(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2024-0122229
(43) 공개일자 2024년08월12일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H02M 3/158 (2006.01) *H02M 1/00* (2007.01)
H02M 1/08 (2006.01) *H02M 3/335* (2006.01)
(52) CPC특허분류
H02M 3/1586 (2021.05)
H02M 1/0043 (2023.05)
(21) 출원번호 10-2023-0015139
(22) 출원일자 2023년02월03일
심사청구일자 2023년02월03일

(71) 출원인
울산대학교 산학협력단
울산광역시 남구 대학로 93(무거동)
(주)엔사이트
울산광역시 북구 중산산업로 31-7, 3층 (중산동)
(72) 발명자
최성진
울산광역시 남구 동산로69번길 13 문수로2차아이파크1단지 101동 802호
즈엉 떤 쾍
울산광역시 남구 대학로55번길 21(무거동) 104호
구성영
울산광역시 북구 중산산업로 31-7(중산동) 3층
(74) 대리인
특허법인태백

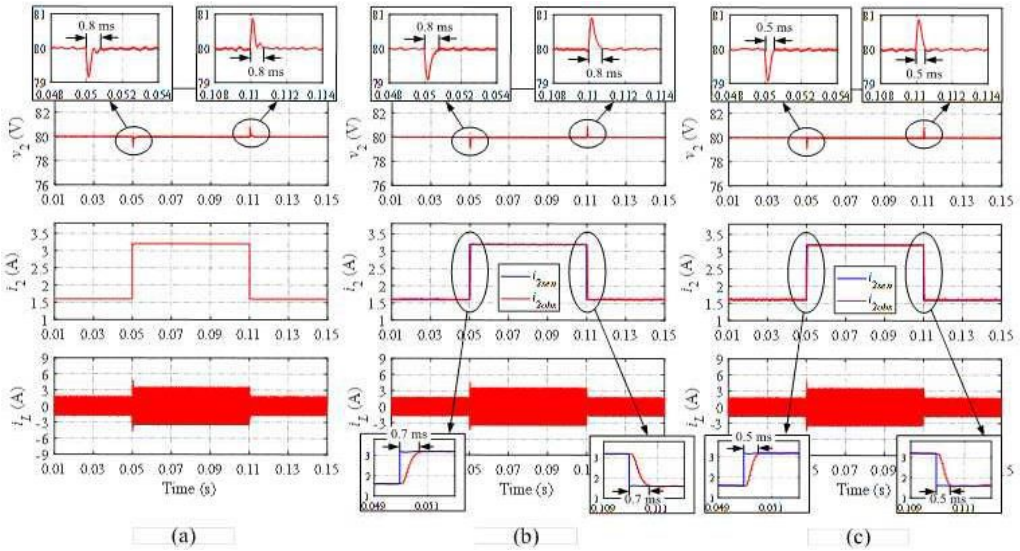
전체 청구항 수 : 총 9 항

(54) 발명의 명칭 **DAB 컨버터의 전류센서리스 제어 방법 및 시스템**

(57) 요 약

본 발명은 DAB 컨버터의 전류센서리스 제어 방법 및 시스템에 관한 것이다. 본 발명에 따르면, 제1 브리지 회로, 제2 브리지 회로 및 변압기로 구성되는 DAB 컨버터의 전류센서리스 제어 방법에 있어서, 입력된 회로 파라미터 및 이전 샘플링 주기에서의 센싱값을 이용하여 이전 샘플링 주기에서의 상기 제2 브리지 회로의 출력 전류와 정규화 출력 전력을 계산하는 단계; 확장상태관측기를 통해 다음 샘플링 주기에서의 부하 전류를 관측하는 단계; 관측된 상기 부하 전류를 이용하여 다음 샘플링 주기에서의 출력 전류를 계산하는 단계; 다음 샘플링 주기에서의 내부 위상 천이 듀티비 및 외부 위상 천이 듀티비를 예측하는 단계; 및 예측된 상기 내부 위상 천이 듀티비 및 외부 위상 천이 듀티비에 따라 DAB 컨버터의 출력 전압을 제어하는 단계를 포함한다.

대 표 도



(52) CPC특허분류
H02M 1/08 (2013.01)
H02M 3/335 (2013.01)

이 발명을 지원한 국가연구개발사업
과제고유번호 1425158230
과제번호 S3088812
부처명 중소벤처기업부
과제관리(전문)기관명 중소기업기술정보진흥원
연구사업명 지역특화산업육성+(R&D)
연구과제명 차량용 재사용 배터리를 이용한 해상풍력발전기용 비상전원장치 개발
기 여 율 50/100
과제수행기관명 (주)인터맥
연구기간 2021.04.01 ~ 2021.12.31
이 발명을 지원한 국가연구개발사업
과제고유번호 1711156986
과제번호 2020R1A2C2009303
부처명 과학기술정보통신부
과제관리(전문)기관명 한국연구재단
연구사업명 개인기초연구(과기정통부)
연구과제명 불균일한 특성의 재사용 배터리로 구성된 에너지저장장치를 위한 공생형 배터리관리 시스템 요소기술 연구
기 여 율 50/100
과제수행기관명 울산대학교
연구기간 2022.03.01 ~ 2023.02.28

명 세 서

청구범위

청구항 1

제1 브리지 회로, 제2 브리지 회로 및 변압기로 구성되는 DAB 컨버터의 전류센서리스 제어 방법에 있어서,

입력된 회로 파라미터 및 이전 샘플링 주기에서의 센싱값을 이용하여 이전 샘플링 주기에서의 상기 제2 브리지 회로의 출력 전류와 정규화 출력 전력을 계산하는 단계;

확장상태관측기를 통해 다음 샘플링 주기에서의 부하 전류를 관측하는 단계;

관측된 상기 부하 전류를 이용하여 다음 샘플링 주기에서의 출력 전류를 계산하는 단계;

다음 샘플링 주기에서의 내부 위상 천이 듀티비 및 외부 위상 천이 듀티비를 예측하는 단계; 및

예측된 상기 내부 위상 천이 듀티비 및 외부 위상 천이 듀티비에 따라 DAB 컨버터의 출력 전압을 제어하는 단계를 포함하는 DAB 컨버터의 전류센서리스 제어 방법.

청구항 2

제 1 항에 있어서,

상기 확장상태관측기를 통해 다음 샘플링 주기에서의 부하 전류를 관측하는 단계는,

이전 샘플링 주기에서의 출력 전압의 관측값 및 실측값과 이전 샘플링 주기에서의 상기 제2 브리지 회로의 출력 전류를 이용하여 상기 다음 샘플링 주기에서의 부하 전류를 업데이트하는 DAB 컨버터의 전류센서리스 제어 방법.

청구항 3

제 1 항에 있어서,

상기 제2 브리지 회로의 출력 전류와 정규화 출력 전력을 계산하는 단계는,

하기의 수학식

$$i_s = \frac{C_2}{T}\left(v_{2ref} - v_2\right) + i_2$$

에 따라 상기 제2 브리지 회로의 출력 전류를 계산하며,

i_s는 제2 브리지 회로의 출력 전류, C_2는 출력 커패시터, T는 스위칭 주기, v_{2ref}는 출력 전압 지령치, v_2는 센싱된 출력 전압, 그리고 i_2는 출력 전류를 의미하는 DAB 컨버터의 전류센서리스 제어 방법.

청구항 4

제 3 항에 있어서,

상기 제2 브리지 회로의 출력 전류와 정규화 출력 전력을 계산하는 단계는,

하기의 수학식

$$p_u = \frac{8fLi_s}{nv_1}$$

에 따라 상기 정규화 출력 전력을 계산하며,

p_u은 정규화 출력 전력, f는 스위칭 주파수, 그리고 n은 변압기 권선비를 의미하는 DAB 컨버터의 전류센서리스 제어 방법.

청구항 5

제 4 항에 있어서,

상기 다음 샘플링 주기에서의 부하 전류를 관측하는 단계는,

하기의 수학식

$$\hat{v}_2[k] = \hat{v}_2[k-1] + \frac{T}{C_2} i_s[k-1] + \frac{T}{C_2} \hat{f}_i[k-1] + T\delta_1 \left(v_2[k-1] - \hat{v}_2[k-1] \right)$$

및

$$\hat{f}_i[k] = \hat{f}_i[k-1] + TC_2\delta_2 \left(v_2[k-1] - \hat{v}_2[k-1] \right)$$

에 따라 부하 전류를 관측하며,

$v_2[k]$는 k-번째 샘플링 주기에서 출력 전압, $v_2[k-1]$ 및 $i_s[k-1]$은 각각 (k-1)-번째 샘플링 주기에서 출력 전압 및 제2 브리지 회로의 출력 전류, d_1 및 d_2 는 관측 이득, $\hat{f}_i[k]$ 는 k-번째 샘플링 주기에서의 관측 값을 의미하는 DAB 컨버터의 전류센서리스 제어 방법.

청구항 6

제 5 항에 있어서,

상기 다음 샘플링 주기에서의 출력 전류를 계산하는 단계는,

하기의 수학식

$$p_u = \frac{8fLi_s}{nv_1}$$

에 따라 출력 전류를 계산하는 DAB 컨버터의 전류센서리스 제어 방법.

청구항 7

제 6 항에 있어서,

상기 다음 샘플링 주기에서의 내부 위상 천이 듀티비 및 외부 위상 천이 듀티비를 예측하는 단계는,

$\tau < p_u$인 경우 하기의 수학식

$$D_1 = \left(\frac{(1-p_u)(M-1)^2}{2(M^2-2M+3)} \right)^{1/2}$$

및

$$D_2 = \frac{1}{2} - \left(\frac{1}{4} - \frac{1}{2} D_1^2 - \frac{2LC_2}{T^2 m v_1} \left(\frac{T}{C_2} i_2 + v_{2ref} - v_2 \right) \right)^{1/2}$$

에 따라 내부 위상 천이 듀티비 및 외부 위상 천이 듀티비를 예측하며,

D_1은 내부 위상 천이 듀티비, D_2는 외부 위상 천이 듀티비를 의미하고,

$\tau = ((M + 1)^2 - 4)/(2M^2)$이고, $M = v_1/(nv_2)$은 입력측 환산 전압 비율을 나타내는 DAB 컨버터의 전류센서리스 제어 방법.

청구항 8

제 6 항에 있어서,

상기 다음 샘플링 주기에서의 내부 위상 천이 듀티비 및 외부 위상 천이 듀티비를 예측하는 단계는,

$\tau < p_u$이 아닌 경우 하기의 수학식

$$D_1 = 1 - \left(\frac{p_u (M+1)^2}{2(M^2 + 2M - 3)} \right)^{1/2}$$

및

$$D_2 = 1 - D_1 - \left((1 - D_1)^2 - \frac{4L}{Tmv_1} \left(\frac{C_2}{T} (v_{2ref} - v_2) + i_2 \right) \right)^{1/2}$$

에 따라 내부 위상 천이 듀티비 및 외부 위상 천이 듀티비를 예측하며,

D_1은 내부 위상 천이 듀티비, D_2는 외부 위상 천이 듀티비를 의미하고,

$\tau = ((M + 1)^2 - 4)/(2M^2)$이고, $M = v_1/(nv_2)$은 입력측 환산 전압 비율을 나타내는 DAB 컨버터의 전류센서리스 제어 방법.

청구항 9

회로 파라미터 및 이전 샘플링 주기의 센싱값과 연산값을 저장하는 메모리; 및

상기 회로 파라미터 및 이전 샘플링 주기에서의 센싱값을 이용하여 이전 샘플링 주기에서의 제2 브리지 회로의 출력 전류와 정규화 출력 전력을 계산하고, 확장상태관측기를 통해 다음 샘플링 주기에서의 부하 전류를 관측하며, 관측된 상기 부하 전류를 이용하여 다음 샘플링 주기에서의 출력 전류를 계산하고, 다음 샘플링 주기에서의 내부 위상 천이 듀티비 및 외부 위상 천이 듀티비를 예측하여, 예측된 상기 내부 위상 천이 듀티비 및 외부 위상 천이 듀티비에 따라 DAB 컨버터의 출력 전압을 제어하는 컨트롤러를 포함하는 DAB 컨버터의 전류센서리스 제어 시스템.

발명의 설명

기 술 분 야

[0001] 본 발명은 이중 능동 브리지(Dual Active Bridge, DAB) 컨버터의 전류센서리스 제어 방법 및 시스템에 관한 것

으로서, 더욱 상세하게 설명하면 이중 위상 천이(Dual Phase-Shift, DPS) 변조방식에서, 부하 전류를 관찰하기 위해 확장상태관측기(Extended State Observer, ESO)를 도입함으로써 전류센서와 비례 적분 제어기를 사용하지 않고 출력전압제어와 전류 스트레스 최적화를 동시에 달성하게 하는 DAB 컨버터의 전류센서리스 제어 방법 및 시스템에 관한 것이다.

배 경 기 술

[0002] 이중 능동 브리지 컨버터(Dual Active Bridge Converter, 이하 DAB 컨버터)는 네 개의 전력용 스위치가 하나의 브리지 회로를 이루어, 변압기를 사이에 두고 양쪽에 하나씩의 브리지 회로, 즉 제1 브리지와 제2 브리지를 두어 양방향 전력전송을 가능하게 하는 직류-직류 컨버터를 일컫는다. DAB 컨버터의 스위치 변조 방식에는 단일, 이중, 삼중 위상 천이 방식이 있는데, 이 가운데에 이중 위상 천이(Dual Phase-Shift, DPS) 변조 방식은 제어알고리즘의 단순화나 전력변환 효율을 동시에 고려할 때 상대적으로 최적의 변조 방식으로 알려져 있다. 그런데, DPS 변조 방식에서는 후술하는 바와 같이 제1 브리지 내부의 스위치 도통시점 간 위상차를 나타내는 내부 위상 천이 듀티비와 제1 브리지의 스위치와 제2 브리지의 스위치간 도통시점 간 위상차를 나타내는 외부 위상 천이 듀티비의 두 가지 제어 변수가 존재하기 때문에, 하나의 제어 변수는 전류 스트레스를 최소화하여 효율을 향상시키는데 사용하고, 나머지 제어 변수는 비례 적분(Proportional-Integral, PI) 제어기를 통해 출력전압을 제어하는 것이 종래의 기술이었다. 그러나, 이 경우 부하전류 정보를 위해 고정밀 전류센서가 필요하다는 문제가 있었으며, 비례적분제어기의 튜닝, 즉 적분상수와 비례상수의 최적 설계가 어렵고, 따라서 동적인 특성 최적화가 쉽지 않다는 문제점이 있다.

[0003] 특히, DAB컨버터에 사용하는 회로 파라미터 중 직렬 인덕터와 출력 캐패시터 소자값은 제조시 공차에 따라 초기부터 공칭값과 다른 값을 가지며, 사용 중에도 온도, 사용연한, 동작조건에 따라 그 값이 변화한다. 일례로, 인덕터와 캐패시터 소자값의 경우 통상적인 제조시 공차는 +/-20%이다. 특히, 인덕터는 동작전류가 커지면 자성포화 현상에 의해 인덕터 값이 감소하며, 캐패시터의 경우 사용하는 재료의 온도 계수에 따라 그 값이 상승 또는 감소한다. 따라서, DAB 컨버터의 제어 시에 이러한 회로 파라미터의 변화가 고려되어야 한다.

발명의 내용

해결하려는 과제

[0004] 본 발명에 따르면, 전류 센서와 비례 적분 제어기를 동시에 제거하고도 출력전압제어 성능을 유지하고 전류 스트레스 최적화를 달성하며 회로 파라미터 변화에 강인한, DAB 컨버터의 전류센서리스 제어 방법 및 시스템을 제공하기 위한 것이다.

과제의 해결 수단

[0005] 이러한 기술적 과제를 이루기 위한 본 발명의 실시예에 따르면, 제1 브리지 회로, 제2 브리지 회로 및 변압기로 구성되는 DAB 컨버터의 전류센서리스 제어 방법에 있어서, 입력된 회로 파라미터 및 이전 샘플링 주기에서의 센싱값을 이용하여 이전 샘플링 주기에서의 상기 제2 브리지 회로의 출력 전류와 정규화 출력 전력을 계산하는 단계; 확장상태관측기를 통해 다음 샘플링 주기에서의 부하 전류를 관측하는 단계; 관측된 상기 부하 전류를 이용하여 다음 샘플링 주기에서의 출력 전류를 계산하는 단계; 다음 샘플링 주기에서의 내부 위상 천이 듀티비 및 외부 위상 천이 듀티비를 예측하는 단계; 및 예측된 상기 내부 위상 천이 듀티비 및 외부 위상 천이 듀티비에 따라 DAB 컨버터의 출력 전압을 제어하는 단계를 포함한다.

[0006] 한편, 본 발명의 실시예에 따르면 DAB 컨버터의 전류센서리스 제어 시스템에 있어서, 회로 파라미터 및 이전 샘플링 주기의 센싱값과 연산값을 저장하는 메모리; 및 상기 회로 파라미터 및 이전 샘플링 주기에서의 센싱값을 이용하여 이전 샘플링 주기에서의 제2 브리지 회로의 출력 전류와 정규화 출력 전력을 계산하고, 확장상태관측기를 통해 다음 샘플링 주기에서의 부하 전류를 관측하며, 관측된 상기 부하 전류를 이용하여 다음 샘플링 주기에서의 출력 전류를 계산하고, 다음 샘플링 주기에서의 내부 위상 천이 듀티비 및 외부 위상 천이 듀티비를 예측하여, 예측된 상기 내부 위상 천이 듀티비 및 외부 위상 천이 듀티비에 따라 DAB 컨버터의 출력 전압을 제어하는 컨트롤러를 포함한다.

발명의 효과

[0007] 이와 같이 본 발명에 따르면, 전류 센서가 제거되어 회로 비용이 절감되고 복잡한 튜닝을 요구하는 비례적분 제

어기가 필요하지 않아 시스템이 단순화 및 규격화되며, 부품 공차에 강인하여 신뢰성 향상이 가능하다.

도면의 간단한 설명

[0008] 도 1은 본 발명의 일 실시예에 따른 DAB 컨버터 구조 및 출력 전압 제어 시스템을 도시하는 도면이다.

도 2는 일반적인 DPS 변조방식에서DAB 컨버터의 파형을 도시하는 도면이다.

도 3은 본 발명의 일 실시예에 따른 DAB 컨버터의 전류센서리스 제어 방법의 흐름도이다.

도 4는 종래기술 및 본 발명의 일 실시예에 따른 제어 방식에서 부하 전류 변화에 따른 시뮬레이션 결과를 도시하는 도면이다.

도 5는 종래기술 및 본 발명의 일 실시예에 따른 제어 방식에서 출력 커패시터 변동에 따른 시뮬레이션 결과를 도시하는 도면이다.

도 6은 종래기술 및 본 발명의 일 실시예에 따른 제어 방식에서 부하 전류 변화에 따른 실험 결과를 도시하는 도면이다.

도 7은 종래기술 및 본 발명의 일 실시예에 따른 제어 방식에서 출력 커패시터 변동에 따른 실험 결과를 도시하는 도면이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0009] 이하 첨부된 도면을 참조하여 본 발명에 따른 바람직한 실시예를 상세히 설명하기로 한다. 이 과정에서 도면에 도시된 선들의 두께나 구성요소의 크기 등은 설명의 명료성과 편의상 과장되게 도시되어 있을 수 있다.

[0010] 또한 후술되는 용어들은 본 발명에서의 기능을 고려하여 정의된 용어들로서, 이는 사용자, 운용자의 의도 또는 관례에 따라 달라질 수 있다. 그러므로 이러한 용어들에 대한 정의는 본 명세서 전반에 걸친 내용을 토대로 내려져야 할 것이다.

[0011] 도 1은 본 발명의 일 실시예에 따른 DAB 컨버터 구조 및 출력 전압 제어 시스템을 도시하는 도면이다.

[0012] 도 1a를 참조하면, DAB 컨버터(DABC)는 변압기 1차측 스위치 소자(S1, S2, S3, S4)를 구비하는 제 1 브리지 회로(H1), 변압기 2차측 스위치 소자(S5, S6, S7, S8)를 구비하는 제 2 브리지 회로(H2), 및 제 1 브리지 회로(H1)와 제 2 브리지 회로(H2) 사이에 위치하는 변압기(T)를 포함할 수 있다.

[0013] 도 1b를 참조하면, DAB 컨버터의 출력 전압 제어 시스템(100)은 도 1a의 DAB 컨버터(DABC)에 추가하여, 메모리(110), 센서(120) 및 컨트롤러(130)를 포함할 수 있다. 메모리(110)는 DAB 컨버터(DABC)의 각종 파라미터를 저장할 수 있다. 센서(120)는 DAB 컨버터(DABC)의 각종 전압을 감지하고, 감지 결과를 출력하거나 메모리(110)에 저장할 수 있다. 컨트롤러(130)는 디지털 신호 처리 장치일 수 있다. 컨트롤러(130)는 메모리(110)로부터 회로 파라미터, 이전 샘플링 주기에서의 센싱값과 계산값을 읽어오고, 센서(120)로부터 감지된 입력 전압 정보를 이용하여 출력 전류와 회로 파라미터를 정확히 추정하고, 이를 통해 DAB 컨버터의 출력 전압을 제어하기 위한 최적의 제어 신호, 즉 내부 위상 천이 듀티비와 외부 위상 천이 듀티비를 계산할 수 있다.

[0014] 도 2는 일반적인 DPS 변조방식에서DAB 컨버터의 파형을 도시하는 도면이다. 도 2a 및 도 2b에 도시된 바와 같이, 제1 스위치(S1)와 제4 스위치(S4)가 동시에 턴 온 되면, 제1 전압(V_{ac1})의 레벨은 양의 입력 전압($+v_1$)과 같은 값을 가지고, 제2 스위치(S2)와 제4 스위치(S4)가 동시에 턴 온 되거나 제1 스위치(S1)와 제3 스위치(S3)가 동시에 턴 온 되면, 제1 전압(V_{ac1})의 레벨은 0이고, 제2 스위치(S2)와 제3 스위치(S3)가 동시에 턴 온 되면, 제1 전압(V_{ac1})의 레벨은 음의 입력 전압($-v_1$)과 같은 값을 가진다. 이때, 스위치는 이상적이라고 가정하였다.

[0015] 마찬가지로, 제5 스위치(S5)와 제8 스위치(S8)가 동시에 턴 온 되면, 제2 전압(V_{ac2})의 레벨은 양의 출력 전압($+v_2$)와 같은 값을 가지고, 제5 스위치(S5)와 제7 스위치(S7)가 동시에 턴 온 되거나 제6 스위치(S6)와 제8 스위치(S8)가 동시에 턴 온 되면, 제2 전압(V_{ac2})의 레벨은 0이고, 제6 스위치(S6)와 제7 스위치(S7)가 동시에 턴 온 되면 제2 전압(V_{ac2})의 레벨은 음의 출력 전압($-v_2$)과 같은 값을 가진다.

[0016] 여기서 제2 스위치(S2)와 제3 스위치(S3)가 꺼지는 시점부터 다음 제1 스위치(S1)와 제4 스위치(S4)가 꺼지는 시점까지의 구간은 전체 스위칭 주기의 반주기(T_h)에 해당하는데, 이는 각 스위칭 패턴의 반복 주기의 절반을 의

미하므로, 스위칭 주파수 f와는 T_h=1/2f의 관계가 성립한다. 이때, 반주기 구간 대비 제1 전압(V_{ac1})이 영 레벨인 구간의 비율을 내부 위상 천이 듀티비(Inner Phase-Shift Duty Ratio)라 하며, 반주기 구간 대비 제 1전압(V_{ac1})이 양의 값을 가진 이후부터 제2 전압(V_{ac2})이 다시 양의 값을 가지게 되는 구간, 혹은 제 1전압(V_{ac1})이 음의 값을 가진 이후부터 제2 전압(V_{ac2})이 다시 음의 값을 가지게 되는 구간의 비율을 외부 위상 천이 듀티비(Outer Phase-Shift Duty Ratio)라고 정의한다.

[0017] 이하의 설명에서는, D_1은 내부 위상 천이 듀티비를 의미하고, D_2는 외부 위상 천이 듀티비를 의미한다고 정의한다.

[0018] 먼저, $0 \le D_1 \le D_2 \le 1$의 경우, 평균 전송 전력(P)은 하기의 수학식 1과 같이 유도된다.

수학식 1

[0019]
$$P = \frac{nv_1v_2\left(D_2(1-D_2)-0.5D_1^2\right)}{2fL}$$

[0020] 여기서, f는 스위칭 주파수를 의미하고, n은 변압기 권선비를 의미한다.

[0021] 마찬가지로, $0 \le D_2 \le D_1 \le 1$의 경우, 평균 전송 전력(P)은 하기의 수학식 2와 같이 유도된다.

수학식 2

[0022]
$$P = \frac{nv_1v_2\left(D_2(1-D_1)-0.5D_2^2\right)}{2fL}$$

[0023] 통상적으로 전력 전달 효율을 최대로 높이는 방향으로 내부 위상 천이 듀티비(D_1)를 선정하고, 이에 따라 외부 위상 천이 듀티비(D_2)는 종속적으로 계산하는 방법을 사용할 수 있다.

[0024] 이는 종래의 기술에서 DPS 변조방식의 최적화 제어기법 중 하나인 전류 스트레스 최적화(Current Stress Optimization, CSO) 알고리즘으로 종래의 문헌[Zhao, B., Song, Q., Liu, W., Sun, W.: Current-stress-optimized switching strategy of isolated bidirectional DC-DC converter with dual-phase-shift control. IEEE Trans. Ind. Electron. 60(10), 4458-4467 (2013)]에 제안된 바가 있다. 이 방법은 도 2a의 인덕터 전류 파형에서의 최대 전류값과 도 2b의 최대 전류값을 최소화하여 전력변환 효율을 개선하는 방법이다.

[0025] 먼저, 전류 스트레스를 최적화하는 내부 위상 천이 듀티비(D_1)를 도출한다. 여기서, 계산의 편리를 위해 일분율법(per-unit system)을 이용한다. 일분율법에 의해 정규화 출력 전력(p_u)는 $0 \le D_1 \le D_2 \le 1$와 $0 \le D_2 \le D_1 \le 1$의 각각의 경우에 각각 하기의 수학식 3 및 수학식 4와 같이 정의된다.

수학식 3

[0026]
$$p_u = 4D_2(1-D_2)-2D_1^2$$

수학식 4

[0027] $$p_u = 4D_2(1-D_1) - 2D_2^2$$

[0028] 또한, 정규화 최대 인덕터 전류(i_u)는 하기의 수학식 5와 같이 정의된다.

수학식 5

[0029] $$i_u = 2\left(M(1-D_1) + (D_1 + 2D_2 - 1)\right)$$

[0030] 여기서, $M = v_1/(nv_2)$은 입력측 환산 전압 비율로서, 물리적인 의미는 변압기 1차측에 위치한 직렬 인덕터의 양단에 인가되는 전압 간의 비를 계산한 값이다.

[0031] 다음으로, 전류 스트레스를 최소화하기 위해 라그랑주 승수법(Lagrange multiplier method, LMM)을 사용하여 정규화 출력 전력(p_u)이 원하는 출력 전력(p_{uref})을 유지하는 동안 정규화 최대 인덕터 전류(i_u)가 최소화되는 최적의 내부 위상 천이 듀티비(D_1)를 찾는다. 이를 위해, 라그랑주 함수(Lagrange funcion, F)를 하기의 수학식 6과 같이 정의한다.

수학식 6

[0032] $$F = i_u(\boldsymbol{d}) + \varphi\left[p_u(\boldsymbol{d}) - p_{uref}\right]$$

[0033] 여기서, $\boldsymbol{d}=[D_1, D_2]^T$는 구하고자 하는 위상 천이 듀티비 벡터이고, j는 라그랑주 승수(Lagrange multiplier)이며, 위첨자 기호 T는 행렬 전치를 나타낸다.

[0034] 함수의 최소점을 찾기 위해 라그랑주 함수를 미분하면 내부 위상 천이 듀티비(D_1)의 최적값은 조건에 따라 하기의 수학식 7 및 수학식 8과 같이 유도된다.

수학식 7

[0035] $$D_1 = \left(\frac{(1-p_u)(M-1)^2}{2\left(M^2-2M+3\right)}\right)^{1/2}$$

수학식 8

[0036] $$D_1 = 1 - \left(\frac{p_u(M+1)^2}{2\left(M^2+2M-3\right)}\right)^{1/2}$$

[0037] 여기서, 수학식 7은 $\tau < p_u1$인 경우이고, 수학식 8은 $p_u \leq \tau$인 경우이며, $\tau = ((M + 1)^2 - 4)/(2M^2)$이다.

[0038] 또한, 정규화 출력 전력(p_u)은 $i_s = P/v_2$임을 이용하면 하기의 수학식 9와 같이 계산된다.

수학식 9

$$p_u = \frac{8fLi_s}{mv_1}$$

[0039]

[0040] 출력 캐패시터(C_2)에 의한 출력 전압(v_2)의 상태 방정식은 하기의 수학식 10과 같이 정의되고,

수학식 10

$$\frac{dv_2}{dt} = \frac{1}{C_2}(i_s - i_2)$$

[0041]

[0042] 여기서, i_2는 반주기 동안의 평균 부하전류를 의미한다. 수학식 10을 다시 이산화 형태로 재구성하면, 수학식 11과 같으며,

수학식 11

$$\frac{v_2[k] - v_2[k-1]}{T} = \frac{1}{C_2}(i_s[k-1] - i_2[k-1])$$

[0043]

[0044] 이때, 출력 전압 제어를 위해서는 출력 전압(v_2)이 출력 전압 지령치(v_{2ref})와 같아야 한다(즉, $v_2 = v_{2ref}$)라고 가정하면 제2 브리지 회로의 출력 전류(i_s)는 하기의 수학식 12와 같이 얻어진다.

수학식 12

$$i_s = \frac{C_2}{T}(v_{2ref} - v_2) + i_2$$

[0045]

[0046] 이제 바람직한 외부 위상 천이 듀티비(D_2)를 구하기 위해, $0 \leq D_1 \leq D_2 \leq 1$의 경우, 수학식 12를 수학식 3에 대입하여 2차 방정식의 유효한 근을 구해보면 외부 위상 천이 듀티비(D_2)는 하기의 수학식 13과 같이 얻어진다.

수학식 13

$$D_2 = \frac{1}{2} - \left(\frac{1}{4} - \frac{1}{2}D_1^2 - \frac{2LC_2}{T^2 mv_1}\left(\frac{T}{C_2}i_2 + v_{2ref} - v_2\right)\right)^{1/2}$$

[0047]

[0048] 여기서, D_1, D_2, v_1, 및 i_2는 각각 예측된 내부 위상 천이 듀티비, 예측된 외부 위상 천이 듀티비, 센싱된 입력 전압 및 출력 전류이다.

[0049] 마찬가지로, $0 \leq D_2 \leq D_1 \leq 1$의 경우, 바람직한 외부 위상 천이 듀티비($D_2$)는 하기의 수학식 14와 같이 유도된다.

수학식 14

[0050]
$$D_2 = 1 - D_1 - \left((1-D_1)^2 - \frac{4L}{Tnv_1} \left(\frac{C_2}{T} \left(v_{2ref} - v_2 \right) + i_2 \right) \right)^{1/2}$$

[0051] 다시 말하면, 수학식 13과 수학식 14를 통하여 이전 주기에서 부하전류 i_2, 출력전압 v_2, 내부 위상 천이 듀티비 D_1 및 n, L, C_2와 같은 회로 파라미터의 값을 알고 있으면, 바로 다음 주기에서 출력 전압(v_2)이 정확하게 출력 전압 지령치(v_{2ref})와 같아지게 되어 출력 전압 목표를 달성하도록 할 수 있다.

[0052] 이를 위해서는, 부하전류i_2의 실측값이 필요하지만, 전류센서를 사용하지 않는 제어를 위해 부하 전류 관측을 하도록 한다. 이를 도모하기 위해서 하기의 수학식 15와 같이 변수를 재정의하여 확장상태관측기(Extended State Observer, ESO)를 하기의 수학식 16 및 수학식 17과 같이 설계한다.

수학식 15

[0053]
$$\hat{f}_i = -i_2$$

수학식 16

[0054]
$$\frac{d\hat{v}_2}{dt} = \frac{1}{C_2} i_s + \frac{1}{C_2} \hat{f}_i + \delta_1 \left(v_2 - \hat{v}_2 \right)$$

수학식 17

[0055]
$$\frac{d\hat{f}_i}{dt} = C_2 \delta_2 \left(v_2 - \hat{v}_2 \right)$$

[0056] 여기서, $\hat{v}_2$ 는 출력 전압(v_2)의 관측 값을 의미하고, d_1 및 d_2 는 관측 이득을 의미하는 것으로 관측기의 성능과 강건성에 영향을 미친다.

[0057] 순방향 오일러 근사(forward Euler approximation)를 이용하여 수학식 16 및 수학식 17을 이산화(discretization)하면 하기의 수학식 18 및 수학식 19가 유도된다.

수학식 18

[0058]
$$\hat{v}_2[k]=\hat{v}_2[k-1]+\frac{T}{C_2}i_s[k-1]+\frac{T}{C_2}\hat{f}_i[k-1]+T\delta_1\left(v_2[k-1]-\hat{v}_2[k-1]\right)$$

수학식 19

[0059]
$$\hat{f}_i[k]=\hat{f}_i[k-1]+TC_2\delta_2\left(v_2[k-1]-\hat{v}_2[k-1]\right)$$

[0060] 여기서, $v_2[k]$는 k-번째 샘플링 주기에서 출력 전압을 의미하고, $v_2[k-1]$ 및 $i_s[k-1]$은 각각 (k-1)-번째 샘플링 주기에서 출력 전압 및 2차 전류를 의미하는데, 결론적으로 수학식 18과 수학식 19를 통하여 부하 전류 i_2값을 계속 업데이트함으로써 전류센서리스 제어가 가능하게 된다. 이를 배열식으로 재구성하면 하기의 수학식 20과 같으며,

수학식 20

[0061]
$$\hat{\boldsymbol{x}}[k+1]=\boldsymbol{A}\hat{\boldsymbol{x}}[k]+\boldsymbol{b}i_s[k]+\boldsymbol{C}\boldsymbol{e}[k]$$

[0062] 여기서, 각 계수가 되는 행렬은 하기의 수학식 21과 같다.

수학식 21

[0063]
$$\boldsymbol{A}=\begin{bmatrix}1 & \frac{T}{C_2}\\ 0 & 1\end{bmatrix},\quad \boldsymbol{b}=\begin{bmatrix}\frac{T}{C_2} & 0\end{bmatrix}^T,\quad \boldsymbol{C}=\begin{bmatrix}T\delta_1 & 0\\ TC_2\delta_2 & 0\end{bmatrix},\quad \hat{\boldsymbol{x}}=\begin{bmatrix}\hat{v}_2 & \hat{f}_i\end{bmatrix}^T,\quad \boldsymbol{e}=\begin{bmatrix}e_v & e_i\end{bmatrix}^T$$

[0064] 여기서, 관측자 오차 행렬의 요소인 전압관측 오차 및 전류관측 오차는 하기의 수학식 22와 같이 주어진다.

수학식 22

[0065]
$$e_v[k]=v_2[k]-\hat{v}_2[k],\ e_i[k]=f_i[k]-\hat{f}_i[k]$$

[0066] 수학식 20의 해의 수렴조건을 검토하기 위해 행렬식의 고유값을 찾기 위해 특성 다항식을 풀면 하기의 수학식 23과 같다.

수학식 23

$$\nu(\lambda)=\det(\lambda \boldsymbol{I}-\boldsymbol{A}+\boldsymbol{C})=\lambda^2+(T\delta_1-2)\lambda+(1-T\delta_1+T^2\delta_2)=0$$

[0067]

[0068] 여기서, w 는 관측자 대역폭이라고 할 때 $d_1 = 2w$ 및 $d_2 = w^2$ 로 선택하면 가장 빠른 수렴속도를 가지며, 통상적인 디지털 시스템에서 관측된 해의 수렴속도와 해의 안정성을 고려하여 적절히 관측이득인 d_1 및 d_2을 선정한다.

[0069] 결론적으로, 전류 스트레스 최적화를 달성하기 위한 외부 위상 천이 듀티비를 계산하는 수학식 13과 수학식 14의 연산을 수행하기 위해서, 측정된 부하전류 i_2를 사용하는 대신에, 수학식 18 및 수학식 19의 관측기에서 수학적으로 관측된 부하 전류 정보를 이용하여 외부 위상 천이 듀티비 계산을 수행하면 전류센서가 없이도 제어기 동작이 가능하게 된다. 그런데, 이중 능동 브리지 컨버터는 입출력이 반대로 바뀌는 양방향 동작이 가능함을 고려하면 실제로 2개의 전류센서를 제거할 수 있으며, 따라서 출력 전압 측정을 위한 2개의 전압 센서만 필요하여 회로 비용이 절감된다. 뿐만 아니라, 외부 위상 천이 듀티비와 내부 위상 천이 듀티비를 얻는데 비례적분 제어기가 필요하지 않아 시스템 단순화와 제어기 규격화가 가능하다.

[0070] 도 3은 본 발명의 일 실시예에 따른 DAB 컨버터의 전류센서리스 제어 방법의 흐름도이다.

[0071] 도 3을 참조하면, 먼저 메모리에 저장된 파라미터를 읽어온다(S310). 여기서, 파라미터는 입력 전압(v_1), 출력 전압 지령치(v_{2ref}), 스위칭 주파수(f), 변압기 권선비(n), 인덕터(L), 출력 커패시터(C_2) 및 부하(R)를 포함한다.

[0072] 표 1은 본 발명의 일 실시예의 성능을 검증하기 위해 사용한 시스템 파라미터의 일 실시예를 나타낸다. 도 1a와 표 1을 함께 참고하여, DAB 컨버터의 입력 전압(v_1)은 80V, 스위칭 주파수(f)는 10kHz, 변압기 권선비(n)는 1로 고정되어 있다고 설정하였다. 인덕터(L)와 출력 캐패시터(C_2)의 실제값을 각각 50uH와 220uF라고 가정하였다. 출력 전압 지령치(v_{2ref})는 80V로 두고 시뮬레이션을 수행하였다.

표 1

[0073]

파라미터	기호	값
입력 전압	v_1	80V
출력 전압 지령치	v_{2ref}	80V
스위칭 주파수	f	10kHz
변압기 권선비	n	1
인덕터	L	50μH
출력 커패시터	C_2	220μF
부하	R	50Ω

[0074] 이후, 수학식 12에 따라 이전 샘플링 주기(k-1 번째 샘플링 주기)에서의 제2 브리지 회로의 출력 전류($i_s[k-1]$)를 계산하고, 수학식 9를 통해 P_u값을 계산한다(S320).

[0075] 이후, 수학식 18 및 수학식 19에 의해 다음 샘플링 주기(k번째 샘플링 주기)에서의 부하 전류에 해당하는 관측

값($\hat{f}_i[k]$)를 계산한다(S330).

[0076] 이후, 수학식 15에 따라 다음 샘플링 주기에서의 출력 전류($i_2[k]$))를 계산한다 (S340). 한편, 계산된 출력전류는 S320에서의 다음 샘플링 주기의 계산을 위해서 메모리에 저장한다.

[0077] 이후, $\tau < p_u$인 경우에는 수학식 7에 따라 다음 샘플링 주기의 바람직한 내부 위상 천이 듀티비($D_1[k]$)를 계산하고, 수학식 13 및 수학식 14에 의해 다음 샘플링 주기의 바람직한 외부 위상 천이 듀티비($D_2[k]$)를 계산하고, 그렇지 않을 경우에는 수학식 8과 수학식 13 및 수학식 14에 따라 내부 위상 천이 듀티비($D_1[k]$) 및 외부 위상 천이 듀티비($D_2[k]$)를 각각 계산한다(S350).

[0078] 이후, 계산된 내부 위상 천이 듀티비($D_1[k]$) 및 외부 위상 천이 듀티비($D_2[k]$)에 따라 DAB 컨버터의 출력 전압을 제어한다(S360).

[0079] 이제, 다음 샘플링 주기가 새로운 샘플링 주기가 되므로, 새로운 샘플링 주기에서의 입력전압($v_1[k]$)과 출력전압($v_2[k]$)를 실측하고 메모리에 저장하여 다음 샘플링 주기에 활용한다.

[0080] 도 4는 종래기술 및 본 발명의 일 실시예에 따른 제어 방식에서 부하 전류 변화에 따른 시뮬레이션 결과를 도시하는 도면이고, 도 5는 종래기술 및 본 발명의 일 실시예에 따른 제어 방식에서 출력 커패시터 변동에 따른 시뮬레이션 결과를 도시하는 도면이고, 도 6은 종래기술 및 본 발명의 일 실시예에 따른 제어 방식에서 부하 전류 변화에 따른 실험 결과를 도시하는 도면이며, 도 7은 종래기술 및 본 발명의 일 실시예에 따른 제어 방식에서 출력 커패시터 변동에 따른 실험 결과를 도시하는 도면이다.

[0081] 구체적으로, 도 4 내지 도 7에서는 (c)본 발명의 실시예의 시뮬레이션 및 실험 결과를 앞서 기술한 종래의 기술인 (a) 전류센서를 사용한 전류스트레스 저감 제어방법[B. Zhao, Q. Song, W. Liu, and W. Sun, "Current-stress optimized switching strategy of isolated bidirectional DC-DC converter with dual-phase-shift control," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 60, no. 10, pp. 4458-4467(2013)] 및 (b) 전류센서리스 전류스트레스 저감 제어방법[H. Zhang et al., "Extended-State-Observer Based Model Predictive Control of a Hybrid Modular DC Transformer," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 69, no. 2, pp. 1561-1572(2022)]과 비교하였다.

[0082] 먼저, 도 4는 부하 전류(i_2)가 1.6A 내지 3.2A 사이에서 변할 때의 출력 전압(v_2) 및 인덕터 전류(i_L) 시뮬레이션 결과를 나타내고, 도 6은 부하 전류(i_2)가 1.6A 내지 3.2A 사이에서 변할 때의 실험 결과를 나타내는 것으로, 시뮬레이션 및 실험 결과 모두에서 본 발명의 실시예(c)에서는 과도 응답에서 관측기 정착 시간이 종래의 전류센서리스 전류스트레스 저감 제어방법(b)에 비해 개선되었음을 알 수 있다.

[0083] 또한, 도 5는 출력 커패시터(C_2)가 20% 변할 때의 출력 전압(v_2) 및 부하 전류(i_2) 내지는 실측된 출력전류(i_{2sen}) 및 관측된 출력전류(i_{2obs}) 시뮬레이션 결과를 나타내고, 도 7은 출력 커패시터(C_2)가 20% 변할 때의 실험 결과를 나타내는 것으로, 도 5(b)에 도시한 종래의 전류센서리스 전류스트레스 저감 제어방법의 경우에서는 관측 전류가 측정 전류와 다른 값을 일시적으로 나타내는 데 비해, 본 발명의 경우 관측 전류(i_{2obs})가 센서에 의해 측정된 전류 값(i_{2sen})을 상당히 정확하게 관측할 수 있으므로 출력 전류(v_2)가 일정하게 제어됨을 알 수 있다. 즉, 본 발명의 실시예는 회로 파라미터 편차에 대한 제어기의 적응성 및 강건성을 입증한다.

[0084] 다시 말해, 본 발명의 실시예에 따르면 비례적분 제어기와 전류 센서가 없어도 정상상태 및 동적 응답 성능이 우수하다는 것을 알 수 있다.

[0085] 본 발명은 도면에 도시된 실시예를 참고로 하여 설명되었으나 이는 예시적인 것에 불과하며, 당해 기술이 속하는 분야에서 통상의 지식을 가진 자라면 이로부터 다양한 변형 및 균등한 타 실시예가 가능하다는 점을 이해할 것이다. 따라서 본 발명의 진정한 기술적 보호범위는 아래의 특허청구범위의 기술적 사상에 의하여 정해져야 할 것이다.

부호의 설명

[0086] 100: 제어기

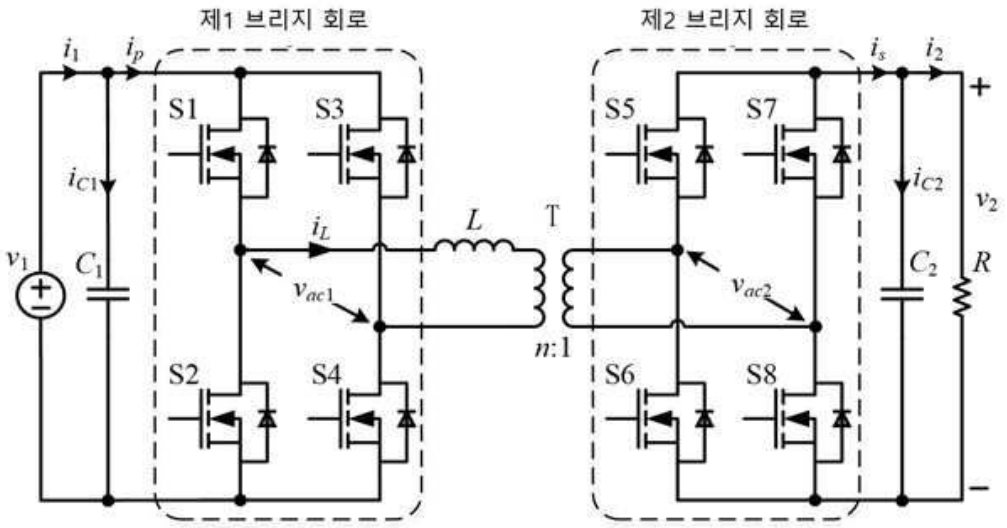
110: 메모리

120: 센서

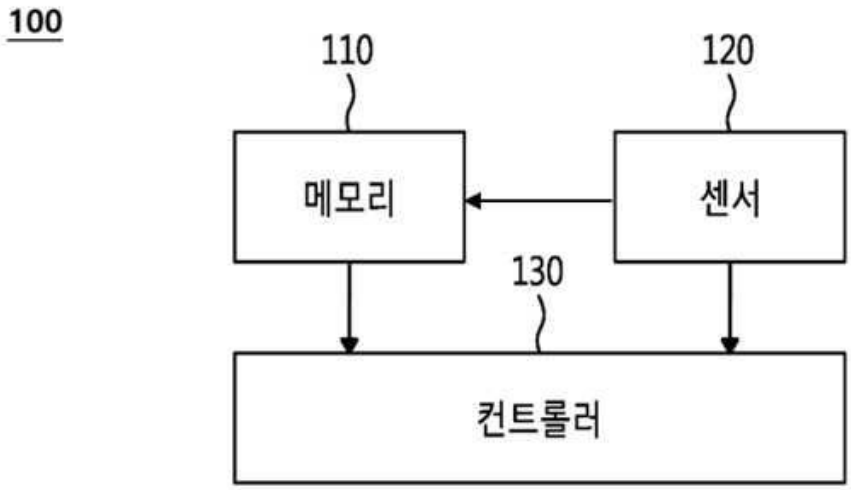
130: 컨트롤러

도면

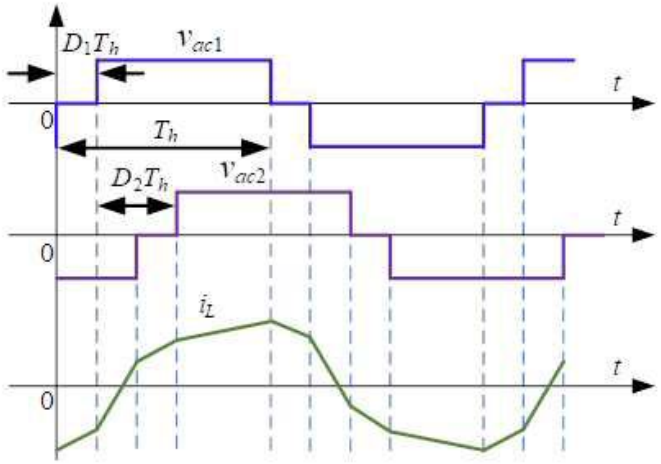
도면1a



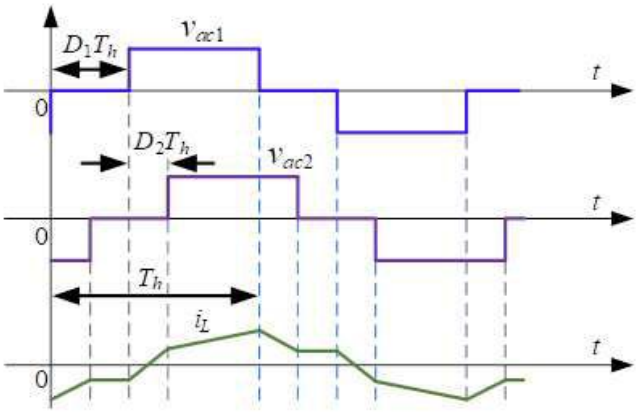
도면1b



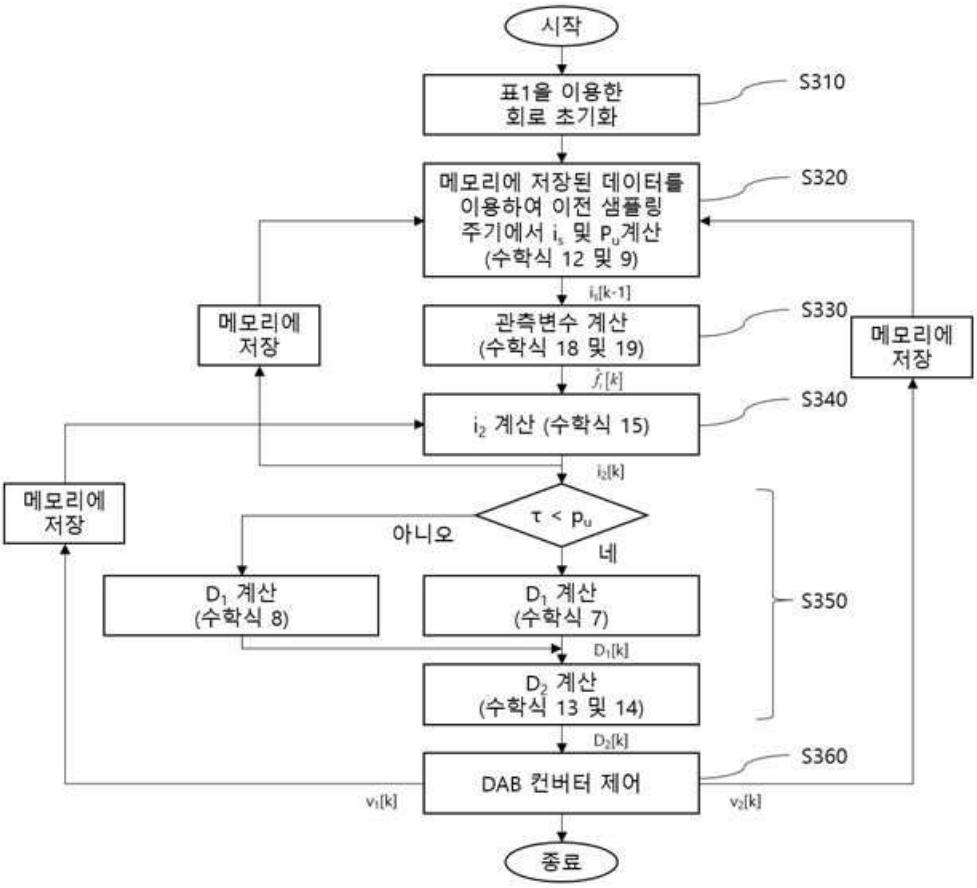
도면2a


D_1T_h
v_{ac1}
t
0
T_h
D_2T_h
v_{ac2}
t
0
i_L
t
0

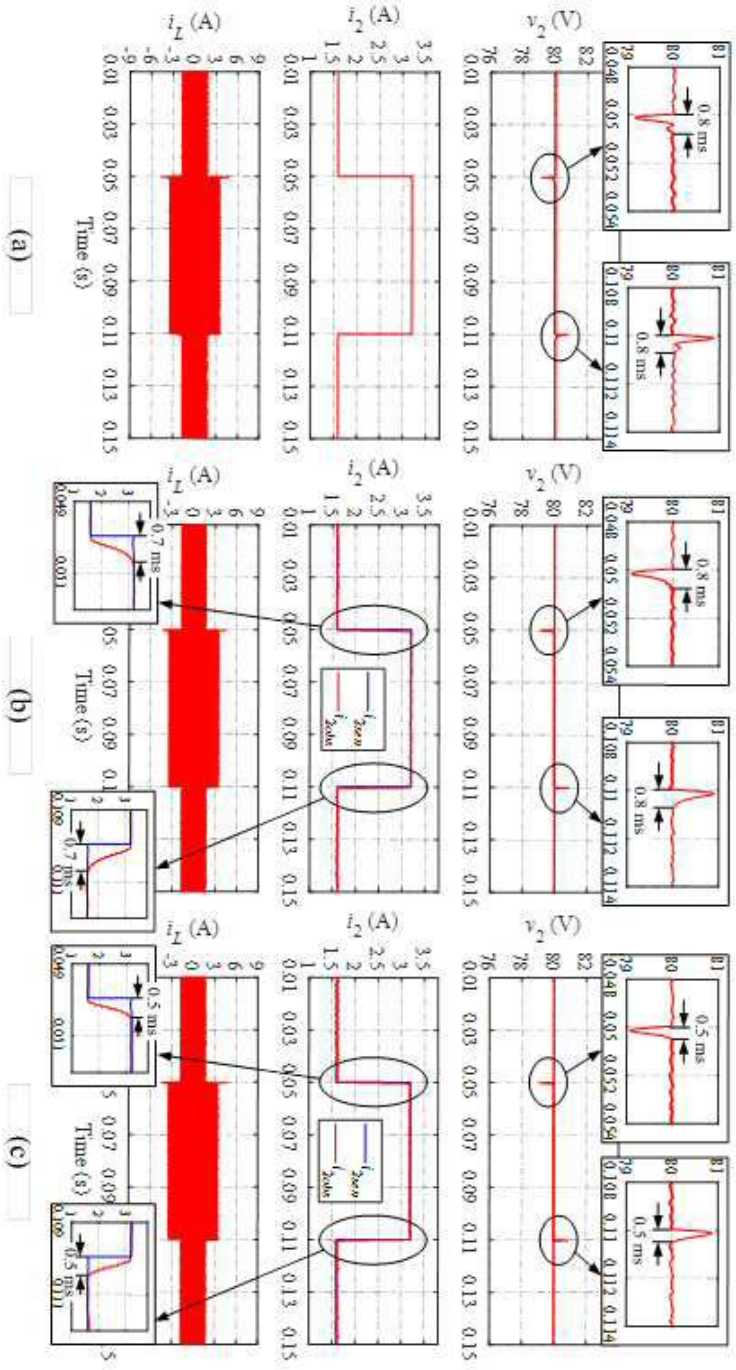
도면2b


D_1T_h
v_{ac1}
t
0
D_2T_h
v_{ac2}
t
0
T_h
i_L
t
0

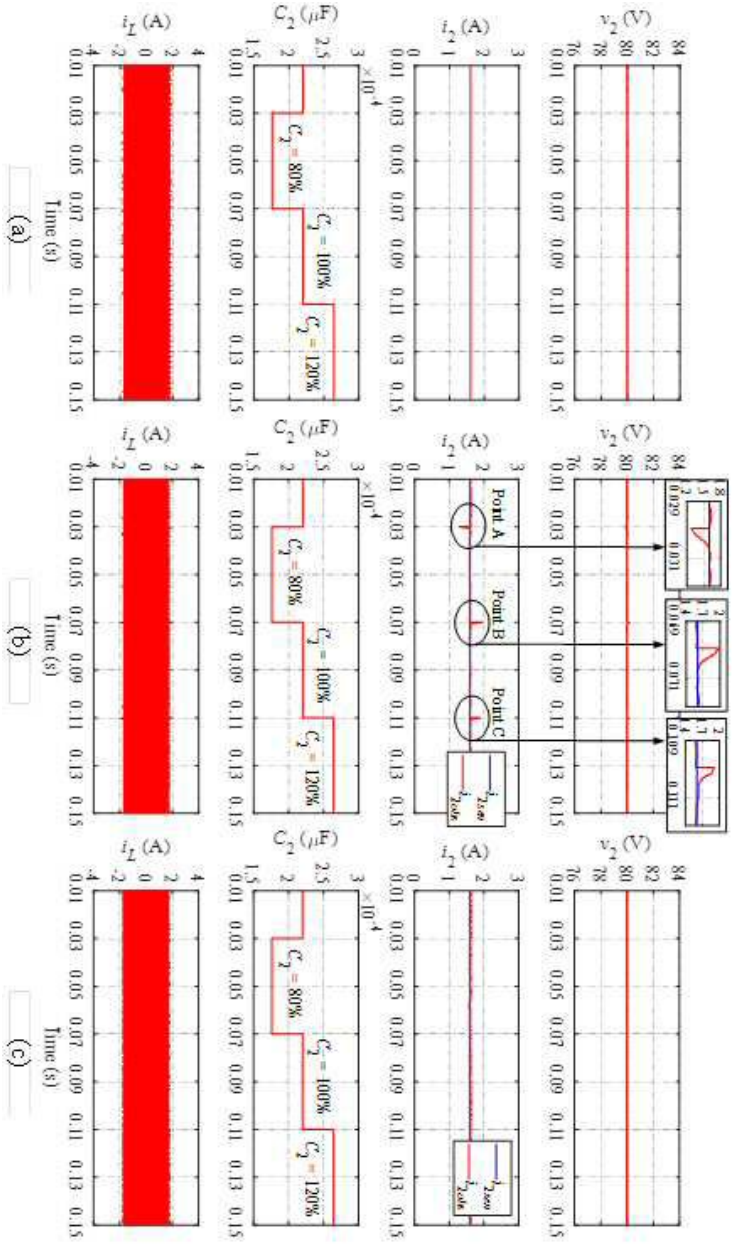
도면3


시작
표1을 이용한
회로 초기화
S310
메모리에 저장된 데이터를
이용하여 이전 샘플링
주기에서 i_s 및 P_u계산
(수학식 12 및 9)
S320
$i_s[k-1]$
관측변수 계산
(수학식 18 및 19)
S330
$\hat{f}_1[k]$
i_2 계산 (수학식 15)
S340
$i_2[k]$
$\tau < p_u$
아니오
네
D_1 계산
(수학식 8)
D_1 계산
(수학식 7)
S350
$D_1[k]$
D_2 계산
(수학식 13 및 14)
$D_2[k]$
DAB 컨버터 제어
S360
$v_1[k]$
$v_2[k]$
종료
메모리에
저장
메모리에
저장
메모리에
저장

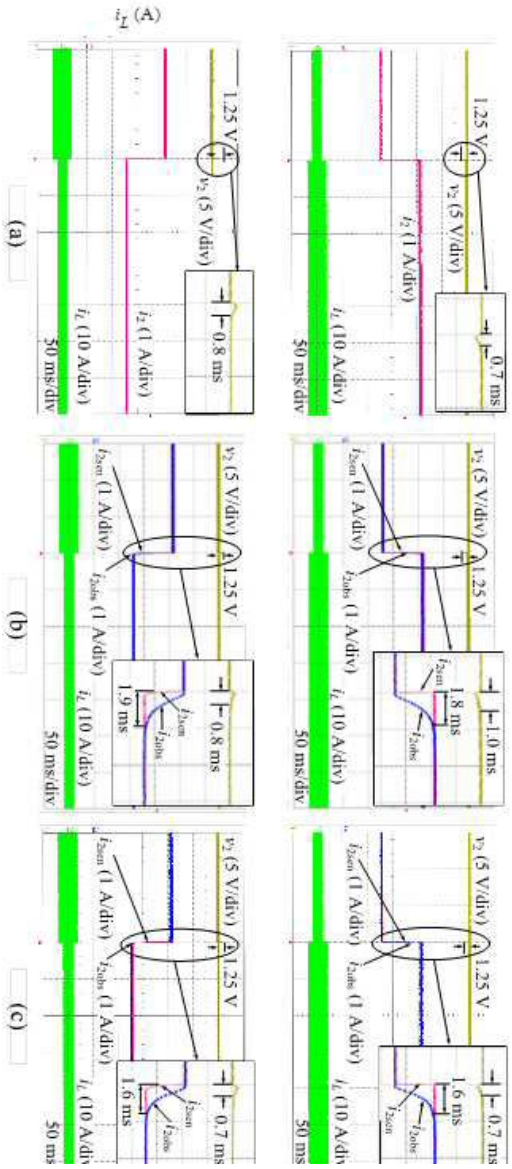
도면4



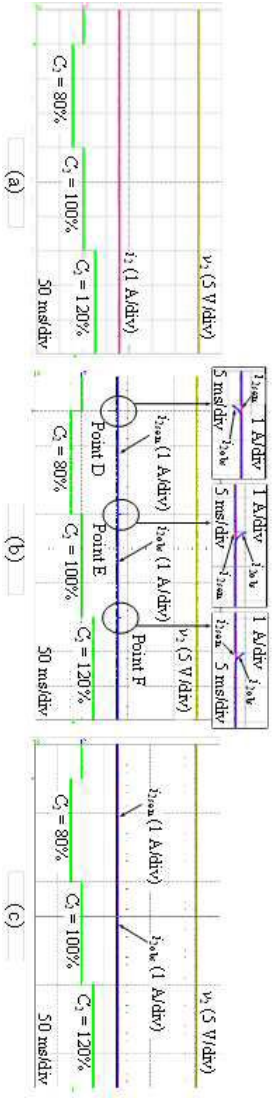
도면5


(a)
(b)
(c)
Time (s)
i_L (A)
C_2 (μF)
i_2 (A)
v_2 (V)
C_2 = 80%
C_2 = 100%
C_2 = 120%
Point A
Point B
Point C

도면6



도면7


(a)
C_2 = 80%
C_2 = 100%
C_2 = 120%
50 ms/div
i_3 (1 A/div)
v_2 (5 V/div)
(b)
Point D
Point E
Point F
(1 A/div)
5 ms/div
(c)