



(19) 대한민국특허청(KR)  
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2020-0062835  
(43) 공개일자 2020년06월04일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)  
B60L 50/50 (2019.01)

(52) CPC특허분류  
B60L 53/20 (2019.02)  
B60L 2210/10 (2013.01)

(21) 출원번호 10-2018-0148723  
(22) 출원일자 2018년11월27일  
심사청구일자 2018년11월27일

(71) 출원인  
정다움

부산광역시 북구 화명신도시로 145, 102동 1405호  
(화명동, 대우이안)

(72) 발명자  
정다움

부산광역시 북구 화명신도시로 145, 102동 1405호  
(화명동, 대우이안)

(74) 대리인  
특허법인 신세기

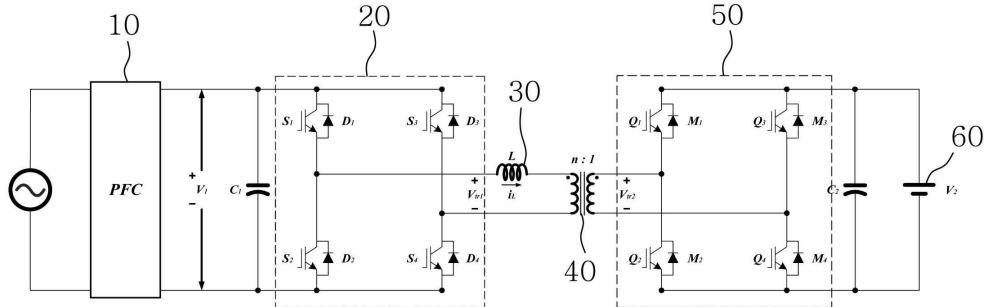
전체 청구항 수 : 총 5 항

(54) 발명의 명칭 전기 자동차용 절연형 양방향 직류-직류 컨버터 충전기

(57) 요약

탑재형 충전기를 갖는 전기 자동차에서, 가정용 상용 전압을 인가받아 전력 변환기를 통해 가변하고, 위상 제어 방식을 통해 충전전력을 제어함으로써 빠른 동적 특성과 무효 성분을 억제하여 충전 효율을 증대하도록 한 전기 자동차용 절연형 양방향 직류-직류 컨버터 충전기에 관한 것으로서, 상용 교류 전원을 인가받아 가변 직류 전압으로 변환하고, 전압전류의 역률을 제어하는 PFC(Power Factor Correction), 1차측과 2차측을 전기적으로 절연하는 절연형 트랜스, 절연형 트랜스의 1차측과 상기 PFC 사이에 게재된 제1 단상 풀-브릿지(Full-Bridge) 인버터, 절연형 트랜스의 2차측과 배터리 사이에 게재된 제2 단상 풀-브릿지 인버터 및 절연형 트랜스의 1차측과 상기 제1 단상 풀-브릿지 인버터 사이에 게재되어 저장되는 에너지를 전력으로 출력하는 인덕터를 포함하여, 전기 자동차용 절연형 양방향 직류-직류 컨버터 충전기를 구현한다.

대표도 - 도1



(52) CPC특허분류

*B60Y 2200/91* (2013.01)

*Y02T 10/7216* (2013.01)

---

## 명세서

### 청구범위

#### 청구항 1

상용 교류 전원을 인가받아 가변 직류 전압으로 변환하고, 전압전류의 역률을 제어하는 PFC(Power Factor Correction);

1차측과 2차측을 전기적으로 절연하는 절연형 트랜스;

상기 절연형 트랜스의 1차측과 상기 PFC 사이에 게재된 제1 단상 풀-브릿지 (Full-Bridge) 인버터;

상기 절연형 트랜스의 2차측과 배터리 사이에 게재된 제2 단상 풀-브릿지 인버터; 및

상기 절연형 트랜스의 1차측과 상기 제1 단상 풀-브릿지 인버터 사이에 게재되어 저장되는 에너지를 전력으로 출력하는 인덕터를 포함하는 것을 특징으로 하는 전기 자동차용 절연형 양방향 직류-직류 컨버터 충전기.

#### 청구항 2

청구항 1에서, 상기 제1 및 제2 단상 풀-브릿지 인버터는 위상 제어 방식으로 제어되는 것을 특징으로 하는 전기 자동차용 절연형 양방향 직류-직류 컨버터 충전기.

#### 청구항 3

청구항 1에서, 상기 절연형 트랜스는 N: 1 권선비를 갖는 것을 특징으로 하는 전기 자동차용 절연형 양방향 직류-직류 컨버터 충전기.

#### 청구항 4

청구항 1에서, 상기 제1 및 제2 단상 풀-브릿지 인버터의 듀티는 0.5로 고정되며, 인덕터 양단에 인가되는 전압의 위상 차를 이용하여 전력의 흐름이 제어되는 것을 특징으로 하는 전기 자동차용 절연형 양방향 직류-직류 컨버터 충전기.

#### 청구항 5

청구항 1에서, 상기 제1 단상 풀-브릿지 인버터의 스위칭 신호가 상기 제2 단상 풀-브릿지 스위칭 신호보다 앞서는 경우 충전 모드로 동작하고, 상기 제2 단상 풀-브릿지 인버터의 스위칭 신호가 상기 제1 단상 풀-브릿지 스위칭 신호보다 앞서는 경우 방전 모드로 동작하는 것을 특징으로 하는 전기 자동차용 절연형 양방향 직류-직류 컨버터 충전기.

### 발명의 설명

#### 기술분야

[0001]

본 발명은 전기 자동차용 절연형 양방향 직류-직류 컨버터 충전기에 관한 것으로, 특히 탑재형 충전기를 갖는 전기 자동차에서, 가정용 상용 전압을 인가받아 전력 변환기를 통해 가변하고, 위상 제어 방식을 통해 충전전력을 제어함으로써 빠른 동적 특성과 무효 성분을 억제하여 충전 효율을 증대하도록 한 전기 자동차용 절연형 양방향 직류-직류 컨버터 충전기에 관한 것이다.

#### 배경기술

- [0002] 전기 자동차는 내연 기관 구축 없이 차량용 배터리로부터 전력을 공급받아 전동기를 통하여 차량을 구동하는 구조이다. 이처럼 전기 자동차에서 배터리는 매우 중요한 부분으로 작용하고 있으며, 배터리를 충전하기 위한 충전 장치 구비는 필수적이다. 충전기의 형태는 크게 탑재형(On-Board Charger)과 별치형(Off-Board Charger)으로 나뉜다.
- [0003] 탑재형 충전기(On-Board Charger)는 가정용 단상 전원 110 ~ 220[V]를 인가받아 개별 차량에 탑재된 충전기로부터 배터리를 충전하는 방식이다. 일반적인 제어 방법으로 PWM(Pulse Width Modulation) 제어와 Phase-Shift(위상 제어)의 두 가지 제어 방법이 있다.
- [0004] 전기 자동차의 충전을 위한 전력 변환 장치에 대한 종래 기술이 하기의 <특허문헌 1>에 개시되어 있다.
- [0005] <특허문헌 1>에 개시된 종래기술은 전류가 충전/방전되는 배터리, 변압기를
- [0006] 내장하여 전기적으로 절연되며, 고정 듀티 및 고정 주파수로 동작하여 배터리에서 출력되는 전압을 트랜스의 권선비에 따른 고정 승압비로 출력하는 절연형 컨버터, 입력단이 절연형 컨버터와 연결되어, 절연형 컨버터로부터 공급된 직류전압을 교류전압으로 변환시키고, 출력단에 LCL 필터가 연결된 인버터; 및 LCL필터의 계통 측 인덕터에 인가되는 전압을 모니터링하여 인버터의 출력 전압을 제어함으로써 계통 측으로 입출력되는 전류를 간접적으로 제어하는 제어부를 포함한다. 이러한 구성을 통해, 양방향 충전기의 컨버터가 부하에 관계없이 출력이득이 일정하게 유지되도록 세팅되어 바이패스의 기능만 수행함에 따라 별도의 레귤레이션 없이 인버터의 제어만으로 도 모드 전환이 가능하여 2-stage에서 발생할 수 있는 과도상태를 억제하게 된다.

**선행기술문헌**

**특허문헌**

- [0007] (특허문헌 0001) 대한민국 등록특허 10-1714593(2017.03.30. 등록)(V2G, V2H 기능을 갖는 전기자동차용 양방향 충전기)

**발명의 내용**

**해결하려는 과제**

- [0008] 그러나 상기와 같은 종래기술은 고정 듀티 및 고정 주파수를 이용한 절연형 컨버터와 인버터 등으로 구성되며 PWM 제어 방식을 이용한 듀티 가변 방식이므로, 동적 특성이 낮고, 무효 성분의 억제율이 낮아 충전 효율이 떨어지는 단점이 있다.
- [0009] 따라서 본 발명은 상기와 같은 종래기술에서 발생하는 제반 문제점을 해결하기 위해서 제안된 것으로서, 탑재형 충전기를 갖는 전기 자동차에서, 가정용 상용 전압을 인가받아 전력 변환기를 통해 가변하고, 위상 제어 방식을 통해 충전기에 충전함으로써 빠른 동적 특성과 무효 성분을 억제하여 충전 효율을 증대하도록 한 전기 자동차용 절연형 양방향 직류-직류 컨버터 충전기를 제공하는 데 그 목적이 있다.

**과제의 해결 수단**

- [0010] 상기한 바와 같은 목적을 달성하기 위하여, 본 발명에 따른 전기 자동차용 절연형 양방향 직류-직류 컨버터 충전기는, 상용 교류 전원을 인가받아 가변 직류 전압으로 변환하고, 전압전류의 역률을 제어하는 PFC(Power Factor Correction); 1차측과 2차측을 전기적으로 절연하는 절연형 트랜스; 상기 절연형 트랜스의 1차측과 상기 PFC 사이에 게재된 제1 단상 풀-브릿지(Full-Bridge) 인버터; 상기 절연형 트랜스의 2차측과 배터리 사이에 게재된 제2 단상 풀-브릿지 인버터; 상기 절연형 트랜스의 1차측과 상기 제1 단상 풀-브릿지 인버터 사이에 게재되어 저장되는 에너지를 전력으로 출력하는 인덕터를 포함하는 것을 특징으로 한다.
- [0011] 상기에서 제1 및 제2 단상 풀-브릿지 인버터는 위상 제어 방식으로 제어되는 것을 특징으로 한다.
- [0012] 상기에서 절연형 트랜스는 N: 1 권선비를 갖는 것을 특징으로 한다.
- [0013] 상기에서 제1 및 제2 단상 풀-브릿지 인버터의 듀티는 0.5로 고정되며, 인덕터 양단에 인가되는 전압의 위상 차를 이용하여 전력의 흐름이 제어되는 것을 특징으로 한다.

[0014] 상기에서 제1 단상 풀-브릿지 인버터의 스위칭 신호가 상기 제2 단상 풀-브릿지 스위칭 신호보다 앞서는 경우 충전 모드로 동작하고, 상기 제2 단상 풀-브릿지 인버터의 스위칭 신호가 상기 제1 단상 풀-브릿지 스위칭 신호보다 앞서는 경우 방전 모드로 동작하는 것을 특징으로 한다.

**발명의 효과**

[0015] 본 발명에 따르면 탑재형 충전기를 갖는 전기 자동차에서, 가정용 상용 전압을 인가받아 전력 변환기를 통해 가변하고, 위상 제어 방식을 통해 충전 전력을 제어함으로써 빠른 동적 특성과 무효 성분을 억제하여 충전 효율을 증대할 수 있는 효과가 있다.

**도면의 간단한 설명**

[0016] 도 1은 본 발명에 따른 전기 자동차용 절연형 양방향 직류-직류 컨버터 충전기의 회로도,  
 도 2는 본 발명에서 듀얼 풀-브릿지 절연형 양방향 DC-DC 컨버터의 등가 회로도,  
 도 3은 구간별 스위치 신호, 인덕터 양단 전압 및 전류 파형도,  
 도 4는 모드별 동작 상태도이다.

**발명을 실시하기 위한 구체적인 내용**

[0017] 이하 본 발명의 바람직한 실시 예에 따른 전기 자동차용 절연형 양방향 직류-직류 컨버터 충전기를 첨부된 도면을 참조하여 상세하게 설명한다.

[0018] 도 1은 본 발명의 바람직한 실시 예에 따른 전기 자동차용 절연형 양방향 직류-직류 컨버터 충전기의 회로도로서, 상용 교류 전원을 인가받아 가변 직류 전압으로 변환하고, 전압전류의 역률을 제어하는 PFC(Power Factor Correction)(10), 1차측과 2차측을 전기적으로 절연하는 절연형 트랜스(40), 상기 절연형 트랜스(40)의 1차측과 상기 PFC(10) 사이에 게재된 제1 단상 풀-브릿지(Full-Bridge) 인버터(20), 상기 절연형 트랜스(40)의 2차측과 배터리(60) 사이에 게재된 제2 단상 풀-브릿지 인버터(50), 상기 절연형 트랜스(40)의 1차측과 상기 제1 단상 풀-브릿지 인버터(20) 사이에 게재되어 저장되는 에너지를 전력으로 출력하는 인덕터(30)를 포함한다.

[0019] 이와 같이 구성된 본 발명의 바람직한 실시 예에 따른 전기 자동차용 절연형 양방향 직류-직류 컨버터 충전기의 동작을 구체적으로 설명하면 다음과 같다.

[0020] 본 발명에서 제안하는 전기 자동차용 배터리의 충전 방식의 경우, 배터리(60)는 양방향 DC-DC 컨버터를 통하여 DC-link 단과 연결되며, 충/방전 상태에 따라 전력 전달 방향이 달라진다. 따라서 양방향 DC-DC 컨버터는 배터리의 전압에 따라 Duty 또는 위상 각 등의 변수를 제어하여 충전과 방전 동작 시 양방향 전력 흐름을 제어한다.

[0021] 단상 Full-Bridge 인버터(20)(50)가 변압기(절연형 트랜스)(40)를 기준으로 1차 측과 2차 측에 결선 된다. 1차 측은 상용 전원을 인가받아 기존 구비된 PFC(10)로부터 전력변환을 통하여 제1 단상 Full\_Bridge 인버터(20)에 인가되고, 2차 측에는 배터리(60)가 결선 된다. 그리고 변압기(40)의 1차 측에 교류 인덕터(30)가 구성되며, 인덕터(30)에 저장되는 에너지를 이용하여 전력을 전달한다.

[0022] 1차 측의 PFC(10)로부터 전환된 DC 전압은 150 ~ 310[V]로 가변되며, 2차 측 배터리(60)의 전압은 12 ~ 48[V] 범위에서 충전과 방전이 이루어진다. 이때, 변압기(40)의 권선비는 N:1이다.

[0023] 도 2에 배터리 충방전용 양방향 DC-DC 컨버터의 동작 원리를 설명하기 위한 Dual Full-Bridge 절연형 양방향 DC-DC 컨버터의 등가 회로가 도시되었다. 이때, 1차 측 인덕터(30) L을 기준으로 V1은 PFC(10)로부터 전환된 DC 전압이 1차 측의 단상 Full-Bridge 인버터(20)를 통과한 출력 값이고, nV2는 배터리(60) 전압과 2차 측 단상 Full-Bridge 인버터(50)의 출력인 V2 전압이 변압기(40) 권선비에 의해 환산되어 변압기(40)의 1차 측에 걸리는 전압이다. 이때 인덕터 인가전압 VL은 인덕터(30) 전류 iL의 전류 방향을 기준으로 하기의 [수학식 1]과 같이 정하였다.

**수학식 1**

$$V_L = V_1 - nV_2$$

[0024]

[0025] 이때, 흐르는 전류  $i_L$ 은 하기의 [수학식 2] 와 같다.

**수학식 2**

[0026] 
$$i_L = \frac{1}{L} \int V_L dt = i(t_0) + \frac{1}{L} \int_0^t (V_1 - nV_2) dt$$

[0027] 일반적으로 이러한 토폴로지의 제어 방법에는 주로 PWM(Pulse Width Modulation) 제어와 phase-shift의 두 가지 제어 방법이 있다.

[0028] PWM에 의한 Duty 제어의 경우 간단하고 구현하기 쉽지만 동적 성능이 떨어진다. 그래서 본 발명에서는 위상 제어 방식인 Phase-Shift 모드로 제어하였다. 이때, Phase-Shift 제어 변수는 Duty 값이 아닌,  $\theta$ (위상차)이다.

[0029] 모든 스위치의 Duty는 0.5로 고정시키고, 인덕터(L) 양단에 인가되는  $V_1$ 과  $nV_2$ 의 위상 차를 이용하여 전력의 흐름을 제어한다. 이때 1차측 스위칭 신호가 2차 측 스위칭 신호보다 앞서는 경우에는 충전 모드로 동작하고, 2차측 스위칭 신호가 1차측 스위칭 신호보다 앞서는 경우에는 방전 모드로 동작한다.

[0030] 또한, 스위치 turn-on시 ZCS(Zero Current Switching) 동작하여 스위칭 손실을 줄일 수 있다. Phase-Shift의 동작원리는 8구간으로 나누어 설명할 수 있고 도 3에 구간별 스위치 신호, 인덕터 양단 전압 및 전류 파형을 나타내었다. 이때,  $D_1$ 과  $D_2$ 는 각각 내부 및 외부 위상 차 비율이다. 내부 위상 차는 Full-Bridge의 암 사이의 위상 변이로 정의되며, 외부 위상 변이는 변압기 1차 및 2차측 사이의 위상 차로 정의한다. 또한,  $T_{hs}$ 는 스위칭 주기를 나타낸다.

[0031] Mode 1( $t_0 - t_1$ ):

[0032] 도 4(a)는 Mode 1의 동작 상태를 나타낸다.

[0033]  $t_0$  시간에서  $S_2$ 가 turn off되고,  $S_1$ 은 turn on되며,  $D_1$ 이 도통되기 시작한다. 이때, 2차측 전류는  $M_2$ 과  $M_3$ 를 통해 흐르고 인덕터 양단 전압은  $nV_2$ 이다. 이 모드는  $Q_4$ 가 turn on되면 끝난다.

[0034] 이 모드 동안, L을 통과하는 전류는 다음과 같이 표현된다.

**수학식 3**

[0035] 
$$V_L = 0 - (-nV_2) = nV_2$$

**수학식 4**

[0036] 
$$i_L = i(t_0) + \frac{1}{L} \int_{t_0}^{t_1} (nV_2) dt$$

[0037] Mode 2( $t_1 - t_2$ ):

[0038] 도 4(b)는 Mode 2의 동작 상태를 나타낸다.

[0039]  $t_1$  시간에서 1차측 전압  $V_1$ 이  $nV_2$ 로 같으므로,  $S_7$ 이 OFF되고  $S_8$ 이 ON된다. 그러나  $nV_2$ 가  $V_1$ 보다 높으면,  $S_8$ 이 OFF되고,  $S_7$ 의 하드 스위칭이 OFF된다. 반대로  $nV_2$ 가  $V_1$ 보다 낮으면,  $S_7$ 이 OFF되고,  $S_8$ 의 하드 스위칭이 ON된다. 이 모드 동안 인덕터 양단 전압은 0이다. 이 모드는 스위치  $S_4$ 가 ON되면 끝이 난다. 이 모드 동안, L을 통과하는 전류는 다음과 같이 표현된다.

수학식 5

$$i(t) = i(t_1)$$

[0040]

[0041] Mode 3( $t_2 - t_3$ ):

[0041]

[0042] 도 4(c)는 Mode 3의 동작 상태를 나타낸다.

[0042]

[0043]  $t_2$  시간에서 1차측 전압  $V_1$ 이  $NV_2$ 로 같으면, S4가 ON된다. 그러나  $NV_2$ 가  $V_1$ 보다 높으면, S3이 OFF되고, S4의 하드 스위칭이 ON된다. 반대로  $NV_2$ 가  $V_1$ 보다 낮으면, S4이 ON되고, S3의 하드 스위칭이 OFF된다. 이 모드에서 인덕터 전류는 S1, S4, S6 및 D8을 통하여 흐른다. 이 모드는 S6의 스위치가 OFF되면 끝이 난다. 이 모드 동안, L을 통과하는 전류는 다음과 같이 표현된다.

[0043]

수학식 6

$$V_L = V_1 - 0 = V_1$$

[0044]

수학식 7

$$i_L = i(t_2) + \frac{1}{L} \int_{t_2}^{t_3} (V_1) dt$$

[0045]

[0046] Mode 4( $t_3 - t_4$ ):

[0046]

[0047] 도 4(d)는 Mode 4의 동작 상태를 나타낸다.

[0047]

[0048]  $t_3$  시간에서 Q1이 ON되고, Q2가 OFF된다. 이때 양의 전류로 M1과 M4를 통해 흐른다. 1차 측의 전류는 S1과 S4를 통하여 흐른다. 이 모드에서 인덕터 양단의 전압은  $V_1 - NV_2$ 이다. 이 모드 동안, L을 통과하는 전류는 다음과 같이 표현된다.

[0048]

수학식 8

$$V_L = V_1 - (nV_2) = V_1 - nV_2$$

[0049]

수학식 9

$$i_L = i(t_3) + \frac{1}{L} \int_{t_3}^{t_4} (V_1 - nV_2) dt$$

[0050]

[0051] Mode 5( $t_4 - t_5$ ):

[0051]

[0052] 도 4(e)는 Mode 5의 동작 상태를 나타낸다.

[0052]

[0053]  $t_4$  시간에서 S2는 ON되고, S1은 OFF된다. 이때 인덕터 전류 IL은 D2와 S4를 통해 흐른다. 이 모드는 스위치 S7이 ON되면 끝이 난다. 이 모드 동안, L을 통과하는 전류는 다음과 같이 표현된다.

[0053]

**수학식 10**

[0054]  $V_L = 0 - (nV_2) = -nV_2$

**수학식 11**

[0055]  $i_L = i(t_4) + \frac{1}{L} \int_{t_4}^{t_5} (-nV_2) dt$

[0056] Mode 6( $t_5 - t_6$ ):

[0057] 도 4(f)는 Mode 6의 동작 상태를 나타낸다.

[0058]  $t_5$  시간에서  $V_1$ 과  $NV_2$ 가 같다면  $S_7$ 은 ON된다. 그러나  $NV_2$ 가  $V_1$ 보다 높으면  $S_7$ 은 ON되고,  $S_8$ 의 하드 스위칭은 OFF된다. 반대로  $NV_2$ 가  $V_1$ 보다 낮으면  $S_8$ 이 OFF되고,  $S_7$ 의 하드 스위칭이 ON된다. 이 모드에서 인덕터에 걸리는 전압은 0이다. 이 모드 동안,  $L$ 을 통과하는 전류는 다음과 같이 표현된다.

**수학식 12**

[0059]  $i(t) = i(t_5)$

[0060] Mode 7( $t_6 - t_7$ ):

[0061] 도 4(g)는 Mode 7의 동작 상태를 나타낸다.

[0062]  $t_6$  시간에서  $S_4$ 는 OFF이다. 이때  $V_1$ 과  $NV_2$ 가 같다면,  $S_3$ 은 ON 된다. 그러나  $NV_2$ 가  $V_1$ 보다 높으면  $S_4$ 가 OFF되고,  $S_3$ 의 하드 스위칭은 ON된다. 반대로  $NV_2$ 가  $V_1$ 보다 낮다면,  $S_3$ 이 ON되고,  $S_4$ 의 하드 스위칭은 OFF 된다. 이 모드에서 인덕터의 전압은  $V_1$ 이다. 이 모드 동안,  $L$ 을 통과하는 전류는 다음과 같이 표현된다.

**수학식 13**

[0063]  $V_L = -(V_1) - 0 = -V_1$

**수학식 14**

[0064]  $i_L = i(t_6) + \frac{1}{L} \int_{t_6}^{t_7} (-V_1) dt$

[0065] Mode 8( $t_7 - t_8$ ):

[0066] 도 4(h)는 Mode 8의 동작 상태를 나타낸다.

[0067]  $t_7$  시간에서  $S_5$ 는 OFF 이고,  $S_6$ 은 ON 이다. 인덕터 전류  $I_L$ 은  $M_2$ 와  $M_3$ 에 의하여 흐른다. 이 모드 동안,  $L$ 을 통과하는 전류는 다음과 같이 표현된다.

**수학식 15**

$$V_L = -(V_1) - (-nV_2) = -(V_1 - nV_2)$$

**수학식 16**

$$i_L = i(t_1) + \frac{1}{L} \int_{t_1}^{t_2} -(V_1 - nV_2) dt$$

인덕터 전류  $i_L$ 의 초기 전류 값은 다음과 같이 구할 수 있다.

**수학식 17**

$$i(t_0) = \frac{((-1+D_1)V_1 + (1+D_1-2D_2)nV_2)}{4Lf_s}$$

이러한 본 발명은 상용 전원 110[V] 또는 220[V]를 인가받아 phase-shift control를 통하여 12v, 24v 및 48v 전압으로 가변할 수 있는 Converter를 제공한다. 이때 적절한 위상 차이를 통하여 역률을 개선함으로써 무효 전력을 최소화할 수 있고, 이를 통해 전력 공급에 있어 효율 극대화를 이룰 수 있다.

또한, 양방향 PFC를 이용한다면, 양방향으로 전력 운용이 가능하여 정전과 같은 사고 발생 시 자동차 배터리로부터 원활한 전력 공급이 가능할 것이다.

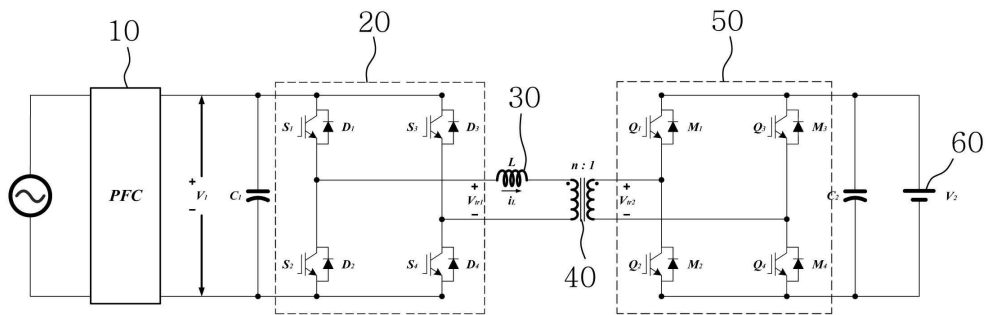
이상 본 발명자에 의해서 이루어진 발명을 상기 실시 예에 따라 구체적으로 설명하였지만, 본 발명은 상기 실시 예에 한정되는 것은 아니고 그 요지를 이탈하지 않는 범위에서 여러 가지로 변경 가능한 것은 이 기술분야에서 통상의 지식을 가진 자에게 자명하다.

**부호의 설명**

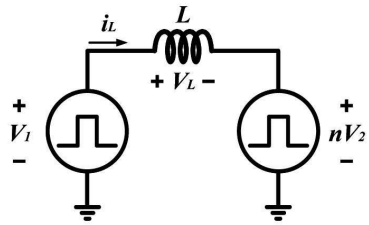
- 10: PFC
- 20: 제1 단상 풀-브릿지 인버터
- 30: 인덕터
- 40: 절연형 트랜스
- 50: 제2 단상 풀-브릿지 인버터
- 60: 배터리

도면

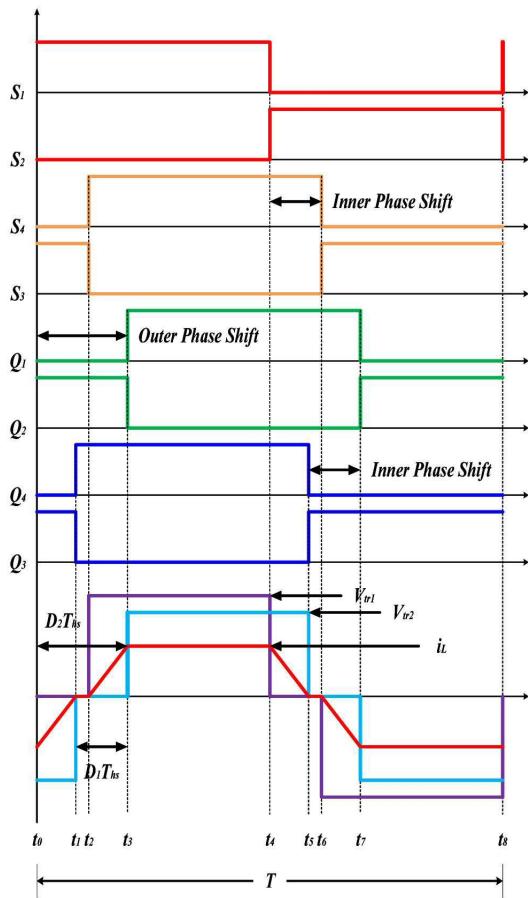
도면1



도면2



도면3



도면4

