



(19) 대한민국특허청(KR)

(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2023년01월03일

(11) 등록번호 10-2484397

(24) 등록일자 2022년12월29일

- (51) 국제특허분류(Int. Cl.)
 $H02M\ 3/156$ (2006.01) $H02J\ 1/00$ (2006.01)
 $H02M\ 1/00$ (2007.01)
- (52) CPC특허분류
 $H02M\ 3/156$ (2013.01)
 $G01R\ 19/16528$ (2013.01)
- (21) 출원번호 10-2022-0009122
- (22) 출원일자 2022년01월21일
 심사청구일자 2022년01월21일
- (30) 우선권주장
 1020210155558 2021년11월12일 대한민국(KR)
- (56) 선행기술조사문헌
 KR1020160110241 A*
 KR1020210073891 A*
 *는 심사관에 의하여 인용된 문헌

- (73) 특허권자
 울산과학기술원
 울산광역시 울주군 언양읍 유니스트길 50
- (72) 발명자
 정지훈
 울산광역시 울주군 언양읍 유니스트길 50
 허경욱
 울산광역시 울주군 언양읍 유니스트길 50
- (74) 대리인
 특허법인태백

전체 청구항 수 : 총 5 항

심사관 : 남기영

(54) 발명의 명칭 돌입전류 저감을 위한 벡 컨버터 장치

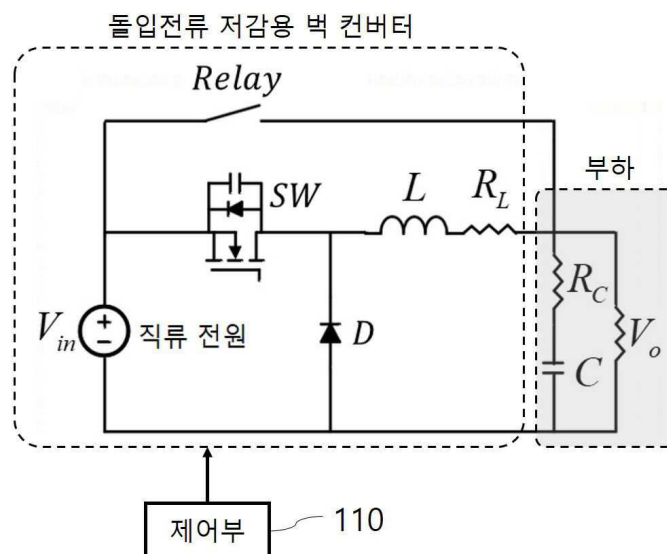
(57) 요약

본 발명은 돌입전류 저감을 위한 벡 컨버터 장치에 관한 것이다. 본 발명에 따르면, 스위치, 다이오드 및 인덕터를 포함하며, 직류 전원에 의한 입력 전압을 스위칭하여 부하로 전달하되, 소프트 스타트 제어에 따라 상기 스위치의 듀티비를 기 설정된 초기 듀티비부터 1 까지 점점 증가시키면서 출력 전압을 부하 커패시터로 제공하는 벡

(뒷면에 계속)

대표도 - 도5

100



컨버터와, 상기 직류 전원과 부하 사이에 배치되고, 상기 듀티비가 1에 도달시 턴 온 상태로 전환되어 상기 입력 전압을 상기 부하로 직접 공급하는 릴레이, 및 상기 릴레이가 오프된 상태에서 듀티비 가변을 통해 상기 벡 컨버터의 소프트 스타트 제어를 수행하되, 상기 듀티비가 1에 도달 시 상기 릴레이를 턴 온 상태로 전환시킨 이후 상기 벡 컨버터의 스위치를 완전히 오프시키는 제어부를 포함하는 돌입전류 저감을 위한 벡 컨버터 장치를 제공한다.

본 발명에 따르면, 벡 컨버터와 릴레이가 결합된 구조를 기반으로 LVDC 수용가에서 직류 콘센트 연결시 발생할 수 있는 돌입 전류를 저감시키며, 초기 돌입전류와 최대 과도전류를 기준 전류 이하로 제한하기 위한 벡 컨버터의 최소 인덕턴스 설계를 통하여 돌입전류를 효율적으로 저감하고 시스템 사이즈를 최소화할 수 있다.

(52) CPC특허분류

H02J 1/00 (2013.01)

H02M 1/0038 (2021.05)

H02J 2310/12 (2020.01)

이 발명을 지원한 국가연구개발사업

과제고유번호	1415174580
과제번호	2019381010001A
부처명	산업통상자원부
과제관리(전문)기관명	한국에너지기술평가원
연구사업명	지능형LVDC(저압직류)핵심기술개발(R&D)
연구과제명	(세부1) 수용가용 LVDC 전원공급 및 분산전원 연계용 핵심기기 개발
기 여 율	1/1
과제수행기관명	인택전기전자(주)
연구기간	2021.01.01 ~ 2021.12.31

명세서

청구범위

청구항 1

스위치, 다이오드 및 인덕터를 포함하며, 직류 전원에 의한 입력 전압을 스위칭하여 부하로 전달하되, 소프트 스타트 제어에 따라 상기 스위치의 듀티비를 기 설정된 초기 듀티비부터 1 까지 점점 증가시키면서 출력 전압을 부하 커패시터로 제공하는 벅 컨버터;

상기 직류 전원과 부하 사이에 배치되고, 상기 듀티비가 1에 도달시 턴 온 상태로 전환되어 상기 입력 전압을 상기 부하로 직접 공급하는 릴레이; 및

상기 릴레이가 오프된 상태에서 듀티비 가변을 통해 상기 벅 컨버터의 소프트 스타트 제어를 수행하되, 상기 듀티비가 1에 도달 시 상기 릴레이를 턴 온 상태로 전환시킨 이후 상기 벅 컨버터의 스위치를 완전히 오프시키는 제어부를 포함하며,

상기 인덕터의 소자 값은,

상기 벅 컨버터의 초기 돌입 전류 값을 상기 부하가 견디는 기준 전류값 이하로 제한하는 인덕턴스 구간인 유효 인덕턴스 범위 내에서 결정되며,

상기 유효 인덕턴스 범위는,

벅 컨버터 평균 모델에 의한 초기 돌입 전류 연산식에 상기 초기 듀티비를 적용하여 도출되는 인덕턴스값에 따른 초기 돌입 전류 곡선과, 상기 부하의 기준 전류값이 서로 만나는 지점 상의 인덕턴스 값보다 높은 인덕턴스 구간에서 결정되며,

상기 초기 돌입 전류 연산식(I_{inrush})은 아래의 수학식으로 정의되는 돌입전류 저감을 위한 벅 컨버터 장치:

$$I_{inrush} = \left[\frac{D_{initial} \cdot V_{in}}{R + R_L} \right] \cdot \left[1 + R \sqrt{\frac{C}{L}} \exp\left(\frac{\alpha\theta}{\omega}\right) \right]$$

$$\alpha = \frac{1}{2} \left[\frac{R_L + R_C}{L} + \frac{1}{RC} \right] \quad \beta = \frac{1}{LC} \left[1 + \frac{R_L}{R} \right]$$

$$\omega = \sqrt{\beta - \alpha^2} \quad \theta = \tan^{-1} \left(\frac{2\omega LCR}{L - CR(R_L + R_C)} \right)$$

여기서, $D_{initial}$ 은 초기 듀티비, V_{in} 은 입력 전압, R 은 부하의 저항, L 은 상기 인덕터의 인덕턴스, R_L 은 상기 인덕터의 기생저항, C 는 부하 커패시터의 커패시턴스, C_L 은 상기 커패시터의 기생저항을 나타낸다.

청구항 2

청구항 1에 있어서,

상기 제어부는,

상기 듀티비가 1에 도달 시 설정 시간 대기 후에 상기 릴레이를 턴 온시키는 돌입전류 저감을 위한 벅 컨버터 장치.

청구항 3

삭제

청구항 4

삭제

청구항 5

삭제

청구항 6

청구항 1에 있어서,

상기 인덕터의 소자 값은,

상기 유효 인덕턴스 범위에 해당하는 후보 인덕턴스 값 중에서 상기 소프트 스타트 제어 과정에서 듀티비 증가에 따라 예상되는 과도 전류 주이 곡선이 상기 기준 전류값 이하에 위치하는 인덕턴스 값들로부터 최종 선택되는 돌입전류 저감을 위한 벡 컨버터 장치.

청구항 7

청구항 6에 있어서,

상기 기준 전류값 이하에 위치하는 인덕턴스 값 중에서 최소 값이 인덕터 소자 값으로 최종 결정되는 돌입전류 저감을 위한 벡 컨버터 장치.

청구항 8

청구항 1에 있어서,

상기 직류 전원은 수용가용 LVDC(Low Voltage Direct Current) 전력망에서 공급되는 전원인 돌입전류 저감을 위한 벡 컨버터 장치.

발명의 설명

기술 분야

[0001] 본 발명은 돌입전류 저감을 위한 벡 컨버터 장치에 관한 것으로서, 보다 상세하게는 전력전자(Power Electronics) 기술을 기반으로 하는 돌입전류 저감용 벡 컨버터 장치에 관한 것이다.

배경 기술

[0002] 도 1은 일반적인 LVDC 수용가 전력망을 설명하는 도면이고, 도 2는 돌입 전류 발생 원인을 설명하는 도면이다.

[0003] 수용가에 태양광 에너지와 같이 신재생 에너지가 널리 보급됨에 따라 수용가용 LVDC(Low Voltage Direct Current; 저압직류 송배전) 전력망에 대한 관심이 커지고 있다.

[0004] 직류 전력망에서는 교류 전력 변환 없이 부하 및 신재생 에너지원에 바로 직류 전원을 연계할 수 있어 효율 향상의 이점을 가진다. 따라서 도 1의 DC/DC 컨버터에 의해 각 구성요소로 전력이 전달된다.

[0005] 그러나, 입력되는 직류 전원을 도 1의 각 분전반을 거쳐 직류 콘센트에 의해 각 부하로 직접 전달하는 경우, 도 2에 나타낸 부하 입력 커패시터(C)로 인하여 큰 돌입 전류가 야기된다. 돌입 전류는 아래의 수학식 1로 정의될 수 있으며, 이러한 돌입 전류는 수용가 부하에 큰 피해를 줄 수 있다.

수학식 1

$$I_{cin}(t) = C \frac{dv}{dt}$$

[0006]

[0007] 이를 해결하기 위한 대표적인 방법으로 NTC 저항의 특성을 가지는 써미스터를 직렬로 연결하는 방법이 있다.

[0008] 도 3은 도 1에 써미스터 연결 회로를 부가한 모습을 나타낸 도면이고, 도 4는 써미스터 특성을 나타낸 도면이다.

- [0009] 써미스터는 초기에 온도가 낮을 때에는 도 4와 같이 높은 저항 값을 가지고 있어 이를 통해 초기 돌입 전류를 저감한다. 또한, 초기 전류로 인한 열에 의해 저항 값이 낮아져, 정상 상태에서 낮은 손실을 가질 수 있다.
- [0010] 그러나, 수용가에서 사용되는 부하가 사용자에게 의해 직류 콘센트로 연결 및 연결 해제가 반복되는 경우 이전에 이미 올라간 써미스터의 온도로 인하여 돌입 전류 저감 성능을 보장할 수 없는 문제가 있다.
- [0011] 본 발명의 배경이 되는 기술은 한국공개특허 제10-2017-0049173호(2017.05.10 공개)에 개시되어 있다.

발명의 내용

해결하려는 과제

- [0012] 본 발명은 벡 컨버터와 릴레이가 결합된 구조를 기반으로 LVDC 수용가에서 직류 콘센트 연결 시 발생할 수 있는 돌입 전류를 저감시킬 수 있는 돌입전류 저감을 위한 벡 컨버터 장치에 관한 것이다.

과제의 해결 수단

- [0013] 본 발명은, 스위치, 다이오드 및 인덕터를 포함하며, 직류 전원에 의한 입력 전압을 스위칭하여 부하로 전달하되, 소프트 스타트 제어에 따라 상기 스위치의 듀티비를 기 설정된 초기 듀티비부터 1 까지 점점 증가시키면서 출력 전압을 부하 커패시터로 제공하는 벡 컨버터와, 상기 직류 전원과 부하 사이에 배치되고, 상기 듀티비가 1에 도달시 턴 온 상태로 전환되어 상기 입력 전압을 상기 부하로 직접 공급하는 릴레이, 및 상기 릴레이가 오프된 상태에서 듀티비 가변을 통해 상기 벡 컨버터의 소프트 스타트 제어를 수행하되, 상기 듀티비가 1에 도달 시 상기 릴레이를 턴 온 상태로 전환시킨 이후 상기 벡 컨버터의 스위치를 완전히 오프시키는 제어부를 포함하는 돌입전류 저감을 위한 벡 컨버터 장치를 제공한다.
- [0014] 또한, 상기 제어부는, 상기 듀티비가 1에 도달 시 설정 시간 대기 후에 상기 릴레이를 턴 온시킬 수 있다.
- [0015] 또한, 상기 인덕터의 소자 값은, 상기 벡 컨버터의 초기 돌입 전류 값을 상기 부하가 견디는 기준 전류값 이하로 제한하는 인덕턴스 구간인 유효 인덕턴스 범위 내에서 결정될 수 있다.
- [0016] 또한, 상기 유효 인덕턴스 범위는, 벡 컨버터 평균 모델에 의한 초기 돌입 전류 연산식에 상기 초기 듀티비를 적용하여 도출되는 인덕턴스값에 따른 초기 돌입 전류 곡선과, 상기 부하의 기준 전류값이 서로 만나는 지점 상의 인덕턴스 값보다 높은 인덕턴스 구간에서 결정될 수 있다.
- [0017] 또한, 초기 돌입 전류 연산식(I_{inrush})은 아래의 수학적식으로 정의될 수 있다.

$$I_{inrush} = \left[\frac{D_{initial} \cdot V_{in}}{R + R_L} \right] \cdot \left[1 + R \sqrt{\frac{C}{L}} \exp\left(\frac{\alpha \theta}{\omega}\right) \right] \quad ,$$

[0018]

$$\alpha = \frac{1}{2} \left[\frac{R_L + R_C}{L} + \frac{1}{RC} \right] \quad \beta = \frac{1}{LC} \left[1 + \frac{R_L}{R} \right]$$

$$\omega = \sqrt{\beta - \alpha^2} \quad \theta = \tan^{-1} \left(\frac{2\omega LCR}{L - CR(R_L + R_C)} \right)$$

[0019]

- [0020] 여기서, $D_{initial}$ 은 초기 듀티비, V_{in} 은 입력 전압, R 은 부하의 저항, L 은 상기 인덕터의 인덕턴스, R_L 은 상기 인덕터의 기생저항, C 는 부하 커패시터의 커패시턴스, C_L 은 상기 커패시터의 기생저항을 나타낸다.

- [0021] 또한, 상기 인덕터의 소자 값은, 상기 유효 인덕턴스 범위에 해당하는 후보 인덕턴스 값 중에서 상기 소프트 스타트 제어 과정에서 듀티비 증가에 따라 예상되는 과도 전류 추이 곡선이 상기 기준 전류값 이하에 위치하는 인덕턴스 값들로부터 최종 선택될 수 있다.

- [0022] 또한, 상기 기준 전류값 이하에 위치하는 인덕턴스 값 중에서 최소 값이 인덕터 소자 값으로 최종 결정될 수 있다.

- [0023] 또한, 상기 직류 전원은 수용가용 LVDC(Low Voltage Direct Current) 전력망에서 공급되는 전원일 수 있다.

발명의 효과

[0024] 본 발명에 따르면, 벽 컨버터와 릴레이가 결합된 구조를 사용하여 LVDC 수용가에서 직류 콘센트 연결시 발생할 수 있는 돌입 전류를 저감시킬 수 있다. 아울러, 본 발명은 초기 돌입전류와 최대 과도전류를 기준 전류 이하로 제한하기 위한 벽 컨버터의 최소 인덕턴스 설계를 통해 돌입전류를 효율적으로 저감할 수 있고 시스템 사이즈를 최소화할 수 있다.

도면의 간단한 설명

[0025] 도 1은 일반적인 LVDC 수용가 전력망을 설명하는 도면이다.
 도 2는 돌입 전류 발생 원인을 설명하는 도면이다.
 도 3은 도 1에 써미스터 연결 회로를 부가한 모습을 나타낸 도면이다.
 도 4는 써미스터 특성을 나타낸 도면이다.
 도 5는 본 발명의 실시예에 따른 돌입전류 저감을 위한 벽 컨버터 장치의 구성을 나타낸 도면이다.
 도 6은 도 5에 도시된 벽 컨버터 장치의 동작 원리를 설명한 도면이다.
 도 7은 도 5에 도시된 시스템의 동작 순서를 구체적으로 설명한 도면이다.
 도 8은 본 발명의 실시예에서 인덕턴스 L과 초기 듀티 비 $D_{initial}$ 에 따른 초기 돌입 전류를 설명하는 도면이다.
 도 9는 본 발명의 실시예에서 듀티비 D에 따른 최대 전류 값을 나타낸 도면이다.
 도 10 및 도 11은 시뮬레이션 회로도 및 설계사양을 각각 보여주는 도면이다.
 도 12는 시뮬레이션 결과를 보여주는 도면이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0026] 그러면 첨부한 도면을 참고로 하여 본 발명의 실시 예에 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 실시 예에 한정되지 않는다. 그리고 도면에서 본 발명을 명확하게 설명하기 위해서 설명과 관계없는 부분은 생략하였으며, 명세서 전체를 통하여 유사한 부분에 대해서는 유사한 도면 부호를 붙였다.

[0027] 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.

[0028] 도 5는 본 발명의 실시예에 따른 돌입전류 저감을 위한 벽 컨버터 장치의 구성을 나타낸 도면이다.

[0029] 도 5에 나타난 것과 같이, 본 발명의 실시예에 따른 돌입전류 저감을 위한 벽 컨버터 장치(100)은 벽 컨버터 기 본 구조에 릴레이(Relay)가 결합된 형태를 기반으로 하며, 직류 전원과 부하 사이에 위치한다.

[0030] 본 발명의 실시예에서 직류 전원은 수용가용 LVDC(Low Voltage Direct Current) 전력망에서 공급된 직류 전원에 해당할 수 있으며, 보다 상세하게는 수용가 내 분전반을 거친 직류 전원에 해당할 수 있다.

[0031] 여기서 분전반을 거친 직류 전원은 직류 콘덴서를 통하여 덕내 부하(각종 전자기기 등)으로 각각 공급될 수 있다. 돌입전류 저감용 벽 컨버터 장치(100)은 직류 콘센트에 포함되어 구현될 수 있고 이에 따라 LVDC 수용가에서 직류 콘센트 연결 시 발생할 수 있는 돌입 전류를 저감시킬 수 있다.

[0032] 도 5에서 상단의 릴레이(Relay)를 제외한 나머지 부분은 스위치(SW), 다이오드(D) 및 인덕터(L)를 포함하여 구현되는 일반적인 벽 컨버터 구조를 나타낸다.

[0033] 벽 컨버터는 직류 전원으로부터 입력 전압(V_{in})을 스위칭하여 출력 전압(V_o)을 생성하고 이를 부하로 전달한다.

[0034] 벽 컨버터의 스위치(SW)는 제1단이 직류 전원의 제1단(양의 단자)과 연결되며 펄스폭 변조(PWM) 신호에 따라 온 오프 동작된다. 다이오드(D)는 제1단이 스위치(SW)의 제2단에 연결되고 제2단은 직류 전원의 제2단(음의 단자);

접지단)과 연결된다.

- [0035] 그리고 인덕터(L)는 제1단이 스위치(SW)의 제2단(출력단)과 연결되며 스위칭된 전력에 대한 전류가 흐른다.
- [0036] 인덕터(L)의 제2단과 직류 전원의 제2단(접지단) 사이에는 부하의 양단이 접속된다. 벡 컨버터의 출력 전압(V_o)은 부하 측으로 제공되며 부하 커패시터(C)의 충전 전압을 형성한다. 도 5에는 소자의 기생저항 성분을 함께 도시하고 있는데, R_L 은 인덕터(L)의 기생저항 성분, C_L 은 커패시터(C) 기생저항 성분을 나타낸다.
- [0037] 릴레이(Relay)는 직류 전원과 부하 사이에 설치되는데, 제1단은 직류 전원의 제1단(양의 단자)와 연결되고 제2단은 인덕터(L)의 제2단과 연결된다.
- [0038] 본 발명의 실시예에 따른 벡 컨버터 장치(100)은 상술한 벡 컨버터 기본 구조와 이 결합된 릴레이(Relay) 및 제어부(110)를 포함하여 구성된다.
- [0039] 벡 컨버터는 스위치(SW), 인덕터(L), 다이오드(D)를 포함하며, 직류 전원에 의한 입력 전압(V_{in})을 스위치(SW)를 통하여 스위칭하여 부하로 전달한다. 이때, 제어부(110)의 소프트 스타트 제어에 따라 스위치(SW)의 듀티비를 기 설정된 초기 듀티비(예: $D_{initial} = 0.01$)부터 최대치인 1 까지 점점 증가시키면서 출력 전압을 부하 커패시터(C)로 제공한다.
- [0040] 릴레이(Relay)는 직류 전원과 부하 사이에 배치되며, 스위치(SW)의 듀티비를 서서히 증가시키는 소프트 스타트 구간 동안은 오프 상태를 유지하며, 듀티비가 1에 도달시에는 제어부(110)에 의해 턴 온 상태로 전환되면서 직류 전원에 인가되는 입력 전압(V_{in})을 부하로 직접 공급한다. 릴레이(Relay)가 부가됨으로써 $D=1$ 에 도달한 정상 상태에서 스위치(SW) 및 인덕터(L)에 의한 손실을 저감할 수 있다.
- [0041] 제어부(110)는 벡 컨버터의 스위치(SW)와, 릴레이(Relay)의 동작을 각각 제어한다. 여기서, 제어부(110)는 릴레이(Relay)를 오프시킨 상태에서 듀티비 가변을 통해 벡 컨버터의 소프트 스타트 제어를 수행하되, 듀티비가 1에 도달 시 릴레이를 턴 온 상태로 전환시킨 이후에 다시 벡 컨버터의 스위치(SW)를 완전히 오프시킨다.
- [0042] 도 6은 도 5에 도시된 벡 컨버터 장치의 동작 원리를 설명한 도면이고, 도 7은 도 5에 도시된 벡 컨버터 장치의 동작 순서를 구체적으로 설명한 도면이다.
- [0043] 먼저, 시스템 초기에 제어부(110)는 도 6의 (a)와 같이, 릴레이(Relay)를 Off 시킨 상태에서, 벡 컨버터의 스위치(SW)의 듀티비(D)를 미리 설정된 초기 듀티비($D_{initial}$)로 동작시킨다(S710). 벡 컨버터는 기준 전류 이하의 돌입 전류로 제한하기 위하여 $D_{initial}$ 로 동작한다. $D_{initial}$ 는 시스템 설계 과정에서 사전에 설정될 수 있다.
- [0044] 이후, 제어부(110)는 듀티비를 서서히 증가시키는 소프트 스타트(Soft Start) 제어를 수행한다(S720). 이러한 과정은 듀티비가 1을 만족할 때까지 진행된다. 소프트 스타트 제어 시에 스위치(SW)는 PWM 신호에 따라 스위치 온 및 오프 상태가 반복된다. 도 6의 (a)에는 스위치(SW)의 온 및 오프 상태에서의 전류 흐름을 확인할 수 있다.
- [0045] 소프트 스타트 제어에 따라 벡 컨버터의 출력 전압(V_o)은 0에서 서서히 증가하게 되면서 부하 커패시터(C)의 충전 전압도 점차 상승하게 되며, 최종적으로 듀티비가 1($D=1$)에 도달하면, 출력 전압(V_o)은 입력 전압(V_{in})의 크기와 같아지게 된다. 만일 입력 전압이 380V라면, 출력 전압도 380V가 된다.
- [0046] 여기서, 듀티비가 1이라는 것은 스위치(SW)가 계속 켜진 상태를 의미한다. 이렇게 듀티비가 1에 도달 시(S730)에는 제어부(110)는 도 6의 (b)와 같이, 릴레이(Relay)를 온(On) 상태로 전환시킨다(S750).
- [0047] 여기서, 듀티비가 1에 도달 하더라도 커패시터의 전압 충전에는 시차가 있어 이를 감안하여 약간의 대기 시간(예: 0.03초)을 둔 후에(S740), 릴레이(Relay)를 온 상태로 전환하도록 한다(S750). 물론 대기 시간은 출력전압이 충분히 충전되기 위한 시간이며 특정시간에 한정되지 않는다.
- [0048] 최종적으로 소프트 스타트가 끝난 이후 스위치와 인덕터에 의한 도통 손실을 저감하기 위해 릴레이가 켜진다. 이후에는 스위치(SW)를 오프하는 것을 통해 동작 알고리즘이 마무리된다.
- [0049] 그리고, 제어부(110)는 릴레이를 턴 온한 이후에 벡 컨버터의 스위치(SW)를 완전히 오프시킨다(S760). 도 6의 (b)와 같이 직류 전원을 통한 입력 전압(V_{in})은 릴레이(Relay)를 통하여 직접적으로 부하로 전달되게 된다.
- [0050] 이와 같이, 벡 컨버터의 소프트 스타트 제어를 통하여 듀티비가 1에 완벽하게 도달하여 부하 커패시터(C)의 충전 전압이 입력 전압과 같은 380V가 되면, 릴레이(Relay)부터 먼저 온 상태로 전환한 후에, 스위치(SW)를 오프

상태로 변경하여 릴레이 경로를 통하여 직류 전압을 전력 손실 없이 안정적으로 공급한다.

[0051] 여기서 벽 컨버터의 인덕터를 설계함에 있어, 돌입 전류 차단 성능 및 시스템의 사이즈가 함께 고려되어야 한다. 인덕턴스가 높을수록 돌입 전류 차단에 효과적이거나 시스템의 사이즈가 커지는 문제가 있다. 이에 돌입 전류를 효과적으로 방지하면서 시스템의 사이즈를 최소화할 수 있는 최소 인덕턴스를 갖는 인덕터의 설계가 필요하다. 그에 앞서 벽 컨버터의 동작 모드를 설명하면 다음과 같다.

[0052] 벽 컨버터는 인덕터(L)에 흐르는 전류의 연속성에 따라 전류 불연속 모드(DCM)와 전류 연속 모드(CCM)로 나눈다. 듀티비를 천천히 증가시키는 소프트 스타트에 따라 듀티비가 낮은 초기에는 전류 불연속 모드(DCM)로 동작하고 듀티비가 1이 되면 전류 연속 모드(CCM)로 동작한다.

[0053] 아래의 수학적 2 및 수학적 3은 DCM 모드 및 CCM 모드일 때의 출력 전압(V_o)을 나타낸다.

수학적 2

$$V_o = \frac{2D}{D + \sqrt{D^2 + \frac{8Lf_s}{R}}} V_{in}$$

수학적 3

$$V_o = DV_{in}$$

[0056] 여기서, D는 듀티비, f_s 는 스위치(SW)의 스위칭 주파수, V_{in} 은 입력 전압, V_o 은 출력 전압을 나타낸다.

[0057] 수학적 2와 같이 DCM 모드에서 벽 컨버터의 출력 전압은 입력 전압보다 낮은 값을 가지며, 수학적 3과 같이 듀티비가 1에 도달한 CCM 모드에서는 D=1이 되면서 출력 전압이 입력 전압과 동일해진다.

[0058] 물론 이러한 수학적 2와 3을 통해, 스위칭 주파수와 기타 수동 소자 파라미터들이 동일한 조건에서 듀티비 D에 따라 출력 전압이 결정되는 것을 알 수 있다.

[0059] 이때, D를 천천히 증가시키는 소프트 스타트를 이용하면 배경기술에 나타난 수학적 1의 dv/dt 의 값을 감소시킬 수 있어 돌입전류를 저감시킬 수 있다. 아울러 본 발명의 실시예에서는 추가 릴레이(Relay)를 구성하여 D=1에 도달한 정상 상태에서 스위치(SW) 및 인덕터(L)에 의한 손실을 저감시킬 수 있다.

[0060] 여기서, 벽 컨버터의 돌입전류 저감 성능은 벽 컨버터의 인덕터(L)에 따라 상이하게 나타난다. 높은 인덕턴스 값을 가지는 인덕터의 경우 돌입 전류 저감 성능이 우수하나 낮은 전력밀도를 초래하고, 낮은 인덕턴스 값의 경우 큰 피크전류를 야기한다.

[0061] 이러한 문제를 해결하기 위하여 돌입전류 저감 성능을 확보하면서 최적의 인덕턴스 설계가 필요하다. 이를 달성하기 위하여 초기 돌입전류와 최대 과도 전류가 기준 전류 값 이하가 되는 최적 값의 인덕턴스가 설계되어야 한다. 이때 기준 전류 값이란 부하가 견디는 전류 값으로 부하에 따라 달라질 수 있다.

[0062] 본 발명의 실시예에서 인덕터(L)의 소자 값은, 벽 컨버터의 초기 돌입 전류 값(intial inrush current)을 부하가 견디는 기준 전류값 이하로 제한하는 인덕턴스 구간에 해당하는 유효 인덕턴스 범위 내에서 결정될 수 있다. 초기 돌입 전류는 초기 듀티비 인가 시에 관측된 초기 전류에 해당한다.

[0063] 여기서, 유효 인덕턴스 범위는, 벽 컨버터 평균 모델에 의한 초기 돌입 전류 연산식에 초기 듀티비($D_{initial}$)를 적용하여 도출(해석)되는 인덕턴스값에 따른 초기 돌입 전류 곡선과, 부하의 기준 전류값이 서로 만나는 지점 상에 위치한 인덕턴스 값보다 높은 인덕턴스 구간에서 결정될 수 있다.

[0064] 초기 돌입 전류 연산식(I_{inrush})은 아래의 수학적 4와 같이 정의될 수 있다.

수학식 4

$$I_{inrush} = \left[\frac{D_{initial} \cdot V_{in}}{R + R_L} \right] \cdot \left[1 + R \sqrt{\frac{C}{L}} \exp\left(\frac{\alpha \theta}{\omega}\right) \right]$$

$$\alpha = \frac{1}{2} \left[\frac{R_L + R_C}{L} + \frac{1}{RC} \right] \quad \beta = \frac{1}{LC} \left[1 + \frac{R_L}{R} \right]$$

$$\omega = \sqrt{\beta - \alpha^2} \quad \theta = \tan^{-1} \left(\frac{2\omega LCR}{L - CR(R_L + R_C)} \right)$$

[0065]

[0066]

[0067]

[0068]

[0069]

[0070]

[0071]

[0072]

[0073]

[0074]

[0075]

[0076]

[0077]

[0078]

수학식 4의 파라미터 중에서, $D_{initial}$ 은 초기 듀티비, V_{in} 은 입력 전압, R 은 부하의 저항, L 은 인덕터의 인덕턴스, R_L 은 인덕터의 기생저항, C 는 부하 커패시터의 커패시턴스, C_L 은 커패시터의 기생저항을 나타낸다.

이와 같이 벡 컨버터의 초기 돌입전류는 벡 컨버터 평균 모델에 의해 수학식 4와 같이 표현된다.

최대 부하 조건에서 계산된다 가정했을 때, 초기 돌입 전류는 초기 듀티비 $D_{initial}$ 와 인덕턴스 L 에 의해 결정된다. 제한하고자 하는 초기 돌입전류 기준 값은 곧 부하가 견디는 기준(한계) 전류 값에 해당하며, 벡 컨버터의 인덕터 소자 값 설계를 위해서는 이러한 부하의 기준 전류 값보다 낮은 초기 돌입 전류를 나타내는 안전한 인덕턴스 범위(유효 인덕턴스 범위)가 먼저 파악되어야 한다.

도 8은 본 발명의 실시예에서 인덕턴스 L 과 초기 듀티 비 $D_{initial}$ 에 따른 초기 돌입 전류를 설명하는 도면이다.

이러한 도 8은 입 · 출력 전압 380V 5-kW, 부하의 입력 커패시턴스 220 μ F, 기준 전류 14.51 A(부하 전류의 110%) 조건에서 초기 돌입전류 식(수학식 4)을 해석한 결과를 보여준다.

우선, 도 8의 좌측 그림은 인덕턴스와 초기 듀티비($D_{initial}$)에 따른 초기 돌입 전류 해석 결과를 나타낸다. 이러한 좌측 그림에서 초기 듀티비 $D_{initial} = 0.01$ 을 기준으로 데이터를 잘라내면, 우측 그림과 같은 2차원 평면 상의 인덕턴스-초기 돌입전류 관계 데이터로 표현된다.

즉, 우측 그림은 초기 듀티비 $D_{initial} = 0.01$ 일 때의 인덕턴스값에 따른 초기 돌입 전류 곡선을 나타낸다. 여기서 14.51 A(부하 전류의 110%)에 해당하는 선은 기준 선으로, 부하가 견디는 한계 전류값에 해당한다. 이는 하나의 예시로, 부하 별로 기준 전류 값이 달라질 수 있다.

본 발명의 실시예의 경우, 초기 돌입 전류 곡선(파란 선)과 부하의 기준 전류 값(빨간 선)이 만나는 지점 상의 인덕턴스 값보다는 큰 구간에서 유효 인덕턴스 범위가 선정된다.

도 8에서 초기 돌입 전류가 부하의 기준 전류 값(14.51A) 이하가 되기 위한 인덕턴스 조건을 탐색하면, 대략 0.1×10^{-4} (10 μ H)보다 큰 구간이 된다. 즉, 초기 듀티비가 0.01이라 했을 때, 인덕터 소자의 인덕턴스가 10~100 μ H의 값을 가지면 기준 전류 14.51 A보다 낮은 크기의 초기 돌입 전류를 만족하는 것을 알 수 있다.

실질적으로 도 8에서 두 선이 만나는 교점 지점의 인덕턴스 값은 대략 0.08×10^{-4} (=8 μ H)로 8 μ H 이상의 구간을 사용할 수도 있지만 설계 오차나 시스템 안정도를 고려하여 그로부터 일정 오프셋을 준 10 μ H 이상의 구간(예: 10~100 μ H 구간)을 유효 인덕턴스 범위로 선정하였다.

다음은 이러한 유효 인덕턴스 범위 내에서 과도 전류를 추가로 고려하여 최종적으로 인덕터 소자 값을 선정한다. 그 이유는 초기 돌입전류가 기준 전류 이하를 만족한다 하더라도, 낮은 인덕턴스 값의 경우 듀티 비가 점점 증가됨에 따라 과도 전류가 기준 값을 초과할 수 있다. 따라서, 인덕턴스에 따른 최대 과도 전류가 추가적으로 고려 되어야한다.

벡 컨버터의 과도 전류의 피크 값(I_{peak})은 불연속 모드(DCM)과 전류 연속 모드(CCM)에 따라 각각 수학식 5와 수학식 6으로 표현될 수 있으며, 과도 전류 해석 결과는 위의 초기 돌입 전류와 같은 초기 조건에서 도 9과 같이

표현된다.

수학식 5

$$I_{\text{peak_DCM}} = \frac{V_{\text{in}} - V_{\text{out}}}{L} D T_s$$

수학식 6

$$I_{\text{peak_CCM}} = \frac{D V_{\text{in}}}{R} D + \frac{V_{\text{in}} - D V_{\text{in}}}{2L} D T_s$$

여기서, T_s 는 스위칭 주기를 의미한다.

도 9는 본 발명의 실시예에서 듀티비 D 에 따른 최대 전류 값을 나타낸 도면이다.

이러한 도 9는 유효 인덕턴스 범위(10~100 μH 구간)에 해당하는 후보 인덕턴스 값(40, 50, 60, 70, 80 μH) 별로 듀티비 증가에 따라 예상되는 과도 전류 추이 곡선을 도시하고 있다. 이러한 도 9 및 앞서 설명한 도 8의 결과는 시뮬레이션 도구를 통해 해석될 수 있다.

도 9에 나타난 최대 전류 값(peak current)은 듀티비를 서서히 증가시키는 소프트 스타트 동안에 각 듀티비에서 관측되는 과도 전류의 피크 값을 의미할 수 있다.

각각의 곡선으로부터 DCM에서 CCM 모드로 전환되는 과정에서 나타나는 전류 변화를 알 수 있는데, 과도 전류의 피크는 초기 듀티비 0.01에서 듀티가 점차 증가할수록 점차 높아지다가 CCM 모드 전환 후에 하락하는 추이를 나타낼 수 있다.

이러한 도 9의 결과로부터 각 곡선에 해당하는 후보 인덕턴스 값 중에서, 소프트 스타트 제어 과정에서 듀티비 증가에 따라 예상되는 과도 전류 추이 곡선이 기준 전류값(14.51 A) 이하에 위치하는 인덕턴스 값은 80 μH 인 것을 알 수 있다. 물론, 도시되지 않았으나, 그보다 큰 90 μH , 100 μH 등에 해당하는 인덕턴스의 과도 전류 추이 곡선은 80 μH 에 해당하는 곡선보다 아래 부분에 위치하므로 이 역시 기준 전류 값 이하를 만족한다.

여기서 인덕턴스 값이 크면 부피가 큰 인덕터로 인하여 시스템의 사이즈도 증가하기 때문에, 가능 범위 내에서 최소 인덕턴스 값으로 설계되는 것이 바람직하다. 따라서 본 발명의 실시예에서는 기준 전류값 이하에 위치하는 인덕턴스 값들 중에서 최소에 해당하는 값을 인덕터 소자 값으로 최종 결정하도록 한다.

도 9의 결과에 이를 적용하면, 전류 연속, 불연속 두 모드에서 기준 전류 14.51 A (부하 전류의 110%)를 만족하는 최소 인덕턴스는 80 μH 로 계산된다. 따라서, 벡 컨버터의 인덕터를 80 μH 로 설계 시 초기 돌입 전류와 과도 전류를 기준 전류 이하로 제한할 수 있다.

다음은 앞에서 제시한 설계 방법 및 알고리즘에 의해 벡 컨버터가 돌입전류를 기준 전류 이하로 제한할 수 있음을 확인한 결과를 설명한다.

도 10 및 도 11은 시뮬레이션 회로도 및 설계사양을 각각 보여주는 도면이고, 도 12는 시뮬레이션 결과를 보여주는 도면이다.

도 12의 결과를 보면, 도 10 및 도 11에서 제안한 벡 컨버터 회로 시스템은 도 7의 알고리즘에 따라 초기 듀티비 0.01로 동작하고 이때의 초기 돌입전류는 도 9의 80 μH 에 해당하는 약 6 A를 갖는다. 또한, 초충 조건에 도달하여 듀티비를 천천히 증가시키는 것을 알 수 있다.

과도 상태에서 과도 전류는 도 9과 같이 약 15 A(부하전류의 110%) 이내로 제한되는 것으로 보아, 앞에서 제시한 본 발명의 실시예에 따른 설계 방법이 타당함을 알 수 있다. $D=1$ 에 도달한 시점으로부터 0.03 초 이후 릴레이(Relay)가 켜져 인덕터의 전류는 0이 되고, 릴레이(Relay)의 전류는 부하 전류만큼 흐르는 것으로 보아 본 발명의 알고리즘이 정상 동작함을 확인할 수 있었다.

이상과 같은 본 발명에 따르면, 벡 컨버터와 릴레이가 결합된 구조를 사용하여 LVDC 수용가에서 직류 콘센트 연

결시 발생할 수 있는 돌입 전류를 저감시킬 수 있다. 아울러, 본 발명은 초기 돌입전류와 최대 과도전류를 기준 전류 이하로 제한하기 위한 벽 컨버터의 최소 인덕턴스 설계를 통해 돌입전류를 효율적으로 저감할 수 있다.

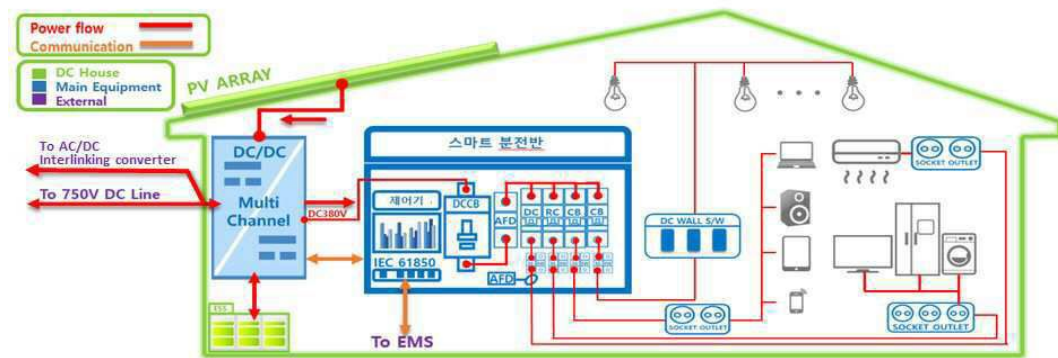
[0094] 본 발명은 도면에 도시된 실시 예를 참고로 설명되었으나 이는 예시적인 것에 불과하며, 본 기술 분야의 통상의 지식을 가진 자라면 이로부터 다양한 변형 및 균등한 다른 실시 예가 가능하다는 점을 이해할 것이다. 따라서, 본 발명의 진정한 기술적 보호 범위는 첨부된 특허청구범위의 기술적 사상에 의하여 정해져야 할 것이다.

부호의 설명

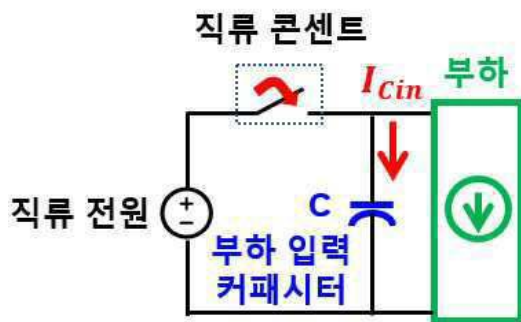
[0095] 100: 벽 컨버터 장치 110: 제어부
SW: 스위치 L: 인덕터
D: 다이오드 C: 부하 커패시터
Relay: 릴레이

도면

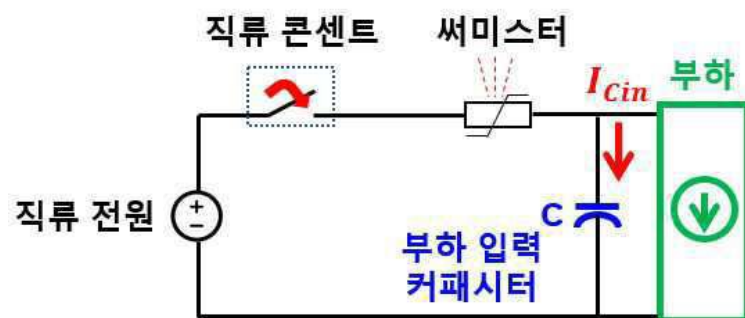
도면1



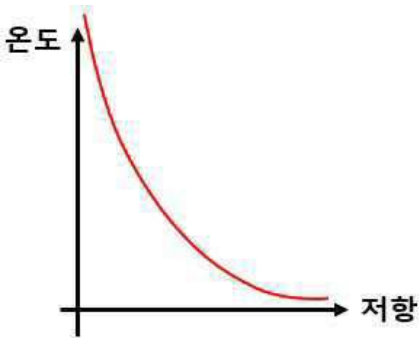
도면2



도면3

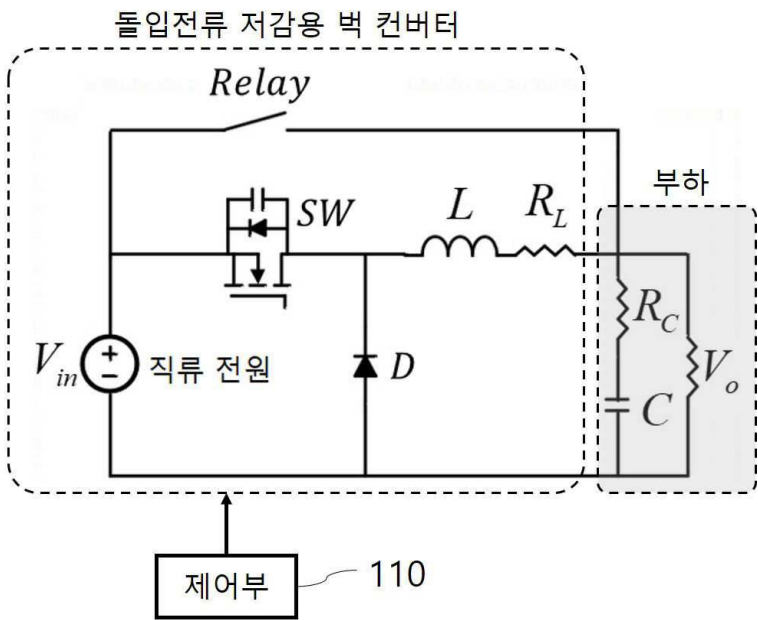


도면4

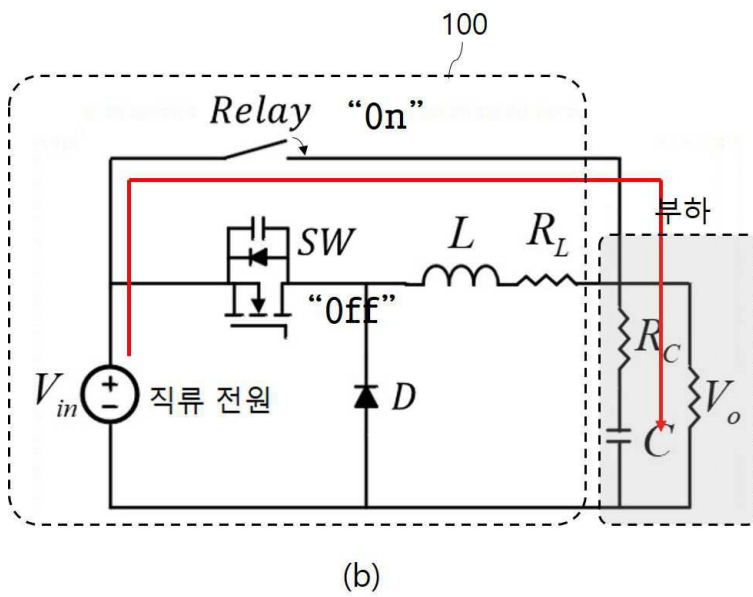
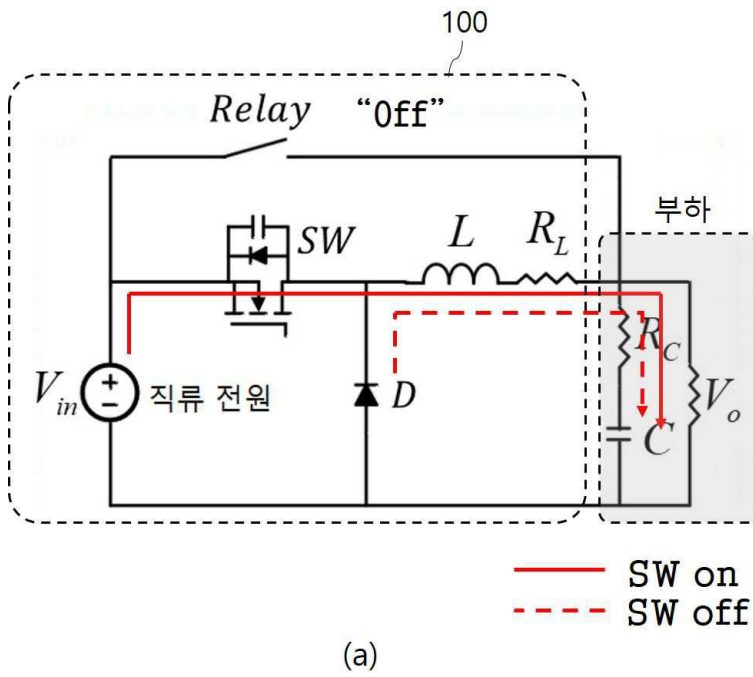


도면5

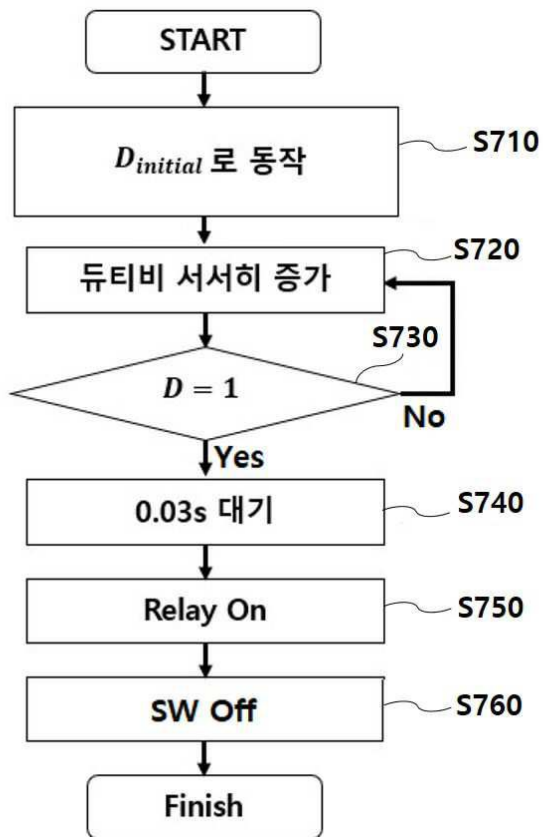
100



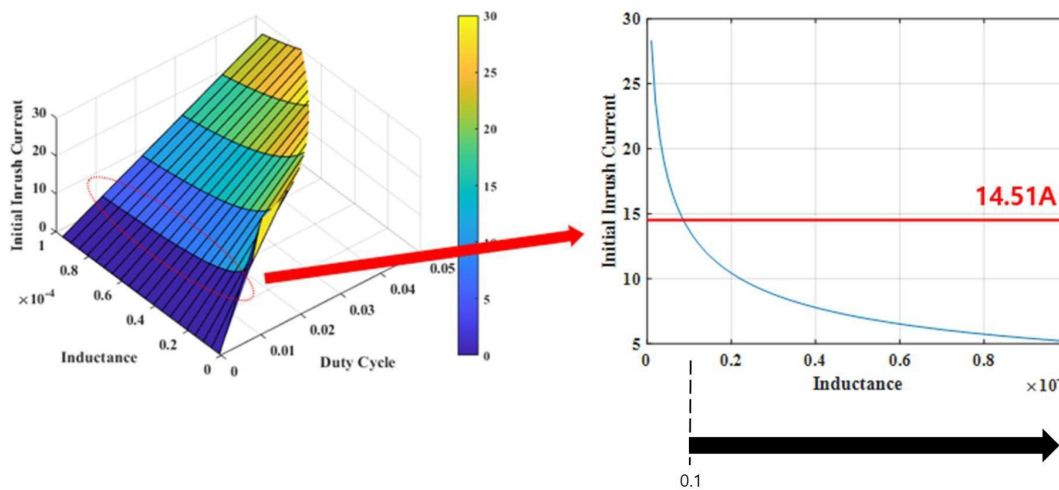
도면6



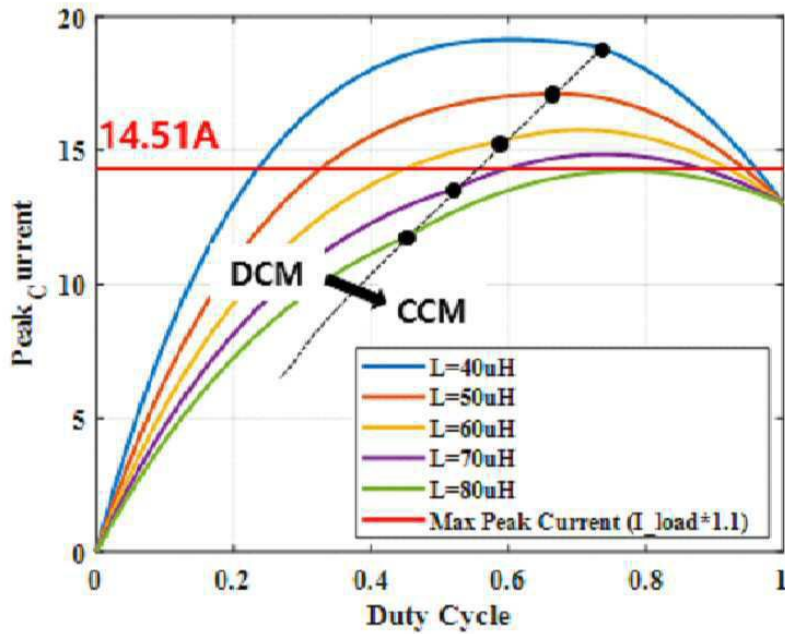
도면7



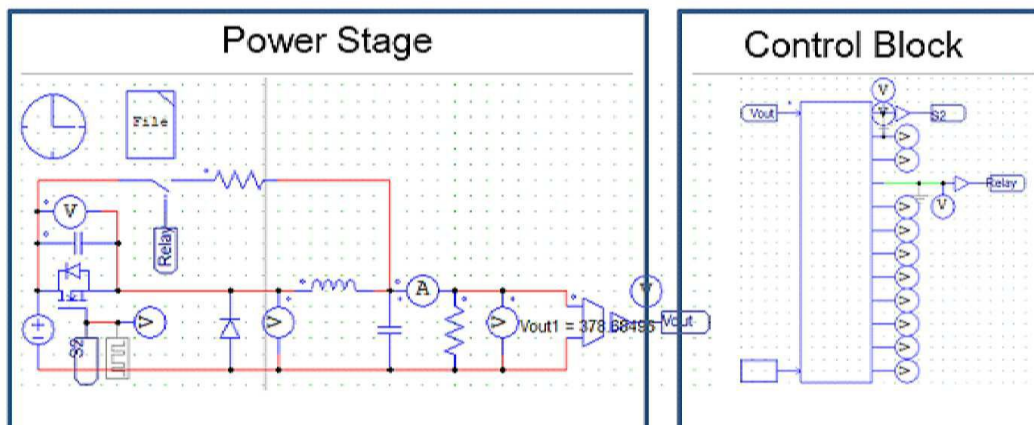
도면8



도면9



도면10



도면11

벅 컨버터	
입력 전압	380 VDC
출력 전압	380 VDC
부하 저항	28.8 Ω (5-kW)
부하 전류	13.19 A
부하의 입력 커패시턴스	220 μF
인덕턴스	80 μH
인덕터의 기생저항	40 m Ω
커패시터의 기생저항	40 m Ω
초기 듀티 비	0.01

도면12

