



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2014년01월29일
(11) 등록번호 10-1357006
(24) 등록일자 2014년01월20일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)

H02M 3/155 (2006.01)

(21) 출원번호 10-2007-0005484

(22) 출원일자 2007년01월18일

심사청구일자 2012년01월18일

(65) 공개번호 10-2008-0068162

(43) 공개일자 2008년07월23일

(56) 선행기술조사문헌

전력전자학회지 제10권 제1호, 최항석, 대기전력
저감을 위한 전력용 반도체 기술(2) - 대기 전력
저감을 위한 CRT TV용 Power Switch -,
pp.26-29. (2005년2월)*

US6724174 B1

KR1020030018401 A

KR1020040054483 A

*는 심사관에 의하여 인용된 문헌

(73) 특허권자

페어차일드코리아반도체 주식회사

경기도 부천시 원미구 평천로850번길 55 (도당동)

(72) 발명자

정상화

서울특별시 광진구 광나루로56길 29 (구의동, 현
대프라임아파트) 1동 601호

이경구

인천광역시 연수구 선학로 101, 뉴서울아파트 10
7동 1803호 (선학동)

(74) 대리인

유미특허법인

전체 청구항 수 : 총 15 항

심사관 : 박인구

(54) 발명의 명칭 컨버터 및 그 구동 방법

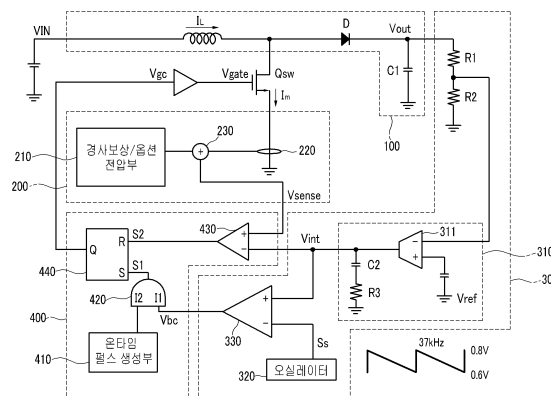
(57) 요약

본 발명은 컨버터 및 그 구동방법에 관한 것이다.

본 발명에 따른 컨버터는 메인 스위치의 스위칭 동작에 의해 입력전압을 이용하여 출력전압을 생성하고 부하에 전력을 전달한다. 메인 스위치에 흐르는 전류를 센싱하여 감지 전압을 생성한다. 그리고, 부하에 전달되는 전류에 대응하는 제1 전압 및 제1 주파수를 갖는 톱니파형 신호를 이용하여 버스트 모드의 그룹 주파수를 제어한다. 메인 스위치의 턴온 타이밍을 제어하고, 제1 전압과 감지 전압을 이용하여 메인 스위치의 턴오프를 결정하여, 메인 스위치의 스위칭 동작을 제어한다. 이 때, 제1 전압과 톱니 파형 신호의 비교 결과에 따라 스위칭 동작이 발생하는 기간의 시작 및 종료를 결정한다.

그러면, 일정한 그룹 주파수를 갖고, 가청 노이즈를 방지하며, 출력 전압의 리플을 방지할 수 있는 컨버터 및 그 구동방법을 제공할 수 있다.

대표도 - 도2



특허청구의 범위

청구항 1

삭제

청구항 2

메인 스위치;

상기 메인 스위치의 스위칭 동작에 의해 입력전압을 이용하여 출력전압을 생성하고 부하에 전력을 전달하는 전력 공급부;

상기 메인 스위치에 흐르는 전류를 센싱하여 감지 전압을 생성하는 전류 감지부;

상기 부하에 전달되는 전류에 대응하는 제1 전압 및 제1 주파수를 갖는 톱니파형 신호를 이용하여 버스트 모드의 그룹 주파수를 제어하는 버스트 모드 제어부; 및

상기 메인 스위치의 턴온 타이밍을 제어하고, 상기 제1 전압과 상기 감지 전압을 이용하여 메인 스위치의 턴오프를 결정하여, 상기 메인 스위치의 스위칭 동작을 제어하는 PWM 제어부를 포함하고,

상기 버스트 모드 제어부는,

상기 제1 전압과 상기 톱니 파형 신호의 비교 결과에 따라 스위칭 동작이 발생하는 기간의 시작 및 종료를 결정하는 컨버터.

청구항 3

제2항에 있어서,

상기 버스트 모드 제어부는,

상기 톱니파형 신호를 생성하는 오실레이터를 포함하고,

상기 출력 전압에 대응하는 제2 전압과 기준 전압의 차이값을 적분한 결과를 이용하여 상기 제1 전압을 생성하고, 상기 제1 전압과 상기 톱니파형 신호를 비교한 결과에 따라 버스트 모드 제어신호를 생성하는 컨버터.

청구항 4

제3항에 있어서,

상기 버스트 모드 제어부는,

상기 컨버터의 출력단에 일단이 연결된 제1 저항;

상기 제1 저항의 타단에 일단이 연결된 제2 저항;

상기 제1 저항과 제2 저항이 만나는 접점의 전압과 상기 기준전압을 입력받는 전류 증폭기; 및

상기 제1 전압과 상기 톱니파형 신호를 각각 입력받아, 상기 제1 전압과 상기 톱니파형 신호를 비교하여, 비교 결과에 대응하여 상기 버스트 모드 제어신호를 생성하는 제 1 비교기

를 포함하는 컨버터.

청구항 5

제4항에 있어서,

상기 버스트 모드 제어부는,

상기 전류 증폭기의 출력단에 일단이 연결된 커패시터; 및

상기 커패시터의 타단에 일단이 연결되고, 타단은 접지되어 있는 제3 저항을 포함하는 컨버터.

청구항 6

제3항에 있어서,

상기 PWM 제어부는,

상기 버스트 모드 제어신호 및 펄스신호를 논리 연산하여 제1 신호를 생성하는 논리 연산부;

상기 펄스 신호를 발생시키는 온타임펄스 생성부;

상기 제 1 전압 및 상기 감지 전압을 입력으로 갖고, 상기 제1 전압 및 상기 감지 전압을 비교한 결과에 따라 제 2 신호를 생성하는 제 2 비교기; 및

상기 제1 신호가 셋단으로 입력되고, 상기 제2 신호가 리셋단으로 입력되며, 제1 신호 및 제2 신호의 논리 값에 따라 게이트 드라이버 제어신호를 생성하는 SR 플립플롭

을 포함하는 컨버터.

청구항 7

제6항에 있어서,

상기 제1 전압이 상기 톱니 파형 신호의 최고 값보다 낮고, 상기 톱니 파형 신호가 상기 제1 전압보다 낮은 제1 기간동안 발생하는 상기 펄스 신호의 주파수는 상기 제1 기간을 제외한 다른 기간동안 발생하는 펄스 신호의 주파수보다 낮은 컨버터.

청구항 8

제6항에 있어서,

상기 PWM 제어부는,

상기 게이트 드라이버 제어신호에 따라 상기 메인 스위치의 온/오프를 결정하는 게이트 드라이버를 더 포함하는 컨버터.

청구항 9

제8항에 있어서,

상기 SR 플립플롭은 제1 신호가 제2 레벨일 때, 상기 메인 스위치를 턴온시키는 게이트 드라이버 제어신호를 생성하고, 상기 제2 신호가 제3 레벨일 때, 상기 메인 스위치를 턴오프시키는 게이트 드라이버 제어신호를 생성하는 컨버터.

청구항 10

제9항에 있어서,

상기 제2 레벨 및 제3 레벨은 하이 레벨이고, 상기 논리 연산부는 AND 논리 연산을 수행하는 컨버터.

청구항 11

제6항에 있어서,

상기 전류 감지부는,

상기 메인 스위치에 흐르는 전류를 감지하는 센서;

경사 보상 및 읍셋 전압을 생성하는 경사보상/읍셋전압부; 및

상기 읍셋 전압과 상기 메인 스위치에 흐르는 전류에 대응하는 전압을 합산하여, 상기 감지전압을 생성하는 합산기

를 포함하는 컨버터.

청구항 12

메인 스위치의 스위칭 동작에 의해 입력전압을 출력전압을 변환하는 컨버터의 구동 방법에 있어서,

- a) 상기 출력전압에 대응하는 제1 전압과 제1 주파수를 갖는 톱니파형 신호를 이용하여 버스트 모드에서 스위칭 동작 온 시간 및 스위칭 동작 오프 시간을 제어하는 단계;
 - b) 상기 스위칭 동작 온 기간동안, 상기 메인 스위치를 적어도 제1 기간동안 턴온을 유지하는 단계;
 - c) 상기 메인 스위치에 흐르는 제1 전류를 센싱하는 단계; 및
 - d) 상기 제1 전류에 대응하는 감지전압과 출력 전압에 대응하는 제1 전압을 비교하여 상기 메인 스위치의 턴오프를 결정하는 단계
- 를 포함하는 컨버터의 구동방법.

청구항 13

제12항에 있어서,
 상기 a)단계는,
 기준 전압과 상기 출력전압을 전압분배하여 생성된 전압의 차를 증폭하여 상기 제1 전압을 생성하는 단계; 및
 상기 제1 전압과 상기 톱니파형신호를 비교한 결과에 따라 버스트 모드의 스위칭 동작 온 시간 및 스위칭 동작 오프 기간으로 구분하는 단계

를 포함하는 컨버터의 구동방법.

청구항 14

제13항에 있어서,
 상기 b)단계는,
 상기 제1 전압과 상기 톱니파형신호를 비교한 결과에 대응하는 버스트 모드 제어신호와 상기 제1 기간동안 인에이블 레벨을 갖는 펄스를 논리 연산하는 단계를 포함하는 컨버터의 구동방법.

청구항 15

제14항에 있어서,
 상기 c)단계는,
 상기 메인 스위치에 흐르는 전류에 대응하는 전압에 읍셋 전압을 더해 상기 감지 전압을 생성하는 단계를 포함하는 컨버터의 구동방법.

청구항 16

제15항에 있어서
 상기 d)단계는,
 상기 제1 전압과 상기 감지 전압을 비교하여, 상기 메인 스위치의 턴오프를 결정하는 단계를 포함하는 컨버터의 구동방법.

명세서

발명의 상세한 설명

발명의 목적

발명이 속하는 기술 및 그 분야의 종래기술

본 발명은 컨버터(converter)에 관한 것으로, 특히 버스트 모드를 사용하는 컨버터 및 그 구동 방법에 관한 것이다.

[0006]

[0007] 버스트 모드는 컨버터에 연결된 부하가 낮을 때, 전력 소비를 줄이기 위해, 컨버터가 일정시간 동안 스위칭 동작으로 전력을 출력한 후, 일정시간 동안 스위칭 동작을 멈추는 동작을 반복하는 구동 모드를 의미한다.

[0008] 종래 히스테릭(hysteric) 버스트 모드를 사용하는 컨버터는 일반적으로 구조가 간단한 장점이 있다. 그러나 가청 노이즈(audible noise)가 발생하는 단점이 있다. 히스테릭 버스트 모드를 사용하는 컨버터는 히스테리시스(hysteresis) 비교기를 사용한다. 히스테리시스 비교기를 사용하는 경우, 버스트 모드에서 그룹 주파수가 낮아지는 문제점이 있다. 그룹 주파수란, 버스트 모드에서 스위칭 동작으로 전력을 출력하는 기간과 일정시간 동안 스위칭 동작을 멈추는 기간을 합해서 이를 그룹 주기로 할 때, 그룹 주기에 대응되는 주파수를 지칭한다.

[0009] 도 1은 종래 컨버터의 출력단에 연결된 부하에 따라 발생하는 메인 스위치의 온/오프를 결정하는 제어신호(Vg)를 나타낸 것이다. 컨버터는 메인 스위치의 온/오프 동작을 이용하여 출력 전력을 제어한다. 이 때, 도 1의 우측에는 각 부하별로 제어신호(Vgate)의 그룹 주파수가 기재되어 있다. 도 1의 좌측에는 각 부하의 크기가 기재되어 있다. 도 1에서, 검정 부분으로 보이는 구간은 스위칭 동작이 반복되는 구간이다. 도 1에서, 아래로 갈수록 부하가 낮아져, 부하에 전달되는 전류가 증가한다. 도 1에 도시된 바와 같이, 부하가 낮아질수록 그룹 주파수가 증가한다. 도 1에 도시된 그룹 주파수 대역(1Khz~14Khz)은 가청 주파수 대역으로, 컨버터 동작시 발생하는 노이즈로 인해 사용자에게 불쾌감을 유발한다.

[0010] 또한, 그룹 주파수가 낮을수록, 컨버터의 출력 전압의 리플이 증가하는 문제점이 발생한다.

발명이 이루고자 하는 기술적 과제

[0011] 본 발명이 이루고자 하는 기술적 과제는 부하의 크기에 관계없이, 버스트 동작시 일정한 그룹 주파수를 갖는 컨버터 및 그 구동방법을 제공한다.

발명의 구성 및 작용

[0012] 본 발명의 한 특징에 따른 컨버터는, 메인 스위치 상기 메인 스위치의 스위칭 동작에 의해 입력전압을 이용하여 출력전압을 생성하고 부하에 전력을 전달하는 전력 공급부 상기 메인 스위치에 흐르는 전류를 센싱하여 감지 전압을 생성하는 전류 센싱부 상기 부하에 전달되는 전류에 대응하는 제1 전압 및 제1 주파수를 갖는 톱니파형 신호를 이용하여 버스트 모드의 그룹 주파수를 제어하는 버스트 모드 제어부 및 상기 메인 스위치의 턴온 타이밍을 제어하고, 상기 제1 전압과 상기 감지 전압을 이용하여 메인 스위치의 턴오프를 결정하여, 상기 메인 스위치의 스위칭 동작을 제어하는 PWM 제어부를 포함한다. 상기 버스트 모드 제어부는 상기 제1 전압과 상기 톱니파형 신호의 비교 결과에 따라 스위칭 동작이 발생하는 기간의 시작 및 종료를 결정한다. 상기 버스트 모드 제어부는 상기 톱니파형 신호를 생성하는 오실레이터를 포함하고, 상기 출력 전압에 대응하는 제2 전압과 기준 전압의 차이값을 적분한 결과를 이용하여 상기 제1 전압을 생성하고, 상기 제1 전압과 상기 톱니파형 신호를 비교한 결과에 따라 버스트 모드 제어신호를 생성한다. 이 때, 버스트 모드 제어부는 상기 출력단에 일단이 연결된 제1 저항 상기 제1 저항의 타단에 일단이 연결된 제2 저항 상기 제1 저항과 제2 저항이 만나는 접점의 전압과 상기 기준전압을 입력받는 전류 증폭기 및 상기 제1 전압과 상기 톱니파형 신호를 각각 입력받아, 상기 제1 전압과 상기 톱니파형 신호를 비교하여, 비교 결과에 대응하여 상기 버스트 모드 제어신호를 생성하는 제 1 비교기를 포함한다. 또한, 버스트 모드 제어부는 상기 전류 증폭기의 출력단에 일단이 연결된 커패시터 및 상기 커패시터의 타단에 일단이 연결되고, 타단은 접지되어 있는 제3 저항을 더 포함할 수 있다. 상기 PWM 제어부는, 상기 버스트 모드 제어신호 및 펄스신호를 논리 연산하여 제 1 신호를 생성하는 논리 연산부 상기 펄스 신호를 발생시키는 온타임펄스 생성부 상기 제 1 전압 및 상기 감지 전압을 입력으로 갖고, 상기 제1 전압 및 상기 감지 전압을 비교한 결과에 따라 제 2 신호를 생성하는 제 2 비교기 및 상기 제1 신호가 셋단으로 입력되고, 상기 제2 신호가 리셋단으로 입력되며, 제1 신호 및 제2 신호의 논리 값에 따라 게이트 드라이버 제어신호를 생성하는 SR 플립플롭을 포함한다. 제 1 전압이 상기 톱니파형의 최고 값보다 낮고, 상기 톱니파형 신호가 상기 제1 전압보다 낮은 제1 기간동안 발생하는 상기 펄스 신호의 주파수는 상기 제1 기간을 제외한 다른 기간동안 발생하는 펄스 신호의 주파수보다 낮다. 상기 PWM 제어부는, 상기 게이트 드라이버 제어신호에 따라 상기 메인 스위치의 온/오프를 결정하는 게이트 드라이버를 더 포함하고, 상기 SR 플립플롭은 제1 신호가 제2 레벨일 때, 상기 메인 스위치를 턴온시키는 게이트 드라이버 제어신호를 생성하고, 상기 제2 신호가 제3 레벨일 때, 상기 메인 스위치를 턴오프시키는 게이트 드라이버 제어신호를 생성한다. 상기 제1 레벨, 제2 레벨, 및 제3 레벨은 하이 레벨이고, 상기 논리 연산부는 AND 논리 연산을 수행할 수 있다. 상기 전류 감지부는, 상기 메인 스위치에 흐르는 전류를 감지하는 센서 경사 보상 및 옵셋 전압을 생성하는 경사보상/옵셋전압부 및 상기 옵셋 전압과 상기 메인 스위치에 흐르는 전류에 대응하는 전압을 합산하여, 상기 감지전압을 생성하는 합산기를 포함한다.

- [0013] 본 발명의 다른 특징에 따른 메인 스위치의 스위칭 동작에 의해 입력전압을 출력전압을 변환하는 컨버터의 구동 방법에 있어서, a) 상기 출력전압에 대응하는 제1 전압과 제1 주파수를 갖는 톱니파형 신호를 이용하여 버스트 모드에서 스위칭 동작 온 기간 및 스위칭 동작 오프 기간을 제어하는 단계 b) 상기 스위칭 동작 온 기간동안, 상기 메인 스위치를 적어도 제1 기간동안 턴온을 유지하는 단계 c) 상기 메인 스위치에 흐르는 제1 전류를 센싱하는 단계 및 d) 상기 제1 전류에 대응하는 감지전압과 출력 전압에 대응하는 제1 전압을 비교하여 상기 메인 스위치의 턴오프를 결정하는 단계를 포함한다. 상기 a)단계는, 기준 전압과 상기 출력전압을 전압분배하여 생성된 전압의 차를 증폭하여 상기 제1 전압을 생성하는 단계 및 상기 제1 전압과 상기 톱니파형신호를 비교한 결과에 따라 버스트 모드의 스위칭 동작 온 기간 및 스위칭 동작 오프 기간으로 구분하는 단계를 포함한다. 상기 b)단계는, 상기 제1 전압과 상기 톱니파형신호를 비교한 결과에 대응하는 버스트 모드 제어신호와 상기 제1 기간동안 인에이블 레벨을 갖는 펄스를 논리 연산하는 단계를 포함한다. 상기 c)단계는, 상기 메인 스위치에 흐르는 전류에 대응하는 전압에 오프셋 전압을 더해 상기 감지 전압을 생성하는 단계를 포함한다. 상기 d)단계는, 상기 제1 전압과 상기 감지 전압을 비교하여, 상기 메인 스위치의 턴오프를 결정하는 단계를 포함한다.
- [0014] 아래에서는 첨부한 도면을 참고로 하여 본 발명의 실시예에 대하여 본 발명이 속하는 기술 분야에서 통상의 지식을 가진 자가 용이하게 실시할 수 있도록 상세히 설명한다. 그러나 본 발명은 여러 가지 상이한 형태로 구현될 수 있으며 여기에서 설명하는 실시예에 한정되지 않는다. 그리고 도면에서 본 발명을 명확하게 설명하기 위해서 설명과 관계없는 부분은 생략하였으며, 명세서 전체를 통하여 유사한 부분에 대해서는 유사한 도면 부호를 붙였다.
- [0015] 명세서 전체에서, 어떤 부분이 다른 부분과 "연결"되어 있다고 할 때, 이는 "직접적으로 연결"되어 있는 경우뿐 아니라, 그 중간에 다른 소자를 사이에 두고 "전기적으로 연결"되어 있는 경우도 포함한다. 또한 어떤 부분이 어떤 구성요소를 "포함"한다고 할 때, 이는 특별히 반대되는 기재가 없는 한 다른 구성요소를 제외하는 것이 아니라 다른 구성요소를 더 포함할 수 있는 것을 의미한다.
- [0016] 이하 본 발명의 실시예에 따른 컨버터 및 그 구동방법을 도면을 참고로 하여 상세하게 설명한다. 이하 '스위칭 동작'이란, 메인 스위치가 턴온 된후, 일정시간 온 상태를 유지하다가 턴오프되고, 다시 턴온되기 전까지 턴오프를 유지하는 것을 의미한다.
- [0017] 도 2는 본 발명의 실시예에 따른 컨버터의 전체 구성을 나타내는 도면이다.
- [0018] 도 2에 나타낸 바와 같이, 본 발명의 실시예에 따른 컨버터는 전력 공급부(100), 전류 감지부(200), 버스트 모드 제어부(300), PWM 제어부(400), 게이트 드라이버(500), 및 메인 스위치(Qsw)를 포함한다.
- [0019] 전력 공급부(100)는 입력 전압(Vin)을 전달받고, 메인 스위치(Qsw)의 스위칭 동작에 의해 생성된 출력 전압(Vout)을 출력단으로 공급한다. 전력 공급부(100)는 인덕터(L), 다이오드(D), 및 커패시터(C1)를 포함한다. 인덕터(L)의 일단은 입력 전압(Vin)이 인가되고, 타단은 메인 스위치(Qsw)의 제1 전극 및 다이오드(D)의 애노드에 연결되어 있다. 다이오드(D)의 캐소드는 커패시터(C1)의 일단에 연결되어 있고, 커패시터(C1)의 타단은 접지(ground)에 연결되어 있다.
- [0020] 전류 감지부(200)는 메인 스위치(Qsw)에 흐르는 전류(Im)를 센싱하여 감지 전압(Vsense)을 생성한다. 전류 감지부(200)는 경사보상(slope compensation)/오프셋(offset)부(210), 홀센서(220), 및 합산기(230)를 포함한다. 홀센서(220)는 전류(Im)를 센싱하여, 센싱된 전류(Im)에 대응하는 전압(VS)을 합산기(230)로 출력한다. 경사보상/오프셋부(210)는 오프셋 전압(offset voltage)(Vf)을 생성하여 합산기(230)로 전달한다. 전류모드 DC-DC 컨버터(converter)에서 듀티비(Duty ratio)가 0.5 이상이면 듀티비가 계속 바뀌는 서브-하모니 오실레이션(sub-harmonic oscillation)이 발생한다. 이것을 방지하기 위해 경사 보상이 필요한데, 본 발명의 실시예에 따른 경사보상/오프셋부(210)는 경사 보상을 위해, 적분기 출력 전압과 비교되는 감지된 전류의 기울기를 더 큰 기울기로 보상한다. 그러면 서브-하모니 오실레이션을 방지할 수 있다. 합산기(230)는 전압(VS)과 오프셋 전압(Vf)을 합산하여 감지 전압(Vsense)을 생성하여 PWM 제어부(400)로 전달한다. 오프셋 전압(Vf)은 전류 증폭기(310)의 출력단 노드의 동작점을 보장하기 위한 전압 레벨을 갖는다. 본 발명의 실시예에 따른 오프셋 전압(Vf)은 0.8V이다. 그러면, 메인 스위치(Qsw)에 전류가 흐르지 않아, 전압(VS)이 0V일 때, 감지 전압(Vsense)은 0.8V이다.
- [0021] 버스트 모드 제어부(300)는 출력 전압(Vout)에 따라 버스트 모드로 동작하는 컨버터의 그룹 주파수를 제어한다. 구체적으로, 그룹 주기에서 스위칭 동작이 발생하는 기간을 '스위칭 동작 온 기간'이라 하고, 스위칭 동작이 발생하지 않는 기간을 '스위칭 동작 오프 기간'이라고 한다. 그러면, 그룹 주파수는 스위칭 동작 온 기간과 스위칭 동작 오프 기간의 합에 따라 결정된다. 버스트 모드 제어부(300)는 저항(R1), 저항(R2), 전류 증폭기(310),

기준 전압원(Vref), 커패시터(C2), 저항(R3), 오실레이터(320), 및 제1 비교기(330)를 포함한다.

- [0022] 출력단에 부하가 낮아지면, 저항(R1) 및 저항(R2)이 직렬 연결된 경로에 흐르는 전류(ir)가 증가한다. 반면, 출력단에 부하가 높아지면, 전류(ir)은 감소한다. 그러면, 저항(R1) 및 저항(R2)이 연결되어 있는 노드(A)의 전압은 부하가 낮을수록, 높고, 부하가 높을수록 감소한다. 이렇게 노드(A)의 전압(Va)는 전류 증폭기(310)의 반전단자(-)에 인가되고, 기준 전압원(Vref)의 전압이 전류 증폭기(310)의 비반전단자(+)에 인가된다.
- [0023] 전류 증폭기(trans-conductance amplifier)(310)는 비반전단자(+)로 기준 전압원(Vref)이 인가되고, 반전단자(-)로 전압(Va)이 인가되는 증폭기(311), 커패시터(C2), 및 저항(R3)을 포함한다. 증폭기(311)는 기준 전압원(Vref)의 전압과 전압(Va)의 차를 계인만큼 증폭시킨 신호(SA)를 출력한다. 신호(SA)의 전압은 부하로 전달되는 전류에 따라 변동한다. 구체적으로, 부하가 낮아져, 전류(ir)가 증가하면 반전단자(-)로 인가되는 전압이 증가하며, 신호(SA)의 전압은 낮아진다. 반대로, 부하가 높아져, 전류(ir)가 감소하면 반전단자(-)로 인가되는 전압이 감소하며, 신호(SA)의 전압은 증가한다. 커패시터(C2)의 일단은 증폭기(311)의 출력단에 연결되어 있고, 커패시터(C2)의 타단은 저항(R3)의 일단에 연결되어 있다. 저항(R3)의 타단은 접지되어 있다. 이 때, 커패시터(C2)는 증폭기(311)의 출력단으로부터 전달되는 신호에 대해 로우 패스 필터(low pass filter) 역할을 수행하여, 신호(SA)의 고주파 성분을 제거하고, R3는 전류 증폭기(310)의 입력 신호에 대한 출력 신호(SA)의 전달함수에서, 제로(zero) 역할을 한다. 그러면, 전류 증폭기(310)는 기준 전압(Vref)과 전압(Va)의 차를 적분하여 신호(SA)를 생성한다. 이렇게 생성된 신호(SA)의 전압(Vint)은 제1 비교기(330) 및 PWM 제어부(400)로 전달된다. 전압(Vint)은 실질적으로 신호(SA)의 전압 파형과 유사한 파형을 갖으며, 전압(Vint)은 부하가 낮을수록 낮아지고, 부하가 증가할수록 높아진다.
- [0024] 오실레이터(320)는 일정한 주파수를 갖고, 제1 전압 및 제2 전압을 최고 전압 및 최저 전압으로 갖는 톱니(sawtooth) 파형의 신호를 생성한다. 본 발명의 실시예에 따른 오실레이터(320)는 제1 전압으로 0.8V, 제2 전압으로 0.6V를 갖으며, 37KHz대역의 주파수를 갖는 톱니파형 신호(Ss)를 생성한다. 그리고 본 발명의 실시예에 따른 톱니 파형 신호(Ss)의 최대전압으로 0.8V 및 최저전압으로 0.6V를 설정하였으나, 본 발명이 이에 한정되는 것은 아니며, 톱니 파형 신호(Ss)의 최대 전압은 전류 감지부(200)의 옴셋 전압(Vf)보다 낮게 설정된다.
- [0025] 제1 비교기(330)는 비반전 단자(+)로 전압(Vint)이 인가되고, 반전 단자(-)로 톱니파형 신호(Ss)가 입력된다. 제1 비교기(330)는 전압(Vint)과 톱니파형신호(Ss)의 전압을 비교하여, 비교결과에 따라 버스트 모드 제어신호(Vbc)를 생성한다. 버스트 모드 제어신호(Vbc)는 전압(Vint)이 톱니 파형신호(Ss)의 전압이상이면, 하이 레벨이 되고, 전압(Vint)이 톱니 파형신호(Ss)의 전압보다 작으면, 로우 레벨이 된다. 제1 비교기(330)는 버스트 모드 제어신호(Vbc)를 PWM 제어부(400)로 전달한다.
- [0026] PWM 제어부(400)는 온타임펄스 생성부(410), AND 게이트(420), 제2 비교기(430), 및 SR 플립플롭(440)을 포함한다.
- [0027] 온타임펄스 생성부(410)는 버스트 모드 동작시, 스위칭 동작 온 기간에서, 메인 스위치가 턴온되는 시점을 결정하는 신호(Sp)를 생성한다. 본 발명의 실시예에 따른 신호(Sp)는 메인 스위치(Qsw)를 턴온시키기 위한 하이 레벨의 펄스를 갖는다. 본 발명의 실시예에 따른 하이 레벨의 펄스는 설정된 기간 동안 하이 레벨을 갖는다. 설정된 기간은 최소한의 메인 스위치(Qsw)의 온 기간을 보장한다. 본 발명의 실시예에 따른 온타임펄스 생성부(410)는 톱니 파형 신호(Ss)가 전압(Vint)보다 낮은 기간동안 하이 레벨의 펄스 신호를 일정한 간격으로 발생시킨다. 그러나 경부하시 신호(Sp)의 주파수는 변경되어 낮아진다. 구체적으로, 신호(Sp)는 일정 주파수로 메인 스위치가 켜지는 시점을 결정하는 펄스 신호이다. 톱니 파형 신호가 전압(Vint)보다 낮은 기간동안, 즉 경부하가 발생된 상황에서, 신호(Sp)의 주파수는 낮아진다. 만약 경부하시에도, 고속 주파수를 유지하면, 스위칭 손실을 줄일 수 없다. 이와 같은 문제점을 해결하기 위해, 본 발명의 실시예에 따른 온타임 펄스 생성부(410)는 손실을 줄이기 위해 톱니 파형 신호(Ss)가 전압(Vint)보다 낮은 기간동안 신호(Sp)의 주파수를 고주파수에서 저주파수로 변경시킨다.
- [0028] AND 게이트(420)는 신호(Sp) 및 버스트 모드 제어신호(Vbc)를 입력받고, 두 개의 신호가 하이 레벨을 갖을 때, 하이 레벨의 제1 신호(S1)를 생성한다. 제1 신호(S1)은 SR 플립플롭(440)의 셋단으로 입력된다.
- [0029] 제2 비교기(430)는 감지 전압(Vsense)을 비반전단자(+)로 입력받고, 전압(Vint)을 반전단자(-)로 입력받는다. 제2 비교기(430)는 감지 전압(Vsense)과 전압(Vint)을 비교하여, 비교 결과에 따른 제2 신호(S2)를 생성한다. 제2 신호(S2)는 감지 전압(Vsense)이 전압(Vint)이상이면 하이 레벨이 되고, 감지 전압(Vsense)이 전압(Vint)보다 작으면, 로우 레벨이 된다. 제2 신호(S2)는 SR 플립플롭(440)의 리셋단(R)에 입력된다.

- [0030] SR 플립플롭(440)은 셋단(S) 및 리셋단(R)에 입력되는 제1 신호(S1) 및 제2 신호(S2)에 따라 게이트 드라이버 제어신호(Vgc)를 생성한다. 제1 신호(S1)가 하이 레벨이면, 하이 레벨의 게이트 드라이버 제어신호(Vgc)를 생성하여 출력단(Q)로 출력한다. 하이 레벨이 된 게이트 드라이버 제어신호(Vgc)는 리셋단(R)에 하이 레벨의 제2 신호(S2)가 입력되기 전에는 하이 레벨로 유지된다. 리셋단(R)에 하이 레벨의 제2 신호(S2)가 입력되면 SR 플립플롭(440)은 로우 레벨의 게이트 드라이버 제어신호(Vgc)를 생성하여, 출력단(Q)으로 출력한다.
- [0031] 게이트 드라이버(500)는 하이 레벨의 게이트 드라이버 제어신호(Vgc)에 대응하여, 메인 스위치(Qsw)를 턴온 시키는 게이트 신호(Vgs)를 메인 스위치(Qsw)에 전달하고, 로우 레벨의 게이트 드라이버 제어신호에 대응하여, 메인 스위치(Qsw)를 턴오프 시키는 게이트 신호(Vgs)를 메인 스위치(Qsw)에 전달한다. 본 발명의 실시예에 따른 메인 스위치(Qsw)는 n-채널 타입의 트랜지스터로서, 게이트 전극을 제어 전극으로 갖고, 드레인 전극 및 소스 전극을 두 전극으로 갖는다. 메인 스위치(Qsw)는 게이트 전극과 소스 전극의 전압차가 문턱전압 이상이 될 때, 턴온된다. 게이트 신호(Vgs)는 메인 스위치(Qsw)를 턴온 시킬 수 있는 충분히 높은 전압이거나, 메인 스위치(Qsw)를 턴오프 시킬 수 있는 충분히 낮은 전압 신호이다.
- [0032] 이하, 도 3을 참조하여 본 발명의 실시예에 따른 컨버터의 동작을 구체적으로 설명한다.
- [0033] 도 3은 본 발명의 실시예에 따른 컨버터의 출력 전압(Vout), 게이트 제어신호(Vgs), 버스트 모드 제어신호(Vbc), 및 전압(Vint)의 파형을 나타낸 파형도이다.
- [0034] 도 3에 도시된 바와 같이, 전압(Vint)이 톱니파형신호(Ss)의 전압과 교차하는 시점 T1에 버스트 모드 제어신호(Vbc)는 하이 레벨이 된다. AND 게이트(410)의 입력단(I1)에 하이 레벨의 버스트 모드 제어신호(Vbc)가 인가되므로, 제1 신호(S1)는 신호(Sp)가 하이 레벨 펄스가 되는 시점에 동기되어 하이 레벨 펄스가 된다. SR 플립플롭(440)의 셋단(S)에 하이 레벨의 제1 신호(S1)가 인가되면, 하이 레벨의 게이트 드라이버 제어신호(Vgc)가 게이트 드라이버(500)에 인가된다. 게이트 드라이버(500)는 하이 레벨의 게이트 드라이버 제어신호(Vgc)에 따라 메인 스위치(Qsw)를 턴온시키기 위한 게이트 신호(Vgate)를 메인 스위치(Qsw)에 전달한다. 메인 스위치(Qsw)가 턴온되면, 홀센서(210)에 전류(Im)이 감지되고, 감지 전압(Vsense)은 상승한다. 감지전압(Vsense)이 전압(Vint)이상이 되면, SR 플립플롭(440)의 리셋단(R)에 하이 레벨의 제2 신호(S2)가 입력된다. 그러면, SR 플립플롭(440)은 로우 레벨의 게이트 드라이버 제어신호(Vgc)를 게이트 드라이버(500)를 전달한다. 게이트 드라이버(500)는 로우 레벨의 게이트 드라이버 제어신호(Vgc)에 따라 메인 스위치를 턴오프시키기 위한 게이트 신호(Vgate)를 메인 스위치(Qsw)에 전달한다. 메인 스위치(Qsw)가 턴오프된 후, 온타임펄스 생성부(410)로부터 생성되는 신호(Sp)가 하이 레벨의 펄스를 갖는 타이밍에 동기되어, 메인 스위치(Qsw)는 다시 턴온된다. 이와 같은 방식으로, 기간 T1-T2 동안 스위칭 동작을 반복한다. 이 기간 동안 출력 전압(Vout)이 스위칭 동작에 의해 증가하고, 전압(Vint)은 감소한다.
- [0035] 시점 T2에, 톱니파형신호(Ss)의 전압은 전압(Vint)보다 높아진다. 그러면, 버스트 모드 제어신호(Vbc)는 로우 레벨이 된다. AND 게이트(420)의 입력단(I1)에 로우 레벨의 버스트 모드 제어신호(Vbc)가 입력되므로, 입력단(I2)에 입력되는 신호에 관계없이 AND 게이트(420)는 로우 레벨의 제1 신호(S1)를 생성한다. 시점 T2이후, 메인 스위치(Qsw)는 턴오프상태이므로, 감지 전압(Vsense)은 0.8V이다. 그리고 기간 T2-T3 동안, 전압(Vint)은 0.8V보다 작으므로, 제2 비교기(430)는 하이 레벨의 제2 신호(S2)를 생성한다. SR 플립플롭(440)의 셋단(S)에 입력되는 제1 신호(S1)가 로우 레벨이고, 리셋단(R)에 입력되는 제2 신호(S2)가 하이 레벨이므로, SR 플립플롭(440)은 로우 레벨의 게이트 드라이버 제어신호(Vgc)를 출력단(Q)을 통해, 게이트 드라이버(500)에 전달한다. 그러면, 게이트 드라이버(500)는 메인 스위치(Qsw)를 턴오프시키는 게이트 신호(Vgate)를 메인 스위치(Qsw)로 전달한다. 메인 스위치(Qsw)는 기간 T2-T3동안 턴오프 상태로 유지되고, 전압(Vint)이 톱니 파형 신호(Ss)이상이 되는 시점 T3부터 기간 T1-T2의 동작을 반복한다.
- [0036] 이와 같이, 본 발명의 실시예에 따른 컨버터에서, 메인 스위치(Qsw)가 스위칭 동작을 수행하는 스위칭 동작 온 기간(T1-T2)와 메인 스위치(Qsw)가 스위칭 동작을 하지 않고, 턴오프 상태로 유지되는 스위칭 동작 오프 기간(T2-T3)을 합한 기간이 그룹 주기이며, 그룹 주기의 역수에 대응하는 주파수가 그룹 주파수이다. 지금까지의 설명에서 알 수 있듯이, 본 발명의 실시예에 따른 컨버터의 버스트 동작시 그룹 주파수는 출력단에 연결된 부하에 관계없이, 오실레이터(320)로부터 출력되는 톱니파형신호(Ss)와 동일한 주파수를 갖는다. 즉, 컨버터의 게이트 신호(Vgate) 및 출력 전압(Vout)의 그룹 주파수는 톱니파형신호(Ss)의 주파수와 동일하며, 톱니파형신호(Ss)의 주파수만 제어하면, 컨버터의 게이트 신호(Vgate) 및 출력 전압(Vout)의 그룹 주파수를 세밀하게 제어할 수 있다. 그러면, 앞에서 언급한 문제점을 해결하기 위해, 가청 노이즈 대역의 주파수보다 높은 그룹 주파수로 동작하는 컨버터 및 그 구동방법을 제공할 수 있으며, 출력 전압의 리플(ripple)을 감소시키기 위한 그룹 주파수 제

어가 가능한 컨버터 및 그 구동방법을 제공할 수 있다.

- [0037] 이하, 도 4를 참조하여 본 발명의 실시예에 따른 컨버터의 일정한 그룹 주파수를 설명한다.
- [0038] 도 4는 본 발명의 실시예에 따른 컨버터에 연결된 부하에 따라 발생하는 게이트 신호의 그룹 주파수를 나타낸 도면이다.
- [0039] 도 4에 도시된 바와 같이, 부하의 크기는 46K, 21K, 10K, 4.6K, 2.2K, 1K 순으로 감소한다. 부하의 크기가 감소할수록, 부하에 전달되는 전류는 증가한다. 그리고, 부하에 전달되는 전류가 증가할수록, 전류 증폭기(310)의 반전단자(-)에 전달되는 전압이 감소하므로, 전압(Vint)이 증가한다. 따라서 전압(Vint)이 톱니파형신호(Ss)보다 높은 레벨을 갖는 기간이 증가하여, 스위칭 동작 온 기간이 증가한다.
- [0040] 이 때, 도 1에 도시된 종래 컨버터의 그룹 주파수가 부하에 따라 변하는 것에 비해, 본 발명의 실시예에 따른 컨버터의 그룹 주파수는 37Khz로 일정하게 유지된다.
- [0041] 도 5는 종래 컨버터와 본 발명의 실시예에 따른 컨버터를 동일한 부하에 연결했을 때, 시간에 따라 출력 전압, 게이트 제어신호 및 인덕터(L)에 흐르는 전류를 나타낸 파형도이다.
- [0042] 도 5(a)는 종래 컨버터의 출력 전압(Vout'), 게이트 제어신호(Vg), 및 인덕터(L)에 흐르는 전류(IL')를 나타낸 도면이다. 도 5(b)는 본 발명의 실시예에 따른 출력 전압(Vout), 게이트 제어신호(Vgate), 및 인덕터(L)에 흐르는 전류(IL)를 나타낸 도면이다. 도 5 (a) 및 (b)에서 출력전압(Vout', Vout) 및 게이트 제어신호(Vg, Vgate)의 파형도를 도시한 부분의 세로 눈금의 단위는 4mV이다. 그리고 도 5 (a)의 가로 눈금은 시간 단위로 200 μsec 이고, 도 5 (b)의 가로 눈금은 20 μsec이다. 도 5 (a) 및 (b)에서, P1, P2, P3, 및 P4는 스위칭 동작에서 발생하는 피크 전압으로 출력 전압(Vout)의 리플에 해당되지 않는 영역이다.
- [0043] 도 5의 (a)에 도시된 바와 같이, 종래 컨버터의 출력 전압의 리플은 30mV 정도이나, 본 발명의 실시예에 따른 37Khz의 그룹 주파수를 갖는 컨버터의 출력 전압(Vout)의 리플은 2mV 정도이다.
- [0044] 이와 같이, 본 발명의 실시예에 따른 컨버터 및 그 구동방법은 가청 노이즈를 방지하고, 출력 전압의 리플을 방지할 수 있다.
- [0045] 이상에서 본 발명의 실시예에 대하여 상세하게 설명하였지만 본 발명의 권리범위는 이에 한정되는 것은 아니고 다음의 청구범위에서 정의하고 있는 본 발명의 기본 개념을 이용한 당업자의 여러 변형 및 개량 형태 또한 본 발명의 권리범위에 속하는 것이다.

발명의 효과

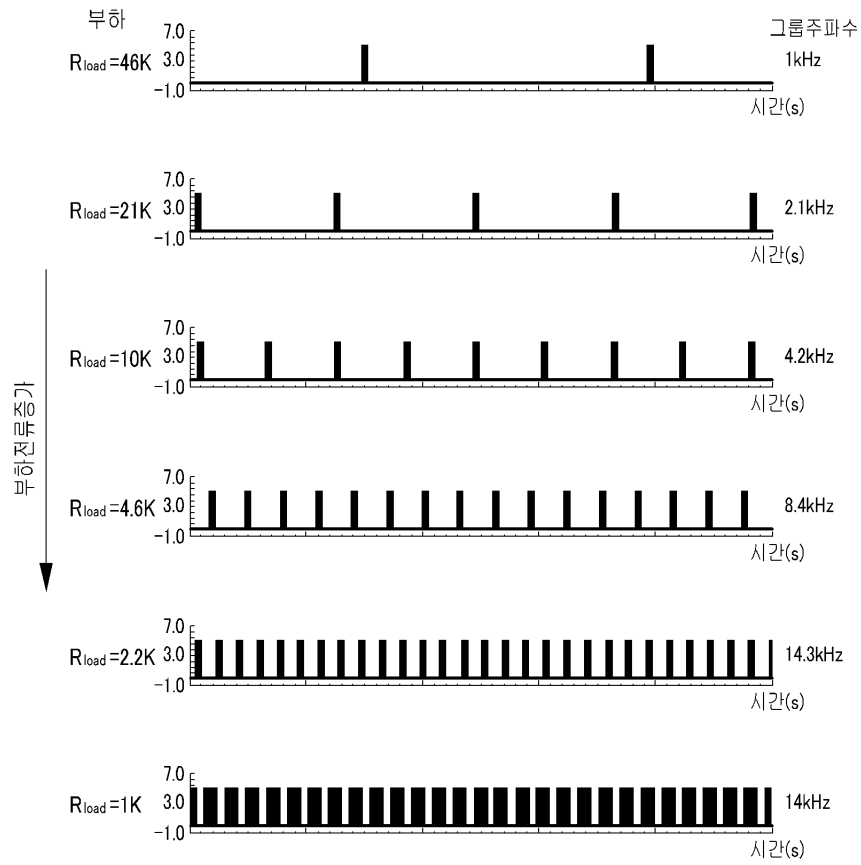
- [0046] 이상에서 설명한 바와 같이 본 발명의 특징에 따르면, 일정한 그룹 주파수를 갖는 컨버터 및 그 구동방법을 제공한다.
- [0047] 그러면, 가청 노이즈를 방지하고, 출력 전압의 리플을 방지할 수 있는 컨버터 및 그 구동방법을 제공할 수 있다.

도면의 간단한 설명

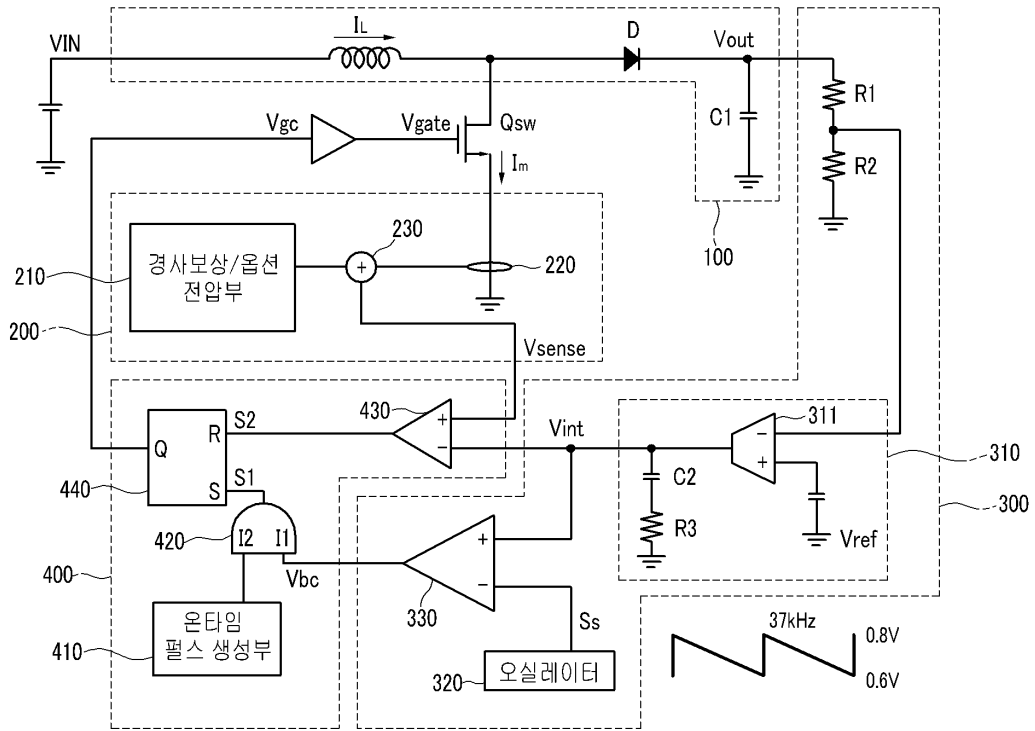
- [0001] 도 1은 종래 컨버터의 출력단에 연결된 부하에 따라 발생하는 메인 스위치의 온/오프를 결정하는 제어신호를 나타낸 것이다.
- [0002] 도 2는 본 발명의 실시예에 따른 컨버터의 전체 구성을 나타내는 도면이다.
- [0003] 도 3은 본 발명의 실시예에 따른 컨버터의 출력 전압(Vout), 게이트 제어신호(Vgs), 버스트 모드 제어신호(Vbc), 및 전압(Vint)의 파형을 나타낸 파형도이다.
- [0004] 도 4는 본 발명의 실시예에 따른 컨버터에 연결된 부하에 따라 발생하는 게이트 신호의 그룹 주파수를 나타낸 도면이다.
- [0005] 도 5는 종래 컨버터와 본 발명의 실시예에 따른 컨버터를 동일한 부하에 연결했을 때, 시간에 따라 출력 전압, 게이트 제어신호 및 인덕터에 흐르는 전류를 나타낸 파형도이다.

도면

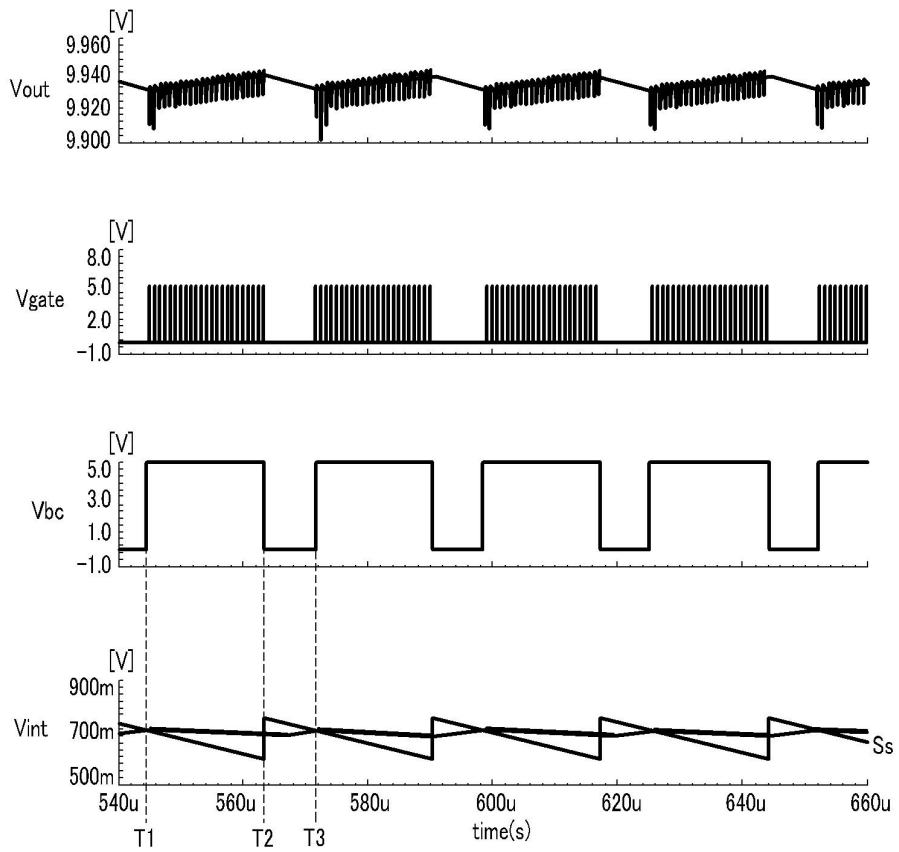
도면1



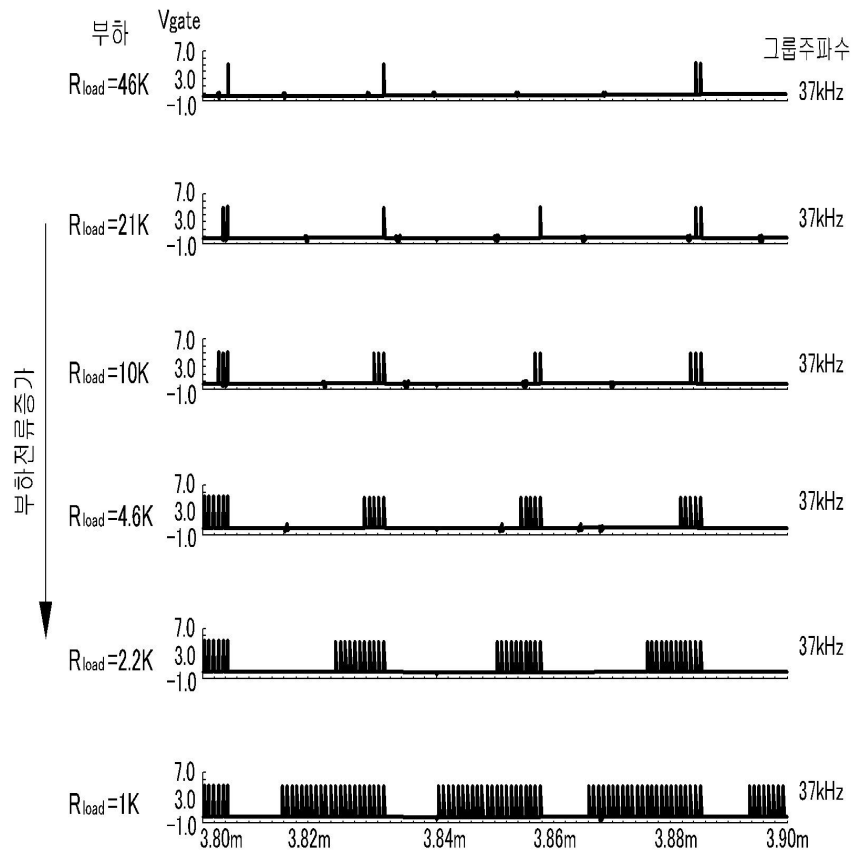
도면2



도면3



도면4



도면5

