



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2010-0093658
(43) 공개일자 2010년08월26일

(51) Int. Cl.

H02M 3/28 (2006.01) H02M 1/40 (2007.01)

(21) 출원번호 10-2009-0012702

(22) 출원일자 2009년02월17일

심사청구일자 2009년02월17일

(71) 출원인

조선대학교산학협력단

광주광역시 동구 서석동 375 조선대학교 내

(72) 발명자

조금배

광주광역시 서구 풍암동 금호아파트 101동 1206호

(74) 대리인

이은철, 유완식

전체 청구항 수 : 총 3 항

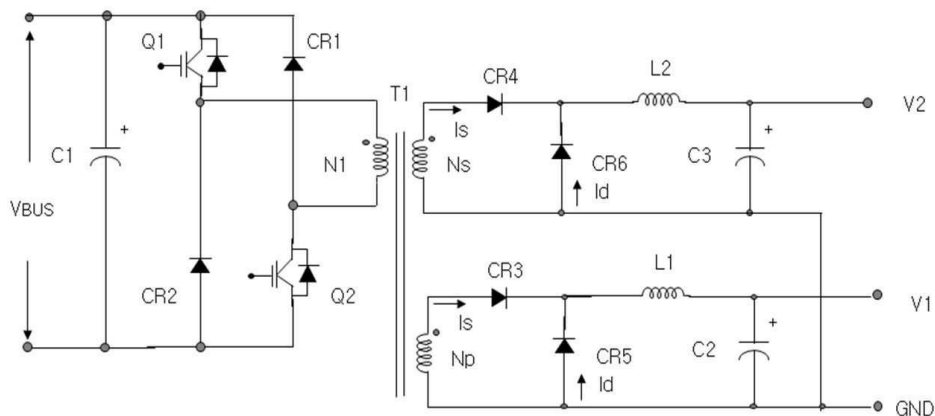
(54) 다중출력 포워드 컨버터 스위칭모드 파워 서플라이

(57) 요약

본 발명은 다중출력 포워드 컨버터 스위칭모드 파워 서플라이에 관한 것으로서, 트랜스포머의 부피 또는 에너지 회생에 관련하여 TTS(이중 스위치 방식)방식을 적용하여 리셋회로를 제거함으로써, 다중출력용 권선을 감도록 하여 다중출력 스위칭모드 파워 서플라이의 설계를 어렵게 하던 종래의 방식과 달리, 고주파 트랜스포머의 설계를 용이하도록 함에 그 특징적인 목적이 있다.

이러한 목적을 달성하기 위한 본 발명은, 트랜스포머의 부피 또는 에너지 회생과 관련하여 이중 스위치 방식(TTS)을 적용하여 리셋회로를 제거하고, 다중출력용 권선을 적층하는 것을 특징으로 한다.

대표도 - 도1



특허청구의 범위

청구항 1

다중출력 파워드 컨버터 스위칭모드 파워 서플라이에 있어서,

트랜스포머의 부피 또는 에너지 회생과 관련하여 이중 스위치 방식(TTS)을 적용하여 리셋회로를 제거하고, 다중 출력용 권선을 적층하는 것을 특징으로 하는 다중출력 파워드 컨버터 스위칭모드 파워 서플라이.

청구항 2

제 1 항에 있어서,

상기 트랜스포머의 고출력 설계를 위해, 스위칭 제어회로의 전원을 별도로 생성하여 공급하는 것을 특징으로 하는 다중출력 파워드 컨버터 스위칭모드 파워 서플라이.

청구항 3

제 1 항에 있어서,

상기 다중출력용 권선은 육각배열로 적층되는 것을 특징으로 하는 다중출력 파워드 컨버터 스위칭모드 파워 서플라이.

명 세 서

발명의 상세한 설명

기술 분야

[0001] 본 발명은 다중출력 컨버터의 원활한 출력을 위한 회로 설계에 관한 기술로서, 더욱 상세하게는 트랜스포머의 부피 또는 에너지회생에 관련하여 TTS(이중 스위치 방식)방식을 적용하여 리셋회로를 제거함으로써, 다중출력용 권선을 감도록 하여 고주파 트랜스포머의 설계를 용이하게 하는 다중출력 파워드 컨버터 스위칭모드 파워 서플라이에 관한 것이다.

배경 기술

[0002] 스위칭 전원장치는 정류된 직류출력전압을 펄스폭 제어 방식에 의해 스위칭 제어신호를 이용하여 적절한 정전압을 획득하는 장치이다. 또한, 부하의 변동에 따른 출력변동 특성이 비교적 양호하며 고주파 스위칭 주파수를 이용함으로써 고효율에너지 변환이 가능하여 전자제품, 통신장비 등에 주로 적용되고 있다.

[0003] 최근에는 LED조명장치, LCD패널, PDP전원등과 같이 다양한 직류전원을 필요로 하는 전자제어장치에 적용되고 있는 실정이다. 5V, 12V, 15V, 24V와 같은 다중출력이 요구되는 전자장치나 RGB멀티칩 LED의 경우는 적색, 녹색, 청색 LED의 각각의 인가전압이 달라 광고용이나 조명용으로 적용될 때, 구동 드라이브상에서 다중출력이 요구된다.

[0004] 스위칭모드 파워 서플라이는, 정류된 직류전압을 제어하는 다양한 방식의 제어회로가 있다. 특히, 100W급 이하의 저전력의 경우 플라이백컨버터방식이 주로 채택되고, 100W급 이상의 경우에는 파워드 컨버터 방식이 주로 채택된다. 또한 250W 이상의 방식은 푸시폴 방식이나 하프 브리지나 풀 브리지 방식 등이 주로 채택되고 있는 실정이다.

발명의 내용

해결 하고자하는 과제

[0005] 본 발명은 상기와 같은 문제점을 감안하여 안출된 것으로, 본 발명의 목적은, 트랜스포머의 부피 또는 에너지회생에 관련하여 TTS(이중 스위치 방식)방식을 적용하여 리셋회로를 제거함으로써, 다중출력용 권선을 감도록 하

여 다중출력 스위칭모드 파워 서플라이의 설계를 어렵게 하던 종래의 방식과 달리, 고주파 트랜스포머의 설계를 용이하도록 함에 있다.

과제 해결수단

[0006] 이러한 기술적 과제를 달성하기 위하여, 본 발명은, 트랜스포머의 부피 또는 에너지 회생과 관련하여 이중 스위치 방식(TTS)을 적용하여 리셋회로를 제거하고, 다중출력용 권선을 적층하는 것을 특징으로 한다.

효 과

[0007] 상기와 같은 본 발명에 따르면, 200W 이상의 고출력 스위칭모드 파워 서플라이는 다중전원이 요구되는 다양한 어플리케이션에 적용 가능한 효과가 있다. 특히, 개인용 컴퓨터와 통신기기, 제어기기, 멀티칩 LED 드라이브 등의 다중출력 전력변환장치가 요구되는 다양한 곳에 적용할 수 있는 효과가 있다.

발명의 실시를 위한 구체적인 내용

[0008] 본 발명의 구체적 특징 및 이점들은 첨부도면에 의거한 다음의 상세한 설명으로 더욱 명백해질 것이다. 이에 앞서 본 발명에 관련된 공지 기능 및 그 구성에 대한 구체적인 설명이 본 발명의 요지를 불필요하게 흐릴 수 있다고 판단되는 경우에는, 그 구체적인 설명을 생략하였음에 유의해야 할 것이다.

[0009] 이하, 첨부된 도면을 참조하여 본 발명을 상세하게 설명한다.

[0010] 본 발명에 따른 다중출력 포워드 컨버터 스위칭모드 파워 서플라이에 관하여 도 1 내지 도 7 을 참조하여 설명하면 다음과 같다.

[0011] 도 1 은 본 발명에 따른 포워드 컨버터의 구성을 나타내는 일예시도이며, 도 2 는 본 발명에 따른 포워드 컨버터의 기본 구조를 블록으로 나타내는 일예시도이다.

[0012] 도시된 바와 같이, 포워드 컨버터 방식의 스위칭모드 파워 서플라이는, 브리지 다이오드를 통해 전파정류된 전력을 정류용 캐패시터에 의해 평활시키고 고주파트랜스포머의 권선을 통해 절연과 강압을 유도하고 전기에너지를 자기에너지로 변환시킨다.

[0013] 트랜스포머는 1차 측과 2차 측을 전기적으로 절연하며, 1차 측과 2차 측간의 권선비가 $n_1(N_2/N_1)$ 이상적 트랜스포머를 가정할 수 있다. 컨버터의 출력전압 V_o 는 Buck 컨버터와 동일하게 스위칭 주기 T 를 일정하게 하고, 통류율 D 를 조절함으로써 제어된다. 통류율이 D 일 때 스위치 S가 온 되는 구간이 DT 이고 오프 되는 구간은 $(1-D)T$ 가 된다.

[0014] PWM 발생 제어신호를 통해 생성된 제어신호는 트랜스포머의 1차측 권선에 직렬연결된 반도체스위치의 턴 온과 턴 오프를 수행한다. 트랜스포머는 평활용 캐패시터와 반도체 스위칭소자 사이에 접속된 1차 측 권선에 에너지를 축적하여 2차 측 권선에 유기시키고 스위칭 소자가 턴 오프되면 1차 측 권선에 축적된 에너지를 리셋권선과 다이오드를 통해 접지로 보낸다. 다양한 출력의 전원의 안정성을 확보하기 위해 각각의 출력스테이지에는 LC필터가 부착되어 전원의 안정화를 꾀한다.

[0015] 도 3 은 종래의 포워드 컨버터의 구성을 나타내는 일예시도이며, 도 4 는 종래의 이중스위치 방식의 포워드 컨버터의 구성을 나타내는 일예시도이다.

[0016] 도시된 바와 같이 주 스위치 S가 턴 온 되는 DT 구간 동안 주 스위치 S의 전압 V_s 는 영(zero)이 되므로 트랜스포머의 1차측 전압 V_{T1} 은 입력전압 V_i 와 같고, 2차 측 전압 V_{T2} 는 $n_1 \cdot V_{T1}$ 이 된다. 이때 트랜스포머의 2차측 전압 V_{T2} 는 영보다 크므로 다이오드 D_1 은 온 되고, 다이오드 D_2 는 오프 되어 인덕터 L_1 전단의 전압 V_{D2} 는 다음의 [수식 1] 과 같다.

[0017] [수식 1]

[0018]
$$V_{D2} = n_1 \cdot V_{T1} = n_1 \cdot V_i$$

[0019] 스위치 S가 턴 오프되면 트랜스포머를 통하여 전압이 전달되지 않으므로 다이오드 D_1 은 오프 되고 다이오드 D_2 는 온 되어 인덕터 전류 i_L 은 다이오드 D_2 를 통해서 흐른다. 이 구간동안 인덕터 L 의 전단 전압 V_{D2} 는 영이 된다.

[0020] 전압 V_{D2} 는 Buck 컨버터의 필터 인덕터 전단 전압에 n_1 배를 한 값이다. 따라서 포워드 컨버터 출력의 평균 전압 V_o 는 Buck 컨버터와 같은 방법으로 계산되며 트랜스포머에 의한 n_1 배의 전압변동을 고려하면 입력전압 이 출력에 전달되는 전압전달비 G_v 는 다음의 [수식 2] 와 같다.

[0021] [수식 2]

[0022]
$$G_v = \frac{V_o}{V_i} = n_1 \cdot D$$

[0023] 인덕터 L 의 전류 i_L 이나 출력전압 V_o 의 해석도 트랜스포머에 의해서 V_i 대신 $n_1 \cdot V_i$ 로 입력전압이 바뀌는 효과만 다를 뿐 그 동작 원리는 Buck 컨버터의 동작과 유사하다.

[0024] 고주파 트랜스포머의 권선을 설계함에 있어 1차측 권선 N_p 를 계산하면 [수식 3] 과 같다.

[0025] [수식 3]

[0026]
$$N_p = \frac{V_{in(min)} D_{(max)} (10^4)}{f A_c \Delta B} [turns]$$

[0027] 윈도우 이용율 $K_u=0.29$ 를 이용하여 전류밀도 J 를 계산하면 [수식 4] 와 같다.

[0028] [수식 4]

[0029]
$$J = \frac{2 P_{in} \sqrt{D_{(max)}} (10^4)}{f A_c \Delta B W_a K_u} [amp/cm^2]$$

[0030] 1차 측 RMS전류 I_p 을 계산하면 [수식 5] 와 같으며,

[0031] [수식 5]

[0032]
$$I_p = \frac{P_{in}}{V_{in(min)} \sqrt{D_{(max)}}} [amps]$$

[0033] 1차 측 권선의 순 전선면적 $A_{wp(B)}$ 는 [수식 6] 과 같다.

[0034] [수식 6]

[0035]
$$A_{wp(B)} = \frac{I_p}{J} [cm^2]$$

[0036] 요구되는 1차 측 권선의 리츠선 N_{Sp} 은 [수식 7] 과 같으며,

[0037] [수식 7]

$$[0038] \quad NS_p = \frac{A_{wp(B)}}{AWG26} [turns]$$

[0039] 2차 측 감은수를 계산하면 [수식 8] 과 같다.

[0040] [수식 8]

$$[0041] \quad N_s = \frac{N_p(V_o - V_d)}{D_{(max)} V_{in(min)}} \left(1 + \frac{\alpha}{100}\right) [turns]$$

[0042] 이상의 고주파 트랜스포머의 설계방식은 도 6 을 통해 실체화될 수 있다.

[0043] 포워드 방식이나 플라이백 컨버터 방식은 200W급에 이하의 용량의 토폴로지에 적용하기 용이하고 간단한 제어방식을 통해 절연된 출력을 얻을 수 있다. 이러한 토폴로지가 적용될 수 있는 이유는 기본적으로 한 개의 그라운드 기준의 트랜지스터 스위치를 트랜스포머의 1차 측을 구동한다는 점이다.

[0044] 이 방식의 단점은 한 개의 트랜지스터 스위치에 직류버스전압의 합, 트랜스포머 전압의 반영, 그리고 턴 오프 누설 인덕턴스의 스파이크와 같은 스트레스가 가해진다는 점이다.

[0045] 도 4 와 같이 2차 측 하이사이드 트랜지스터 스위치가 더해진다면 전압 스트레스는 직류버스 전압만 가해지는 것으로 감소될 수 있다. 단일 스위치의 경우와 같이 이중 스위치 포워드 컨버터는 기존의 트랜지스터 스위치 Q_1 을 트랜스포머의 로우사이드와 그라운드에 직렬로 연결한다. 두 번째 트랜지스터 Q_2 는 직렬로 V_{BUS} 와 트랜스포머의 1차 측의 하이사이드사이에 직렬로 연결하고 Q_1 과 동기로 턴 온과 턴 오프를 수행한다. 두 개의 동시에 트랜지스터가 턴 온되는 경우, 이들은 전력을 트랜스포머, 출력필터, 부하를 각각 경유하여 전달한다.

[0046] 트랜지스터가 턴 오프될 때, D_1 과 D_2 는 1차측 권선의 전압을 그라운드와 V_{BUS} 로 각각 클램프한다. 그 때, 각각의 트랜지스터는 V_{BUS} 의 턴 오프 전압의 스트레스를 갖는다. D_1 과 D_2 는 트랜스포머의 자화 인덕턴스로부터 전달된 에너지를 클램프할 뿐만 아니라 더욱 중요한 점은 T_1 의 누설 인덕턴스 역시 클램프한다는 점이다.

[0047] 스위칭 트랜지스터는 턴 온 시간동안 누설인덕턴스에서 저장된 에너지를 분출하지 않을 뿐만 아니라 에너지를 처분하기 위한 저항성 스너버에 의존하는 설계를 하지 않아도 된다. 단일 스위치방식과 비교할 때 이중 스위치 방식의 장점은 이것이 효과적으로 클램프를 수행하고 유도성 에너지의 발산과 함께 연결된 링잉 때문에 시스템 손실, 노이즈를 저감시킬 수 있다.

[0048] 단일 스위치 포워드 컨버터는 추가적인 리셋권선을 통해 코어를 주로 리셋시킨다. Q_1 이 턴오프될 때, 리셋권선의 전압은 직류 버스 전압에서 D_1 이 클램프될 때까지 역전된다. 만약 리셋권선이 1차 측의 권선과 동일한 권선수를 갖는다면 코어는 항상 트랜지스터의 턴 온 시간과 동일한 시간동안 리셋시간을 갖는다.

[0049] 스위칭 반도체 소자의 전압 스트레스는 직류버스전압에 누설에너지 스파이크를 더해서 두 배로 커진다. 이때, 코어는 항상 최대 턴 온 시간이 50%보다 적은 시간동안 리셋된다.

[0050] 본 발명에서는 이러한 한계 내에서 듀티비를 선정함으로써 이루어지고 최소 선간전압에서 최대 듀티사이클이 40~45%되도록 제어한다. 대부분의 PWM IC 제어기는 50% 듀티사이클이하의 한계를 가지며 임의의 이례적인 조건은 제한되도록 한다. 이중 스위치 포워드 컨버터는 추가적인 리셋권선 없어 트랜스포머의 부피나 설계의 복잡함을 경감시킨다.

[0051] 본 발명에 따른 다중출력 포워드 컨버터를 설계하기 위해 트랜스포머의 설계는 도 7 과 같이 육각배열을 통해

트랜스포머의 부피를 경감시키는 구조로 한다.

[0052] 여기서, 육각배열은 트랜스포머의 권선도체의 직경을 D 라고 하고 적층된 도체와 도체사이의 거리를 D_0 라고 한다면 간격은 $0.866D_0$ 와 같다. 따라서, 트랜스포머의 부피를 줄이고 효율적인 적층이 가능한 구조이다.

[0053] 이상으로 본 발명의 기술적 사상을 예시하기 위한 바람직한 실시예와 관련하여 설명하고 도시하였지만, 본 발명은 이와 같이 도시되고 설명된 그대로의 구성 및 작용에만 국한되는 것이 아니며, 기술적 사상의 범주를 일탈함이 없이 본 발명에 대해 다수의 변경 및 수정이 가능함을 당업자들은 잘 이해할 수 있을 것이다. 따라서, 그러한 모든 적절한 변경 및 수정과 균등물들도 본 발명의 범위에 속하는 것으로 간주되어야 할 것이다.

도면의 간단한 설명

[0054] 도 1 은 본 발명에 따른 파워드 컨버터의 구성을 나타내는 일예시도.

[0055] 도 2 는 본 발명에 따른 파워드 컨버터의 기본 구조를 블록으로 나타내는 일예시도.

[0056] 도 3 은 종래의 파워드 컨버터의 구성을 나타내는 일예시도.

[0057] 도 4 는 종래의 이중 스위치 방식의 파워드 컨버터의 구성을 나타내는 일예시도.

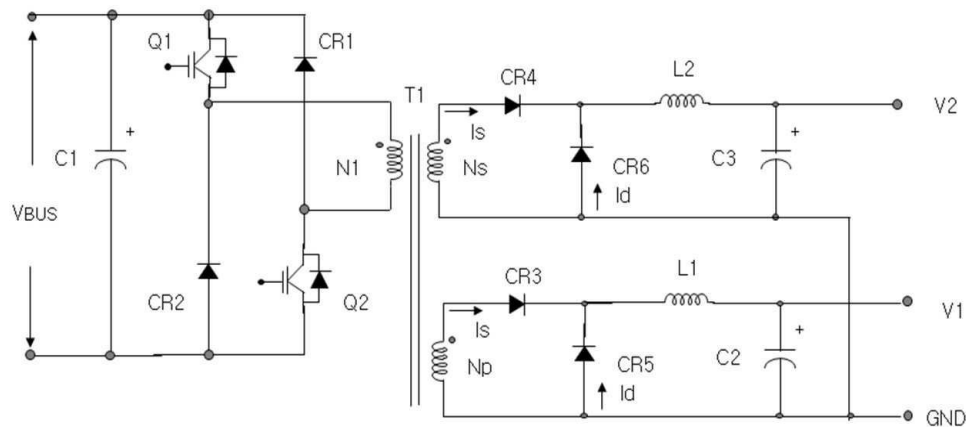
[0058] 도 5 는 본 발명에 따른 회로구성의 동작파형.

[0059] 도 6 은 본 발명에 따른 트랜스포머의 설계방법을 보이는 일예시도.

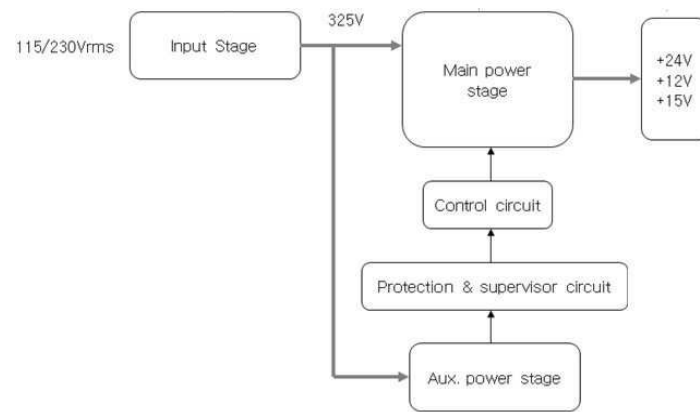
[0060] 도 7 은 본 발명에 따른 트랜스포머 권선의 육각배열방법에 관한 일예시도.

도면

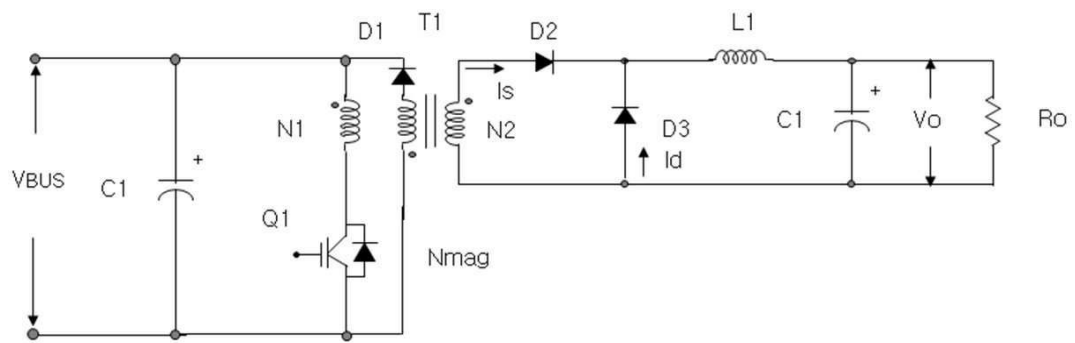
도면1



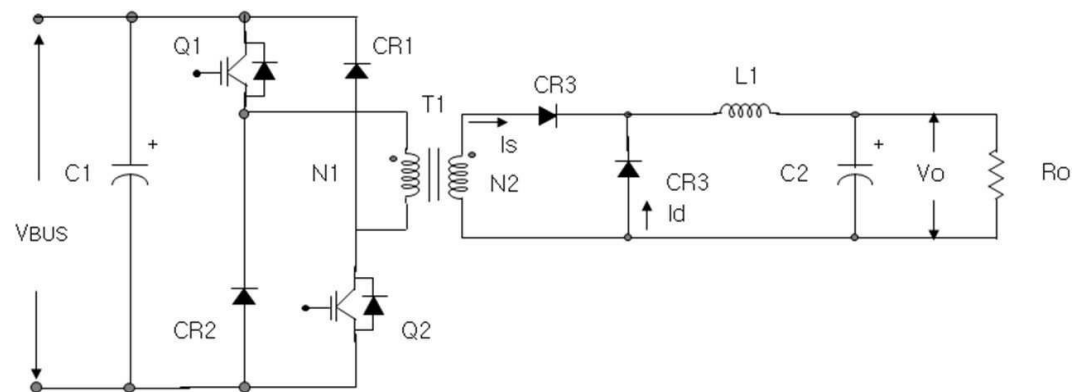
도면2



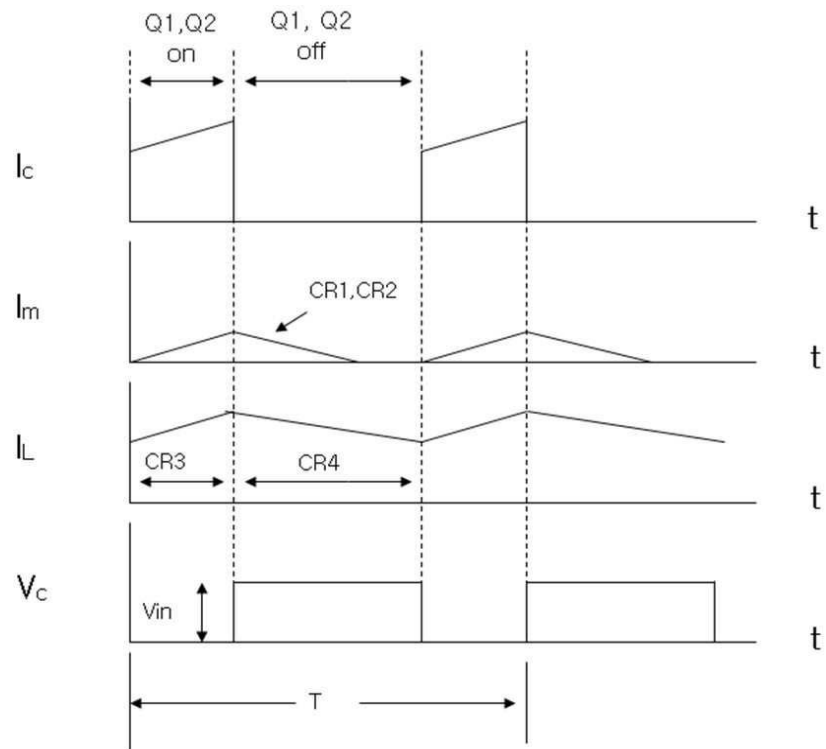
도면3



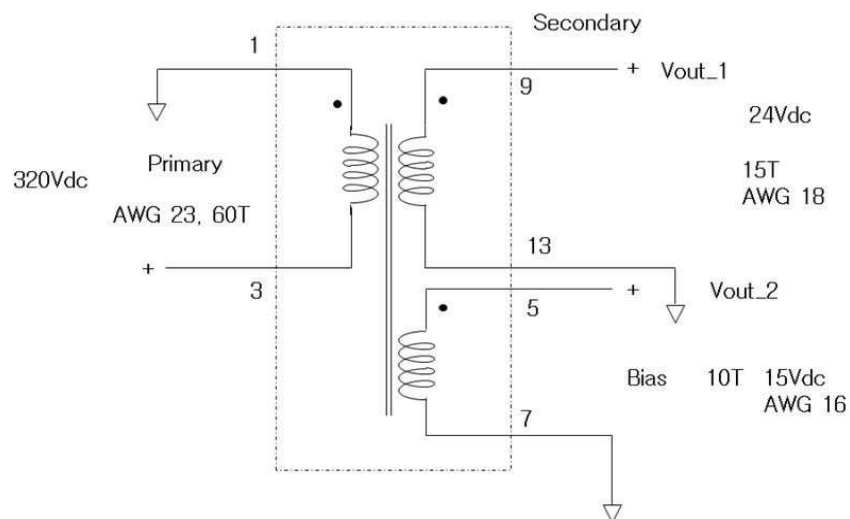
도면4



도면5



도면6



도면7

