



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2013년08월27일
(11) 등록번호 10-1300007
(24) 등록일자 2013년08월20일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H05B 41/36 (2006.01) F21L 13/00 (2006.01)
H05B 33/08 (2006.01)
(21) 출원번호 10-2008-7022053
(22) 출원일자(국제) 2006년05월08일
심사청구일자 2011년05월06일
(85) 번역문제출일자 2008년09월09일
(65) 공개번호 10-2009-0077872
(43) 공개일자 2009년07월16일
(86) 국제출원번호 PCT/US2006/017610
(87) 국제공개번호 WO 2007/094810
국제공개일자 2007년08월23일
(30) 우선권주장
60/772,136 2006년02월10일 미국(US)
(56) 선행기술조사문헌
KR1020030070273 A*
KR1020060131985 A*
*는 심사관에 의하여 인용된 문헌

(73) 특허권자
필립스 솔리드-스테이트 라이팅 솔루션스, 인크.
미국 01803 매사추세츠, 벨링톤, 벨링톤 우즈 드
라이브 3
(72) 발명자
리스, 이호르, 에이.
미국 02186 매사추세츠주 밀튼 콜로니얼 로드 30
시크, 이고르
미국 02459 매사추세츠주 뉴튼 센터 그랜트 애비
뉴 230
라비너, 마트, 데이비드
미국 02140 매사추세츠주 캄브릿지 유나이티
넘버5 리치데일 애비뉴 85
(74) 대리인
백만기, 양영준

전체 청구항 수 : 총 45 항

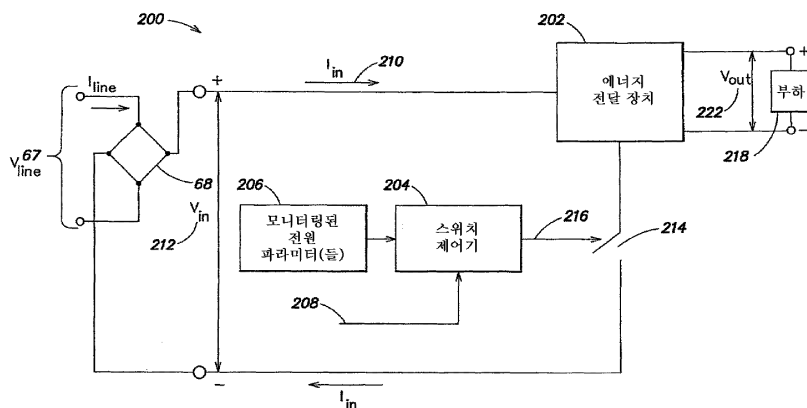
심사관 : 이준석

(54) 발명의 명칭 부하마다 단일 스위칭 스테이지를 사용하는 고역률 제어 전력 전달 방법 및 장치

(57) 요약

단일 스위칭 스테이지를 사용하여 부하에 고역률 전력을 전달하는 방법 및 장치가 제공된다. 예시적인 구현에서, 고역률을 유지하면서, 어떤 경우에, 단일 스위칭 스테이지에서 통상의 스위칭 동작을 제어하기 위해 부하 조건에 관한 피드백 정보를 필요로 하지 않고(즉, 부하 전압 및/또는 전류를 모니터링하지 않고) 또한 부하 전압 및/또는 부하 전류의 조절을 필요로 하지 않고, 단일 스위칭 스테이지를 사용하여 제어가능 가변 전력이 부하로 전달될 수 있다. 일례에서, LED-기반 광원에의 전력 전달을 제어하기 위해 단일 스테이지 고역률 구동기가 사용된다.

대표도



특허청구의 범위

청구항 1

조명 장치로서,

적어도 하나의 제1 LED-기반 광원을 포함하는 제1 부하

를 적어도 포함하고,

상기 제1 부하에 대한 제1 단일 스위칭 스테이지를 포함하는 스위칭 전원 공급 장치(switching power supply) - 상기 스위칭 전원 공급 장치는 상기 제1 단일 스위칭 스테이지의 제어를 통해 상기 제1 부하에 역률 보정(power factor correction) 및 제1 부하 전력을 제공하도록 구성됨 -

를 포함하고,

상기 스위칭 전원 공급 장치는, 상기 제1 부하와 연관된 하나 이상의 사전 결정된 파라미터에 기초하여 결정되는 상기 제1 부하 전력을 제공하기 위해 상기 제1 단일 스위칭 스테이지를 제어하도록 더 구성되고,

상기 스위칭 전원 공급 장치는,

A.C. 전압원에 결합되어, 출력으로서 정류된 전압 파형을 제공하도록 구성된 정류기, 및

상기 제1 단일 스위칭 스테이지의 제1 스위칭 동작을 제어하도록 구성된 적어도 하나의 제어기

를 더 포함하고,

상기 제1 단일 스위칭 스테이지는 제1 에너지 전달 장치(energy transfer arrangement)를 적어도 포함하고, 상기 제1 에너지 전달 장치는 상기 제1 에너지 전달 장치에 대한 상기 정류된 전압 파형의 주기적인 연결에 기초하여 상기 제1 부하 전력을 상기 제1 부하에 제공하도록 구성되며,

상기 적어도 하나의 제어기는, 상기 제1 에너지 전달 장치에 대한 상기 정류된 전압 파형의 주기적인 연결 및 상기 제1 부하에 대한 상기 제1 부하 전력의 제공을 구현하기 위해 상기 제1 단일 스위칭 스테이지의 제1 스위칭 동작을 제어하도록 구성되는 조명 장치.

청구항 2

제1항에 있어서, 상기 적어도 하나의 제1 LED-기반 광원은 본질적으로 백색 광을 생성하도록 구성되는 조명 장치.

청구항 3

제2항에 있어서, 상기 적어도 하나의 제1 LED-기반 광원은 적어도 하나의 백색 LED를 포함하는 조명 장치.

청구항 4

제1항에 있어서, 상기 스위칭 전원 공급 장치는 상기 조명 장치와 연관된 역률이 1(unity)과 같도록 상기 제1 단일 스위칭 스테이지를 제어하도록 더 구성되는 조명 장치.

청구항 5

삭제

청구항 6

제1항에 있어서, 상기 제1 에너지 전달 장치는 플라이백 컨버터(flyback converter) 구성으로 배열된 복수의 구성요소를 포함하는 조명 장치.

청구항 7

제1항에 있어서, 상기 적어도 하나의 제어기는 상기 제1 단일 스위칭 스테이지가 불연속 모드로 동작하도록 상

기 제1 스위칭 동작을 제어하도록 구성되는 조명 장치.

청구항 8

제1항에 있어서, 상기 적어도 하나의 제어기는 상기 정류된 전압 파형 및 상기 정류기로부터 도출된 전류 중 적어도 하나에 적어도 부분적으로 기초하여 상기 제1 스위칭 동작을 제어하도록 구성되는 조명 장치.

청구항 9

제8항에 있어서, 상기 적어도 하나의 제어기는 상기 제1 부하에 대해 원하는 제1 부하 전력을 나타내는 제1 정보에 적어도 부분적으로 기초하여 상기 제1 스위칭 동작을 제어하도록 더 구성되는 조명 장치.

청구항 10

제9항에 있어서, 상기 제1 정보는, 제1 기간 동안 상기 원하는 제1 부하 전력에 대한 제1 값을 나타내는 제1 조명 명령 및 상기 제1 기간 직후의 제2 기간 동안 상기 원하는 제1 부하 전력에 대한 제2 값을 나타내는 제2 조명 명령을 포함하고, 상기 제2 값은 상기 제1 값보다 크며,

상기 적어도 하나의 제어기는, 상기 제1 값과 상기 제2 값 사이의 적어도 하나의 중간값(intervening value)을 통해 상기 제1 부하 전력을 상기 제1 값으로부터 상기 제2 값으로 점차적으로 증가시키기 위해 상기 제1 스위칭 동작을 제어하도록 구성되는 조명 장치.

청구항 11

제10항에 있어서, 상기 적어도 하나의 제어기는 상기 적어도 하나의 중간값을 나타내는 적어도 하나의 부가의 조명 명령을 생성하기 위해 상기 제1 조명 명령 및 상기 제2 조명 명령을 처리하도록 구성되는 조명 장치.

청구항 12

제9항에 있어서, 상기 적어도 하나의 제어기는 상기 제1 스위칭 동작의 듀티비(duty cycle) 및 주파수 중 적어도 하나를 제어하도록 구성되는 조명 장치.

청구항 13

제12항에 있어서, 상기 적어도 하나의 제어기는 상기 제1 스위칭 동작의 듀티비 및 주파수를 제어하도록 구성되며,

상기 적어도 하나의 제어기는 상기 원하는 제1 부하 전력을 나타내는 상기 제1 정보에 적어도 부분적으로 기초하여 상기 제1 스위칭 동작의 듀티비 및 주파수와 연관된 각자의 가중치들을 할당하도록 더 구성되는 조명 장치.

청구항 14

제13항에 있어서, 상기 적어도 하나의 제어기는 상기 제1 스위칭 동작의 듀티비 및 주파수와 연관된 가중치들을 균등하게 할당하도록 구성되는 조명 장치.

청구항 15

제13항에 있어서, 제1 파라미터 t_{gain} 은 상기 듀티비를 최대 듀티비의 퍼센트로 나타내고,

제2 파라미터 f_{gain} 은 상기 주파수를 최대 주파수의 퍼센트로 나타내며,

상기 적어도 하나의 제어기는, $(t_{gain})^2$ 와 f_{gain} 을 곱하여 얻어진 결과가 1보다 작거나 같게 되도록 상기 듀티비 및 상기 주파수와 연관된 가중치들을 할당하도록 구성되는 조명 장치.

청구항 16

제13항에 있어서, 제1 파라미터 t_{gain} 은 상기 듀티비를 최대 듀티비의 퍼센트로 나타내고,

제2 파라미터 f_{gain} 은 상기 주파수를 최대 주파수의 퍼센트로 나타내며,

상기 적어도 하나의 제어기는, $(t_{\text{gain}})^2 = f_{\text{gain}}$ 이도록 상기 듀티비 및 상기 주파수와 연관된 가중치들을 할당하도록 구성되는 조명 장치.

청구항 17

제1항에 있어서, 적어도 하나의 제2 LED-기반 광원은 포함하는 제2 부하를 더 포함하고,

상기 스위칭 전원 공급 장치는 상기 제2 부하에 대한 제2 단일 스위칭 스테이지를 포함하고, 상기 스위칭 전원 공급 장치는, 상기 제2 단일 스위칭 스테이지의 제어를 통해 상기 제2 부하에 상기 역률 보정, 상기 제1 부하 전력 및 제2 부하 전력을 제공하도록 구성되며,

상기 적어도 하나의 제어기는, 상기 제2 부하와 연관된 하나 이상의 사전 결정된 파라미터에 기초하여 결정되는 상기 제2 부하 전력을 제공하기 위해 상기 제2 단일 스위칭 스테이지를 제어하도록 구성되는 조명 장치.

청구항 18

제17항에 있어서, 상기 제2 단일 스위칭 스테이지는 제2 에너지 전달 장치를 포함하고, 상기 제2 에너지 전달 장치는 상기 제2 에너지 전달 장치에 대한 상기 정류된 전압 파형의 제2 주기적인 연결에 기초하여 상기 제2 부하 전력을 상기 제2 부하에 제공하도록 구성되며,

상기 적어도 하나의 제어기는, 상기 제2 에너지 전달 장치에 대한 상기 정류된 전압 파형의 제2 주기적인 연결 및 상기 제2 부하에 대한 상기 제2 부하 전력의 제공을 구현하기 위해 상기 제2 단일 스위칭 스테이지의 제2 스위칭 동작을 제어하도록 구성되는 조명 장치.

청구항 19

제18항에 있어서, 상기 적어도 하나의 제어기는 원하는 제1 부하 전력을 나타내는 제1 정보 및 원하는 제2 부하 전력을 나타내는 제2 정보에 적어도 부분적으로 기초하여 상기 제1 스위칭 동작 및 상기 제2 스위칭 동작을 독립적으로 제어하도록 구성되는 조명 장치.

청구항 20

제19항에 있어서, 상기 적어도 하나의 제1 LED-기반 광원은 제1 스펙트럼을 갖는 제1 방사를 생성하도록 구성된 적어도 하나의 제1 LED를 포함하며,

상기 적어도 하나의 제2 LED-기반 광원은 상기 제1 스펙트럼과 다른 제2 스펙트럼을 갖는 제2 방사를 생성하도록 구성된 적어도 하나의 제2 LED를 포함하는 조명 장치.

청구항 21

제20항에 있어서, 상기 적어도 하나의 제어기는 네트워크를 통해 상기 조명 장치의 제어를 용이하게 해주기 위해 주소 지정 가능 장치(addressable device)로서 구성되는 조명 장치.

청구항 22

제20항에 있어서, 상기 적어도 하나의 제1 LED는 적어도 하나의 제1 백색 LED를 포함하는 조명 장치.

청구항 23

제22항에 있어서, 상기 적어도 하나의 제2 LED는 적어도 하나의 제2 백색 LED를 포함하는 조명 장치.

청구항 24

제23항에 있어서, 상기 적어도 하나의 제어기는 네트워크를 통해 상기 조명 장치의 제어를 용이하게 해주기 위해 주소 지정 가능 장치로서 구성되는 조명 장치.

청구항 25

제1항에 있어서, 상기 스위칭 전원 공급 장치는, 적어도 상기 제1 부하의 부재 또는 고장을 나타내는 개방 회로 조건을 검출하도록 구성된 개방 회로 보호 회로부(open circuit protection circuitry)를 더 포함하며,

상기 스위칭 전원 공급 장치는 상기 개방 회로 조건의 검출 시에 적어도 상기 제1 단일 스위칭 스테이지의 동작을 중단시키도록 더 구성되는 조명 장치.

청구항 26

조명 방법으로서,

- A) 적어도 하나의 제1 LED-기반 광원을 포함하는 제1 부하로부터 제1 광을 생성하는 단계; 및
- B) 상기 제1 부하와 연관된 하나 이상의 사전 결정된 파라미터에 기초하여 결정되는 제1 부하 전력 및 역률 보정을 제1 단일 스위칭 스테이지의 제어를 통해 상기 제1 부하에 제공하는 단계

를 포함하고,

상기 제1 단일 스위칭 스테이지는 제1 에너지 전달 장치를 포함하며,

상기 단계 B)는,

- B1) 상기 제1 에너지 전달 장치에 정류된 전압 파형을 주기적으로 연결하기 위해 상기 제1 단일 스위칭 스테이지의 제1 스위칭 동작을 제어하는 단계

를 더 포함하는 조명 방법.

청구항 27

제26항에 있어서, 상기 단계 A)는 상기 적어도 하나의 제1 LED-기반 광원으로부터 본질적으로 백색 광을 생성하는 단계를 포함하는 조명 방법.

청구항 28

제26항에 있어서, 상기 단계 B)는 상기 제1 단일 스위칭 스테이지와 연관된 역률이 1과 같도록 상기 제1 단일 스위칭 스테이지를 제어하는 단계를 포함하는 조명 방법.

청구항 29

삭제

청구항 30

제26항에 있어서, 상기 제1 에너지 전달 장치는 플라이백 컨버터 구성으로 배열된 복수의 구성요소를 포함하는 조명 방법.

청구항 31

제26항에 있어서, 상기 단계 B1)은 상기 제1 단일 스위칭 스테이지가 불연속 모드로 동작하도록 상기 제1 스위칭 동작을 제어하는 단계를 포함하는 조명 방법.

청구항 32

제26항에 있어서, 상기 단계 B1)은,

- B2) 상기 정류된 전압 파형 및 상기 정류된 전압 파형과 연관된 전류 중 적어도 하나에 적어도 부분적으로 기초하여 상기 제1 스위칭 동작을 제어하는 단계를 포함하는 조명 방법.

청구항 33

제26항에 있어서, 상기 단계 B1)은,

- B3) 상기 제1 부하에 대해 원하는 제1 부하 전력을 나타내는 제1 정보에 적어도 부분적으로 기초하여 상기 제1 스위칭 동작을 제어하는 단계를 포함하는 조명 방법.

청구항 34

제33항에 있어서, 상기 제1 정보는, 제1 기간 동안 상기 원하는 제1 부하 전력에 대한 제1 값을 나타내는 제1

조명 명령 및 상기 제1 기간 직후의 제2 기간 동안 상기 원하는 제1 부하 전력에 대한 제2 값을 나타내는 제2 조명 명령을 포함하고, 상기 제2 값은 상기 제1 값보다 크며,

상기 단계 B3)은,

B4) 상기 제1 값과 상기 제2 값 사이의 적어도 하나의 중간값을 통해 상기 제1 부하 전력을 상기 제1 값으로부터 상기 제2 값으로 점차적으로 증가시키기 위해 상기 제1 스위칭 동작을 제어하는 단계를 포함하는 조명 방법.

청구항 35

제34항에 있어서, 상기 단계 B4)는 상기 적어도 하나의 중간값을 나타내는 적어도 하나의 부가의 조명 명령을 생성하기 위해 상기 제1 조명 명령 및 상기 제2 조명 명령을 처리하는 단계를 포함하는 조명 방법.

청구항 36

제33항에 있어서, 상기 단계 B3)은,

B5) 상기 제1 스위칭 동작의 듀티비 및 주파수 중 적어도 하나를 제어하는 단계를 포함하는 조명 방법.

청구항 37

제36항에 있어서, 상기 단계 B5)는,

B6) 상기 제1 스위칭 동작의 듀티비 및 주파수를 제어하는 단계, 및

B7) 상기 원하는 제1 부하 전력을 나타내는 상기 제1 정보에 적어도 부분적으로 기초하여 상기 제1 스위칭 동작의 듀티비 및 주파수와 연관된 각자의 가중치들을 할당하는 단계

를 포함하는 조명 방법.

청구항 38

제37항에 있어서, 상기 단계 B7)은 상기 제1 스위칭 동작의 듀티비 및 주파수와 연관된 가중치들을 균등하게 할당하는 단계를 포함하는 조명 방법.

청구항 39

제37항에 있어서, 제1 파라미터 t_{gain} 은 상기 듀티비를 최대 듀티비의 퍼센트로 나타내고,

제2 파라미터 f_{gain} 은 상기 주파수를 최대 주파수의 퍼센트로 나타내며,

상기 단계 B7)은, $(t_{gain})^2$ 와 f_{gain} 을 곱하여 얻어진 결과가 1보다 작거나 같게 되도록 상기 듀티비 및 상기 주파수와 연관된 가중치들을 할당하는 단계를 포함하는 조명 방법.

청구항 40

제37항에 있어서, 제1 파라미터 t_{gain} 은 상기 듀티비를 최대 듀티비의 퍼센트로 나타내고,

제2 파라미터 f_{gain} 은 상기 주파수를 최대 주파수의 퍼센트로 나타내며,

상기 단계 B7)은, $(t_{gain})^2 = f_{gain}$ 이도록 상기 듀티비 및 상기 주파수와 연관된 가중치들을 할당하는 단계를 포함하는 조명 방법.

청구항 41

제26항에 있어서, C) 적어도 하나의 제2 LED-기반 광원을 포함하는 제2 부하로부터 제2 광을 생성하는 단계; 및

D) 상기 제2 부하와 연관된 하나 이상의 사전 결정된 파라미터에 기초하여 결정되는 제2 부하 전력을 제2 단일 스위칭 스테이지의 제어를 통해 상기 제2 부하에 제공하는 단계

를 더 포함하는 조명 방법.

청구항 42

제41항에 있어서, 상기 제2 단일 스위칭 스테이지는 제2 에너지 전달 장치를 포함하며, 상기 단계 D)는,

D1) 상기 정류된 전압 파형을 상기 제2 에너지 전달 장치에 주기적으로 연결하기 위해 상기 제2 단일 스위칭 스테이지의 제2 스위칭 동작을 제어하는 단계를 더 포함하는 조명 방법.

청구항 43

제42항에 있어서, 상기 단계 D1)은 원하는 제1 부하 전력을 나타내는 제1 정보 및 원하는 제2 부하 전력을 나타내는 제2 정보에 적어도 부분적으로 기초하여 상기 제1 스위칭 동작 및 상기 제2 스위칭 동작을 독립적으로 제어하는 단계를 포함하는 조명 방법.

청구항 44

제43항에 있어서, 상기 적어도 하나의 제1 LED-기반 광원은 제1 스펙트럼을 갖는 제1 방사를 생성하도록 구성된 적어도 하나의 제1 LED를 포함하며,

상기 적어도 하나의 제2 LED-기반 광원은 상기 제1 스펙트럼과 다른 제2 스펙트럼을 갖는 제2 방사를 생성하도록 구성된 적어도 하나의 제2 LED를 포함하는 조명 방법.

청구항 45

제44항에 있어서, 상기 적어도 하나의 제1 LED는 적어도 하나의 제1 백색 LED를 포함하는 조명 방법.

청구항 46

제45항에 있어서, 상기 적어도 하나의 제2 LED는 적어도 하나의 제2 백색 LED를 포함하는 조명 방법.

청구항 47

제26항에 있어서, 적어도 상기 제1 부하의 부재 또는 고장을 나타내는 개방 회로 조건을 검출하는 단계; 및 상기 개방 회로 조건의 검출 시에 적어도 상기 제1 단일 스위칭 스테이지의 동작을 중단시키는 단계를 더 포함하는 조명 방법.

명세서

배경 기술

[0001] DC-DC 컨버터는 DC 입력 전압을 받아서 DC 출력 전압을 제공하는 공지의 전기 장치이다. 많은 응용에서, DC-DC 컨버터는 미조정된 DC 입력 전압(unregulated DC input voltage)에 기초하여 조정된 DC 출력 전압(regulated DC output voltage)을 부하에 제공하도록 구성되어 있으며, 일반적으로 DC-DC 컨버터는 다양한 DC 전원 중 임의의 것에 의해 제공되는 미조정된 전압을 주어진 부하를 구동하기 위한 보다 적절한 조정된 전압으로 변환하는데 이용될 수 있다. 많은 통상의 전원 공급 장치 구현에서, 미조정된 DC 입력 전압은 브리지 정류기/필터 회로 장치에 의해 정류 및 필터링되는 120 Vrms/ 60 Hz AC 선간 전압과 같은 AC 전원으로부터 도출된다. 이 경우에, 이하에서 더 논의되는 바와 같이, 위험한 전압이 수반될 가능성이 있는 경우, 안전한 동작을 보장하기 위해 DC-DC 컨버터에서 보호 분리 구성요소(protective isolation component)가 일반적으로 이용된다.

[0002] 도 1은 더 높은 미조정된 DC 입력 전압(30)(V_{in})에 기초하여, 부하(40)에 조정된 DC 출력 전압(32)(V_{out})을 제공하도록 구성된 종래의 스텝-다운 DC-DC 컨버터(step-down DC-DC converter)(50)의 회로도를 나타낸 것이다. 도 1의 스텝-다운 컨버터는 또한 통상 "강압" 컨버터(buck converter)라고 한다. 기능적 측면에서 볼 때, 도 1의 강압 컨버터는 일반적으로 다른 유형의 DC-DC 컨버터를 나타내며, 이들의 어떤 예들에 대해 이하에서 차례로 논의된다.

[0003] 도 1의 강압 컨버터와 같은 DC-DC 컨버터는 선택적으로 에너지가 에너지 저장 장치[예를 들어, 도 1의 트랜지스터 스위치(20) 및 인덕터(22)를 말함]에 저장될 수 있게 해주는 포화 스위치(saturated switch)로서 동작하도록

구성된 트랜지스터 또는 등가의 장치를 이용한다. 도 1이 이러한 트랜지스터 스위치를 바이폴라 접합 트랜지스터(BJT)로서 나타내고 있지만, 다양한 DC-DC 컨버터 구현에서 전계 효과 트랜지스터(FET)도 역시 스위치로서 이용될 수 있다. 이러한 트랜지스터 스위치를 이용함으로써, DC-DC 컨버터는 그의 일반적인 기능으로 인해 통상 "스위칭 레귤레이터(stepping regulator)"라고도 한다.

[0004] 상세하게는, 도 1의 회로에서의 트랜지스터 스위치(20)는 비교적 짧은 시간 구간 동안 인덕터(22)(L)를 통해 미조정된 DC 입력 전압(30)(V_{in})을 주기적으로 인가하도록 동작된다(도 1 및 이후의 도면들에서, 달리 언급하지 않는 한, 원하는 인덕턴스를 제공하기 위해 다양한 직렬/병렬 구성 중 임의의 구성으로 배열된 하나 이상의 실제 인덕터를 개략적으로 표현하기 위해 단일의 인덕터가 도시되어 있다). 트랜지스터 스위치가 "온" 또는 닫혀 있는[즉, 입력 전압(V_{in})을 인덕터로 전달하는] 구간 동안에, 인가된 전압에 기초하여 인덕터를 통해 전류가 흐르며, 인덕터는 그의 자계에 에너지를 저장한다. 스위치가 "오프"되거나 열릴 때(즉, DC 입력 전압이 인덕터로부터 제거될 때), 인덕터에 저장된 에너지가 비교적 평활한 DC 출력 전압(V_{out})을 부하(40)에 제공하는 기능을 하는 필터 커패시터(34)로 전달된다(즉, 커패시터는 인덕터 에너지 저장 사이클 사이에서 본질적으로 연속적인 에너지를 부하에 제공한다).

[0005] 보다 구체적으로는, 도 1에서, 트랜지스터 스위치(20)가 온일 때, 전압 $V_L = V_{out} - V_{in}$ 이 인덕터(22) 양단에 인가된다. 이 인가 전압에 의해 관계식 $V_L = L \cdot dI_L/dt$ 에 기초하여 선형적으로 증가하는 전류 I_L 이 인덕터를 통해(부하 및 커패시터로) 흐르게 된다. 트랜지스터 스위치(20)가 오프될 때, 인덕터를 통한 전류 I_L 은 계속하여 동일 방향으로 흐르고, 다이오드(24)(D1)가 이제 도통하여 회로를 완성한다. 전류가 다이오드를 통해 흐르고 있는 한, 인덕터 양단의 전압 V_L 이 $V_{out} - V_{diode}$ 로 고정되어, 에너지가 인덕터의 자계로부터 커패시터 및 부하로 제공됨에 따라 인덕터 전류 I_L 이 선형적으로 감소하게 된다. 도 2는 바로 위에서 기술한 스위칭 동작 동안에 도 1의 회로에 대한 다양한 신호 파형을 나타낸 도면이다.

[0006] 종래의 DC-DC 컨버터는, 통상 "연속" 모드 및 "불연속" 모드라고 하는 서로 다른 모드로 동작하도록 구성될 수 있다. 연속 모드 동작에서는, 인덕터 전류 I_L 이 트랜지스터 스위치의 연속적인 스위칭 사이클 동안에 0보다 높게 유지되는 반면, 불연속 모드에서는, 인덕터 전류가 주어진 스위칭 사이클의 시작에서 0에서 출발하여 스위칭 사이클의 끝에서 0으로 되돌아온다. 도 1의 회로에 대한 약간 간략화되어 있지만 유용한 분석을 제공하기 위해, 이하의 논의에서는 연속 모드 동작에 대해 살펴보고, 잠시동안 스위치가 온(즉, 도통 중)일 때 트랜지스터 스위치 양단에서의 전압 강하가 없고 다이오드가 전류를 도통하고 있는 동안 다이오드 D1 양단에 무시할 수 있는 전압 강하가 있는 것으로 가정한다. 이상의 내용을 염두에 두고서, 연속적인 스위칭 사이클에 걸친 인덕터 전류의 변화는 도 3의 도움을 받아 살펴볼 수 있다.

[0007] 도 3은 트랜지스터 스위치(20)의 동작에 기초한 도 1에 도시된 지점에서의 전압 V_x 및 2개의 연속적인 스위칭 사이클 동안에 인덕터를 통한 전류 I_L 이 중첩되어 있는 그래프이다[다시 말하지만, 다이오드 D1의 양단에서의 전압 강하를 무시함]. 도 3에서, 수평축은 시간 t 를 나타내고, 전체 스위칭 사이클은 시간 주기 T 로 나타내어져 있으며, 여기서 트랜지스터 스위치 "온" 시간은 t_{on} 으로 나타내어져 있고, 스위치 "오프" 시간은 t_{off} 로 나타내어져 있다(즉, $T = t_{on} + t_{off}$).

[0008] 정상 상태 동작(steady state operation)의 경우, 스위칭 사이클의 시작 및 끝에서의 인덕터 전류 I_L 이, 도 3에서 표시 I_0 로 알 수 있는 바와 같이, 본질적으로 동일하다는 것을 잘 알 것이다. 그에 따라, 관계식 $V_L = L \cdot dI_L/dt$ 로부터, 한 스위칭 사이클에 걸친 전류 dI_L 의 변화는 0이고, 다음과 같이 주어질 수 있다.

[0009]
$$dI_L = 0 = \frac{1}{L} \left(\int_0^{t_{on}} (V_{in} - V_{out}) dt + \int_{t_{on}}^T (-V_{out}) dt \right)$$

[0010] 이를 간략화하면

[0011]
$$(V_{in} - V_{out})t_{on} - (V_{out})(T - t_{on}) = 0$$
 또는

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

[0012] 으로 되며,

[0013] 여기서, D는 트랜지스터 스위치의 "듀티비", 즉 스위치가 온되어 에너지가 인덕터에 저장될 수 있게 해주는 스위칭 사이클당 시간의 비율로서 정의된다. 이상으로부터, 입력 전압에 대한 출력 전압의 비가 D에 비례한다는 것, 즉 도 1의 회로에 있는 스위치의 듀티비 D를 변화시킴으로써, 출력 전압 V_{out} 이 입력 전압 V_{in} 에 대해 변화될 수 있지만 최대 듀티비 D가 1이기 때문에 입력 전압을 초과할 수 없다는 것을 알 수 있다.

[0014] 따라서, 앞서 언급한 바와 같이, 도 1의 종래의 강압 컨버터는 특히 입력 전압 V_{in} 보다 낮은 조정된 출력 전압 V_{out} 을 부하(40)에 제공하도록 구성되어 있다. 출력 전압 V_{out} 의 안정성을 보장하기 위해, 도 1에 도시된 바와 같이, 강압 컨버터는 트랜지스터 스위치(20)의 동작을 제어하기 위해 피드백 제어 루프(46)를 이용한다. 일반적으로 연결(47)로 도 1에 나타난 바와 같이, 피드백 제어 루프(46)의 다양한 구성요소에 대한 전력이 DC 입력 전압 V_{in} 으로부터 또는 다른 대안으로서 다른 독립 전원에서 도출될 수 있다.

[0015] 도 1의 피드백 제어 루프(46)에서, DC 출력 전압 V_{out} 의 스케일링된 샘플 전압 V_{sample} 이 (예를 들어, 저항 R_2 및 R_3 를 통해) 피드백 제어 루프(46)에 입력으로서 제공되고 오차 증폭기(28)에 의해 기준 전압 V_{ref} 와 비교된다. 기준 전압 V_{ref} 는 원하는 조정된 출력 전압 V_{out} 의 정상 상태의 스케일링된 표현(stable scaled representation)이다. 오차 증폭기(28)는 V_{sample} 및 V_{ref} 의 비교에 기초한 오차 신호(38)(이 예에서, 어떤 미리 정해진 범위에 걸친 플러스 전압 신호)를 발생하고, 이 오차 신호의 크기는 궁극적으로 트랜지스터 스위치(20)의 동작을 제어하며, 이는 차례로 스위치의 듀티비에 대한 조정을 통해 출력 전압 V_{out} 을 조정한다. 이와 같이, 피드백 제어 루프는 정상 상태의 조정된 출력 전압 V_{out} 을 유지한다.

[0016] 보다 구체적으로는, 오차 신호(38)는 발진기(26)에 의해 제공되는 주파수 $f = 1/T$ 를 갖는 펄스열(pulse stream)(42)도 수신하는 펄스폭 변조기(36)에 대한 제어 전압으로서 역할한다. 종래의 DC-DC 컨버터에서, 펄스열(42)에 대한 예시적인 주파수 f 는 대략 50kHz 내지 100 kHz의 범위를 포함하지만, 이에 한정되지 않는다. 펄스폭 변조기(36)는 트랜지스터 스위치(20)의 듀티비를 제어하는 온/오프 제어 신호(44)를 제공하기 위해 펄스열(42) 및 오차 신호(38) 둘다를 사용하도록 구성되어 있다. 본질적으로, 펄스열(42)의 펄스는 펄스폭 변조기가 트랜지스터 스위치(20)를 온으로 되게 하는 "트리거"로서 동작하고, 오차 신호(38)는 트랜지스터 스위치가 얼마나 오랫동안 온으로 된 채로 있는지(즉, 기간 t_{on} 의 길이, 따라서 듀티비 D)를 결정한다.

[0017] 예를 들어, 오차 신호(38)가 샘플링된 출력 전압 V_{sample} 이 V_{ref} 보다 높음을 나타내는 경우[즉, 오차 신호(38)가 비교적 낮은 값을 갖는 경우], 펄스폭 변조기(36)는 비교적 짧은 기간의 "온" 펄스, 즉 낮은 듀티비를 갖는 제어 신호(44)를 제공함으로써 트랜지스터 스위치(20)가 온으로 되어 있는 동안에 인덕터에 비교적 적은 에너지를 제공하도록 구성되어 있다. 이와 반대로, 오차 신호(38)가 V_{sample} 이 V_{ref} 보다 낮음을 나타내는 경우[즉, 오차 신호가 비교적 높은 값을 갖는 경우], 펄스폭 변조기는 비교적 긴 기간의 "온" 펄스, 즉 높은 듀티비를 갖는 제어 신호를 제공함으로써 트랜지스터 스위치(20)가 온으로 되어 있는 동안에 인덕터에 비교적 많은 에너지를 제공하도록 구성되어 있다. 그에 따라, 오차 신호(38)를 통해 제어 신호(44)의 "온" 펄스의 지속기간을 변조함으로써, 출력 전압 V_{out} 이 피드백 제어 루프(46)에 의해 V_{ref} 로 나타난 원하는 출력 전압에 근접하도록 조정된다.

[0018] 도 1과 관련하여 상기한 강압 컨버터에 부가하여, 다른 유형의 종래의 DC-DC 컨버터로는, 예를 들어, 입력 전압보다 더 높은 조정된 DC 출력 전압을 제공하는 스텝-업(step-up), 즉 "승압" 컨버터(boost converter), 입력 전압보다 낮거나 높고 입력 전압의 극성과 정반대 극성을 갖는 조정된 DC 출력 전압을 제공하도록 구성될 수 있는 반전형(inverting), 즉 "승압-강압" 컨버터(buck-boost converter), 및 용량 결합 에너지 전달 원리(capacitive coupled energy transfer principle)에 기초하는 "CUK" 컨버터가 있다. 강압 컨버터와 같이, 이들 기타 유형의 컨버터 각각에서, 트랜지스터 스위치의 듀티비 D가 입력 전압 V_{in} 에 대한 출력 전압 V_{out} 의 비를 결정한다.

[0019] 도 4는 종래의 승압 컨버터(52)를 나타낸 것이고, 도 5는 종래의 승압-강압 컨버터 또는 반전형 레귤레이터

(inverting regulator)(54)를 나타낸 것이다. 이들 컨버터 둘다는 듀티비 D 가 비 V_{out}/V_{in} 에 어떻게 영향을 주는지를 판정하기 위해 도 1의 강압 컨버터와 유사하게 분석될 수 있다. 도 6은 주로 유도성인 결합(primarily inductive coupling)이 아니라 용량성 결합을 이용하는 "CUK" 컨버터(56)의 일례를 나타낸 것이다. 도 6의 회로는 도 5의 승압-강압 컨버터에 기초한 쌍대성 원리(duality principle)로부터 도출된다(즉, CUK 컨버터에서의 듀티비 D 와 비 V_{out}/V_{in} 간의 관계는 승압-강압 컨버터의 관계와 동일하다). CUK 컨버터의 한가지 주목할 만한 특성은 도 6에 도시된 입력 및 출력 인덕터(L_1, L_2)가 컨버터의 입력 및 출력 둘다에서 상당히 평활한 전류를 생성하는 반면, 강압, 승압 및 승압-강압 컨버터는 펄스형 입력 전류(pulsed input current)(예를 들어, 도 2의 위에서 두번째 다이어그램 참조) 또는 펄스형 출력 전류(pulsed output current)를 갖는다는 것이다.

[0020] 도 4 내지 도 6에 도시된 컨버터 모두에 있어서, 전압 조정 피드백 제어 루프의 상세는 간략함을 위해 생략되어 있지만, 도 1에 도시된 강압 컨버터와 같이, 도 4 내지 도 6에 도시된 컨버터 각각이, 도 1과 관련하여 상기한 바와 같이, 출력 전압 조정을 제공하기 위해 피드백 제어 루프를 포함한다는 것을 잘 알 것이다.

[0021] 많은 전자 응용에서, 전원 공급 장치는 입력 AC 선간 전압(예를 들어, $120 V_{rms}$, 60 Hz)으로부터 조정된 DC 출력 전압을 제공하도록 구성될 수 있다. 스위칭 레귤레이터에 기초한 어떤 전원 공급 장치에서, 미조정된 DC 전압이 정류 및 필터링된 AC 선간 전압으로부터 직접 DC-DC 컨버터에의 입력으로서 제공될 수 있다. 이러한 구성은 DC-DC 컨버터에 대한 AC 선간 전압과 DC 입력 전압 간의 보호 분리가 없음을 암시한다. 또한, 컨버터에 대한 미조정된 DC 입력 전압이 대략 160 볼트 DC 또는 그 이상(도 8a 및 도 8b와 관련하여 이하에 기술되는 바와 같이, 역률 보정이 이용되는 경우 대략 400볼트까지임)일 수 있으며, 이는 아주 위험할 수 있다. 이상의 내용을 고려하면, 이러한 전원 공급 구성에 대한 DC-DC 컨버터는 통상적으로 이들 문제를 해결하여 해당 안전 표준에 일반적으로 적합하도록 하기 위해 분리 특징으로 구성되어 있다.

[0022] 도 7은 DC-DC 컨버터 또는 스위칭 레귤레이터를 포함하는 이러한 전원 공급 장치(66)의 일례를 나타낸 회로도이다. 상기한 바와 같이, 전원 공급 장치(66)는 DC-DC 컨버터 부분(69)에 입력 V_{in} 으로서 미조정된 DC 전압을 제공하기 위해 브리지 정류기(68)에 의해 정류되고 커패시터(35)(C_{filter})에 의해 필터링된 AC 선간 전압(67)을 입력으로서 받는다. DC-DC 컨버터 부분(69)은 도 5에 도시된 반전형 레귤레이터(승압-강압) 구성에 기초하고 있지만, 도 7에서, 에너지-저장 인덕터는 미조정된 높은 DC 입력 전압 V_{in} 과 DC 출력 전압 V_{out} 간의 분리를 제공하기 위해 고주파 변압기(72)로 대체되어 있다. 인덕터 대신에 변압기를 포함하는 이러한 DC-DC 컨버터 구성을 통상 "플라이백" 컨버터(flyback converter)라고 한다.

[0023] 도 7의 회로에서, 컨버터 부분(69)의 "2차측"(즉, 다이오드 D1 및 커패시터 C)은 컨버터가 분리된 DC 출력 전압을 제공하도록 구성되어 있다. DC-DC 컨버터 부분(69)은 또한 오차 증폭기(28)로부터의 오차 신호를 변조기(36)에 연결시키기 위해 전압 조정 피드백 제어 루프에 분리 요소(isolation element)(70)[예를 들어, 제2 고주파 변압기 또는 광 분리기(optoisolator)]를 포함한다[분리 요소(70)로의 오차 신호 입력 및 그로부터의 오차 신호 출력은 참조 번호 38A 및 38B로 나타내어져 있음].

[0024] 비록 도면에 명확하게 도시되어 있지는 않지만, 도 7의 회로에서의 다양한 분리 특징을 살펴보면, 발진기/변조 회로에 대한 전력이 일반적으로 1차측 미조정된 높은 DC 입력 전압 V_{in} 으로부터 도출될 수 있는 반면, 피드백 제어 루프[예를 들어, 기준 전압 V_{ref} , 오차 증폭기(28)]의 다른 요소들에 대한 전력이 2차측 조정된 DC 출력 전압 V_{out} 로부터 도출될 수 있다는 것을 알 것이다. 다른 대안으로서, 상기한 바와 같이, 피드백 루프의 구성요소에 대한 전력은 어떤 경우에 독립 전원에 의해 제공될 수 있다.

[0025] DC-DC 컨버터의 스위칭 성질로 인해, 이들 장치는 일반적으로 펄스 방식으로 전원에서부터 전류를 도출한다. 이 조건은 DC-DC 컨버터가 AC 전원에서부터 전력을 도출할 때 (예를 들어, 도 7의 전원 공급 장치 구성에서와 같이) 어떤 일반적으로 바람직하지 않은 효과를 가질 수 있다.

[0026] 특히, AC 전원에서부터의 최대 전력 효율을 위해, 궁극적으로 AC 선간 전압으로부터 도출되는 입력 전류가 이상적으로는 사인파형을 가져야만 하고 AC 선간 전압과 동위상에 있어야만 한다. 이 상황은 통상 "단위 역률(unity power factor)"이라고 하며, 일반적으로 순수 저항 부하에서 일어난다. DC-DC 컨버터의 스위칭 성질 및 그 결과 얻어지는 펄스 전류 도출(즉, AC 전원에서부터의 상당히 비사인파인 전류 도출에 대응함)에 의해 이들 장치는 1보다 작은 역률을 갖게 되고, 따라서 최적이지 아닌 전력 효율을 갖게 된다. 그에 부가하여, 도 7을 다시 참조하면, 브리지 정류기(68)와 DC-DC 컨버터(69) 사이의 실질적인 필터 커패시터(35)(C_{filter})의 존재는 또한

브리지 정류기에 대한 전체적인 부하가 덜 저항적이게 만들고, 그 결과 1보다 상당히 작은 역률이 되게 하는 데 기여한다.

[0027] 보다 구체적으로는, 순수 저항 부하가 아닌 부하에 의해 AC 전원에서부터 도출된 "겉보기 전력(apparent power)"은 부하에 인가된 RMS 전압과 부하에 의해 도출되는 RMS 전류를 곱하는 것으로 주어진다. 이 겉보기 전력은 장치가 전원에서부터 얼마나 많은 전력을 도출하고 있는 것처럼 보이는지를 반영한다. 그렇지만, 부하에 의해 도출되는 실제 전력은 겉보기 전력보다 작을 수 있으며, 겉보기 전력에 대한 실제 전력의 비를 부하의 "역률"이라고 한다. 예를 들어, 100 볼트-암페어의 겉보기 전력을 도출하고 0.5 역률을 갖는 장치는 실제로 100 와트가 아니라 50 와트의 전력을 소모한다. 달리 말하면, 이 예에서, 0.5 역률을 갖는 장치는 이 장치가 실제로 소모하는 전력의 2배의 전력을 전원에서부터 필요로 하는 것처럼 보인다.

[0028] 상기한 바와 같이, 종래의 DC-DC 컨버터는 특성상 그의 스위칭 성질 및 펄스형 전류 도출로 인해 1보다 상당히 작은 역률을 갖는다. 그에 부가하여, DC-DC 컨버터가 중간적 정류 및 필터링만으로 AC 선간 전압으로부터 전류를 도출하는 경우, DC-DC 컨버터에 의해 도출된 펄스형 비사인파 전류는 원하지 않는 응력을 가하게 되고 AC 선간 전압 상에 일반적으로 바람직하지 않은 노이즈 및 고조파(이들은 다른 장치들의 동작에 악영향을 줄 수 있음)를 유입시킨다.

[0029] 이상의 내용을 살펴보면, 어떤 종래의 스위칭 전원 공급 장치는 상기한 문제점을 해결하고 AC 전원에서부터의 보다 효율적인 전력 공급을 제공하도록 구성된 역률 보정 장치를 구비하거나 그와 결합하여 사용된다. 상세하게는, 이러한 역률 보정 장치는 일반적으로 DC-DC 컨버터에 의해 도출된 펄스형 전류를 "평활화"함으로써 그의 RMS 값을 저하시키고 바람직하지 않은 고조파를 감소시키며 역률을 개선하고 피크 전류로 인한 AC 주 차단기 트립(AC main circuit breaker tripping)의 가능성을 감소시키는 동작을 한다.

[0030] 어떤 종래의 구성에서, 역률 보정 장치 자체는, 상기한 다양한 DC-DC 컨버터와 구조가 유사한, 일종의 스위칭 방식 전력 컨버터 장치(switched power converter device)이며, 예를 들어, AC 브리지 정류기와 필터링 커패시터(DC-DC 컨버터 앞에 있음) 사이에 배치된다. 이러한 유형의 역률 보정 장치는 그의 입력 전압(즉, 정류된 AC 선간 전압)의 파형 및 위상과 실질적으로 일치시키기 위해 순간적으로 그의 입력 전류를 정확하게 제어하는 동작을 한다. 상세하게는, 역률 보정 장치는 정류된 AC 선간 전압을 모니터링하고 스위칭 사이클을 이용하여 입력 전류 파형의 진폭을 변화시켜 입력 전류 파형이 정류된 선간 전압의 위상에 더 가까워지게 하도록 구성될 수 있다.

[0031] 도 8은 이러한 종래의 역률 보정 장치(520)를 전반적으로 나타낸 회로도이다. 상기한 바와 같이, 역률 보정 장치는 브리지 정류기(68)로부터 전파 정류된 AC 선간 전압 V_{AC} 를 입력으로 받아서 전압 V_{in} (이 전압 V_{in} 은 이어서 전원 공급 장치의 DC-DC 컨버터 부분에 인가됨)을 출력으로 제공하도록 구성되어 있다[예를 들어, 도 7을 참조하면, 장치(520)의 출력 양단에 필터 커패시터(35)를 포함하는 역률 보정 장치(520)는 브리지 정류기(68)와 DC-DC 컨버터 부분(69) 사이에 배치된다]. 도 8에서 알 수 있는 바와 같이, 역률 보정 장치(520)의 통상의 예는 인덕터 L_{PFC} , 스위치 SW_{PFC} , 다이오드 D_{PFC} 및 필터 커패시터(35)(이 커패시터 양단에 전압 V_{in} 이 발생됨)를 포함하는 승압 컨버터 토폴로지(DC-DC 컨버터 승압 구성의 일례에 대해서는 도 4를 참조할 것)에 기초한다.

[0032] 도 8의 역률 보정 장치(520)는 또한 정류된 전압 V_{AC} , DC-DC 컨버터 부분에 출력으로 제공되는 발생된 전압 V_{in} , 및 장치(520)에 의해 도출된 전류 I_{AC} 를 나타내는 신호(71)(I_{samp})를 모니터링하는 역률 보정(PFC) 제어기(522)를 포함한다. 도 8에 나타낸 바와 같이, 신호 I_{samp} 는 장치에 의해 도출된 전류 I_{AC} 의 경로에 있는 전류 감지 요소(526)(예를 들어, 저항 양단의 전압)로부터 도출될 수 있다. 이들 모니터링된 신호에 기초하여, PFC 제어기(522)는 전류 I_{AC} 가 정류된 전압 V_{AC} 와 실질적으로 일치하고 위상이 같은 파형을 갖도록 스위치(75)(SW_{PFC})를 제어하기 위해 제어 신호(73)를 출력하도록 구성되어 있다.

[0033] 도 9는 PFC 제어기(522)의 기능을 개념적으로 나타낸 도면이다. 일반적으로 말하면, 전체로서의 역률 보정 장치(520)의 기능은 AC 전원에 대해 그 자신을 본질적으로 저항처럼 보이게 하는 것이며, 따라서 전원에 의해 제공되는 전압 및 역률 보정 장치의 "가장된 저항(simulated resistance)"에 의해 전원에서부터 도출되는 전류가 본질적으로 동일한 파형을 가지고 동위상이며, 그 결과 실질적으로 단위 역률이 얻어진다는 것을 상기하자. 그에 따라, 양 R_{PFC} 는 역률 보정 장치의 개념적인 가장된 저항을 나타내는 것으로 생각될 수 있으며, 그에 따라 옴의 법칙에 따르면,

[0034] $V_{AC} = I_{AC} R_{PFC}$ 또는

[0035] $G_{PFC} V_{AC} = I_{AC}$ 이며,

[0036] 여기서, $G_{PFC} = 1/R_{PFC}$ 는 역률 보정 장치(520)의 유효 컨덕턴스를 나타낸다.

[0037] 이상의 내용을 염두에 두고서, 도 9에 도시된 PFC 제어기(522)는 2개의 피드백 루트, 즉 전압 피드백 루트 및 전류 피드백 루트에 기초한 제어 전략을 구현한다. 이들 피드백 루트는 함께 동작하여 역률 보정 장치에 대한 도출된 유효 컨덕턴스 G_{PFC} 에 기초하여 역률 보정 장치에 의해 도출되는 순간 전류 I_{AC} 를 조작한다. 이를 위해, 전압 피드백 루트(524)는 전압 V_{in} [필터 커패시터(35) 양단에 출력으로서 제공됨]을 전압 V_{in} 에 대한 원하는 조정된 값을 나타내는 기준 전압 V_{refPFC} 와 비교하는 것에 의해 구현된다. 이들 값의 비교는 대략 10-20 Hz의 차단 주파수를 갖는 적분기/저역 통과 필터에 인가되는 오차 전압 신호 V_e 를 발생한다. 이 적분기/저역 통과 필터는 역률 제어 루트 전체에 대해 비교적 느린 응답 시간을 부과하며, 이는 더 높은 역률을 용이하게 해준다. 즉, 오차 전압 신호 V_e 가 선로 주파수(line frequency)(50 Hz 또는 60 Hz임)에 비해 느리게 변하기 때문에, (예를 들어, 갑작스런 및/또는 상당한 부하 요구에 의해 야기되는) 전압 V_{in} 의 변화로 인한 I_{AC} 에 대한 조정이 주어진 사이클 동안에 갑자기 일어나기 보다는 선간 전압의 다수의 사이클에 걸쳐 일어난다.

[0038] 도 9에 도시된 제어기에서, 적분기/저역 통과 필터의 느리게 변하는 출력의 DC 성분은 본질적으로 역률 보정 장치의 유효 컨덕턴스 G_{PFC} 를 나타내고, 따라서 전압 피드백 루트(524)의 출력은 유효 컨덕턴스 G_{PFC} 를 나타내는 신호를 제공한다. 그에 따라, 상기 주어진 관계식에 기초하여, PFC 제어기(522)는 이 유효 컨덕턴스를 모니터링된 정류된 선간 전압 V_{AC} 와 곱하여, 장치(520)의 가장된 저항 부하에 기초하여 선간 전압으로부터 도출될 원하는 전류를 나타내는 기준 전류 신호 I_{AC}^* 를 발생하도록 구성되어 있다. 이 신호 I_{AC}^* 는 따라서 전류 제어 루트(528)에 기준 또는 "설정점" 입력을 제공한다.

[0039] 상세하게는, 도 9에 나타낸 바와 같이, 전류 제어 루트(528)에서, 신호 I_{AC}^* 는 장치(520)에 의해 도출되는 실제 전류 I_{AC} 를 나타내는 신호 I_{samp} 와 비교된다. 이들 값의 비교는 펄스폭 변조형(PWM) 스위치 제어기에 대한 제어 신호로서 역할하는 전류 오차 신호 I_e 를 발생한다. PWM 스위치 제어기는 차례로 스위치 SW_{PFC} 를 제어하여 도출되는 실제 전류 I_{AC} 를 조작하기 위해 신호(73)를 출력한다(다시 도 8을 참조할 것). PWM 스위치 제어기에 의해 출력되는 제어 신호(73)에 대해(따라서 스위치 SW_{PFC} 에 대해) 통상 사용되는 예시적인 주파수는 대략 100 kHz 정도이다. 이상의 내용을 염두에 두면, 빠르게 변하는 I_{AC} 의 결과 평균값이 전파 정류된 사인파 파형(예를 들어, 선간 전압의 주파수의 2배의 주파수를 가짐)을 닮았으며, 스위칭 동작으로 대략 100 kHz인 리플이 생긴다는 것을 잘 알 것이다. 그에 따라, 전류 피드백 루트 및 스위치 제어 요소는 전파 정류된 파형을 따라가기 위해 충분한 대역폭을 가져야만 한다(따라서, 수 kHz의 대역폭은 일반적으로 충분한 것 이상이다).

[0040] 도 8a 및 도 8b와 관련하여 상기한 내용이 역률 보정 기능의 전반적인 이해를 제공하기 위해 사실상 주로 개념적이라는 것을 잘 알 것이다. 현재, 도 8a 및 도 8b에 도시된 PFC 제어기(522)로서 이용될 수 있는 집적 회로 역률 보정 제어기는 다양한 제조업체(예를 들어, Fairchild Semiconductor의 ML4821 PFC 제어기, Linear Technology의 LT1248 또는 LT1249 PFC 제어기, ST Microelectronics의 L6561 PFC 제어기, 기타)로부터 입수가 가능하다. 이러한 제어기는 일반적으로 역률 보정 장치(520)를 연속 또는 불연속 스위칭 모드로(또는 연속 모드와 불연속 모드 간의 경계 근방에서) 동작시키도록 구성될 수 있다.

[0041] 따라서, 도 8 및 도 9와 관련하여 개략적으로 기술한 종래의 역률 보정 방식에서, 역률 보정 장치(520)는 커패시터(35) 양단에 조정된 전압 V_{in} 을 출력으로 제공하고, 이 전압으로부터 필요에 따라 V_{in} 에 연결된 부하에 의해 (예를 들어, 전원 공급 장치의 후속하는 DC-DC 컨버터 부분에 의해) 전류가 도출될 수 있다. 부하 전력 요건의 갑작스런 및/또는 과도한 변화에 대해, 전압 V_{in} 의 순간값이 극적으로 변할 수 있으며, 예를 들어, 갑작스런 높은 부하 전력 요건의 경우에, 커패시터 내의 에너지 보유량이 빠져나가 V_{in} 이 갑자기 기준 V_{refPFC} 아래로 떨어질 수 있다. 그 결과, 비교적 느린 응답 시간을 갖는 전압 피드백 루트(524)는 역률 보정 장치가 선간 전압으로부터

터 더 많은 전류를 도출하게 함으로써 V_{in} 을 조절하려고 한다. 그렇지만, 비교적 느린 응답 시간으로 인해, 이 동작이 차례로 V_{in} 에 대한 과전압 조건을 야기할 수 있으며, V_{in} 에 대한 조정이 행해지는 때에 부하로부터의 갑작스런/과도한 요구가 더 이상 존재하지 않는 경우에 특히 그렇다. 이어서, 이 장치는 과전압 조건을 보상하려고 시도하며, 다시 말하면 전압 피드백 루프(54)의 느린 응답 시간으로 인해, 어느 정도의 불안정 가능성이 있게 된다. 이와 유사한 V_{in} 에 대한 갑작스런 변화(과소 전압 조건 또는 과전압 조건)는 선간 전압(67) 상의 갑작스런/과도한 교란으로부터 생길 수 있으며, 장치(520)는 상기한 방식으로 그 교란에 대응하려고 시도한다.

[0042] 이상으로부터, 한편으로 역률 보정을 용이하게 해주는 느린 응답 시간이 동시에 최적이지 않은 입/출력 과도 응답 성능을 가져올 수 있다는 것을 잘 알 것이다. 그에 따라, 종래의 역률 보정 장치에서의 전압 피드백 루프 응답 시간/대역폭은 일반적으로 타당한(그렇지만, 최적은 아닌) 역률 보정과 타당한(그렇지만, 최적은 아닌) 과도 응답 간의 실용적인 균형을 제공하도록 선택된다.

[0043] 어떤 스위칭 전원 공급 장치 응용에서, 역률 보정 장치가 필요하지 않을 수 있거나 심지어 그다지 효과적이지 않을 수 있다는 것을 잘 알 것이다. 예를 들어, 전원에서부터 비교적 낮은 전력을 도출하는 작은 부하의 경우, 스위칭 전원 공급 장치의 역률이 종래에는 고전력 응용에서만큼 중요치 않은 것으로 생각되고 있으며, 아마도 작은 부하에 의해 도출되는 전력이 특정의 AC 전력 회로에서 이용가능한 전체 전력의 비교적 사소한 부분을 포함한다.

[0044] 이와 반대로, 스위칭 전원 공급 장치에의 입력 전류가 AC 전원에서부터 이용가능한 최대값에 다다를 수 있는, 비교적 높은 전력을 소모하는 큰 부하에 대해서는 역률 보정 장치가 중요할 수 있다. 몇개의 비교적 작은 부하가 동일한 AC 전원 회로에 연결되어 있는 상황에 대해서도 역률 보정 장치가 중요할 수 있으며, 비교적 작은 부하 각각과 연관된 역률이 낮은 경우, 동일한 AC 전원 회로에 연결된 많은 이러한 저역률 부하의 순효과가 상당한 역효과를 가질 수 있다.

발명의 상세한 설명

[0045] 도 7 및 도 8과 관련하여 상기한 바와 같이, 고역률 스위칭 전원 공급 장치는 일반적으로 2개의 "스위칭 스테이지", 즉 도 8에 도시된 역률 보정 장치(520)로 예시된 제1 스위칭 스테이지 및 그에 뒤따라 있는 도 7에 도시된 DC-DC 컨버터(69)로 예시된 제2 스위칭 스테이지를 필요로 한다. 또한, 도 7 및 도 8에 나타난 바와 같이, 이들 스위칭 스테이지 각각은 일반적으로 그의 스위칭 동작을 적절히 제어하기 위해 어떤 형태의 피드백을 필요로 한다. 예를 들어, 도 8의 PFC 제어기(522)는 입력 AC 전압 및 전류는 물론 DC-DC 컨버터에 제공되는 전압(30)(V_{in})을 모니터링하고, 이와 유사하게 도 7에 도시된 DC-DC 컨버터의 스위치 제어기[필스폭 변조기(36)]는 부하(40)에 제공되는 출력 전압(32)(V_{out})을 모니터링한다.

[0046] 출원인은, 어떤 경우에, 상기한 구성의 결과 불필요한 기능 중복이 있게 된다는 것을 잘 알고 있다.

[0047] 이상의 내용을 살펴보면, 본 발명은 일반적으로 단일 스위칭 스테이지를 사용하는 고역률 전력 전달 방법 및 장치에 관한 것이다. 구체적으로는, 본 명세서에 기술된 다양한 실시예에 따르면, 단일 스위칭 스테이지를 통해 부하로 전력이 전달될 수 있으면서, 동시에 상당히 높은 역률을 달성한다. 그 결과, 전체적인 전력 효율이 통상적으로 향상되고 구성요소의 기능 중복이 종래의 구성에 비해 상당히 감소된다. 다른 측면에서, 본 발명의 다양한 실시예에 따른 방법 및 장치의 구현에 의해 더 적은 구성요소, 더 높은 전체적인 전력 효율 및 더 작은 공간 요건을 갖는 상당히 간소화된 회로가 얻어질 수 있다.

[0048] 어떤 실시예들에서, 단일 스위칭 스테이지에서 스위칭 동작을 제어하기 위해 부하 조건에 관한 어떤 피드백 정보도 필요로 하지 않고(즉, 부하 전압 및/또는 전류를 모니터링함이 없이) 높은 역률을 유지하면서 제어가능 가변 전력(controllable variable power)이 부하로 전달될 수 있다. 게다가, 이들 실시예의 한 측면에서, 부하 전압 및/또는 부하 전류의 조정이 필요하지 않다. 다른 측면에서, 하나 이상의 피드백 루프가 필요없게 되어 피드백 회로 안정성에 관한 잠재적으로 어려운 문제가 회피된다.

[0049] 이상의 개념에 기초하여, 본 발명의 일 실시예는 LED-기반 광원에 대한 단일 스테이지 고역률 "피드-포워드" 구동기(single stage high power factor "feed-forward" driver)에 관한 것이다. 이러한 피드-포워드 구동기(본 명세서에서 "전력 제어 장치"라고도 함)는 광원에 제공될 원하는 전력에 관한 미리 알고 있는 정보를 이용한다. 피드-포워드 구동기는, 정상 동작 동안에 단일 스위칭 스테이지를 제어하기 위해 광원에 제공되는 전압 또는 전류를 조정하거나 부하 전압 또는 전류를 모니터링함이 없이, 주어진 기간에 광원으로 전달된 평균 전력을 변조

하는 것에 기초하여 광원에 의해 발생하는 방사의 세기(즉, 인지된 밝기)를 제어한다.

- [0050] 이 실시예의 한 측면에서, 피드-포워드 구동기는 불연속 모드 스위칭 동작을 사용하여 하나 이상의 에너지 전달 요소에 에너지를 저장하고 그로부터 에너지를 방출하도록 구성되어 있다. 이러한 유형의 스위칭 동작은 광원로의 예측가능 제어 전력(predictable controlled power)의 전달을 용이하게 해준다. 이 실시예에서 이용되는 불연속 모드 스위칭 동작은 이와 유사하게 LED-기반 광원 이외의 부하(예를 들어, 모터, 액추에이터, 계전기, 발열 요소, 기타)에 전력을 제공하기 위한 다양한 피드-포워드 구현에서 사용될 수 있다.
- [0051] 다른 실시예에서, 각각이 하나 이상의 부하 및 하나 이상의 단일 스테이지 고역률 전력 제어 장치(즉, 피드-포워드 구동기)를 포함하는 다수의 장치는 네트워크 구성에서의 분산된 AC 전원에 연결될 수 있다. 이 실시예의 한 측면에서, 분산된 AC 전원에 연결된 다수의 장치는 네트워크를 통한 부하 제어 정보의 적절한 통신을 용이하게 해주기 위해 주소 지정 가능 장치(addressable device)로 구성될 수 있다. 이 실시예의 다른 측면에서, 부하 제어 정보는 DMX 프로토콜(이에 한정되지 않음)을 비롯한 다양한 종래의 통신 프로토콜 중 임의의 프로토콜로 네트워크를 통한 통신을 위해 형식화될 수 있다.
- [0052] 요약하면, 본 발명의 일 실시예는, 적어도 하나의 제1 LED-기반 광원을 포함하는 적어도 제1 부하, 및 상기 제1 부하에 대한 제1 단일 스위칭 스테이지를 포함하는 스위칭 전원 공급 장치(switching power supply)를 포함하는 조명 장치에 관한 것이다. 상기 스위칭 전원 공급 장치는 상기 제1 단일 스위칭 스테이지의 제어를 통해 상기 제1 부하에 역률 보상(power factor correction) 및 제1 부하 전력을 제공하도록 구성되어 있다. 상기 스위칭 전원 공급 장치는 또한 상기 제1 부하와 연관된 제1 부하 전류 또는 제1 부하 전압을 모니터링 또는 조정함이 없이 상기 제1 부하 전력을 제공하기 위해 상기 제1 단일 스위칭 스테이지를 제어하도록 구성되어 있다.
- [0053] 다른 실시예는 적어도 하나의 제1 LED-기반 광원을 포함하는 제1 부하로부터 제1 광을 발생하는 단계, 및 상기 제1 부하와 연관된 제1 부하 전류 또는 제1 부하 전압을 모니터링 또는 조정함이 없이 제1 단일 스위칭 스테이지의 제어를 통해 상기 제1 부하에 역률 보정 및 제1 부하 전력을 제공하는 단계를 포함하는 조명 방법에 관한 것이다.
- [0054] 본 설명의 목적상 본 명세서에서 사용되는 바와 같이, 용어 "LED"는 전기 신호에 응답하여 방사를 발생할 수 있는 임의의 전계 발광 다이오드(electroluminescent diode) 또는 다른 유형의 캐리어 주입/접합-기반 시스템(carrier injection/junction-based system)을 포함하는 것으로 이해되어야 한다. 따라서, 용어 LED는 전류에 응답하여 광을 방출하는 다양한 반도체-기반 구조, 발광 폴리머(light emitting polymer), 유기 발광 다이오드(OLED), 전계 발광 스트립(electroluminescent strip), 기타 등등을 포함하지만, 이에 한정되지 않는다.
- [0055] 상세하게는, 용어 LED는 적외선 스펙트럼, 자외선 스펙트럼, 및 가시 스펙트럼(일반적으로 대략 400 나노미터에서 대략 700 나노미터까지의 방사 파장을 포함함)의 다양한 부분 중 하나 이상에서 방사를 발생하도록 구성될 수 있는 (반도체 및 유기 발광 다이오드를 비롯한) 모든 유형의 발광 다이오드를 말한다. LED의 어떤 예들은 다양한 유형의 적외선 LED, 자외선 LED, 적색 LED, 청색 LED, 녹색 LED, 황색 LED, 황갈색 LED, 오렌지색 LED, 및 백색 LED(이하에서 더 기술함)를 포함하지만, 이에 한정되지 않는다. 또한, LED가 주어진 스펙트럼(예를 들어, 협대역폭, 광대역폭)에 대한 다양한 대역폭[예를 들어, FWHM(full widths at half maximum)], 및 주어진 일반 컬러 분류 내의 다양한 주파장(dominant wavelength)을 갖는 방사를 발생하도록 구성 및/또는 제어될 수 있다는 것을 잘 알 것이다.
- [0056] 예를 들어, 본질적으로 백색인 광을 발생하도록 구성된 LED(예를 들어, 백색 LED)의 한 구현은 서로 다른 스펙트럼의 전계 발광(이들이 함께 혼합되어 본질적으로 백색인 광을 형성함)을 각각 방출하는 다수의 다이를 포함할 수 있다. 다른 구현에서, 백색광 LED는 제1 스펙트럼을 갖는 전계 발광을 다른 제2 스펙트럼으로 변환하는 형광체 물질(phosphor material)과 연관되어 있다. 이 구현의 일례에서, 비교적 짧은 파장 및 좁은 대역폭 스펙트럼을 갖는 전계 발광은 형광체 물질을 "펌핑(pump)"하고, 이 형광체 물질은 차례로 약간 더 넓은 스펙트럼을 갖는 더 긴 파장의 방사를 방사한다.
- [0057] 또한, 용어 LED가 LED의 물리적 및/또는 전기적 패키지 유형을 제한하지 않는다는 것을 잘 알 것이다. 예를 들어, 상기한 바와 같이, LED는 서로 다른 스펙트럼의 방사를 각각 방출하도록 구성되어 있는(예를 들어, 개별적으로 제어가능하거나 그렇지 않을 수 있는) 다수의 다이를 갖는 단일광 방출 장치를 말하는 것일 수 있다. 또한, LED는 LED(예를 들어, 어떤 유형의 백색 LED)의 필수적인 부분으로서 간주되는 형광체와 연관되어 있을 수 있다. 일반적으로, 용어 LED는 패키징된 LED, 비패키징된 LED, 표면 실장(surface mount) LED, 칩-온-보드(chip-on-board) LED, T-패키지 실장(T-package mount) LED, 방사상 패키지(radial package) LED, 파워 패키지

(power package) LED, 어떤 유형의 포장(encasement) 및/또는 광 요소(예를 들어, 확산 렌즈)를 포함하는 LED, 기타 등등을 말하는 것일 수 있다.

[0058] 용어 "광원"은 LED-기반 광원(이상에 정의된 하나 이상의 LED를 포함함), 백열 광원(예를 들어, 필라멘트 램프, 할로젠 램프), 형광 광원, 인광 광원, 고휘도 방전 광원(예를 들어, 나트륨 증기, 수은 증기, 및 금속 할로젠 램프), 레이저, 기타 유형의 전계 발광 광원, 피로-발광(pyro-luminescent) 광원(예를 들어, 불꽃), 촛불-발광(candle-luminescent) 광원[예를 들어, 가스 맨틀(gas mantle), 탄소 아크 방사 광원], 촉광(photo-luminescent) 광원(예를 들어, 가스 방전 광원), 전자적 포만(electronic satiation)을 사용하는 음극 발광 광원, 갈바노-발광(galvano-luminescent) 광원, 열-발광(thermo-luminescent) 광원, 마찰 발광(triboluminescent) 광원, 소리 발광(sonoluminescent) 광원, 방사성 발광(radioluminescent) 광원, 및 발광 폴리머(luminescent polymer)(이에 한정되지 않음)를 비롯한 다양한 방사 광원(radiation source) 중 임의의 하나 이상을 말하는 것으로 이해되어야만 한다.

[0059] 주어진 광원은 가시 스펙트럼 내부의, 가시 스펙트럼 외부의, 또는 이 둘의 조합의 전자기 방사를 발생하도록 구성될 수 있다. 따라서, 용어 "광" 및 "방사"는 본 명세서에서 상호교환가능하게 사용된다. 그에 부가하여, 광원은 필수 구성요소로서 하나 이상의 필터(예를 들어, 컬러 필터), 렌즈, 또는 기타 광 부품을 포함할 수 있다. 또한, 표시(indication), 디스플레이 및/또는 조명(이에 한정되지 않음)을 비롯한 다양한 응용을 위해 광원이 구성될 수 있다는 것을 잘 알 것이다. "조명 광원(illumination source)"은 특히 내부 또는 외부 공간을 효과적으로 조명하기 위해 충분한 세기를 갖는 방사를 발생하도록 구성되어 있는 광원이다. 이와 관련하여, "충분한 세기"는 주변 조명(ambient illumination)[즉, 간접적으로 인지될 수 있고 또, 예를 들어, 전체적으로 또는 부분적으로 인지되기 전에 다양한 중간 표면 중 하나 이상에서 반사될 수 있는 광]을 제공하기 위해 공간 또는 환경에서 발생된 가시 스펙트럼에서의 충분한 방사 전력(radiant power)[단위 "루멘(lumens)"은 종종 모든 방향에서 광원으로부터의 전체 광출력을 방사 전력 또는 "광속(luminous flux)"으로 표현하는 데 이용됨]을 말한다.

[0060] 용어 "스펙트럼"은 하나 이상의 광원에 의해 생성되는 방사의 임의의 하나 이상의 주파수(또는 파장)를 말하는 것으로 이해되어야만 한다. 그에 따라, 용어 "스펙트럼"은 전자기 스펙트럼 전체의 가시 영역에서의 주파수(또는 파장) 뿐만 아니라 적외선, 자외선 및 기타 영역에서의 주파수(또는 파장)를 말한다. 또한, 주어진 스펙트럼은 비교적 좁은 대역폭(예를 들어, 본질적으로 주파수 또는 파장 성분을 거의 갖지 않는 FWHM) 또는 비교적 넓은 대역폭(다양한 상대 세기를 갖는 몇 개의 주파수 또는 파장 성분)을 가질 수 있다. 또한, 주어진 스펙트럼이 2개 이상의 다른 스펙트럼의 혼합(예를 들어, 다수의 광원으로부터 각각 방출된 방사의 혼합)의 결과일 수 있다는 것을 잘 알 것이다.

[0061] 본 설명의 목적상, 용어 "색"은 용어 "스펙트럼"과 상호교환가능하게 사용된다. 그렇지만, 용어 "색"은 일반적으로 주로 관찰자에 의해 인지가능한 방사의 속성(property of radiation)을 말하는 데 사용된다(그렇지만, 이러한 사용이 이 용어의 범위를 제한하기 위한 것이 아님). 그에 따라, 용어 "서로 다른 색"은 암시적으로 서로 다른 파장 성분 및/또는 대역폭을 갖는 다수의 스펙트럼을 말한다. 또한, 용어 "색"이 백색광(white light) 및 비백색광(non-white light) 둘다와 관련하여 사용될 수 있다는 것을 잘 알 것이다.

[0062] 용어 "색 온도(color temperature)"는 일반적으로 본 명세서에서 백색광과 관련하여 사용되지만, 이 사용은 이 용어의 범위를 제한하기 위한 것이 아니다. 색 온도는 본질적으로 백색광의 특성의 색 내용(color content) 또는 색조(color shade)(예를 들어, 붉으스름, 푸르스름)를 말한다. 주어진 방사 샘플의 색 온도가 종래에는 문체의 방사 샘플과 본질적으로 동일한 스펙트럼을 방사하는 흑체 방사체(black body radiator)의 켈빈 온도(K)에 따라 특징지워지고 있다. 흑체 방사체 색 온도는 일반적으로 대략 700K(일반적으로 사람의 눈에 보이는 첫번째 것으로 간주됨)부터 10,000K 이상까지의 범위 내에 속하며, 백색광은 일반적으로 1500 내지 2000K 이상의 색 온도에서 인지된다.

[0063] 낮은 색 온도는 일반적으로 더 많은 적색 성분을 갖는 또는 "따뜻한 느낌"이 드는 백색광을 나타내는 반면, 높은 색 온도는 일반적으로 더 많은 청색 성분을 갖는 또는 "차가운 느낌"이 드는 백색광을 나타낸다. 예로서, 불은 대략 1,800K의 색 온도를 가지며, 종래의 백열 전구는 대략 2848K의 색 온도를 갖고, 이른 아침 햇빛은 대략 3,000K의 색 온도를 가지며, 흐린날 정오 하늘은 대략 10,000K의 색 온도를 갖는다. 대략 3,000K의 색 온도를 갖는 백색광 하에서 보는 컬러 이미지는 비교적 붉은 빛을 띤 색조를 가지는 반면, 대략 10,000K의 색 온도를 갖는 백색광 하에서 보는 컬러 이미지는 비교적 푸른 빛을 띤 색조를 갖는다.

[0064] 용어 "조명 유닛(lighting unit)" 및 "조명 기구(lighting fixture)"는 동일한 또는 서로 다른 유형의 하나 이

상의 광원을 포함하는 장치를 지칭하기 위해 본 명세서에서 상호교환가능하게 사용된다. 주어진 조명 유닛은 광원(들)에 대한 다양한 탑재 구성, 인클로저/하우징(enclosure/housing) 구성 및 형상, 및/또는 전기적 및 기계적 연결 구성 중 임의의 구성을 가질 수 있다. 그에 부가하여, 주어진 조명 유닛은 선택적으로 광원(들)의 동작과 관련된 다양한 기타 구성요소(예를 들어, 제어 회로)와 연관되어 있을 수 있다(예를 들어, 그 구성 요소를 포함하고 있으며, 그 구성요소에 연결되어 있고, 및/또는 그 구성요소와 함께 패키징되어 있을 수 있다). "LED-기반 조명 유닛"은 상기한 하나 이상의 LED-기반 광원을 단독으로 또는 다른 비LED-기반 광원과 함께 포함하는 조명 유닛을 말한다. "다중-채널(multi-channel)" 조명 유닛은 서로 다른 방사 스펙트럼을 각각 발생하도록 구성되어 있는 적어도 2개의 광원을 포함하는 LED-기반 또는 비LED-기반 조명 유닛을 말하며, 각각의 서로 다른 광원 스펙트럼을 다중-채널 조명 유닛의 "채널"이라고 할 수 있다.

[0065] 용어 "제어기"는 본 명세서에서 일반적으로 하나 이상의 광원의 동작과 관련되어 있는 다양한 장치를 기술하는데 사용된다. 제어기는 본 명세서에 기술된 다양한 기능을 수행하기 위해 여러 방식으로(예를 들어, 전용 하드웨어 등으로) 구현될 수 있다. "프로세서"는 본 명세서에 기술된 다양한 기능을 수행하기 위해 소프트웨어(예를 들어, 마이크로코드)를 사용하여 프로그램될 수 있는 하나 이상의 마이크로프로세서를 이용하는 제어기의 일례이다. 제어기는 프로세스를 이용하거나 이용하지 않고 구현될 수 있으며, 또한 어떤 기능을 수행하는 전용 하드웨어와 기타 기능을 수행하는 프로세서(예를 들어, 하나 이상의 프로그램된 마이크로프로세서 및 연관된 회로)의 조합으로서 구현될 수 있다. 본 발명의 다양한 실시예에서 이용될 수 있는 제어기 구성요소의 예로는 종래의 마이크로프로세서, ASIC(application specific integrated circuit) 및 FPGA(field-programmable gate array)가 있지만, 이에 한정되지 않는다.

[0066] 여러가지 구현에서, 프로세서 또는 제어기는 하나 이상의 저장 매체(통칭하여 본 명세서에서 "메모리"라고 함, 예를 들어, RAM, PROM, EPROM 및 EEPROM, 플로피 디스크, 콤팩트 디스크, 광 디스크, 자기 테이프, 기타 등등의 휘발성 및 비휘발성 컴퓨터 메모리)와 연관되어 있을 수 있다. 어떤 구현에서, 저장 매체는, 하나 이상의 프로세서 및/또는 제어기 상에서 실행될 때, 본 명세서에 기술된 기능들 중 적어도 일부를 수행하는 하나 이상의 프로그램으로 인코딩될 수 있다. 다양한 저장 매체가 프로세서 또는 제어기 내에 고정되어 있거나 이동가능하게 되어 있을 수 있으며, 그에 따라 그에 저장된 하나 이상의 프로그램이 본 명세서에 기술된 본 발명의 여러가지 측면들을 구현하기 위해 프로세서 또는 제어기에 로드될 수 있다. 용어 "프로그램" 또는 "컴퓨터 프로그램"은 본 명세서에서 하나 이상의 프로세서 또는 제어기를 프로그램하는 데 이용될 수 있는 임의의 유형의 컴퓨터 코드(예를 들어, 소프트웨어 또는 마이크로코드)를 말하는 일반적인 의미로 사용된다.

[0067] 용어 "주소 지정 가능(addressable)"은 본 명세서에서 그 자신을 비롯한 다수의 장치로 보내지는 정보(예를 들어, 데이터)를 수신하고 또한 그에게로 보내지는 특정의 정보에 선택적으로 응답하도록 구성되어 있는 장치(예를 들어, 일반 광원, 조명 유닛 또는 조명 기구, 하나 이상의 광원 또는 조명 유닛, 기타 비조명 관련 장치와 연관된 제어기 또는 프로세서, 기타)를 말하는 데 사용된다. 용어 "주소 지정 가능"은 종종 다수의 장치가 어떤 통신 매체 또는 매체들을 통해 서로 연결되어 있는 네트워크화된 환경(또는 "네트워크", 이하에서 더 기술됨)과 관련하여 사용된다.

[0068] 한 네트워크 구현에서, 네트워크에 연결된 하나 이상의 장치가 (예를 들어, 마스터/슬레이브 관계로) 그 네트워크에 연결된 하나 이상의 다른 장치에 대한 제어기로서 역할할 수 있다. 다른 구현에서, 네트워크화된 환경은 네트워크에 연결된 장치들 중 하나 이상을 제어하도록 구성되어 있는 하나 이상의 전용 제어기를 포함할 수 있다. 일반적으로, 네트워크에 연결된 다수의 장치들 각각은 통신 매체 또는 매체들 상에 존재하는 데이터에 액세스할 수 있지만, 주어진 장치는, 예를 들어, 그에 할당된 하나 이상의 특정의 식별자(예를 들어, "주소")에 기초하여, 네트워크와 선택적으로 데이터를 교환(즉, 네트워크로부터 데이터를 수신하고 및/또는 네트워크로 데이터를 전송)하도록 구성되어 있다는 점에서 "주소 지정 가능"일 수 있다.

[0069] 용어 "네트워크"는, 본 명세서에서 사용되는 바와 같이, 임의의 2개 이상의 장치 간의 및/또는 네트워크에 연결된 다수의 장치 간의 (예를 들어, 장치 제어, 데이터 저장, 데이터 교환, 기타 등등을 위한) 정보의 전달을 용이하게 해주는 2개 이상의 장치(제어기 또는 프로세서를 포함함)의 임의의 상호 연결을 말한다. 잘 알 것인 바와 같이, 다수의 장치를 상호연결하기에 적합한 네트워크의 여러가지 구현은 각종의 네트워크 토폴로지 중 임의의 것을 포함할 수 있으며 각종의 통신 프로토콜 중 임의의 것을 이용할 수 있다. 그에 부가하여, 본 발명에 따른 다양한 네트워크에서, 2개의 장치 간의 임의의 한 접속은 2개의 시스템 간의 전용의 접속, 또는 다른 대안으로서, 비전용의 접속을 나타낼 수 있다. 2개의 장치로 보내지는 정보를 전달하는 것에 부가하여, 이러한 비전용의 접속은 2개의 장치 중 어느 하나로 꼭 보내져야만 하는 것은 아닌 정보를 전달할 수 있다[예를 들어, 공개 네트워크 접속(open network connection)]. 게다가, 본 명세서에서 논의된 다양한 장치 네트워크가 네트워

크를 통한 정보 전송을 용이하게 해주기 위해 하나 이상의 무선, 유선/케이블, 및/또는 광섬유 링크를 이용할 수 있다는 것을 잘 알 것이다.

[0070] 용어 "사용자 인터페이스"는, 본 명세서에서 사용되는 바와 같이, 사용자와 장치(들) 간의 통신을 가능하게 해주는 사람 사용자 또는 오퍼레이터와 하나 이상의 장치 간의 인터페이스를 말한다. 본 발명의 다양한 구현에서 이용될 수 있는 사용자 인터페이스의 예로는 어떤 형태의 사람-발생 자극을 수신하고 그에 응답하여 신호를 발생할 수 있는 스위치, 전위차계, 버튼, 다이얼, 슬라이더, 마우스, 키보드, 키패드, 다양한 유형의 게임 컨트롤러(예를 들어, 조이스틱), 트랙볼, 디스플레이 화면, 다양한 유형의 그래픽 사용자 인터페이스(GUI), 터치 스크린, 마이크 및 기타 유형의 센서가 있지만, 이에 한정되는 것은 아니다.

[0071] 본 출원은 참조 문헌으로서 2005년 3월 14일자로 출원된 발명의 명칭이 "Power Control Methods and Apparatus(전력 제어 방법 및 장치)"인 미국 정식 특허 출원 제11/079,904호의 전체 내용을 포함한다.

[0072] 상기 개념들 및 이하에 더 상세히 기술되는 부가의 개념들의 모든 조합이 본 명세서에 개시된 발명 대상의 일부인 것으로 생각된다는 것을 잘 알 것이다. 특히, 본 개시 내용의 끝에 있는 청구된 발명 대상의 모든 조합이 본 명세서에 개시된 발명 대상의 일부인 것으로 생각된다. 또한, 참조 문헌으로서 포함된 임의의 개시 내용에도 나타날 수 있는 본 명세서에서 명시적으로 이용되는 용어들이 본 명세서에 개시된 특정의 개념들과 가장 부합하는 의미를 부여받아야 한다는 것을 잘 알 것이다.

실시예

[0093] 본 발명은 일반적으로 높은 역률(어떤 경우에, 대략적으로 또는 본질적으로 단위 역률)을 유지하면서 단일 스위칭 스테이지를 사용하여 적어도 몇몇 유형의 부하에 전력을 제공 및 제어하는 다양한 개선된 방법 및 장치에 관한 것이다. 이하에서 더 기술되는 몇몇 실시예들에서, 정상 동작 동안에 부하로부터 어떤 피드백 정보도 필요로 하지 않고(또는 부하 전압 및 전류의 모니터링 및/또는 조정 없이), 미리 정해진 제어 전력이 단일 스위칭 스테이지를 사용하여 높은 역률로 부하에 제공되며, 그에 의해 회로 복잡도, 부품의 수, 크기 및 효율성을 상당히 감소시킨다. 다양한 실시예의 한 측면에서, 단일 스위칭 스테이지는 불연속 모드 스위칭 동작을 사용하여 하나 이상의 에너지 전달 요소에 에너지를 저장하고 그로부터 에너지를 방출하도록 구성되어 있다. 이러한 유형의 스위칭 동작은, 이하에서 더 기술하는 바와 같이, 부하에의 전력의 예측가능한 제어 전달(predictable controlled delivery)을 용이하게 해준다.

[0094] 본 명세서에 개시된 다른 실시예들에서, 특히 관심을 끄는 것은 부하의 하나 이상의 기능 부품이 그 기능 부품에 대한 전력을 변조함으로써 제어되는 부하이다. 이러한 기능 부품의 예로는 모터 또는 기타 액츄에이터 및 전동식/가동 부품(motorized/movable component)(예를 들어, 계전기, 솔레노이드), 온도 제어 부품(예를 들어, 가열/냉각 요소), 및 적어도 몇몇 유형의 광원이 있을 수 있지만, 이에 한정되는 것은 아니다. 보다 구체적으로는, 본 발명의 다양한 실시예에 따른 간소화된 단일 스테이지 고역률 전원 공급 장치/제어 구성에 대한 흥미 있는 한 유형의 부하는 변조된 펄스형 전력 전달(modulated pulsed power delivery)에 기초하여 인지된 밝기가 변화될 수 있는 하나 이상의 발광 다이오드(LED) 광원을 포함하는 조명 장치이다. 기능 부품을 제어하기 위해 부하에서 이용될 수 있는 전력 변조 제어 기술의 예로는 펄스 주파수 변조(pulse frequency modulation), 펄스 폭 변조(pulse width modulation), 및 펄스 수 변조(pulse number modulation)(예를 들어, 1-비트 D/A 변환)가 있지만, 이에 한정되지 않는다.

[0095] 이하는 본 발명에 따른 단일 스테이지 고역률 전력 제어 방법 및 장치에 관련된 다양한 개념들 및 그의 실시예들에 대한 보다 상세한 설명이다. 개시된 개념들이 임의의 특정의 구현 방식으로 제한되지 않기 때문에, 이상에서 소개되고 이하에서 더 상세히 기술되는 다양한 개념들이 많은 방식들 중 임의의 방식으로 구현될 수 있다는 것을 잘 알 것이다. 특정의 구현 및 응용의 예들은 주로 예시를 위해 제공된 것이다.

[0096] 도 10은 본 발명의 일 실시예에 따른, 스위칭 전원 공급 장치 구성에 적어도 부분적으로 기초한 "피드-포워드" 단일 스테이지 고역률 전력 제어 장치(200)를 나타낸 블록도이다. 도 10의 실시예는 물론 이하에 기술되는 다른 실시예들과 관련하여 사용되는 용어 "피드-포워드"는 부하와 연관된 정보(예를 들어, 부하에 의해 도출될 원하는 전력, 부하에 인가될 원하는 전압, 기타)를 사전에 알고 있고 회로 동작을 용이하게 해주기 위해 이 정보를 사용하는 회로 구성을 말한다.

[0097] 예를 들어, 본 명세서에 개시되는 피드-포워드 전력 제어 장치의 다양한 예에서, 미리 정해진 제어 전력이 부하로부터의 어떤 피드백 정보도 필요로 하지 않고 스위칭 방식 에너지 전달 방법(switched energy transfer method)을 통해 부하에 제공된다. 즉, 부하에 전력을 공급하기 위해 정상 동작 동안에 일상적인 스위칭 동작을

제어하는 데 부하 전압 및/또는 부하 전류를 모니터링할 필요가 없다(이하에 더 기술되는 일 실시예에서, 부하 전압은 부품 고장의 경우에 보호를 위해 개방 회로 조건을 검출하기 위해서만 모니터링될 수 있다). 부하 전압 또는 전류를 모니터링 또는 조정하기 보다는, 전력 제어 장치에 제공되는 전원에 관한 하나 이상의 파라미터(예를 들어, A.C. 전원으로로부터 도출되는 전압 입력 또는 전류)를 모니터링하는 것은 물론 원하는 부하 파라미터에 관하여 사전에 알고 있는 다른 제어 정보 또는 데이터(따라서, 부하 전력에 관한 정보의 "피드 포워드")에 기초하여 미리 정해진 제어 전력이 부하에 제공된다.

[0098] 도 10에 도시된 바와 같이, 단일 스테이지 고역률 전력 제어 장치(200)는 전파 브리지 정류기(full-wave bridge rectifier)(68)의 출력으로부터 입력 전압(V_{in})을 받고 입력 전류(I_{in})를 도출하며, 정류기(68)는 차례로 전원을 제공하는 AC 선간 전압(67)에 연결되어 있다. 높은 역률을 보장하기 위해, 전력 제어 장치(200)에 의해 AC 전원에 제공되는 "전체 부하"가 주로 저항성인 것처럼 보여야만 한다는 것을 상기한다. 이를 위해, 도 10의 도면에서 주목할 만한 것은 고역률의 목표를 용이하게 해주기 위해 브리지 정류기(68)의 출력에 필터 커패시터[예를 들어, 도 7의 커패시터(35)를 참조] 등의 중요한 에너지 저장 요소가 이용되지 않는다는 것이다. 그에 따라, 이 실시예에서, 입력 전압(V_{in})은 본질적으로 선간 전압 주파수의 2배의 주파수를 갖는 전파 정류된(즉, 사인파적으로 변하는) 전압 파형이다(예를 들어, 60Hz의 선로 주파수에서, 입력 전압 V_{in} 은 120Hz의 주파수를 가짐).

[0099] 도 10은 또한 전력 제어 장치(200)가 입력 전류 I_{in} 가 스위치(214)의 동작을 통해 에너지 전달 장치(energy transfer arrangement)(202)를 통과하도록 구성되어 있는 것도 보여준다. 스위치(214)는 차례로 스위치 제어기(204)에 의해 제어되고, 이 스위치 제어기(204)는 하나 이상의 모니터링된 전원 파라미터(206)(예를 들어, V_{in} 및/또는 I_{in})는 물론 장치(200)에 제공되는 다른 제어 정보 또는 데이터에 적어도 부분적으로 기초하여 발생하는 제어 신호(216)를 통해 스위치(214)를 제어하도록 구성되어 있다. 도 10에 명시적으로 도시되어 있지는 않지만, 이하에 더 상세히 기술되는 다양한 구현들에 따르면, 스위치 제어기(204)에 대한 동작 전력이 입력 전압 V_{in} 또는 다른 전원으로로부터 도출될 수 있다.

[0100] 도 10에서, 스위치(214)는 이전의 도면들에 나타낸 트랜지스터 스위치(20)의 역할과 실질적으로 유사한 역할을 수행한다. 그에 따라, 스위치(214)의 한 예시적인 구현은, 트랜지스터를 적당히 동작시키기 위해 필요할 수 있는 다른 신호 증폭기/스위치 구동기 회로와 함께, 포화 스위치(saturated switch)로서 동작하도록 구성되어 있는 하나 이상의 트랜지스터(예를 들어, BJT, FET)를 포함하지만, 이에 한정되는 것은 아니다. 따라서, 스위치(214)는 다양한 구성요소들이 스위치의 기능을 구현하는 데 이용될 수 있음을 나타내기 위해 제어가능한 "차단을 시키는(make-brake)" 회로 접속으로서 도 10에 개괄적으로 도시되어 있다.

[0101] 도 10에 도시된 에너지 전달 장치(202)는, 전파 정류된 입력 전압과 관련해서도, 일반적으로 부하에 전력을 제공하는 DC-DC 컨버터의 일반 기능을 구현하도록 구성된 몇가지 가능한 회로 장치 중 하나를 나타낸다. 이 실시예의 다른 구현에 따르면, 에너지 전달 장치(202)는 강압 컨버터, 승압 컨버터, 승압-강압 컨버터, CUK 컨버터, 플라이백 컨버터, 및 포워드 컨버터(이들 중 많은 것에 대해 도 1 및 도 4 내지 도 8과 관련하여 전술하였음)는 물론 본 명세서에 구체적으로 기술되지 않은 기타 컨버터 구성들 중 하나의 일반 기능을 구현하도록 구성된 다양한 구성요소를 포함할 수 있다.

[0102] 도 10에 도시된 바와 같이, 에너지 전달 장치(202)는 출력 전압(V_{out})을 부하(218)에 제공하도록 구성되어 있다. 이 실시예의 한 측면에서, 이상에서 언급되고 이하에서 더 상세히 기술되는 바와 같이, 정상 동작 중에 스위치(214)의 제어에 영향을 주기 위한[즉, 부하(218)에 미리 정해진 전력을 제공하기 위한] 피드백으로서 부하에 관한 정보(예를 들어, 부하 전압 및/또는 부하 전류)를 제공하기 위해 에너지 전달 장치(202)에 또는 부하와 다른 방식으로 연관되어 있는 회로 접속이 없다.

[0103] 전력 제어 장치의 동작에 대한 서론적 설명을 용이하게 해주기 위해 전력 제어 장치(200)의 다른 구성요소들에 대한 에너지 전달 장치(202)의 상호 연결이 도 10에 개괄적으로 도시되어 있다. 그렇지만, 전력 제어 장치(200)의 주어진 구현에서의 구성요소들의 특정의 상호 연결이 에너지 전달 장치(202)에서 이용되는 컨버터의 유형에 의해 좌우될 수 있다는 것을 잘 알 것이다. 특정 회로 구성의 몇몇 예들에 대해 도 11 및 도 16과 관련하여 이하에서 더 상세히 설명한다.

[0104] 도 10의 실시예의 다른 측면에서, 피드-포워드 전력 제어 장치(200)는 스위치 제어기(204) 및 스위치(214)에 의해 구현되는 "불연속 모드" 스위칭 동작을 사용하여 에너지 전달 장치(202)의 하나 이상의 에너지 전달 요소에

에너지를 저장하고 그로부터 에너지를 방출하도록 구성될 수 있다. 이러한 유형의 스위칭 동작은 부하(218)에 의 예측가능한 제어 전력 전달을 용이하게 해준다. 먼저 도 11 및 도 12를 참조하여, 이제부터 불연속 모드 스위칭 동작에 대해 보다 상세히 설명한다.

[0105] 도 11은 본 발명의 일 실시예에 따른 단일 스테이지 고역률 전력 제어 장치(200)의 예시적인 에너지 전달 장치(202)의 부가적인 상세를 개략적으로 나타낸 도 10과 유사한 도면이다. 도 11의 예에서, 에너지 전달 장치는, 인덕턴스 L 을 갖는 에너지 전달 요소로서의 인덕터(200)는 물론 부하(218)에 출력 전압(222)을 제공하도록 구성되어 있는 기타 컨버터 회로를 포함하는 승압-강압 또는 반전형 컨버터로서 도시되어 있다. 도 10과 관련하여 상기한 바와 같이, 도 11에 도시된 예시적인 승압-강압 구성이 주로 불연속 모드 동작에 관한 다양한 개념들을 나타내기 위해 제공된 것이지만, 본 발명에 따른 전력 제어 장치가 이 특정의 구성으로 제한되지 않으며 다른 구성들이 다른 실시예들에 따른 불연속 모드에서 동작될 수 있음을 잘 알 것이다. 도 11에서, 전류(I_{in})는 인덕터에 인가되는 전압(V_{in})에 기초하여 스위치(214)의 동작으로 인덕터(220)를 통해 흐른다. 전력 제어 장치(200)의 동작의 기초를 이루는 보다 두드러진 일반 개념들 중 일부를 강조하기 위해, 이하의 설명에서는 이상적인 구성요소 및 실질적으로 무손실인 에너지 전달이 가정된다.

[0106] 도 12는 본 발명의 일 실시예에 따른, 도 10 및 도 11에 도시된 스위치(214)의 2개의 연속적인 스위칭 사이클(213)을 나타낸 예시적인 타이밍도이다. 도 12는 스위치(214)의 연속적인 온/오프 스위칭 사이클 동안 입력 전압 V_{in} 에 기초하여 인덕터(220) 양단에 인가되는 펄스형 전압(V_L)을 나타낸 것이다. 도 3에서와 같이, 스위치(214)가 온 또는 닫혀 있는 시간이 도 12에서 t_{on} 으로 나타내어져 있고, 스위치가 오프 또는 열려 있는 시간이 t_{off} 로 나타내어져 있다. 따라서, 상기한 바와 같이, 주어진 스위칭 사이클(213)의 주기 T 는 $t_{on} + t_{off}$ 로 주어지고, 다수의 스위칭 사이클의 주파수 f (즉, "스위칭 주파수")는 $1/T$ 로 주어진다.

[0107] 도 12에 나타낸 바와 같이, 주어진 시간 구간 t_{on} 동안 인덕터 양단에 인가된 펄스형 전압 V_L 은 본질적으로 전파 정류된 전압 V_{in} 의 샘플이다. 따라서, 당분간 전파 정류된 전압 V_{in} 보다 상당히 더 빠른 스위칭 주파수 f 를 선로 주파수의 2배로 가정하면, 펄스형 전압(225)의 연속적인 펄스의 크기가 사이클마다 서서히 변하지만, 임의의 주어진 시간 구간 t_{on} 동안 일반적으로 거의 일정한 것처럼 보인다[설명 목적상 도 12에서는 펄스형 전압(225)의 연속적인 펄스들의 크기의 변화가 약간 과장되어 있다].

[0108] 도 12에서 인덕터(220)를 통한 전류(I_L)가 펄스형 전압(225)에 중첩되어 있다. 도 3과 관련하여 상기한 바와 같이, 시간 구간 t_{on} 동안 스위치(214)가 닫혀 있을 때, 관계식 $V_L = L \cdot dI_L/dt$ 에 기초하여 인덕터에 인가되는 전압 V_L 에 의해 선형적으로 변하는 전류 $I_{in} = I_L$ 이 인덕터를 통해 흐르게 되며, 그 동안에 에너지가 인덕터의 자계에 저장된다. 시간 구간 t_{on} 의 끝에서, 도 12는 인덕터 전류가 최대 피크값 I_p 에 도달함을 나타내고 있다. 스위치(214)가 오프 또는 열려 있는 시간 구간 t_{off} 동안에, 이 동일한 관계식 $V_L = L \cdot dI_L/dt$ 에 의해 인덕터 전류 I_L 이 선형적으로 감소하게 되는데, 그 이유는 저장된 에너지가 다른 컨버터 회로를 통해 부하에 제공되기 때문이다. 시간 구간 t_{on} 이 사이클마다 일정한 채로 있는 경우, 피크 인덕터 전류 I_p 가 사이클마다 서서히 변하는 이유는 전압 V_L 의 크기가 마찬가지로 사이클마다 서서히 변하기(선로 주파수의 2배로 정류된 전압 파형 V_{in} 을 따라가기) 때문이라는 것을 잘 알 것이다.

[0109] 도 12의 타이밍도는 앞서 도 3에 나타낸 것과 유사하지만, 도 12에 나타낸 인덕터 전류 I_L 이 연속 모드 스위칭 동작보다는 "불연속 모드" 스위칭 동작을 반영한다는 점에서 도 3과 다르다. 상세하게는, 각각의 스위칭 사이클(213)의 시작 및 끝에서, 이 실시예에서의 전력 제어 장치는 인덕터 전류 I_L 이 0이 되도록 구성되어 있으며, 구체적으로는, 인덕터의 인덕턴스 L 및 스위치(214)의 듀티비는 물론 장치의 다른 구성요소들이 시간 구간 t_{on} 동안 인덕터에 저장된 에너지의 거의 전부가 t_{off} 보다 작은 시간 구간 t_2 내에 부하로 전달됨으로써 각각의 스위칭 사이클의 시작 및 끝에서 본질적으로 인덕터를 통한 전류가 없도록(인덕터의 자계에 잔류 저장 에너지가 그다지 없도록) 구성되어 있다. 도 12에 나타낸 바와 같이, t_2 의 끝과 t_{off} 의 끝 사이의 기간은 인덕터 전류 I_L 의 불연속, 따라서 용어 "불연속" 모드를 나타낸다. V_L 및 I_p 둘다가 서서히 변하는 경우, 이 실시예의 한 측면에서, 어떤 미리 정해진 동작 조건 하에서 부하로 전달되는 원하는 전력 및 V_L 및 I_p 의 예상된 각각의 값을 고려하

는 것 및 이들 예상된 값에 대응하는 스위칭 사이클의 끝에 이르기 전에 인덕터 전류 I_L 이 0으로 떨어질 수 있도록 하기 위해 회로 구성요소를 선택하는 것에 의해 불연속 모드가 보장된다. 한가지 이러한 예시적인 설계예가 도 16과 관련하여 이하에서 설명된다.

[0110] 불연속 모드 스위칭 동작을 이용하고 각각의 스위칭 사이클의 시작 및 끝에서 본질적으로 0인 인덕터 전류를 보장함으로써, 스위칭 사이클마다 예측가능한 양의 에너지를 전달하는 것, 따라서 부하로의 예측가능한 제어 전력 전달이 용이하게 된다. 예를 들어, 도 12를 참조하면, 시간 구간 t_{on} 의 끝에서 인덕터의 자계에 저장된 에너지

의 양 W_{in} (단위: 주울)은, 초기 인덕터 전류를 0이라고 가정할 때, $W_{in} = \frac{1}{2} L(I_P)^2$ 로 주어진다. 무손실 에너지 전달을 가정할 때, 스위치(214)가 기간 t_{off} 동안 열려 있을 때, 시간 구간 $t_2 < t_{off}$ 동안 W_{in} 과 같은 양의 에너지 W_{out} 이 인덕터의 자계로부터 부하로 전달된다. 각각의 연속적인 스위칭 사이클에서, 예측가능한 양의 에너지가 이와 같이 전달된다(IP가 서서히 변하고 있기 때문에, 연속한 사이클에서 서로 다른 양의 에너지가 전달된다는 것을 잘 알 것이다).

[0111] 순간 전력이 에너지 흐름율, 즉 주어진 기간 내에 전달되는 에너지의 양(즉, $P = dW/dt$)으로 정의되기 때문에, 부하로 전달되는 순간 전력 P_{out} 은 다음과 같이 표현될 수 있다.

수학식 1

$$P_{out} = \frac{dW}{dt} = \frac{\frac{1}{2} L(I_P)^2}{T} = \frac{1}{2} L(I_P)^2 f$$

[0112]

여기서, $f = 1/T$ 는 스위치(214)의 스위칭 주파수이다. 다시 말하지만, I_P 가 서서히 변하기 때문에, 수학식 1은 시변 전력(time varying power)을 나타낸다.

[0114]

수학식 1로부터, 인덕터의 인덕턴스 L 이 주어진 경우, 스위칭 주파수 f 및 피크 인덕터 전류 I_P 중 하나 또는 둘다를 변화시킴으로써 부하에 대한 순간 전력이 변조될 수 있다는 것을 잘 알 수 있다. 상기한 바와 같이, 피크 인덕터 전류 I_P 는 스위치(214)의 듀티비(상세하게는, 시간 구간 t_{on})에 의해 결정된다. 따라서, 도 10 내지 도 12의 실시예들에서, 부하에 관한 어떤 피드백 정보도 없이 부하에 예측가능한 가변 전력을 제공하기 위해 스위치(214)의 주파수 및 듀티비 중 하나 또는 그 둘다가 제어될 수 있다. 수학식 1로부터, 전력의 변화가 스위칭 주파수에 따라 선형적으로 변하는 반면, 전력의 변화가 피크 전력 I_P , 따라서 시간 구간 t_{on} 과 2차(제곱) 관계를 갖는다는 것을 용이하게 알 수 있다(이하의 수학식 9 및 수학식 13에 대한 설명으로부터도 명백하게 될 것임).

[0115]

도 10에 나타난 일반적인 전력 제어 장치 구성을 다시 참조하면, 도 12와 관련하여 상기한 불연속 모드 스위칭 동작에 기초하여 전력 제어 장치(200)와 연관된 역률이 이제 고려된다. 이하의 수학적 분석을 위해, 전력 제어 장치(200)에 의해 도출된 전력(이 전력의 상당 부분이 부하로 전달됨)에 단위 역률 조건이 부과되며, 그 결과 수학식 1의 스위칭 주파수 f 가 A.C. 전원의 선로 주파수 f_{line} 보다 상당히 더 높은 것으로 가정하면 실제로 이론 상으로는 단위 역률 조건이 만족될 수 있음을 보여준다. 실제로, 여기서의 분석이 무손실 조건을 가정하기 때문에, 본 명세서에 기술되는 다양한 개념들에 따른 전력 제어 장치 구현이 정확히 말하면 단위 역률을 달성할 수 없지만, 그럼에도 불구하고 많은 경우에 본질적으로 또는 대략적으로 단위 역률인 상당히 높은 역률을 제공한다.

[0116]

상기한 바와 같이, 본질적으로 단위 역률인 조건의 경우, 전력 회로[이 경우에, 전력 제어 장치(200)]에 대한 부하가 저항성인 것처럼 보임으로써 선간 전압과 동위상인 사인파적으로 변하는 순간 선전류(instantaneous line current)가 얻어질 필요가 있다. 따라서, 단위 역률 조건의 경우, 순간 선간 전압 V_{line} 및 선전류 I_{line} 은 다음과 같이 표현될 수 있다.

수학식 2

$$V_{line} = \sqrt{2} V_{rms} \sin(2\pi f_{line} t)$$

[0117]

[0118]
$$I_{line} = \sqrt{2} I_{rms} \sin(2\pi f_{line} t)$$

[0119] 여기서, f_{line} 은 선로 주파수(예를 들어, 50 또는 60Hz)를 나타낸다. 순간 전압(67)으로 표현된 장치(200)에 의해 A.C. 전원으로부터 도출되는 평균 전력 P_{rms} 은 다음과 같이 주어진다.

수학식 3

[0120]
$$P_{rms} = V_{rms} \cdot I_{rms}$$

[0121] 여기서, V_{rms} 및 I_{rms} 는 각각 장치에 의해 도출된 순간 선간 전압 및 선전류의 RMS(root-mean-square) 값을 나타낸다. 물론, 순간 전압(따라서, V_{rms})은 일반적으로 알려져 있다(그렇지만, 전력이 도출되어 나오는 AC 전력 회로의 전체적인 부하의 변화에 기초하여 시간에 따라 약간 변할 수 있음).

[0122] 본 설명의 목적상, 장치(200)에 의해 도출되는 평균 전력 P_{rms} 가 선형적으로 알고 있는 것이고 장치를 제어하기 위한 정보로서 제공되는 것으로 가정된다. 상세하게는, 이하에서 더 기술되는 바와 같이, 원하는 부하 전력이 장치(200)를 제어하기 위한 "피드-포워드" 정보로서 제공되고, "무손실" 조건을 가정하면(즉, 다른 회로 부품의 공칭 전력 소모를 고려한 후에), 이 원하는 부하 전력이 A.C. 전원으로부터 도출되는 평균 전력 P_{rms} 와 본질적으로 같다. V_{line} 및 V_{rms} 가 알고 있는 것이고 P_{rms} 가 주어진 것으로(즉, 원하는 부하 전력으로서) 가정되기 때문에, 수학식 3을 사용하여 수학식 2의 I_{rms} 에 대입함으로써 선전류 I_{line} 을 이들 값으로 표현하는 것이 편리하다.

수학식 4

$$I_{rms} = \frac{P_{rms}}{V_{rms}}$$

$$\frac{V_{line}}{V_{rms}} = \sqrt{2} \sin(\omega t)$$

[0123]

$$I_{line} = V_{line} \frac{P_{rms}}{(V_{rms})^2}$$

[0124]

[0125] 전력을 계산하기 위해 수학식 4가 선전류에 정류된 전류 I_{in} 을 대입하고 순간 전압에 정류된 전압 V_{in} 을 대입함으로써 수학식 5와 같이 다시 쓸 수 있는 것으로 가정하는 것은 타당하다.

수학식 5

$$I_{in} = V_{in} \frac{P_{rms}}{(V_{rms})^2}$$

[0126]

[0127] 브리지 정류기(68)를 통해 A.C. 전원으로부터 도출되는 순간 전력 P_{in} 은 다음과 같이 주어지며,

$$P_{in} = V_{in} \cdot I_{in}$$

[0128]

[0129] 이는 수학식 5를 사용하여 I_{in} 에 대입함으로써 수학식 6과 같이 다시 쓰여질 수 있다.

수학식 6

$$P_{in} = V_{in}^2 \left(\frac{P_{rms}}{V_{rms}^2} \right)$$

[0130]

[0131] 다시 말하면, 당분간 무손실 조건을 가정하면, A.C. 전원으로부터 도출되는 수학식 6에 주어진 순간 전력 P_{in} 은 이론적으로 전력 제어 장치(200)에 연결된 부하(218)로 전달되는 수학식 1에 주어진 순간 전력 P_{out} 과 같다. 따라서, 수학식 6을 수학식 1과 같은 것으로 설정하면 이하의 관계식이 주어진다.

수학식 7

$$V_{in}^2 \left(\frac{P_{rms}}{V_{rms}^2} \right) = \frac{1}{2} L (I_P)^2 f$$

[0132]

[0133] 수학식 1과 관련하여 상기한 바와 같이, 부하에의 순간 전력은, 인덕터의 인덕턴스 L 이 주어진 경우, 스위칭 주파수 f 및 피크 인덕터 전류 I_P 중 하나 또는 그 둘다를 변화시킴으로써 변조될 수 있으며, 여기서 피크 인덕터 전류 I_P 는 차례로 스위치(214)의 듀티비(상세하게는, 시간 구간 t_{on})에 의해 결정된다. 따라서, 부하에 관한 어떤 피드백 정보도 없이 부하에 예측가능한 가변 전력을 제공하기 위해 스위치(214)의 주파수 및 듀티비 중 하나 또는 그 둘다가 제어될 수 있다. 먼저, 일정한 스위칭 주파수 f 를 유지하고 시간 구간 t_{on} 을 통해 듀티비를 변화시키는 경우가 고려된다. 이 경우에, f , 기지의 인덕턴스 L , 및 P_{rms} 로 표현되는 원하는 부하 전력이 주어진 경우, 수학식 7에 주어진 관계식에 기초하여 적절한 t_{on} 이 결정될 필요가 있다.

[0134]

도 13은 일 실시예에 따른 도 11의 구성에 기초한 전력 제어 장치(200)의 일부분을 나타낸 것으로서, 여기서 시간 구간 t_{on} , 따라서 스위치(214)의 듀티비는 전력 제어 장치(200)에 대한 입력 전압(V_{in})을 모니터링하는 것에 기초하여 제어될 수 있다. 다시 말하면, V_{in} 이 일반적으로 어떤 예상된 범위 내에서 알려져 있는 반면, A.C. 전원 회로에 대한 동적인 요구로 인해 선간 전압의 순간적인 변동이 있을 수 있다. 그에 따라, 어떤 구현에서는 V_{in} 이 반드시 모니터링될 필요가 있는 것은 아닌 반면(오히려 어떤 공칭의 예상된 선간 전압값에 있는 것으로 추정됨), 어떤 실시예에서는 V_{in} 이 구간 t_{on} 을 결정하는 일의 일부로서 모니터링될 수 있다. 도 12의 타이밍도를 다시 참조하면, 관계식 $V_L = L \cdot dI_L/dt$ 에 기초하여, 피크 인덕터 전류 I_P 는 입력 전압 V_{in} 으로 표현될 수 있으며, 이 입력 전압 V_{in} 은 도 13의 실시예에서 스위치(214)가 온 또는 닫혀 있을 때 인덕터 양단에 나타나는 것이다.

수학식 8

$$V_{in} = L \frac{\Delta I_L}{\Delta t} = L \left(\frac{I_P - 0}{t_{on} - 0} \right) = \frac{L I_P}{t_{on}}$$

[0135]

$$I_P = \frac{V_{in} t_{on}}{L}$$

[0136]

[0137] 도 12와 관련하여 상기한 바와 같이, 주어진 시간 구간 t_{on} 동안에 인덕터 양단에 가해진 펄스형 전압 V_L 은 본질적으로 전파 정류된 전압 V_{in} 의 샘플이다. 따라서, 전파 정류된 전압 V_{in} 보다 상당히 더 빠른 스위칭 주파수 f 를 선택하여 주파수의 2배인 것으로 가정하면, V_{in} 의 크기는 일반적으로 임의의 주어진 시간 구간 t_{on} 동안 거의 일정한 것처럼 보인다(그렇지만, 사이클마다 서서히 변하고 있다). 수학식 8을 사용하여 수학식 7에 I_P 를 대입하고 항들을 다시 묶으면, V_{in} 이 관계식에서 빠지고 구간 t_{on} 이 다음과 같이 주어짐을 잘 알 수 있다.

수학식 9

$$t_{on} = \frac{1}{V_{rms}} \cdot \sqrt{\frac{2LP_{rms}}{f}}$$

[0138]

[0139]

도 13은, 일 실시예에 따라, 적절한 샘플링 레이트로 전압 V_{in} 을 주기적으로 모니터링하고 그 전압의 적당한 디지털화된 표현(이로부터 V_{rms} 이 계산될 수 있음)을 제공하기 위해, 스위치 제어기(204)가 아날로그-디지털 변환기(226) 및 프로세서(250)를 포함할 수 있음을 나타낸 것이다. 프로세서(250)는 또한 파라미터 P_{rms} 의 어떤 표현을 입력 정보(208)로서 받으며, 이 입력 정보(208)는 이번에는 원하는 부하 전력을 나타낸다. 다른 측면에서, 스위치 제어기(204)는 또한 스위칭 주파수 f 로 펄스열(42)을 제공하는 발진기(26)를 포함한다. 프로세서(250)는, (예를 들어, 프로세서 메모리에 상수로 저장되어 있는) L 및 f 에 대한 기지의 값을 사용하고 V_{in} 을 측정하여 V_{rms} 를 계산하며 원하는 부하 전력(P_{rms})에 관한 입력 정보(208)를 사용함으로써, 상기 수학식 9로부터 원하는 t_{on} 에 기초한 듀티비를 갖는 제어 신호(216)를 발생하도록 구성되어 있다.

[0140]

한 예시적인 구현에서, 도 13에서의 입력 정보(208)는 어떤 최대 부하 전력 P_{max} 에 대한 원하는 부하 전력 P_{rms} 를 나타내는 값으로서 수신될 수 있다[즉, 입력 정보(208)는 P_{rms}/P_{max} 를 나타내는 어떤 값, 즉 어떤 최대 가용 부하 전력의 퍼센트일 수 있다]. 이 구현에서, 프로세서는 이어서 수학식 9에서의 가변적인 P_{rms} 를 제공하기 위해 입력 정보(208)를 P_{max} 를 나타내는 기지의 미리 정해진 교정값(예를 들어, 이것도 프로세서 메모리에 저장되어 있음)과 곱한다[다른 대안으로서, 물론 인덕턴스 L , 주파수 f 및 최대 부하 전력 P_{max} (이들은 이어서 부하 전력을 상대적인 항(relative term)으로 표현하는 입력 정보(208)와 곱하는 데 사용될 수 있음)를 표현하는 단일의 교정 상수가 사전 결정되어 있을 수 있다]. P_{max} 를 표현하는 이러한 값의 결정은 도 20a1 내지 도 20d와 관련하여 이하에서 더 기술한다.

[0141]

따라서, 이상의 분석은, 도 10, 도 11 및 도 13에 도시된 전력 제어 장치(200) 내의 단일 스위칭 스테이지의 듀티비를 변화시킴으로써, 부하에 대한 평균 전력이 예측가능하고 제어되는 방식으로 변화될 수 있으면서도 그와 동시에 본질적으로 단위 역률을 유지할 수 있음을 보여준다. 또한, 특히 수학식 1로부터, 이상의 분석에 따라 스위칭 동작을 통해 전달되는 순간 전력이 (연속적인 스위칭 사이클의 에너지 저장 부분 동안 변하는 피크 인덕터 전류 I_p 로 인해) 변하는 성분을 갖는다는 것을 잘 알 수 있다. 순간 전력의 시변 성질을 살펴보는 다른 방식은 컨버터의 입력 및 출력 전압 간의 관계를 고려하는 것이며, 도 10을 다시 참조하여 실질적으로 저항성인 부하(218)를 가정하면, 부하에 대한 출력 전압(222)(V_{out})은 스위칭 동작의 듀티비에 관계된 어떤 인자에 의해 컨버터 입력 전압(212)(V_{in})에 비례하며, 따라서 입력 전압이 전파 정류된 파형을 갖고 어떤 특성의 필터링도 없는 경우, 출력 전압도 (스위칭 주파수에 기초한 리플 성분을 갖는) 이러한 일반적인 파형을 갖는다. 따라서, 도 18 및 도 20a1 내지 도 20d와 관련하여 이하에서 더 기술하는 바와 같이, 선로 주파수의 2배인 성분의 존재를 완화시키기 위해 (예를 들어, LED와 같은) 어떤 유형의 부하에서 출력 전압에 대해 적절한 필터링이 이용될 수 있다.

[0142]

시간에 따른 에너지 전달 횟수(예를 들어, 스위칭 주파수 f)를 일정하게 유지하면서 스위칭 동작의 듀티비를 변화시키는 것에 기초한 부하 전력의 제어에 대해 기술하였지만, 이제부터는 스위칭 동작의 듀티비를 일정하게 유지하면서 시간에 따른 에너지 전달 횟수를 변화시키는 것에 기초한 부하 전력에 대한 효과에 관심을 돌려보자. 이를 위해, 수학식 9는 다음과 같이 간단히 재정렬될 수 있다.

수학식 10

$$f = \frac{1}{V_{rms}^2} \cdot \frac{2LP_{rms}}{t_{on}^2}$$

[0143]

[0144]

수학식 10에 주어진 관계식이 부하에 대한 전력이 스위칭 주파수 f 에 선형적으로 변화될 수 있음을 암시하고 있지만, 일반적으로 부하에 대한 제어된 전력 변동에 대응하는 제약조건을 가하는 스위칭 주파수의 범위에 관한

실제적인 제한이 있다. 예를 들어, 스위치(214)를 구현하는 데 사용된 부품(들)은 물론 기타 회로 부품으로 인해 스위칭 주파수의 범위에 대한 실제적인 제한이 있을 수 있다. 충분히 높은 주파수에서, (일반적으로 주파수가 증가함에 따라 증가하는) 스위칭 손실은 주어진 응용에서 가장 높은 사용가능한 주파수 f 에 실제적인 제한을 가할 수 있다. 또한, 고주파 스위칭 동작으로 생기는 방사된 노이즈도 규제 제약조건으로 인해 가장 높은 사용가능 주파수 f 에 실제적인 제한을 가할 수 있다(현재, 종래에 많은 유형의 DC-DC 컨버터에서 이용되는 스위칭 주파수 f 의 일반적인 범위는 대략 50 kHz - 100 kHz의 주파수를 포함하지만, 이에 한정되지는 않는다).

[0145] 또한, 제어될 부하의 유형이 부하에 대한 전력을 제어하기 위해 실제로 이용될 수 있는 스위칭 주파수 f 의 범위에 영향을 줄 수 있다. 예를 들어, 상기한 바와 같이, 본 발명의 어떤 실시예들에 따른 한 관심 부하는 하나 이상의 LED를 포함하며, 여기서 LED(들)에 의해 발생된 광의 인지된 밝기는 펄스형 전력 전달에 기초하여 제어된다. 양호하게는, 이러한 부하의 LED(들)는 "플리커" 효과를 방지하기 위해 사람의 눈으로 검출될 수 있는 것보다 높은(예를 들어, 대략 100 Hz보다 높은) 주파수로 펄스 방식으로 에너지가 공급된다. 따라서, 이 응용에서, 사람의 눈의 "플리커" 주파수는 스위칭 주파수의 하한을 나타낼 수 있다. 명백하게도, 상기한 바와 같이 선로 주파수의 2배인 출력 전압의 상당한 변동에 대해 있을 수 있는 플리커 효과도 고려될 필요가 있다. 다시 말하지만, 이 상황에 대해서는 도 18 및 도 20a 내지 도 20d와 관련하여 이하에서 더 기술한다. 어쨌든, 200Hz 정도의 주파수가 스위칭 주파수의 범위에 대한 실제적인 하한을 제공할 수 있다.

[0146] 수학적 식 1 및 수학적 식 10에 따라 부하에의 전력을 변화시키기 위해 스위칭 주파수 f 가 직접 변조될 수 있지만, 전력을 변화시키는 다른 가능한 방법은 1-비트 D/A 변환의 개념에 기초한 "펄스 누락(pulse dropping)" 또는 "펄스 수 변조(pulse number modulation)" 기법에 의해 제공되고, 부하에 대한 전력을 변화시키기 위해 (기준 펄스 열 주파수 f 에 기초한) 어떤 최소값과 최대값 사이의 스위칭 동작의 유효 주파수 f_{eff} 를 변화시키는 것에 대응한다.

[0147] 도 14는 본 발명의 일 실시예에 따른, 전력 제어 장치(200)의 스위치 제어기(204)의 일부로서 포함될 수 있는 펄스 발생 제어기(230)를 개략적으로 나타낸 블록도이다. 도 14의 실시예에 기초한 스위치 제어기의 한 예시적인 구현에서, 펄스 발생 제어기(230)는 도 13에 도시된 스위치 제어기(204)의 발진기(26)를 대체하는 데 이용될 수 있으며, (부하로 인해 A.C. 전원으로부터 도출되는 원하는 평균 전력 P_{rms} 를 나타내는) 입력 정보(208)는 펄스 발생 제어기(230)를 제어하는 데 사용될 수 있다. 상세하게는, 도 14의 펄스 발생 제어기(230)는, (도 13에 도시된 실시예에서와 같이) 스위치(214)의 듀티비를 통해 전달마다의 에너지 양자(quantum of energy per transfer)를 제어하기 보다는, 펄스 누락 또는 펄스 수 변조 기법을 통해 부하에 대한 전력의 제어를 용이하게 해주도록 구성되어 있다. 이를 위해, 펄스 발생 제어기(230)는 기준 발진기 주파수 f 에 대해 변화될 수 있는 유효 주파수 f_{eff} 를 갖는 수정된 펄스열(42')을 출력한다. 이 수정된 펄스 열(42')은 이번에는 스위치(214)를 제어하는 제어 신호(216)의 듀티비가 아니라 유효 주파수를 제어하기 위해 스위치 제어기에 의해 사용된다[예를 들어, 펄스열(42) 대신에, 수정된 펄스열(42')이 도 13에 도시된 프로세서(250)와 유사한 프로세서에 입력으로서 제공될 수 있다].

[0148] 상기한 바와 같이, 도 14의 펄스 발생 제어기(230)에 기초한 스위치 제어기의 어떤 실시예에서, 스위치 제어기는 사전 설정된 고정된 듀티비를 설정하도록 구성될 수 있다. 이러한 스위치 제어기의 한 측면에서, 입력 정보(208)(P_{rms})는 이어서 스위치(214)에 대한 원하는 유효 스위칭 주파수 f_{eff} 를 결정하는 데 사용되며, 여기서 사전 설정된 고정된 듀티비는, 입력 정보(208)가 최대 유효 주파수 f_{eff} 를 요구할 때, 부하에 대한 최대 평균 전력 P_{max} 를 나타낸다. 이러한 의미에서, 이 실시예에서, 부하에 의해 A.C. 전원으로부터 도출되는 원하는 평균 전력 P_{rms} 를 나타내는 입력 정보는 사실상 기준 주파수 f 의 어떤 퍼센트인 원하는 유효 주파수를 나타낸다.

[0149] 도 14에 나타낸 바와 같이, 한 예시적인 구현에서, 펄스 발생 제어기(230)는 입력 정보(208)에 기초하여 0과 $(2^N - 1)$ 사이의 디지털 값을 저장하는 N-비트 레지스터(238)를 포함한다. 다시 말하면, 한 측면에 따르면, N-비트 레지스터(238)에 저장된 디지털 값은 기준 주파수 f 의 퍼센트 형태로 원하는 유효 스위칭 주파수 f_{eff} 를 나타내고, 그에 따라 도 14에서 %로 나타내어져 있다. 펄스 발생 제어기(230)는 또한 기준 주파수 f 로 펄스열(42)을 제공하는 발진기(26)를 포함한다.

[0150] 도 14에서, N-비트 누산기(accumulator)(232)는 "클럭" 입력으로서 펄스열(42)을 받고, 펄스열(42)의 모든 펄스로 N-비트 디지털 입력값(240)을 누산기(232)에 로드하도록 구성되어 있다. 누산기에 로드된 N-비트 입력값(240)은, 가산기(236)로 나타낸 바와 같이, 누산기에 저장된 이전의 값(234)과 [입력 정보(208)에 기초한] N-비

트 레지스터(238)에 저장된 디지털 값 %f의 합이다. 레지스터(238)와 같이, N-비트 누산기는 (2^N-1) 의 최대 디지털값을 가지며, 따라서 입력값(240)이 (2^N-1) 을 초과하는 경우, 누산기는 입력값(240)과 (2^N-1) 의 차를 저장하고 오버플로우 조건을 나타내는 캐리 신호(carry signal)(242)를 출력하도록 구성되어 있다. 이 캐리 신호는 펄스열(42)의 그 다음 펄스가 오버플로우 조건을 제거하는 경우[예를 들어, 누산기에 로드된 그 다음 입력값(240)이 (2^N-1) 보다 작은 경우] 0으로 되 돌아온다.

[0151] 따라서, N-비트 누산기(232)의 캐리 신호(242)는 수정된 펄스열(42')을 나타내고, 여기서 주어진 기간 내에 누산기에 의해 출력되는 수정된 펄스열 내의 펄스의 수(# pulses out)는 동일한 기간 동안 펄스열(42)의 펄스 수(# pulses in)와 다음과 같이 관련되어 있다.

수학식 11

$$\frac{\# \text{ pulses out}}{\# \text{ pulses in}} = \frac{\%f}{2^N}$$

[0152]

[0153] 여기서, 다시 말하면, f는 N-비트 레지스터(238)에 저장된 디지털값(0부터 2^N-1 의 범위에 있음)을 나타낸다. 상기한 바와 같이, 일 실시예에 따르면, 이 수정된 펄스열(42')은 전력 제어 장치의 스위치(214)의 유효 스위칭 주파수 f_{eff} 를 결정하기 위해 스위치 제어기에 의해 사용된다. 상기 관계식으로부터, 주파수를 구하기 위해 분자 및 분모를 시간 단위로 나누면(즉, 주파수 = 펄스 수/단위 시간), 이 유효 스위칭 주파수 f_{eff} 는 수학식 12에 따라 기준 주파수 f와 관련된다.

수학식 12

$$f_{eff} = \left(\frac{\%f}{2^N} \right) f$$

[0154]

[0155] 따라서, 파라미터 %f를 0과 (2^N-1) 사이에서 변화시킴으로써, 부하에 대한 전력도 마찬가지로 상기 수학식 1에 따라 변화될 수 있다(단, f_{eff} 가 f에 대입됨). 물론, 수학식 12로부터 수 N이 전력 증분의 분해능을 좌우한다는 것과 N이 주어진 응용에 대한 주어진 부하의 특징의 요건에 적어도 부분적으로 기초하여 선택될 수 있다는 것을 잘 알 것이다.

[0156] 상기한 바와 같이, 부하의 유형에 따른 유효 주파수 f_{eff} 에 대한 어떤 실제적인 하한이 있을 수 있다. 예를 들어, 하나 이상의 LED를 포함하는 예시적인 부하를 고려하면, 대략 200 Hz보다 상당히 낮은 스위칭 주파수는 바람직하지 않은 "플리커 효과"를 야기할 수 있으며, 이 때 LED(들)에 의해 발생된 조명의 인지된 밝기는 더 이상 본질적으로 연속적이지 않다. 또한, 선로 주파수의 2배인 변동을 완화시키기 위해 출력 전압에 요구되는 필터링이 유효 스위칭 주파수의 하한 범위를 제한할 수 있다.

[0157] 도 14와 관련하여 상기한 펄스 수 변조 기법에 기초한 하나 이상의 LED의 제어의 실제 예를 제공하기 위해, 펄스열(42)에 대한 130kHz의 예시적인 기준 주파수 f를 생각해 보자. 본 발명에 따른 다양한 구현이 이 점에서 제한되지 않으며 100kHz 정도의 발진기 주파수가 다양한 DC-DC 컨버터 구성에서 통상적으로 이용된다는 것을 잘 알 것이며, 그에 따라, 이 기준 주파수가 설명을 위한 적절한 예를 제공하지만, 다른 기준 주파수가 다양한 실시예들에서 사용될 수 있다.

[0158] (예를 들어, 출력 전압 필터링에 기초하여) 130kHz의 기준 주파수 및 대략 500Hz의 최소 주파수가 주어진 경우, 유효 스위칭 주파수 f_{eff} 의 최소 대 최소 주파수 비는 1: 250 정도임을 잘 알 수 있다. 달리 말하면, 이 예에서 현저한 플리커 없이 LED-기반 부하에 최소 전력을 제공하기 위해, 130kHz의 주파수에서 펄스열(42)의 매 250개 펄스마다, 도 14의 펄스 발생 제어기(230)는 수정된 펄스열(42') 내의 적어도 하나의 펄스를 제공해야만 한다.

[0159] 그에 따라, 130 kHz의 기준 주파수에 기초하여 이 범위의 유효 스위칭 주파수에 대응하기 위해, 일 실시예에서, N = 8 비트 레지스터(238) 및 N = 8 비트 누산기(232)가 도 14의 펄스 발생 제어기(230)에서 이용될 수 있으며, 여기서 $2^8 = 256$ 이다. 따라서, 상기 수학식 12에 따르면, %f = 1의 디지털값일 때 $(1/256)f$ 의 최소 유효 주파수

수 f_{eff} , 즉 대략 508Hz가 달성되고, $\%f = 255$ 의 디지털값일 때 $(255/256)f$ 의 최대 유효 주파수 f_{eff} , 즉 대략 129.5kHz가 달성된다. 또한, 이 예에서, $\%f$ 의 값을 변화시키는 것에 기초한 부하에 대한 전력의 변동이 최대 전력 P_{max} 의 1/256의 증분으로 제한된다(즉, 8 비트 레지스터 및 누산기를 사용하여 달성가능한 최소 전력 분해능이 1/256이다)는 것을 잘 알 것이다.

[0160] 하나 이상의 LED를 포함하는 부하에 대한 전력을 제어하는 것과 관련하여 일어날 수 있는 한가지 문제는 LED(들)에 인가된 평균 전력과 LED(들)에 의해 발생된 광의 대응하는 인지된 밝기 간의 얼마간 비선형인 관계에 관한 것이다. 예를 들어, 하나 이상의 LED에 의해 발생된 광의 인지된 밝기는 일반적으로 비교적 낮은 전력 레벨에서의 전력 변화에 더 극적으로 변화하는 반면, 비교적 높은 전력 레벨에서의 전력 변화는 일반적으로 인지된 밝기의 얼마간 덜 현저한 변화를 가져온다. 이상의 내용을 고려하면, 도 14에 도시된 펄스 발생 제어기(230)의 다른 실시예는 제어기의 전력 분해 능력을 향상시키면서(즉, 제어기에 의해 달성될 수 있는 전력 변동의 최소 증분을 감소시키면서) 그와 동시에 본질적으로 유효 스위칭 주파수 f_{eff} 의 미리 정해진 최소 대 최대 주파수 비를 유지하는 것에 관한 것이다. 전력 분해능을 향상시킴으로써, 전력 변동의 더 나은 제어가 용이하게 될 수 있으며, 어떤 경우에 이는(예를 들어, LED 등의 부하에 대한 낮은 부하 전력에서) 특히 바람직할 수 있다.

[0161] 보다 구체적으로는, 이 실시예의 한 측면에 따르면, N-비트 레지스터(238) 및 N-비트 누산기(232)에 대한 비트 수 N은 유효 스위칭 주파수 f_{eff} 의 최소 대 최대 주파수 비(즉, $1:2^N$)가 미리 정해진 요구된 최소 비보다 작도록 선택된다. 예를 들어, LED에 관해 전술한 예에서, 바람직하지 않은 플리커 효과를 방지하기 위해 130kHz의 최대 기준 주파수 및 대략 500Hz의 최소 주파수가 주어질 경우, $N = 8$ 의 값은 유효 스위칭 주파수 f_{eff} 의 요구된 최소 대 최대 주파수 비(및 최소 전력 분해능) 1:256을 제공한다. $N > 10$ 을 선택하여 비 $1:2^N$ 을 감소시킴으로써, 전력 분해능이 향상될 수 있다(즉, 최소 전력 증분이 감소될 수 있다). 그렇지만, 요구된 최소 대 최대 주파수 비 1:256을 유지하기 위해서는, 최소 유효 주파수가 500Hz보다 상당히 아래로 떨어지지 않도록 하기 위해 $\%f$ 의 최소값이 오프셋(즉, 증가)될 필요가 있다.

[0162] 설명을 위해, 도 17의 N-비트 레지스터(238) 및 N-비트 누산기(232)에 대해 $N = 16$ 인 경우를 생각해보자. 이 경우에, 최소 전력 증분은 $1:2^{16}$, 즉 1:65,536으로 주어진다(즉, $N = 8$ 보다 상당한 분해능 향상). 그렇지만, $\%f$ 의 최소값이 여전히 $\%f = 1$ 일 수 있는 경우, 최소 유효 주파수 f_{eff} 는 대략 2Hz(즉, $1/65,536 \cdot 130\text{kHz}$)로서, 바람직하지 않은 플리커 효과를 방지하기 위한 최소 주파수보다 훨씬 아래이다. 그에 따라, 일 실시예에서, $\%f$ 의 최소값은 유효 스위칭 주파수 f_{eff} 의 적절한 최소 대 최대 주파수 비를 유지하기 위해 오프셋된다. 따라서, $N = 16$ 인 이 예에서, 오프셋을 포함한 $\%f$ 의 최소값은 252가 되고, 그에 따라 최소 유효 스위칭 주파수는 $(252/65,536 \cdot 130 \text{ kHz})$, 즉 대략 500Hz가 된다. 이 최소값으로부터, 유효 스위칭 주파수는 ($\%f$ 가 252에서 253을 거쳐 254로, 기타 등등으로 증가될 때) $(1/65,536 \cdot 130 \text{ kHz}) = 2 \text{ Hz}$ 의 증분으로 증가될 수 있어, $N = 8$ 인 예에 비해 전력 제어 능력의 상당한 향상을 제공한다.

[0163] 도 14의 펄스 발생 제어기(230)에서의 향상된 전력 분해능과 관련한 이상의 설명에서, N에 대한 예시적인 값 및 입력 정보(208)에서의 비트 수가 주로 설명을 위해 제공된 것이며 본 발명의 다양한 실시예들이 이 점에서 제한되지 않는다는 것을 잘 알 것이다.

[0164] 지금까지 시간에 따른 에너지 전달 횟수를 일정하게 유지하면서 스위칭 동작의 듀티비를 변화시키는 것 및 스위칭 동작의 듀티비를 일정하게 유지하면서 시간에 따른 에너지 전달 횟수를 변화시키는 것에 기초한 부하 전력의 제어에 대해 기술하였지만, 다른 실시예들에 따르면, 광범위한 전력 제어 성능을 달성하기 위해 상기한 개념들에 기초하여 스위칭 동작의 듀티비 및 스위칭 주파수(또는 유효 스위칭 주파수) 둘다가 변화될 수 있다는 것을 잘 알 것이다. 상세하게는, [입력 정보(208)로 표현되는] 부하에 의해 A.C. 전원으로부터 도출된 평균 전력 P_{rms} 를 분리하기 위해 수학적 10을 재정렬하고 f에 f_{eff} 를 대입하면, 수학적 13이 얻어진다.

수학적 13

[0165]
$$P_{rms} = \frac{1}{2L} \cdot V_{rms}^2 \cdot t_{on}^2 \cdot f_{eff}$$

[0166] 그에 따라, 어떤 주어진 원하는 부하 전력 및 측정된 V_{rms} 에 대해, t_{on} 및 f_{eff} 중 하나 또는 그 둘다가 원하는 전력을 제공하도록 결정될 수 있다.

[0167] 도 15는 본 발명의 또다른 실시예에 따른 전력 제어 장치(200)을 나타낸 도면으로서, 여기서 부하(218)에 대한 전력을 제어하기 위해 스위치(214)에 의해 수행되는 스위칭 동작의 듀티비 및 유효 스위칭 주파수 둘다가 제어될 수 있다. 도 15에서, 프로세서(250)는 원하는 부하 전력(P_{rms})을 나타내는 입력 정보(208)를 수신하고, 입력 정보(208)에 응답하여, 프로세서는 제어 신호(216)를 통해 (예를 들어, 상기 수학적 식 9에 따른) 스위치(214)의 듀티비 및/또는 스위치(214)의 유효 스위칭 주파수를 제어하도록 구성되어 있다. 이를 위해, 다양한 측면에서, 도 15에 도시된 스위치 제어기의 프로세서(250)는 V_{rms} 를 결정하기 위해 전압 V_{in} 을 모니터링하기 위한 A/D 변환기(226)를 포함할 수 있다. 또한, 도 15의 프로세서(250)는 도 14와 관련하여 상기한 펄스 발생 제어기(230)의 기능을 구현하도록 구성될 수 있다.

[0168] 도 15의 실시예에서, 프로세서(250)는 다양한 방식들 중 임의의 방식으로 입력 정보(208)를 처리하도록 구성될 수 있으며, 일반적으로 이 프로세서는 입력 정보(208)로 표현된 원하는 부하 전력에 기초하여 파라미터 t_{on} 및 f_{eff} 중 하나 또는 그 둘다를 변화시키도록 구성될 수 있다. 이러한 기능은 여러 유형의 부하에 대한 부하 전력을 제어하는 데 광범위한 유연성을 제공한다. 예를 들어, 이 실시예의 한 측면에서, 비교적 낮은 범위의 원하는 부하 전력에 대해, 프로세서는 t_{on} 을 미리 정해진 값으로 고정함으로써 스위치의 듀티비, 따라서 주어진 스위칭 사이클에서 부하로 전달되는 에너지 양자를 고정하도록 구성될 수 있다. t_{on} 이 고정되어 있는 경우, 프로세서는 [수정된 펄스열(42')]에 대한 변경을 통한 유효 스위칭 주파수 f_{eff} 에 대한 조절을 통해 부하 전력을 제어하도록 구성될 수 있다. 이와 반대로, 비교적 높은 범위의 원하는 부하 전력에 대해, 프로세서는 f_{eff} 를 어떤 적절한 미리 정해진 값으로 일정하게 유지하면서 시간 구간 t_{on} 을 통해 듀티비를 변화시키도록 구성될 수 있다. 또다른 측면에서, 어떤 중간 범위의 원하는 부하 전력에 대해, 프로세서는 부하 전력을 중간 범위 내에서 변화시키기 위해 t_{on} 및 f_{eff} 를 변화시키도록 구성될 수 있다.

[0169] 보다 일반적으로, 수학적 식 13에 따라 부하 전력을 최종적으로 결정하는 데 t_{on} 및 f_{eff} 에 주어지는 각자의 "가중치"가 다양한 방식으로 부여될 수 있다. 이하의 설명을 위해, 주어진 회로 구현에 기초하여, 어떤 최대 평균 부하 전력 P_{max} 를 제공하는 어떤 최대 스위칭 주파수 f_{max} 및 어떤 최대 스위치 온 시간 t_{max} 가 있는 것으로 가정한다. 입력 정보(208)가 최대 평균 부하 전력 P_{max} 의 어떤 퍼센트(즉, 절대적인 항이 아니라 상대적인 항임, 즉 P_{rms}/P_{max})를 나타내는 전력 명령(power command)으로서 제공되는 경우, 수학적 식 13에 주어진 관계식은 다음과 같이 다시 쓰여질 수 있다.

수학적 식 14

$$\frac{P_{rms}}{P_{max}} = \left(\frac{t_{on}}{t_{max}} \right)^2 \cdot \frac{f_{eff}}{f_{max}}$$

[0170] 따라서, P_{rms}/P_{max} 를 나타내는(즉, 0 내지 1의 값을 갖는) 어떤 주어진 전력 명령에 대해, t_{on} 및 f_{eff} 중 하나 또는 그 둘다가 최대값의 어떤 퍼센트로서 결정될 수 있다. t_{on} 및 f_{eff} 둘다가 가변적이라고 가정할 때 이들에 대한 어떤 배분을 결정하기 위해, 이들 각자의 퍼센트가 변수 t_{gain} 및 f_{gain} 에 의해 표현될 수 있고, 수학적 식 14가 수학적 식 15와 같이 다시 쓰여질 수 있다.

수학적 식 15

$$\frac{P_{rms}}{P_{max}} = t_{gain}^2 \cdot f_{gain}$$

[0171] 수학적 식 15는 부하가 이용가능한 최대 전력에 기초하여 부하 전력에 대한 듀티비 및 스위칭 주파수의 각자의 상

대적 효과를 평가하는 편리한 관계식을 제공한다. 수학적 식 15에 따르면, t_{gain} 과 f_{gain} 사이의 거의 모든 가능한 관계가 있을 수 있으며, 수학적 식 15에 나타낸 곱이 1보다 작거나 같기만 하다면, 상대 전력 P_{rms}/P_{max} 의 서로 다른 범위에 걸쳐 t_{gain} 과 f_{gain} 사이의 서로 다른 관계가 있을 수 있다. 예를 들어, (도 13 및 도 14와 관련하여 상기한 바와 같은) 어떤 구현에서, t_{gain} 또는 f_{gain} 중 어느 하나가 일정하게 유지될 수 있는 반면, 다른 하나는 부하 전력을 변화시키기 위해 변화된다(예를 들어, 수학적 식 15에서 t_{gain} 또는 f_{gain} 중 어느 하나가 1로 설정될 수 있다). 다른 예시적인 구현에서, 이하의 제약조건에 따라 "똑같은" 배분이 사용될 수 있다.

수학적 식 16

$$t_{gain}^2 = f_{gain}$$

[0174]

[0175] 그에 따라, 수학적 식 15는 다음과 같이 된다.

수학적 식 17

$$\frac{P_{rms}}{P_{max}} = f_{gain}^2$$

[0176]

[0177] 이 예시적인 구현의 경우, P_{rms}/P_{max} 를 나타내는(즉, 0 내지 1의 값을 갖는) 전력 명령 형태의 입력 정보가 도 15의 프로세서(250)에 의해 처리될 수 있고, 따라서 먼저 도 17에 따라 f_{gain} 의 값을 얻기 위해 전력 명령(power command)의 제공근이 구해진다.

[0178] 프로세서(250)는 이어서 f_{max} 에 대한 기지의 값에 기초하여[예를 들어, 프로세서가 액세스할 수 있는 메모리에 저장된 파라미터일 수 있는, 발진기(26)의 주파수 f 에 기초하여] f_{eff} 를 계산한다. 그 다음에, 프로세서(250)는, 도 13과 관련하여 상기한 바와 같이 주기적으로 갱신되는 V_{in} 의 측정 및 V_{rms} 의 계산에 기초하여 또한 바로 위에서 계산된 값 f_{eff} 을 사용하여, 수학적 식 9를 사용하여 t_{on} 을 계산할 수 있다. 수학적 식 9를 수학적 식 18과 같이 다시 쓰면,

수학적 식 18

$$t_{on} = \frac{1}{V_{rms}} \cdot \sqrt{\frac{1}{f_{eff}}} \cdot \sqrt{2LP_{max}} \cdot \sqrt{power\ command}$$

[0179]

[0180] 양 $2LP_{max}$ 는 프로세서가 액세스할 수 있는 메모리(예를 들어, EEPROM)에 저장된 다른 파라미터로 볼 수 있으며, 이 파라미터는 장치에 이용되는 다양한 회로 부품에 기초하여 장치의 제조 및 초기 테스트 중에 결정될 수 있다. 수학적 식 18에 기초하여, 프로세서는 입력 명령을 인자 $2LP_{max}$ 와 곱하고 제공근을 구한다. 도 20a1 내지 도 20d와 관련하여 이하에 기술되는 한 예시적인 구현에서, 최대 부하 전력을 나타내는 전력 명령(즉, $P_{rms}/P_{max} = 100\%$)이 부하에 목표 최대 전력을 실제로 제공하는 최대 유효 스위칭 주파수 f_{max} 에서 시간 구간 t_{on} 을 결정하도록, 파라미터 $2LP_{max}$ 가 초기 테스트 중에 교정값(calibration value)으로서 결정될 수 있다.

[0181] 본 발명의 다양한 실시예들에 따른 전력 제어 장치의 어떤 구현에서, 에너지 전달 장치(202)의 하나 이상의 에너지 전달 요소(예를 들어, 인덕터, 변압기)는 탭 방식 인덕터(tapped inductor) 또는 서로 다른 턴수(number of turn)를 갖는 다수의 권선을 갖는 변압기(이 변압기에 입력 전압이 인가되고 그로부터 출력 전압이 도출됨)를 포함할 수 있다. 이러한 부품은 전력 제어 장치의 입력 전압 V_{in} 및 출력 전압 V_{out} 이 상당히 다른 상황에서(즉, 입력 전압이 출력 전압보다 상당히 크거나 작을 때) 부하에 대한 전력을 효과적으로 제어하는 전력 제어 장치의 구현을 용이하게 해줄 수 있다.

[0182] 다시 도 1을 참조하여, 다음과 같이 주어지는 종래의 강압 컨버터에 대한 기본적인 입력-출력 전압 관계를 생략해보자.

수학식 19

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

[0183]

[0184] (단, D는 스위치의 듀티비임)

[0185] 앞서 기술한 바와 같이, 다른 DC-DC 컨버터 구성들은 전압비와 듀티비 사이에 얼마간 유사한 관계를 갖는다. 어쨌든, 상기 관계식은 일반적으로, 원하는 출력 전압이 이용가능한 입력 전압과 상당히 다르게 될 때, 어떤 경우에 스위치의 필요한 듀티비가 스위칭 사이클의 전체 주기에 비해 아주 짧거나 아주 길게 될 수 있다는 전제를 나타낸다. 일반적으로, 극도로 낮은 듀티비(극도로 짧은 펄스 시간 t_{on}) 또는 극도로 긴 듀티비(극도로 짧은 오프 시간 t_{off})는 각각의 스위칭 사이클에서 부하에 전달되는 에너지의 양을 정확하게 제어하는 것을 더 어렵게 만들 수 있다.

[0186] 이상의 내용으로부터 볼 때, 본 발명의 다양한 실시예에 따른 전력 제어 장치의 어떤 구현에서, 탭 방식 인덕터 또는 서로 다른 턴수를 갖는 권선을 갖는 변압기가 에너지 전달 장치(202)에서 이용될 수 있으며, 그에 따라 인덕터 또는 변압기의 권선비(turns ratio) N는 에너지 전달의 더 정확한 제어를 용이하게 해준다(권선비 N은 통상 입력 전압이 인가되는 변압기 또는 인덕터의 권선수를 출력 전압이 취해지는 권선수로 나눈 것으로 정의됨). 다양한 실시예에서, 인덕터 또는 변압기의 권선비 N은 기본적으로 원하는 입력-출력 전압 관계를 유지하면서 펄스 시간 t_{on} 이 시간 t_{off} 에 대해 증가되도록 선택될 수 있다. 상세하게는, 큰 N의 값(즉, 비교적 작은 출력 권선수)은 부하로의 에너지 전달 중에 전류를 증가시키고 따라서 저장된 에너지가 부하로 더 빨리 전달될 수 있게 해준다.

[0187] 도 16은 본 발명의 일 실시예에 따른, 변압기(220T)를 포함하고 또 플라이백 컨버터 구성을 갖는 에너지 전달 장치를 갖는 전력 제어 장치의 일부분을 나타낸 회로도이다(플라이백 컨버터 구성은 처음에 도 7과 관련하여 앞서 기술하였으며, 사실상 승압-강압, 즉 반전형 컨버터와 유사하다). 본 명세서에 기술된 다른 에너지 전달 장치들 중 임의의 장치가 어떤 1이 아닌 권선비 N을 갖는 탭 방식 인덕터 또는 변압기를 구비할 수 있다는 것과 도 16에 도시된 예시적인 플라이백 컨버터 구성이 주로 설명을 위해 제공된 것임을 잘 알 것이다.

[0188] 도 16에 도시된 에너지 전달 장치(202)를 이용하는 전력 제어 장치의 한 예시적인 구현 및 이러한 구현에 대한 예시적인 회로값을 제공하기 위해, 불연속 모드 동작을 보장하기 위한 편리한 설계 근사는 t_{on} 이 최소 예상 선간 전압(이로부터 V_{in} 이 도출됨) 및 최대 스위칭 주파수 f 에서 대략 전체 주기 T의 1/3 내지 1/2인 조건(즉, 본질적으로 최소 입력 전압 조건 하에서 부하에 어떤 미리 정해진 최대 전력을 전달하기 위한 최악 경우의 시나리오)을 만족시키도록 변압기의 1차 권선의 인덕턴스를 설정하는 것이다. 따라서, 수학식 10을 재정렬하면 수학식 20이 주어진다.

수학식 20

$$L = \frac{t_{on}^2 - f V_{rms}^2}{2P_{rms}}$$

[0189]

[0190] $T/3 < t_{on} < T/2$, $f = 130 \text{ kHz}$, $V_{rms} = 90 \text{ Vrms}$ 및 원하는 출력 전력 $P_{rms} = 25 \text{ 와트}$ 의 예시적인 값을 사용하면, L에 대한 결과 값은 138 마이크로 헨리(micro Henry) 내지 310 마이크로 헨리의 범위에 속한다. 불연속 모드 동작을 보장하기 위해 2차 권선으로부터 부하로 에너지를 전달하는 데 필요한 시간(예를 들어, 도 12의 t_2 참조)이 권선비 N을 통해 대략 T/3으로 설정될 수 있다. 300 마이크로 헨리의 1차 인덕턴스 및 약 45 Vrms의 2차 전압을 사용하면, N = 3의 권선비에 의해 약 34.6 마이크로 헨리의 2차 인덕턴스가 얻어진다.

[0191] 다시 말하면, 이상의 예가 주로 한가지 가능한 구현에 대해 어떤 예시적인 회로값들이 주어진 경우 입력 및 출력 전압 파라미터와 원하는 부하 전력의 예시적인 범위를 개괄적으로 설명하기 위해 제공된 것임을 잘 알 것이다. 일반적으로, 변압기의 인덕턴스 값 L 및 권선비 N은, 예상 입력 전압, 예상 출력 전압 및 일반적인 스위칭 주파수 범위가 주어진 경우, 원하는 부하 전력 범위의 예측가능한 전달을 용이하게 해주도록 선택될 수 있다.

- [0192] 본 발명의 다양한 실시예들에 따른 전력 제어 장치의 어떤 구현에서, 사용되는 실제 부품에 따라, 하나 이상의 에너지 저장 요소가 각각의 스위칭 사이클의 시간 구간 t_{off} 동안 그의 저장된 에너지를 부하로 완전히 방출하지 않을 수 있다. 인덕터 또는 변압기가 에너지 저장 요소로서 역할하는 경우, 이러한 잔류 에너지는 주로 권선 커패시턴스로 인한 것일 수 있다. 권선 커패시턴스에 저장된 잔류 에너지의 양은 전압 의존적이다(왜냐하면 에너지-커패시턴스 관계식 $W = (1/2)CV^2$ 이 중요 항으로서 전압 제곱을 포함하기 때문이다). 이러한 잔류 에너지는 스위칭 사이클의 끝에서 "링잉(ringing)"으로 관찰될 수 있으며, 이 링잉이란 권선 커패시턴스로부터 인덕턴스로 그리고 다시 거꾸로 에너지의 계속적인 전달을 말하는 것이다. 어떤 경우에, 이러한 잔류 에너지는 전력이 부하로 전달될 수 있는 정밀도에 영향을 줄 수 있다.
- [0193] 일 실시예에 따르면, 잔류 에너지로 인한 이러한 링잉 효과는 주로 낮은 권선 커패시턴스를 갖는 인덕터 또는 변압기를 선택함으로써 감소될 수 있다. 부하로의 에너지 전달이 완료된 경우 잔류 에너지에 대한 방전 경로를 제공함으로써 남아 있는 잔류 에너지가 추가적으로 감소될 수 있거나 심지어 실질적으로 제거될 수 있다. 예를 들어, 도 16에 도시된 예시적인 회로를 다시 참조하면, 다이오드(24)가 시간 구간 t_{off} 동안[즉, 변압기(220T)에 저장된 에너지의 거의 전부가 부하로 전송된 시점에서] 도통을 중단하면, 잔류 에너지를 효과적으로 방전시키기 위해 짧은 시간 동안 변압기 1차측(220T)에 저임피던스가 적절히 배치될 수 있다. 한 예시적인 구현에서, 이것은 적절한 때에[예를 들어, 다이오드(24)가 도통을 중단한 후에] 짧게 온으로 되는 보조 트랜지스터(예를 들어, FET)를 인덕터 권선에 배치함으로써(도 16에 도시하지 않음) 달성될 수 있다.
- [0194] 다른 예시적인 구현에서, 도 16에 도시된 바와 같은 제너 다이오드 D_z 및 다이오드 D_2 의 직렬 연결이 잔류 에너지를 방전시키기 위해 변압기의 1차 권선에 배치될 수 있다. 또다른 구현에서, 도 17에 도시된 바와 같이, 2개의 동시에 제어되는 스위치(214-1, 214-2)가 스위치(214)를 대체하는 데 사용될 수 있으며, 여기서 변압기(220T)의 1차 권선은 이 2개의 스위치 사이에 직렬로 배치된다. 2개의 다이오드(D_A , D_B)는 도 17에 도시된 방식으로 1차 권선을 입력 전압 V_{in} 에 연결시키는 데 사용되며, 그에 따라 스위치가 열려 있을 때, 권선 내의 잔류 에너지가 입력 전압으로의 경로를 갖게 된다. 이 구현에서 2개의 스위치가 이용되고 있지만, 이 특징을 이용하는 전력 제어 장치는 그림에도 불구하고 고역률을 유지하면서 부하에 전력을 전달하는 "단일 스위칭 스테이지" 구성으로 남아 있다는 것을 잘 알 것이다.
- [0195] 도 18은 상기한 다양한 전력 제어 장치에 기초한 본 발명의 또다른 실시예를 나타낸 것이다. 상세하게는, 도 18은 각자의 LED 부하(100A, 100B)로 전력을 전달하는 데 이용되는 다수의 에너지 전달 장치(202A, 202B)를 포함하는 다중-채널 조명 장치(500)의 블록도이다. 도 10 내지 도 17과 관련하여 상기한 다른 실시예들에서와 같이, 조명 장치(500)는 브리지 정류기(68)를 통해 AC 전원[즉, AC 선간 전압(67)]으로부터 전력을 도출한다. 에너지 전달 장치(202A, 202B) 둘다는 입력 전압(V_{in})에 연결되어 있고, 각자의 출력 전압(222A, 222B)을 부하에 제공한다. 에너지 전달 장치는, 도 16 및 도 17에 도시된 플라이백 구성을 비롯한 본 명세서에 기술된 다수의 가능한 컨버터 구성들 중 임의의 것을 포함할 수 있다. 에너지 전달 장치는, 각각의 에너지 전달 장치/스위치 조합이 다중-채널 장치의 한 "채널"을 구성하도록, 대응하는 스위치(214A, 214B)에 의해 각각 제어된다. 각각의 이러한 채널은 단일 스위칭 스테이지를 통해 전력을 그의 부하에 전달하기 위해 상기한 전력 제어 장치와 유사하게 기능하면서, 그와 동시에 상당히 높은 역률을 달성한다. 상기한 바와 같이, 한 측면에서, 각각의 채널은 "피드-포워드" 방식으로, 즉 정상 동작 중에 스위칭 동작의 제어에 영향을 주기 위한 피드백으로서 부하에 관한 정보(예를 들어, 부하 전압 및/또는 부하 전류)를 필요로 하지 않고, 전력을 부하로 전달하도록 구성될 수 있다.
- [0196] 도 18의 다중-채널 조명 장치(500)에서, 다중-채널 스위치 제어기(204-1)는 각자의 제어 신호(216A, 216B)를 통해 스위치(214A, 214B)를 개별적이고 독립적으로 제어하는 데 이용된다. 한 측면에서, 스위치 제어기(204-1)는 입력 정보(208)에 기초하여 각각의 채널에 대한 듀티비 및 유효 스위칭 주파수 중 하나 또는 그 둘다를 조정하기 위해 상기한 다양한 스위치 제어 기능을 구현하는 프로세서(250)를 포함할 수 있다. 보다 구체적으로는, 일 실시예에서, 입력 정보(208)는 부하(100A)에 대한 제1의 원하는 부하 전력 및 부하(100B)에 대한 제2의 원하는 부하 전력의 표현을 포함할 수 있고, 프로세서(250)는 각자의 원하는 부하 전력 및 모니터링된 입력 전압 V_{in} (이로부터 V_{rms} 가 프로세서에 의해 계산될 수 있음)에 기초하여 스위치(214A, 214B)를 적절히 제어하기 위해 이 정보를 처리하도록 구성되어 있다. 조명 장치(500)가 도 18에서 2개의 채널을 포함하는 것으로 도시되어 있지만, 다른 수의 에너지 전달 장치, 연관된 스위치, 및 연관된 부하(다른 수의 채널)가 다양한 실시예들에 따른 조명

장치에 포함될 수 있기 때문에, 본 발명에 따른 조명 장치가 이 점에서 제한되지 않는다는 것을 잘 알 것이다.

[0197] 도 18의 조명 장치(500)에서, LED-기반 부하 각각은 동일한 색의 하나 이상의 LED(예를 들어, 본질적으로 단색인 "단일" 컬러 LED, 또는 광대역폭 백색 LED)를 포함할 수 있고, 서로 다른 부하는 서로 다른 컬러 LED를 포함할 수 있다[예를 들어, 부하(100A)는 제1 스펙트럼을 갖는 방사를 발생하도록 구성된 제1 유형의 LED 중 하나 이상만을 포함할 수 있고, 부하(100B)는 제1 스펙트럼과 다른 제2 스펙트럼을 갖는 방사를 발생하도록 구성된 제2 유형의 LED 중 하나 이상만을 포함할 수 있다]. 다른 측면에서, 각자의 부하는 동일한 또는 서로 다른 수의 LED를 포함할 수 있고, 부하들 중 하나 이상은 다양한 직렬, 병렬 또는 직/병렬 구성 중 임의의 구성[이 구성이 궁극적으로는, 적어도 부분적으로, 요구된 출력 전압(222A, 222B)를 결정할 수 있음]으로 상호 연결된 다수의 LED를 포함할 수 있다.

[0198] 도 18에 도시된 다중-채널 조명 장치(500)의 실시예의 다른 측면들에서, 스위치 제어기(204-1)는 네트워크를 통한 조명 장치(500)의 제어를 용이하게 해주기 위해 주소 지정 가능 장치(addressable device)일 수 있다[예를 들어, 일 실시예에서, 프로세서(250)가 주소 지정 가능 프로세서일 수 있다]. 예를 들어, 네트워크 환경에서, 입력 정보(208)가 각자의 부하를 갖는 다수의 조명 장치를 비롯한 다수의 서로 다른 장치에 제공될 수 있으며, 여기서 입력 정보(208)는 다중 조명 장치에 대한 부하 전력 제어 정보를 포함한다. 일 실시예에 따르면, 입력 정보(208)가 네트워크를 통해 서로 다른 조명 장치로 전달되기 때문에, 주어진 장치의 프로세서(250)는 그에 관련되어 있는(예를 들어, 어떤 경우에, 프로세서와 연관된 특정의 식별자 또는 주소에 의해 결정되는) 특정의 정보/데이터(예를 들어, 원하는 부하 전력을 나타내는 명령)에 응답하도록 구성되어 있을 수 있다. 프로세서(250)가 그에 대한 특정의 정보/데이터를 식별하면, 프로세서는 그 정보/데이터를 처리하고 그에 따라(예를 들어, 듀티비 및 유효 스위칭 주파수 중 하나 또는 그 둘다를 통해) 부하 전력 조건을 제어할 수 있다.

[0199] 도 18에 도시된 실시예의 또다른 측면에서, 주어진 조명 장치(500)의 프로세서(250)는, 네트워크에 연결되어 있든지 그렇지 않든지 간에, 종래에 조명 업계에서 어떤 프로그램가능 조명 응용에 이용되는 조명 명령 프로토콜인 DMX 프로토콜(예를 들어, 미국 특허 제6,016,038호에 기술되어 있음)로 수신되는 입력 정보(208)를 해석하도록 구성되어 있을 수 있다. 그렇지만, 본 발명의 다양한 실시예들에 따른 전력 제어 장치 및 조명 장치는, 이들이 다른 유형의 통신 프로토콜에 응답하도록 구성될 수 있기 때문에, 이 점에서 제한되지 않는다는 것을 잘 알 것이다.

[0200] 도 19는 다중 조명 장치의 네트워크 구성에 기초한, 본 발명의 또다른 실시예를 나타낸 블록도이다. 도 19의 실시예에서, 각각이 도 18에 도시된 것과 유사한 다중 조명 장치(500A, 500B, 500C)는 조명 네트워크(620)를 형성하기 위해 서로 연결될 수 있다. 도 19에 도시된 바와 같이, 이러한 네트워크의 한 구현에서, 각각의 조명 장치는 AC 선간 전압(67)으로부터 동작 전력을 받는다. 그에 추가하여, 네트워크(620)를 형성하는 다중 조명 장치는, 예를 들어, 하나 이상의 네트워크 제어기(625)로부터 제공될 수 있는 공통 배포되는 입력 정보(208)를 수신하도록 구성될 수 있다.

[0201] 이 실시예의 한 측면에서, 상기한 바와 같이, 도 19에 도시된 네트워크(620)를 형성하는 다중 조명 장치는 주어진 조명 장치가 그에 관련되어 있는 입력 정보(208)(예를 들어, 전력 제어 명령)의 특정 부분에 응답하도록 구성될 수 있도록 각자의 고유 식별자(예를 들어, 주소)를 가질 수 있다. 이 실시예의 다른 측면에서, 각각이 AC 선간 전압(67) 형태의 동작 전력을 받는 다중 조명 장치의 구성은 상당한 거리에 걸쳐 분산된 상당한 수의 조명 장치를 포함할 수 있는 조명 네트워크 구현을 용이하게 해주면서, 그럼에도 불구하고 조명 네트워크(620)에 걸쳐 상당히 효율적인 전력 사용을 보장해준다. 또한, 도 19가 3개의 조명 장치(500A, 500B 및 500C)를 도시하고 있지만, 다른 수의 조명 장치가 네트워크(620)를 형성하기 위해 서로 연결될 수 있기 때문에, 네트워크(620)가 이 점에서 제한되지 않는다는 것을 잘 알 것이다.

[0202] 도 18의 조명 장치(500)를 다시 참조하면, 일 실시예에서, 부하(100A)는 (대략 2900 - 3300K 범위의 색 온도에 대응하는 스펙트럼을 발생하는) 하나 이상의 "따뜻한" 백색 LED를 포함할 수 있고, 부하(100B)는 (대략 6300 - 7000K 범위의 색 온도에 대응하는 스펙트럼을 발생하는) 하나 이상의 "차가운" 백색 LED를 포함할 수 있다. 따뜻한 스펙트럼과 차가운 스펙트럼의 서로 다른 비율을 혼합함으로써, 백색광의 광범위한 중간 색온도가 발생할 수 있으며, 그에 따라 조명 장치(500)는 다양한 응용을 위한 색 온도 제어가능 백색 광원을 제공한다. 상세하게는, 조명 장치는 개별적이고 독립적으로 제어가능한 "따뜻한 채널 및 차가운 채널"로 구성되고, 여기서 따뜻한 백색 LED에 대한 원하는 전력("따뜻한" 전력 명령) 및 차가운 백색 LED에 대한 원하는 전력("차가운" 전력 명령)이, 따뜻한 백색 LED 및 차가운 백색 LED에 의해 발생하는 각자의 방사의 서로 다른 비율을 혼합하는 것에 기초하여, 조명 장치에 의해 출력되는 결과 광에 광범위한 가능한 색 온도를 제공하기 위해 입력 정보(208)에

지정될 수 있다.

- [0203] 주변 및/또는 주변에 있는 물체의 가시도를 증진시키기 위해 주변을 조명하는 것을 종종 포함하는, 일반적인 백색광 응용과 관련하여, 정상 동작 중에, 백색 광원의 광 출력이 일반적으로 빠르게 변할 필요가 없으며, 종종 오랜 기간 동안 정적이라는 것을 잘 알 수 있다. 예를 들어, 일 실시예에 따른 색 온도 제어가능 백색광을 발생하도록 구성된 제어가능 조명 유닛(500)의 경우, 시간에 따라 광 출력에 대한 원하는 밝기 및 색 온도를 조정하지 않고(또는 조명 장치를 온/오프하지 않고), 광 출력이 일반적으로 조정 사이의 상당한 기간에 걸쳐 본질적으로 정적이다. 그에 따라, 많은 백색광 응용에서, 조명 장치의 각각의 채널에 대한 원하는 전력의 빠르고 빈번한 변경이 통상적으로 필요하지 않다.
- [0204] 도 10 및 수학적 1과 관련한 상기 설명으로부터, 주어진 에너지 전달 장치의 에너지 저장 장치에 의해 제공되는 순간 전력이 사실상 시변적이라는 것을 상기한다. 상세하게는, 입력 전압(V_{in})이 전파 정류된 파형을 갖는 경우, 특정의 필터링이 없다면, 주어진 에너지 전달 장치의 출력 전압도 이러한 일반적인 파형(60Hz의 선로 주파수에서 선로 주파수의 2배로, 예를 들어 120Hz로 변하는 주성분은 물론 스위칭 주파수에 기초한 리플 성분을 가짐)을 갖는다. 도 18을 다시 참조하면, 적절한 필터링이 없는 경우, 출력 전압(222A, 222B)에 선로 주파수의 2배의 주성분(significant component)이 존재하는 것이 LED 부하에 의해 발생된 광에서 인지가 가능할 수 있다. 그에 따라, 이 실시예의 한 측면에서, "선로 주파수의 2배인" 성분의 아마도 악영향을 줄 수 있는 시각적으로 인지가 가능한 효과를 효과적으로 완화시키기 위해 에너지 전달 장치 커패시터(34A, 34B)의 커패시턴스가 적절히 선택된다. 주어진 구현에서의 커패시턴스의 실제 선택은 주어진 채널에 대한 예상된 출력 전압 범위 및 주어진 채널의 부하를 구성하는 LED의 수, 유형 및 구성에 적어도 부분적으로 의존할 수 있다는 것을 잘 알 것이다. 한 예시적인 구현이 도 20a1 내지 도 20d와 관련하여 이하에서 기술된다.
- [0205] 물론, 각자의 채널 출력에 적당한 크기의 커패시터(34A, 34B)가 존재하는 것은 궁극적으로는 각각의 부하에 대한 전력이 얼마나 빨리 상당히 변화될 수 있는지를 제한한다[커패시터(34A, 34B)는 본질적으로 선로 주파수의 2배보다 사실상 낮은 차단 주파수를 갖는 저역 통과 필터를 생성한다]. 그렇지만, 상기한 바와 같이, 많은 통상의 백색광 응용에서, 서로 다른 채널에 대한 전력의 동적 변화가 단지 (예를 들어, 전체적인 광 출력의 밝기 또는 색 온도의 선호의 변동에 기초하여) 시간에 따라 일어날 수 있으며, 대부분의 경우, 광 출력은 비교적 정적이다. 따라서, 소정의 원하는 부하 전력의 빈번하고 상당한 변동에 대한 부하의 빠른 응답이 많은 유용한 응용에서 일반적으로 요구되지 않으며, 선로 주파수에 관련된 아티팩트에 대한 필요한 필터링을 제공하기 위해 부하에 상당한 벌크 에너지 저장 장치(적절한 커패시턴스)가 존재해도 된다.
- [0206] 이상의 설명에서 비교적 정적인 백색광 응용에 대해 살펴보았지만, 본 발명의 다른 실시예들에 따른 조명 장치가 백색 이외의 광을 발생하도록 구성된 하나 이상의 채널에 대해 LED 광원을 포함할 수 있다는 것을 잘 알 것이다. 예를 들어, 비록 광 출력이 (예를 들어, 색에 따라, 또는 색 온도에 따라) 변동될 수 있는 속도에 어떤 제한이 있지만, 가변적인 색 또는 가변적인 색 온도 광 출력을 제공하기 위해, 적색, 녹색, 청색 또는 기타 컬러 LED의 조합을 갖거나 백색 LED와 함께 컬러 LED를 갖는 다중-채널 조명 장치가 구현될 수 있다. 그럼에도 불구하고, 이러한 조명 장치는 비교적 정적이거나 점진적으로 변하는 광 출력 조건을 수반하는 많은 조명 응용에 유용하다.
- [0207] 에너지 전달 장치의 출력에서의(즉, 부하에서의) 벌크 에너지 저장 장치에 관한 주목할 만한 한가지 문제점은 주어진 채널에 대해 낮은 부하 전력에서 비교적 높은 부하 전력으로의 상당한 천이 동안 에너지 전달 장치의 적절한 동작(예를 들어, 부하 및 출력 커패시터 양단에 적절한 출력 전압을 설정하는 것)에 관한 것이다. 예를 들어, "시동" 조건 하에서(도 18에 도시된 조명 장치를 켤 때), 처음에 각각의 채널에 대해 출력 전압이 0이다. [예를 들어, 입력 정보(208)에 나타내어져 있는] 주어진 채널에 대해 규정된 0 전력보다 상당히 높은 원하는 부하 전력에 대해, 0 출력 조건으로부터 시작하면, 각각의 채널에 대한 에너지 전달 요소(예를 들어, 인덕터 또는 변압기)는 상당한 출력 커패시턴스의 존재 시에 한 스위칭 사이클 내에 그의 에너지 전부를 방출(unload)하지 못할 수 있다(즉, 컨버터가 일시적으로 연속 모드로 동작할 수 있다). 이러한 상황은, 주어진 채널에 대해 비교적 낮은 부하 전력 상태(흐릿한 광 출력)에서 상당히 더 높은 부하 전력 상태(밝은 광 출력)로의 천이의 경우에, 정상 동작 중에도 이따금 존재할 수 있다.
- [0208] 0 또는 낮은 부하 전력 상태와 높은 부하 전력 상태 간의 갑작스런 천이는 다양한 방식으로 해결될 수 있다. 예를 들어, 한 구현에서, 에너지 전달 요소에 의해 도출된 입력 전류(예를 들어, 변압기의 1차 권선을 통하는 입력 전류)가 감지되고 과전류 조건[예를 들어, 도 18의 스위치 제어기(204-1)의 프로세서(250)에 의해 모니터링될 수 있음]을 나타내는 미리 정해진 문턱값과 비교될 수 있다. 주어진 채널에서 과전류 조건의 검출 시에

(즉, 낮은 부하 전력 상태와 높은 부하 전력 상태 간의 상당한 천이 동안), 프로세서는, 어떤 수의 스위칭 사이클 주기(T) 동안 스위치가 열려 있는 채로 있도록(즉, 어떤 수의 스위칭 사이클 동안 시간 구간 t_{on} 을 건너뛰도록) 채널에 대한 스위치를 제어하여 인덕터/변압기에 저장된 에너지가 더 완전히 방출될 수 있도록(출력 커패시터를 완전히 충전시킬 수 있도록) 구성될 수 있다. 이러한 과전류 검출 방식을 이용하는 한 예시적인 회로 구현은 도 20a1 내지 도 20d와 관련하여 이하에서 더 기술한다(도 20b1-2 참조).

[0209] 출력 벌크 에너지 저장 장치와 관련한 시동, 즉 저전력-고전력 천이 문제를 해결하기 위한 다른 구현에서, 이러한 천이는 에너지 전달 장치의 에너지 저장 요소에 과도한 전류 증가를 야기하는 속도 아래에 항상 있도록 하기 위해 입력 정보(208)에 대한 수정에 기초하여 고의적으로 느려지게 될 수 있다. 예를 들어, 각각의 채널에 대한 소정의 원하는 전력이 채널에 대한 전체 가용 동작 전력의 퍼센트로 또는 어떤 최대값에 대한 상대 전력으로 지정되어 있는[예를 들어, 각각의 채널에 대해 0 - 100%. 수학식 14 및 수학식 15와 관련한 P_{rms}/P_{max} 의 설명을 상기할 것], 입력 정보(208)에 대한 조명 명령 형식(lighting command format)을 생각해보자. 따라서, [C1, C2] = [100%, 100%] 형식을 갖는 도 18의 2-채널 조명 장치(500)에 대한 입력 정보(208)로서 수신된 예시적인 조명 명령은 예시적인 조명 장치가 각각의 채널에 대해 최대 방사 출력 전력을 발생하게 한다. [C1, C2] = [50%, 50%] 형식의 명령은 전자의 명령에 응답하여 발생된 광보다 덜 밝은 것으로 인지되는 광을 발생하고, [C1, C2] = [0, 0] 형식의 명령은 광을 발생하지 않는다.

[0210] 이상의 내용에 기초하여, 일 실시예에 따르면, 주어진 채널에 대해, 원하는 부하 전력의 증가를 나타내는 연속적인 들어오는 명령들이 이러한 천이를 완화시키기 위해 디지털적으로 필터링되도록 프로세서(250)가 구성될 수 있다. 예를 들어, 당분간 제1 채널만을 생각해보기로 하고, 여기서 제1 조명 명령 [C1, C2] = [25%, X]이 입력 정보(208)로서 수신되고, 바로 이어서 제2 조명 명령 [C1, C2] = [75%, X]이 입력 정보(208)로서 수신되어, 제1 채널에 대한 부하 전력의 증가가 요망된다는 것을 나타낸다고 하자. 25%에서 75% 부하 전력으로의 즉각적인 천이를 구현하기 위해 제1 채널에 대한 대응하는 스위치를 제어하기 보다는, 프로세서(250)는 에너지 전달 장치의 연속 모드 동작을 완화시키기 위해 어떤 적절한 기간에 걸쳐 이 천이를 행하도록 구성될 수 있다. 한 구현에서, 프로세서는 중간 부하 전력을 나타내는 명령을 삽입하기 위해 들어오는 조명 명령을 수정하고 이어서 수정된 조명 명령 시퀀스를 처리하여 하나 이상의 채널에 대한 스위칭 동작을 궁극적으로 제어함으로써 이것을 달성할 수 있다.

[0211] 예를 들어, 입력 정보(208)로서 수신되는 임의의 2개의 연속적인 들어오는 조명 명령(예를 들어, 상기한 제1 및 제2 조명 명령) 사이에 주어진 채널에 대한 증가하는 전력이 몇개의 구간, 즉 설명을 위해 5개의 구간으로 분할되도록 디지털 필터로 구성된 프로세서를 생각해보자. 이러한 필터는 다음과 같이 상기 수신된 제1 및 제2 조명 명령에 기초하여, 수정된 6개의 조명 명령 시퀀스를 발생한다.

[0212] 1) [C1, C2] = [25%, X]

[0213] 2) [C1, C2] = [35%, X]

[0214] 3) [C1, C2] = [45%, X]

[0215] 4) [C1, C2] = [55%, X]

[0216] 5) [C1, C2] = [65%, X]

[0217] 6) [C1, C2] = [75%, X]

[0218] 그 후에, 프로세서(250)는 제1 채널에 대한 증가하는 부하 전력의 보다 점진적인 천이를 실시하기 위해 단지 제1 및 제2 조명 명령이 아니라 수정된 6개 명령 시퀀스를 처리한다. 조명 장치의 다른 채널들에 대해 유사한 방법이 이용될 수 있다. 다시 말하면, 증가하는 전력 천이를 5개 구간으로 분할하는 것에 기초한 상기 예가 주로 설명을 위해 제공된 것이며, 증가하는 부하 전력들 간의 천이 속도를 감소시키기 위한 실제의 구간 수(그 결과 얻어지는 시간)가 조명 장치의 주어진 구현에서 이용되는 부하 및 출력 커패시턴스 값의 실제 성질에 적어도 부분적으로 기초하여 결정될 수 있다는 것을 잘 알 것이다.

[0219] 도 20a1, 도 20a2, 도 20ba, 도 20b2, 도 20c 및 도 20d는 도 18의 개괄적인 블록도에 기초한, 본 발명의 다른 실시예에 따른 조명 장치의 회로 상세를 나타낸 도면이다. 도 20a1 내지 도 20d의 실시예가 도 18에 도시되지 않은 몇가지 부가적인 회로 상세를 포함하고 있지만, 이전의 도면들에서 언급한 그 회로 구성요소가 도 20a1 내지 도 20d에서 동일한 참조 번호로 나타내어져 있다.

- [0220] 일반적인 기능 영역과 관련하여, 도 20a1-2는 AC 선간 전압(67) 및 입력 정보(208)를 나타내는 신호가 연결될 수 있는 DATA 라인에 대한 접속을 나타낸 것이다. 몇가지 고주파 필터링 부품(이하에서 더 기술함)과 함께, 브리지 정류기(68)도 도 20a1-2에 나타내어져 있으며, 전압(212)(V_{in})이 도 20a1-20d에서 노드(A1)와 노드(A2) 사이에 나타내어져 있다. 도 20a1-2의 하단부는 DATA 라인과 연관된 다양한 회로를 나타내고 있다. 도 20b1-2에서, 좌측에는, 노드(A1, A2)가 또다시 전압(212)(V_{in})에 있는 도 20a1-2에의 접속점으로서 나타내어져 있으며, 전압(212)(V_{in})은 또한 표시 B+로도 나타내어져 있다(도 20b1-2의 좌상부 참조). 도 20b1-2는 본질적으로, 다른 연관된 부품과 함께 주로 스위치 제어 신호(216A)(FET_WARM), 스위치(214A)(Q9) 및 변압기(220T-A)(T1)으로 구성된 "따뜻한" 채널, 및 다른 연관된 부품과 함께 주로 스위치 제어 신호(216B)(FET_COOL), 스위치(214B)(Q11) 및 변압기(220T-B)(T2)으로 구성된 "차가운" 채널을 포함한, 조명 장치의 2개의 스위칭 채널의 회로 상세를 나타낸 것이다. 도 20c는 다양한 연관된 입력 및 출력 신호 접속[스위치 제어 신호(216A, 216B) 및 데이터 입력 신호(208-1)를 포함함]을 갖는 프로세서(250)로 구현된 스위치 제어기(204-1)를 개괄적으로 나타낸 것이고, 도 20d는 입력 전압(212)(다시 말하면, 회로도에서 B+로 나타내어져 있음)으로부터 도출되는, 회로 동작을 위한 다양한 DC 전압을 제공하는 전원 공급 장치 구성요소를 개괄적으로 나타낸 것이다.
- [0221] AC 전원으로부터 전력을 도출하는 것과 관련하여, 상기한 다른 실시예들과 같이, 도 20a1 내지 도 20d의 조명 장치는 (선로 주파수 자체에 기초하여 필터링을 제공하기 위해) 도 20a1-2에 도시된 브리지 정류기(68)의 출력에 직접 벌크 에너지 저장 장치를 이용하지 않는다. 그렇지만, 도 20a1-2 및 도 20b에 도시된 바와 같이, 조명 장치는 고주파 스위칭 동작으로 인한 바람직하지 않은 전자기 간섭의 감소를 용이하게 해줌으로써 이들 아티팩트가 선간 전압(67)에 악영향을 주지 않도록 하기 위해 몇가지 부품을 포함할 수 있다. 이를 위해, 조명 장치는 적어도 부분적으로 도 20b1-2에 나타낸 커패시터(C48, C49), 및 도 20a1-2에 나타낸 커패시터(C5, C11, C12, C13), 인덕터(L2, L4),バリ스터(varistor)(RV1), 다이오드(D44, D45), 및 토로이드 쇼크(toroid choke)(L3)로 이루어져 있는 다수의 고주파 필터링 스테이지를 이용할 수 있다. 한 측면에서, 토로이드 쇼크(L3)는 (중래의 2개의 권선이 아니라) 3개의 권선을 포함하며, 따라서 데이터 라인 DATA 상의 신호들[예를 들어, 이들 중 일부는 입력 정보(208)를 나타낼 수 있음]이 데이터 경로에 대한 간섭을 감소시키기 위해 토로이드를 통해 전달될 수 있다. 다른 측면에서, 토로이드 쇼크(L3)는 또한 극도로 높은 투자율 페라이트(permeability ferrite)(예를 들어, $\mu > 5000$) 및 작은 수의 트리-필리아 코-와인딩된 권선(tri-filar co-wound turns)을 사용하도록 최적화될 수 있다.
- [0222] 다른 측면에서, 도 20a1-2에 도시된 조명 장치의 DATA 라인은 양방향일 수 있으며, 그에 따라 DATA 라인 상의 신호들은 장치를 제어하기 위해 원하는 부하 전력을 지정하는 입력 정보(208)를 포함할 수 있을 뿐만 아니라 (예를 들어, 네트워킹, 상태, 핸드셰이킹, 기타 등등을 위한) 조명 장치로부터의 하나 이상의 출력 신호도 포함할 수 있다. 이를 위해, 도 20a1-2의 하단부에 도시된 바와 같이, DATA 라인은 수신된 신호를 처리하고[이 수신된 신호로부터 입력 정보(208)가 추출될 수 있음] 하나 이상의 신호를 장치로부터 전송하기 위한, 분리된 전원(ISO+, ISO-)(도 20d 참조)에 의해 전력을 공급받는 다양한 회로에 연결되어 있다. 상세하게는, DATA 라인 상의 들어오는 신호는 IC(U7), 광 분리기(optoisolator)(IS02) 및 기타 논리 구성요소를 통과하여 조절된 입력 데이터 신호(conditioned input data signal)(208-1)를 제공하며, 이 신호가 도 20c에 도시된 프로세서(250)에 입력으로서 제공된다. 도 20c에 도시된 프로세서(250)는 또한 [핀(24) 상에] 데이터 출력으로서 BLINKSCAN이라고 표시된 신호를 제공하며, 이 신호는 도 20a1-2에 도시된 바와 같이 광 분리기(IS01)를 동작시키고, 이 광 분리는 차례로 DATA 라인을 분리된 논리 로우 레벨(isolated logic low level)로 구동하여 장치로부터 전송된 신호에 대한 데이터 비트를 제공한다.
- [0223] 다시 도 20b1-2로 가서, 일 실시예에 따르면, 조명 장치의 각각의 채널은 플라이백 컨버터 구성으로서 구현되며, 여기서 따뜻한 채널 플라이백 컨버터는 변압기(T1), 다이오드(D2) 및 커패시터(C2)(참조 번호 34A라고도 표시되어 있음)[이 커패시터 양단에 출력 전압(222A)가 제공됨]를 이용하며, 차가운 채널 플라이백 컨버터는 변압기(T2), 다이오드(D4) 및 커패시터(C4)(참조 번호 34B라고도 표시되어 있음)[이 커패시터 양단에 출력 전압(222B)가 제공됨]를 이용한다. 한 예시적인 구현에서, 각각의 채널은 15개의 LED를 포함하는 부하를 구동하도록 구성되어 있다. 상기한 바와 같이, 커패시터(34A, 34B)의 커패시턴스 값은 각각의 채널에 이용되는 LED의 수 및 유형에 적어도 부분적으로 기초하여 선택되고, 예상된 출력 전압의 범위는 LED의 수 및 유형에 기초하여 선택된다.
- [0224] 보다 상세하게는, 한 구현에서, 각각의 LED는 약 350 밀리암페어의 전류에서 약 3.5 볼트의 순방향 전압 및 약 1 오옴의 직렬 저항을 갖는다(즉, 주어진 채널에 대한 직렬로 된 15개 LED는 약 15 오옴의 순 저항을 갖는다).

커패시터(34A, 34B)에 대해 470 마이크로 패럿의 커패시턴스 값을 사용하면 약 130Hz의 차단 주파수에 대응하는 약 7.8 밀리초의 시상수 $\tau=(1.1)RC$ 가 얻어지며, 이는 대략 선로 주파수의 2배인 가시 아티팩트를 감소시키기에 충분하다. 저항RL(R39, R40)는 특히 비교적 낮은 출력 전력에서 각각의 채널에서 발생된 광 출력의 "램프 다운(ramp down)"을 용이하게 해준다(LED는 저전력에서 아주 효율적이고, 채널로의 전력이 오픈된 후 몇 초 동안 약 간 빛날 수 있다).

[0225] 상기한 바와 같이, 각각의 채널의 출력에 있는 벌크 에너지 저장 장치로 인해, 낮은 부하 전력에서 높은 부하 전력으로의 급작스런 천이는 (연속 모드에서의 컨버터의 의도하지 않은 동작을 완화시키기 위해) 일반적으로 방지되어야만 한다. 이를 위해, 도 20a1 내지 도 20d에 도시된 장치의 한 측면에서, 하나 이상의 채널에 대한 에너지 전달 요소에 의해 도출된 입력 전류(예를 들어, 변압기의 1차 권선을 통하는 입력 전류)가 감지되어 과전류 조건(또는 연속 모드 동작의 개시)을 나타내는 미리 정해진 문턱값과 비교될 수 있다. 예를 들어, 도 20b1-2를 참조하면, 정밀 저항기(precision resistor)(R3, R4)로 구성된 전류 센서(520)가 주어진 시간에 "따뜻한" 및 "차가운" 채널 둘다를 통하는 순전류(net current)를 나타내는 전류 경로에 배치될 수 있다. 전류 센서(520) 양단의 전압은 센서(520)를 통한 전류가 증가함에 따라 증가한다. 연속 모드 동작의 개시 또는 과전류 조건에 대응하는 센서(520)를 통한 어떤 크기의 피크 전류[따라서 센서(520) 양단의 어떤 피크 전압]가 있다. 그에 따라, 트랜지스터(Q6) 및 저항기(R31, R32)는 센서(520) 양단의 피크 전압이 이러한 과전류 조건을 나타낼 때 FAULT 신호(로우 활성화)를 발생하는 데 이용되며, 이 신호는 프로세서(250)에 의해 모니터링될 수 있다[도 20c의 프로세서의 핀(16) 참조]. 이 실시예의 다른 측면에서, 프로세서는 검출된 FAULT 신호에 응답하여 대응하는 채널에 대한 스위치를 제어함으로써 어떤 수의 스위칭 사이클 주기(T) 동안 스위치가 열린 채로 있어(즉, 어떤 수의 스위칭 사이클 동안 시간 구간 t_{on} 을 건너뛰어), 인덕터/변압기에 저장된 에너지가 보다 완전히 방출될 수 있게(예를 들어, 출력 커패시터를 완전히 충전할 수 있게) 해주도록 구성될 수 있다. 이 메카니즘은, 하나 이상의 채널에 대한 원하는 부하 전력의 아마도 급작스런 증가를 완화시키기 위해, 프로세서(250)에 의해 단독으로 또는 상기한 바와 같이 입력 정보(208)에 의해 제공된 들어오는 조명 명령의 디지털 필터링과 함께 이용될 수 있다.

[0226] 도 20b1-2에 부분적으로 도시된 예시적인 조명 장치의 또다른 측면에서, 주어진 채널에 의해 도출된 평균 전류 I_{rms} 를 나타내는 출력 신호 ISENSE를 제공하기 위해, 전류 센서(520) 양단에 나타난 전압이 회로(530)에 의해 적절히 스케일링되고 저역 통과 필터링될 수 있다. 이 신호 ISENSE는 프로세서(250)에 의해 [예를 들어, 도 20c에 도시된 프로세서의 핀(5)을 통해] 모니터링될 수 있다. 프로세서가 V_{in} 의 측정을 통해 V_{rms} 를 주기적으로 결정하기 때문에, 프로세서는 주어진 채널에 의해 실제로 도출되는 평균 전력 P_{rms} 를 계산하기 위해 V_{rms} 의 결정과 함께 I_{rms} 를 나타내는 ISENSE 신호를 사용할 수 있다. 한 측면에서, 동작 중에, 프로세서는 상기한 바와 같이 과전류 조건 또는 연속 모드 동작을 검출하기 위해 P_{rms}^* 의 주기적인 결정을 어떤 목표 최대 전력 한계 P_{max} 와 비교하도록 구성될 수 있다. 다른 측면에서, 주어진 채널에 의해 도출되는 실제 평균 전력 P_{rms}^* 은 조명 장치에 대한 적절한 교정 파라미터를 결정하기 위해 (예를 들어, 제조업자에 의해) 조명 장치의 초기 설정 중에 또는 현장에서 동작 중에 주기적으로 사용될 수 있다.

[0227] 보다 구체적으로는, 조명 장치에 대한 교정 파라미터를 결정하기 위해, 주어진 채널에 대해 최대 입력 명령이 입력 정보로서 제공되는 반면, 즉 채널에 대한 가용 부하 전력의 100%를 지정하는 반면, 다른 채널 모두는 오프(0 전력)인 채로 있다. 상기 수학적 식 18을 다시 참조하면, 최대 입력 명령에서, t_{on} 은 처음에 최대 주파수 f_{max} 로 설정된 스위칭 주파수, 및 채널에 대한 변압기 1차 권선의 인덕턴스 L 및 다양한 설계 기준에 따른 목표 최대 채널 전력을 나타내는 P_{max} 에 대한 공칭값에 기초하여 파라미터 $2LP_{max}$ 에 대해 지정된 초기값(예를 들어, EEPROM 등의 메모리에 저장되어 있음)을 사용하여 결정될 수 있다. 채널이 이와 같이 계산된 t_{on} 및 최대 스위칭 주파수 f_{max} 에 기초하여 동작하는 경우, 프로세서는 채널에 의해 도출되는 실제 평균 전력 P_{rms}^* 를 결정하고 이 값을 목표 최대 채널 전력 P_{max} 와 비교하기 위해 신호 ISENSE를 모니터링할 수 있다. 프로세서가 P_{rms}^* 가 목표 최대 채널 전력 P_{max} 보다 작은 것으로 판정하는 경우, 프로세서는 파라미터 $2LP_{max}$ 에 대한 값을 적절히 조정할 수 있고 $2LP_{max}$ 에 대한 조정된 값을 사용하여 수학적 식 18에 기초하여 시간 구간 t_{on} 을 재계산할 수 있다. 프로세서는 도출된 실제 평균 전력 P_{rms}^* 가 본질적으로 목표 최대 채널 전력 P_{max} 와 같을 때까지 이 프로세스를 반복적으로 계속할

수 있고, 임의적인 전력 명령에 응답하여 t_{on} 의 차후의 계산에서 사용하기 위해, 이 등식에 필요한 파라미터 $2LP_{max}$ 의 조정된 값을 메모리(예를 들어, EEPROM)에 저장할 수 있다. 이와 같이, 수학적 식 18에 기초하여 t_{on} 을 계산하기 위해 정상 동작 중에 사용되는 $2LP_{max}$ 의 값은 장치의 초기 제조 설정 절차 중에 고정값으로서 결정될 수 있고, 선택에 따라서는 현장에서의 장치의 동작 중에 때때로 재계산될 수 있다.

[0228] 상기한 바와 같이, 일반적으로 정상 동작 중에, 도 20a1 내지 도 20d의 조명 장치에서, 각각의 채널에 대해 지정된 및 가변적인 원하는 부하 전력을 부하에 제공하기 위해 스위칭 동작을 제어하는 데 부하에 관련된 피드백 정보가 필요하지 않다. 오히려, DATA 라인 상에 존재하고 조절된 입력 데이터 신호(208-1)로서 프로세서(250)에 의해 수신되는 입력 정보(208)가 각각의 채널에 대한 원하는 부하 전력을 나타내며, 주로 각각의 채널의 스위치의 듀티비 및/또는 유효 스위칭 주파수를 결정하기 위해 "피드-포워드" 방식으로 프로세서에 의해 사용된다. 스위칭 동작을 제어하기 위해 프로세서가 통상 필요로 하는 유일한 다른 정보는 V_{rms} (수학적 식 9, 수학적 식 10 및 수학적 식 18을 참조)이며, 이 V_{rms} 는 프로세서가 신호 V_BUS를 통해 전압 V_{in} 을 주기적으로 샘플링함으로써 획득하며, 이 신호는 도 20b1-2의 좌상부에 도시된 저항기(R2, R16)를 통해 획득되고, 도 20c에 도시된 프로세서(250)에 [프로세서의 핀(4)을 통해] 입력으로서 제공된다.

[0229] 그렇지만, 이 실시예의 한 측면에서, 도 20b1-2에 도시된 바와 같이, 조명 장치는 (예를 들어, LED 고장, 또는 보다 일반적으로 변압기 2차 권선에 연결된 부하가 없는 경우) 단지 개방 회로 조건을 판정하기 위해 각각의 채널의 출력 전압을 모니터링하는 데 개방 회로 보호 회로(510)를 이용할 수 있다. 개방 회로 조건의 경우(즉, 부하가 변압기 2차 권선으로부터 전류를 도출할 수 없는 경우), 정상 스위칭 동작이 중단없이 계속된 경우, 각각의 채널에 대한 에너지 전달 장치가 계속하여 소정의 전력을 제공하려고 시도하며, 어떤 시점에서, 이것은 에너지 전달 장치의 하나 이상의 부품의 부품 고장을 가져온다. 그에 따라, 한 구현에서, 도 20b1-2에 도시된 바와 같이, 각각의 채널의 출력 전압은 [예를 들어, 다이오드(D13, D14)를 통해] 개방 회로 보호 회로(510)에 의해 모니터링될 수 있고, (예를 들어, 저항기(R42, R43)에 의해 결정되는) 미리 정해진 최대 참조 전압과 비교될 수 있다. 모니터링된 전압이 최대 참조 전압을 초과하는 경우, 회로(510)는 신호 FAULTLATCH[광 분리기(IS03)의 출력]를 논리 로우 레벨이 되게 하며, 이는 차례로 프로세서(250)[도 20c 참조, 프로세서 핀(15)]에 의해 모니터링된다. FAULTLATCH 신호의 검출 시에, 프로세서는 에너지 전달 장치의 다른 회로 부품을 보호하기 위해, 양 채널이 모두 스위칭 동작을 중단하게 할 수 있다. 이와 같이, 개방 회로 보호 회로에 의해 제공되는 피드백이 장치의 정상 동작을 용이하게 해주는 데(즉, 지정된 원하는 부하 전력을 제공하기 위해 스위칭 동작을 제어하는 데) 이용되지 않고 임의의 채널에 대한 개방 부하 조건의 경우에 장치를 완전히 정지시키는 데 이용되는다는 것을 잘 알 것이다.

[0230] 개방 회로 보호 회로(510)가 이용되는 구현에서, 이 회로는 자연히 그가 연결되어 있는 에너지 전달 장치로부터 어떤 전력을 도출한다. 그 결과, 회로(510)에 의해 도출되는 전력이 어떤 경우에 각자의 부하로 전달되는 전력의 정확도에 영향을 주며, 입력 정보에 의해 지정된 원하는 부하 전력 자체가 비교적 낮은 경우에 특히 그러하며, 본질적으로 회로(510)에 의해 도출된 전력은 각각의 채널에 대한 지정된 부하 전력과 실제 부하 전력 간의 어떤 일정한 오프셋을 구성한다. 그에 따라, 개방 회로 보호 회로 및 이 회로에 의해 에너지 전달 장치로부터 도출된 대응하는 전력의 존재를 고려하기 위해, 프로세서(250)는 수학적 식 21에 따라 수학적 식 9 또는 수학적 식 18에 주어진 t_{on} 의 계산에 적절한 상수 C를 추가하도록 구성될 수 있다.

수학적 식 21

$$t_{on} = \frac{1}{V_{rms}} \cdot \sqrt{\frac{1}{f_{eff}}} \cdot \sqrt{2LP_{max}} \cdot (\sqrt{\text{power command}} + C)$$

[0231]

[0232] 여기서, 상기한 바와 같이, 전력 명령은 상대적인 항 P_{rms}/P_{max} 로 원하는 채널 전력을 나타낸다. 이상의 내용에 기초하여, 개방 회로 보호 회로를 이용하여 본 발명에 따른 장치의 동작을 보다 정확하게 모델링하기 위해, 본 명세서에 기술된 프로세스 또는 절차 중 임의의 것에서, 상기 수학적 식 21에 주어진 관계식이 수학적 식 9 또는 수학적 식 18 대신에 사용될 수 있다는 것을 잘 알 것이다.

산업상 이용 가능성

[0233] 따라서, 몇개의 예시적인 실시예에 대해 기술하였지만, 다양한 변경, 수정 및 개선이 당업자에게는 용이하게 안

출된다는 것을 잘 알 것이다. 이러한 변경, 수정 및 개선이 본 발명의 일부인 것으로 보아야 하며, 또 본 발명의 정신 및 범위 내에 속하는 것으로 보아야 한다. 본 명세서에 제시된 어떤 예들이 기능 또는 구조적 요소들의 구체적인 조합을 포함하지만, 이들 기능 및 요소가 동일한 또는 다른 목적을 달성하기 위해 본 발명의 전반적인 개시 내용에 기초하여 다른 방식으로 조합될 수 있다는 것을 잘 알 것이다. 상세하게는, 일 실시예와 관련하여 기술된 동작, 요소 및 특징이 다른 실시예들에서의 유사하거나 다른 역할로부터 배제되는 것으로 보아서는 안된다. 따라서, 상기한 설명 및 첨부 도면은 단지 예시를 위한 것이며, 제한하기 위한 것이 아니다.

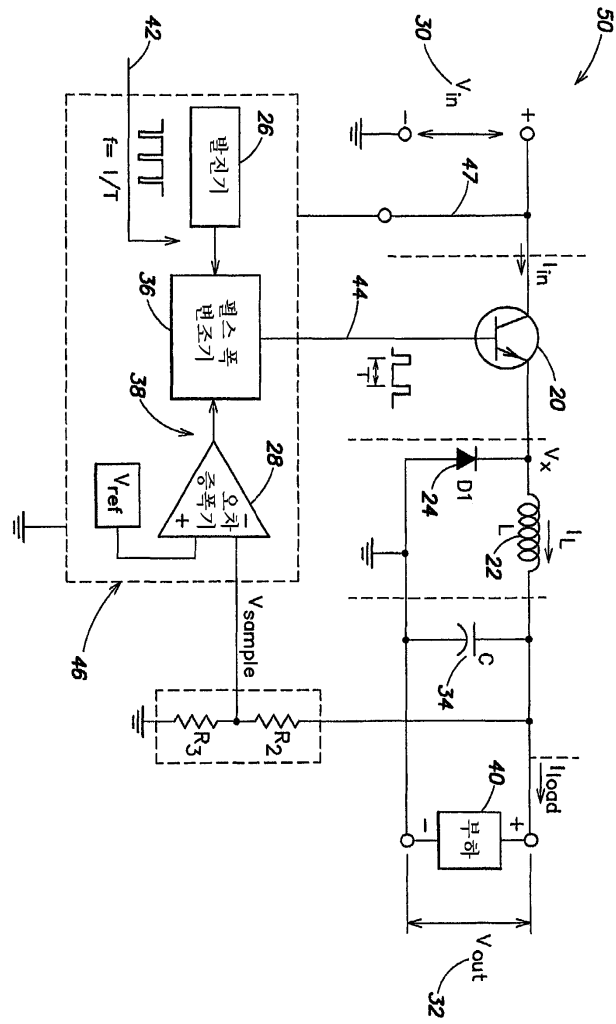
도면의 간단한 설명

- [0073] 도 1은 종래의 스텝-다운 또는 "강압형" DC-DC 컨버터의 회로도.
- [0074] 도 2는 도 1의 DC-DC 컨버터와 연관된 다양한 동작 신호를 나타낸 도면.
- [0075] 도 3은 도 1의 컨버터에서의 2개의 연속적인 스위칭 동작 동안 인덕터 전류 대 인가 전압을 상세히 나타낸 도면.
- [0076] 도 4는 종래의 스텝-업 또는 "승압형" DC-DC 컨버터의 회로도.
- [0077] 도 5는 종래의 반전형 또는 "승압-강압형" DC-DC 컨버터의 회로도.
- [0078] 도 6은 종래의 "CUK형" DC-DC 컨버터의 회로도.
- [0079] 도 7은 종래의 "플라이백형" DC-DC 컨버터를 포함하는, AC 전원으로부터 전력을 도출하는 전원 공급 장치의 회로도.
- [0080] 도 8은 승압 컨버터 토폴로지에 기초한 종래의 역률 보정 장치의 회로도.
- [0081] 도 9는 도 8에 도시된 역률 보정 장치의 역률 보정 제어기의 기능을 개념적으로 나타낸 도면.
- [0082] 도 10은 본 발명의 일 실시예에 따른, 단일 스테이지 고역률 전력 제어 장치를 나타낸 블록도.
- [0083] 도 11은 본 발명의 일 실시예에 따른, 도 10의 전력 제어 장치의 어떤 부가의 상세를 나타낸 도면.
- [0084] 도 12는 본 발명의 일 실시예에 따른, 도 10 및 도 11의 장치에 대한 예시적인 타이밍도.
- [0085] 도 13은 본 발명의 다른 실시예에 따른, 도 10 및 도 11의 전력 제어 장치의 일부분을 나타낸 회로도로서, 이 장치는 장치에의 입력 전압을 모니터링하는 것 및 스위칭 동작의 듀티비를 조정하는 것에 부분적으로 기초하여 제어됨.
- [0086] 도 14는 본 발명의 다른 실시예에 따른, 도 10 및 도 11의 전력 제어 장치의 스위치 제어기의 일부분을 나타낸 회로도로서, 이 장치는 스위칭 동작의 유효 주파수를 조정하는 것에 기초하여 제어됨.
- [0087] 도 15는 본 발명의 다른 실시예에 따른 전력 제어 장치를 나타낸 도면으로서, 스위칭 동작의 듀티비 및 유효 스위칭 주파수 둘다가 부하로의 전력을 제어하기 위해 제어될 수 있음.
- [0088] 도 16은 본 발명의 일 실시예에 따른, 변압기를 포함하는 전력 제어 장치의 일부분을 나타낸 회로도.
- [0089] 도 17은 본 발명의 일 실시예에 따른, 잔류 저장 에너지를 감소시키는 부가의 구성요소를 갖는, 변압기의 1차 권선을 포함하는 도 16에 도시된 전력 제어 장치의 일부분을 나타낸 회로도.
- [0090] 도 18은 본 발명의 일 실시예에 따른, 도 10 내지 도 17의 전력 제어 장치에 기초한 다중 채널 조명 장치를 나타낸 블록도.
- [0091] 도 19는 본 발명의 일 실시예에 따른, 도 18에 도시된 것과 유사한 다수의 조명 장치에 기초한 조명 네트워크를 나타낸 블록도.
- [0092] 도 20a1, 도 20a2, 도 20b1, 도 20b2 도 20c 및 도 20d는 도 18의 개괄적인 블록도에 기초한, 본 발명의 다른 실시예에 따른 다중 채널 조명 장치의 회로 상세를 나타낸 도면.

도면

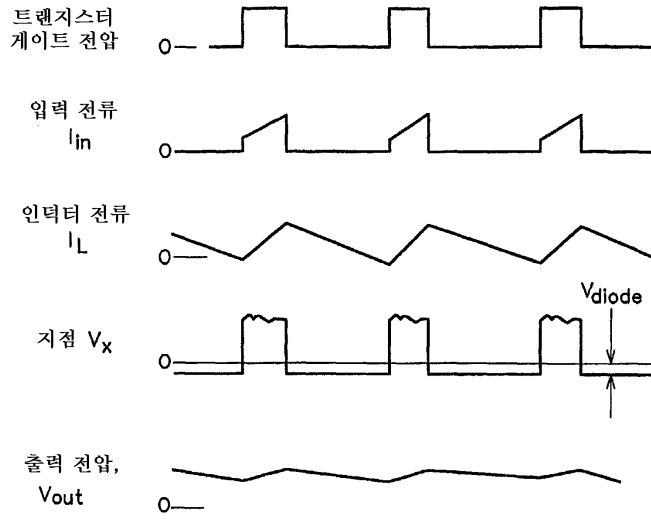
도면1

(종래 기술)



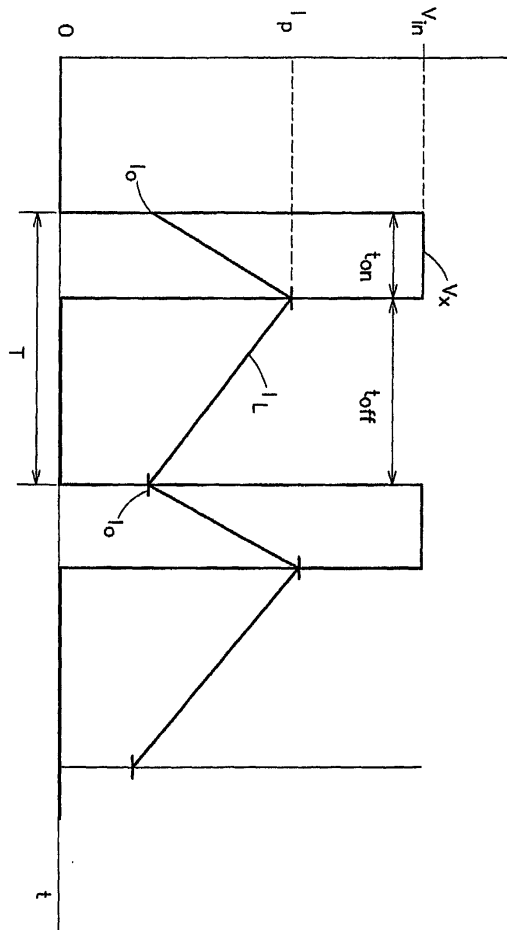
도면2

(종래 기술)



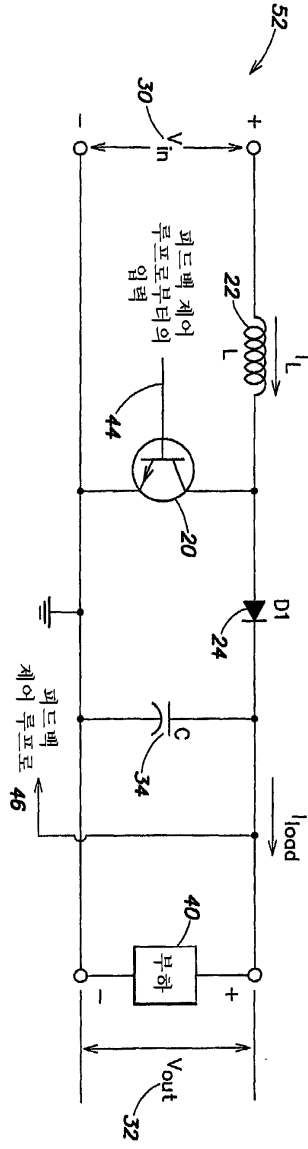
도면3

(종래 기술)



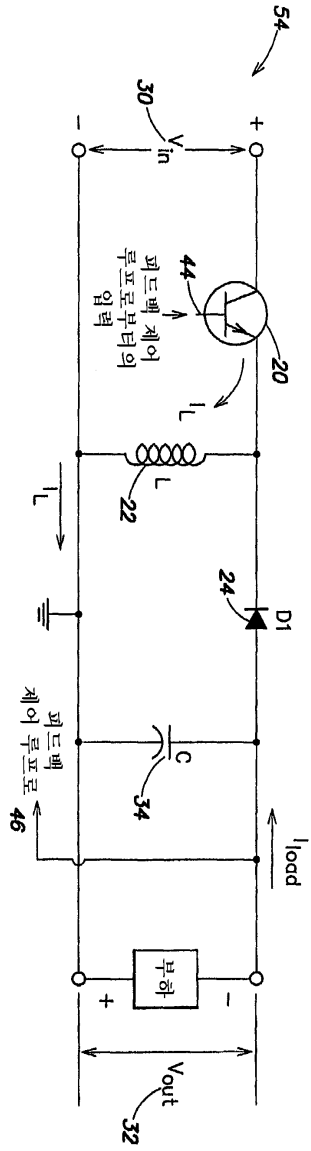
도면4

(종래 기술)



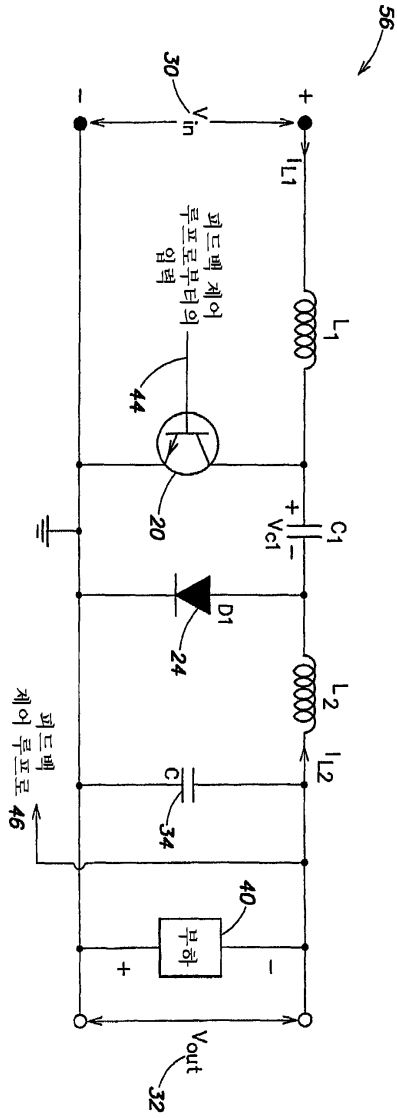
도면5

(종래 기술)



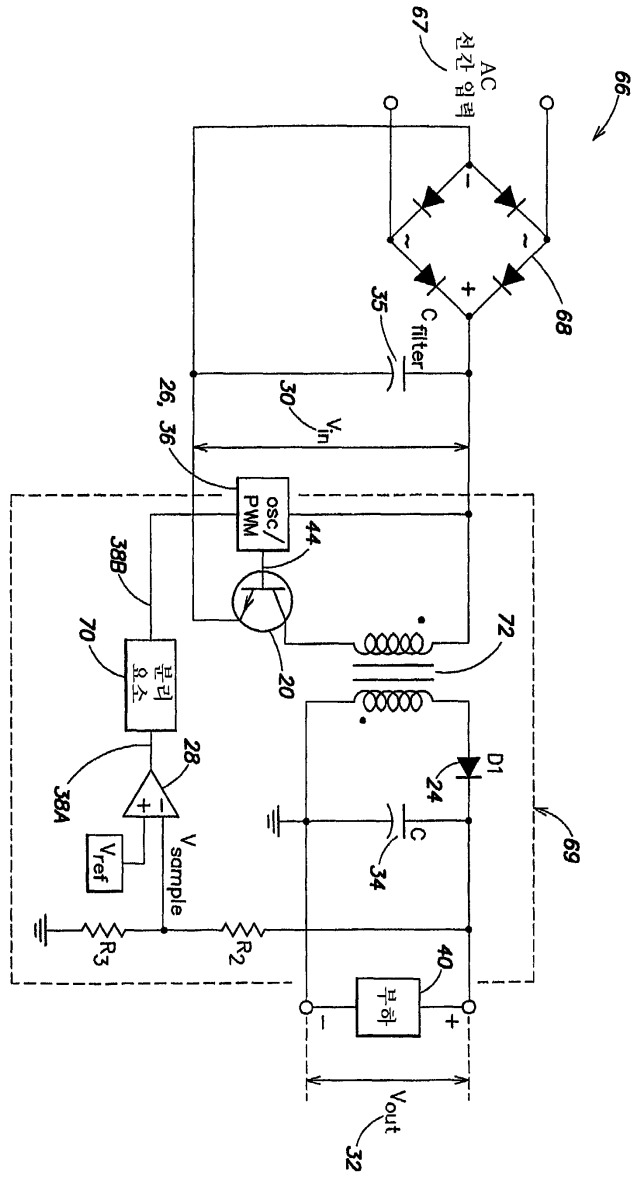
도면6

(종래 기술)



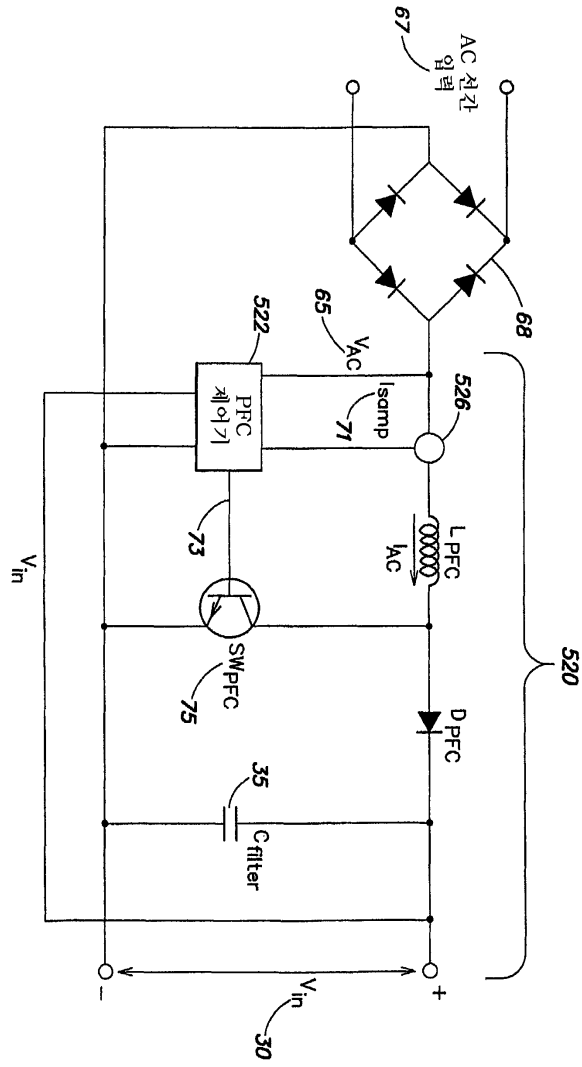
도면7

(종래 기술)



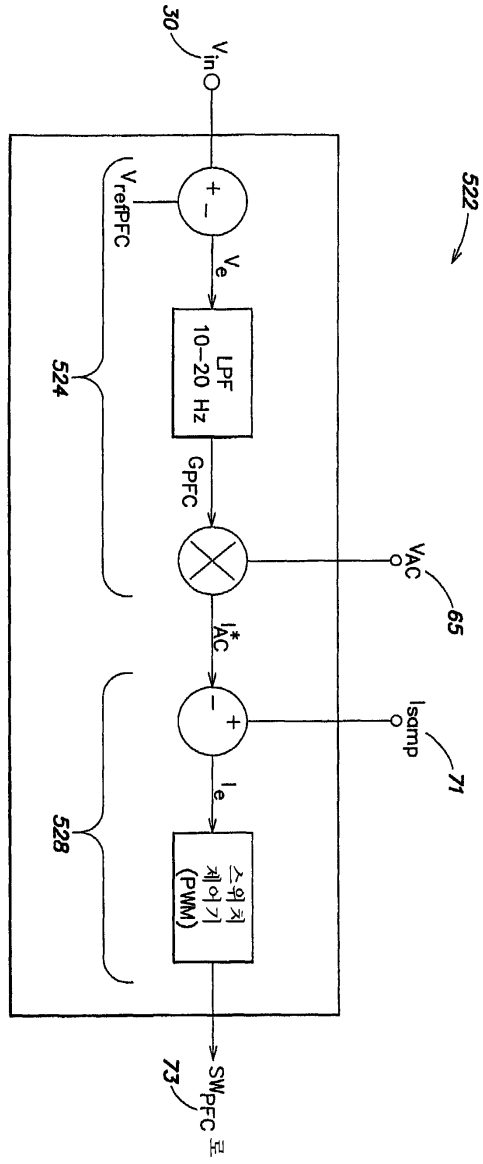
도면8

(종래 기술)

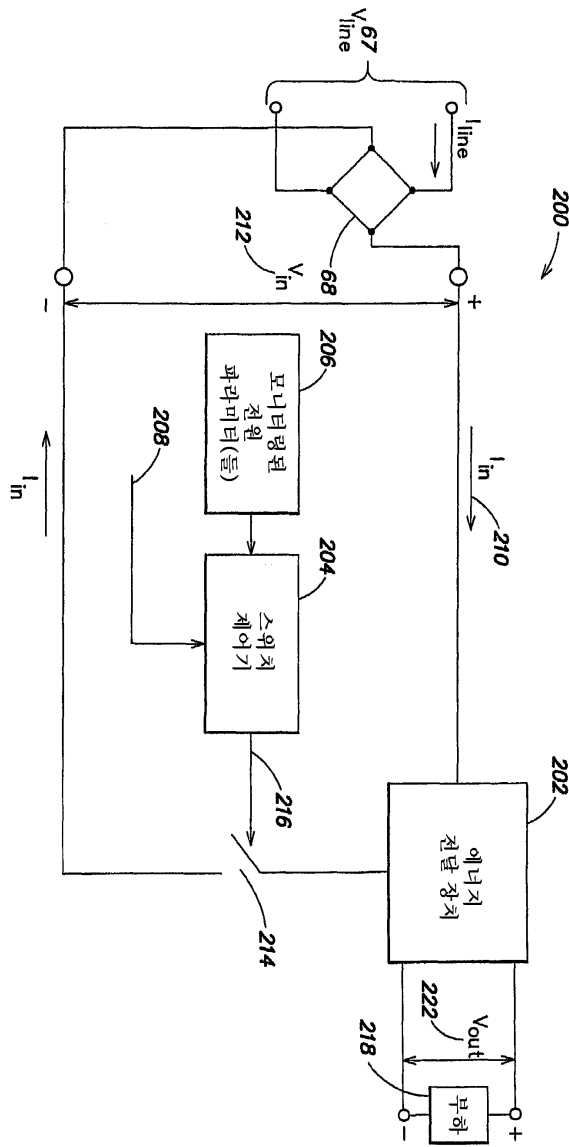


도면9

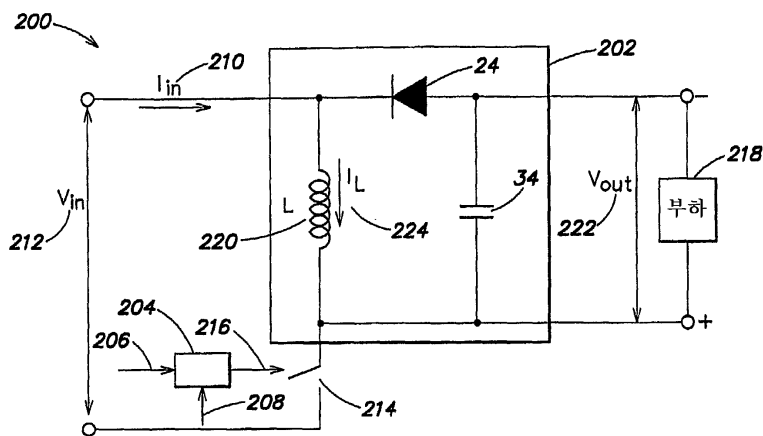
(종래 기술)



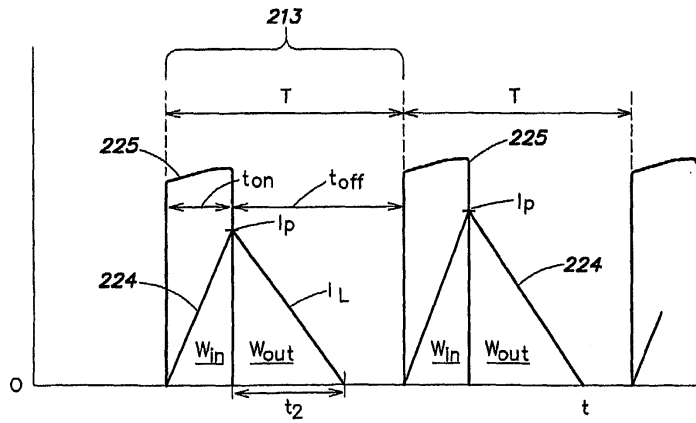
도면10



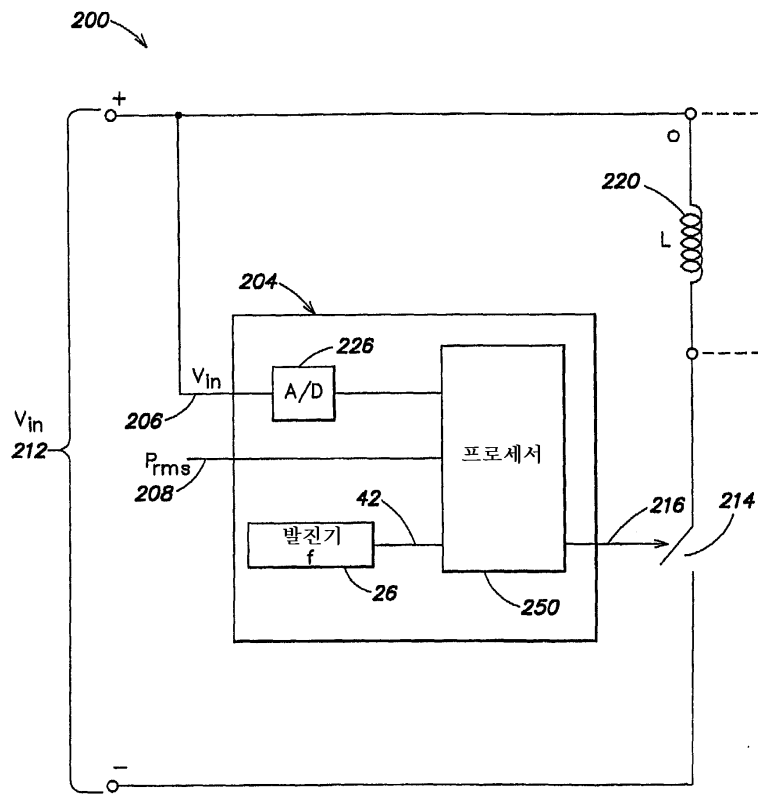
도면11



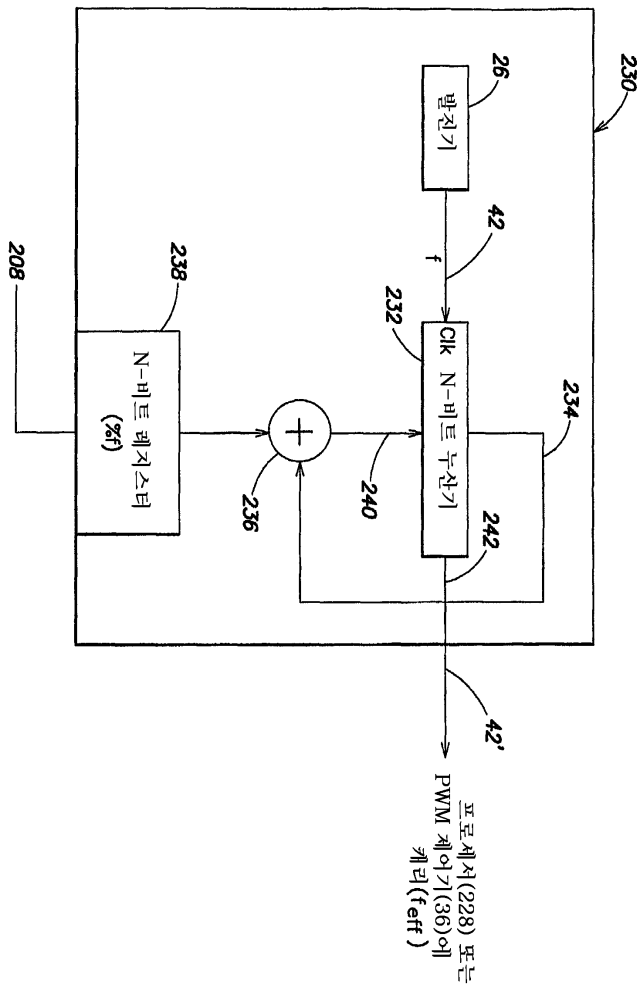
도면12



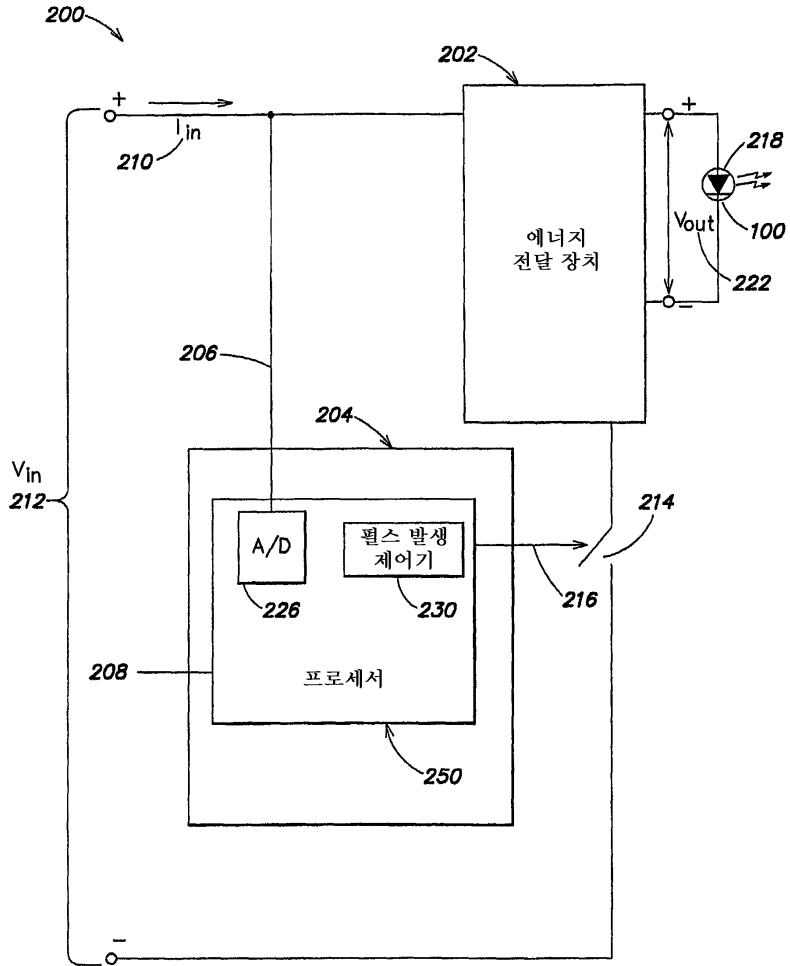
도면13



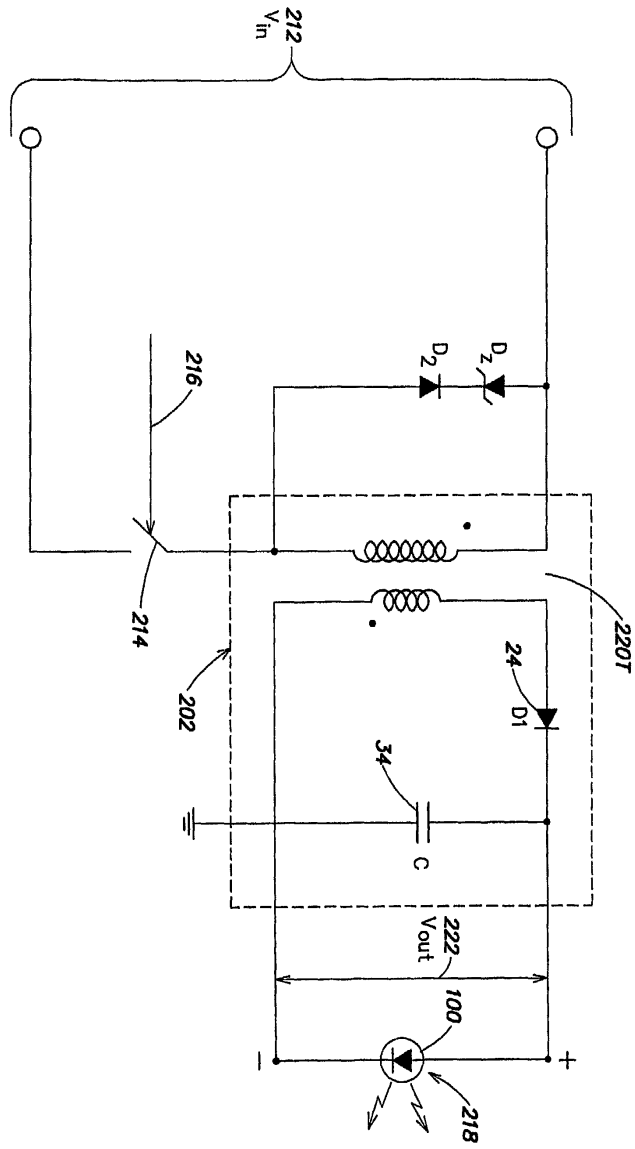
도면14



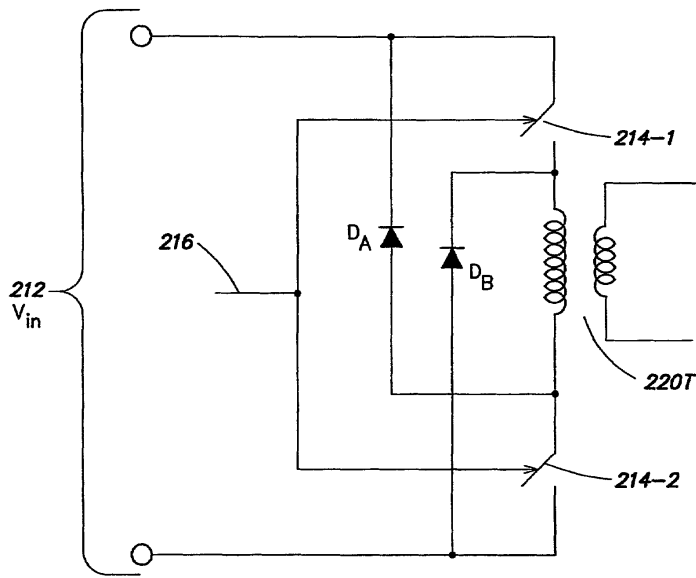
도면15



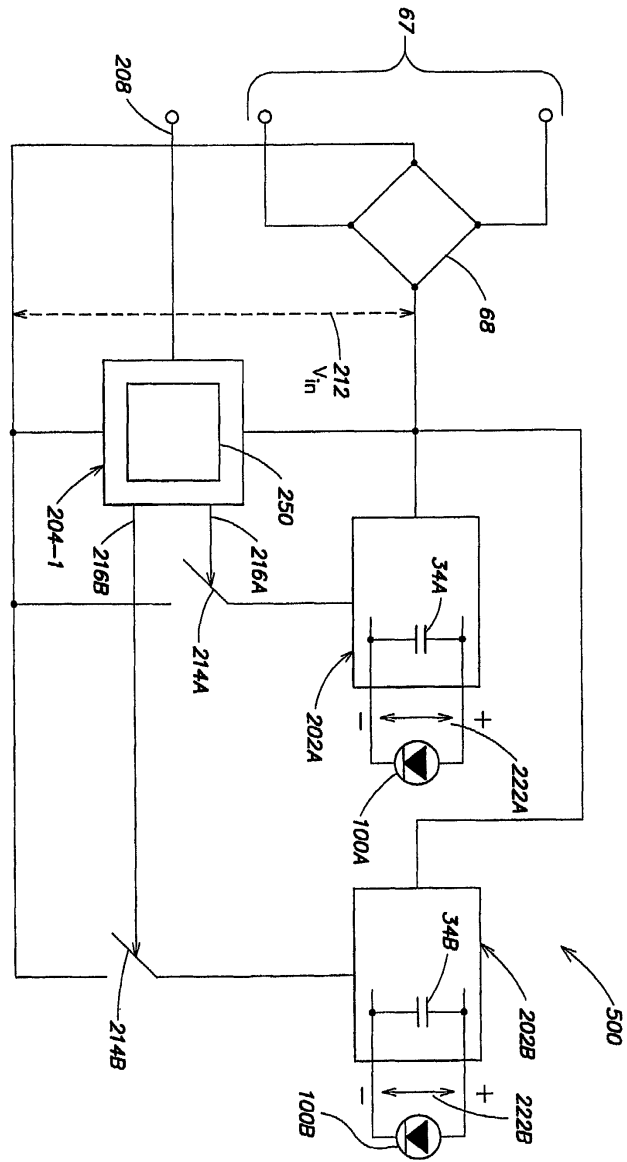
도면16



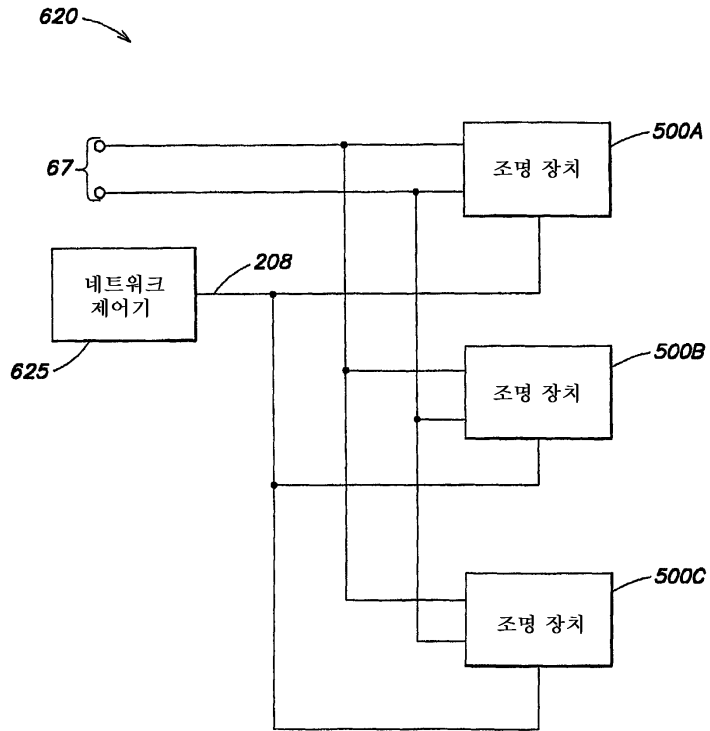
도면17



도면18



도면19



도면20a1

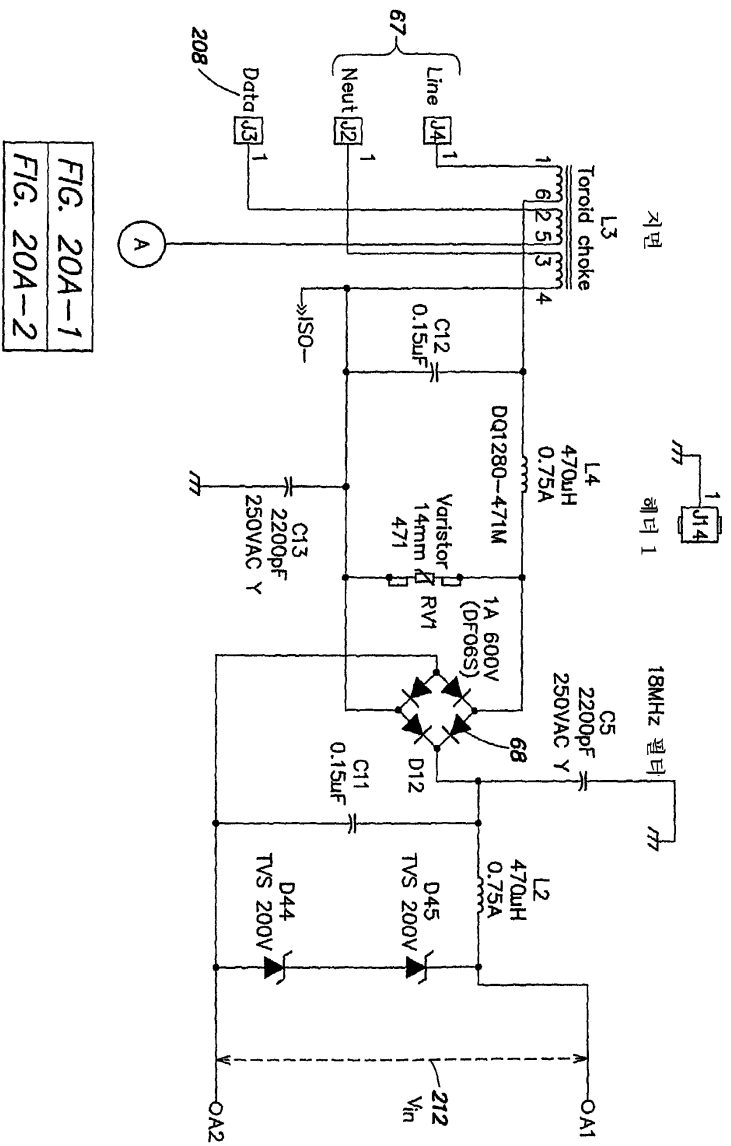
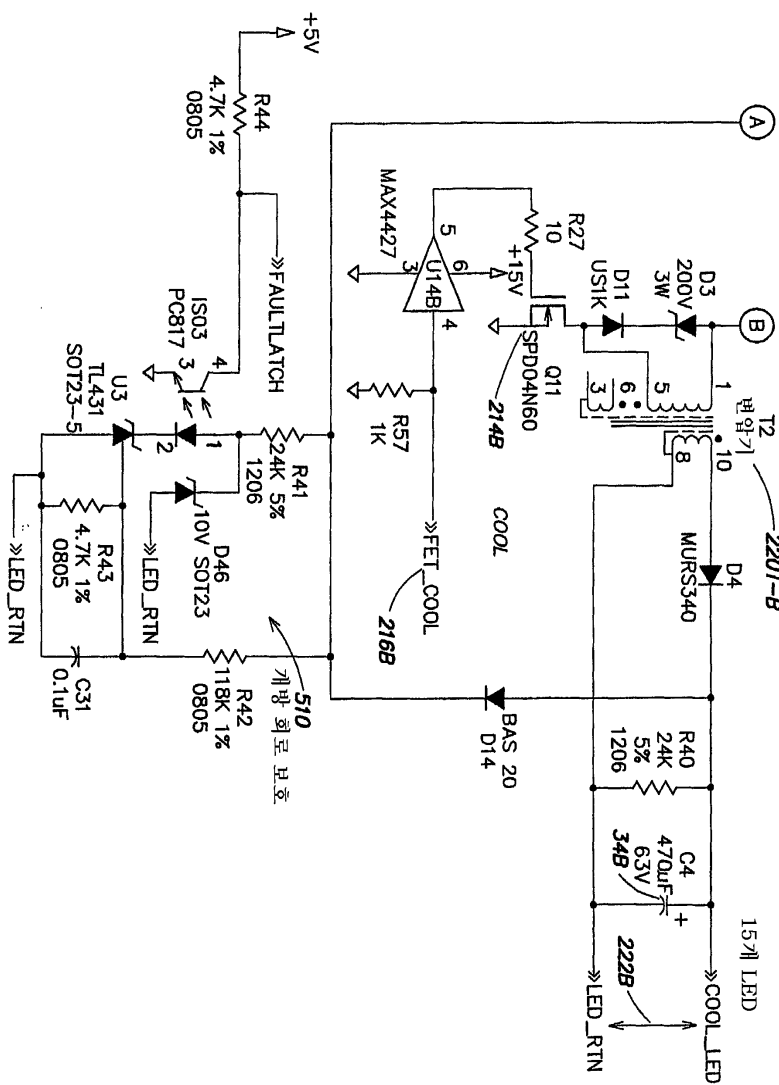


FIG. 20A-1
FIG. 20A-2

도면20b2



도면20c

