



(19) 대한민국특허청(KR)  
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2016-0091381  
(43) 공개일자 2016년08월02일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)  
H02M 7/5383 (2007.01) H02J 50/12 (2016.01)  
H02J 7/02 (2016.01) H02M 1/00 (2007.01)  
H02M 7/48 (2007.01)  
(52) CPC특허분류  
H02M 7/53835 (2013.01)  
H02J 50/12 (2016.02)  
(21) 출원번호 10-2016-7016979  
(22) 출원일자(국제) 2014년11월07일  
심사청구일자 없음  
(85) 번역문제출일자 2016년06월24일  
(86) 국제출원번호 PCT/NZ2014/000231  
(87) 국제공개번호 WO 2015/080598  
국제공개일자 2015년06월04일  
(30) 우선권주장  
61/909,709 2013년11월27일 미국(US)

(71) 출원인  
파워바이프록시 리미티드  
뉴질랜드 오클랜드 1011 프리맨즈 베이 월킨즈 스트리트 5  
(72) 발명자  
압둘카니 알리  
뉴질랜드 오클랜드 1011 프리맨즈 베이 월킨즈 스트리트 5 파워바이프록시 리미티드  
후 아이구오  
뉴질랜드 오클랜드 1011 프리맨즈 베이 월킨즈 스트리트 5 파워바이프록시 리미티드  
(74) 대리인  
리앤목특허법인

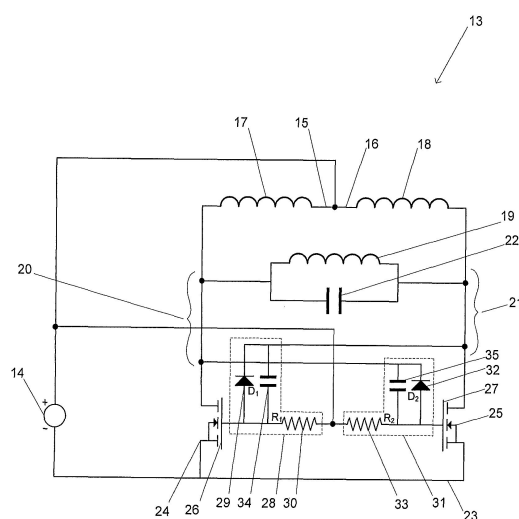
전체 청구항 수 : 총 10 항

(54) 발명의 명칭 유도 전력 송신기용 인버터

(57) 요약

유도 전력 송신기용 푸시-풀 인버터는 제1 브랜치 및 제2 브랜치에 전력을 공급하는 DC 전력 공급원; 상기 제1 브랜치 상의 제1 노드 및 상기 제2 브랜치 상의 제2 노드 간에 접속된 공진 인버터; 제1 스위칭 신호에 의해 스위칭되는 제1 스위치로서, 상기 제1 노드 및 공통 접지 사이에 접속된, 제1 스위치; 및 제2 스위칭 신호에 의해 스위칭되는 제2 스위치로서, 상기 제2 노드 및 상기 공통 접지 사이에 접속된, 제2 스위치;를 포함한다. 상기 제1 스위칭 신호는 상기 제2 노드가 로우(low) 상태에 있을 때 상기 제2 노드에 기반을 두고 이루어지고 상기 제2 노드가 하이(high) 상태에 있을 때 DC 소스에 기반을 두고 이루어진다. 상기 제2 스위칭 신호는 상기 제1 노드가 로우(low) 상태에 있을 때 상기 제1 노드에 기반을 두고 이루어지고 상기 제1 노드가 하이(high) 상태에 있을 때 DC 소스에 기반을 두고 이루어진다.

대표도 - 도2



(52) CPC특허분류

**H02J 7/025** (2013.01)

H02M 2001/0058 (2013.01)

H02M 2007/4815 (2013.01)

Y02B 70/1441 (2013.01)

Y02B 70/1491 (2013.01)

---

## 명세서

### 청구범위

#### 청구항 1

유도 전력 송신기용 푸시-풀 인버터로서,

상기 푸시-풀 인버터는,

- a. 제1 브랜치 및 제2 브랜치에 전력을 공급하는 DC 전력 공급원;
- b. 상기 제1 브랜치 상의 제1 노드 및 상기 제2 브랜치 상의 제2 노드 간에 접속된 공진 인버터;
- c. 제1 스위칭 신호에 의해 스위칭되는 제1 스위치로서, 상기 제1 노드 및 공통 접지 사이에 접속된, 제1 스위치; 및
- d. 제2 스위칭 신호에 의해 스위칭되는 제2 스위치로서, 상기 제2 노드 및 상기 공통 접지 사이에 접속된, 제2 스위치;

를 포함하며,

상기 제1 스위칭 신호는 상기 제2 노드가 로우(low) 상태에 있을 때 상기 제2 노드에 기반을 두고 이루어지고 상기 제2 노드가 하이(high) 상태에 있을 때 DC 소스에 기반을 두고 이루어지며, 상기 제2 스위칭 신호는 상기 제1 노드가 로우(low) 상태에 있을 때 상기 제1 노드에 기반을 두고 이루어지고 상기 제1 노드가 하이(high) 상태에 있을 때 DC 소스에 기반을 두고 이루어지는, 유도 전력 송신기용 푸시-풀 인버터.

#### 청구항 2

제1항에 있어서, 상기 DC 소스는 상기 DC 전력 공급원인, 유도 전력 송신기용 푸시-풀 인버터.

#### 청구항 3

제1항에 있어서, 상기 제1 브랜치 및 상기 제2 브랜치 각각은 DC 인덕터를 포함하며, 상기 DC 인덕터들은 상기 공진 인덕터의 일부가 아닌, 유도 전력 송신기용 푸시-풀 인버터.

#### 청구항 4

제1항에 있어서, 상기 공진 인덕터는 공진 커패시터에 병렬로 접속되어 있는, 유도 전력 송신기용 푸시-풀 인버터.

#### 청구항 5

제1항에 있어서, 상기 공진 인덕터는 상기 제1 스위치 및 상기 제2 스위치의 커패시턴스들과 공진하는, 유도 전력 송신기용 푸시-풀 인버터.

#### 청구항 6

제1항에 있어서, 상기 공진 인덕터는 상기 유도 전력 송신기의 송신 코일을 형성하는, 유도 전력 송신기용 푸시-풀 인버터.

#### 청구항 7

제1항에 있어서, 동작 주파수는 약 1 kHz에서부터 약 100 MHz에 이르기까지의 범위를 이루는, 유도 전력 송신기용 푸시-풀 인버터.

#### 청구항 8

제7항에 있어서, 상기 동작 주파수는 약 10 MHz에 이르기까지의 범위를 이루는, 유도 전력 송신기용 푸시-풀 인버터.

## 청구항 9

제1항에 있어서, 상기 제1 스위치의 제1 게이트는 제1 다이오드에 의해 상기 제2 노드에 접속되어, 상기 제1 다이오드가 순방향으로 바이어스될 경우에, 상기 제1 게이트가 상기 제2 노드에 의해 구동되게 하고, 상기 제1 다이오드가 역방향으로 바이어스될 경우에, 상기 제1 게이트가 상기 DC 소스에 의해 구동되게 하며, 상기 제2 스위치의 제2 게이트는 제2 다이오드에 의해 상기 제1 노드에 접속되어, 상기 제2 다이오드가 순방향으로 바이어스될 경우에 상기 제2 게이트가 상기 제1 노드에 의해 구동되게 하고, 상기 제2 다이오드가 역방향으로 바이어스될 경우에, 상기 제2 게이트가 상기 DC 소스에 의해 구동되게 하는, 유도 전력 송신기용 푸시-풀 인버터.

## 청구항 10

제9항에 있어서, 상기 제1 다이오드는 제1 속도 향상용 커패시터에 병렬로 접속되어 있고 상기 제2 다이오드는 제2 속도 향상용 커패시터에 병렬로 접속되어 있는, 유도 전력 송신기용 푸시-풀 인버터.

## 발명의 설명

### 기술 분야

[0001] 본 발명은 일반적으로 기술하면 인버터에 관한 것이다. 더 구체적으로 기술하면, 본 발명은 유도 전력 송신기에서 사용하기에 적합한 신규한 구성의 인버터에 관한 것이다.

### 배경 기술

[0002] 전기 변환기들은 다른 여러 타입의 전기 시스템에서 찾아 볼 수 있다. 일반적으로 말하면, 변환기는 제1 타입의 공급원을 제2 타입의 출력으로 변환하는 것이다. 그러한 변환은 DC-DC, AC-AC 및 DC-AC 전기 변환들을 포함할 수 있다. 일부 구성들에서는 변환기가 임의 개수의 DC 및 AC '부품들'을 지닐 수 있는데, 예를 들면 DC-DC 변환기는 AC-AC 변환기 스테이지를 변성기(transformer)의 형태로 합체할 수 있을 것이다.

[0003] 용어 '인버터(inverter)'는 때때로 DC-AC 변환기를 특별히 설명하는데 사용될 수 있다. 또, 그러한 인버터들은 다른 변환 스테이지들을 포함할 수도 있고 인버터는 더 일반적인 변환기의 맥락에서 스테이지(stage)일 수 있다. 그러므로 용어 '인버터'는 별개로 또는 더 일반적인 변환기의 맥락에서 DC-AC 변환기들을 포괄하는 것으로 해석되어야 한다. 명확성을 위해, 이하 본원 명세서에서는 일부 상황들에서 용어 '변환기'가 적절한 대체 용어일 수 있을 것이라는 가능성을 배제하지 않고 본 발명의 DC-AC 변환기가 용어 '인버터'로 언급될 것이다.

[0004] 인버터들을 사용하는 일 예는 유도 전력 송신(inductive power transfer; IPT) 시스템들에서 찾아 볼 수 있다. IPT 시스템들은 유도 전력 송신기 및 유도 전력 수신기를 포함함이 전형적일 것이다. 상기 유도 전력 송신기는 교번 자기장(alternating magnetic field)을 생성하도록 적합한 송신 회로에 의해 구동되는 송신 코일 또는 코일들을 포함한다. 상기 교번 자기장은 상기 유도 전력 수신기의 수신 코일 또는 코일들에서 전류를 유도하게 된다. 수신된 전력은 이때 배터리를 충전하고 상기 유도 전력 수신기에 연관된 소자 또는 다른 어떤 부하에 전력을 공급하는데 사용될 수 있다. 더욱이, 상기 송신 코일 및/또는 상기 수신 코일은 공진 회로를 이루도록 공진 커패시터에 접속되어 있을 수 있다. 공진 회로는 상응하는 공진 주파수에서 전력 처리량 및 효율을 높일 수 있다.

[0005] 일반적으로, 상기 송신 코일 또는 코일들에는 인버터에 의해 생성된 적합한 AC 전류가 공급된다. 상기 인버터는 원하는 파형, 주파수, 위상 및 진폭의 AC 전류를 생성하도록 구성 또는 제어될 수 있다. 일부 예시들에서는, 상기 인버터의 주파수가 상기 공진 송신 코일 및/또는 상기 공진 수신 코일의 공진 주파수와 매치(match)하는 것이 바람직할 수 있다.

[0006] IPT 시스템들에서 사용되는 하나의 공지된 타입의 인버터는 푸시-풀(push-pull) 인버터이다. 푸시-풀 인버터들은 조정된 스위칭으로, 전류가 관련 송신 코일 또는 코일들을 통해 교번 방향으로 흐르게 하는 스위치들의 배치에 의존하는 것이 전형적이다. 상기 스위치들을 제어함으로써, 상기 송신 코일들에 공급되는 출력 AC 전류가 제어될 수 있다.

[0007] 푸시-풀 인버터들에 연관된 문제는 스위칭 손실들 및 EMI(electromagnetic interference) 간섭을 줄이기 위해, 스위치 양단 간의 전압이 0일 경우에 스위치 온 및 스위치 오프, 다시 말하면 0-전압 스위칭(zero-voltage switching; ZVS)되도록 스위치들이 제어되어야 한다. ZVS를 구현하는 것은 종종 0점 교차(zero crossing)를 검출하도록 하는 추가 검출 회로 및 그에 따라 상기 스위치들을 제어하도록 하는 제어 회로를 요구한다. 이러한

추가 회로는 상기 변환기에 복잡성 및 비용을 추가시킨다. 더욱이, 일부 검출 및 제어 회로는 고주파 인버터들의 요구사항들을 충족시키는 것이 가능하지 않을 수 있다.

[0008] 공지된 인버터들에 연관된 부가적인 문제는 전용 시동 회로가 정상 상태(steady state)에 이르게 될 때까지 전용 시동 회로가 시동되는 회로를 획득하는데 필요하다는 점이다.

[0009] W02012145081에는 가열기용 풀-브리지 전력 발진기가 개시되어 있다. 상기 발진기는 선택적으로 스위치 온 및 스위치 오프되는 풀-브리지 구성의 4개의 스위치를 포함한다. 추가적인 2개의 스위치(일반 푸시-풀이 2개의 스위치를 지님)는 회로 설계 및 제어에 비용 및 복잡성을 추가한다.

[0010] Paolucci J "Novel current-fed boundary-mode parallel-resonant push-pull converter" (2009)에는 ZVS 공진 스테이지를 갖는 DC-DC 변환기가 개시되어 있다. 그러나 상기 인버터는 상기 인버터에 준-상수(quasi-constant) DC 전류를 공급하는데 추가적인 DC 인덕터를 요구한다. DC 인덕터들은 부가적인 비용 외에도, 비교적 큰 구성요소들로서 인버터들에 상당한 용적(bulk)을 추가시킨다. 더욱이, 상기 공진 스테이지는 IPT 시스템들에 적합하지 않을 수 있는 분할 공진 인덕터들에 의존한다.

[0011] 본 발명은 ZVS를 이루는데 복잡한 회로에 의존하지 않는 유도 전력 송신기용 인버터를 제공할 수도 있고, 고주파에서 ZVS를 유지하는 인버터를 제공할 수도 있으며, 전용 시동 회로를 요구하지 않는 인버터를 제공할 수도 있고, 적어도 유용한 선택을 일반 사람들에게 제공할 수도 있다.

### 발명의 내용

[0012] 한 전형적인 실시 예에 의하면, 유도 전력 송신기용 푸시-풀 인버터가 제공되며, 상기 푸시-풀 인버터는, 제1 브랜치 및 제2 브랜치에 전력을 공급하는 DC 전력 공급원; 상기 제1 브랜치 상의 제1 노드 및 상기 제2 브랜치 상의 제2 노드 간에 접속된 공진 인버터; 제1 스위칭 신호에 의해 스위칭되는 제1 스위치로서, 상기 제1 노드 및 공통 접지 사이에 접속된, 제1 스위치; 및 제2 스위칭 신호에 의해 스위칭되는 제2 스위치로서, 상기 제2 노드 및 상기 공통 접지 사이에 접속된, 제2 스위치;를 포함하며, 상기 제1 스위칭 신호는 상기 제2 노드가 로우(low) 상태에 있을 때 상기 제2 노드에 기반을 두고 이루어지고 상기 제2 노드가 하이(high) 상태에 있을 때 DC 소스에 기반을 두고 이루어지며, 상기 제2 스위칭 신호는 상기 제1 노드가 로우(low) 상태에 있을 때 상기 제1 노드에 기반을 두고 이루어지고 상기 제1 노드가 하이(high) 상태에 있을 때 DC 소스에 기반을 두고 이루어진다.

[0013] 당업자라면 용어들 "(복수의 것들이 ~을) 포함한다", "(단수의 것이 ~을) 포함한다" 및 "(~을) 포함하는"이 여러 관할 하에서 배타적 또는 포괄적 의미 중 하나인 것이라고 간주할 수 있음을 인정한다. 본원 명세서의 목적상, 그리고 달리 언급하지 않는 한, 이러한 용어들은 포괄적 의미를 갖는 것으로 의도되는데, 다시 말하면 상기 용어들은 직접적으로 언급하는데 사용되는 나열된 구성요소들, 및 아마도 또한, 다른 비-특정 구성요소들 또는 요소들의 포함을 의미하는 것으로 취해지게 된다.

[0014] 본원 명세서에서의 임의의 선행기술에 대한 참조는 그러한 선행기술이 공통의 일반적 지식의 일부를 형성함을 시인하는 것이 아니다.

[0015] 본원 명세서에 함체되어 본원 명세서의 일부를 이루는 첨부도면들은 본 발명의 실시 예들을 예시한 것이며, 위에 제공된 본 발명의 총괄적인 내용과 함께, 이하에 제공되는 실시 예들의 구체적인 내용은 본 발명의 원리들을 설명하는데 도움이 될 것이다.

### 도면의 간단한 설명

[0016] 도 1은 유도 전력 송신 시스템을 전체적으로 보여주는 도면이다.

도 2는 한 실시 예에 따른 인버터 토폴로지를 보여주는 도면이다.

도 3은 도 2의 인버터의 정상 상태 동작(steady-state operation)에 상응하는 파형들을 보여주는 도면이다.

도 4는 도 2의 인버터의 시동 동작(startup operation)에 상응하는 파형들을 보여주는 도면이다.

도 5는 넓은 주파수 범위에 걸친 도 2의 인버터의 정상 상태 동작에 상응하는 파형들을 보여주는 도면이다.

### 발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0017] 본 발명의 인버터를 고찰하기 전에, 유도 전력 송신(IPT; inductive power transfer) 시스템을 먼저 고려하는

것이 도움이 될 것이다. 도 1에는 IPT 시스템(1)이 도시되어 있다. 상기 IPT 시스템은 유도 전력 송신기(2) 및 유도 전력 수신기(3)를 포함한다. 상기 유도 전력 송신기는 (주 전원과 같은) 적합한 전력 공급원(4)에 접속되어 있다. 상기 유도 전력 송신기는 인버터(6)에 접속되어 있는 AC-DC 변환기(5)를 포함할 수 있다. 상기 인버터는 송신 코일 또는 코일들(7)에 AC 전류를 공급하여 상기 송신 코일 또는 코일들이 교번 자기장(alternating magnetic field)을 생성하게 한다. 일부 구성들에서는, 상기 송신 코일들이 또한 상기 인버터와는 별개의 것으로 간주할 수 있다. 상기 송신 코일 또는 코일들은 공진 회로를 이루도록 커패시터들(도시되지 않음)에 병렬 또는 직렬로 접속되어 있을 수 있다.

[0018] 도 1에는 또한 상기 유도 전력 송신기(2)에 내재하는 제어기(8)가 도시되어 있다. 상기 제어기는 상기 유도 전력 송신기의 각 부분에 접속되어 있을 수 있다. 상기 제어기는 상기 유도 전력 송신기의 각 부분으로부터의 입력들을 수신하고 각 부분의 동작을 제어하는 출력들을 생성하도록 구성될 수 있다. 당업자라면 상기 제어기가 단일 유닛 또는 개별 유닛들로서 구현될 수 있음을 이해할 것이다. 당업자라면 상기 제어기가, 예를 들면 전력 조류(power flow), 튜닝(tuning), 송신 코일들에의 선택적인 에너지 공급, 유도 전력 수신 검출 및/또는 통신을 포함하는, 상기 유도 전력 송신기의 능력에 따라 상기 유도 전력 송신기의 여러 실시 형태를 제어하도록 구성될 수 있음을 이해할 것이다.

[0019] 상기 유도 전력 수신기(3)는 수신 코일 또는 코일들(3)을 포함하며, 상기 수신 코일 또는 코일들(3)은 수신 회로(10)에 접속되어 있고 결과적으로 상기 수신 코일(10)은 전력을 부하(11)에 공급한다. 상기 유도 전력 송신기(2) 및 유도 전력 수신기가 적절히 결합하게 될 경우에, 상기 송신 코일 또는 코일들(7)에 의해 생성된 교번 자기장이 상기 수신 코일 또는 코일들에 교류 전류를 유도한다. 상기 수신 회로는 상기 부하에 적합한 형태로 유도된 전류를 변환하도록 구성되어 있다. 상기 수신 코일 또는 코일들은 공진 회로를 이루도록 커패시터들(도시되지 않음)에 병렬 또는 직렬로 접속되어 있을 수 있다. 일부 유도 전력 수신기들에서는, 수신기가 예를 들면 상기 수신 코일 또는 코일들의 튜닝, 또는 상기 수신 회로에 의해 상기 부하에 공급되는 전력을 제어할 수 있는 제어기(12)를 포함할 수 있다.

[0020] 도 2에는 본 발명에 따른 유도 전력 송신기용 인버터(13)의 한 실시 예가 도시되어 있다. 상기 인버터는 도 1에 대해 고찰된 바와 같은 일반적인 유도 전력 송신기(2)에 적합할 수 있다. 그러나 당업자라면 어떠한 방식으로 상기 인버터가 유도 전력 송신기들의 다른 가능한 구성들에 적합할 수 있는지 또는 유도 전력 송신기들의 다른 가능한 구성들에서 작동하도록 구성 가능한지를 이해할 것이므로, 본 발명이 이 점에 대해 한정되어서는 아니 된다.

[0021] 상기 인버터(13)는 상기 인버터(13)의 잔여 부분에 DC 전력을 공급하기 위한 DC 전력 공급원(14)을 포함한다. 한 실시 예에서는, 상기 DC 전력 공급원이 AC-DC 변환기(예를 들면, 도 1에 대해 고찰된 바와 같은 AC-DC 변환기(5))일 수 있다. 상기 AC-DC 변환기의 동작은 적합한 제어기에 의해 제어될 수 있다. 여기서 이해할 점은 AC-DC 변환기가 상기 유도 전력 송신기의 특정 요건들에 따라 제어될 수 있다는 점이다. 예를 들면, 상기 인버터에 공급되는 DC 전력의 전류 또는 전압이 상기 유도 전력 송신기의 전력 요건들 또는 관련 유도 전력 수신기의 전력 요건들을 충족시키도록 상기 AC-DC 변환기가 제어될 수 있다.

[0022] 상기 DC 전력 공급원(14)은 브리지 토폴로지(bridge topology)의 2개의 브랜치에 전류를 공급한다. 명확성을 위해 이들은 제1 브리지(15) 및 제2 브리지(16)로 지칭될 것이다. 각각의 브랜치는 DC 인덕터, 다시 말하면 제1 DC 인덕터(17) 및 제2 DC 인덕터(18)를 포함한다. 상기 DC 인덕터들은 상기 DC 전력 공급원에 의해 공급되는 평균 전류를 절반으로 분할한다. 여기서 이해할 점은 상기 DC 인덕터들의 효과가 이하에서 더 구체적으로 설명되겠지만 전류를 평활화하여 상기 전류를 상기 인버터의 잔여 부분에 대해 본질적으로 일정하게 한다는 점이다. 다시 말하면, 상기 인버터는 '전류-공급'을 받는다. 이해하겠지만, 이러한 DC 인덕터들이 공진에 관여되어 있지 않고 이하에서 설명되는 상기 공진 인덕터 및 공진 커패시터를 포함하는 공진 탱크와는 별개의 것이다.

[0023] 상기 인버터(13)는 제1 노드(20) 및 제2 노드(21)에 각각 존재하는 제1 브랜치 및 제2 브랜치(16) 사이에 접속된 공진 인버터(19)를 포함한다. 이하에서 더 구체적으로 설명되겠지만, 한 쌍의 스위치들의 스위칭으로 인해 상기 공진 인덕터를 통한 전류의 방향이 교번함으로써 결과적으로 AC 전류가 초래하게 된다. 상기 공진 인덕터는 공진 회로를 이루도록 공진 커패시터에 접속될 수 있다. 도 2에서는, 상기 공진 인덕터가 공진 커패시터(22)에 병렬로 접속되어 있다. 이하에서 더 구체적으로 고찰되겠지만, 높은 동작 주파수들에서, 상기 공진 커패시터는 상기 한 쌍의 스위치들의 커패시턴스에 의해 제공되는 공진을 가지고 상기 공진 커패시터가 제거될 수 있다. 유도 전력 송신기의 맥락에서, 상기 공진 인덕터는 송신 코일 또는 코일들일 수 있다.

[0024] 도 2에는 공통 접지(23)에 대하여 상기 제1 노드(20) 및 상기 제2 노드(21) 사이에 접속된 한 쌍의 스위치들이



또한 도시되어 있다. 명확성을 위해 이들은 각각 제1 스위치(24) 및 제2 스위치(25)로 지칭될 것이다. 당업자라면 이해하겠지만 상기 제1 스위치 및 상기 제2 스위치가 50% 듀티 사이클을 가지고 교번으로 스위치 온 및 스위치 오프되는 경우에, 결과적으로 상기 공진 인덕터(19)를 통해 AC 전류가 얻어지게 된다. 각각의 스위치 양단에 걸린 전압이 0일 때 각각의 스위치가 스위치 온(즉, 0 전압 스위치)되게 하기 위해, 상기 제1 노드 또는 제2 노드에 걸린 전압을 검출하는 것이 필요하다. 도 2에서는, 상기 제1 스위치 및 상기 제2 스위치 양자 모두가 제1 게이트(26) 또는 제2 게이트(27)에 걸린 전압을 각각 제어함으로써 스위치되는 n-채널 MOSFET들로서 도시되어 있다. 당업자라면 어떠한 방식으로 본 발명이 다른 타입들의 적합한 스위치들에 적용될 수 있는지를 이해할 것이므로, 본 발명이 이 점에 대해 한정되어서는 아니 된다.

[0025] 도 2의 제1 스위치(24)를 참조하면, 상기 제1 게이트(26)는 제1 스위칭 회로(28)에 접속되어 있다. 상기 제1 스위칭 회로는 상기 제1 게이트의 전압을 제어하기 위한 제1 스위칭 신호를 생성함으로써 상기 제1 스위치의 스위칭을 제어하도록 구성되어 있다. 상기 제1 스위칭 회로는 상기 제2 노드(21)에 접속된 제1 다이오드(29) 및 상기 DC 전력 공급원(14)에 접속된 제1 전류 제한용 저항(30)을 포함한다.

[0026] 동작시, 상기 제2 노드(21)가 로우(low) 상태에 있을 때(다시 말하면, 상기 제2 스위치(25)가 온 상태에 있음으로써 상기 제2 노드가 접지(23)에 접속될 때), 상기 제1 다이오드(29)는 순방향으로 바이어스되고 그림으로써 상기 제1 게이트(26)에 걸린 전압이 로우 상태에 있고, 그래서 결과적으로는 상기 제1 스위치(24)가 스위치 오프된다. 당업자라면 상기 제1 다이오드 양단 간의 순방향 바이어스 전압 때문에, 상기 제1 게이트에 걸린 전압이 0이 아닐 수 있지만, 상기 제1 다이오드에 따라, 상기 제1 게이트에 걸린 전압이 충분히 낮아지게 될 것임을 이해할 것이다. 다시 말하면, 상기 제1 스위칭 신호는 상기 제2 노드의 상태를 참조하고, 상기 제2 노드의 상태가 로우(low)일 경우에, 상기 제1 스위칭 신호는 상기 제2 노드에 기반을 두고 이루어진다.

[0027] 그러나 상기 제2 노드(21)가 하이(high) 상태에 있을 때(다시 말하면, 상기 제2 스위치(25)가 스위치 오프되고 그림으로써 전압이 상기 제2 노드에서 발생하게 될 때), 상기 제1 다이오드(29)는 역바이어스되고 그림으로써 상기 제1 스위치(24)는 상기 제1 전류 제한용 저항(30)으로부터 전류를 인출하게 되고, 그래서 상기 제1 스위치는 하이 상태(다시 말하면,  $V_{DC} - V_{R1}$ )로 된다. 다시 말하면, 상기 제1 스위치 신호는 상기 제2 노드의 상태를 참조하고, 상기 제2 노드의 상태가 하이(high)일 경우에, 상기 제1 스위칭 신호는 상기 DC 전력 공급원(14)에 기반을 두고 이루어진다.

[0028] 도 2의 제2 스위치(25)를 참조하면, 상기 제2 게이트(27)는 제2 스위칭 회로(31)에 접속되어 있다. 상기 제2 스위칭 회로는 상기 제2 게이트의 전압을 제어하기 위한 제2 스위칭 신호를 생성함으로써 상기 제2 스위치의 스위칭을 제어하도록 구성되어 있다. 상기 제2 스위칭 회로는 상기 제1 노드(20)에 접속된 제2 다이오드(32) 및 상기 DC 전력 공급원(14)에 접속된 제2 전류 제한용 저항(33)을 포함한다.

[0029] 동작시, 상기 제1 노드(20)가 로우(low) 상태에 있을 때(다시 말하면, 상기 제1 스위치(24)가 온 상태에 있음으로써 상기 제1 노드가 접지(23)에 접속될 때), 상기 제2 다이오드(32)는 순방향으로 바이어스되고 그림으로써 상기 제2 게이트(27)에 걸린 전압이 또한 로우 상태에 있고, 결과적으로는 상기 제2 스위치(25)가 스위치 오프된다. 당업자라면 상기 제2 다이오드 양단 간의 순방향 바이어스 전압 때문에, 상기 제2 게이트에 걸린 전압이 0이 아닐 수 있지만, 상기 제2 다이오드에 따라, 상기 제2 게이트에 걸린 전압이 충분히 낮아지게 될 것임을 이해할 것이다. 다시 말하면, 상기 제2 스위칭 신호는 상기 제1 노드의 상태를 참조하고, 상기 제1 노드의 상태가 로우(low)일 경우에, 상기 제2 스위칭 신호는 상기 제1 노드에 기반을 두고 이루어진다.

[0030] 그러나 상기 제1 노드(20)가 하이(high) 상태에 있을 때(다시 말하면, 상기 제1 스위치(24)가 스위치 오프되고 그림으로써 전압이 상기 제1 노드에서 발생하게 될 때), 상기 제2 다이오드(32)는 역바이어스되고 그림으로써 상기 제2 스위치(25)는 상기 제2 전류 제한용 저항(33)으로부터 전류를 인출하게 되고, 그래서 상기 제2 스위치는 하이 상태(다시 말하면,  $V_{DC} - V_{R2}$ )로 된다. 다시 말하면, 상기 제2 스위치 신호는 상기 제1 노드의 상태를 참조하고, 상기 제1 노드의 상태가 하이(high)일 경우에, 상기 제2 스위칭 신호는 상기 DC 전력 공급원(14)에 기반을 두고 이루어진다.

[0031] 요컨대, 상기 제1 스위치(24)가 스위치 오프될 경우에, 이로 인해 고전압이 상기 제1 노드(20)에서 발생하게 된다. 상기 제1 노드가 하이 상태에 있게 되기 때문에, 상기 제2 스위치(25)는 스위치 온되고, 그래서 상기 제2 노드(21)가 로우 상태에 있게 된다. 상기 제1 노드가 로우 상태로 될 때, 상기 제2 스위치가 스위치 오프되고, 이로 인해 전압이 상기 제2 노드에서 발생하게 된다. 이러한 제2 노드가 하이 상태에 있게 되기 때문에, 상기 제1 스위치는 스위치 온되고 그래서 상기 제1 노드가 로우 상태에 있게 된다.

- [0032] 당업자라면 상기 제1 스위칭 회로(28) 및 상기 제2 스위칭 회로(31)의 정미(正味; net) 효과는 상기 제1 스위치(24) 및 제2 스위치(25)가 실질적으로 교차결합되고, 각각의 스위치가 50% 듀티 사이클을 가지고 교번으로 스위치 오프 및 스위치 온되는 것임을 이해할 것이다. 더욱이 당업자라면 상기 스위치들의 스위칭이 상기 노드들(20, 21)에 걸린 전압에 의존하기 때문에, 0-전압 스위칭이 존재함을 이해할 것이다.
- [0033] 상기 회로의 정상 상태 동작에 관련된 파형들이 차후에 더 구체적으로 고찰될 것이다.
- [0034] 상기 인버터(13)의 다이오드들(29, 32)은 임의의 적절한 비대칭 전류 흐름 소자일 수 있다. 한 실시 예에서는 상기 다이오드들이 고주파 인버터에 의해 요구되는 고속 스위칭 및 저전압 강하에 대처하도록 쇼트키(Schottky) 다이오드들일 수 있다. 상기 다이오드들은 속도 향상용 커패시터들로서 작용하도록 하는 병렬 커패시터들을 포함할 수 있다. 도 2에는 상기 제1 다이오드(29) 및 제2 다이오드(32)에 각각 연관된 제1 속도 향상용 커패시터(34) 및 제2 속도 향상용 커패시터(35)가 도시되어 있다. 당업자라면 그러한 속도 향상용 커패시터들이 상기 스위치들의 스위치 온 속도를 향상시킴을 이해할 것이다. 또, 이는 고속 스위칭이 고주파 인버터에서 요구될 경우에 특히 바람직할 수 있다.
- [0035] 도 2에서는, 상기 제1 스위칭 회로(28) 및 제2 스위칭 회로(31)가 상기 DC 전력 공급원(14)에 접속되어 있고 그림으로써 상기 제1 스위칭 신호 및 제2 스위칭 신호가 상기 DC 전력 공급원의 전압에 기반을 두고 이루어지게 된다. 당업자라면 임의의 DC 소스가 적합할 수 있음을 이해할 것이다. 상기 DC 전력 공급원이 고 입력 전압을 지니는 일부 실시 예들에서는, 상기 제1 스위칭 회로 및 상기 제2 스위칭 회로에 접속된 개별 DC 소스(도 2에 도시되지 않음)를 지니는 것이 바람직할 수 있다. 예를 들면, 고전력 IPT 시스템들의 경우에는, 상기 DC 전력 공급원이 상기 스위치들에 비해 매우 높은 전압으로 상기 인버터에 전력을 공급할 필요가 있을 수 있고 그림으로써, 상기 스위치들에 접속된 개별 DC 전력 공급원이 적합할 수 있다.
- [0036] 당업자라면 어떠한 방식으로 구성요소들의 상대적인 크기들이 특정한 인버터의 요건들에 기반을 두고 선택되어야 할지를 이해할 것이므로, 본 발명이 이 점에 대해 한정되어서는 아니 된다. 인버터 회로는 이하의 인자들, 즉 DC 전력 공급원, 사용된 스위치 타입들, 사용된 다이오드 타입들, 속도 제한용 저항의 크기, 속도 향상용 커패시터들의 크기, 공진 인덕터의 크기, 전력 손실의 허용오차들, 스위칭 주파수들, 및 필요한 AC 전류 파형을 포함하는 인자들 중의 적어도 일부를 고려하여 구성될 수 있다.
- [0037] 도 3에는 도 2의 인버터의 정상 상태 동작에 연관된 파형들이 도시되어 있다.
- [0038] 시간  $t_1$ 에서, 상기 제2 노드에 걸린 전압은 하이(high)이고, 그래서 결과적으로는 상기 제1 게이트 전압이 상기 DC 전력 공급원에 기반을 두고 이루어지며, 결과적으로는  $V_{DC}-VR_1$ 이 된다. 상기 제1 게이트 전압이 하이이므로, 상기 제1 스위치가 스위치 온되고, 결과적으로는 상기 제1 노드가 접지에 접속된다. 상기 제1 노드의 상태가 로우이므로, 상기 제2 다이오드는 순방향으로 바이어스되고, 결과적으로는 상기 제2 게이트 전압이  $V_{D2}$ 가 되고, 상기 제2 스위치는 스위치 오프된다.
- [0039] 시간  $t_2$ 에서, 상기 제2 노드에 걸린(그리고 상기 공진 인덕터 양단에 걸린) 전압은 0에 이르게 된다. 이러한 스테이지에서, 상기 제1 다이오드는 순방향으로 바이어스되고 그래서 상기 제1 다이오드 전압이  $V_{D1}$ 이 되고 상기 제1 스위치는 스위치 오프된다. 상기 제1 스위치가 스위치 오프되므로, 전압이 상기 제1 노드에 발생하게 된다. 상기 제1 노드에 걸린 전압이 하이이므로, 상기 제2 다이오드는 역방향으로 바이어스되고 상기 제2 게이트 전압이 상기 DC 전력 공급원에 기반을 두고 이루어지게 되고, 결과적으로는  $V_{DC}-VR_2$ 가 된다.
- [0040] 시간  $t_3$ 에서, 상기 제1 노드에 걸린(그리고 상기 공진 인덕터 양단에 걸린) 전압은 0에 이르게 된다. 이러한 스테이지에서, 상기 제2 다이오드는 순방향으로 바이어스되고 그래서 상기 제2 다이오드 전압이  $V_{D2}$ 가 되며 상기 제2 스위치는 스위치 오프된다. 상기 제2 스위치가 스위치 오프되므로, 전압이 상기 제2 노드에 발생하게 된다. 상기 제2 노드에 걸린 전압이 하이(high)이므로, 상기 제1 다이오드는 역바이어스되고 상기 제1 게이트 전압은 상기 DC 전력 공급원에 기반을 두고 이루어지게 되며, 결과적으로는  $V_{DC}-VR_1$ 이 된다.
- [0041] 시간  $t_4$ 에서, 시간  $t_2$ 와 동일한 상황이 적용된다. 따라서 스위칭 주기가 반복하게 된다. 당업자라면 도 3의 파형들로부터 상기 제1 스위칭 회로 및 상기 제2 스위칭 회로의 동작이 0 전압 스위칭을 유지함을 이해할 것이다. 예를 들면, 상기 제1 스위치는 일단 상기 제2 스위치가 스위치 온되면 단지 스위치 오프되게 될 뿐이다(이는 결과적으로 상기 제1 스위치 양단에 걸린 전압이 0이 될 것을 요구한다). 더욱이, 상기 제1 스위치 및 제2 스위치



의 스위칭은 완전히 자율적이고 전용 제어기가 "영점 교차(zero-crossing)들"을 검출하거나 게이트 신호들을 제어하는 것을 요구하지 않는다. 상기 인버터는 상기 인버터에 공급되는 DC 전력이 존재하는 한 상기 인버터의 동작을 지속하게 된다.

[0042] 본 발명의 인버터는 복잡한 시동 회로를 요구하지 않고 자동으로 시동 가능하다. 도 4에는 시동 동안 전형적인 파형들이 도시되어 있다. 시간  $t_1$ 에서 시작하면, 양자 모두의 스위치들이 턴오프된다. 시간  $t_2$ 에서, 상기 DC 전력 공급원은 이때 스위치 온된다. 상기 제1 노드 및 상기 제2 노드 양자 모두가 로우 상태에 있으므로, 상기 제1 게이트 전압 및 상기 제2 게이트 전압은 상기 DC 전력 공급원에 기반을 두고 이루어지게 되고( $V_{DC}-iR/2$ ), 양자 모두의 스위치들은 턴온하게 된다. 상기 DC 전력 공급원으로부터의 전류는 이때 상기 DC 인덕터들에서 형성하게 된다. 어떤 지점(시간  $t_3$ )에서, 제1 0점 교차는 (도 4에 도시된 바와 같이) 상기 제1 다이오드 또는 상기 제2 다이오드에 의해 검출하게 된다. 이로 인해 그러한 스위치에 대한 게이트 전압이 낮아지게 되고, 그러한 스위치(예컨대, 도 4의 제2 스위치)가 턴오프하게 된다. 다른 스위치의 게이트 전압은 ( $V_{DC}-iR$ , 다시 말하면  $V_{DC}-V_R$ 로) 증가하게 되고 그러한 스위치(도 4의 제1 스위치)는 스위치 온 상태를 이루게 된다. 이로부터 도 3에 도시된 바와 같은 인버터의 정상 동작이 지속되게 된다. 당업자라면 이러한 시동 방법이 전용 시동 회로를 요구하지 않음을 이해할 것이다.

[0043] 위에서 설명한 인버터의 스위치들의 스위치 온이 2개의 전류 제한용 저항(다시 말하면, 도 2의 참조번호 30 및 33)을 통해 상기 DC 전력 공급원(또는 소정의 별도 DC 소스)에 의해 직접 구동되고, 위에서 설명한 인버터의 스위치들의 스위치 오프가 상기 다이오드들(다시 말하면, 도 2의 참조번호 29 및 32)을 통해 상기 스위치들(다시 말하면, 도 2의 참조번호 24 및 25)의 활성 상태의 단락에 의해 이루어지게 되므로, 스위칭 신호의 품질은 관련된 고 전력 손실 없이 고주파에서 유지될 수 있다. 따라서 상기 인버터는 고주파 상태하에서 동작할 수 있다. 한 실시 예에서는, 상기 인버터가 kHz 범위 내의 저주파, 예컨대 약 1 kHz에서부터 약 1000 kHz에 이르기까지의 범위 내의 주파수에서부터, MHz 범위 내의 고주파, 예컨대 약 10 MHz에서부터 약 100 MHz에 이르기까지의 범위 내의 고주파에 이르기까지 동작할 수 있다. 더욱이, 그러한 고주파에서, 상기 공진 인덕터와 공진하도록 대신 사용되는 상기 제1 스위치 및 상기 제2 스위치의 출력 커패시턴스를 가지고 상기 공진 인덕터에 접속되는 별도의 공진 커패시터를 제거하는 것이 가능할 수 있다.

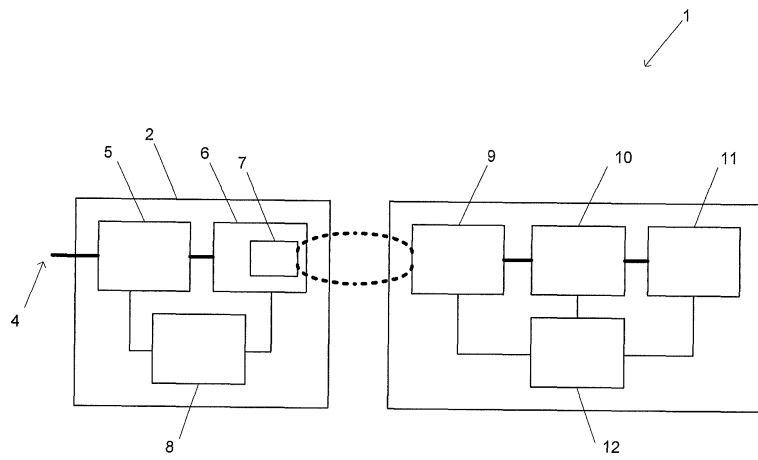
[0044] 예를 들면, 도 5에는 91 kHz 및 10 MHz 각각에서 정상 상태 동작에 상응하는 파형들이 도시되어 있다. 상기 파형들은 상기 공진 인덕터 양단 간의 전압( $v_c$ ) 및 상기 공진 인덕터를 통한 전류( $i_L$ )를 보여준다. 알 수 있는 바와 같이, 주파수의 증가는 출력 파형의 품질에 거의 영향을 미치지 않는다.

[0045] 당업자라면 위에서 설명한 인버터가 심지어 고주파에서도 영점 교차들을 검출하고 상기 스위치들을 제어하도록 하는 별도의 회로에 의존하지 않고 ZVS를 달성함을 이해할 것이다. 더욱이, 어떠한 별도의 회로도 존재하지 않으므로, 상기 인버터는 자율적이고 상기 인버터의 동작을 지속하게 된다. 마지막으로, 상기 인버터는 별도의 전용 시동 회로를 요구하지 않는 간단한 시동 절차를 지닌다.

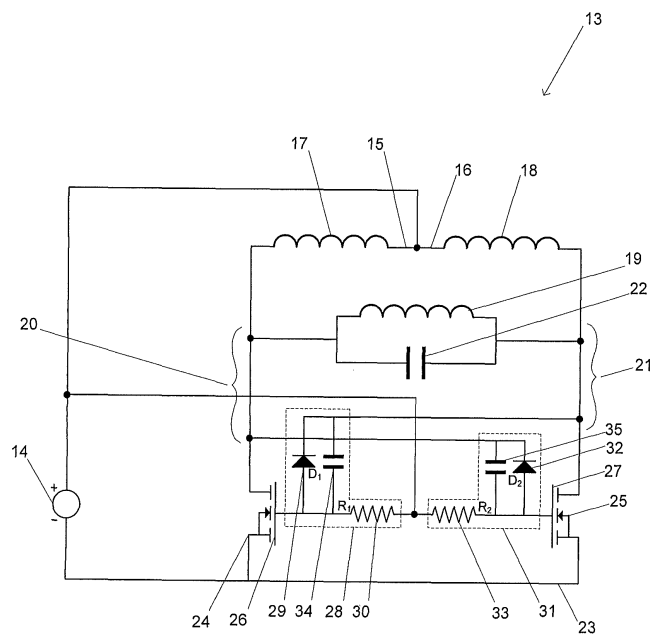
[0046] 본 발명이 본 발명의 실시 예들의 설명으로 예시되었고, 그리고 상기 실시 예들이 구체적으로 설명되었지만, 그러한 세부로 첨부된 청구항들의 범위를 한정하거나 어떠한 방식으로든 제한하는 것이 본원 출원인이 의도한 바가 아니다. 추가 이점들 및 변형들이 당업자에게는 쉽게 부각되게 된다. 그러므로 본 발명은 본 발명의 넓은 관점에서 도시되고 설명된 특정한 세부들, 대표적인 장치 및 방법, 그리고 전형적인 예들에 국한되지 않는다. 따라서, 본원 출원인의 총괄적 발명의 개념의 사상 또는 범위로부터 벗어나지 않는 일탈들이 그러한 세부들로부터 이루어질 수 있다.

도면

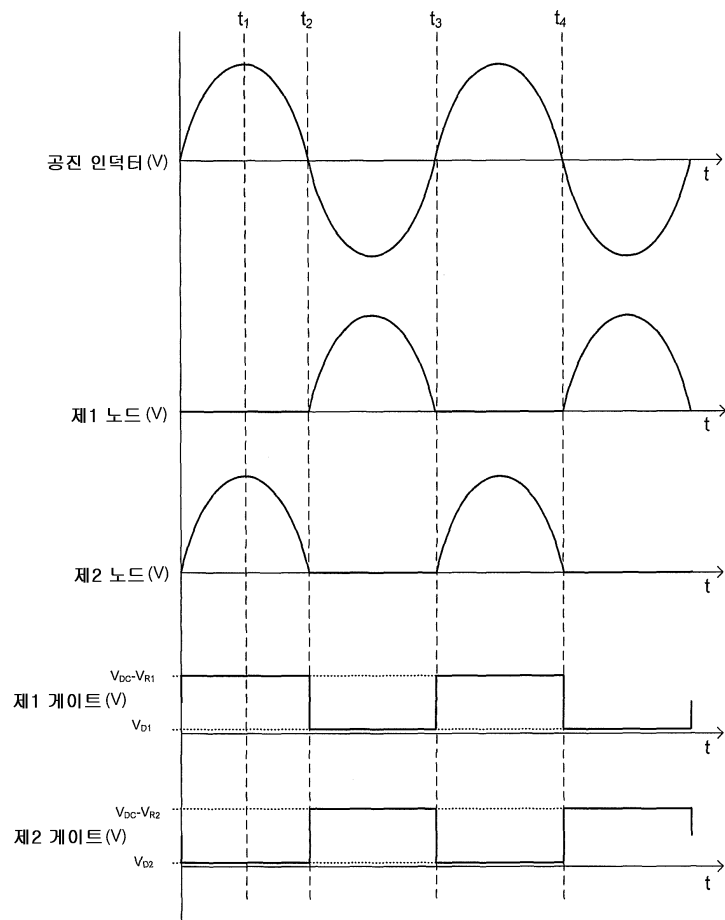
도면1



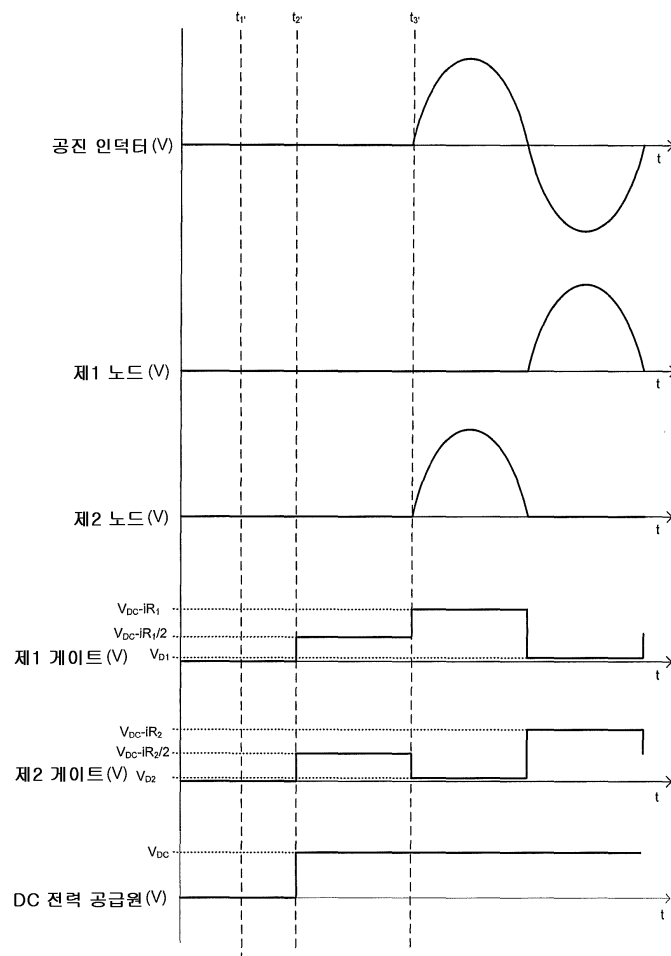
도면2



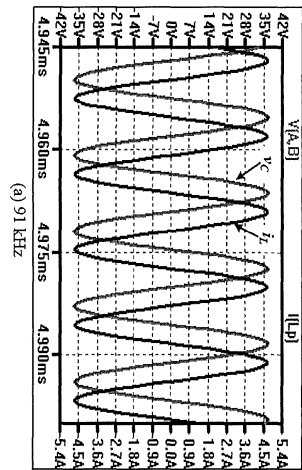
도면3



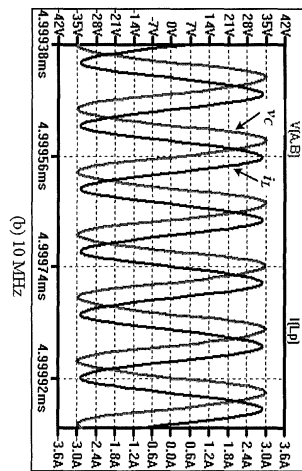
도면4



도면5



(a) 91 kHz



(b) 10 MHz