWM2)에 의하여 켜지고, 오프 타임 간격( $T_{OFF}$ ) 동안 제어 신호(PWM2)에 의하여 꺼진다. 추가로 스위치(Q1)는 신호(426)의 제2 사이클에서 꺼진다. 스위치(Q2)가 켜지는 경우(온 상태), 일차 전류( $I_p'$ )는 입력 단자(312)로부터 일차 권선(604)을 통하여 커패시터 분배기로 흐르고, 일차 전류( $I_p'$ )는 증가한다. 따라서, 이차 전류( $I_s$ )는 이차 권선(608), 다이오드(D2) 및 인덕터(L1)를 통하여 출력 단자(314)로 흐르고, 인덕터(L1)는 자기 에너지를

저장한다. 스위치(Q2)가 꺼지는 경우(오프 상태), 일차 전류( $I_p'$ )는 흐르지 않고, 인덕터(L1)는 출력 단자(314)로 전력을 방전시킨다.

[0037] 도 7을 참조하면, 변환 회로(344)에 있는 변압기 회로(702)는 일차 권선(704) 및 일차 권선(704)과 자기적으로 연결된 이차 권선(706, 708)을 포함한다. DC/DC 컨버터(700)는 스위치(Q1, Q2, Q2 및 Q4)를 포함한다. 일차 권선(704)의 단자는 스위치(Q1)를 경유하여 접지에 연결되고 그리고 스위치(Q2)를 경유하여 입력 단자(312)에 연결된다. 일차 권선(704)의 다른 단자는 스위치(Q4)를 경유하여 접지에 연결되고 그리고 스위치(Q3)를 경유하여 입력 단자(312)에 연결된다.

[0038] 하나의 실시 형태에서, 제어 회로(340)는 제1 한 쌍의 제어 신호(PWM1, PWM3) 및 제2 한 쌍의 제어 신호(PWM2, PWM4)를 교대로 발생시킨다. 실시 예로, 제어 회로(340)는 신호(426)의 제1 사이클에서 제1 한 쌍의 제어 신호(PWM1, PWM3)를 발생시키고, 제어 신호(426)의 제1 사이클 이후 바로 뒤따르는 신호(426)의 제2 사이클에서 제2 한 쌍의 제어 신호(PWM2, PWM4)를 발생시키고 그리고 추가로 신호(426)의 제2 사이클 이후 바로 뒤따르는 신호(426)의 제3 사이클에서 제1 한 쌍의 제어 신호(PWM1, PWM3)를 발생시킨다.

[0039] 작동 과정에서, 하나의 실시 형태에 따르면, 신호(426)의 제1 사이클에서, 스위치(Q1, Q3)가 온 타임 간격( $T_{ON}$ ) 동안 제어 신호(PWM1, PWM3)에 의하여 켜지고, 오프 타임 간격( $T_{OFF}$ ) 동안 제어 신호(PWM1, PWM3)에 의하여 꺼진다. 추가로, 스위치(Q2, Q4)는 신호(426)의 제1 사이클에서 꺼진다. 스위치(Q1, Q3)가 꺼지는 경우, 일차 전류( $I_p$ )는 입력 단자(312)로부터 스위치(Q3), 일차 권선(704) 및 스위치(Q1)를 통하여 접지로 흐르고, 일차 전류( $I_p$ )는 증가한다. 따라서, 이차 전류( $I_s$ )는 이차 권선(706), 다이오드(D1) 및 인덕터(L1)를 통하여 출력 단자(314)로 흐르고, 인덕터(L1)는 자기 에너지를 저장한다. 스위치(Q1, Q3)가 꺼지는 경우, 일차 전류( $I_p$ )는 흐르지 않고, 인덕터(L1)는 출력 단자(314)로 전력을 방전시킨다. 유사하게 신호(426)의 제2 사이클에서, 스위치(Q2, Q4)는 온 타임 간격( $T_{ON}$ ) 동안 제어 신호(PWM2, PWM4)에 의하여 켜지고, 오프 타임 간격( $T_{OFF}$ ) 동안 제어 신호(PWM2, PWM4)에 의하여 꺼진다. 추가로 스위치(Q1, Q3)는 신호(426)의 제2 사이클에서 꺼진다. 스위치(Q2, Q4)가 꺼지는 경우, 일차 전류( $I_p$ )는 입력 단자(312)로부터 스위치(Q2), 일차 권선(704) 및 스위치(Q4)를 통하여 접지로 흐르고, 일차 전류( $I_p$ )는 증가한다. 따라서, 이차 전류( $I_s$ )는 이차 권선(708), 다이오드(D2) 및 인덕터(L1)를 통하여 출력 단자(314)로 흐르고, 인덕터(L1)는 자기 에너지를 저장한다. 스위치(Q2, Q4)가 꺼지는 경우, 일차 전류( $I_p$ )는 흐르지 않고, 인덕터(L1)는 출력 단자(314)로 전력을 방전시킨다.

[0040] 유리하게도, 도 5, 도 6 및 도 7에서 DC/DC 컨버터와 관련된 예를 들어 스위치(Q1, Q2, Q3 및 Q4)를 제어하는 제어 신호의 온 타임 간격( $T_{ON}$ )이 DC/DC 컨버터 내의 일차 권선 사이의 전압에 반비례하도록 제어되므로, 일차 권선을 흐르는 전류는 실질적으로 일정한 정점 수준을 가질 수 있다. 일차 권선을 흐르는 전류의 정점 수준은 변압기 회로의 불포화 범위 내에 있을 수 있다.

[0041] 도 8은 본 발명의 하나의 실시 형태에 따른 DC/DC 컨버터에 의하여 실행되는 작동의 실시 예의 순서도(800)를 예시한 것이다. 도 8은 도 3, 도 4a, 도 4b, 도 5, 도 6 및 도 7과 함께 기술된다.

[0042] 블록 802에서, 제어 신호는 변압기 회로를 제어한다. 제어 신호는 주기 신호(periodic signal)가 될 수 있고, 그리고 제어 신호의 각각의 사이클은 온 타임 간격( $T_{ON}$ ) 및 오프 타임 간격( $T_{OFF}$ )을 포함한다. 실시 예로, 제어 신호는 본 명세서에서 기술된 신호(330, 426, PWM1, PWM2, PWM3 및 PWM4)를 포함한다. 변압기 회로는 변압기 회로(402, 502, 602 및 702)를 포함한다.

[0043] 블록 804에서, 제어 회로(340)는 온 타임 간격( $T_{ON}$ )에서 변압기 회로의 일차 권선을 통하여 흐르는 일차 전류 및 변압기 회로의 이차 권선을 통하여 흐르는 이차 전류를 증가시킨다. 실시 예로, 온 타임 간격( $T_{ON}$ )에서, 제어 회로(340)는 일차 권선이 전력 공급원으로부터 전력을 수신하도록 해당 스위치를 켠다.

[0044] 블록 806에서, 제어 회로(340)는 오프 타임 간격( $T_{OFF}$ )에서 일차 전류를 증가시키는 것을 종료시킨다. 실시 예로, 오프 타임 간격( $T_{OFF}$ )에서, 제어 회로(340)는 일차 권선의 전류 경로가 단절되도록 해당 스위치를 끈다.

[0045] 블록 808에서, 제어 회로(340)는 온 타임 간격( $T_{ON}$ )을 제어하여 일차 권선에 제공된 입력 전압에 반비례하도록 한다. 결과적으로, 일차 권선을 통하여 흐르는 일차 전류는 변압기 회로의 불포화 범위 내에 있는 실질적으로

일정한 정점 수준을 가진다.

[0046] 요약하면, 본 발명의 실시 형태는 DC/DC 컨버터 및 DC/DC 컨버터를 제어하는 제어장치를 제공한다. DC/DC 컨버터는 변압기를 포함한다. 제어 장치는 예를 들어 일차 전류가 변압기의 일차 권선을 통하여 흐르는 동안과 같은 시간 간격을 제어하여 일차 권선에 제공된 입력 전압에 반비례하도록 한다. 따라서, 일차 전류는 변압기의 자속 밀도와 관련된 불포화 범위 내에 있다. 결과적으로, 제어장치는 적절하게 DC/DC 컨버터의 출력을 제어할 수 있다. 본 발명은 통신 기기, 자동차 기기, 어댑터, 배터리 충전기 등과 같이 독립된 전력 공급 장치와 같은 다양한 응용에서 사용될 수 있다.

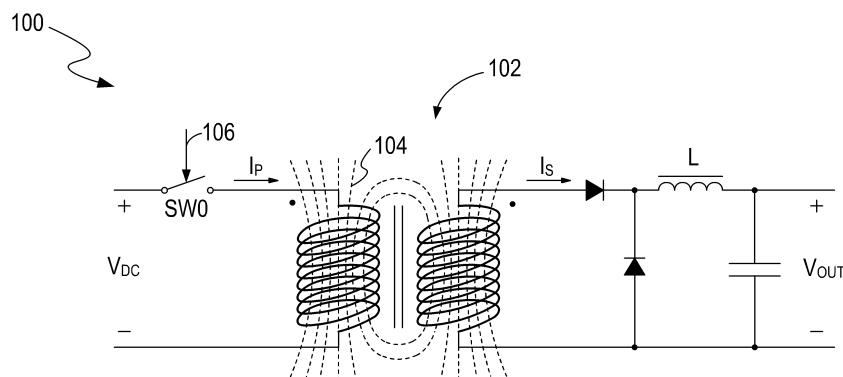
[0047] 위에서 기술된 내용 및 도면은 본 발명의 실시 형태를 나타내는 한편, 다양한 추가 발명, 변형 발명 및 대체 발명이 첨부된 청구 범위에서 규정된 본 발명의 기술적 사상 및 범위로부터 벗어나지 않고 그 안에서 만들어질 수 있는 것으로 이해될 것이다. 이 분야에서 통상의 지식을 가진 자는 본 발명이 형태, 구조, 배열, 비율, 소재, 소자 및 구성요소의 많은 변형 형태 및 본 발명의 기술적 사상으로부터 벗어나지 않고 특정한 환경 및 작동 요구 조건에 특별히 적합하도록 본 발명의 실시에서 사용되는 이와 다른 것을 이용하여 사용될 수 있는 것으로 인식할 것이다. 그러므로 위에서 기술된 실시 형태는 모든 관점에서 예시적이며 제한적이지 않는 것으로 간주되어야 하고, 본 발명의 범위는 첨부된 청구범위 및 그들의 법적 등가물에 의하여 명시되고, 위의 기술에 의하여 제한되지 않는다.

### **부호의 설명**

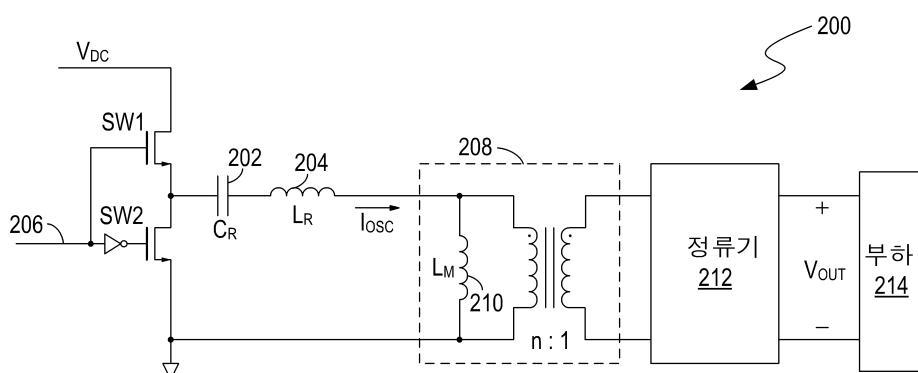
[0048]	100: 컨버터	102: 변압기
	104: 자속 밀도	106: 제어 신호
	200: 컨터버	202: 커페시터
	204: 인덕터	206: PWM 신호
	208: 변압기	212: 정류기
	214: 부하	
	300: 컨버터	314: 출력 단자
	330: 제어 신호	340: 제어 회로
	344: 변환 회로	342: 스위치 회로
	348: 되먹임 회로	
	404: 일차 권선	416: TON 타이머
	418: 제1 회로	420: TOFF 타이머
	422: 전압-제어 오실레이터	426: 제2 신호
	424: 제1 신호	428: 오류 증폭기
	500: 컨버터	502: 변압기 회로
	504, 508: 일차 권선	506, 510: 이차 권선
	532: 멀티플렉서	
	602: 변압기 회로	604: 일차 권선
	606, 608: 이차 권선	
	700: 컨버터	702: 변압기 회로
	704: 일차 권선	706, 708: 이차 권선

## 도면

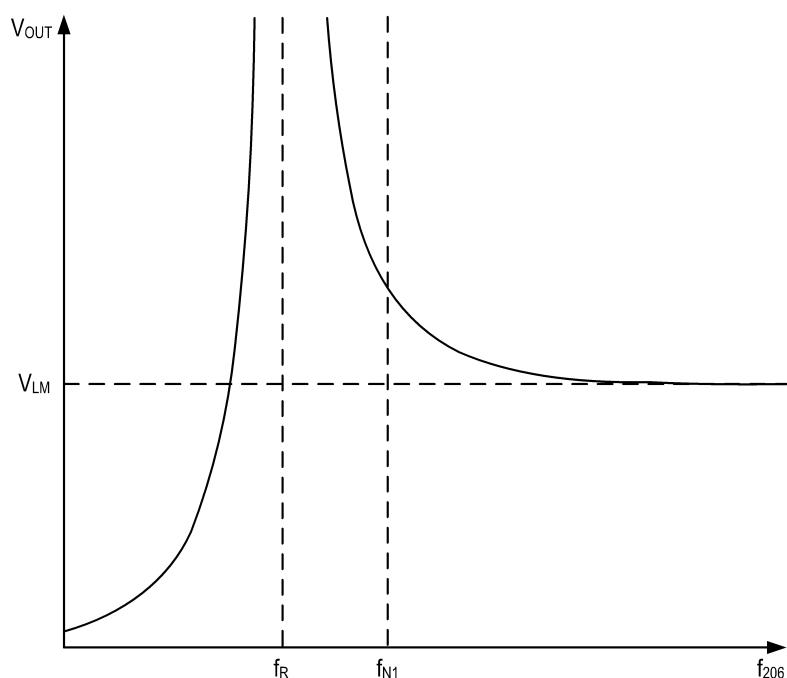
## 도면1



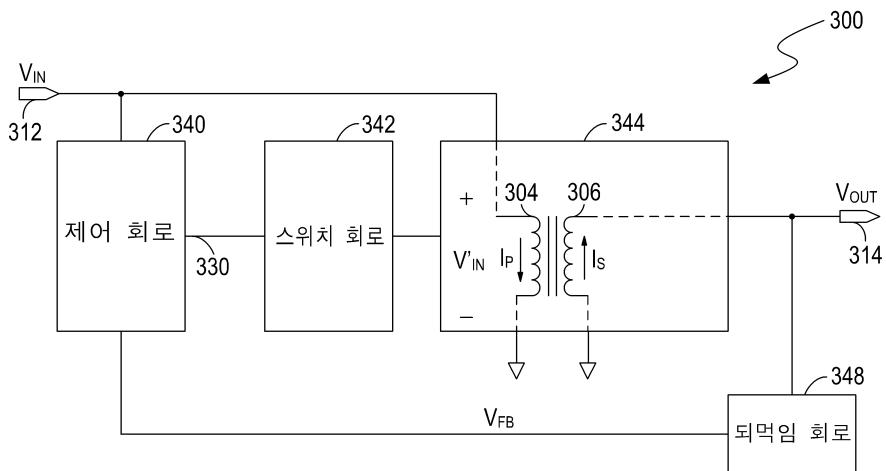
## 도면2a



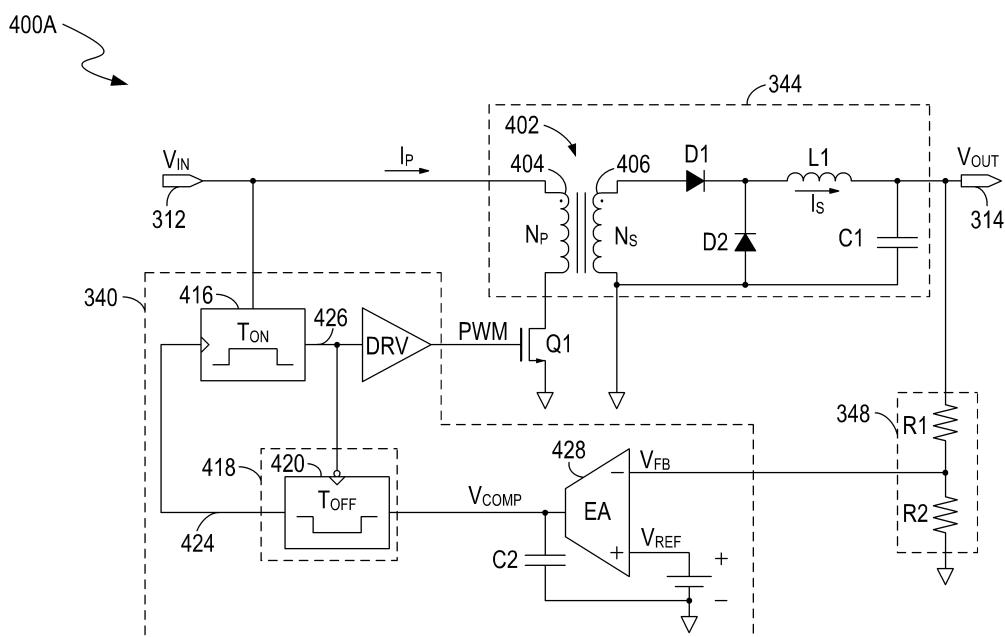
## 도면2b



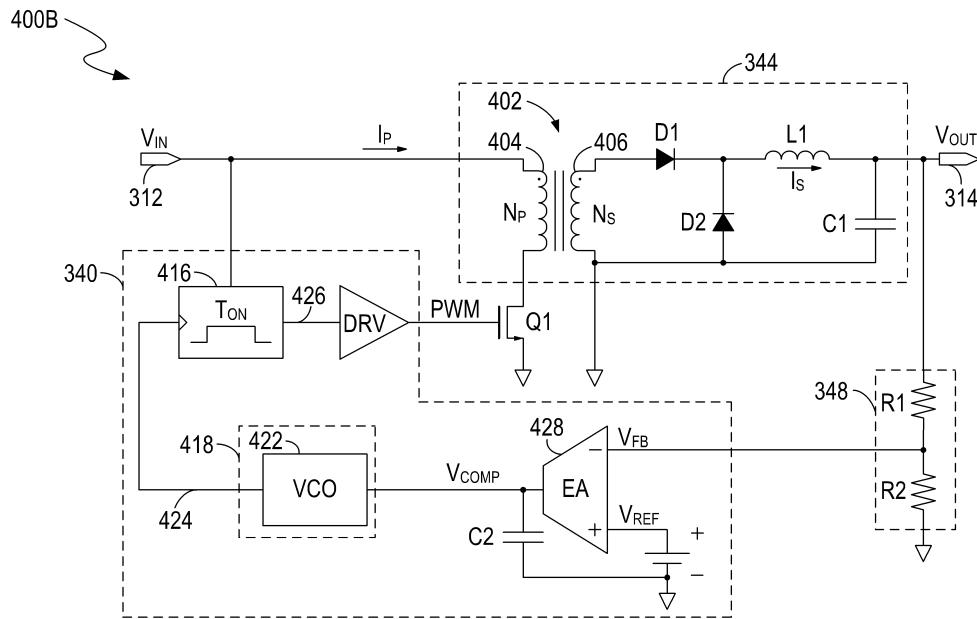
### 도면3



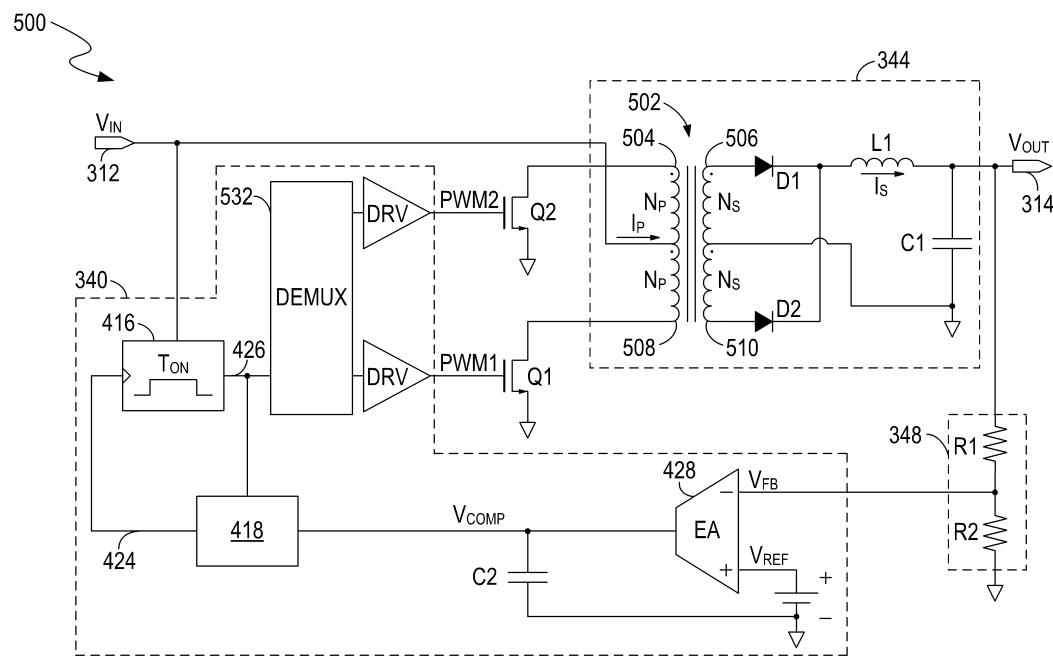
### 도면4a



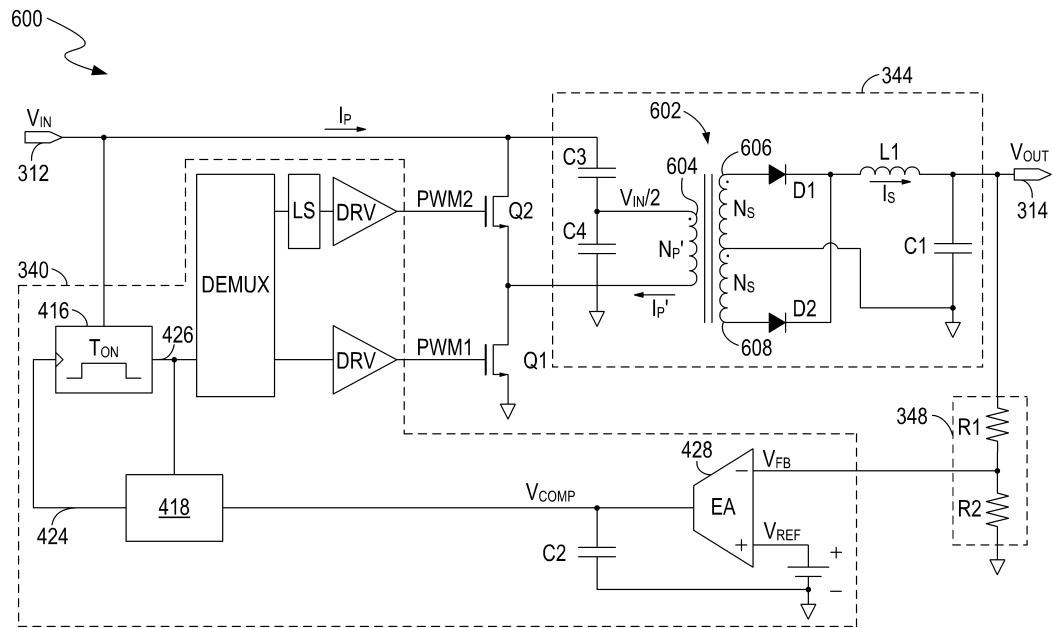
## 도면4b



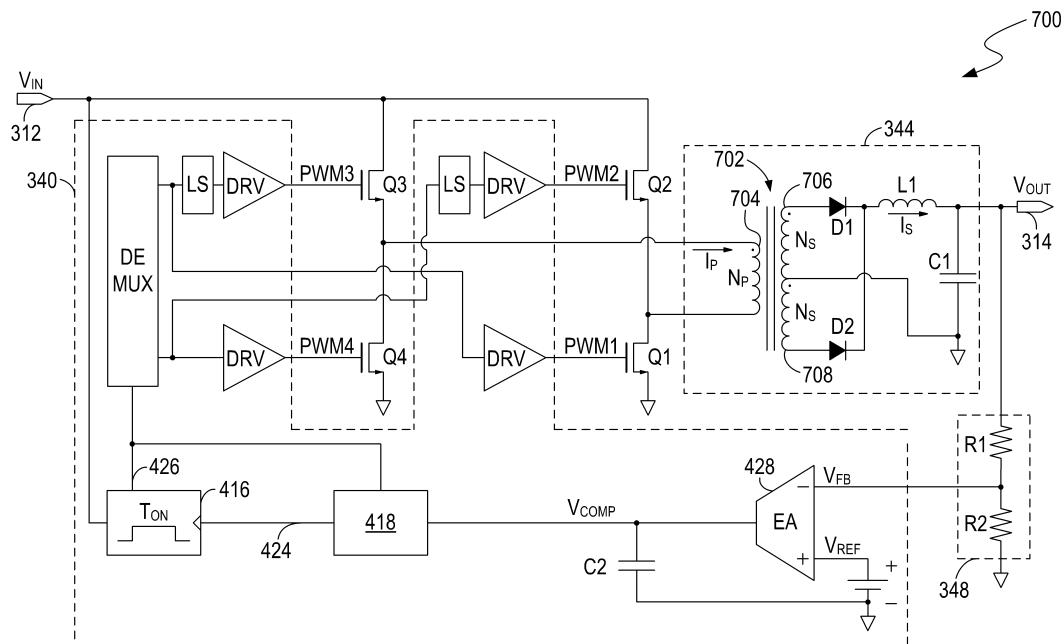
## 도면5



## 도면6



## 도면7



## 도면8

