(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2019년04월10일
(11) 등록번호 10-1938679
(24) 등록일자 2019년01월09일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
G05F 1/46 (2006.01) *G01R 19/165* (2006.01)
G05F 1/569 (2006.01) *G05F 1/62* (2006.01)
H01L 35/00 (2006.01)
(52) CPC특허분류
G05F 1/462 (2013.01)
G01R 19/165 (2013.01)
(21) 출원번호 10-2017-0134838
(22) 출원일자 2017년10월17일
심사청구일자 2017년10월17일
(56) 선행기술조사문헌
KR1020160130222 A
KR1020130108818 A
KR1020120013479 A
US20170288406 A1

(73) 특허권자
고려대학교 산학협력단
서울특별시 성북구 안암로 145, 고려대학교 (안암동5가)
(72) 발명자
김철우
서울특별시 강남구 선릉로 221, 401동 1003호
정준원
서울특별시 성북구 안암로9가길 66, 502호
(뒷면에 계속)
(74) 대리인
심경식, 홍성욱

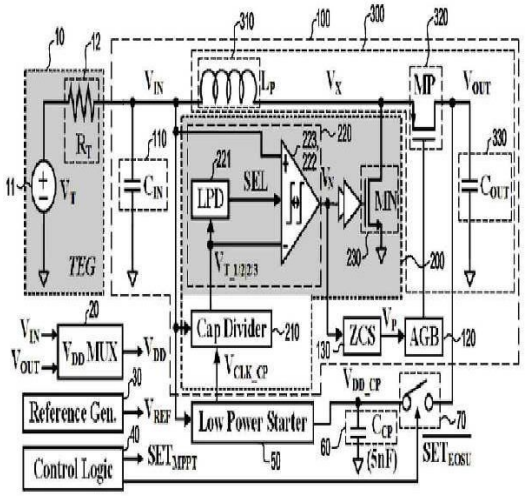
전체 청구항 수 : 총 21 항 심사관 : 김재호

(54) 발명의 명칭 **에너지 하베스팅 장치의 출력 전압을 변환하는 장치 및 그 방법**

(57) 요 약

에너지 하베스팅 장치의 출력 전압을 변환하는 장치를 제공한다. 본 발명은 에너지원으로부터 전기에너지를 생성하고 대응된 제1전압(V_{IN})을 출력하는 에너지 생성 장치의 출력 전압을 변환하는 장치에 있어서, 상기 에너지원의 전압인 제2전압(V_T)의 크기에 기초하여 상기 제1전압(V_{IN})의 리플의 크기를 조절하고, 상기 제2전압(V_T)에 기초하여 결정된 레귤레이션 기준값으로 상기 제1전압(V_{IN})을 레귤레이션하도록 제어하는 능동입력리플-루프(AIR Loop); 및 상기 능동입력리플-루프(AIR Loop)의 제어를 받아 출력전압(V_{OUT})을 생성하여 출력하는 전압 출력부를 포함한다.

대 표 도



(52) CPC특허분류
G05F 1/569 (2013.01)
G05F 1/62 (2013.01)
H01L 35/00 (2013.01)
(72) 발명자
심민섭
서울특별시 동대문구 안암로18길 8, 201호

맹준영
서울특별시 성북구 인촌로12길 68, 601호

이 발명을 지원한 국가연구개발사업
과제고유번호 1711044689
부처명 미래창조과학부
연구관리전문기관 한국연구재단
연구사업명 전략공모_전략과제
연구과제명 해상도, 전압 및 동작 속도 조절 가능한 자동차 센서용 아날로그 IP 연구
기 여 율 1/1
주관기관 고려대학교 산학협력단
연구기간 2016.12.01 ~ 2017.11.30

명 세 서

청구범위

청구항 1

에너지원으로부터 전기에너지를 생성하고, 대응된 제1전압(V_{IN})을 출력하는 에너지 생성 장치의 출력 전압을 변환하는 장치에 있어서,

상기 에너지원의 전압인 제2전압(V_T)의 크기에 기초하여 상기 제1전압(V_{IN})의 리플의 크기를 조절하고, 상기 제2전압(V_T)에 기초하여 결정된 레귤레이션 기준값으로 상기 제1전압(V_{IN})을 레귤레이션하도록 제어하는 능동입력리플-루프(AIR Loop); 및

상기 능동입력리플-루프(AIR Loop)의 제어를 받아 출력전압(V_{OUT})을 생성하여 출력하는 전압 출력부를 포함하는 것을 특징으로 하는 전압 변환 장치.

청구항 2

제1항에 있어서, 상기 능동입력리플-루프(AIR Loop)는

상기 제2전압(V_T)을 간헐적으로 센싱하고, 그 결과를 특정 비율로 변환하여 상기 제1전압(V_{IN})의 레귤레이션 기준값으로 결정하는 분배기(Cap Divider);

상기 레귤레이션 기준값과 상기 제1전압(V_{IN})을 비교하여 그 결과값(V_N)을 출력하되, 상기 제2전압(V_T)에 기초하여 결정된 출력지연시간 만큼 지연하여 출력하는 스위칭타임제어기(STC); 및

상기 스위칭타임제어기(STC)의 출력신호에 의해 스위칭타임이 결정되며, 상기 전압 출력부의 동작을 제어하는 제1 스위치(MN)을 포함하는 것을 특징으로 하는 전압 변환 장치.

청구항 3

제2항에 있어서,

상기 제1 스위치(MN)가 '오프'일 때, 상기 제1전압(V_{IN})을 충전하고, 상기 제1 스위치(MN)가 '온'일 때, 상기 충전된 제1전압(V_{IN})을 상기 전압 출력부로 출력하는 제1커패시터(C_{IN})를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 전압 변환 장치.

청구항 4

제3항에 있어서, 상기 전압 출력부는

상기 제1 스위치(MN)가 '온'일 때, 상기 제1커패시터(C_{IN})로부터 전류를 공급받아 그 전류에 비례한 전압을 유도하는 인덕터(L_P); 및

상기 제1 스위치(MN)가 '오프'일 때, '온'되어 상기 인덕터(L_P)에 유도된 전압을 출력하는 제2스위치(MP)를 포함하는 것을 특징으로 하는 전압 변환 장치.

청구항 5

제4항에 있어서, 상기 전압 출력부는

상기 출력 전압을 저장하고 출력 전압 리플을 감소시키는 제2커패시터(C_{OUT})를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 전압 변환 장치.

청구항 6

제2항에 있어서, 상기 스위칭타임제어기(STC)는

상기 분배기(Cap Divider)에서 출력된 레귤레이션 기준값과 상기 제1전압(V_{IN})을 비교하는 비교기;

상기 제2전압(V_T)이 미리 설정된 기준 전압 이하인지 여부를 감지하고 그 결과에 따른 제어신호(SEL)를 출력하는 저전력 감지기(LPD); 및

상기 제어신호(SEL)에 의거하여 상기 제1전압(V_{IN})의 리플의 크기를 조절하기 위한 출력지연시간을 결정하고, 상기 비교기의 비교 결과(V_N)를 상기 출력지연시간 만큼 지연하여 출력하는 적응지연셀(AD cell)을 포함하는 것을 특징으로 하는 전압 변환 장치.

청구항 7

제6항에 있어서, 상기 저전력 감지기(LPD)는

상기 분배기에서 결정된 레귤레이션 기준값에 근거하여 상기 제2전압(V_T)이 미리 설정된 기준 전압 이하인지 여부를 감지하는 것을 특징으로 하는 전압 변환 장치.

청구항 8

제6항에 있어서, 상기 적응지연셀(AD cell)은

다단의 바이패스 모스펫 스위치(bypass MOSFET switch)들을 포함하고,

상기 바이패스 모스펫 스위치(bypass MOSFET switch)들은

상기 제어신호(SEL)에 의거하여 온/오프가 동시에 제어되어 상기 비교기의 비교 결과(V_N) 출력지연시간을 결정하는 것을 특징으로 하는 전압 변환 장치.

청구항 9

제2항에 있어서, 상기 분배기는

상기 전압 변환 장치의 스타트업을 위해,

상기 제2전압(V_T)을 2/3배로 변환한 값($V_{T_2/3}$)을 상기 레귤레이션 기준값으로 결정하는 것을 특징으로 하는 전압 변환 장치.

청구항 10

제2항에 있어서, 상기 분배기는

상기 제1전압(V_{IN})을 최대의 효율로 승압시키기 위해,

상기 제2전압(V_T)을 1/2배로 변환한 값($V_{T_1/2}$)을 상기 레귤레이션 기준값으로 결정하는 것을 특징으로 하는 전압 변환 장치.

청구항 11

제4항에 있어서,

상기 제2스위치(MP)의 게이트에 연결되어 상기 전압 변환 장치의 동작 모드에 따라 상기 제2스위치(MP)의 동작을 제어하는 적응게이트전압버퍼(AGB)를 더 포함하되,

상기 적응게이트전압버퍼(AGB)는

상기 전압 변환 장치가 스타트업 모드로 동작할 경우 상기 제2스위치(MP)를 다이오드로 동작시키고,

상기 전압 변환 장치가 상기 제1전압(V_{IN})을 최대의 효율로 승압시키기 위한 승압 모드로 동작할 경우 상기 제2스위치(MP)를 일반 스위치로 동작시키는 것을 특징으로 하는 전압 변환 장치.

청구항 12

제11항에 있어서,

출력단의 전류가 역류하는 것을 방지하기 위해, 상기 스위칭타임제어기(STC)의 출력단과 상기 적응게이트전압버퍼(AGB)의 입력단 사이에 연결되는 저전력 제로전류 스위치(ZCS)를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 전압 변환 장치.

청구항 13

제1항에 있어서, 상기 전압 변환 장치는

직렬로 연결된 8개의 얇은 필름(thin film) 형태의 열전기로 구성된 에너지원으로부터 상기 제1전압(V_{IN})을 입력받아 동작하는 것을 특징으로 하는 전압 변환 장치.

청구항 14

에너지원으로부터 전기에너지를 생성하고, 대응된 제1전압(V_{IN})을 출력하는 에너지 생성 장치의 출력 전압을 변환하는 방법에 있어서,

상기 에너지원의 전압인 제2전압(V_T)에 기초하여 상기 제1전압(V_{IN})의 레귤레이션 기준값을 결정하는 단계;

상기 제2전압(V_T)의 크기에 기초하여 상기 제1전압(V_{IN}) 리플의 크기를 조절하면서, 상기 제1전압(V_{IN})을 상기 레귤레이션 기준값으로 레귤레이션하는 단계; 및

상기 레귤레이션 결과로 생성된 출력전압(V_{OUT})을 출력하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 전압 변환 방법.

청구항 15

제14항에 있어서, 상기 레귤레이션 기준값 결정단계는

상기 제2전압(V_T)을 간헐적으로 센싱하고, 그 결과를 특정 비율로 변환하여 상기 제1전압(V_{IN})의 레귤레이션 기준값으로 결정하는 것을 특징으로 하는 전압 변환 방법.

청구항 16

제15항에 있어서, 상기 레귤레이션 기준값 결정 단계는

스타트업 동작을 위해, 상기 제2전압(V_T)을 2/3배로 변환한 값($V_{T_2/3}$)을 레귤레이션 기준값으로 결정하는 것을 특징으로 전압 변환 방법.

청구항 17

제15항에 있어서, 상기 레귤레이션 기준값 결정 단계는

상기 제1전압(V_{IN})을 최대의 효율로 승압시키기 위해, 상기 제2전압(V_T)을 1/2배로 변환한 값($V_{T_1/2}$)을 레귤레이션 기준값으로 결정하는 것을 특징으로 하는 전압 변환 방법.

청구항 18

제14항에 있어서, 리플 크기조절 및 레귤레이션 단계는

상기 레귤레이션 기준값과 상기 제1전압(V_{IN})을 비교하는 단계;

상기 제2전압(V_T)이 미리 설정된 기준 전압 이하인지 여부를 감지하고 그 결과에 따른 제어신호(SEL)를 출력하는 단계;

상기 제어신호(SEL)에 의거하여 상기 제1전압(V_{IN})의 리플의 크기를 조절하기 위한 출력지연시간을 결정하는 단

계;

상기 비교 결과(V_N)를 상기 결정된 출력지연시간만큼 지연하여 출력하는 단계; 및

상기 비교 결과(V_N)의 출력값 및 출력간격에 의해 출력 전압을 생성하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 전압 변환 방법.

청구항 19

제18항에 있어서, 상기 제어신호(SEL)출력 단계는

상기 레귤레이션 기준값에 근거하여 상기 제2전압(V_T)이 미리 설정된 기준 전압 이하인지 여부를 감지하는 것을 특징으로 하는 전압 변환 방법.

청구항 20

제18항에 있어서, 상기 출력지연시간 결정단계는

상대적으로 긴 제1지연시간 및 상대적으로 짧은 제2지연시간 중 하나를 선택하되, 상기 제2전압(V_T)이 미리 설정된 기준 전압 이하인 경우 상기 제1지연시간을 선택하고, 그렇지 않은 경우 상기 제2지연시간을 선택하는 것을 특징으로 하는 전압 변환 방법.

청구항 21

제18항에 있어서, 상기 출력 전압 생성 단계는

상기 제1전압(V_{IN})이 상기 레귤레이션 기준값 보다 작은 경우 상기 제1전압(V_{IN})을 제1커패시터(C_{IN})에 충전하는 단계; 및

상기 제1전압(V_{IN})이 상기 레귤레이션 기준값 보다 커지면 상기 제1커패시터(C_{IN})로부터 전류를 공급받아 그 전류에 비례한 전압을 유도하는 단계를 포함하고,

상기 충전 및 전압 유도 단계는

상기 제1전압(V_{IN})의 변화에 따라 반복 수행하는 것을 특징으로 하는 전압 변환 방법.

발명의 설명

기 술 분 야

[0001] 본 발명은 에너지 하베스팅 장치의 출력 전압을 변환하는 장치 및 그 방법에 관한 것으로서, 보다 상세하게는 저전력 열전 에너지 하베스팅 시스템의 효율을 높이기 위해 열전기에서 출력되는 전압을 효율적으로 승압시키는 전압 변환 장치 및 그 방법에 관한 것이다.

배 경 기 술

[0002] 최근 들어, 사물끼리 인터넷으로 연결되어 정보를 주고받는 사물인터넷(Internet of Things, IoT) 시장이 확대되고 그 기술이 비약적으로 발전하고 있다. 이로 인해, 에너지 하베스팅 기술을 이용한 전력 변환 기술에 대한 관심이 증가하고 있는 추세이다. 즉, 사물간 정보 교환의 매개체가 되는 초소형 센서 노드에 적용되는 자연적인 에너지(예컨대, 빛, 열, 진동)로부터 최대 전력을 추출하기 위한 전력 변환 기술에 대한 관심이 급증하고 있다. 그 예로서, 열에너지를 전기에너지로 변환시키는 열전기(Thermoelectric generator, TEG)가 부각되고 있다. 그런데, 이러한 열전기(TEG)는 자가 전력 공급 사물 인터넷(IoT) 장치(예컨대, 인체 센서(sensor) 등)에 구동 전력을 제공하는데 매우 효과적인 기술이기는 하지만, 출력 전력이 매우 작다. 특히, 열전기(TEG)에 낮은 온도 차이가 입력되거나 열전기(TEG)가 열평형 상태에 도달하면 열전기 출력 전력이 작아진다.

[0003] 따라서, 열전기(TEG)에는 출력 전력을 승압시키기 위한 별도의 장치나 기술이 필요하며, 이러한 승압장치를 저전력에서 동작시키기 위한 스타트업 기술(예컨대, 외부 스위치, 외부 트랜스포머, 추가적인 L-C oscillator, 외부 배터리 등)들이 발표되었다. 그런데, 이러한 기술들은 저전력에서 시스템 전력 변환 효율이 낮다. 예를

들어, 65μW의 전력이 입력되는 경우, 상기 기술들의 전력 변환 효율은 대략 56%이다.

[0004] 한편, 저전력 에너지 하베스팅에 있어서, 승압기의 전력 변환 효율(η_{CONV})을 감소시키는 가장 큰 이유는 승압기의 스위칭 로스(switching loss, $P_{L,SW}$)이다. 즉, 승압기의 입력 전압을 승압시켜 출력하는 과정에서 출력 전압을 일정하게 유지하기 위해서는 스위칭 동작이 반복적으로 발생하는데, 이 때 발생하는 로스를 스위칭 로스라 하며, 저전력에서는 이러한 스위칭 로스로 인한 영향을 더욱 크게 받는다. 따라서, 저전력에서는 상기 스위칭 로스를 최소화해야 한다.

[0005] 하지만, 자연적인 에너지원(예컨대, 빛, 열, 진동 등)으로부터 최대 전력점을 추적(Maximum power point tracking, MPPT)하기 위한 기존의 기술들은 여전히 높은 스위칭 주파수 (switching frequency, f_S)로 동작한다. 따라서 저전력 에너지 하베스팅 장치의 경우 스위칭 로스가 크고, 이로 인해 승압기 효율이 떨어지는 문제가 있다.

선행기술문헌

비특허문헌

[0006] (비특허문헌 0001) 1. Y. Ramadass and A. Chandrakasan, "A batteryless thermoelectric energy-harvesting interface circuit with 35 mV startup voltage," ISSCC Dig. Tech. Papers, pp. 486-487, Feb. 2010.

(비특허문헌 0002) 2. J.-P. Im, et al., "A 40 mV transformer-reuse self-startup boost converter with MPPT control for thermoelectric energy harvesting," ISSCC Dig. Tech. Papers, pp. 104-106, Feb. 2012.

(비특허문헌 0003) 3. H. -Y. Tang, et al., "A fully electrical startup batteryless boost converter with 50mV input voltage for thermoelectric energy harvesting," Proc. VLSI Circuits Symp. Dig. Tech. Papers, pp. C196-197, Jun. 2012.

(비특허문헌 0004) 4. J. Kim and C. Kim, "A DC-DC boost converter with variation-tolerant MPPT technique and efficient ZCS circuit for thermoelectric energy harvesting applications," IEEE Trans. Power Electron., vol. 28, no. 8, pp. 3827-3833, Aug. 2013.

(비특허문헌 0005) 5. D. Rozgic and D. Markovic "A 0.78mW/cm2 Autonomous Thermoelectric Energy-Harvester for Biomedical Sensors," Proc. VLSI Circuits Symp. Dig. Tech. Papers, pp. C278-279, Jun. 2015.

발명의 내용

해결하려는 과제

[0007] 따라서 본 발명은 저전력 열전 에너지 하베스팅용 승압기의 전력 변환 효율을 높이는 전압 변환 장치 및 그 방법을 제공하고자 한다.

[0008] 또한, 본 발명은 비전기적 스타트업 블락을 추가하지 않고도 승압기 동작에 필요한 최소 전력(스타트업 전력, startup power)을 낮추는 전압 변환 장치 및 그 방법을 제공하고자 한다.

[0009] 또한, 본 발명은 저전력 영역에서 스위칭 주파수가 감소되어 스위칭 로스를 줄이는 전압 변환 장치 및 그 방법을 제공하고자 한다.

[0010] 또한, 본 발명은 저전력 열전 에너지 하베스팅 시스템에 있어서 에너지원의 전력 크기에 따라 입력 전압 리플의 크기를 최적의 값으로 조절하는 전압 변환 장치 및 그 방법을 제공하고자 한다.

과제의 해결 수단

[0011] 상기 목적을 달성하기 위해, 본 발명에서 제공하는 전압 변환 장치는 에너지원으로부터 전기에너지를 생성하고, 대응된 제1전압(V_{IN})을 출력하는 에너지 생성 장치의 출력 전압을 변환하는 장치에 있어서, 상기 에너지원의 전압인 제2전압(V_T)의 크기에 기초하여 상기 제1전압(V_{IN})의 리플의 크기를 조절하고, 상기 제2전압(V_T)에 기초하

여 결정된 레귤레이션 기준값으로 상기 제1전압(V_{IN})을 레귤레이션하도록 제어하는 능동입력리플-루프(AIR Loop); 및 상기 능동입력리플-루프(AIR Loop)의 제어를 받아 출력전압(V_{OUT})을 생성하여 출력하는 전압 출력부를 포함한다.

[0012] 바람직하게는, 상기 능동입력리플-루프(AIR Loop)는 상기 제2전압(V_T)을 간헐적으로 센싱하고, 그 결과를 특정 비율로 변환하여 상기 제1전압(V_{IN})의 레귤레이션 기준값으로 결정하는 분배기(Cap Divider); 상기 레귤레이션 기준값과 상기 제1전압(V_{IN})을 비교하여 그 결과값(V_N)을 출력하되, 상기 제2전압(V_T)에 기초하여 결정된 출력지연시간 만큼 지연하여 출력하는 스위칭타임제어기(STC); 및 상기 스위칭타임제어기(STC)의 출력신호에 의해 스위칭타임이 결정되며, 상기 전압 출력부의 동작을 제어하는 제1 스위치(MN)을 포함할 수 있다.

[0013] 바람직하게는, 상기 전압 변환 장치는 상기 제1 스위치(MN)가 '오프'일 때, 상기 제1전압(V_{IN})을 충전하고, 상기 제1 스위치(MN)가 '온'일 때, 상기 충전된 제1전압(V_{IN})을 상기 전압 출력부로 출력하는 제1커패시터(C_{IN})를 더 포함할 수 있다.

[0014] 바람직하게는, 상기 전압 출력부는 상기 제1 스위치(MN)가 '온'일 때, 상기 제1커패시터(C_{IN})로부터 전류를 공급받아 그 전류에 비례한 전압을 유도하는 인덕터(L_P); 및 상기 제1 스위치(MN)가 '오프'일 때, '온'되어 상기 인덕터(L_P)에 유도된 전압을 출력하는 제2스위치(MP)를 포함할 수 있다.

[0015] 바람직하게는, 상기 전압 출력부는 상기 출력 전압을 저장하고 출력 전압 리플을 감소시키는 제2커패시터(C_{OUT})를 더 포함할 수 있다.

[0016] 바람직하게는, 상기 스위칭타임제어기(STC)는 상기 분배기(Cap Divider)에서 출력된 레귤레이션 기준값과 상기 제1전압(V_{IN})을 비교하는 비교기; 상기 제2전압(V_T)이 미리 설정된 기준 전압 이하인지 여부를 감지하고 그 결과에 따른 제어신호(SEL)를 출력하는 저전력 감지기(LPD); 및 상기 제어신호(SEL)에 의거하여 상기 제1전압(V_{IN})의 리플의 크기를 조절하기 위한 출력지연시간을 결정하고, 상기 비교기의 비교 결과(V_N)를 상기 출력지연시간 만큼 지연하여 출력하는 적응지연셀(AD cell)을 포함할 수 있다.

[0017] 바람직하게는, 상기 저전력 감지기(LDP)는 상기 분배기에서 결정된 레귤레이션 기준값에 근거하여 상기 제2전압(V_T)이 미리 설정된 기준 전압 이하인지 여부를 감지할 수 있다.

[0018] 바람직하게는, 상기 적응지연셀(AD cell)은 다단의 바이패스 모스펫 스위치(bypass MOSFET switch)들을 포함하고, 상기 바이패스 모스펫 스위치(bypass MOSFET switch)들은 상기 제어신호(SEL)에 의거하여 온/오프가 동시에 제어되어 상기 비교기의 비교 결과(V_N) 출력지연시간을 결정할 수 있다.

[0019] 바람직하게는, 상기 분배기는 상기 전압 변환 장치의 스타트업을 위해, 상기 제2전압(V_T)을 2/3배로 변환한 값($V_{T_2/3}$)을 상기 레귤레이션 기준값으로 결정하고, 상기 제1전압(V_{IN})을 최대의 효율로 승압시키기 위해, 상기 제2전압(V_T)을 1/2배로 변환한 값($V_{T_1/2}$)을 상기 레귤레이션 기준값으로 결정할 수 있다.

[0020] 바람직하게는, 상기 전압 변환 장치는 상기 제2스위치(MP)의 게이트에 연결되어 상기 전압 변환 장치의 동작 모드에 따라 상기 제2스위치(MP)의 동작을 제어하는 적응게이트전압버퍼(AGB)를 더 포함하되, 상기 적응게이트전압버퍼(AGB)는 상기 전압 변환 장치가 스타트업 모드로 동작할 경우 상기 제2스위치(MP)를 다이오드로 동작시키고, 상기 전압 변환 장치가 상기 제1전압(V_{IN})을 최대의 효율로 승압시키기 위한 승압 모드로 동작할 경우 상기 제2스위치(MP)를 일반 스위치로 동작시키도록 할 수 있다.

[0021] 바람직하게는, 상기 전압 변환 장치는 출력단의 전류가 역류하는 것을 방지하기 위해, 상기 스위칭타임제어기(STC)의 출력단과 상기 적응게이트전압버퍼(AGB)의 입력단 사이에 연결되는 저전력 제로전류 스위치(ZCS)를 더 포함할 수 있다.

[0022] 바람직하게는, 상기 전압 변환 장치는 직렬로 연결된 8개의 얇은 필름(thin film) 형태의 열전기로 구성된 에너지원으로부터 상기 제1전압(V_{IN})을 입력받아 동작할 수 있다.

[0023] 한편, 상기 목적을 달성하기 위해, 본 발명에서 제공하는 전압 변환 방법은 에너지원으로부터 전기에너지를 생

성하고, 대응된 제1전압(V_{IN})을 출력하는 에너지 생성 장치의 출력 전압을 변환하는 방법에 있어서, 상기 에너지원의 전압인 상기 제2전압(V_T)에 기초하여 상기 제1전압(V_{IN})의 레귤레이션 기준값을 결정하는 단계; 상기 제2전압(V_T)의 크기에 기초하여 상기 제1전압(V_{IN}) 리플의 크기를 조절하면서, 상기 제1전압(V_{IN})을 상기 레귤레이션 기준값으로 레귤레이션하는 단계; 및 상기 레귤레이션 결과로 생성된 출력전압(V_{OUT})을 출력하는 단계를 포함한다.

[0024] 바람직하게는, 상기 레귤레이션 기준값 결정단계는 상기 제2전압(V_T)을 간헐적으로 센싱하고, 그 결과를 특정 비율로 변환하여 상기 제1전압(V_{IN})의 레귤레이션 기준값으로 결정하되, 스타트업 동작을 위해, 상기 제2전압(V_T)을 2/3배로 변환한 값($V_{T_2/3}$)을 레귤레이션 기준값으로 결정하고, 상기 제1전압(V_{IN})을 최대의 효율로 승압시키기 위해, 상기 제2전압(V_T)을 1/2배로 변환한 값($V_{T_1/2}$)을 레귤레이션 기준값으로 결정할 수 있다.

[0025] 바람직하게는, 상기 리플 크기조절 및 레귤레이션 단계는 상기 레귤레이션 기준값과 상기 제1전압(V_{IN})을 비교하는 단계; 상기 제2전압(V_T)이 미리 설정된 기준 전압 이하인지 여부를 감지하고 그 결과에 따른 제어신호(SEL)를 출력하는 단계; 상기 제어신호(SEL)에 의거하여 상기 제1전압(V_{IN})의 리플의 크기를 조절하기 위한 출력지연시간을 결정하는 단계; 상기 비교 결과(V_N)를 상기 결정된 출력지연시간만큼 지연하여 출력하는 단계; 및 상기 비교 결과(V_N)의 출력값 및 출력간격에 의해 출력 전압을 생성하는 단계를 포함할 수 있다.

[0026] 바람직하게는, 상기 제어신호(SEL)출력 단계는 상기 레귤레이션 기준값에 근거하여 상기 제2전압(V_T)이 미리 설정된 기준 전압 이하인지 여부를 감지할 수 있다.

[0027] 바람직하게는, 상기 출력지연시간 결정단계는 상대적으로 긴 제1지연시간 및 상대적으로 짧은 제2지연시간 중 하나를 선택하되, 상기 제2전압(V_T)이 미리 설정된 기준 전압 이하인 경우 상기 제1지연시간을 선택하고, 그렇지 않은 경우 상기 제2지연시간을 선택할 수 있다.

[0028] 바람직하게는, 상기 출력 전압 생성 단계는 상기 제1전압(V_{IN})이 상기 레귤레이션 기준값 보다 작은 경우 상기 제1전압(V_{IN})을 제1커패시터(C_{IN})에 충전하는 단계; 및 상기 제1전압(V_{IN})이 상기 레귤레이션 기준값 보다 커지면 상기 제1커패시터(C_{IN})로부터 전류를 공급받아 그 전류에 비례한 전압을 유도하는 단계를 포함하고, 상기 충전 및 전압 유도 단계는 상기 제1전압(V_{IN})의 변화에 따라 반복 수행할 수 있다.

발명의 효과

[0029] 본 발명의 전압 변환 장치 및 그 방법은, 저전력 에너지 하베스팅에 있어서, 능동 입력 리플 최대 전력점 추적(Adaptive Input Ripple Maximum Power Point Tracking, AIR MPPT) 기술을 적용하여, 에너지원의 전력의 크기에 따라 입력 전압 리플의 크기를 최적의 값으로 조절할으로써, 저전력 영역에서 스위칭 주파수를 자동적으로 감소시키고, 이로 인해, 저전력 열전 에너지 하베스팅용 승압기의 전력 변환 효율을 높일 수 있다. 또한, 본 발명은 추가적인 비전기적 스타트업 블락 없이 승압기 동작에 필요한 최소 전력(스타트업 전력, startup power)을 낮출 수 있는 장점이 있다.

도면의 간단한 설명

[0030] 도 1은 본 발명의 일실시 예에 따른 전압 변환 장치에 대한 개략적인 블록도이다.

도 2는 본 발명의 일실시 예에 따른 스위칭타임제어기(STC)의 일부를 도시한 도면이다.

도 3은 본 발명의 일실시 예에 따른 적응게이트전압버퍼(AGB)에 대한 회로도이다.

도 4는 본 발명의 일실시 예에 따른 저전력 제로 전류 스위치(ZCS)에 대한 회로도이다.

도 5는 본 발명의 일실시 예에 따른 저전력 스타터(Low Power Starter)에 대한 회로도이다.

도 6은 본 발명의 일실시 예에 따른 전압 변환 방법에 대한 개략적인 처리 흐름도이다.

도 7은 본 발명의 일실시 예에 따른 리플 크기 조절 및 레귤레이션 과정에 대한 처리 흐름도이다.

도 8은 본 발명의 일실시 예에 따른 출력 전압 생성 과정에 대한 처리 흐름도이다.

도 9는 본 발명의 일실시 예에 따른 능동입력리플-루프(AIR Loop)의 타이밍 다이어그램이다.

도 10은 본 발명이 적용된 에너지 하베스팅 시스템의 시뮬레이션 결과를 나타낸 그래프이다.

도 11은 본 발명의 일실시 예에 따른 전압 변환 장치의 스타트업 파형 측정 결과를 나타낸 그래프이다.

도 12는 본 발명의 일실시 예에 따른 전압 변환 장치의 시스템 전력 변환 효율을 기존 기술과 비교하여 나타낸 그래프이다.

도 13은 본 발명이 적용된 에너지 하베스팅 시스템의 최대 전력점에 따른 입력 리플의 변화를 측정하여 나타낸 그래프이다.

도 14는 본 발명의 일실시 예에 따른 전압 변환 방법과 종래의 방법을 비교하기 위한 타이밍 다이어그램이다.

도 15는 본 발명과 종래기술들의 성능을 비교하여 나타낸 성능비교표이다.

도 16은 본 발명의 일실시 예에 따라 구현된 승압기 칩의 현미경 사진을 나타낸 도면이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0031] 아래에서는 첨부한 도면을 참고로 하여 본 발명의 실시 예에 대하여 설명하되, 본 발명이 속하는 기술 분야에서 통상의 지식을 가진 자가 본 발명을 용이하게 실시할 수 있도록 상세히 설명한다. 그러나 본 발명은 여러 가지 상이한 형태로 구현될 수 있으며 여기에서 설명하는 실시 예에 한정되지 않는다. 한편 도면에서 본 발명을 명확하게 설명하기 위해서 설명과 관계없는 부분은 생략하였으며, 명세서 전체를 통하여 유사한 부분에 대해서는 유사한 도면 부호를 붙였다. 또한 상세한 설명을 생략하여도 본 기술 분야의 당업자가 쉽게 이해할 수 있는 부분의 설명은 생략하였다.

[0032] 명세서 및 청구범위 전체에서, 어떤 부분이 어떤 구성 요소를 포함한다고 할 때, 이는 특별히 반대되는 기재가 없는 한 다른 구성 요소를 제외하는 것이 아니라 다른 구성 요소를 더 포함할 수 있는 것을 의미한다.

[0033] 도 1은 본 발명의 일실시 예에 따른 전압 변환 장치에 대한 개략적인 블록도이다. 본 발명의 전압 변환 장치는 에너지원으로부터 전기에너지를 생성하는 에너지 생성 장치(일명, 에너지 하베스팅 시스템(energy harvesting system))에서 출력되는 전압을 변환시키는 장치로써, 도 1을 참조하면, 본 발명의 일실시 예에 따른 전압 변환 장치(100)는 열전기(TEG)(10)에서 출력되는 제1전압(V_{IN})을 출력전압(V_{OUT})으로 변환하여 출력한다.

[0034] 도 1의 예에서, 열전기(TEG)(10)는 직렬 연결된 저항(R_T)(12)과 전압원(V_T)(11)으로 모델링되어, 주변 상황에 따라 간헐적이고 비주기적으로 열에너지를 하베스팅(harvesting)하여 전기 에너지를 생성하고, 대응된 제1전압(V_{IN})을 출력한다. 이 때, 도 1에 예시된 열전기(TEG)(10)의 구조는 일 예를 나타낸 것일 뿐, 본 발명의 전압 변환 장치(100)와 연동하는 열전기(TEG)(10)의 구조가 도 1에 예시된 것으로 제한된 것은 아니다.

[0035] 전압 변환 장치(100)는, 제1전압(V_{IN})을 입력으로 받아 출력전압(V_{OUT})으로 변환하여 출력하기 위해, 제1커패시터(C_{IN})(110), 능동입력리플-루프(Adaptive Input Ripple Loop, AIR Loop)(200), 전압출력부(300), 적응 게이트전압 버퍼(Adaptive Gate-voltage Buffer, AGB)(120), 저전력 제로-커런트 스위치(Zero-Current Switch)(130)를 포함한다.

[0036] 제1커패시터(C_{IN})(110)는 열전기(TEG)(10)에서 출력된 전기 에너지를 단시간 저장시키고 승압기의 입력 리플을 감소시키기 위한 것으로서, 그 용량은 100nF 인 것이 바람직하다. 하지만, 제1커패시터(C_{IN})(110)의 용량은 100nF로 제한되는 것은 아니다. 즉, 제1커패시터(C_{IN})(110)는 열전기(TEG)(10)에서 출력된 전기 에너지의 크기 또는 주변 환경 조건 등에 따라 최적의 용량으로 변경 적용할 수 있다.

[0037] 능동입력리플-루프(Adaptive Input Ripple Loop, AIR Loop)(200)는 열전기(TEG)(10)의 전압인 제2전압(V_T)의 크기에 기초하여 상기 제1전압(V_{IN})의 리플의 크기를 조절한다. 또한, 상기 제2전압(V_T)의 크기에 기초하여 레귤레이션 기준값을 결정하고, 그 값으로 상기 제1전압(V_{IN})을 레귤레이션하도록 제어한다. 이를 위해, 능동입력리플-루프(Adaptive Input Ripple Loop, AIR Loop)(200)는 분배기(Cap Divider)(210), 스위칭타임제어기

(Switching Time Controller, STC)(220), 제1스위치(MN)(230)를 포함할 수 있다.

[0038] 분배기(Cap Divider)(210)는 상기 제2전압(V_T)을 간헐적으로 센싱하고, 그 결과를 특정 비율로 변환하여 상기 제1전압(V_{IN})의 레귤레이션 기준값으로 결정한다. 예를 들어, 전압 변환 장치(100)가 스타트업(startup) 모드로 동작 중인 경우, 스타트업 회로의 공급 전압을 일정 이상으로 확보하기 위해, 분배기(Cap Divider)(210)는 상기 제2전압(V_T)을 2/3배로 변환한 값($V_{T_2/3}$)을 상기 레귤레이션 기준값으로 결정하는 것이 바람직하다. 또한, 전압 변환 장치(100)가 일반 승압 모드로 동작 중인 경우, 상기 제1전압(V_{IN})을 최대의 효율로 승압시키기 위해, 분배기(Cap Divider)(210)는 상기 제2전압(V_T)을 1/2배로 변환한 값($V_{T_1/2}$)을 상기 레귤레이션 기준값으로 결정하는 것이 바람직하다.

[0039] 스위칭타임제어기(Switching Time Controller, STC)(220)는 분배기(Cap Divider)(210)에서 생성한 레귤레이션 기준값($V_{T_2/3}$ 또는 $V_{T_1/2}$)과 상기 제1전압(V_{IN})을 비교하여 그 결과값(V_N)을 출력하되, 스위칭타임을 제어하기 위해 상기 제2전압(V_T)에 기초하여 출력지연시간을 결정하고, 그 출력지연시간 만큼 지연하여 상기 결과값(V_N)을 출력한다. 이를 위해, 스위칭타임제어기(STC)(220)는 저전력 감지기(Low Power Detector, LPD)(221), 비교기(222) 및 적응지연셀(AD cell)(223)을 포함할 수 있다.

[0040] 저전력 감지기(Low Power Detector, LPD)(221)는 상기 제2전압(V_T)이 미리 설정된 기준 전압 이하인지 여부를 감지하고 그 결과에 따른 제어신호(SEL)를 출력한다. 특히, 저전력 감지기(LDP)(221)는 분배기(Cap Divider)(210)에서 결정된 레귤레이션 기준값($V_{T_1/2}$)에 근거하여 상기 제2전압(V_T)이 미리 설정된 기준 전압(V_{REF}) 이하인지 여부를 감지하는 것이 바람직하다. 예를 들어, 입력 전력이 낮은 경우, 상기 레귤레이션 기준값($V_{T_1/2}$)이 미리 설정된 기준 전압(V_{REF}) 이하가 되고 저전력 감지기(LDP)(221)는 이를 감지하여 '0'의 제어신호(SEL)를 출력한다. 한편, 반대의 경우 저전력 감지기(LDP)(221)는 '1'의 제어신호(SEL)를 출력한다.

[0041] 비교기(222)는 분배기(Cap Divider)(210)에서 출력된 레귤레이션 기준값($V_{T_2/3}$ 또는 $V_{T_1/2}$)과 상기 제1전압(V_{IN})을 비교한다. 이는 상기 제1전압(V_{IN})을 레귤레이션 기준값($V_{T_2/3}$ 또는 $V_{T_1/2}$)에 레귤레이션하도록 하기 위함이다.

[0042] 적응지연셀(AD cell)(223)은 저전력 감지기(LDP)(221)에서 출력된 제어신호(SEL)에 의거하여 상기 제1전압(V_{IN})의 리플의 크기를 조절하기 위한 출력지연시간을 결정하고, 비교기(222)의 비교 결과(V_N)를 상기 출력지연시간 만큼 지연하여 출력한다. 이를 위한, 비교기(222)와 적응지연셀(AD cell)(223)의 구조가 도 2에 예시되어 있다.

[0043] 도 2는 본 발명의 일실시 예에 따른 스위칭타임제어기(STC)의 일부(비교기(222)와 적응지연셀(AD cell)(223))를 도시한 도면으로서, 도 2를 참조하면, 적응지연셀(AD cell)(223)은 다단의 바이패스 모스펫 스위치(bypass MOSFET switch)들로 구성되고, 상기 바이패스 모스펫 스위치(bypass MOSFET switch)들은 상기 제어신호(SEL)에 의거하여 온/오프가 동시에 제어되어 비교기(222)의 비교 결과(V_N) 출력지연시간을 결정한다. 예를 들어, 입력 전력이 낮은 경우, 저전력 감지기LDP)(221)가 이를 감지하여 '0'의 제어신호(SEL)를 출력하면, 상기 바이패스 모스펫 스위치(bypass MOSFET switch)들은 모두 오프(off)되고, 이로 인해, 상기 바이패스 모스펫 스위치(bypass MOSFET switch)들의 유효 길이(effective length)가 증가한다. 따라서, 이 경우 상대적으로 긴 지연(delay) 후에 비교기(222)의 비교 결과(V_N)가 출력된다. 반대의 경우 저전력 감지기LDP)(221)가 '1'의 제어신호(SEL)를 출력하면, 상기 바이패스 모스펫 스위치(bypass MOSFET switch)들은 모두 온(on)되고, 이로 인해, 상기 바이패스 모스펫 스위치(bypass MOSFET switch)들의 유효 길이(effective length)가 감소한다. 따라서, 이 경우 상대적으로 짧은 지연(delay) 후에 비교기(222)의 비교 결과(V_N)가 출력된다. 이와 같이 상기 제어신호(SEL)에 의거하여 비교기(222)의 비교 결과(V_N)의 출력 시간이 조절됨으로써 결과적으로 상기 제1전압(V_{IN}) 리플의 크기가 조절된다.

[0044] 제1스위치(MN)(230)는 스위칭타임제어기(STC)(220)의 출력신호에 의해 스위칭타임이 결정된다. 구체적으로는, 제1스위치(MN)(230)는 상기 비교기(222)의 비교 결과(V_N)에 의해 온/오프가 제어된다. 또한, 제1스위치(MN)(230)는 상기 온/오프 여부에 따라 제1커패시터(C_{IN})(110)의 충/방전을 결정하고, 전압 출력부(300)의 동작을 제어할 수 있다. 즉, 제1 스위치(MN)(230)가 '오프'일 때, 제1커패시터(C_{IN})(110)는 열전기(TEG)(10)에서 출

력된 제1전압(V_{IN})을 충전하고, 상기 제1 스위치(MN)(230)가 '온'되면, 제1커패시터(C_{IN})(110)는 상기 충전된 제1전압(V_{IN})을 상기 전압 출력부(300)로 출력하여, 전압 출력부(300)를 동작시킨다.

[0045] 다시 말해, 스위칭타임제어기(STC)(220)는 제1전압(V_{IN})이 제2전압(V_T)의 절반($V_{T_1/2}$)보다 커지면 제1 스위치(MN)(230)를 켜서 인덕터 전류를 빌드업(build up)하고, 제1커패시터(C_{IN})(110)에서 전하가 빠져나오면서 제1전압(V_{IN})이 감소한다. 그 후 제1전압(V_{IN})이 제2전압(V_T)의 절반($V_{T_1/2}$) 보다 작아지면 제1 스위치(MN)(230)을 다시 꺼서 인덕터 전류 빌드업(build up)을 막아 제1커패시터(C_{IN})(110)에서 전압 변환 장치(100)로 전하가 빠져나오지 못하게 막는다. 따라서 열전기(TEG)(10)로부터 제1커패시터(C_{IN})(110)로 들어가는 전하만 존재하기 때문에 제1전압(V_{IN})이 증가한다. 이 과정을 반복해서 제1전압(V_{IN})을 일정량 리플을 가지며 제2전압(V_T)의 절반($V_{T_1/2}$)에 레귤레이션된다.

[0046] 전압출력부(300)는 능동입력리플-루프(AIR Loop)(200)의 제어를 받아 출력전압(V_{OUT})을 생성하여 출력한다. 구체적으로는, 전압출력부(300)는 제1스위치(MN)(230)의 온/오프에 의해 그 동작이 제어된다. 이를 위해, 전압 출력부(300)는 인덕터(L_P)(310), 제2스위치(MP)(320), 제2커패시터(C_{OUT})(330)를 포함한다.

[0047] 인덕터(L_P)(310)는 양단에 인가되는 전류에 비례한 전압을 유도하는 장치로서, 제1 스위치(MN)(230)가 '온'일 때, 상기 제1커패시터(C_{IN})(110)로부터 전류를 공급받아 그 전류에 비례한 전압을 유도한다. 제2스위치(MP)(320)는 제1 스위치(MN)(230)가 '오프'일 때, '온'되어 상기 인덕터(L_P)(310)에 유도된 전압을 출력한다. 제2커패시터(C_{OUT})(330)는 상기 출력 전압을 저장한다. 또한, 제2커패시터(C_{OUT})(330)는 출력 전압 리플을 감소시키기 위한 것으로서, 그 용량은 1㎌ 인 것이 바람직하다. 하지만, 제2커패시터(C_{OUT})(330)의 용량은 1㎌로 제한되는 것은 아니다. 즉, 제2커패시터(C_{OUT})(330)는 출력 전압 또는 주변 환경 조건 등에 따라 최적의 용량으로 변경 적용할 수 있다.

[0048] 적응 게이트전압 버퍼(Adaptive Gate-voltage Buffer, AGB)(120)는 상기 제2스위치(MP)(320)의 게이트에 연결되어 전압 변환 장치(100)의 동작 모드에 따라 제2스위치(MP)(320)의 동작을 제어한다. 이러한 적응 게이트전압 버퍼(Adaptive Gate-voltage Buffer, AGB)(120)의 회로 구성예가 도 3에 예시되어 있다. 도 3은 본 발명의 일실시 예에 따른 적응게이트전압버퍼(AGB)(120)에 대한 회로도로서, 도 3을 참조하면, 적응게이트전압버퍼(AGB)(120)는 제어로직(40)으로부터 전달된 제어신호(SET_{MPPT}, $SETB_{EOSU}$)의 제어를 받아 동작하며, 전압 변환 장치(100)가 스타트업(startup) 모드로 동작할 경우 제2스위치(MP)(320)를 다이오드(diode)로 동작시키고, 전압 변환 장치(100)가 상기 제1전압(V_{IN})을 최대의 효율로 승압시키기 위한 승압 모드로 동작할 경우 제2스위치(MP)(320)를 일반 스위치로 동작시킬 수 있다. 스타트업(Startup) 상황을 먼저 가정하면, SET_{EOSU}는 '0'이기 때문에 V_P 값에 상관없이 AGB(120) 출력은 '1'이 된다. 이와 동시에 적응게이트전압버퍼(AGB)(120)의 공급(supply) 전압은 V_{OUT}이기 때문에 적응게이트전압버퍼(AGB)(120)의 출력은 V_{OUT}이 되어 제2스위치(MP)(320)는 다이오드로 동작(diode-connect)한다. 한편, 정상 동작 상황을 가정하면, SET_{EOSU}는 '1'이 된다. 이에 따라 적응게이트전압버퍼(AGB)(120)는 일반 스위치로 동작하여, ZCS(130) 출력인 V_P가 제2스위치(MP)(320)의 게이트에 완전히 전달된다.

[0049] 저전력 제로-커런트 스위치(Zero-Current Switch)(130)는 스위칭타임제어기(STC)(220)의 출력단과 상기 적응게이트전압버퍼(AGB)(120)의 입력단 사이에 연결되어, 출력단의 전류가 역류하는 것을 방지한다. 이러한 저전력 제로-커런트 스위치(Zero-Current Switch)(130)의 회로 구성예가 도 4에 예시되어 있다. 도 4는 본 발명의 일실시 예에 따른 저전력 제로 전류 스위치(ZCS)에 대한 회로도로서, 도 4를 참조하면, 저전력 제로-커런트 스위치(Zero-Current Switch)(130)의 동작은 다음과 같다. 먼저, 제1스위치(MN)(230)이 켜지면서 빌드-업(build up)된 인덕터(L_P)(310)의 전류는 제2스위치(MP)(320)를 통해 V_{OUT}으로 전달되고, 제2스위치(MP)(320)가 켜져 있는 동안 인덕터(L_P)(310)의 전류는 $(V_{OUT}-V_{IN})/L_P$의 기울기로 감소한다. 이때 제2스위치(MP)(320)가 오래 켜있게 되면 인덕터(L_P)(310)의 전류가 음의 값이 되는데 이는 V_{OUT}으로부터 V_X로 전하가 반대로 빠져나오는 것을 의미한다. 또한, 이는 전력 변환 효율 감소를 야기하기 때문에, 이를 방지하기 위해 저전력 제로-커런트 스위치

(Zero-Current Switch)(130)이 사용되었다. 이 때, 저전력 제로-커런트 스위치(Zero-Current Switch)(130)는 차지펌프(Charge pump) 방식으로서, 전력 소모를 최소화하기 위해 차지펌프(Charge pump)를 제외한 모든 회로는 디지털(digital) 회로로 구현되었다.

[0050] 또한, 부가적으로, 상기 전압 변환 장치(100)의 입/출력 전압(V_{IN}/V_{OUT})에 근거하여 생성된 동작 전압(V_{DD})을 회로 내부로 전달하는 V_{DD} MUX(20), 기준전압(V_{REF})을 생성하여 회로 내부로 전달하는 기준전압 발생기(Reference Gen.)(30), 각종 제어신호를 생성하여 전달하는 제어로직(Control Logic)(40), 저전력 스타터(Low Power Starter)(50), 스타트업(startup) 동작을 위해 필요한 전압을 임시 저장하는 제3커패시터(C_{CP})(60), 적응 게이트전압 버퍼(Adaptive Gate-voltage Buffer, AGB)(120)의 스타트업(startup) 동작을 제어하는 제3스위치(70)를 더 포함한다.

[0051] 도 1의 예에서, 열전기(TEG)(10)는 직렬로 연결된 8개의 얇은 필름(thin film) 형태로 구성되는 것이 바람직하다. 이와 같이 열전기(TEG)(10)를 직렬로 연결된 8개의 얇은 필름(thin film) 형태로 구성하는 경우, 같은 온도 차이가 인가되었을 때, 높은 TEG 전압 (V_T)과 높은 TEG 출력 전력(V_{IN})을 가지면서 그 부피는 단일 벌크(bulk) 열전기에 비해 매우 작다. 따라서 이러한 직렬 연결된 얇은 필름(thin film) 형태의 열전기를 사용하면 스타트업(startup) 회로를 비전기적 블락 없이 간단하게 구성할 수 있다. 이에 더하여, 열전기 전압이 높기 때문에 열전기(TEG)(10)로부터 전압 변환 장치(100)로 흐르는 전류가 매우 작아 전압 변환 장치(100)의 컨덕션 로스(conduction loss)가 작다.

[0052] 하지만, 이 직렬로 연결된 8개의 얇은 필름(thin film) 형태로 구성된 열전기는 높은 열전기 내부 저항을 갖고 있다. 이는 단일 벌크(bulk) 열전기의 약 160배에 해당하는 수치이다. 따라서 식 1에 따라, 듀티 사이클이 고정되었다고 가정할 시, 승압기에서 약 160배 높은 스위칭 주파수가 요구된다. 기존의 MPPT 기술 [1, 2, 4, 5]을 사용할 경우, 이와 같은 높은 스위칭 주파수를 피할 수 없다. 이는 기존 기술들이 듀티 사이클을 제어할 수 없기 때문이다. 따라서 스위칭 로스가 증가한다. 하지만, 본 발명에서 제안된 기술을 사용하면 이 높은 스위칭 주파수를 효과적으로 감소시킬 수 있다.

[0053] 즉, 본 발명의 전압 변환 장치(100)와 직렬로 연결된 8개의 얇은 필름(thin film) 형태로 구성된 열전기를 함께 사용할 경우 전압 변환 장치(100)의 컨덕션 로스 (conduction loss)를 줄임과 동시에 스위칭 주파수를 효과적으로 감소시킬 수 있는 효과가 있다.

[0054] 도 5는 본 발명의 일실시 예에 따른 저전력 스타터(Low Power Starter)에 대한 회로도이다. 도 5를 참조하면, 저전력 스타터(Low Power Starter)(50)는 오실레이터(oscillator)(51), 논-오버래핑 클럭 발생기(Non-overlapping Clock Generator)(52), 차지 펌프(53)를 포함하여 구성되며, 그 스타트업(startup)동작은 다음과 같다.

[0055] 먼저, 스타트업(Startup) 초기에는 승압기가 동작하지 않기 때문에 제1전압(V_{IN})은 제2전압(V_T)과 같다. 따라서, 제1전압(V_{IN})을 이용해 오실레이터(oscillator)(51)가 동작한다. 오실레이터(oscillator)(51)가 동작하면, 그 출력이 논-오버래핑 클럭 발생기(Non-overlapping Clock Generator)(52)를 통해 데드타임(dead time)을 가진 차동(differential) 신호로 바뀌고 이 클럭(clock) 신호가 차지펌프(charge pump)(53)에 인가된다. 도 5의 예에서, 차지펌프(charge pump)(53)는 기본 딕슨(Dickson) 구조를 가진 18단 차지펌프(18 stages charge pump)에 인가된다. 그러면, 그 차지펌프(charge pump)(53)는 이 클럭(clock) 신호를 이용해 높은 V_{DD_CP}를 생성하고 이 공급(supply) 전압을 이용해 승압기가 동작을 시작한다. 승압기가 정상동작을 시작하면 SET_{EOSU}이 '0'이 되고 V_{DD_CP}는 V_{OUT}과 연결되며 스타트업(startup)은 종료된다.

[0056] 이와 같은 구성을 갖는 본 발명의 전압 변환 장치(100)는 스타트업 모드와 승압모드의 동작 모드를 가지는데, 각 동작 모드별 동작을 도 1 내지 도 5를 참조하여 다시한번 설명하면 다음과 같다.

[0057] 먼저, 스타트업 모드인 경우, 적응 게이트전압 버퍼(Adaptive Gate-voltage Buffer, AGB)(120)는 제2스위치(MP)(320)의 게이트와 출력 전압 (V_{OUT})을 연결 시켜 다이오드 커넥트시킨다. 이 때, 저전력 제로-커런트 스위치(Zero-Current Switch)(130)는 꺼져있다. 이와 동시에, 저전력 스타터(Low Power Starter)(50)가 능동입력리플-루프(Adaptive Input Ripple Loop, AIR Loop)(200)와 제어로직(Control Logic)(40)의 서플라이 전압 (V_{DD_CP})을 공급한다. 그러면, 능동입력리플-루프(Adaptive Input Ripple Loop, AIR Loop)(200)는 분배기(Cap

Divider)(210)에서 제1전압(V_{IN})의 레귤레이션 기준값으로 결정한 제2전압(V_T)의 3분의 2($V_{T_2/3}$)와 제1전압 (V_{IN})을 비교하여, 제1스위치(MN)(230)의 스위칭 신호 (V_N)를 생성한다. 이 때, 제1전압 (V_{IN})이 제2전압(V_T)의 절반($V_{T_1/2}$) 대신에 3분의 2($V_{T_2/3}$)에 레귤레이션 되는 것은 저전력 스타터(50) 내부의 오실레이터가(51) 클락을 생성하기 위함이다. 전압 변환 장치(100)의 출력전압(V_{OUT})이 레퍼런스 전압 (V_{REF})보다 높아질 경우, SET_{EOSU}가 논리 "1"이 되고 스타트업이 종료된다. 이와 동시에, V_{DD_CP}와 V_{OUT}이 연결된다.

[0058] 한편, 기본적인 승압기의 동작 설명은 다음과 같다. 제1스위치(MN)(230)가 켜지면 인턱터(L_P)(310) 양단에 제1전압(V_{IN}) 만큼의 전압이 인가된다. 따라서 인덕터 전류가 V_{IN}/L_P의 기울기로 증가한다. 이 때, 제1커패시터(C_{IN})(110)으로부터 전류가 공급되기 때문에 제1전압(V_{IN})은 점점 감소한다. 일정 인덕터 전류를 확보한 후 제1스위치(MN)(230)는 꺼지고 약간의 데드 타임(dead time) 후에 제2스위치(MP)(320)가 켜진다. 이에 따라 인덕터 전류가 승압기 출력 (V_{OUT})의 제2커패시터(C_{OUT})(330)으로 전달되고 V_{OUT}이 확보된다. 이 때, 제1전압(V_{IN})은 능동입력리플-루프(Adaptive Input Ripple Loop, AIR Loop)(200)를 통해 제2전압(V_T)의 절반($V_{T_1/2}$)에 레귤레이션된다. 한편, 저전력 제로-커런트 스위치(Zero-Current Switch)(130)는 V_{OUT} 노드로부터 V_X 노드까지의 역전류를 방지하여 시스템 전력 변환 효율을 높인다.

[0059] 도 6은 본 발명의 일실시 예에 따른 전압 변환 방법에 대한 개략적인 처리 흐름도이다. 도 1 및 도 6을 참조하면, 본 발명의 전압 변환 장치(100)의 전압 변경 방법은 다음과 같다.

[0060] 먼저, 본 발명의 일실시 예에 따른 전압 변환 장치(100)는 열전기(TEG)(10)에서 출력되는 제1전압(V_{IN})을 출력전압(V_{OUT})으로 변환하여 출력한다. 즉, 도 1에 예시된 전압 변환 장치(100)는 열전기(TEG)(10)로부터 입력되는 제1전압(V_{IN})을 승압시켜 출력전압(V_{OUT})으로 변환하여 출력한다.

[0061] 이를 위해, 단계 S100에서는, 능동입력리플-루프(Adaptive Input Ripple Loop, AIR Loop)(200)가, 열전기(TEG)(10)의 전압인 제2전압(V_T)에 기초하여 제1전압(V_{IN})의 레귤레이션 기준값을 결정한다. 이 때, 능동입력리플-루프(Adaptive Input Ripple Loop, AIR Loop)(200)는, 상기 제2전압(V_T)을 간헐적으로 센싱한 후, 그 결과를 특정 비율로 변환하여 상기 제1전압(V_{IN})의 레귤레이션 기준값으로 결정하되, 스타트업 동작을 위해 상기 제2전압(V_T)을 2/3배로 변환한 값($V_{T_2/3}$)을 레귤레이션 기준값으로 결정하고, 상기 제1전압(V_{IN})을 최대 효율로 승압시키기 위해 상기 제2전압(V_T)을 1/2배로 변환한 값($V_{T_1/2}$)을 레귤레이션 기준값으로 결정할 수 있다.

[0062] 단계 S200에서는, 능동입력리플-루프(Adaptive Input Ripple Loop, AIR Loop)(200)가 제2전압(V_T)의 크기에 기초하여 제1전압(V_{IN}) 리플의 크기를 조절하면서, 상기 제1전압(V_{IN})을 상기 레귤레이션 기준값으로 레귤레이션한다. 이 때, 리플크기 조절 및 레귤레이션을 위한 능동입력리플-루프(Adaptive Input Ripple Loop, AIR Loop)(200)의 보다 상세한 처리 과정에 대해서는 도 7을 참조하여 설명할 것이다.

[0063] 단계 S300에서는, 전압출력부(300)가 상기 레귤레이션 결과로 생성된 출력전압(V_{OUT})을 출력한다.

[0064] 도 7은 본 발명의 일실시 예에 따른 리플 크기 조절 및 레귤레이션 과정에 대한 처리 흐름도이다. 도 1 및 도 7을 참조하면, 리플 크기 조절 및 레귤레이션 과정(S200)은 다음과 같다.

[0065] 먼저, 단계 S210에서는, 능동입력리플-루프(Adaptive Input Ripple Loop, AIR Loop)(200)가, 단계 S100에서 결정된 레귤레이션 기준값과 상기 제1전압(V_{IN})을 비교한다.

[0066] 단계 S220에서는, 능동입력리플-루프(Adaptive Input Ripple Loop, AIR Loop)(200)가, 상기 비교결과에 의거하여 제2전압(V_T)이 미리 설정된 기준 전압(V_{REF}) 이하인지 여부를 감지하고 그 결과에 따른 제어신호(SEL)를 출력한다. 이를 위해, 능동입력리플-루프(Adaptive Input Ripple Loop, AIR Loop)(200)는 상기 레귤레이션 기준값에 근거하여 상기 제2전압(V_T)이 미리 설정된 기준 전압 이하인지 여부를 감지하는 것이 바람직하다.

[0067] 단계 S230에서는, 능동입력리플-루프(Adaptive Input Ripple Loop, AIR Loop)(200)가, 상기 제어신호(SEL)에 의거하여 상기 제1전압(V_{IN})의 리플의 크기를 조절하기 위한 출력지연시간을 결정한다. 이를 위해, 능동입력리플-루프(Adaptive Input Ripple Loop, AIR Loop)(200)는 상대적으로 긴 제1지연시간 및 상대적으로 짧은 제2지연

시간 중 하나를 선택하되, 상기 제2전압(V_T)이 미리 설정된 기준 전압 이하인 경우 상기 제1지연시간을 선택하고, 그렇지 않은 경우 상기 제2지연시간을 선택하는 것이 바람직하다.

[0068] 단계 S240에서는, 능동입력리플-루프(Adaptive Input Ripple Loop, AIR Loop)(200)가, 상기 단계 S210의 비교 결과(V_N)를 상기 결정된 출력지연시간만큼 지연하여 출력한다.

[0069] 단계 S250 에서는, 전압출력부(300)가 상기 비교 결과(V_N)의 출력값 및 출력간격에 의해 출력 전압을 생성한다. 이 때, 출력 전압 생성을 위한 전압출력부(300)의 보다 상세한 처리 과정에 대해서는 도 8을 참조하여 설명할 것이다.

[0070] 도 8은 본 발명의 일실시 예에 따른 출력 전압 생성 과정에 대한 처리 흐름도이다. 도 1 및 도 8을 참조하면, 출력 전압 생성 과정(S250)은 다음과 같다.

[0071] 단계 S251에서는, 제1전압(V_{IN})이 상기 레귤레이션 기준값 보다 작은 경우, 전압 출력부(300)가, 상기 제1전압(V_{IN})을 제1커패시터(C_{IN})에 충전한다.

[0072] 단계 S252에서는, 상기 제1전압(V_{IN})이 상기 레귤레이션 기준값 보다 커지면, 전압 출력부(300)가, 상기 제1커패시터(C_{IN})로부터 전류를 공급받아 그 전류에 비례한 전압을 유도한다. 한편, 전압 출력부(300)는, 상기 제1전압(V_{IN})의 변화에 따라 단계 S251 및 단계 S252를 반복 수행한다.

[0073] 도 9는 본 발명의 일실시 예에 따른 능동입력리플-루프(AIR Loop)의 타이밍 다이어그램으로써, 입력 전력 레벨에 따라 스위칭 주파수와 듀티 사이클을 능동적으로 조절하는 동작에 따른 타이밍 다이어그램을 나타내고 있다. 도 9(a)는 입력 전력 레벨에 따른 스위칭 주파수와 듀티 사이클을 비교하여 나타내고, 도 9(b)는 저전력이 인가되었을 때(도 9(a)의 D구간) 스위칭 주파수와 듀티 사이클을 확대하여 나타내고 있다. 도 1 및 도 9를 참조하면, 전압 변환 장치(100)에 저전력이 인가되고, 저전력 감지기LDP)(221)가 이를 감지하여 '0'의 제어신호(SEL)를 출력한 경우 긴 rising/falling 딜레이 ($\tau_{L,R}/\tau_{L,F}$)가 선택되고 그 딜레이 시간이 스위칭타임제어기(STC)(220)의 출력에 더해짐으로써, 스위칭 주파수가 감소되는 것을 알 수 있다. 이와 동시에, AIR 루프는 자동적으로 듀티 사이클을 감소시켜 MPPT를 실행한다. 하지만 스위칭 주파수와 듀티 사이클은 계속해서 낮아질 수 없는데, 이는 입력 리플 (ΔV_{IN})이 증가하기 때문이다. 즉, 스위칭 주파수와 듀티 사이클이 낮아지면 입력 리플 (ΔV_{IN})이 증가하고, 그 경우 시스템 효율이 떨어지기 때문이다. 이러한 스위칭 주파수와 듀티 사이클, 입력 리플 (ΔV_{IN})과 시스템 효율과의 관계를 설명하기 위해 도 10에 이들 관계를 시뮬레이션한 결과를 나타내고 있다.

[0074] 도 10은 본 발명이 적용된 에너지 하베스팅 시스템의 시뮬레이션 결과를 나타낸 그래프이다. 즉, 도 10은 ΔV_{IN} 변화에 따른 시스템 전력 변환 효율 (η_{E-E}), 승압기 전력 변환 효율 (η_{CONV}), MPPT 효율 (η_{MPPT})의 변화를 시뮬레이션한 결과를 나타내고 있다. 이 시뮬레이션에서, 50㎛W의 저전력이 인가되는 경우, AD의 MOSFET들의 length를 변화시키며 ΔV_{IN}를 조절하였다.

[0075] 여기서 시스템 전력 변환 효율이 승압기 전력 변환 효율보다 중요한데, 시스템 전력 변환 효율은 승압기 전력 변환 효율과 MPPT 효율의 곱으로 나타낼 수 있다. MPPT 효율은 실제 승압기로 입력되는 전력 ($P_{IN,AVR}$)과 승압기가 열전기로부터 받을 수 있는 최대 전력 ($P_{IN,MAX}=V_T^2/4R_T$)의 비율이다. 스위칭 주파수를 감소시켜 ΔV_{IN}가 증가되면, V_{IN}이 최대 전력점 ($V_{T_1/2}$)에서 벗어나는 구간이 많아지기 때문이 $P_{IN,AVR}$이 감소한다. 따라서 스위칭 로스를 줄이기 위하여 스위칭 주파수와 듀티 사이클을 감소시키면, 승압기 효율은 증가하지만 MPPT 효율은 감소한다. 결론적으로, 최대의 시스템 전력 변환 효율을 얻기 위한 최적의 ΔV_{IN}가 존재한다. 도 10의 그래프를 참조하면, ΔV_{IN}가 0.036인 지점에서 시스템 전력 변환 효율 (η_{E-E})이 최대임을 알 수 있다. 따라서, 이 조건에서는 ΔV_{IN}가 0.036를 유지할 수 있도록 조절하는 것이 바람직하다.

[0076] 이와 같이 ΔV_{IN}를 적절한 크기로 억제하기 위해 큰 입력 커패시터(제1커패시터(C_{IN}))를 사용할 수 있지만, 이는 ΔV_{IN}를 억제하는 반면 열전기 전압 감지 시간 및 스타트업 시간을 증가시키는 특징이 있다. 따라서 열전기로부터 에너지 추출량이 감소하게 된다. 따라서 합리적으로 작은 입력 커패시터(제1커패시터(C_{IN}))를 사용해야 하며,

본 설계에서는 용량이 100nF인 커패시터를 입력 커패시터(제1커패시터(C_{IN}))로 사용하였다.

[0077] 도 11은 본 발명의 일실시 예에 따른 전압 변환 장치의 스타트업 파형 측정 결과를 나타낸 그래프이다. 도 11은 0.5V의 전압 소스를 1.68kΩ의 저항과 직렬 연결하여 37μW의 $P_{IN,MAX}$를 출력하는 열전기를 모델링한 경우의 예를 나타낸 것으로서, 도 11(a)의 'A'영역을 확대해서 나타낸 그래프가 도 11(b)이고, 도 11(b)의 'B'영역을 확대해서 나타낸 그래프가 도 11(c)이다. 도 11(a), 도 11(b) 및 도 11(c)를 참조하면, 18단 전하 펌프가 충분한 V_{DD_CP}를 생성한 후, AIR 루프가 동작을 시작하고 V_{IN}은 $V_{T_1/2}$ (0.25V)에 레귤레이션 되는 것을 알 수 있다. 한편, 도 11(d)에는 119.3μW의 $P_{IN,MAX}$의 측정 파형을 나타내고 있다.

[0078] 도 12는 본 발명의 일실시 예에 따른 전압 변환 장치의 시스템 전력 변환 효율(η_{E-E}) 을 기존 기술과 비교하여 나타낸 그래프로서, 도 12(a)는 도 12(b)의 'C'영역을 확대해서 나타내고 있다. 도 12를 참조하면, 본 발명의 AIR 루프는 13μW의 $P_{IN,MAX}$에서 21% 효율 향상을 보인다. 스타트업 전력은 7.5μW 감소하였다. 저전력 (54μW $P_{IN,MAX}$)에서 73%의 η_{E-E}를 얻었다. 스타트업 전력은 37μW이다. 동작 가능 최소 전력 (minimum $P_{IN,MAX}$)은 6μW이다. 한편, 본 발명의 전압 변환 장치(승압기)는 기존 모든 기술과 비교하였을 때 0-480μW의 $P_{IN,MAX}$에서 높은 성능을 보인다. 최대 η_{E-E} 는 82%이다.

[0079] 도 13은 본 발명이 적용된 에너지 하베스팅 시스템의 최대 전력점($P_{IN,MAX}$)에 따른 입력 리플(ΔV_{IN})의 변화를 측정하여 나타낸 그래프이다. 도 13을 참조하면, 본 발명이 적용된 에너지 하베스팅 시스템에서, 최대 전력점($P_{IN,MAX}$)이 증가함에 따라, 입력 리플(ΔV_{IN})이 최대 또는 최소인 구간을 확인할 수 있다.

[0080] 도 14는 본 발명의 일실시 예에 따른 전압 변환 방법과 종래의 방법을 비교하기 위한 타이밍 다이어그램이다. 도 14(a) 종래의 MPPT 방법을 사용할 경우 고전력과 저전력에서의 스위칭 로스를 비교하는 타이밍 다이어그램이고, 도 14(b)는 본 발명의 MPPT 방법을 사용할 경우 고전력과 저전력에서의 스위칭 로스를 비교하는 타이밍 다이어그램이다. 도 14(a) 및 도 14(b)를 참조하면, 기존 MPPT 기술은 높은 스위칭 주파수에서 동작하므로, 스위칭 로스가 높고 승압기 효율이 낮은 반면, 제안된 MPPT 기술을 사용하면 스위칭 주파수가 저전력에서 유동적으로 감소되므로, 스위칭 로스가 감소되고 승압기 효율이 증가함을 알 수 있다. 이와 동시에 승압기 듀티 사이클(duty cycle, D) 역시 감소됨을 알 수 있다.

[0081] 도 15는 본 발명과 종래기술들의 성능을 비교하여 나타낸 성능비교표이다. 도 15의 예에서, [1]은 ISSCC 2013, [2]는 ISSCC 2012, [3]은 SOVC 2012, [4]는 TPE 2013, [5]는 SOVC 2015의 기술의 경우를 나타내며, 이들과 본 발명의 기술을 비교한 결과, 본 발명은 가장 높은 최대 (η_{E-E}), 최저 스타트업 전력, 최저 동작 가능 최소 전력을 나타냄을 알 수 있다.

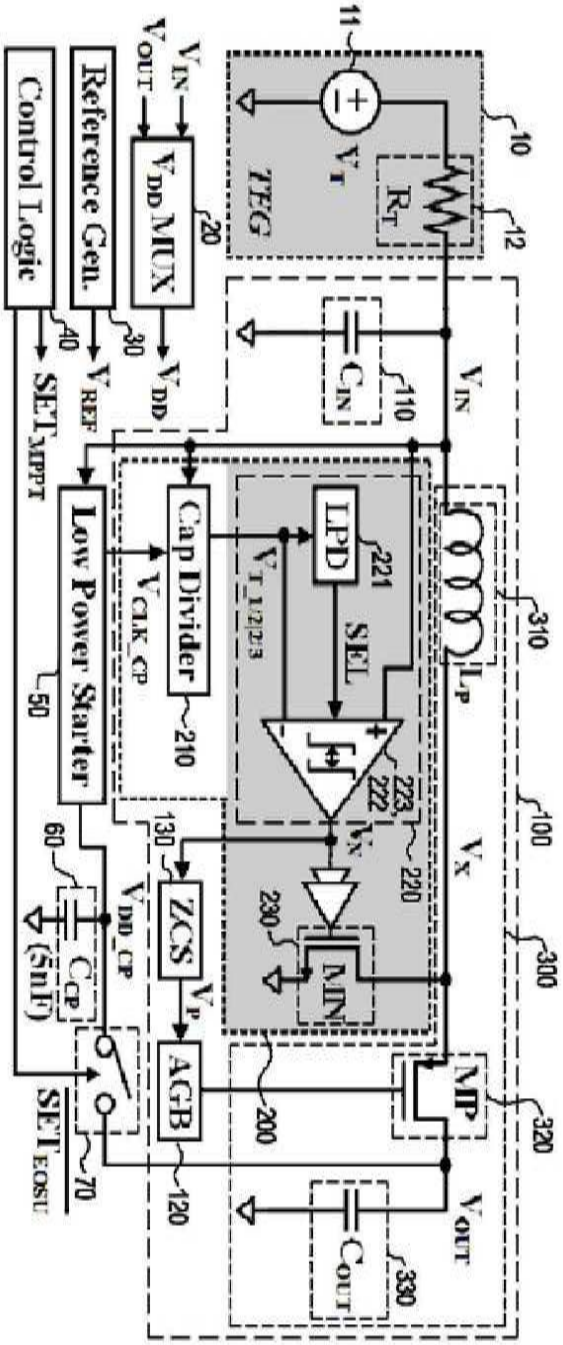
[0082] 도 16은 본 발명의 일실시 예에 따라 구현된 승압기 칩의 현미경 사진을 나타낸 도면이다. 도 16을 참조하면, 본 발명에 의해 구현된 승압기의 전체 면적은 $1.1mm^2$이다.

[0083] 상술한 예시적인 시스템에서, 방법들은 일련의 단계 또는 블록으로써 순서도를 기초로 설명되고 있지만, 본 발명은 단계들의 순서에 한정되는 것은 아니며, 어떤 단계는 상술한 바와 다른 단계와 다른 순서로 또는 동시에 발생할 수 있다.

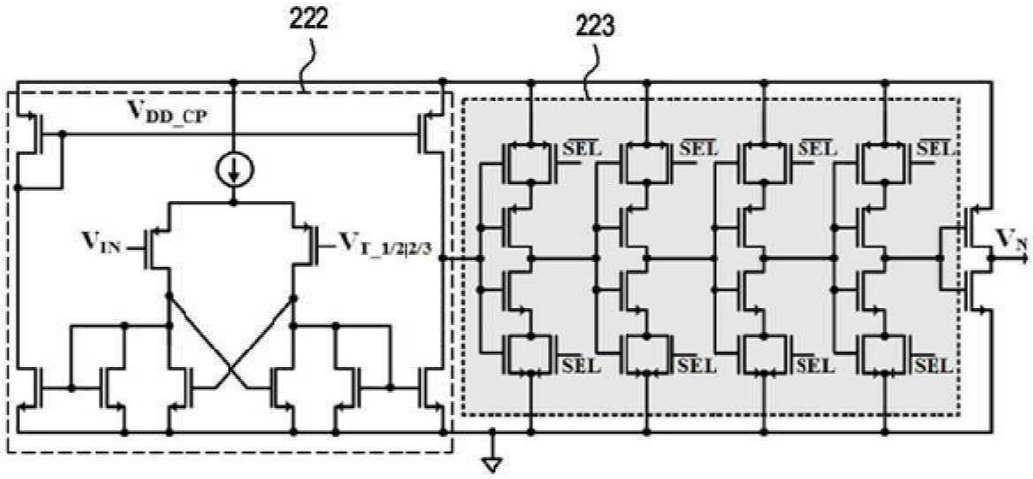
[0084] 또한, 당업자라면 순서도에 나타낸 단계들이 배타적이지 않고, 다른 단계가 포함되거나 순서도의 하나 또는 그 이상의 단계가 본 발명의 범위에 영향을 미치지 않고 삭제될 수 있음을 이해할 수 있을 것이다.

도면

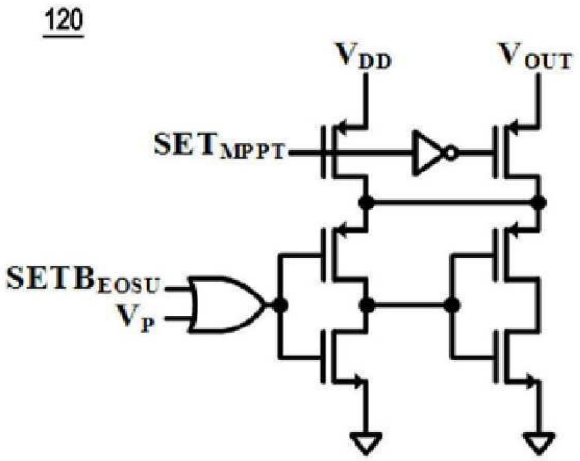
도면1


Control Logic
Reference Gen.
V_{OUT}
V_{IN}
V_{DD} MUX
20
11
V_T
TEG
R_T
12
10
C_{IN}
110
V_{IN}
V_{REF}
V_{DD}
40
30
SET_{MPPT}
Low Power Starter
50
Cap Divider
210
V_{CLK_CP}
LPD
221
SEL
$V_{T_1/2/3}$
L_P
310
223
222
V_N
220
V_X
100
230
MN
300
MP
320
200
130
ZCS
V_P
AGB
120
60
C_{CP} (5nF)
V_{DD_CP}
70
SET_{EOSU}
C_{OUT}
330
V_{OUT}

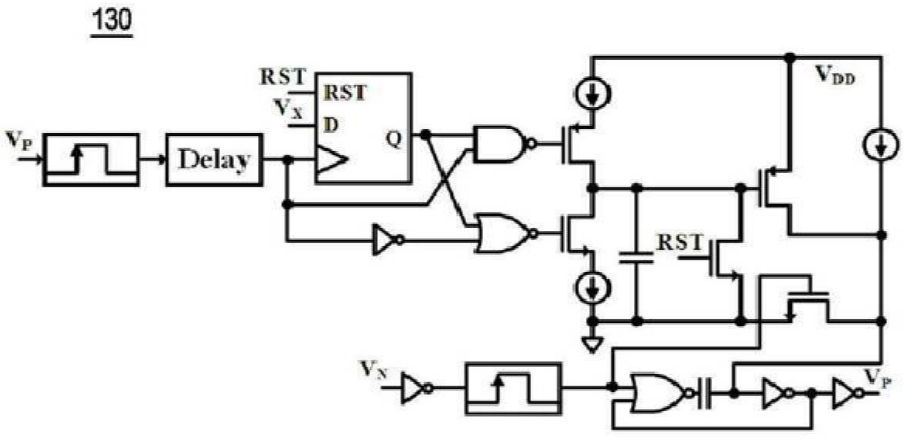
도면2


222
223
V_{DD_CP}
V_{IN}
$V_{I_1/2/3}$
SEL
V_N

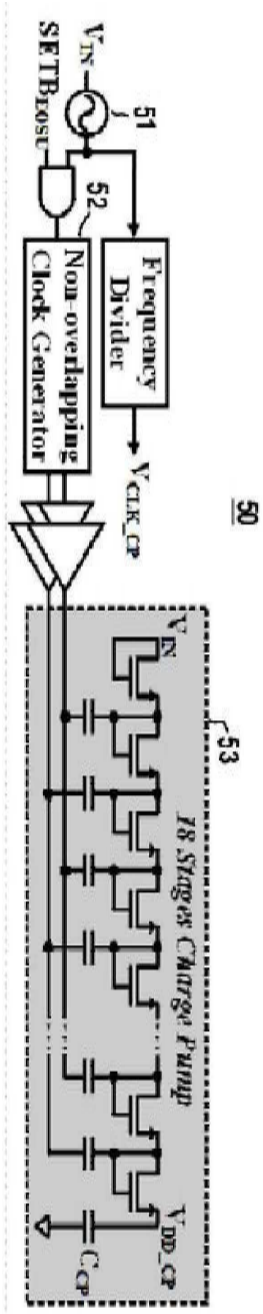
도면3


120
V_{DD}
V_{OUT}
SET_{MPPT}
$SETB_{EOSU}$
V_P

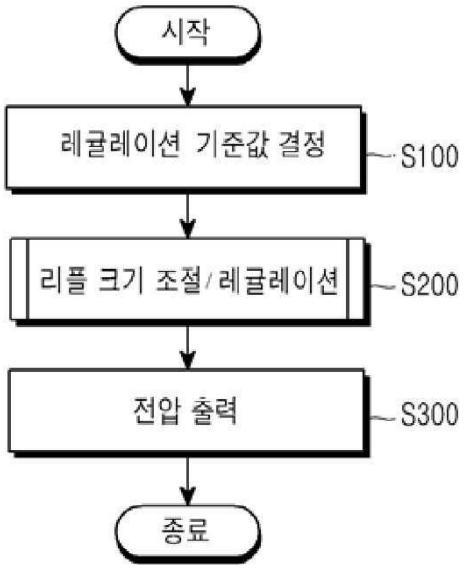
도면4


130
RST
V_X
D
Q
V_P
Delay
V_{DD}
V_N

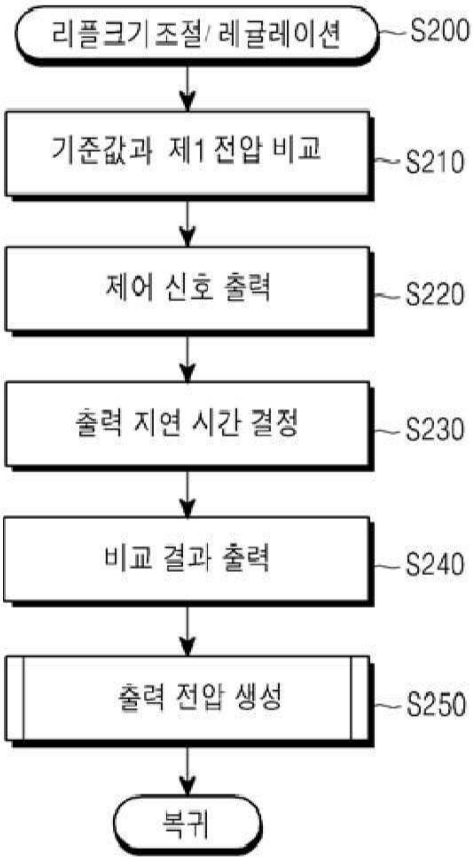
도면5


50
51
52
53
Frequency Divider
Non-overlapping Clock Generator
18 Stages Charge Pump

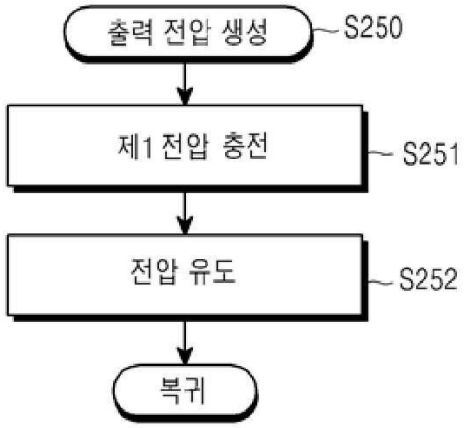
도면6


시작
레귤레이션 기준값 결정
S100
리플 크기 조절/레귤레이션
S200
전압 출력
S300
종료

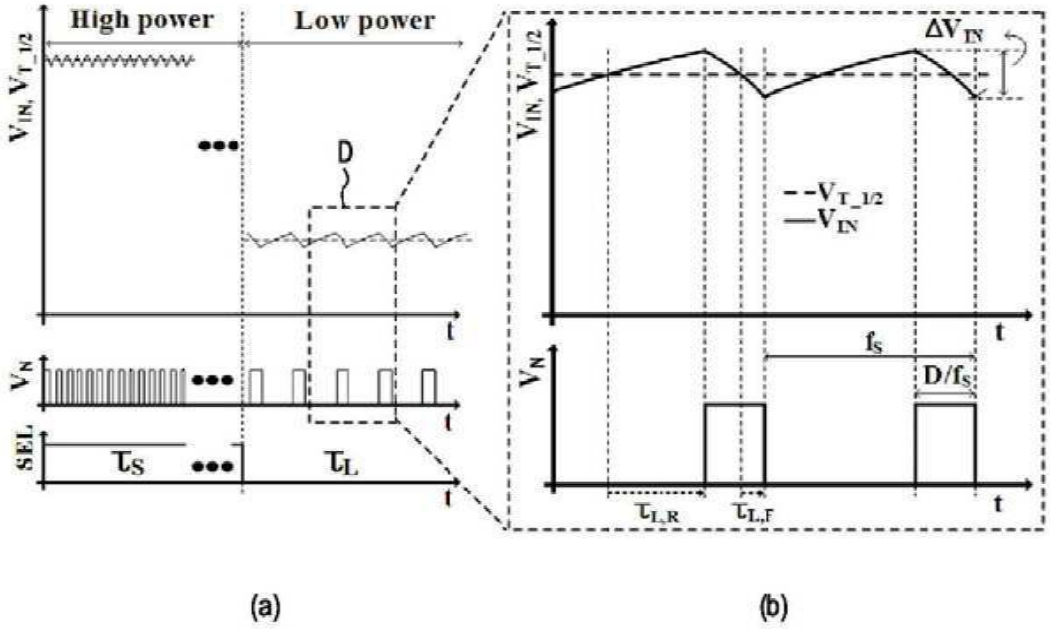
도면7


리플크기조절/레귤레이션
S200
기준값과 제1 전압 비교
S210
제어 신호 출력
S220
출력 지연 시간 결정
S230
비교 결과 출력
S240
출력 전압 생성
S250
복귀

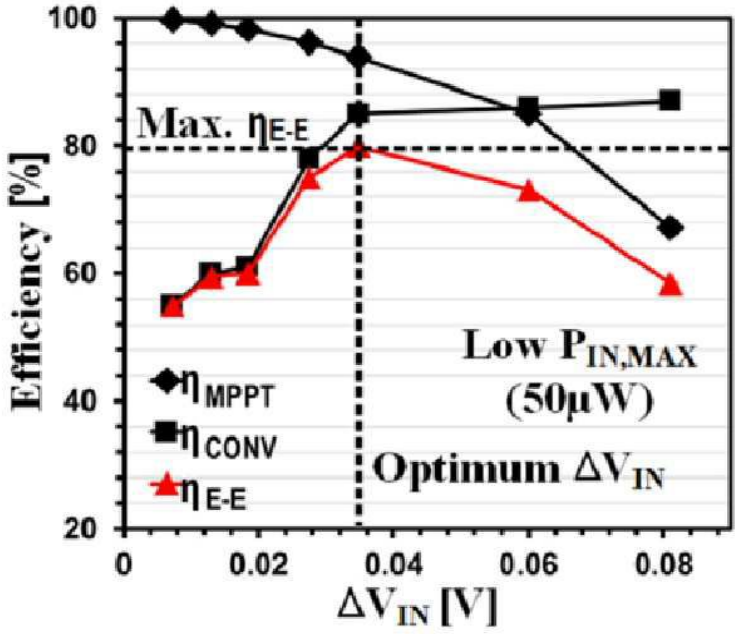
도면8


출력 전압 생성
S250
제1 전압 충전
S251
전압 유도
S252
복귀

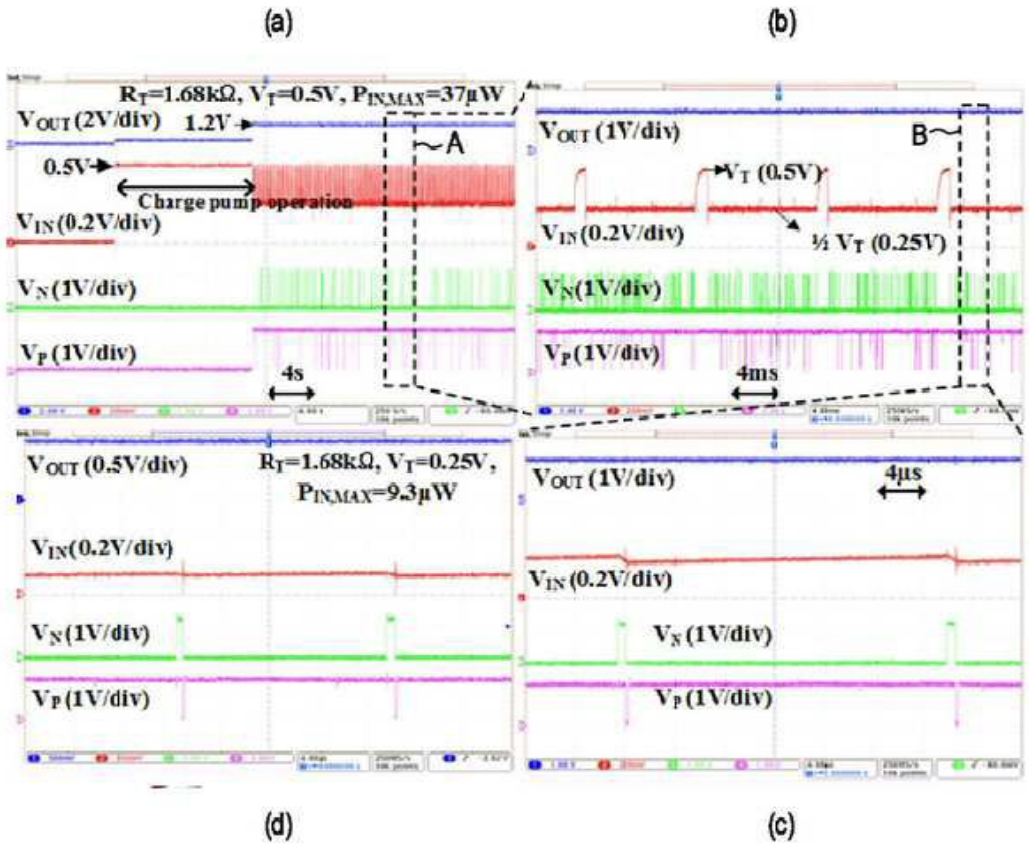
도면9


High power
Low power
D
t
SEL
τS
τL
ΔVIN
VT_1/2
VIN
fS
D/fS
τL,R
τL,F
(a)
(b)

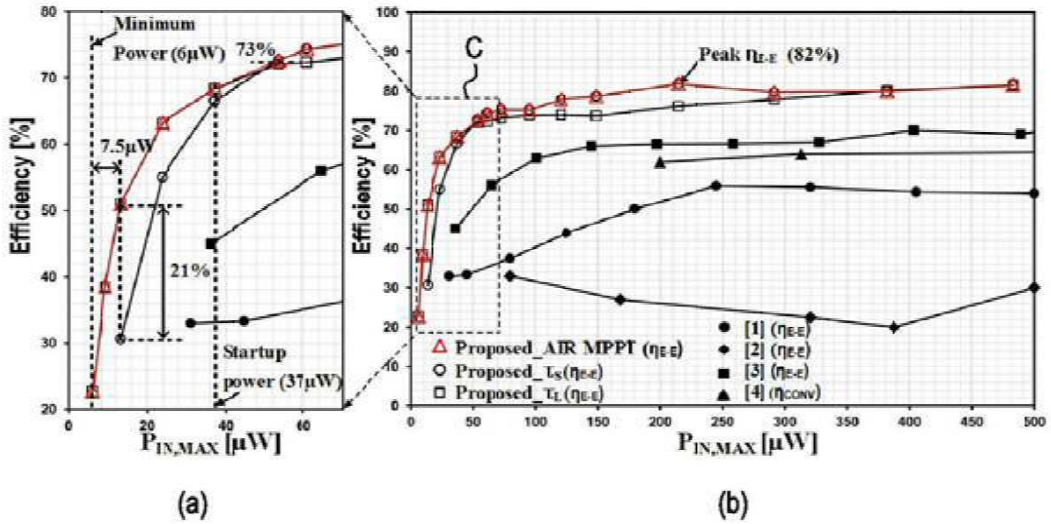
도면10


100
80
60
40
20
Efficiency [%]
Max. ηE-E
Low PIN,MAX
(50μW)
ηMPPT
ηCONV
ηE-E
Optimum ΔVIN
0
0.02
0.04
0.06
0.08
ΔVIN [V]

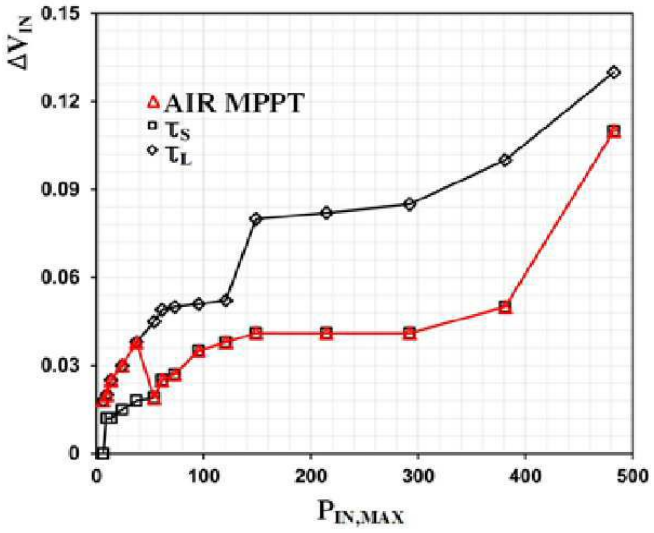
도면11


(a)
(b)
RT=1.68kΩ, VT=0.5V, PIN,MAX=37μW
VOUT (2V/div)
1.2V
0.5V
A
Charge pump operation
VIN (0.2V/div)
VN (1V/div)
VP (1V/div)
4s
VOUT (1V/div)
B
VT (0.5V)
½ VT (0.25V)
VIN (0.2V/div)
VN (1V/div)
VP (1V/div)
4ms
VOUT (0.5V/div)
RT=1.68kΩ, VT=0.25V,
PIN,MAX=9.3μW
VIN (0.2V/div)
VN (1V/div)
VP (1V/div)
VOUT (1V/div)
4μs
VIN (0.2V/div)
VN (1V/div)
VP (1V/div)
(d)
(c)

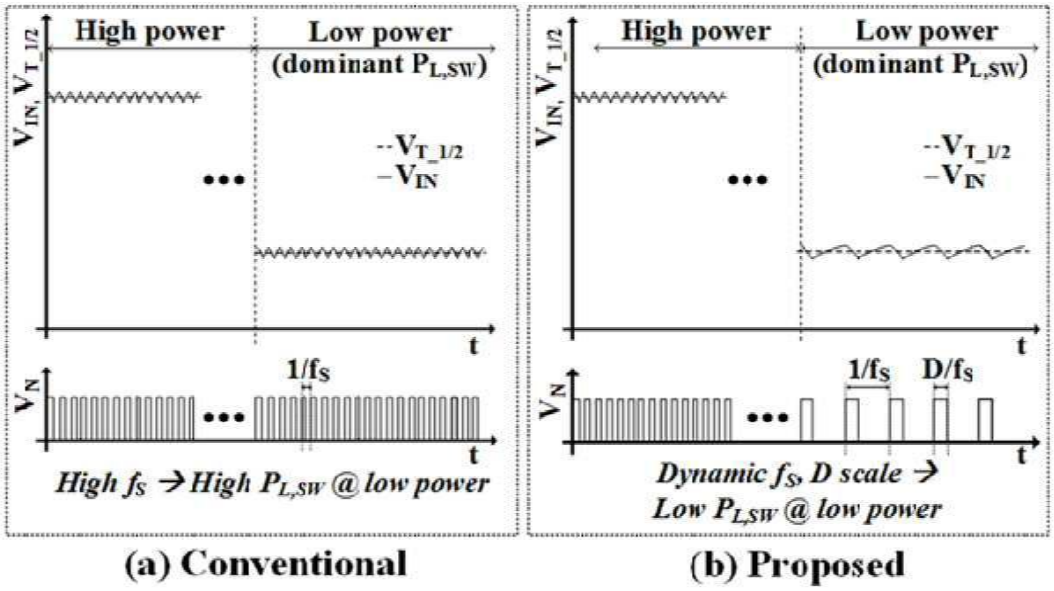
도면12


Minimum
Power (6μW)
73%
7.5μW
21%
Startup
power (37μW)
Efficiency [%]
P_IN,MAX [μW]
(a)
C
Peak η_E-E (82%)
Proposed_AIR MPPT (η_E-E)
Proposed_τS (η_E-E)
Proposed_τL (η_E-E)
[1] (η_E-E)
[2] (η_E-E)
[3] (η_E-E)
[4] (η_CONV)
(b)

도면13


ΔV_IN
AIR MPPT
τS
τL
P_IN,MAX

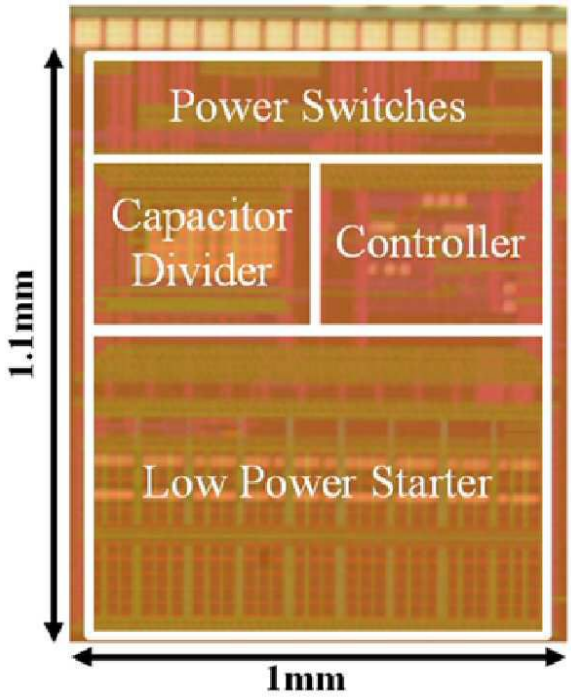
도면14



도면15

	[1]	[2]	[3]	[4]	[5]	This work
Process	0.35-μm	0.13-μm	65-nm	0.35-μm	65-nm	0.18-μm
Peak efficiency (%)	58 (η_{E-E}) 91 (η_{CONV})	61 (η_{E-E})	73 (η_{E-E})	72 (η_{CONV})	68 (η_{E-E}) 92 (η_{CONV})	82 (η_{E-E})
Efficiency (%) at low power (54μW) *	33 (η_{E-E})	X	52 (η_{E-E})	X	N. A.	73 (η_{E-E})
Startup power (μW)	59	80	100	200	167	37
Minimum input power (μW)	31	80	36.3	153	N. A.	6
Startup mechanism	Mechanical	White noise	Electrical	Battery	Electrical	Electrical
R_T (Ω)	5.2	5	6.2	8 (+- 10%)	6.3	1.68k
Off chip L+C	3+4	2+5	3+4	1+2	1+2	1+3

도면16



【심사관 직권보정사항】

【직권보정 1】

【보정항목】 청구범위

【보정세부항목】 청구항 14, 3째줄

【변경전】

상기 제2전압

【변경후】

제2전압

【직권보정 2】

【보정항목】 청구범위

【보정세부항목】 청구항 7, 1째줄

【변경전】

LDP

【변경후】

LPD