(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2012-0040506
(43) 공개일자 2012년04월27일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H02M 3/28 (2006.01) *H02M 7/10* (2006.01)
(21) 출원번호 10-2010-0101965
(22) 출원일자 2010년10월19일
심사청구일자 2010년10월19일

(71) 출원인
경상대학교산학협력단
경상남도 진주시 진주대로 501 (가좌동)
(72) 발명자
정세교
경상남도 진주시 가좌안골길21번길 5, 105동 1201호 (가좌동, 제일풍경채아파트)
(74) 대리인
정홍식, 김태헌, 이현수

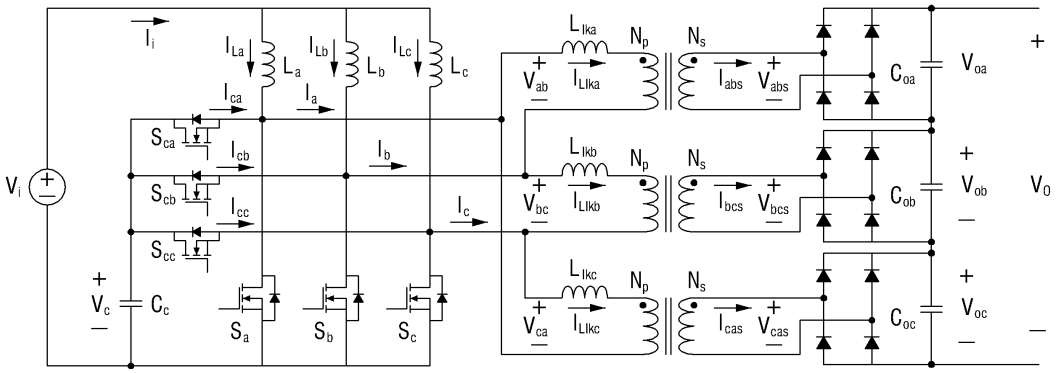
전체 청구항 수 : 총 10 항

(54) 발명의 명칭 **전압 컨버터**

(57) 요 약

전압 컨버터가 개시된다. 본 발명에 의한 전압 컨버터는, 직류 전압을 제공하는 전압 입력부, 전압 입력부로부터 제공된 직류 전압을 삼상(three-phase)의 전압으로 분리하는 일차측 회로, 일차측 회로로부터 제공되는 삼상의 전압을 승압하는 이차측 회로 및 이차측 회로에 연결되어, 승압된 삼상의 전압을 출력하는 직렬로 연결된 세 개의 출력 커패시터를 포함하는 전압 출력부를 포함한다.

대 표 도 - 도1



특허청구의 범위

청구항 1

직류 전압을 제공하는 전압 입력부;

상기 전압 입력부로부터 제공된 상기 직류 전압을 삼상(three-phase)의 전압으로 분리하는 일차측 회로;

상기 일차측 회로로부터 제공되는 상기 삼상의 전압을 승압하는 이차측 회로; 및

상기 이차측 회로에 연결되어, 승압된 삼상의 전압을 출력하는 직렬로 연결된 세 개의 출력 커패시터를 포함하는 전압 출력부;를 포함하는 전압 컨버터.

청구항 2

제 1 항에 있어서,

상기 일차측 회로는,

상기 전압 입력부의 일단에 병렬로 연결되어, 상기 직류 전압에 의한 직류 전류를 제공받는 세 개의 입력 인덕터;

상기 전압 입력부의 타단에 연결되어 소정의 커패시턴스 전압을 제공하는 클램프 커패시터;

상기 클램프 커패시터의 일단 및 상기 전압 입력부의 상기 타단에 병렬로 연결되어 온/오프에 따라 스위칭 제어 모드를 제공하는 제 1, 2, 3 주 스위치; 및

상기 클램프 커패시터의 타단에 연결되며, 상기 세 개의 입력 인덕터의 타단에 각각 연결되는 제 1, 2, 3 보조 스위치;를 포함하는 것을 특징으로 하는 전압 컨버터.

청구항 3

제 2 항에 있어서,

상기 제 1, 2, 3 일차변압부는 각각 제 1, 2, 3 누설 인덕터를 포함하는 것을 특징으로 하는 전압 컨버터.

청구항 4

제 1 항에 있어서,

상기 이차측 회로는,

제 1, 2, 3 이차변압부;및

상기 제 1, 2, 3 이차변압부에 연결된 적어도 하나의 정류자;를 포함하는 것을 특징으로 하는 전압 컨버터.

청구항 5

제 1 항에 있어서,

상기 삼상 전압에 대한 삼상 파라미터는 서로 동일하며, 각 상의 차이는 120° 인 것을 특징으로 하는 전압 컨버터.

청구항 6

제 1 항에 있어서,

상기 전압 컨버터는 부스트(boost)/벅(buck) 컨버터인 것을 특징으로 하는 전압 컨버터.

청구항 7

제 4 항에 있어서,

상기 정류자는 풀-브리지(full-bridge) 다이오드 정류자인 것을 특징으로 하는 전압 컨버터.

청구항 8

제 1 항에 있어서,

상기 제 1, 2, 3 주 스위치의 듀티비가 1/3 내지 2/3인 경우, 제 1 스위칭 제어모드를 수행하며,

상기 제 1, 2, 3 주 스위치의 듀티비가 2/3 내지 1인 경우, 제 2 스위칭 제어 모드를 수행하는 것을 특징으로 하는 전압 컨버터.

청구항 9

제 8 항에 있어서,

상기 제 1 스위칭 제어 모드는,

상기 제 1 주 스위치를 전체 스위칭의 주기와 상기 듀티비를 곱한 시간 동안 온(on) 하며,

상기 제 1 주 스위치가 온 된 이후, 1/3 주기가 도과하면, 상기 제 2 주 스위치를 상기 주기와 상기 듀티비를 곱한 시간 동안 온 하며,

상기 제 1 주 스위치가 온 된 이후, 2/3 주기가 도과하면, 상기 제 3 주 스위치를 상기 주기와 상기 듀티비를 곱한 시간 동안 온 하며,

상기 제 1 보조 스위치는 상기 제 1 주 스위치가 오프된 시점 이후부터, 다음 주기에서 다시 온 되기 이전 시점까지 온 되며,

상기 제 2 보조 스위치는 상기 제 2 주 스위치가 오프된 시점 이후부터, 다음 주기에서 다시 온 되기 이전 시점까지 온 되며,

상기 제 3 보조 스위치는 상기 제 3 주 스위치가 오프된 시점 이후부터, 다음 주기에서 다시 온 되기 이전 시점까지 온 되는 것을 특징으로 하는 전압 컨버터.

청구항 10

제 8 항에 있어서,

상기 제 2 스위칭 모드는,

상기 제 1 스위치를 주기와 상기 듀티비를 곱한 시간 동안 온 하며,

상기 제 1 주 스위치가 온 된 이후, 1/3 주기가 도과하면, 상기 제 2 주 스위치를 상기 주기와 상기 듀티비를 곱한 시간 동안 온 하며,

상기 제 1 주 스위치가 온 된 이후, 2/3 주기가 도과하면, 상기 제 3 주 스위치를 상기 주기와 상기 듀티비를 곱한 시간 동안 온 하며,

상기 제 1 보조 스위치는 상기 제 1 주 스위치가 오프된 시점 이후부터, 다음 주기에서 다시 온 되기 이전 시점까지 온 되며,

상기 제 2 보조 스위치는 상기 제 2 주 스위치가 오프된 시점 이후부터, 다음 주기에서 다시 온 되기 이전 시점까지 온 되며,

상기 제 3 보조 스위치는 상기 제 3 주 스위치가 오프된 시점 이후부터, 다음 주기에서 다시 온 되기 이전 시점까지 온 되는 것을 특징으로 하는 전압 컨버터.

명 세 서

기 술 분 야

[0001] 본 발명은 전압 컨버터에 관한 것으로, 더욱 상세하게는 직렬로 연결된 출력 커패시터를 포함하는 전압 컨버터에 관한 것이다.

배 경 기 술

[0002] 고 전압 DC-DC 전력 변환은 상대적으로 낮은 에너지 저장 장치, 즉 낮은 출력 전압(20 내지 50 VDC)을 가지는 연료 전지, 태양 전지 등을 이용하여 380 내지 400 VDC (또는 220 VAC)의 전압을 가지는 고 전압 그리드로 승압하는 과정에서 이용될 수 있다.

[0003] 이러한 전력 변환 과정에 있어서, 상대적으로 높은 입력 전류 및 높은 출력 전압을 제어하는 기술이 요구된다. 또한 상대적으로 높은 입력 전류 및 높은 출력 전압을 다루기 때문에 갈바닉 절연과 같은 절연 구성이 요구되며, 격리된 전류-되먹임 컨버터 등이 이러한 절연 구성으로 구현되었다.

[0004] 듀얼 인덕터 격리 부스트(또는 전류-되먹임 하프-브리지) 컨버터는, 풀-브리지 또는 단일 입력 인덕터를 포함하는 푸쉬-풀 전류-되먹임 컨버터와 비교하여, 입력 인덕터내에서 낮은 실효(rms) 전류를 가진다는 것이 알려져 왔다. 능동 클램핑(clamping) 회로는 격리 전류-되먹임 컨버터에 추가되어 RCD 클램프의 손실(loss)을 감소시키며, 영전압 스위칭의 구현을 가능하게 하였다.

[0005] 능동 클램프를 적용한 삼상(three-phase)의 격리 부스트 컨버터는 고 전력 장치에서 이용되었으며, 전력 레이팅(rating)을 증가하며, 인덕터 실효(rms) 전류 및 입력 전류 리플(ripple)을 감소시키는 효과를 창출할 수 있다.

[0006] 하지만, 이러한 컨버터들은 변압기의 권선비와 제어펄스의 듀티비를 변환 과정에서 이용하게 되며, 높은 승압비를 얻기 위하여 권선비와 제어신호의 듀티비가 함께 증가하여야하므로, 이에 따라서 효율이 저하되는 문제점이 존재하였다.

발명의 내용

해결하려는 과제

[0007] 본 발명은 상술한 문제점을 해결하기 위하여 안출된 것으로, 본 발명의 목적은 직렬로 연결된 출력 커패시터를 포함하는 전압 컨버터를 제공하는 데에 있다.

과제의 해결 수단

[0008] 본 발명의 일 실시 예에 따른 전압 컨버터는 직류 전압을 제공하는 전압 입력부, 상기 전압 입력부로부터 제공된 상기 직류 전압을 삼상(three-phase)의 전압으로 분리하는 일차측 회로, 상기 일차측 회로로부터 제공되는 상기 삼상의 전압을 승압하는 이차측 회로 및 상기 이차측 회로에 연결되어, 승압된 삼상의 전압을 출력하는 직렬로 연결된 세 개의 출력 커패시터를 포함하는 전압 출력부를 포함할 수 있다.

[0009] 또한 본 발명의 일 실시 예에 따른 전압 컨버터의 상기 일차측 회로는, 상기 전압 입력부의 일단에 병렬로 연결되어, 상기 직류 전압에 의한 직류 전류를 제공받는 세 개의 입력 인덕터, 상기 전압 입력부의 타단에 연결되어 소정의 커패시턴스 전압을 제공하는 클램프 커패시터, 상기 클램프 커패시터의 일단 및 상기 전압 입력부의 상기 타단에 병렬로 연결되어 온/오프에 따라 스위칭 제어 모드를 제공하는 제 1, 2, 3 주 스위치 및 상기 클램프 커패시터의 타단에 연결되며, 상기 세 개의 입력 인덕터의 타단에 각각 연결되는 제 1, 2, 3 보조 스위치를 포함할 수 있다.

[0010] 아울러 본 발명의 일 실시 예에 따른 전압 컨버터의 상기 제 1, 2, 3 일차변압부는 각각 제 1, 2, 3 누설 인덕터를 포함할 수 있다.

[0011] 또한 본 발명의 일 실시 예에 따른 전압 컨버터의 상기 이차측 회로는, 제 1, 2, 3 이차변압부 및 상기 제 1, 2, 3 이차변압부에 연결된 적어도 하나의 정류자를 포함할 수 있다.

[0012] 또한 본 발명의 일 실시 예에 따른 전압 컨버터의 상기 삼상 전압에 대한 삼상 파라미터는 서로 동일하며, 각 상의 차이는 120° 일 수 있다.

[0013] 아울러 본 발명의 일 실시 예에 따른 전압 컨버터의 상기 정류자는 풀-브리지(full-bridge) 다이오드 정류자일 수 있다.

[0014] 또한 본 발명의 일 실시 예에 따른 전압 컨버터의 상기 제 1, 2, 3 주 스위치의 듀티비가 1/3 내지 2/3인 경우, 제 1 스위칭 제어모드를 수행하며, 상기 제 1, 2, 3 주 스위치의 듀티비가 2/3 내지 1인 경우, 제 2 스위칭 제어 모드를 수행할 수 있다. 이 경우, 상기 제 1 스위칭 제어 모드는, 상기 제 1 주 스위치를 전체 스위칭의 주

기와 상기 듀티비를 곱한 시간 동안 온(on) 하며, 상기 제 1 주 스위치가 온 된 이후, 1/3 주기가 도과하면, 상기 제 2 주 스위치를 상기 주기와 상기 듀티비를 곱한 시간 동안 온 하며, 상기 제 1 주 스위치가 온 된 이후, 2/3 주기가 도과하면, 상기 제 3 주 스위치를 상기 주기와 상기 듀티비를 곱한 시간 동안 온 하며, 상기 제 1 보조 스위치는 상기 제 1 주 스위치가 오프된 시점 이후부터, 다음 주기에서 다시 온 되기 이전 시점까지 온 되며, 상기 제 2 보조 스위치는 상기 제 2 주 스위치가 오프된 시점 이후부터, 다음 주기에서 다시 온 되기 이전 시점까지 온 되며, 상기 제 3 보조 스위치는 상기 제 3 주 스위치가 오프된 시점 이후부터, 다음 주기에서 다시 온 되기 이전 시점까지 온 되는 것으로 구성될 수 있다. 또한 상기 제 2 스위칭 모드는, 상기 제 1 스위치를 주기와 상기 듀티비를 곱한 시간 동안 온 하며, 상기 제 1 주 스위치가 온 된 이후, 1/3 주기가 도과하면, 상기 제 2 주 스위치를 상기 주기와 상기 듀티비를 곱한 시간 동안 온 하며, 상기 제 1 주 스위치가 온 된 이후, 2/3 주기가 도과하면, 상기 제 3 주 스위치를 상기 주기와 상기 듀티비를 곱한 시간 동안 온 하며, 상기 제 1 보조 스위치는 상기 제 1 주 스위치가 오프된 시점 이후부터, 다음 주기에서 다시 온 되기 이전 시점까지 온 되며, 상기 제 2 보조 스위치는 상기 제 2 주 스위치가 오프된 시점 이후부터, 다음 주기에서 다시 온 되기 이전 시점까지 온 되며, 상기 제 3 보조 스위치는 상기 제 3 주 스위치가 오프된 시점 이후부터, 다음 주기에서 다시 온 되기 이전 시점까지 온 되도록 구성될 수 있다.

발명의 효과

[0015] 본 발명의 다양한 실시 예들에 의한 전압 컨버터는 직렬로 구성된 출력단을 포함하며, 이에 따라서 상대적으로 낮은 변압기 권선비에서도 높은 출력 전압을 얻을 수 있다. 또한 전력 변환기에 이용되는 전력용 반도체 소자의 스트레스를 감소시킬 수 있으며, 전력 변환 효율을 증가시킬 수 있다.

도면의 간단한 설명

[0016] 도 1은 본 발명의 일 실시 예에 의한 전압 컨버터의 회로도이다.

도 2a 내지 2c는 주 스위치의 듀티 범위에 대한 세 가지 상이한 도전(conduction) 상태와 관련한, 시간에 대한 전압 및 전류 그래프들이다.

도 2d는 듀티비가 1/3 내지 2/3인 경우에 대한 스위치의 제어를 나타내기 위한 타이밍도이다.

도 2e는 듀티비가 2/3 내지 1인 경우에 대한 스위치의 제어를 나타내기 위한 타이밍도이다.

도 3a 내지 도 3f는 도 2d와 관련한, 듀티비(D)가 1/3 내지 2/3인 경우의 회로에 도통되는 전류를 시간 구간 별로 구분하여 나타낸 회로도들이다.

도 4a 내지 도 4d는 도 2e와 관련한, 듀티비(D)가 2/3 내지 1인 경우의 회로에 도통되는 전류를 시간 구간 별로 구분하여 나타낸 회로도들이다.

도 5는 누설 인덕터(Llka)의 더욱 상세한 전류 파형 형태를 설명하기 위한 그래프이다.

도 6은 본 발명의 실시 예에 의한 컨버터의 전압 변환비를, 다양한 듀티비 및 누설 인덕터에 대하여 실험한 결과를 나타내는 그래프이다.

도 7은 시간 인터벌에 대한 등가 회로이다.

도 8은 영전압 스위칭이 수행되는 동안의 상세한 파형을 나타내기 위한 그래프이다.

도 9는 다양한 부하 저항에 대한, 각각의 최대 누설 인덕터를 나타낸 그래프이다.

도 10a 내지 10d는 본 발명의 일 실시 예에 의한 컨버터에 대한 각종 실험의 결과에 대한 그래프들이다.

도 11은 본 발명의 실시 예에 따른 컨버터와 종래의 삼상 전류-되먹임 컨버터의 측정된 효율을 나타낸 그래프이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0017] 이하에서는 본 발명의 다양한 실시 예들을 첨부된 도면을 참조하여 더욱 상세하게 설명하도록 한다.

[0018] 도 1은 본 발명의 일 실시 예에 의한 전압 컨버터의 회로도이다.

[0019] 도 1을 참조하면, 전압 컨버터는 입력 전압부(Vi)와, 주 스위치(Sa, Sb, Sc), 보조 스위치(Sca, Scb, Scc), 입

력 인덕터(La, Lb, Lc), 변압 누설 인덕터(Llka, Llkb, Llkc) 및 클램프(clamp) 커패시터(Cclamp)를 포함하는 제 1 차측 회로와, 풀-브리지 다이오드 정류자, 세 개의 격리 변압기 및 출력 커패시터(Coa, Cob, Coc)를 포함하는 제 2 차측 회로를 포함할 수 있다.

[0020] 제 1 차측 회로는 삼상(three-phase)의 격리된 부스트 컨버터가 병렬로 연결되어 구현될 수 있다. 또한 여기에서 이용되는 모든 삼상 파라미터는 동일할 수 있으며, 각 상(phase) 간의 차이는 120° 일 수 있다. 또한 전압 컨버터는 정상 상태(steady-state)에서 작동될 수 있다. 여기에서 전압 컨버터는 바람직하게 부스트/벅 컨버터의 연속 접속 형태로 구현될 수 있다.

[0021] 입력 전압부(Vi)는 병렬로 입력 인덕터(La, Lb, Lc)에 연결될 수 있다. 입력 인덕터(La,Lb,Lc)는 각각 보조 스위치(Sca,Scb,Scc) 및 누설 인덕터(Llka,Llkb,Llkc)에 연결될 수 있다. 누설 인덕터(Llka,Llkb,Llkc)는 일차측 변압기에 연결될 수 있다.

[0022] 출력 전압부(Vo)는 세 개의 전압(Voa,Vob,Voc)으로 구성될 수 있다. 이차측 변압기는 풀-브리지 다이오드 정류자에 연결될 수 있으며, 풀-브리지 다이오드 정류자는 출력 커패시터(Coa,Cob,Coc)에 연결될 수 있다. 또한 각각의 출력 커패시터(Coa,Cob,Coc)들은 직렬로 연결될 수 있다.

[0023] 부스트 작업은 입력 전압(Vi) 및 클램프 커패시터(Vc) 사이에 수행될 수 있으며, 부스트 작업은 수학식 1로 표현될 수 있다.

수학식 1

[0024] $$\frac{Vc}{Vi} = \frac{1}{1-D}$$

[0025] 수학식 1에서 D는 주 스위치의 듀티비이다.

[0026] 변압기의 누설 인덕터(Llka)는 클램프 커패시터(Cc)에 걸린 전압(Vc) 및 출력 커패시터(Coa)의 전압(Voa) 사이의 불연속 전류와 벅(buck) 작업을 수행할 수 있다.

[0027] 세 개의 상이한 작업 상태는 벅 작업에 포함될 수 있으며, 이는 주 스위치의 듀티 범위에 의하여 결정될 수 있다. 주 스위치의 듀티 범위에 대하여서는 도 2와 관련하여 더욱 상세하게 설명될 것이며, 주 스위치의 듀티 범위에 따라서 각각의 상이한 스위치들의 제어가 요구된다.

[0028] 도 2a 내지 2c는 주 스위치의 듀티 범위에 대한 세 가지 상이한 도전(conduction) 상태와 관련한, 시간에 대한 전압 및 전류 그래프들이다. 도 2a는 듀티비(D)가 1/3 이하인 경우의 그래프, 도 2b는 듀티비(D)가 1/3 내지 2/3인 경우의 그래프, 도 2c는 듀티비(D)가 2/3 내지 1인 경우의 그래프를 각각 나타낸다.

[0029] 각각의 도전 상태에 대한 에너지 전달 및 영전압 스위칭은 더욱 상세하게 후술될 것이다. 또한 주 스위치의 듀티비는 일반적으로 1/3 이상이기 때문에, 도 2a에 도시된 듀티비(D)가 1/3 이하인 경우에 대한 설명은 생략하도록 한다.

[0030] 도 2b를 참조하면, 주 스위치(Sa)가 DTs 동안 온(on) 되며, 나머지 (1-D)Ts 동안 오프(off)되는 것을 확인할 수 있다. 주 스위치(Sb)는 주 스위치(Sa)가 온 되기 시작된 이후부터 Ts/3의 시간이 도과한 후에 온 되며 DTs 동안 온 상태를 유지한다. 마찬가지로 주 스위치(Sc)는, 주 스위치(Sa)가 온 되기 시작된 이후부터 2Ts/3의 시간이 도과한 후에 온 되며, DTs 동안 온 상태를 유지한다. 일차측 변압기 전압(Vab) 및 일차측 누설 전류(ILlka)는 주 스위치(Sa,Sb,Sc)의 온/오프 제어에 따라서 소정의 값을 가지며, 이는 도 3a 내지 3f와 관련하여 더욱 상세하게 설명하도록 한다.

[0031] 도 2c를 참조하면, 주 스위치(Sa)가 DTs 동안 온(on) 되며, 나머지 (1-D)Ts 동안 오프(off)되는 것을 확인할 수 있다. 주 스위치(Sb)는 주 스위치(Sa)가 온 되기 시작된 이후부터 소정의 시간이 도과한 후에 온 되며 DTs 동안 온 상태를 유지한다. 마찬가지로 주 스위치(Sc)는, 주 스위치(Sa)가 온 되기 시작된 이후부터 소정의 시간이 도과한 후에 온 되며, DTs 동안 온 상태를 유지한다. 일차측 변압기 전압(Vab) 및 일차측 누설 전류(ILlka)는 주 스위치(Sa,Sb,Sc)의 온/오프 제어에 따라서 소정의 값을 가지며, 이는 도 4a 내지 4f와 관련하여 더욱 상세하게 설명하도록 한다.

[0032] 도 2d는 듀티비가 1/3 내지 2/3인 경우에 대한 스위치의 제어를 나타내기 위한 타이밍도이다.

[0033] 도 2d를 참조하면, t0에서 주 스위치(Sa)는 오프되며, t1에서 누설 인덕터(Llkc)에 흐르는 전류는 0을 유지한다. t2에서는 보조 스위치(Scc)가 오프되며, t3에서 주 스위치(Sb)가 오프된다. t4에서는 누설 인덕터(Llka)에 걸리는 전압이 0이 된다. t5에서 보조 스위치(Sca)는 오프되며, t6에서 주 스위치(Sa)가 온 된다.

[0034] 도 3a 내지 도 3f는 도 2d와 관련한, 듀티비(D)가 1/3 내지 2/3인 경우의 회로에 도통되는 전류를 시간 구간 별로 구분하여 나타낸 회로도들이다. 설명의 편의를 위하여, 삼상(Three-phase) 중 상 a(a-phase)에 대하여 중점적으로 설명하도록 하며, 상 b 및 상 c는 상 a의 결과와 각각 120° , 240° 의 상 차이가 있다.

[0035] 도 3a는 시간 t0 내지 t1의 구간에서의 전류의 도통을 나타내기 위한 회로도이다.

[0036] 주 스위치(Sa)는 t0에서 오프될 수 있다. 클램프 커패시터(Cc)는 충전되며, 보조 스위치(Sca)를 가로지는 전압은 영저압 스위칭을 위하여 0이 될 수 있다. 누설 인덕터(Llka)에 흐르는 전류는 t0부터 선형적으로 증가할 수 있으며, 증가하는 기울기는 수학식 2와 같이 결정될 수 있다.

수학식 2

[0037] $$\left.\frac{di_{Llka}}{dt}\right|_{t_0\sim t_1} = \frac{V_c - V_{oa}/n}{L_{lka}}$$

[0038] 수학식 2에서 n은 격리 변압기의 권선비, 즉 이차 권선수/일차 권선수를 의미한다.

[0039] 누설 인덕터(Llkc)에 흐르는 전류는 t0부터 선형적으로 증가할 수 있으며, 증가하는 기울기는 수학식 3과 같이 결정될 수 있다.

수학식 3

[0040] $$\left.\frac{di_{Llkc}}{dt}\right|_{t_0\sim t_1} = \frac{-V_{oc}/n}{L_{lkc}}$$

[0041] 전류값은 t1에서 0이 되면서, 누설 인덕터(Llkc) 내에서의 에너지 변환은 완수된다.

[0042] 도 3b는 시간 t1 내지 t2의 구간에서의 전류의 도통을 나타내기 위한 회로도이다.

[0043] 누설 인덕터(Llka)에 흐르는 전류는 증가하며, 상 c의 변압기 내에서 전류는, 스위치(Scc)가 t2에서 오프되기 이전에는 흐르지 않음을 확인할 수 있다.

[0044] 도 3c는 시간 t2 내지 t3의 구간에서의 전류의 도통을 나타내기 위한 회로도이다.

[0045] 상 c의 보조 스위치(Scc)가 오프된 직후, 주 스위치(Sc)가 영전압 스위칭으로 온 된다. 누설 인덕터(Llkc)의 전류는 t2에서부터 수학식 4에 의한 기울기를 가지며 증가한다.

수학식 4

$$\left.\frac{di_{Llkc}}{dt}\right|_{t_2\sim t_3} = \frac{-V_c + V_{oc}/n}{L_{llkc}}$$

[0046]

[0047] 도 3d는 시간 t3 내지 t4의 구간에서의 전류의 도통을 나타내기 위한 회로도이다.

[0048] t3에서, 주 스위치(뉴)는 오프되며, 누설 인덕터(Llka)의 전류는 수학식 5로 표현되는 기울기를 가지면서 감소한다.

수학식 5

$$\left.\frac{di_{Llka}}{dt}\right|_{t_3\sim t_4} = \frac{-V_{oa}/n}{L_{lka}}$$

[0049]

[0050] 도 3e는 시간 t4 내지 t5의 구간에서의 전류의 도통을 나타내기 위한 회로도이다.

[0051] 누설 인덕터(Llkc)에 흐르는 전류는 계속하여 증가한다. 보조 스위치(Sca)가 t5에서 오프되기 이전까지 상 a의 변압기 내에서는 전류가 흐르지 않는다.

[0052] 도 3f는 시간 t5 내지 t6의 구간에서의 전류의 도통을 나타내기 위한 회로도이다.

[0053] 보조 스위치(Sca)가 t5에서 오프된 이후, 누설 인덕터(Llkc)의 전류 경로는 보조 스위치(Sca)로부터 주 스위치(Sa)로 변경된다. 출력 커패시터(Sa)는 누설 인덕터(Llkc)에 흐르는 전류에 방전되며, 주 스위치(Sa)의 역병렬(anti-parallel) 다이오드가 도전된다. 주 스위치(Sa)는 t6에서 영전압 스위칭으로 온 될수 있다. 주 스위치(Sa)의 영전압 스위칭은, 상 a의 누설 인덕터(Llka)가 아닌 상 c의 누설 인덕터(Llkc)와의 공진(resonance)에 의하여 발생될 수 있다.

[0054] 이하에서는, 듀티비(D)가 2/3 내지 1인 경우를 도 2e와 도 4a 내지 4d를 참조하여 더욱 상세하게 설명하도록 한다.

[0055] 도 2e는 듀티비가 2/3 내지 1인 경우에 대한 스위치의 제어를 나타내기 위한 타이밍도이다.

[0056] 도 2e를 참조하면, t0에서 주 스위치(Sc)가 온 되며, t1에서 주 스위치(Sa)가 오프된다. t2에서 보조 스위치(Sca)가 온 되며, t3에서 보조 스위치(Sca)가 오프되고, t4에서 주 스위치(Sa)가 온 된다.

[0057] 도 4a 내지 도 4d는 도 2e와 관련한, 듀티비(D)가 2/3 내지 1인 경우의 회로에 도통되는 전류를 시간 구간 별로 구분하여 나타낸 회로도들이다. 설명의 편의를 위하여, 삼상(Three-phase) 중 상 a(a-phase)에 대하여 중점적으로 설명하도록 하며, 상 b 및 상 c는 상 a의 결과와 각각 120° , 240° 의 상 차이가 있다.

[0058] 도 4a는 시간 t0 내지 t1의 구간에서의 전류의 도통을 나타내기 위한 회로도이다. 주 스위치(Sc)는 t0에서 온 되며, 모든 주 스위치들은 도전된다. 모든 입력 인덕터에 흐르는 전류는 증가한다. 주 스위치(Sa)가 오프되는 t1 이전에는 상 a의 변압기에는 전류가 흐르지 않는다.

[0059] 도 4b는 시간 t1 내지 t2의 구간에서의 전류의 도통을 나타내기 위한 회로도이다.

[0060] 주 스위치(Sa)는 t1에서 오프된다. 보조 스위치(Sca)의 역병렬 다이오드는 도전되며, 클램프 커패시터(Cclamp)는 충전된다. 보조 스위치(Sca)에 걸리는 전압은 영전압 스위칭을 위하여 0이 된다. 누설 인덕터(Llka)는 t1에

서부터 증가하기 시작한다. 에너지 변환은 상 a의 변압기를 통하여 시작한다.

[0061] 도 4c는 시간 t2 내지 t3의 구간에서의 전류의 도통을 나타내기 위한 회로도이다.

[0062] 보조 스위치(Sca)는 t2에서 영전압 스위칭으로 온 된다. 클램프 커패시터 및 보조 스위치(Scc)를 통하여 흐르는 누설 인덕터 간의 공진 전류(resonant current)가 보조 스위치(Sca)를 통하여 흐른다. 누설 인덕터(Llka)에 흐르는 전류는, t3에서 보조 스위치(Sca)가 오프되기 이전까지 증가를 계속한다.

[0063] 도 4d는 시간 t3 내지 t4의 구간에서의 전류의 도통을 나타내기 위한 회로도이다.

[0064] 보조 스위치(Sca)는 t3에서 오프되며, 공진 전류의 경로는 보조 스위치(Sca)로부터 주 스위치(Sa)로 변경된다. 출력 커패시터(Sa)는 공진 전류에 의하여 방전되며, 주 스위치(Sa)의 역병렬 다이오드는 도전된다. 주 스위치(Sa)는 t4에서 영전압 스위칭으로 온 된다. 누설 인덕터(Llka)의 전류는 감소하기 시작한다. 에너지 변환은, 누설 인덕터(Llka)에 흐르는 전류가 0이 되는 t4 이후에 완료된다.

[0065] 이상에서는 각 듀티 범위에 대한 시간에 따른 스위치 제어와 관련하여 설명하였다면, 이하에서는 전압 변환 비율과 관련하여 더욱 상세하게 설명하도록 한다.

[0066] 도 5는 누설 인덕터(Llka)의 더욱 상세한 전류 파형 형태를 설명하기 위한 그래프이다.

[0067] 전체 컨버터의 전압 변환 비율을 수학식 1을 이용하여 계산될 수 있으며, 클램프 및 출력 커패시터간의 변환 비율(Vo/Vc)은 수학식 6에 의하여 계산될 수 있다.

수학식 6

[0068] $$\frac{Vo}{Vi}=\frac{Vc}{Vi}\,\frac{Vo}{Vc}=\frac{Vc}{Vi}\,\frac{3Voa}{Vc}$$

[0069] 누설 인덕터(Llka)에 흐르는 전류는 전압 변환 비율을 계산하는데 이용될 수 있다. 전류 도전 시간은 도 2a 내지 2c와 관련하여 설명한 것과 같이 상이할 수 있다. 이에 더욱 상세한 전류 파형을 도 5에 도시한다. 도 5에서의 Dc는 유효 듀티이며, 도 2a 내지 2c에서는 제 1, 2 , 3 상에 대하여 각각, Dc=D, Dc=1/3, Dc=1-D 일 수 있다.

[0070] 전압 변환 비는 누설 인덕터(Llka)의 volt × sec 균형을 이용하여 계산될 수 있으며, 이는 수학식 7로 표현된다.

수학식 7

[0071] $$\left(Vc-\frac{Voa}{n}\right)\times Dc\times Ts-\frac{Voa}{n}\times Dcl\times Ts=0$$

[0072] 여기에서, Ts는 스위칭 주기이며, fs는 1/Ts로 정의된다. 수학식 7은 수학식 8로 새롭게 정리될 수 있다.

수학식 8

[0073] $$\frac{Vo}{Vc}=\frac{3Voa}{Vc}=\frac{3n\times Dc}{Dc+Dcl}$$

[0074] 또하나 누설 인덕터(Llka)에 전류는 평균 전류는 수학식 9을 통하여 계산될 수 있다.

수학식 9

$$I_{Lka,av}=\frac{2}{Ts}\times\frac{1}{2}\times I_{Lka,m}(Dc+Dcl)\times Ts=\frac{3Voa}{Ro}\times n$$

[0075]

[0076] 이며, 여기에서,

[0077] $I_{Lka,m}$은 수학식 10의 결과와 같다.

수학식 10

$$I_{Llka,m}=\frac{Voa}{n\times Llka}\times Dcl\times Ts$$

[0078]

[0079] 수학식 7 내지 10으로부터, 클램프 및 출력 커패시터 간의 변환비가 수학식 11과 같이 표현될 수 있다.

수학식 11

$$\frac{Vo}{Vc}=\frac{3n\times 2Dc}{Dc+\sqrt{Dc^2+12n^2\alpha}}$$

[0080]

[0081] 여기에서

[0082] α는 수학식 12와 같이 표현될 수 있다.

수학식 12

$$\alpha=\frac{Llka}{Ro\times Ts}$$

[0083]

[0084] 여기에서 Ro는 부하 저항이다.

[0085] 이제 전체 컨버터의 전압 변환 비율을 수학식 1 및 수학식 11을 이용하여 계산할 수 있으며, 이는 수학식 13으로 표현된다.

수학식 13

$$\frac{Vo}{Vi}=\frac{3n}{1-D}\times\frac{2Dc}{Dc+\sqrt{Dc^2+12n^2\times\alpha}}$$

[0086]

[0087] 도 6은 본 발명의 실시 예에 의한 컨버터의 전압 변환비를, 다양한 듀티비 및 누설 인덕터에 대하여 실험한 결과를 나타내는 그래프이다. 로드 전압은 400Ω, Ts는 20μs, 권선비(n)는 3이다. 그래프의 x축은 듀티비(D)에 관한 것이며, y축은 컨버터 전체 전압 변환비이다. 그래프들로부터, 같은 듀티에서 누설 인덕터의 값이 증가할

수록 전압 변환비가 감소한다는 사실을 알 수 있다. 이에 따라서, 각각의 듀티에 알맞는 적절한 누설 인덕터 값을 적용하여 컨버터의 전체 전압 변환비를 증가시킬 수 있다.

[0088] 이하에서는, 본 발명의 실시 예들에 의하여 창출될 수 있는 영전압 스위칭과 관련하여 더욱 상세하게 설명하도록 한다.

[0089] 주 스위치(Sa,Sb,Sc) 및 보조 스위치(Sca,Scb,Scc)의 게이트 펄스간이 시간-딜레이를 적절하게 조정함에 따라서, 양 스위치들의 영전압 스위칭을 가능하게 할 수 있다. 주 스위치(Sa)가 오프된 이후, 입력 인덕터 및 누설 인덕터에 흐르는 전류는 출력 커패시터(Sca)를 방전시키며, 출력 커패시터(Sa)를 충전시킨다. 상술한 시간 인터벌에 대한 등가 회로가 도 7에 도시된다. 도 8의 입력 인덕터는 일정한 상수 값을 가질 수 있다.

[0090] 영전압 스위칭을 위한 주 스위치(Sca) 및 보조 스위치(Sca) 사이의 최소 시간-딜레이는 수학식 14과 관련하여 정하여질 수 있다.

수학식 14

[0091]
$$T_{de} > \frac{(Ca+Cac)\times Vc}{I_{La}+I_{Llkc,m}} = \frac{(Ca+Cac)\times Vi}{(I_{La}+I_{Llkc,m})\times(1-D)}$$

[0092] 여기에서, Ca,Cca는 각각 주 스위치(Sa) 및 보조 스위치(Sca)의 출력 커패시턴스를 나타내며, I_{La}는 입력 인덕터(La)의 평균 전류를 나타낸다.

[0093] 주 스위치의 영전압 스위칭은, 주 스위치의 출력 커패시터 및 누설 인덕터의 공진에 의하여 발생한다. 영전압 스위칭이 수행되는 동안의 상세한 파형에 대하여서는 도 8에 도시되어 있다. 주 스위치의 영전압 스위칭을 위한 주 스위치(Sa) 및 보조 스위치(Sca) 사이의 최대 시간-딜레이는 수학식 5에서 주어진 공진 주기의 1/4일 수 있으며, 수학식 15로 그 범위가 표현될 수 있다.

수학식 15

[0094]
$$T_{de2} < \frac{\pi}{2}\sqrt{Llkc\times Ca}$$

[0095] 주 스위치에서 영전압 스위칭 작업이 수행되기 위하여, 누설 인덕터에 저장된 에너지는 주 스위치의 출력 커패시터에 저장된 에너지보다 클 것이 요구되며, 이를 수학식 16과 같이 표현할 수 있다.

수학식 16

[0096]
$$\frac{1}{2}Llkc(I_{Llkc,ma}-I_{La})^2 > \frac{1}{2}CaVc^2$$

[0097] 여기에서 누설 인덕터의 최솟값은 수학식 17로 표현될 수 있다.

수학식 17

[0098]
$$Llkc > \frac{CaVc^2}{(I_{Llkc,ma}-I_{La})^2} = \frac{CaVi^2}{(I_{Llkc,ma}-ILa)^2(1-D)^2}$$

[0099] 클램프 커패시터 Cclamp의 값은 누설 인덕터에 기초하여 선택될 수 있다. 클램프 커패시터와 누설 인덕터의 공진 주기의 절반은 주 스위치의 최대 오프-시간보다 커야하며, 이는 수학식 18로 표현될 수 있다.

수학식 18

[0100]
$$Cclamp > \frac{(1-D)^2}{\pi^2 Llkc} Ts^2$$

[0101] 이상과 같은 과정을 거쳐서, 주 스위치에서 영전압 스위칭을 구현할 수 있다.

[0102] 이하에서는, 본 발명의 일 실시 예에 따른 600W급 파워 레이팅의 컨버터의 프로토타입에 대하여 설명하도록 한다. 본 실시 예의 입/출력 전압은 각각 24V/380V일 수 있으며, 전압 변환비는 15.84(380V/24V)일 수 있다. 또한 본 실시 예의 듀티비는 0.6, 권선비는 3, fs(1/Ts)는 50kHz로 설정될 수 있다. 상술한 조건과 수학식 13으로부터, 파라미터 α는 2.458 × 10^{-3}으로 계산될 수 있다. 최대 누설 인덕터는 수학식 12를 이용하여, 11.83μH로 계산될 수 있다.

[0103] 도 9는 다양한 부하 저항에 대한, 각각의 최대 누설 인덕터를 나타낸 그래프이다. 도 9에 도시된 바와 같이, 누설 인덕터(Llka,Llkb,Llkc)는 모두 동일한 값인 10μH일 수 있으며, 이는 수학식 17의 조건을 만족시킬 수 있다. 상술한 일 실시 예의 요구되는 소자의 용량을 효율 90% 정도로 계산하면 표 1에 기재된 데이터와 같다.

표 1

[0104]

구성 요소	값
입력 인덕터의 RMS 전류	9.4A
입력 인덕터의 DC 전류	9.3A
누설 인덕터의 RMS 전류	6.5A
일차측 변압기의 피크 전압	60V
주 스위치의 피크 전압	60V
주 스위치의 RMS 전류	13.3A
보조 스위치의 피크 전압	60V
보조 스위치의 RMS 전류	4.7A
출력 다이오드의 피크 역 전압	127V
출력 다이오드의 RMS 전류	1.5A

[0105] 본 발명의 일 실시 예에 의한 컨버터는 입력 인덕터로 토로이드형 파우더 코어(MPP 55076, Magnetics)를 이용할 수 있다. 또한 상기 컨버터는 주 변압기로 E-E core (44022, Magnetics)를 이용할 수 있으며, 일차측 및 이차측 권선수는 각각 10 및 30으로 설정할 수 있다. 영전압 스위칭을 위한 누설 인덕터는 외부 인덕터를 이용하여 구현할 수 있다. 주 스위치 및 보조 스위치(MOSFET)에 대한 여섯 개의 PWM 게이트 신호가 DSP TMS329F28355(Texas Instruments)를 이용하여 발생될 수 있다. 듀티비 및 시간-딜레이는 내부 타이머 및 DSP의 PWM 발생기를 이용하여 구현할 수 있다.

[0106] 도 10a 내지 10d는 상기 컨버터에 의한 각종 실험 결과에 대한 그래프들이다. 여기에서 부하 저항은 950Ω이며, 듀티비는 0.5이다.

[0107] 도 10a는 게이트 신호, 입력 전압, 출력 전압을 도시한 그래프이다. 도 10a를 참조하면, 비교적 낮은 0.5의 듀

티비를 이용하여 380V의 출력 전압을 변환할 수 있는 것을 알 수 있다.

[0108] 도 10b는 주 스위치(Sa,Sb)의 게이트 전압, 변압기의 일차측 전압(Vab), 누설 인덕터(iLlka)에 흐르는 전류를 도시한 그래프이다. 도 10b를 참조하면, 누설 인덕터를 이용한 불연속 벅 작업 수행에 의하여 일차측 에너지가 이차측으로 전달됨을 알 수 있다.

[0109] 도 10c는 입력 전류 및 입력 인덕터 전류를 도시한 그래프이다. 도 10c를 참조하면, 입력 전류의 리플(ripple)은, 삼상 컨버터의 인터리빙 작업에 의하여 감소된 것을 알 수 있다.

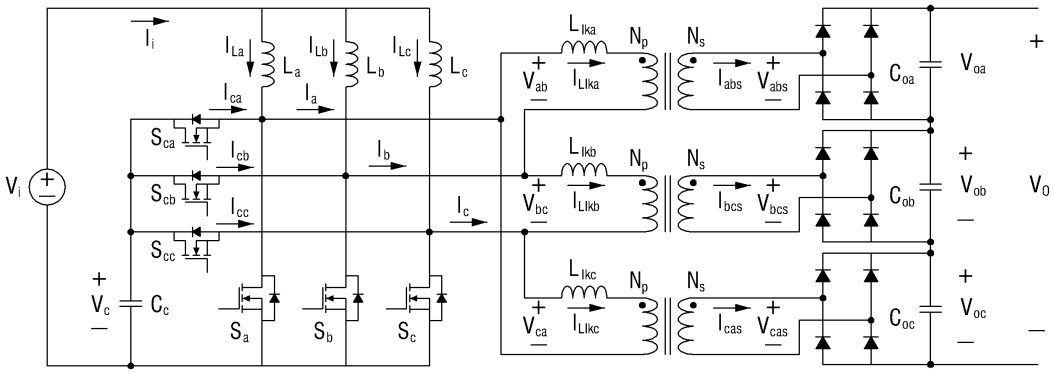
[0110] 도 10d는 주 스위치(Sa)에 대한 스위칭 과도(transient)에 대하여 도시한다. 도 10d를 참조하면, 영전압 스위칭이 성공적으로 수행된 것을 알 수 있다.

[0111] 도 11은 본 발명의 실시 예에 따른 컨버터와 종래의 삼상 전류-되먹임 컨버터의 측정된 효율을 나타낸 그래프이다. 여기에서, 종래 삼상 변압기의 권선비는 4이며, DSP 제어기의 전력 소모는 양측의 컨버터 모두에서 고려되지 않았다. 도 11을 참조하면,본 발명의 실시 예에 따른 컨버터는 최대 로드에서 94%의 효율을 나타내는 것을 알 수 있다. 또한, 150W에서의, 본 발명의 실시 예에 따른 컨버터는 97%이다. 이는 높은 부하 조건에서, 본 발명의 실시 예에 따른 컨버터의 효율이 종래의 삼상 컨버터보다 높다는 것을 의미한다.

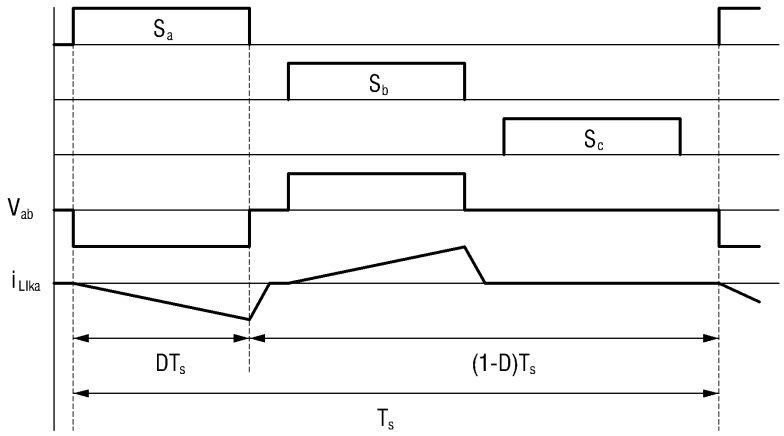
[0112] 이상에서는 본 발명의 바람직한 실시 예에 대하여 도시하고 설명하였지만, 당해 발명이 속하는 기술분야에서 통상의 지식을 가진 자라면, 누구든지 본 발명의기술적 사상 및 범위를 벗어나지 않는 범주 내에서 본 발명의 바람직한 실시 예를 다양하게 변경할 수 있음은 물론이다. 따라서 본 발명은 특허청구범위에서 청구하는 본 발명의 요지를 벗어나지 않는다면 다양한 변형 실시가 가능할 것이며, 이러한 변형 실시들은 본 발명의 기술적 사상이나 전망으로부터 개별적으로 이해되어져서는 안될 것이다.

도면

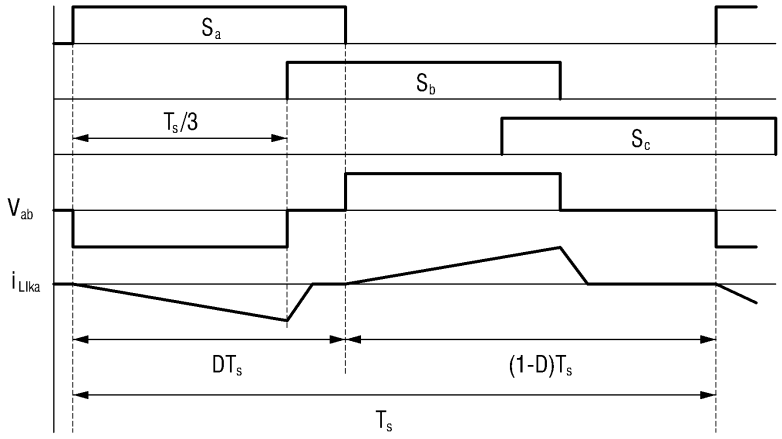
도면1



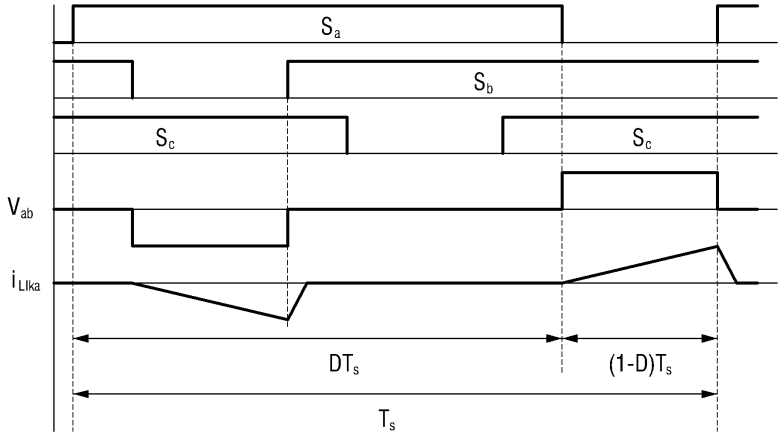
도면2a



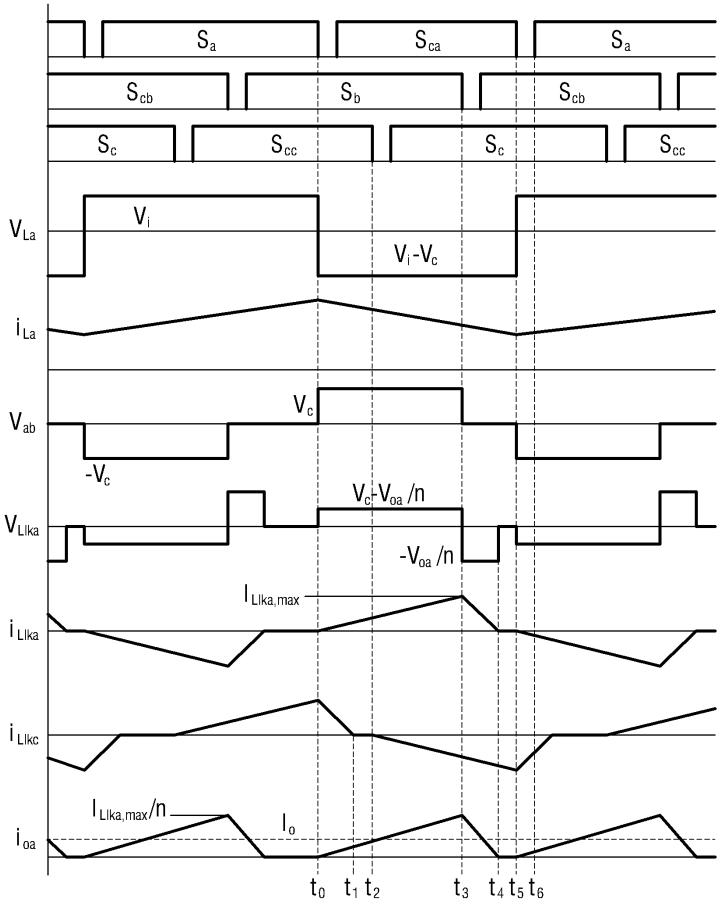
도면2b



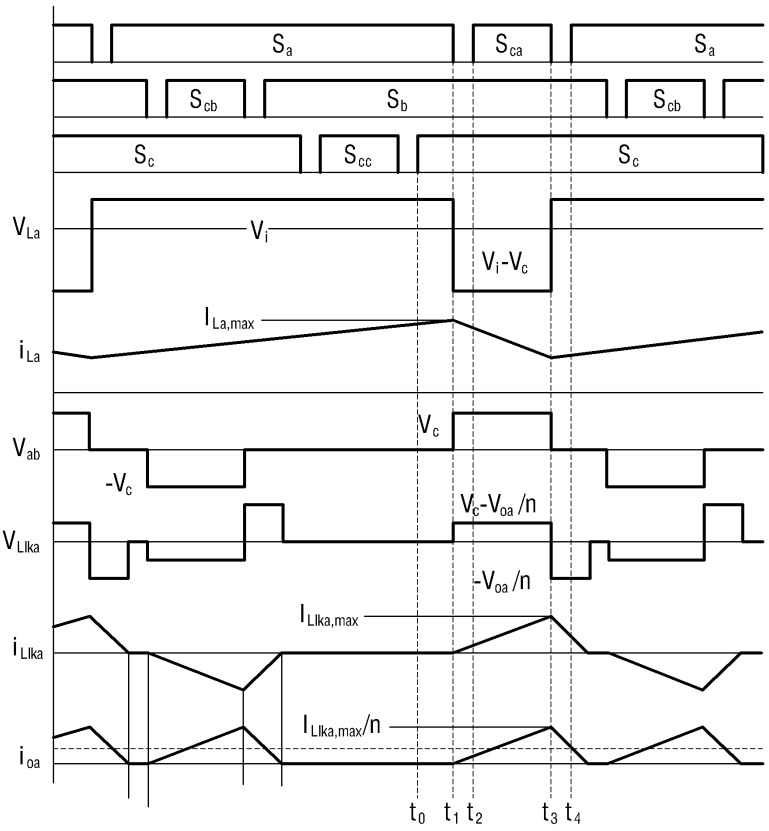
도면2c



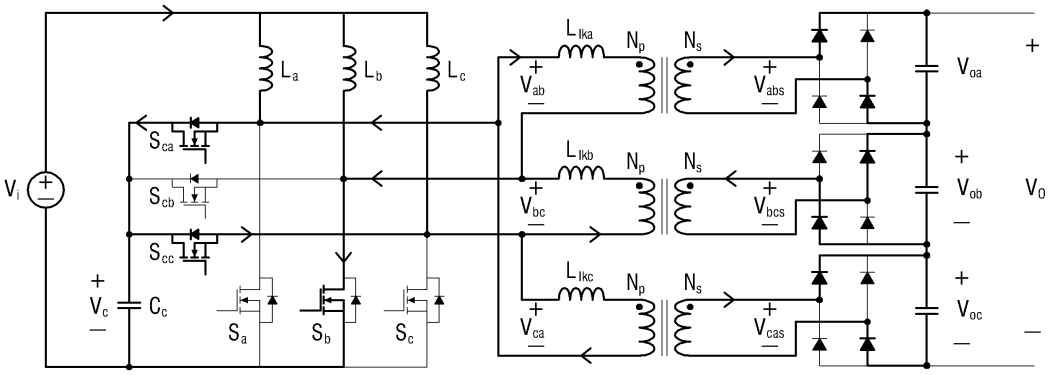
도면2d


Sa
Sca
Sa
Scb
Sb
Scb
Sc
Scc
Sc
Scc
VLa
Vi
Vi-Vc
iLa
Vab
Vc
-Vc
VLlka
Vc-Voa /n
-Voa /n
ILlka,max
iLlka
iLlkc
ILlka,max/n
Io
ioa
t0 t1 t2 t3 t4 t5 t6

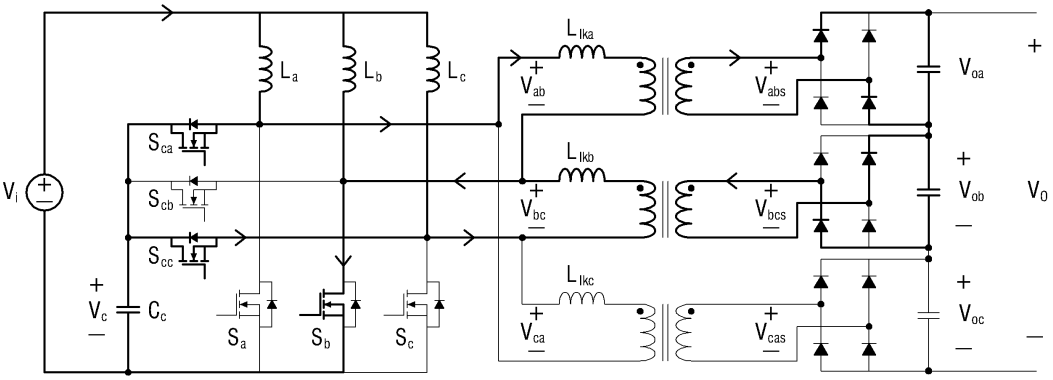
도면2e



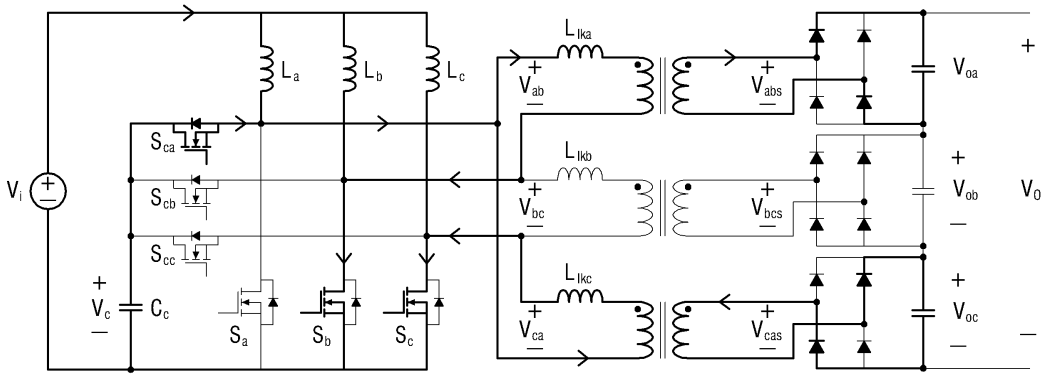
도면3a



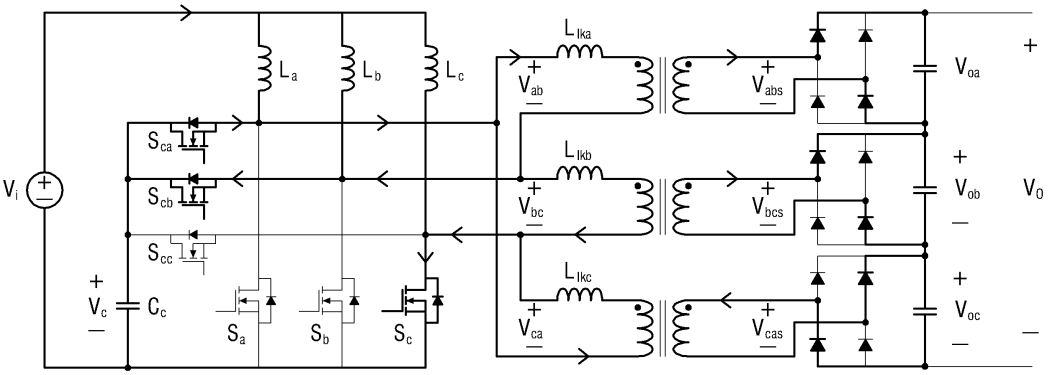
도면3b



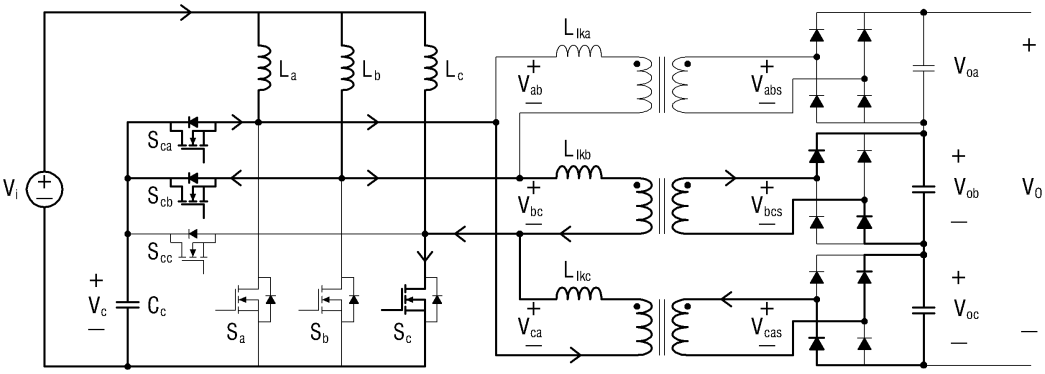
도면3c



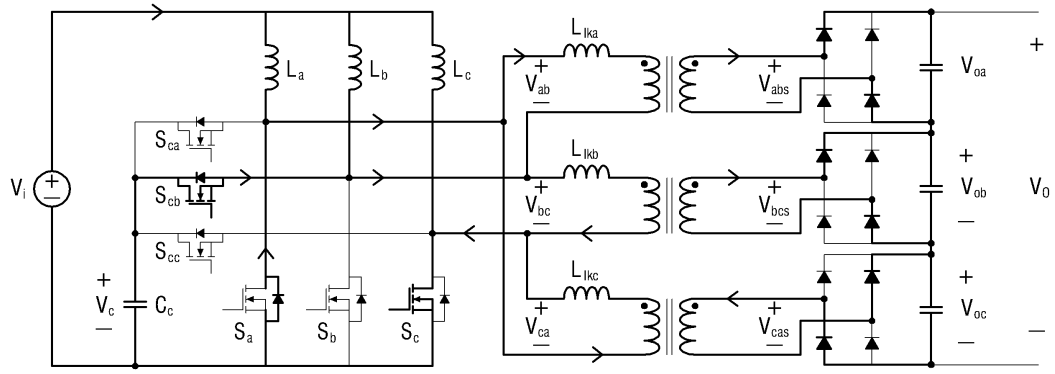
도면3d



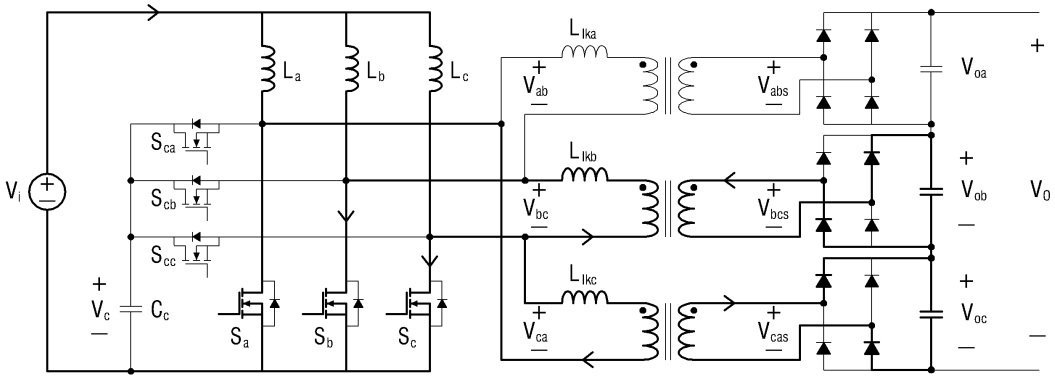
도면3e



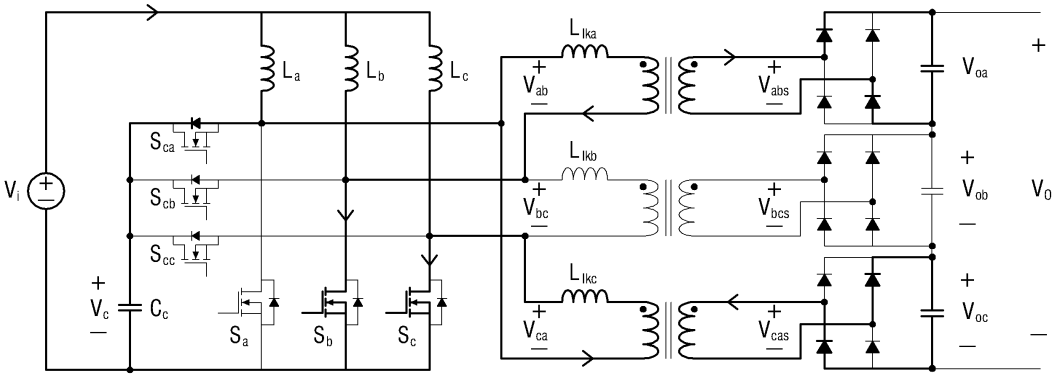
도면3f



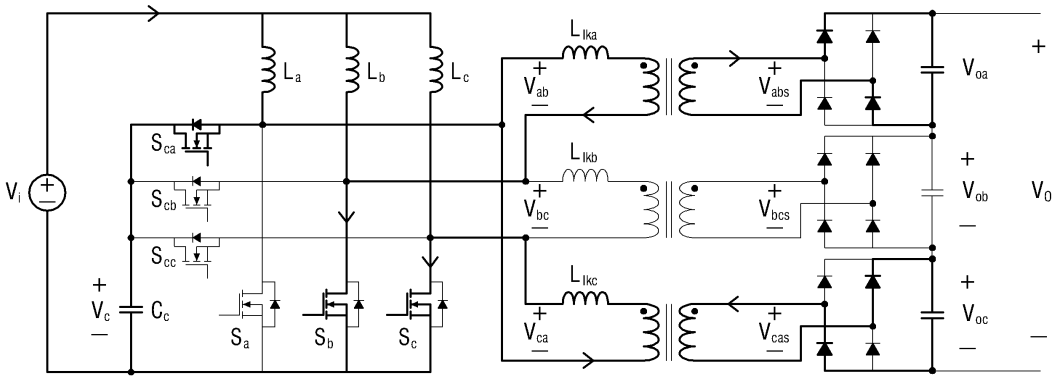
도면4a



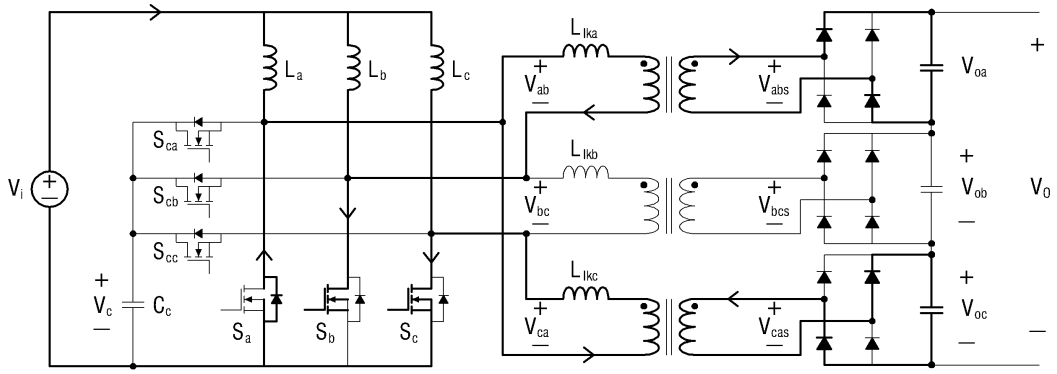
도면4b



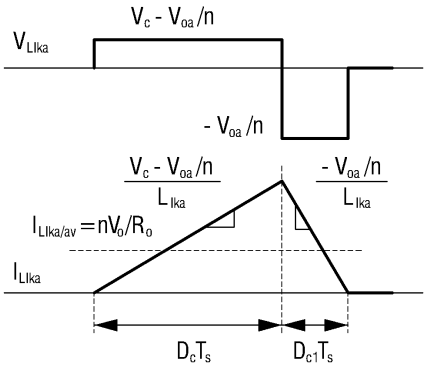
도면4c



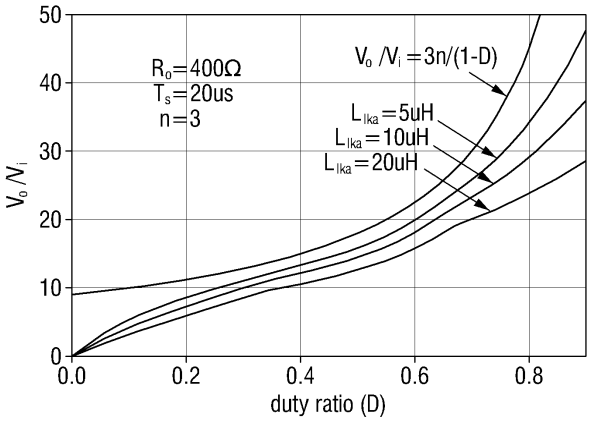
도면4d



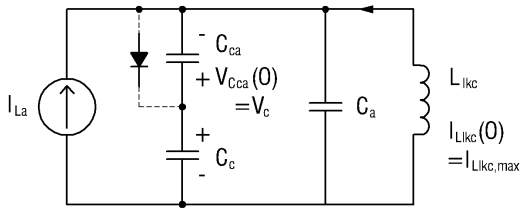
도면5



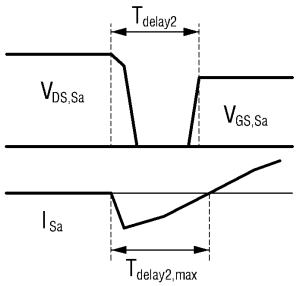
도면6



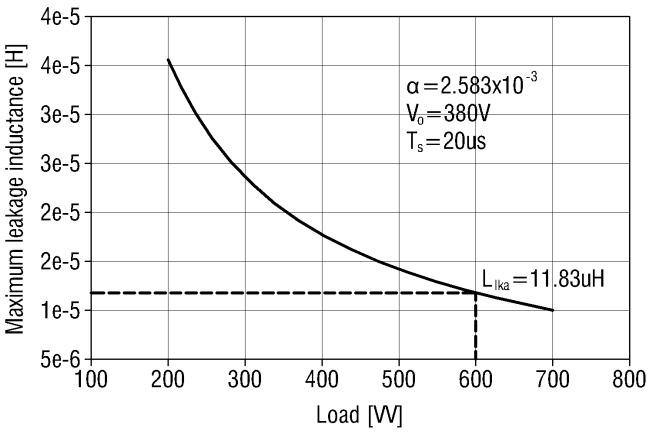
도면7



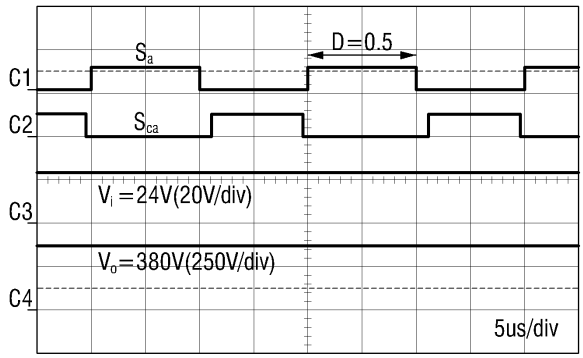
도면8



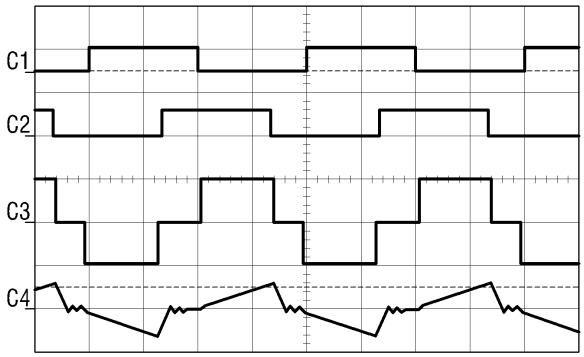
도면9



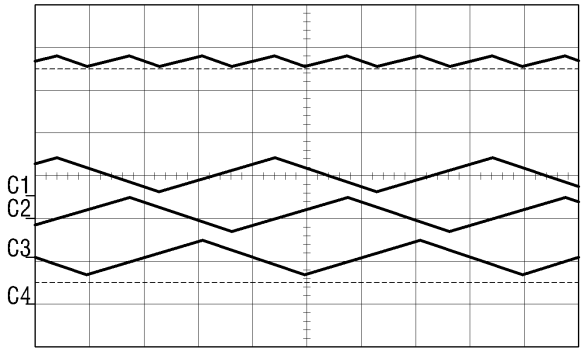
도면10a



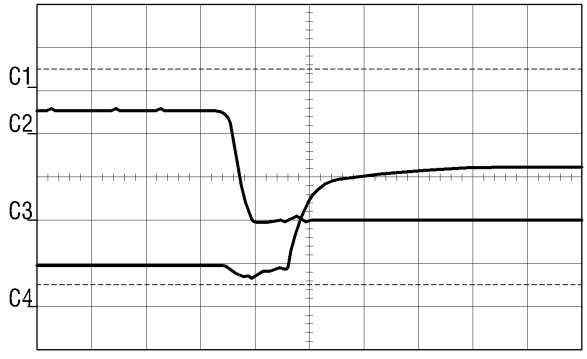
도면10b



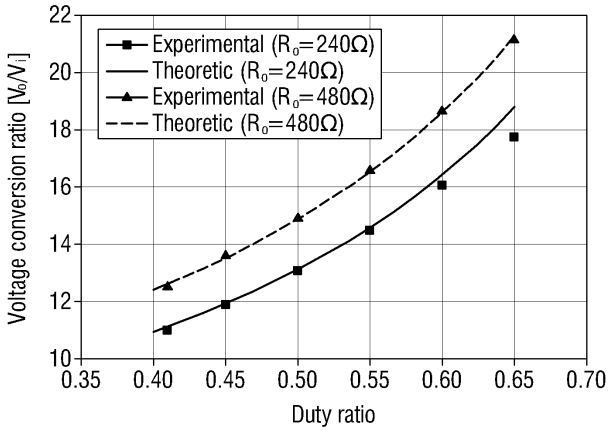
도면10c



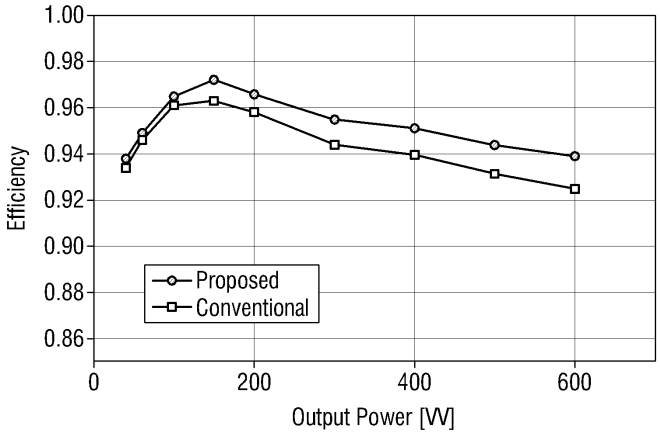
도면10d



도면11


Experimental (R_o=240Ω)
Theoretic (R_o=240Ω)
Experimental (R_o=480Ω)
Theoretic (R_o=480Ω)
Voltage conversion ratio [V_o/V_i]
22
20
18
16
14
12
10
0.35
0.40
0.45
0.50
0.55
0.60
0.65
0.70
Duty ratio

도면12


Efficiency
1.00
0.98
0.96
0.94
0.92
0.90
0.88
0.86
Proposed
Conventional
0
200
400
600
Output Power [W]