



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2018년11월02일
(11) 등록번호 10-1914820
(24) 등록일자 2018년10월29일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H01F 38/14 (2006.01) H02J 5/00 (2016.01)
(21) 출원번호 10-2014-7034846
(22) 출원일자(국제) 2013년05월10일
심사청구일자 2018년05월10일
(85) 번역문제출일자 2014년12월11일
(65) 공개번호 10-2015-0027086
(43) 공개일자 2015년03월11일
(86) 국제출원번호 PCT/US2013/040581
(87) 국제공개번호 WO 2013/170173
국제공개일자 2013년11월14일
(30) 우선권주장
61/645,850 2012년05월11일 미국(US)
(56) 선행기술조사문헌
US20090009243 A1
(뒷면에 계속)
전체 청구항 수 : 총 20 항

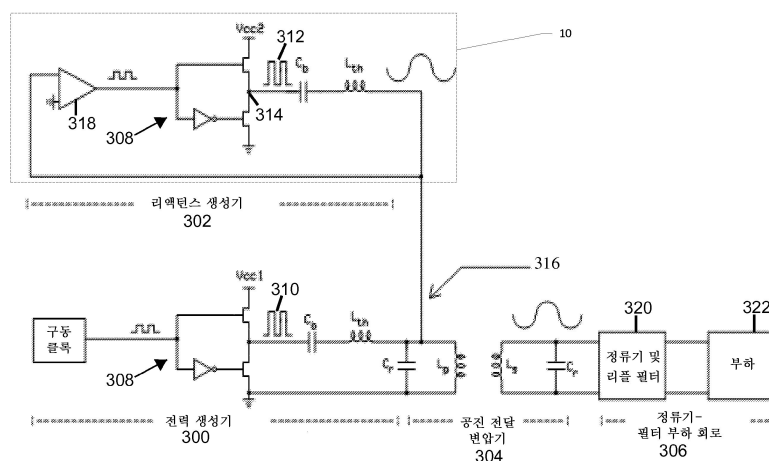
(73) 특허권자
모넨텀 다이내믹스 코오퍼레이션
미국 19355 펜실바니아주 말번 펜실바니아 애비뉴 3
(72) 발명자
롱, 브루스, 리차드
미국 19355 펜실바니아주 말번 펜실바니아 애비뉴 3
다가, 앤드류, 에스.
미국 19355 펜실바니아주 말번 마운틴 로렐 레인 111
해크만, 다니엘, 에스.
미국 19606 펜실바니아주 리딩 오차드 뷰 로드 104
(74) 대리인
양영준, 정은진, 백만기
심사관 : 임영국

(54) 발명의 명칭 **조정가능 리액턴스를 생성하기 위한 방법 및 장치**

(57) 요약

리액턴스를 조정하기 위한 방법은 입력 정현 파형을 수신하고 이 인가된 정현 파형의 주파수 및 위상을 유지하는 구형파를 출력하는 비교기를 포함하는 조정가능 리액턴스 생성기를 포함한다. 리액턴스 조정은 제어 신호로서 비교기로부터 구형파를 수신하고 인가된 정현 전압 파형의 주파수 및 위상을 유지하는 구형파를 출력하는 전력 스위칭 회로, 전력 스위칭 회로에 의해 출력된 구형파의 진폭을 조정하는 조정가능 전원, 및 조정가능 전원의 출력 레벨을 제어하는 진폭 검출기를 이용하여 생성된다. 전력 스위칭 회로 출력은 정현파로 변환될 때 조정가능 리액턴스의 효과를 제공한다.

대표도



(56) 선행기술조사문헌
KR1020100090188 A
US20110285316 A1
JP평성09149565 A
JP평성08078252 A

명세서

청구범위

청구항 1

공진 유도 전력 전달 시스템을 위한 조정가능 리액턴스 생성기로서,

입력 정현파 파형(input sinusoidal waveform)을 수신하고, 입력 정현파 파형의 주파수 및 위상을 유지하는 구형파(square wave)를 출력하는 비교기;

상기 구형파를 제어 신호로서 수신하는 전력 스위칭 회로 - 상기 전력 스위칭 회로는 상기 입력 정현파 파형의 주파수 및 위상을 유지하는 구형파를 출력함 - ;

상기 전력 스위칭 회로에 의해 출력된 상기 구형파의 진폭을 조정하는 조정가능 전원;

상기 입력 정현파 파형의 상기 주파수, 위상, 및 진폭이 상기 전력 스위칭 회로에 의해 출력되는 상기 구형파로 복제되도록 상기 입력 정현파 파형의 진폭에 기반하여 상기 조정가능 전원의 출력 레벨을 제어하는 진폭 검출기; 및

상기 전력 스위칭 회로의 출력을 조정가능 리액턴스를 갖는 정현파로 변환하고, 상기 전력 스위칭 회로의 상기 변환된 출력을 공진 유도 전력 전달 시스템의 부하(load)에 제공하는 변환 수단을

을 포함하는 조정가능 리액턴스 생성기.

청구항 2

제1항에 있어서, 상기 전력 스위칭 회로는 2개의 전력 스위칭 장치를 포함하는 하프-브리지 회로를 포함하는, 조정가능 리액턴스 생성기.

청구항 3

제1항에 있어서, 상기 전력 스위칭 회로는 풀-브리지 구성, 플라이백 구성, 싱글-엔드형 또는 푸시-풀형 공진 탱크 구동 구성, 싱글 또는 더블 엔드형 포워드 컨버터 구성을 포함하는, 조정가능 리액턴스 생성기.

청구항 4

제1항에 있어서, 상기 조정가능 전원은 제어형 전압 소스 또는 제어형 전류 소스를 포함하는, 조정가능 리액턴스 생성기.

청구항 5

제1항에 있어서, 상기 조정가능 전원은 스위치 모드 전원을 포함하는, 조정가능 리액턴스 생성기.

청구항 6

제1항에 있어서, 상기 변환 수단은 테브난 임피던스 및 LC 공진 공심 전달 변압기(LC resonant air core transfer transformer)를 포함하는, 조정가능 리액턴스 생성기.

청구항 7

조정가능 리액턴스 생성기로서,

1차 측 공진 LC 회로 및 2차 측 공진 LC 회로를 갖는 공진 공극 전달 변압기(LC resonant air gap transfer transformer);

제1 DC 차단 커패시터(blocking capacitor)와 제1 테브난 인덕터(Thevenin inductor)를 통해서 상기 1차 측 공진 LC 회로의 서밍 노드(summing node)에 제1 구형파를 제공하는 전력 생성부;

제2 DC 차단 커패시터와 제2 테브난 인덕터를 통해서 상기 1차 측 공진 LC 회로의 상기 서밍 노드에 제2 구형파를 제공하는 리액턴스 생성부 - 상기 제1 구형파와 상기 제2 구형파 간의 위상 및 진폭의 차는 상기 1차 측 공

진 LC 회로의 상기 서밍 노드로의 전류를 생성하여, 상기 제1 및 제2 구형파들의 위상 및 진폭 중 적어도 하나를 조정함으로써 조정되는 임피던스를 상기 공진 공극 전달 변압기에 제공함 - ; 및

상기 2차 측 공진 LC 회로에 연결된 정류기-필터 부하 회로

를 포함하는 조정가능 리액턴스 생성기.

청구항 8

제7항에 있어서, 상기 리액턴스 생성부는 상기 1차 측 공진 LC 회로의 상기 서밍 노드에서 전압 파형을 수신하고 상기 1차 측 공진 LC 회로의 상기 서밍 노드에서 상기 전압의 구형파 온-오프 표현을 출력하는 전압 비교기, 상기 전압 비교기의 출력에 연결된 인버터, 및 상기 전압 비교기의 출력과 상기 인버터의 출력에 각각 연결된 전력 반도체 스위치들의 하프 브리지 쌍을 포함하는, 조정가능 리액턴스 생성기.

청구항 9

제8항에 있어서, 상기 전력 반도체 스위치들은 전계 효과 트랜지스터들, 바이폴라 트랜지스터들, 절연 게이트 바이폴라 트랜지스터들, 진공관들, 또는 광-전도 스위치들을 포함하는, 조정가능 리액턴스 생성기.

청구항 10

제8항에 있어서, 상기 제2 구형파의 진폭은 상기 전력 반도체 스위치들의 하프 브리지 쌍에 전력을 제공하는 제어가능 전원에 의해서 설정되는, 조정가능 리액턴스 생성기.

청구항 11

제10항에 있어서, 상기 제어가능 전원은 상기 1차 측 공진 LC 회로의 상기 서밍 노드에서의 상기 전압 파형의 진폭에 비례하는 출력 전압을 갖는 제어형 전압 소스를 포함하는, 조정가능 리액턴스 생성기.

청구항 12

제11항에 있어서, 상기 1차 측 공진 LC 회로의 상기 서밍 노드에서의 상기 전압 파형의 진폭에 대한 상기 전원의 출력 전압의 비는 $1/(1-G)$ 이며, 여기서 G 는 상기 리액턴스 생성부의 전압 이득인, 조정가능 리액턴스 생성기.

청구항 13

제10항에 있어서, 상기 제어가능 전원은 상기 1차 측 공진 LC 회로의 상기 서밍 노드에서의 상기 전압 파형의 진폭에 비례하는 출력 전류를 갖는 제어형 전류 소스를 포함하는, 조정가능 리액턴스 생성기.

청구항 14

제13항에 있어서, 상기 1차 측 공진 LC 회로의 상기 서밍 노드에서의 상기 전압 파형의 진폭에 대한 상기 전원의 출력 전류의 비는 $1/(1-G)$ 이며, 여기서 G 는 상기 리액턴스 생성부의 전압 이득인, 조정가능 리액턴스 생성기.

청구항 15

제10항에 있어서, 상기 제어가능 전원은 상기 1차 측 공진 LC 회로의 상기 서밍 노드에서의 전류 파형의 진폭에 비례하는 출력 전압을 갖는 제어형 전압 소스를 포함하는, 조정가능 리액턴스 생성기.

청구항 16

제15항에 있어서, 상기 1차 측 공진 LC 회로의 상기 서밍 노드에서의 상기 전류 파형의 진폭에 대한 상기 전원의 출력 전압의 비는 $1/(1-G)$ 이며, 여기서 G 는 상기 리액턴스 생성부의 전압 이득인, 조정가능 리액턴스 생성기.

청구항 17

제10항에 있어서, 상기 제어가능 전원은 상기 1차 측 공진 LC 회로의 상기 서밍 노드에서의 전류 파형의 진폭에

비례하는 출력 전류를 갖는 제어형 전류 소스를 포함하는, 조정가능 리액턴스 생성기.

청구항 18

제17항에 있어서, 상기 1차 측 공진 LC 회로의 상기 서밍 노드에서의 상기 전류 파형의 진폭에 대한 상기 전원의 출력 전류의 비는 $1/(1-G)$ 이며, 여기서 G는 상기 리액턴스 생성부의 전압 이득인, 조정가능 리액턴스 생성기.

청구항 19

제8항에 있어서, 상기 제2 구형파의 진폭은 상기 전력 반도체 스위치들의 하프 브리지 쌍에 고정 출력 전력을 제공하는 전원과 상기 리액턴스 생성부의 이득을 조정하기 위해 상기 전력 반도체 스위치들의 하프 브리지 쌍의 출력을 변조하는 펄스 폭 변조기에 의해 설정되는, 조정가능 리액턴스 생성기.

청구항 20

공진 유도 전력 전달 시스템의 조정가능 리액턴스 생성기의 리액턴스를 조정하는 방법으로서,
 입력 정현파 파형으로부터 상기 입력 정현파 파형의 주파수 및 위상을 유지하는 구형파를 생성하는 단계;
 상기 구형파를 제어 신호로서 전력 스위칭 회로에 인가하여, 상기 전력 스위칭 회로가 상기 입력 정현파 파형의 주파수 및 위상을 유지하는 구형파를 출력하는 단계;
 상기 입력 정현파 파형의 상기 주파수, 위상, 및 진폭이 상기 전력 스위칭 회로에 의해 출력되는 상기 구형파로 복제되도록 상기 입력 정현파 파형의 진폭에 기반하여 상기 전력 스위칭 회로에 의해 출력된 구형파의 진폭을 원하는 레벨로 조정하는 단계;
 상기 진폭 조정된 구형파 출력을 조정가능 리액턴스를 갖는 정현파 신호로 변환하는 단계; 및
 상기 변환된 출력을 상기 공진 유도 전력 전달 시스템의 부하에 제공하는 단계
 를 포함하는 공진 유도 전력 전달 시스템의 조정가능 리액턴스 생성기의 리액턴스를 조정하는 방법.

발명의 설명

기술 분야

- [0001] <관련 출원의 교차 참조>
- [0002] 본 출원은 2012년 5월 11일자 출원된 미합중국 예비 특허 출원 번호 61/645,850의 우선권을 주장한다. 이 출원의 내용은 참조로 여기에 통합되어 있다.
- [0003] <기술분야>
- [0004] 이 특허 출원은 공진 유도(resonant induction)에 의한 전기 에너지의 전달에 관한 것이다. 특히, 이는 효율적인 공진 유도 전력 전달에 필요한 조정가능 리액턴스를 생성하기 위한 방법 및 장치에 관한 것이다.

배경 기술

- [0005] 유도 전력 전달은 많은 산업 및 시장에 걸쳐서 많은 중요한 응용을 갖는다. 도 1은 공진 유도 전력 전달 시스템의 개념적인 표현을 보여주고 있다. 도 1에서, 교류 전기 에너지의 소스가 공극 변압기(air gap transformer)의 1차 인덕터(100)에 인가된다. 변압기 1차 인덕터(100)와 변압기 2차 인덕터(102) 간의 자기 결합은 1차 측 에너지의 일부를, 1차 인덕터(100)로부터 소정 거리만큼 떨어져 있는, 변압기 2차 인덕터(102)에 전달한다. 1차 인덕터 자기장, 1차 인덕터 전류, 및 2차 인덕터 전류는 비례한다. 1차 인덕터(100)에 가해진 공진은 1차 측 인덕터 전류를 증가시키며 그에 따라서 자속, 2차 인덕터 전류 및 1차에서 2차에 전달된 전력에서 대응하는 증가가 나타난다.
- [0006] 1차 인덕터(100)로부터의 자속은 2차 인덕터(102)의 권선(winding)에 전압을 유도한다. 최대 2차 전류 및 그에 따른 최대 전력 전달은 2차 인덕터 권선도 공진일 때 이루어진다. 그 결과는 2개의 자기 결합 공진 회로로 이루어지는 2-극 공진 회로이다. 공진 회로들은 도 1에 도시된 바와 같이 병렬로 연결된 인덕터 및 커패시터와 병렬 공진일 수 있고, 또는 이들은 직렬 연결 직렬 공진일 수 있다. 더욱이, 1차 및 2차 측 공진은 동일한 형

태를 공유할 필요는 없다.

[0007] 효율적인 공진 유도 무선 전력 전달은 1차 소스 인덕터 및 2차 부하 인덕터에 고도(high degree)의 공진을 유지하는 것에 의존한다. 그러나, 변압기 1차 및 2차 공진 주파수들은 제조 편차, 컴포넌트 허용오차, 1차-2차 분리 거리, 축 얼라인먼트(axial alignment), 온도 및 다른 인자들을 포함하는 많은 인자에 의해서 영향을 받는다. 그러므로 효율적인 공진 유도 무선 전력 전달은 필요한 고도의 공진을 유지하기 위해서 연속적이고 자율적인 조정을 필요로 한다.

[0008] 유도(또는 무선) 전원을 차량들에 제공할 때, 예를 들어, 이들 편차는 일상적으로 조우하게 되며 외부 전원을 필요로 하는 전기 차량 및 다른 차량의 제조업자에게 중대한 문제를 제시한다. 차량으로의 전력의 효율적인 무선 전달을 위해 1차 인덕터 권선이 수평면에 또는 안에 배치될 수 있고 2차 인덕터 권선이 차량의 하부에 부착될 수 있도록 이들 문제를 다루는 차량 충전 시스템의 개발이 요망된다. 본 발명은 이 방면의 이들 필요성을 다루고 있다.

발명의 내용

[0009] 앞서 언급한 이 방면의 필요성을 충족하는 조정가능 리액턴스 생성기 및 관련 방법은 입력 정현파를 수신하고 이 인가된 정현파의 주파수 및 위상을 유지하는 구형파를 출력하는 비교기를 포함하고 있다. 리액턴스 조정은 제어 신호로서 비교기로부터 구형파를 수신하고 인가된 정현파 전압 파형의 주파수 및 위상을 유지하는 더 높은 전력 구형파를 출력하는 전력 스위칭 회로, 전력 스위칭 회로에 의해서 출력된 구형파의 진폭을 조정하는 조정가능 전원, 및 조정가능 전원의 출력 레벨을 제어하는 진폭 검출기를 이용하여 생성된다. 전력 스위칭 회로의 출력은, 정현파로 변환될 때, 조정가능 리액턴스의 효과를 제공한다.

[0010] 본보기 실시 예들에서, 전력 스위칭 회로는 2개의 전력 스위칭 장치를 갖는 하프-브리지 회로, 풀-브리지 구성, 플라이백 구성, 싱글-엔드형 또는 푸시-풀형 공진 탱크 구동 구성, 싱글 또는 더블 엔드형 포워드 컨버터 구성, 또는 이들 일반적인 구성의 다른 전력 스위칭 또는 전력 변환 회로 토폴로지들을 포함한다. 조정가능 전원은 또한 제어형 전압 소스 또는 제어형 전류 소스, 또는 스위치 모드 전원을 포함한다. 본보기 실시 예들에서, 진폭 검출기의 진폭 조정된 출력은 테브난 임피던스 및 LC 공진 공심 전달 변압기에 의해서 정현 신호로 변환된다.

[0011] 본 발명에 따른 조정가능 리액턴스 생성기의 실제 실시 예들은 1차 측 공진 LC 회로 및 2차 측 공진 LC 회로를 갖는 공진 공극 전달 변압기, 제1 고 전력 구형파를 제1 DC 차단 커패시터와 제1 테브난 인덕터를 통해서 1차 측 공진 LC 회로의 서밍 노드(summing node)에 제공하는 전력 생성부, 제2 고 전력 구형파를 제2 DC 차단 커패시터와 제2 테브난 인덕터를 통해서 1차 측 공진 LC 회로의 서밍 노드에 제공하는 리액턴스 생성부, 및 2차 측 공진 LC 회로에 연결된 정류기-필터 부하 회로를 포함한다. 양호하게는, 제1 고 전력 구형파와 제2 고 전력 구형파 간의 위상 및 진폭 차는 제1 및 제2 고 전력 구형파들의 위상 및/또는 진폭을 조정함으로써 조정되는 유효 임피던스를 제공하는 1차 측 공진 LC 회로의 서밍 노드로의 전류를 생성한다.

[0012] 본보기 실시 예들에서, 리액턴스 생성부는 1차 측 공진 LC 회로의 서밍 노드에서 전압 파형을 샘플링하고 1차 측 공진 LC 회로의 서밍 노드에서 전압의 구형파 온-오프 표현을 출력하는 전압 비교기, 전압 비교기의 출력에 연결된 인버터, 및 전압 비교기의 출력과 인버터의 출력에 각각 연결된 전력 반도체 스위치들의 하프 브리지 쌍을 포함한다. 위에서 언급한 바와 같이, 전력 스위칭 회로는 또한 풀-브리지 구성, 플라이백 구성, 싱글-엔드형 또는 푸시-풀형 공진 탱크 구동 구성, 싱글 또는 더블 엔드형 포워드 컨버터 구성, 또는 이들 일반적인 구성의 다른 전력 스위칭 또는 전력 변환 회로 토폴로지들을 포함한다. 전력 반도체 스위치들은 전계 효과 트랜지스터들, 바이폴라 트랜지스터들, 절연 게이트 바이폴라 트랜지스터들, 진공관들, 및/또는 광-전도 스위치들을 포함할 수 있다.

[0013] 본보기 실시 예들에서, 제2 고 전력 구형파의 크기는 전력 반도체 스위치들의 제2 하프 브리지 쌍에 전력을 제공하는 제어가능 전원에 의해서 설정된다. 제어가능 전원은 1차 측 공진 LC 회로의 서밍 노드에서의 전압 파형의 진폭에 비례하는 출력 전압을 갖는 제어형 전압 소스, 1차 측 공진 LC 회로의 서밍 노드에서의 전압 파형의 진폭에 비례하는 출력 전류를 갖는 제어형 전류 소스, 1차 측 공진 LC 회로의 서밍 노드에서의 전류 파형의 진폭에 비례하는 출력 전압을 갖는 제어형 전압 소스, 또는 1차 측 공진 LC 회로의 서밍 노드에서의 전류 파형의 진폭에 비례하는 출력 전류를 갖는 제어형 전류 소스일 수 있다. 제어가능 전원의 각 실시 예에서, 1차 측 공진 LC 회로의 서밍 노드에서의 파형의 진폭에 대한 전원의 출력의 비례는 양호하게는 $1/(1-G)$ 이며, 여기서 G는 리액턴스 생성부의 이득이다. 대안으로, 전원은 고정 출력 전력을 전력 반도체 스위치들의 제2 하프 브리지 쌍

에 제공할 수 있지만 이 회로는 리액턴스 생성부의 이득을 조정하기 위해 전력 반도체 스위치들의 제2 하프 브리지 쌍의 출력을 변조하는 펄스 폭 변조기를 더 포함한다.

[0014] 본 발명의 이들 및 다른 실시 예들은 다음의 상세한 설명으로부터 이 방면에 숙련된 자들에게 자명해질 것이다.

도면의 간단한 설명

[0015] 도 1은 종래의 공진 유도 전력 전달 시스템의 개념적인 표현을 보여주고 있다.

도 2a는 종래의 밀러 임피던스 생성기를 보여주고 있으며, 도 2b는 본 발명의 실시 예에 따른, 본보기 전기 리액턴스 생성기를 보여주고 있다.

도 3은 조정가능 리액턴스 생성기의 본보기 실시 예를 보여주고 있다.

도 4a-4d는 본 발명의 다양한 실시 예에 따른, 4개의 정규 증폭기 타입 각각에 대한 대체 공진 생성기 구성을 묘사하고 있다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0016] 이 방면에 숙련된 자들이 여기에 제공된 가르침이 다른 전기 구동 시스템을 구동하는데 이용될 수 있음을 이해할지라도, 전기 구동 차량을 충전하는데 이용을 위해 본 발명의 본보기 실시 예가 기술될 것이다. 본보기 실시 예에서, 1차 권선은 수평면상에 또는 안에 배치될 수 있고 2차 코일은 차량의 하부에 부착될 수 있다. 이 방면에 숙련된 자들은 그러한 응용들이, 실제로, 이하 기술되는 문제점들을 포함하는 문제점들에 봉착하게 됨을 이해할 것이다.

[0017] 예를 들어, 차량 안에서 이동하는 사람들, 승객의 탑승 또는 승객의 내림, 차량에 실리는 부하들이나 차량에서 제거되는 부하들, 대형 차량들의 움직임에 기인한 도로의 진동, 차량에 가해지는 돌풍의 영향, 차량에 붙은 눈 및 얼음, 노면에 쌓인 눈 및 얼음, 시간 흐름에 따른 차량 서스펜션의 노화, 및 차량이 움직이게 하는 다른 사례들에 기인한 2차 및/또는 1차 권선의 수직 운동(z-축 병진)은 1차 및 2차 권선들 간의 분리 거리를 변화시킨다.

[0018] x-축(예를 들어, 앞뒤로) 및 y-축(예를 들어, 옆에서 옆으로) 차원으로 또는 x-축 차원이나 y-축 차원으로의 병진 변위 또는 움직임은 2차 및 1차 권선의 비-동심 얼라인먼트(non-concentric alignment)를 일으킨다. 이는, 예를 들어, 1차 권선 위의 2차 권선의 부적절한 또는 정밀하지 않은 포지셔닝은 물론이고 차량 운동에 기인한 병진 미스얼라인먼트(translational misalignment)를 포함할 수 있다.

[0019] 1차 및 2차 권선 간의 평면 미스얼라인먼트는 2차 권선이 차량의 아래쪽에 장착되고 차량 그 자체가 1차 권선이 설치되는 도로의 표면에 완벽하게 평면 평행하게 위치해 있지 않은 때에 볼 수 있다. 그러한 상황에서, 1차 및 2차 권선은 공진을 위해 잘못 조정될 것이며 차량 배치의 단일 순간에 특정한 조우한 조건들을 기반으로 교정이 이루어져야만 한다. 차량이 이동해서 동일한 1차 권선에 관해서 위치될 때, 또는 다른 1차 권선이 새로운 위치에 배치되어 있을 때, 평면 얼라인먼트는 거의 확실히 완벽하지 않을 것이다. 각 경우에, 본 발명의 실시 예에 따라, 시스템의 공진이 그에 맞춰 조정될 수 있다.

[0020] 유사하게, 상황에 처할 때, 1차 및 2차 권선은 차량에 작용하는 외부 힘들 때문에 정밀한 얼라인먼트에서 벗어날 수 있다. 이들 힘은 결합해서 x, y, 및/또는 z 축에서 1차 권선에 관해서 2차 권선의 위치를 변화시키는 작용을 할 수 있고, 그 결과는 병진 변위에 기인한 미스얼라인먼트의 어떤 형태일 수 있음을 알 수 있다. 이는 스큐(skew) 또는 평면 미스얼라인먼트, 및/또는 수직 또는 병진 운동 또는 변위에서 볼 수 있다.

[0021] 위에 기술된 변위들은 별개의 장-기간 변위로서, 또는 단-기간 움직임, 또는 진동 운동으로서 나타날 수 있다. 기계적인 변위 또는 운동은 공진 유도 전력 전달을 방해하며(이는 전력 전달 효율의 감소로 나타남), 시스템 기능 부진, 섀시 또는 심지어는 시스템 손상의 가능성을 초래한다. 이러한 이유로, 자동 공진 조정 또는 보상은 본 발명의 본보기 실시 예의 일환일 수 있다.

[0022] 게다가, 많은 차량은 복잡한 서스펜션 시스템들을 갖고 있기 때문에, 그리고 유도 전력 컴포넌트들은 차량의 스프링 차대(sprung chassis)에 설치될 수 있기 때문에, 예측할 수 없고 복잡하고 매우 변동이 심한 진동 모션(motion)이 예상될 수 있다. 이러한 이유로, 본 발명의 실시 예는 동조 공진 유도 변압기를 교란하는 차량 모션들의 가능한 가장 넓은 범위에 대응할 수 있으며 진동 및 움직임의 유해한 영향을 효과적으로 제거하기 위해 필요한 조정을 신속히 할 수 있게 대응할 수 있다.

- [0023] 1차 및 2차 인덕터들은 그들의 관련 공진 컴포넌트들과 함께 복잡하고 상호작용하는 2차 공진 네트워크를 형성한다. 임의 네트워크 컴포넌트 또는 파라미터의 변형, 일탈 또는 편차는 최적의 성능을 떨어뜨릴 수 있다. 전기 컴포넌트들은 고도의 반복성으로 제조될 수 있지만 필요한 고도의 제조 정밀도는 바람직하지 않은 개발 및 제조 비용을 초래한다. 그러므로 제조 변동성을 흡수하거나 보상할 수 있는 능력이 본 발명의 본보기 실시 예에서 요망된다.
- [0024] 게다가, 차량(및 비-차량 응용들)용의 유도 전력 시스템들이 널리 시장에서 채택되는 것은 상이한 제조업자들에 의해 생산된 1차 및 2차 인덕터들 간의 연동성에 근거를 둘 것이기 때문에, 본 발명의 실시 예는 다수의 회사와 에이전시가 설계, 제조 및 설치한 시스템들 간에 나타나는 시스템 편차를 수용할 수 있다. 그러한 실시 예에서, 어떤 한 회사에서 설계하고 제조한 1차 측 인덕터 및 관련 컴포넌트들은 어떤 다른 제조업자가 제조한 임의의 2차 측 인덕터 및 관련 2차 측 컴포넌트들과 자동으로 및/또는 완벽하게 기능을 하도록 요구될 수 있다. 그러한 "부정합" 유도 전력 시스템들은, 국제 표준화에 통일되더라도, 심각한 연동성 도전에 직면할 것이다. 이들 유닛들이 효율적으로 작동될 수 있게 하는 것은 능동 및 자동 재-튜닝(active and automatic re-tuning)을 통해서만 이루어진다.
- [0025] 고정된, 공장-사전 설정 튜닝은 위에 논의된 제조 및 얼라인먼트 편차에 직면해서는 효율적인 운용에 필요한 튜닝 정밀도를 성취할 수도 유지할 수도 없을 것이다. 더욱이, 운용 동안 조우하는 차량이 견디는 일반적인 운용 상 혹사(normal operational abuse), 극렬한 모션, 쇼크, 충격 및 다른 외부 스트레스는 초기에 적절하게 고정-튜닝된 시스템일지라도 차량의 사용 연수에 걸쳐서 빈번한 유지, 보수 및 재-얼라인먼트를 필요로 한다는 것을 의미한다. 이러한 이유로, 그리고 특히 연동성 표준들의 복합적인 문제가 있으므로, 본 발명의 본보기 실시 예는 각각의 재충전 이벤트 이전의 공진 확인 및 혹은 공진 재조정은 물론이고 재충전 운용 동안 필요한 경우 연속적인 공진 모니터링 및 재조정을 포함한다. 수년간의 점진적인 제조 개선으로 인해 코일 설계에 있어서의 변동성을 예측하지 못할 수 있다. 자동 재-튜닝은 레거시(legacy) 인덕터들이 새로 설계되어 최근에 제조된 인덕터들과 계속해서 연동하도록 보장해주는 수단을 제공한다.
- [0026] 본 발명의 또 다른 실시 예에서는, 기하학적으로 서로 다른 인덕터들이 연동할 수 있다. 이는 1차 코일이 2차 코일보다 더 크거나 상이한 형태를 띠고 있을 때 필요할 수 있다. 예를 들어, 타원형 1차 코일은 다양한 크기와 모양의 2차 코일과 연동할 필요가 있을 것이다. 다시, 공진을 설정하고 유지하기 위해서는 자동 공진 조정이 필요할 수 있다.
- [0027] 주변 온도 편차는 또한 공진 튜닝에 영향을 미칠 수 있고 본 발명의 실시 예의 조정을 요구할 수 있다. 예상된 주변 운용 온도들은 지정학적 위치, 계절, 하루 중 시간, 날씨, 바람, 태양 노출, 또는 충전 차량의 그림자를 포함하는 그림자 때문에 크게 변한다. 2차 코일 및 관련 전자기기는 또한 다른 열 효과들을 완전히 압도할 수 있는 차량 열 방출에 직면한다. 더욱이, 충전 동안 큰 주변 온도 변화는 무시될 수 없으며 차량 측 온도는 지면 장착 1차 측 코일의 온도와 같거나 그를 따르는 것으로 추정될 수 없다. 코일 공진은 코일 그 자체의 열 팽창 및 수축, 관련 전자기기 컴포넌트들 특히 공진 커패시터들의 온도 감도, 관련 페라이트 물질의 투자율의 변화 때문에 그리고 차량 타이어들 및 서스펜션 컴포넌트들의 온도 감도에 의해 유도된 코일 분리 거리의 변화 때문에 온도에 따라서 변할 수 있다.
- [0028] 또 다른 실시 예에서, 본 발명은 인덕터들의 1차-2차 시스템이 이동 차량의 동적 충전에 쉽게 적응될 수 있게 해주는 전자 튜닝 수단을 제공한다. 이동 차량의 경우에, 2차 인덕터는 차량에 고정되어 있다. 이동 차량은 다수의 독립적인 1차 인덕터의 선형 어레이를 통과하도록 되어 있고, 여기서 자동 시퀀서에 의해서 순서가 정해진 각 1차 인덕터는 차량이 위를 통과할 때 짧은 시간 기간 동안 2차 차량 인덕터에 전력을 연결하는 식으로 전력이 온 및 오프된다. 명확하게, 그러한 경우에, 최적의 x, y, z 및 평행한 평면 얼라인먼트 조건들은 각 1차-2차 코일 결합 동안에만 순간적으로 성취된다. 다른 모든 시간에서, 동적 공진 튜닝은 2차 코일이 반복적으로 얼라인먼트에 접근하고, 성취한 다음 얼라인먼트에서 벗어남에 따라 시스템 공진 및 무선 전력 전달 효율을 유지하도록 자동화 식으로 실행되어야만 한다. 겹쳐있거나 밀접하게 간격을 두고 있는 지면 고정 코일들로 인해, 다수의 코일들은 연속적인 가변 유효 및 무효 전력-시간 궤적(continuously varying real and reactive power-time trajectory)과 동시에 동력을 받을 수 있으며 그림으로써 위에 언급한 모든 미스얼라인먼트 조건들 및 공진 방해 영향들의 존재시에 이동 차량과 시스템 공진 및 무선 전력 전달 효율을 유지하는 동적 이동 가상 1차 코일의 효과가 생성된다.
- [0029] 더욱이, 본 발명은 전력이 차량과 오프-보드 장치 간에 양 방향으로 흐를 수 있는 고효율 양방향 전력 전달의 운용의 실행을 가능하게 한다. 전기 전력 차량의 많은 예상되는 응용에서, 오프-보드 설비를 작동시키거나 전

력 분산 그리드를 보충하기 위해 차량 배터리를, 커패시터들 또는 다른 에너지 저장 장치들에 저장된 에너지를 이용하는 것이 바람직할 수 있다. 한편 1차 및 2차 인덕터들의 배열 및 설계가 역으로 되는 데도 불구하고 시스템은 유효 및 무효 전력에 대한 알려지지 않은 가변 필요조건을 제공할 수 있는 오프-보드 부하(load)의 존재 시에 여전히 공진을 유지해야만 한다.

- [0030] 차량 장착 무선 전력 시스템들에서 능동 및 자동 공진 제어를 필요로 하는 상기 인자들 중 1 이상이 비-차량 무선 전력 응용들에 존재할 수 있으며 자동 검출 및 교정을 필요로 하는 추가의 응용 및 상황 특정 교란 인자들이 동반될 수도 있다.
- [0031] 게다가, 상기 인자들 중 1 이상을 보상하는데 있어서, 본 발명의 본보기 실시 예는 다음의 성능 기준들 중 1 이상을 충족할 수 있다:
- [0032] 자동화 재-튜닝이 이루어지게 하는 수단은 전력 전달 기간 동안 근 실시간으로 연속이어야 한다.
- [0033] 재-튜닝을 성취하는데 이용된 기술은 과도하게 거대하거나 체적이 클 수는 없다.
- [0034] 재-튜닝을 성취하는데 이용된 기술은 동작하기 위해 큰 전원을 요구하거나 시스템의 전력 전달 효율을 실질적으로 떨어뜨리지 않아야 한다.
- [0035] 재튜닝을 성취하는데 이용된 기술은 유도 무선 전력 전달 성능의 다른 양태들을 떨어뜨리는 2차 효과를 유발하거나 생성하지 않아야 한다.
- [0036] 이러한 재-튜닝을 성취하는데 이용된 기술은 전체 시스템 복잡성을 줄이고 코스트를 줄이고 불량 유도 전력 시스템들을 치유하기 위한 유지보수 인원의 역량을 개선하기 위해서 컴포넌트들의 전자 시스템에 완전하게 통합되어야 한다.
- [0037] 재-튜닝을 성취하는데 이용된 기술은 유도 전력 시스템을 제조하는 코스트의 작은 부분만을 차지해야 한다.
- [0038] 본 발명의 실시 예에 따르면, 부하 측(2차) 인덕터 회로 공진은 위에 언급된 인자들 중 1 이상에 따라서 가변하도록 허용된다. 부하 인덕터 공진 에러 극성 및 크기는 부하 인덕터 공진 회로 전압 파형의 위상과 부하 공진 회로 전류 파형의 위상을 비교함으로써 결정될 수 있다. 1차 측으로부터 2차 측으로의 무선 통신 링크는 2차 측 공진 에러의 크기 및 극성을 나타낼 수 있고, 1차 측 마이크로제어기는 동위상인 2차 측 전압 및 전류 파형들에 의해 나타내어지는 바와 같이, 2차 공진이 성취될 때까지 1차 인덕터 여기의 주파수를 조정할 수 있다.
- [0039] 이러한 식으로, 시스템 동작 주파수는 고정 튜닝된 2차 공진기가 항상 그의 공진 주파수에서 작동되도록 조정되어 있다. 이때, 1차 측 공진은 1차 측 인덕터 및 관련 공진 및 임피던스 정합 컴포넌트들의 조정 또는 기타 조작에 의해서 새로 조정된 동작 주파수에 설정될 수 있다. 이때 남아 있는 것은 1차 측 인덕터 및 관련 공진 컴포넌트들도 또한 2차 측 공진 동작 주파수에서 공진하도록 이들을 조정하는 것이다. 그러한 공진 조정은 공진이 성취될 때까지 다양한 리액턴스들(예를 들어, 커패시턴스 같은 것)을 회로 안팎으로 기계적 또는 전기적으로 스위칭함으로써 행해질 수 있다. 본보기 실시 예는 N 스위치 및 N 커패시터에 의존하며, 후자는 N 스위치형 리액턴스로부터 2^N 고른 간격 리액턴스 값들을 허용하는 2진 1-2-4-8 시퀀스에 따라서 선택된다. 대안으로, 다수의 인덕터는 필요에 따라서 회로 안팎으로 스위칭될 수 있고 또는 인덕터 탭(tap)들은 필요에 따라서 선택된 스위치일 수 있다.
- [0040] 공진 무선 전력 전달은 실용적인 수의 스위치들 및 리액턴스 컴포넌트들을 이용하는 스위치형 리액턴스 접근법으로는 가능하지 않을 수 있는 고도의 정밀도를 필요로 한다. 실용적인 수의 스위치들로 성취되는 조정 입상도 (adjustment granularity)는 너무 클 수 있다.
- [0041] 다른 본보기 실시 예는 버랙터 다이오드(전압 가변 커패시터)와 같은 전기 가변 리액턴스들, 또는 보통 2차 제어 코일에 배치된 가변 dc 바이어스 전류가 강자성 코어의 투자율을 변경시켜 인덕턴스가 변경되는 전류 가변 인덕터스를 이용할 수 있다.
- [0042] 그러나, 버랙터 다이오드는 수 밀리와트를 초과하는 전력 레벨들을 다룰 수 없으며 큰 커패시턴스 값들을 쉽게 제공할 수 없다. 마찬가지로, 전류 가변 인덕터는 크고 무거우며, 또한 dc 바이어스 전류는 자기 코어 재료의 동작점을 포화 쪽으로 이동시켜서 인덕터 전류 및 전력 정격을 감소시키는 것에 의해 기능하기 때문에 큰 전력 레벨들을 다루지 못할 수 있다.
- [0043] 그러나, 본 발명의 실시 예에 따르면, 밀러 효과(Miller Effect)를 이용하는 대안 공진 조정 접근법은 위에 논의된 실시 예들의 조정 입상도 및 전력 레벨 한계들을 극복한다. 이득 G 및 피드백 임피던스 Z(204)를 갖는 중

래의 이상적인 전압 증폭기(202)를 포함하는 밀러 리액턴스 생성기(200)를 보여주는 도 2a를 고려한다. 이 네트워크의 입력 전압 및 전류는 각각 E_T 및 I_T 로 나타내었다.

[0044] 임피던스 Z 양단의 전압은 입력 단자 전류 I_T 에 영향을 주는 증폭기 전압 이득 G 에 의해 설정된다. 증폭기 입력 단자들 양단의 유효 임피던스는 이때 다음 식에 의해 주어진다:

수학식 1

$$Z_{eff} = \frac{Z}{1-G}$$

[0045]

[0046] 이는 유효 임피던스가 G 를 변경함으로써 용이하고 효과적으로 변경될 수 있으므로 아주 바람직한 배열이다. 더욱이, G 는 포지티브 또는 네거티브일 수 있고, 이는 네거티브($G > +1$ 에 대한) 또는 포지티브($G < +1$ 에 대한) 유효 임피던스 값들이 생성될 수 있게 해준다. 네거티브 임피던스들이 잠재적으로 불안정함을 유의해야 한다. 그럼에도 불구하고, 유용한 리액턴스 조정들은 충분한 안정도 마진을 가지고 동작하는 네거티브 임피던스들을 이용하여 가능할 수 있다. $G = 1$ 인 경우, Z 양단의 전압은 0이며 유효 임피던스는 무한, 실질적으로 개방 회로이다. 증폭기 이득 G 는 1이므로 벡터 Z_{eff} 는 또한 증폭기 위상 시프트를 변경함으로써 변경될 수 있다.

[0047] 도 2a의 밀러 임피던스 배율기(Miller Impedance Multiplier)의 단점은 선형 전압 증폭기(202)의 전력 요건이다. 대략 크기 추정치로서, 전압 증폭기(202)에 의해 제공된 전체 구동 전력의 퍼센티지는 대략 필요한 조정 범위와 같고; 10 퍼센트 조정 범위는 전압 증폭기(202)가 전체 전력의 대략 10%를 제공한다는 것을 의미한다. 이는 아날로그 선형 증폭기의 효율이 20% 이하일 수 있으므로 문제점일 수 있다. 따라서, 전압 증폭기(202) 내의 반도체 장치들은 실질적으로 크기가 과도하게 되어 그러한 구현의 코스트가 증가한다. 관련된 전원 및 히트 싱크 또는 열 관리 시스템들은 구현의 코스트를 더 올린다.

[0048] 종래의 선형, 아날로그 증폭기의 전력 변환 효율 단점은 디지털식 제어 스위칭 기법들의 이용을 통해서 방지될 수 있다. 구체적으로, 아날로그 증폭 기능은 펄스 폭 변조("PWM") 및 관련 아날로그-PWM 변환 블록을 이용하는 회로 구현에 의해 대체될 수 있다. 그러한 증폭기들은 효율이 매우 좋을 수 있고; 그러나, PWM 전력 스위칭 장치들은 나이퀴스트 기준(Nyquist criteria)을 만족하기 위해서 증폭되는 신호의 주파수보다 훨씬 더 높은 주파수들에서 스위칭할 수 있다. 더욱이, 종래의 PWM 증폭기에서 정밀한 진폭 및 이득 조정은 PWM 전력 스위칭 장치들의 대역폭에 추가의 요구를 하는 펄스 폭의 정밀한 미-세립 조정을 필요로 한다. 그래서, 종래의 PWM 증폭기 구현의 전력 변환 효율은 고속 PWM 전력 스위칭 장치들, 코스트를 수반하는 요건 및 기타 실질적인 법적 책임들을 필요로 할 수 있다.

[0049] 전자식 조정 가능 리액턴스 생성기의 일부로서 이용되는 종래의 PWM 증폭기들에 의해 부과되는 과도한 대역폭 필요요건을 회피하는 방법은 (1) 충분히 높은 품질 인자 Q 의 공진 회로 내의 전압 및 전류 파들이 정현파이고 (2) 임의 정현파가 3개의 파라미터: 주파수, 위상 및 진폭에 의해 완전하고 절대적으로 기술되는 원리들로부터 개발될 수 있다.

[0050] 종래의 PWM 신호 생성은 가장 높은 주파수 성분을 위한 나이퀴스트 기준을 충족할 필요성에 의해서만 한정된 어떤 임의 파형을 생성할 수 있다. 그러나, 그러한 파형 유연성은 전자식 가변 리액턴스 생성기에 이용될 때는 쓸모가 없다. 실로, 본보기 실시 예에 따르면, 시스템 동작 주파수에서 단지 구형파 생성을 이용하는 기능적인 리액턴스 생성기가 구현될 수 있어, 고속 스위칭 장치들이 필요가 없을 수 있다.

[0051] 도 2b는 본 발명의 실시 예에 따른, 본보기 전자식 리액턴스 생성기(210)를 보여주고 있다. 도 2b에서, 전압 비교기(212)는 인가된 정현파 전압 파형 E_T 를 샘플링하여 점(214)에서 인가된 정현파 전압 파형 E_T 의 주파수 및 위상을 유지하는 구형파를 생성한다. 점(214)에서 구형파는 일정한 진폭을 가지므로, 인가된 정현파 전압 파형 E_T 의 진폭 정보는 유지될 수 없다. 점(214)에서 출력된 최종 구형파는 전력 스위칭 회로(216)의 스위칭 주파수 및 위상을 제어한다. 본보기 전력 스위칭 회로(216)는 2개의 전력 전계 효과 트랜지스터(218, 226)를 포함하는 하프-브리지 회로로서 도 2b에 묘사되어 있다. 다른 전력 스위칭 회로들(216)도 물론 이용될 수 있다. 예를 들어, 전력 스위칭 회로는 풀-브리지 구성, 플라이백 구성, 싱글-엔드형 또는 푸시-풀형 공진 탱크 구동 구성,

싱글 또는 더블 엔드형 포워드 컨버터 구성, 또는 이들 일반적인 구성의 다른 전력 스위칭 또는 전력 보상 회로 토폴로지들을 포함할 수 있다. 전력 스위칭 회로(216)의 출력은 조정가능 전원(222)에 의해 결정된 진폭을 갖는 구형파일 수 있다.

[0052] 조정가능 전원(222)은 제어된 진폭을 갖는 하프-브리지 출력 전압 구형파를 생성하는 제어형 전압 소스일 수 있고, 또는 조정가능 전원(222)은 하프-브리지 출력에서 전류 구형파를 유도하는 제어형 전류 소스로서 구현될 수 있다. 어느 경우에도, 구형파는 인가된 정현파 전압 E_r 의 주파수 및 위상을 유지한다. 없어진 E_r 진폭 파라미터는 조정가능 전원(222)의 진폭을 제어하는 진폭 검출 블록(220)에 의해 유도될 수 있다. 제어 방법은 아날로그, 디지털, 또는 이들의 어떤 조합일 수 있다.

[0053] 본보기 실시 예에서, 조정가능 전원(222)은 종래 기술에 잘 알려져 있는 스위치 모드 전원 제어 방법들 중 임의 것에 의해 제어된 출력 진폭을 갖는 종래의 스위치 모드 전원으로 구현될 수 있다. 더욱이, 본보기 실시 예에서, 진폭 검출 블록(220)-제어형 전원(222) 전달 함수 Out/In은 도 2a의 오리지널 아날로그 밀러 리액턴스 생성기 다이어그램에서 G와 함께 만들어질 수 있다.

[0054] 본보기 실시 예에서, 도 2b에 도시된 회로는 하프-브리지의 출력에서 구형파를 갖는 인가된 정현파 전압 E_r 의 주파수, 위상 및 G 스케일된 진폭을 복제한다. 구형파는 부분적으로 조정가능 전원(222)에 의해 생성되며 이 전원은, 예를 들어, 종래의 아날로그 증폭기들의 전력 변환 비능률을 회피하는 본보기 스위치 모드 전원 제어 방법에 의해 제어된다. 구형파를 정현파로 변환하는 것은 테브난 임피던스 Z(224) 및 LC 공진 중심 전달 변압기(도시되지 않음)의 결합 필터링 액션에 의해 성취된다. 테브난 임피던스 Z(224)는 테브난 임피던스의 저항 성분이, 존재한다면, 손실을 유도할 수 있으므로 순수 리액턴스로서 구현될 수 있다. 임의 주어진 응용을 위한 최적의 리액턴스(유도 또는 용량)는 하프-브리지 전원 소스 타입에 크게 의존한다. 유도 리액턴스는 전압 소스 급전형 전력 스위치와 관련해서 선호될 수 있고, 한편 용량 리액턴스는 전류 소스 전원이 이용될 때 선호될 수 있다. 위에 기술된 실시 예는 다수의 구성으로 구현될 수 있는 일반적인 설계 방법을 나타낸다. 따라서, 전자식 리액턴스 생성기의 수개의 대안 구현이 이하 기술된다.

[0055] 도 3은 위에 기술된 원리들을 이용하는 전자식 리액턴스 생성기의 본보기 실시 예들을 보여주고 있다. 이 회로는 1차 인덕터 측의 전력 생성부(300) 및 리액턴스 생성부(302) 및 2차 인덕터 측의 공진 공극 전달 변압기(304) 및 정류기-필터-부하 회로(306)를 포함하고 있다.

[0056] 전력 생성부(300)는 dc 전원 전압 V_{cc1} 을 고 전력 구형파(310)로 변환하는 전력 스위칭 회로(308)을 포함할 수 있으며, 고 전력 구형파(310)는 DC 차단 커패시터 C_b 및 테브난 인덕터 L_{th} 를 통해서 공진 커패시터 C_r 및 1차 인덕터 L_p 를 포함하는 1차 측 공진 LC 회로에 인가된다. 시스템 공진에서, 전력 생성기(300)는 순수 저항 부하를 겪을 수 있고, 그 결과 전력 생성기(300)는 단지 유효(real) 전력만을 제공한다. 구형파 고조파는 테브난 인덕터에 의해 정해진 고 임피던스를 겪을 수 있다. 이러한 이유로, 구형파 고조파 전류는 최소화될 수 있다.

[0057] 본보기 리액턴스 생성기(302)는 유효 전력 생성기(300)와 동일한 토폴로지(topology)을 가질 수 있다. 리액턴스 생성기(302)는 또한 그의 하프-브리지 출력 노드(314)에서 구형파(312)를 발생시킬 수 있다. 그러나, 이러한 구형파(312)는 전력 생성기 구형파(310)와 동일한 위상 또는 동일한 진폭을 가지거나 가지지 않을 수 있다. 위상 및 진폭 차이는 리액턴스 생성기의 테브난 인덕터 L_{th} 를 통해서 전류를, 션트(shunt), 패시브 및/또는 리액턴스 성분의 효과를 복제하는 리액턴스 서밍 노드(316)에 생성하도록 배열될 수 있다. 이러한 가상 성분의 유효 임피던스는 리액턴스 생성기의 하프-브리지 구동 위상 및/또는 하프-브리지 dc 전원 크기의 조정에 의해 용이하게 변경될 수 있다.

[0058] 도 3에 도시된 바와 같이, 도 3에 도시된 밀러 리액턴스 생성기의 전압 증폭기 기능은 비교기(318), 인덕터 및 전력 반도체 스위치들의 하프-브리지 쌍으로 구현될 수 있다. 도 3에서, 이들 반도체 장치들은 전계 효과 트랜지스터(FET)들로서 도시되어 있지만, 바이폴라 트랜지스터, 절연 게이트 바이폴라 트랜지스터(IGBT), 또는 심지어는 진공관, 또는 광-전도 스위치(예를 들어, 레이저 작동 포토-전도 스위치)와 같은(이들에 한정되지 않음) 다른 전력 스위칭 장치들이 이용될 수 있다. 이 실시 예에서, 아날로그 전력 증폭기는 좀더 단순하고 더 싸고 좀더 효율적인 스위칭 구현으로 대체된다.

[0059] 도 3에 묘사된 본보기 실시 예를 더 보면, 전압 비교기(318)는 리액턴스-서밍 노드(316)에서 전압 파형을 샘플링하고 서밍 노드 전압의 구형파 온-오프(on-off)를 생성한다. 서밍 노드 정현파 파형의 진폭 정보는 이 동작에서 확실히 소실된다. 이는 나중에 도로 가산될 수 있다. 구형파는 조정될 공진 회로 양단에 나타나는 정현

파 파형의 위상만을 나타낸다.

[0060] 구형파 및 구형파의 반전된 버전은 하프-브리지 또는 토렘 극(totem pole) 구성으로 연결되어 있고 선형 장치들 대신에 스위치로서 작동되는 2개의 FET 장치를 제어한다. 2개의 FET는 협력해서 그들의 공통 노드에서 고 전력 구형파(312)를 생성할 수 있고, 그의 진폭은 하프-브리지 제어가능 전원 V_{cc2} 의 크기에 의해 설정될 수 있으며, 이는 차단 커패시터 C_b 및 테브난 인덕터 L_{th} 에 인가될 수 있다. 본보기 실시 예에서, V_{cc2} 의 크기를 변경하면 이러한 이례적인 밀러 증폭기의 외관상 이득이 변하며 그림으로써 밀러 리액턴스 생성기에 의해 생성된 리액턴스의 크기가 변한다. V_{cc2} 는 스위치-모드 전원(도시되지 않음)의 디지털 또는 아날로그 제어에 의해 공급된다. 제어 신호는 리액턴스 서밍 노드 전압의 디지털 표현을 이용하여 마이크로제어기(도시되지 않음)에 의해서 유도될 수 있다. 마이크로제어기는 리액턴스-서밍 노드에 나타난 사인파의 진폭에 비례해서 V_{cc2} 의 크기를 조정할 수 있다. 비례 상수는 원하는 리액턴스를 생성하도록 이전과 같이 $1/(1-G)$ 일 수 있다. 제어형 전압 소스에 의해 급전되는 하프-브리지 트랜지스터 쌍을 이용하는, 이 실시 예의 밀러 임피던스는 인덕터이며, 이는 부분적으로 저역 필터로서 작용하며 그림으로써 구동 회로의 고차 푸리에 구형파 성분들에 관련된 큰 전류 스위칭 과도 현상이 방지된다. 이러한 이유로, 고조파들이 상당히 제거되므로 밀러 구동 파형의 기초 성분만이 1차 공진 주파수에 영향을 준다. 또한, 리액턴스 서밍 노드에 주입된 전류 파형은 도 3에 도시된 선형 밀러 리액턴스 생성기에서와 마찬가지로 기본적으로 정현파이다.

[0061] 또한 도 3에 도시된 바와 같이, 공진 전달 변압기(304)는 2차 인덕터 L_s 및 공진 커패시터 C_r 을 더 포함한다. 정류기-필터 회로(320)는 수신된 정현파 신호를 부하(322)에 인가하기 전에 정류 및 필터링한다.

[0062] 추가의 본보기 실시 예들에서, 대안 증폭기 구성들이 도 3에 도시된 리액턴스 생성기에 통합될 수 있다. 대안 실시 예들은 선택된 증폭기 타입 및 전력 스위칭 토폴로지에 따라서 특성화될 수 있다. 표 1에 따르면, 대안 증폭기 실시 예들은 전압 증폭기, 트랜스-컨덕턴스 증폭기, 전류 증폭기 및 트랜스-저항 증폭기를 포함한다. 도 4a-4d는 4개의 그러한 대안 증폭기 구성을 묘사하고 있고 표 1은 각각에 대한 이득 정의를 열거하고 있다.

표 1

리액턴스 생성기 증폭기 구성들

타입	이득 정의
전압 증폭기	$G = V_{out}/V_{in}$
전류 증폭기	$G = I_{out}/I_{in}$
트랜스-저항 증폭기	$G = V_{out}/I_{in}$
트랜스-컨덕턴스 증폭기	$G = I_{out}/V_{in}$

[0063]

[0064] 도 4a에 도시된 본보기 실시 예에서, 합성(composite) 전압 증폭기는 전압 비교기(318)로 리액턴스 서밍 노드 전압 파형을 샘플링하고 결과로 얻어진 구형파를 이용하여 크기 제어형 전압 소스에 의해 전력이 공급되는 하프-브리지의 트랜지스터 스위치들을 제어함으로써 구현된다. 전압 비교기(318)는 조정가능 전압 소스(402)에 의해 전력을 공급받는 전력 스위치를 구동하는 노드(316)의 정현파 신호와 동일한 주파수 및 위상을 갖는 구형파를 생성한다. 조정가능 전압 소스(402)의 전압은 리액턴스 서밍 노드(316)에 존재하는 전압 사인파의 진폭에 비례하도록 설정되어 있다. 더욱이, 도 4d에 묘사된 본보기 실시 예에서, 리액턴스-서밍 노드 전압 파형은 이전과 같이 전압 비교기(318)로 샘플링되지만 결과로 얻어진 구형파를 이용하여 조정가능 전류 소스(404)에 의해 전력을 공급받는 하프-브리지를 제어하면 합성 트랜스-컨덕턴스 증폭기 구현이 효과적으로 산출된다. 이 방면에 숙련된 자들은 트랜스-컨덕턴스 증폭기가 리액턴스 서밍 노드(316)에 존재하는 전압 파형을 샘플링하며 조정가능 전류 소스(404)에 의해 전력을 공급받는 전력 스위치를 구동하는 동일한 주파수 및 위상의 구형파를 생성한다는 점을 이해할 것이다. 조정가능 전류 소스의 크기는 리액턴스 서밍 노드(316)로 흐르는 전류 사인파의 진폭에 비례하도록 설정되어 있다.

[0065] 더욱이, 도 4b 및 도 4c에 묘사된 본보기 실시 예들에서, 조정되는 공진 회로에 존재하는 정현파 전류를 샘플링하는 것과 해당 구형파 표현을 이용하여 전압 소스 급전형 및 전류 소스 급전형 하프-브리지를 구동하는 것은 각각 합성 트랜스-저항 및 합성 전류 증폭기 구현을 산출한다. 전류 증폭기(도 4c)는 리액턴스 서밍 노드(316)로 흐르는 전류 파형을 샘플링하고, 조정가능 전류 소스(404)에 의해 전력을 공급받는 전력 스위치를 구동하

는 동일한 주파수 및 위상의 구형파를 생성한다. 조정가능 전류 소스(404)의 크기는 리액턴스 서밍 노드(316)로 흐르는 전류 사인파의 진폭에 비례하도록 설정되어 있다. 한편, 합성 트랜스-리액턴스 증폭기(도 4b)는 리액턴스 서밍 노드(316)로 흐르는 전류 파형을 샘플링하고, 조정가능 전압 소스(402)에 의해 전력을 공급받는 전력 스위치를 구동하는 동일 주파수 및 위상의 구형파를 생성한다. 조정가능 전압 소스(402)의 전압은 리액턴스 서밍 노드(316)로 흐르는 전류 사인파에 비례하도록 설정되어 있다. 전류 소스 급전형 전력 스위치들로 구현된 증폭기들은 보통은 블로우 스루(blow through)로 알려져 있는 스위칭 장치 동시 전도에 대한 그들의 허용오차 및 순간적인 단락 타입 결합들을 일으키는 다른 결합들 때문에 일반적으로 선호된다. 더욱이, 인덕터 피드백 리액턴스의 이용은 정전압 급전형 스위치들을 이용하는 실시 예들에서 선호될 수 있지만, 용량성 밀러 생성기 피드백 리액턴스는 정전류 전력 스위치들을 이용하는 실시 예들에서 선호될 수 있다. 그러나, 실제로, 가장 바람직한 증폭기 구성은 직렬 또는 병렬 공진이든 간에 공진 부하 회로의 성질, 유도성이든 용량성이든 간에 밀러 임피던스 타입 및/또는 다른 설계 인자들에 의존할 수 있다.

[0066] 추가 본보기 실시 예들에서, 위에 기술되었고 도 3 및 도 4a-4b에 표현된 바와 같은 하프-브리지 제어가능 전력 소스들, 제어가능 전압 소스들, 또는 제어가능 전류 소스는 고정 크기의 전압 또는 전류 소스들에 의해 대체될 수 있다. 유효 증폭기 이득 G 와 리액턴스 비례 인자 $1/(1-G)$ 는 이후 하프-브리지의 펄스 폭 변조에 의해 구현될 수 있다. 또 다른 본보기 실시 예에서, 추가의 리액턴스 생성기 제어 기법들은 증폭기 백터 이득 정의 G 의 위상 부분을 이용한다. 동위상 또는 180도 이상(out of phase)의 리액턴스 생성기 구동 신호들의 경우 수학적 1의 분모는 실수(real)이다. 수학적 1의 Z 가 이상적인 리액턴스, 구체적으로 인덕터 또는 커패시터로 구현되면, Z_{eff} 는 또한 순수 리액턴스일 수 있고 밀러 리액턴스 생성기는 허수 전력(imaginary power) VARs만을 리액턴스 서밍 노드에 제공할 수 있다.

[0067] 본보기 실시 예에서, 수학적 1의 Z 를 이상적인 리액턴스로 구현하지만 구동 신호의 위상을 시프트(shift)하면 수학적 1의 분모에 허수 성분이 생기고 그럼으로써 Z_{eff} 역시 복소수가 된다. 이는 리액턴스 생성기가 리액턴스 전력(VARs) 이외에 유효 전력(Watts)을 리액턴스-서밍 노드에 제공(또는 흡수)할 수 있는 것을 의미한다. 본 발명의 본보기 실시 예는 Z_{eff} 가 실수 네거티브 리액턴스 및 부호가 포지티브이거나 네거티브인 허수 리액턴스의 합으로 구성되도록 수학적 1의 분모에 G 의 크기 및 위상을 배열한다. 이렇게 해서, 밀러 리액턴스 생성기는 유효 전력을 리드(lead)에 제공하는데 있어 부담의 일부를 감당한다. 구동 신호 위상의 제어는 밀러 리액턴스 생성기 하프-브리지의 전력 핸들링 역량을 필요에 따라서 순수 무효 전력(VARs), 순수 유효 전력(watts), 또는 이들의 어떤 조합의 생성에 할당되게 해주며, 따라서 필요에 따라 더 많은 무효 전력이나 더 많은 유효 전력을 제공할 수가 있다.

[0068] 위에 예시된 바와 같이, 리액턴스 생성기 출력, 즉 전원 전압 또는 전류 진폭은 물론이고 구동 신호 전력, 듀티 사이클 및 위상을 결정하는 파라미터들의 매우 미세한 조정은 다양한 방법을 이용하여 쉽게 성취될 수 있고, 순수 효과(net effect)는 고 전력 가변 리액턴스, 또는 혼합 가변 리액턴스 - 가변 네거티브 저항의 합성인, 네거티브 저항 소성 유효 전력이고, 이는 무선 전력 전달 인덕터에 연결될 때 전달 인덕터 공진 주파수의 평탄하고 거의 연속인 조정을 허용한다.

[0069] 본 발명의 본보기 실시 예에서, 위에 기술된 전자식 가변 밀러 리액턴스의 이용은 스위칭형, 탭형, 또는 가변 리액티브 요소들의 이용을 배제하지 않는다. 실로, 스위칭형 리액티브 요소들이 거친 단계적 가변 리액턴스 변화를 제공하기 위해 밀러 가변 리액턴스에 통합될 수 있고 여기서 밀러 가변 리액턴스는 연속 미세 조정을 위해 필요하다.

[0070] 본 발명의 또 다른 본보기 실시 예에서, 밀러 리액턴스 생성기를 구동하는 구형파 신호는 리액턴스-서밍 노드(316)에 존재하는 정현파 전압 또는 전류의 샘플로부터 유도된다. 대안으로, 이 신호는 동위상이거나 직교인 메인 전력 하프-브리지를 구동하는 구형파로부터 유도될 수 있다. 더욱이, 리액턴스 생성기 클럭(clock)은 마이크로제어기 또는 다른 디지털 또는 소프트웨어 제어 장치에서 생성될 수 있다.

[0071] 도 3은 LC 회로의 한 측이 접지되어 있고 LC 공진 회로가 회로 접지에 관해서 불균형 출력(un-balanced output)를 갖는 하프-브리지 회로 쌍에 의해 구동된다는 점에서 비대칭인 비대칭 공진 LC 회로를 갖는 본보기 실시 예를 묘사하고 있다. 위에 언급한 바와 같이, 본 발명의 추가 실시 예들은 하프-브리지 드라이버들 대신에 H-브리지 드라이버들의 균형 대칭 출력에 의해 구동되는, 어느 측도 접지에 직접 연결되어 있지 않은, 균형 LC 공진 회로들을 이용할 수 있다. 본 발명의 전력 스위칭 회로는 하프-브리지 구성, 풀-브리지 구성, 플라이백 구성, 싱글 엔드형 또는 푸시-풀형 공진 탱크 구동 구성, 싱글 또는 더블 엔드형 포워드 컨버터 구성, 또는 이들

일반적인 구성의 다른 전력 스위칭 또는 전력 변환 회로 토폴로지들을 포함할 수 있다. 이 방면에 숙련된 자들에게 자명한 다수의 전력 스위칭 토폴로지는 여기에 기술된 밀러 리액턴스 생성기의 스위칭 증폭기 부분의 전력 스위칭 기능의 실시 예에 이용될 수 있다. 이들은 이 방면에 숙련된 자들에게 공지되어 있는 싱글 또는 멀티-스위치 회로, 전원 공통 단자에 관해서 대칭 또는 비대칭인 회로들, 싱글 엔드형 또는 푸시-풀 구성들, 용량성 전압 디바이드들이 있거나 없는 하프-브리지, H-브리지 구성들, 플라이-백 및 포워드 컨버터들, 및 다른 전력 변환 토폴로지들을 포함한다. 전력 스위칭 토폴로지 선택은 dc-ac 인버터들, 모터 제어기들, 인덕션 히팅 장치, 및 dc-dc 전압 변환 장치들과 같은 종래의 전력 변환 및 제어 응용들에 이용을 위한 전력 스위칭 토폴로지들의 선택을 안내하는 동일한 설계 결정 선택에 의해 안내된다. 이 방면에 알려진 다른 전력 스위치 구성들도 이용될 수 있다.

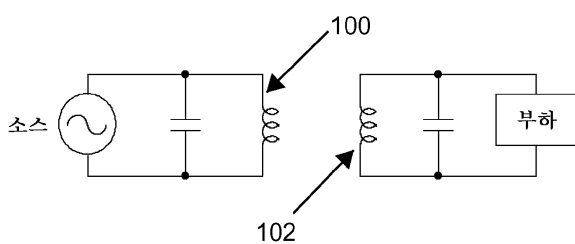
[0072] 이 방면에 숙련된 자들은 전달 변압기의 1차 측 및 2차 측 인덕턴스가 효율적인 동작을 위해 공진 커패시터의 연결에 의해 공진이 되어야만 한다는 것을 이해할 것이다. 공진 커패시터는 직렬 공진 회로가 생성되게 직렬로 연결될 수 있고, 또는 이는 병렬 공진 회로가 생성되게 병렬로 연결될 수 있다. 이 방면에 숙련된 자들은 전달 변압기 1차 측 인덕턴스의 직렬 공진 연결이 전압 소스에 의해 전력을 공급받는 전력 스위칭 회로들에 의해 구동되는데 적격이며, 한편 전달 변압기 1차 측 인덕턴스의 병렬 공진 연결은 전류 소스에 의해 전력을 공급받는 전력 스위칭 회로들에 의해 구동되는데 적격임을 알고 있다. 이 방면에 숙련된 자들은 또한 이들 넓은 설계 가이드라인들이 LC 임피던스 정합 네트워크의 추가에 의해 변경될 수 있음을 이해할 것이다. 마찬가지로, 전달 변압기의 부하 측에서, 전달 변압기 2차 측 인덕턴스의 직렬 공진 연결은 정전압 타입 전력 소스를 필요로 하는 부하들을 구동하는데 적격이며 전달 변압기 2차 측 인덕터의 병렬 공진 연결은 정전류 타입 전력 소스를 필요로 하는 부하들을 구동하는데 적격이다. 앞서와 같이, 이방면에 숙련된 자들은 또한 이들 넓은 설계 가이드라인들이 LC 임피던스 정합 네트워크의 추가에 의해 변경될 수 있음을 이해할 것이다.

[0073] 여기에 포함된 개시는 본 발명을 비교적 높은 전력(100 와트 초과)을 필요로 하는 응용들에 이용하는 것을 고려하고 있더라도, 전력 응용들의 잠재적인 리스트는 제한되지 않으며 본 발명은 넓은 범위의 전력 필요조건들에 적용될 수 있음을 이해해야 한다.

[0074] 더욱이, 여기에 포함된 개시가 차량에 전력을 제공하는 것에 속해 있을지라도, 이는 많은 가능성 중에서 하나일 뿐이며 비-차량 응용들을 포함하는 다른 실시 예들도 가능함을 이해해야 한다. 본 발명의 이들 및 다른 실시 예들은 다음의 청구항들에 의해 확인된 바와 같은 본 발명의 범위에 속한다.

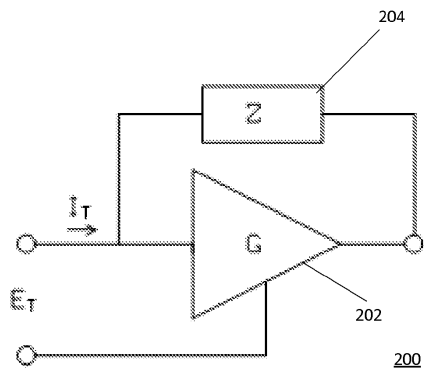
도면

도면1

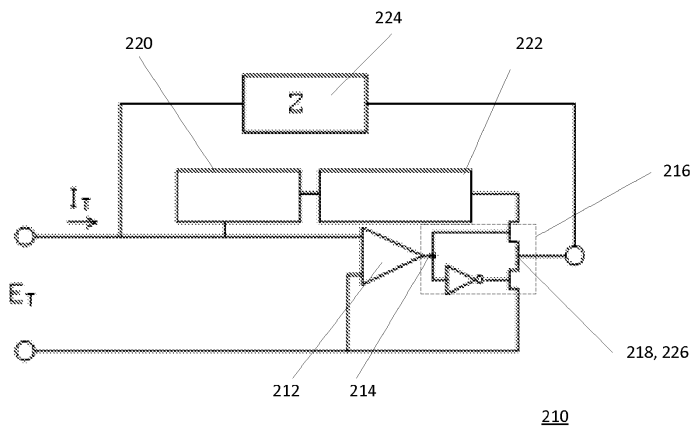


선행 기술

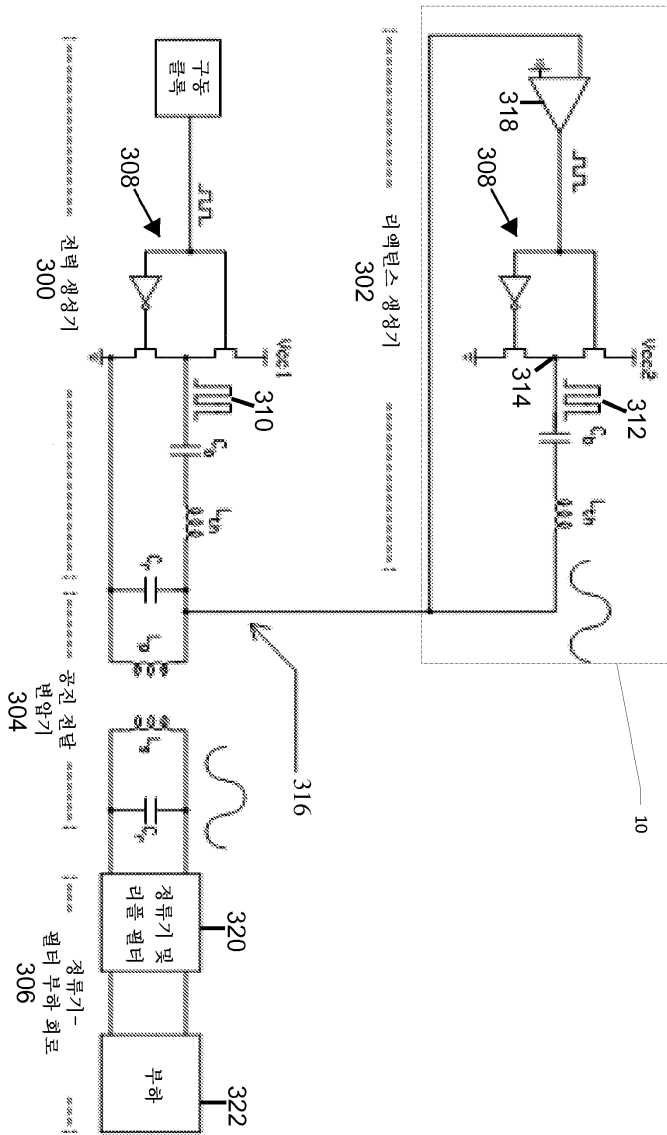
도면2a



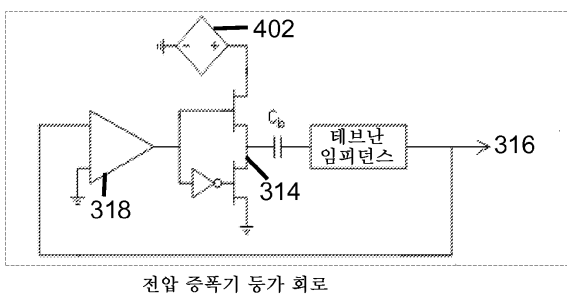
도면2b



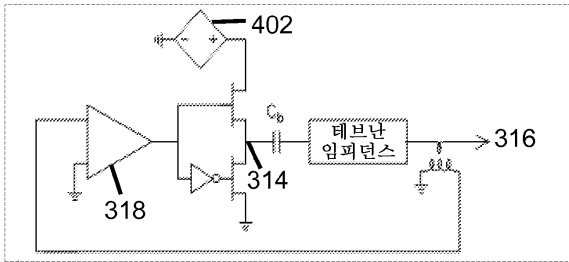
도면3



도면4a

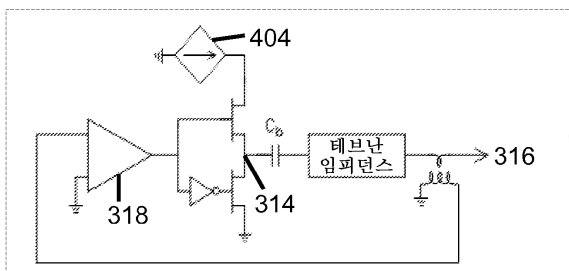


도면4b



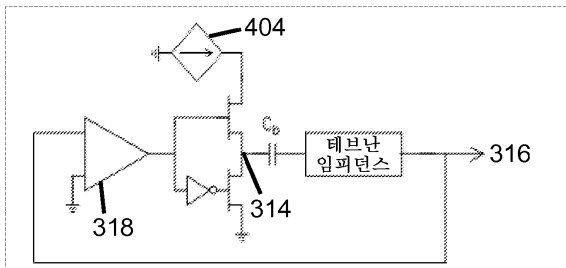
트랜스-저항 증폭기 등가 회로

도면4c



전류 증폭기 등가 회로

도면4d



트랜스-컨덕턴스 증폭기 등가 회로