



**(19) 대한민국특허청(KR)**  
**(12) 등록특허공보(B1)**

(45) 공고일자 2013년12월24일  
 (11) 등록번호 10-1344024  
 (24) 등록일자 2013년12월16일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)  
 H02J 3/28 (2006.01)  
 (21) 출원번호 10-2009-0054386  
 (22) 출원일자 2009년06월18일  
 심사청구일자 2010년06월15일  
 (65) 공개번호 10-2010-0136167  
 (43) 공개일자 2010년12월28일  
 (56) 선행기술조사문헌  
 KR1020040058151 A

(73) 특허권자  
 한국전자통신연구원  
 대전광역시 유성구 가정로 218 (가정동)  
 (72) 발명자  
 전용일  
 대전광역시 유성구 가정로 43, 109동 1301호 (신성동, 한올아파트)  
 오수영  
 대전광역시 유성구 가정로 306, KAIST APT 2-302 (도룡동)  
 (74) 대리인  
 오세준, 송윤호, 권혁수

전체 청구항 수 : 총 15 항

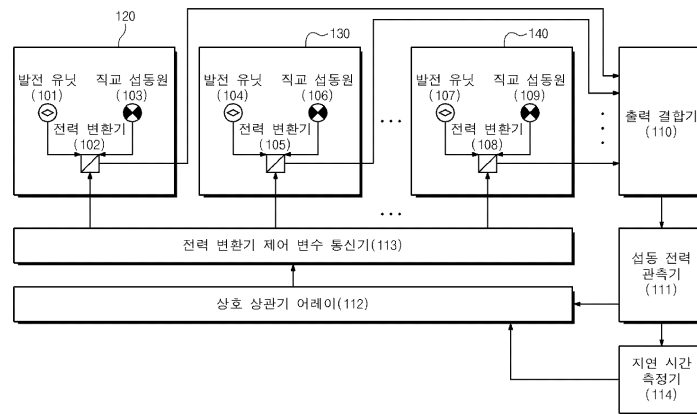
심사관 : 추형석

**(54) 발명의 명칭 직교 섭동 신호를 사용하는 최대 전력 추종기 및 그것의 최대 전력 추종 제어 방법**

**(57) 요약**

본 발명의 실시 예에 따른 최대 전력 추종기는, 발전 유닛의 출력 전력을 충전 또는 방전하는 커패시터, 그리고 제어 변수와, 상기 발전 유닛에 대응하는 섭동 신호에 따라 상기 커패시터의 충전 또는 방전을 제어하는 스위칭 제어부를 포함하되, 상기 제어 변수는 상기 커패시터의 출력에 포함되는 섭동 신호 전력과 상기 섭동 신호와의 상호 상관 연산을 통해서 생성된다.

**대표도**



**특허청구의 범위**

**청구항 1**

발전 유닛의 출력 전력을 충전 또는 방전하는 커패시터; 그리고

제어 변수와 상기 발전 유닛에 대응하는 섭동 기준 신호에 따라 상기 커패시터의 충전 또는 방전을 제어하는 스위칭 제어부를 포함하되,

상기 제어 변수는 상기 발전 유닛의 출력에 포함되는 섭동 신호 전력과 상기 섭동 기준 신호와의 상호 상관 연산을 통해서 생성되는 최대 전력 추종기.

**청구항 2**

제 1 항에 있어서,

상기 스위칭 제어부는 상기 발전 유닛으로부터 출력되는 전류 또는 전압의 크기가 상기 제어 변수 및 상기 섭동 신호에 의해서 결정되는 기준 레벨을 중심으로 하는 허용 범위에 제한되도록 상기 커패시터의 충전 또는 방전을 제어하는 히스테리시스 비교기를 포함하는 최대 전력 추종기.

**청구항 3**

제 2 항에 있어서,

상기 발전 유닛으로부터 출력되는 전류 또는 전압의 크기를 측정하여 상기 히스테리시스 비교기에 제공하기 위한 전류 측정기 또는 전압 측정기를 더 포함하는 최대 전력 추종기.

**청구항 4**

제 1 항에 있어서,

상기 커패시터와 직렬 연결되며, 상기 스위칭 제어부의 제어에 따라 상기 커패시터와 에너지를 교환하기 위한 인덕터를 더 포함하는 최대 전력 추종기.

**청구항 5**

제 1 항에 있어서,

상기 스위칭 제어부의 제어에 따라 상기 커패시터를 충전 또는 방전하기 위한 스위치를 더 포함하는 최대 전력 추종기.

**청구항 6**

제 5 항에 있어서,

상기 스위치의 스위칭 동작에 의해서 발생하는 스위칭 잡음이 상기 발전 유닛으로 유입되는 것을 차단하는 저주파 여파기를 더 포함하는 최대 전력 추종기.

**청구항 7**

제 1 항에 있어서,

상기 스위칭 제어부는 상기 제어 변수와 상기 섭동 신호에 의해서 결정되는 기준 레벨을 참조하여 상기 커패시터의 충전 또는 방전을 제어하는 스위칭 파형 발생기를 포함하는 최대 전력 추종기.

**청구항 8**

제 7 항에 있어서,

상기 스위칭 제어부의 제어에 따라 상기 커패시터와 에너지를 교환하는 인덕터를 더 포함하는 최대 전력 추종기.

**청구항 9**

제 7 항에 있어서,

상기 스위칭 제어부의 제어에 따라 상기 커패시터의 충전 또는 방전을 제어하는 스위치들을 더 포함하는 최대 전력 추종기.

**청구항 10**

제 9 항에 있어서,

상기 스위치들의 스위칭 동작에 의해서 발생하는 스위칭 잡음이 상기 발전 유닛으로 유입되는 것을 차단하기 위한 저주파 여파기를 더 포함하는 최대 전력 추종기.

**청구항 11**

제 1 항에 있어서,

상기 제어 변수를 외부로부터 제공받기 위한 통신기를 더 포함하는 최대 전력 추종기.

**청구항 12**

제 1 항에 있어서,

상기 커패시터 및 상기 스위칭 제어부는 전력 변환기를 구성하며, 상기 전력 변환기는, 벡 컨버터(Buck converter), 쿡 컨버터(Cuk converter), 부스트 컨버터(Boost converter), 벡-부스트 컨버터(Buck-Boost converter) 그리고 세픽 컨버터(Sepic converter)들 중 적어도 하나의 회로 방식에 따라 구동되는 직류-직류 컨버터(DC-DC converter)인 것을 특징으로 하는 최대 전력 추종기.

**청구항 13**

제 1 섭동 기준 신호를 제 1 발전 유닛의 출력에 부가하고, 상기 제 1 섭동 기준 신호와 직교하는 제 2 섭동 기준 신호를 제 2 발전 유닛의 출력에 부가하는 단계;

상기 제 1 발전 유닛의 출력과 상기 제 2 발전 유닛의 출력의 합으로부터 섭동 전력을 추출하는 단계;

상기 추출된 섭동 전력과, 각각의 상기 제 1 섭동 기준 신호 및 상기 제 2 섭동 기준 신호와의 상호 상관 연산(Cross-correlation operation)을 수행하는 단계; 그리고

상기 상호 상관 연산의 결과에 따라 생성되는 제어 변수를 참조하여 상기 제 1 발전 유닛 및 상기 제 2 발전 유닛 각각의 출력 전력을 제어하는 단계를 포함하는 최대 전력 추종 제어 방법.

**청구항 14**

제 13 항에 있어서,

상기 섭동 전력을 상기 제 1 발전 유닛 또는 제 2 발전 유닛의 출력과 분리하기 위한 필터링 단계를 더 포함하는 최대 전력 추종 제어 방법.

**청구항 15**

제 13 항에 있어서,

상기 상호 상관 연산(Cross-correlating)을 수행하는 단계에서, 상기 상호 상관 연산을 수행하기 위한 상기 제 1 섭동 기준 신호 및 상기 제 2 섭동 기준 신호의 진파 지연 시간을 측정하는 단계를 포함하는 최대 전력 추종 제어 방법.

**청구항 16**

삭제

**청구항 17**

삭제

청구항 18

삭제

청구항 19

삭제

청구항 20

삭제

청구항 21

삭제

청구항 22

삭제

청구항 23

삭제

**명세서**

**발명의 상세한 설명**

**기술분야**

[0001] 본 발명은 발전 시스템에 관한 것으로, 보다 상세하게는 직교 섭동을 이용하여 최적 전력을 출력하는 최대 전력 추종기 및 그것의 최대 전력 추종 제어 방법에 관한 것이다.

**배경 기술**

[0002] 태양전지 또는 광전지는 태양 에너지를 전기 에너지로 변환할 수 있는 장치이다. 반도체 P-N 접합 영역에 밴드 갭보다 큰 에너지의 빛이 조사되면 전자와 정공이 발생한다. 접합 영역 캐리어들이 열평형을 유지하기 위하여 형성되는 전기장에 의하여 전자는 N형 반도체로, 정공은 P형 반도체로 이동하여 기전력을 발생시킨다. 따라서, N형 반도체 및 P형 반도체에 부착된 전극이 각각 음극과 양극이 된다. 태양전지의 반도체 재료로는 실리콘, 갈륨비소, 카드뮴텔루라이드, 황화카드뮴, 인듐인, 구리인듐갈륨셀렌 및 유기반도체 재료들이 사용되고 있으나, 실리콘이 널리 사용되고 있다.

[0003] 태양전지는 규모에 따라 셀, 모듈, 스트링, 어레이로 구분된다. 셀은 단일 혹은 다중 P-N 접합면에 음극과 양극을 구성하도록 전극을 부착한 것이다. 셀은 입사되는 광량에 비례하는 출력 전류 특성과 반도체 밴드갭에 비례하는 출력 전압 특성을 보인다. 모듈은 셀들이 직렬 연결되어 패키징 된 형태를 말한다. 스트링은 모듈들이 직렬 연결된 것이며, 어레이는 스트링들이 직병렬로 연결된 것이다. 태양전지 시스템은 태양전지 어레이, 출력되는 전력을 저장하는 충전장치, 충전장치를 제어하는 레귤레이터, 최대 전력점 추종 제어 장치 및 기간 전력계통과 연동을 위한 인버터들로 구성된다. 여기서, 레귤레이터, 최대 전력점 추종 제어 장치, 인버터들을 통칭하여 전력 조절 시스템(Power Conditioning System: PCS)이라 한다.

[0004] 태양전지 셀은 정전류원(Constant Current Source)이 다이오드와 병렬 연결된 회로의 출력 특성을 보인다. 따라서, 모듈의 출력 전류 특성은 구성하는 셀들 중 가장 작은 출력 전류를 가진 셀에 의하여 결정된다. 최대 전력을 태양전지 셀들에서 인출하기 위하여, 직렬 연결된 셀들의 출력 전류 특성은 동일하여야 한다. 모듈의 총 개수를 T, L 개의 모듈로 구성된 스트링, M 개의 스트링이 병렬 연결된 어레이, N 개의 어레이들이 직렬 연결된 태양 광 발전시스템에서 총 모듈수 T는 “T=LMN”의 관계식이 성립한다. 상기와 같이 구성된 태양 광 발전 시스템의 모듈 출력 특성 불균일에 따른 발전 출력 손실률은 아래 수학적 식 1로 표현된다(참고문헌1: N. D. Kaushika 등, “An investigation of mismatch losses in solar photovoltaic cell networks,” ScienceDirect,

www.sciencedirect.com, Energy-32, 2007.).

수학식 1

$$E(\Delta P) = \frac{(C+2)}{2} \left[ \sigma_n^2 \left(1 - \frac{1}{T}\right) - (\sigma_n^2 - \sigma_m^2)(M-1) \frac{N}{T} \right]$$

[0005]

[0006]

수학식 1에서 C는 태양전지의 곡선 인자(Fill factor)와 관계된 특성 상수이며, 상용 실리콘(Si) 태양전지의 경우 8~11의 값을 가진다.  $\sigma_n$ 은 태양전지 모듈의 최대 출력점 전류의 표준편차를 평균 최대 출력점 전류로 정규화한 값이다.  $\sigma_m$ 은 태양전지 모듈의 최대 출력점 전압의 표준 편차를 평균 최대 출력점 전압으로 정규화한 값이다.

[0007]

모듈 개수 T가 매우 크다면, 즉, 시스템 용량이 매우 큰 경우, 10% 이하의 출력 손실률을 유지하기 위해서는 최대 출력점 전류 정규 분산은 0.017 이하로 유지되어야 한다. 즉, 최대 출력점 전류 값들의 편차는 약 6% 이내여야 한다. 또한, 최대 출력점 전류 값들의 편차가 약 15% 인 경우, 출력 손실률은 약 50%에 달한다.

[0008]

셀들의 출력 전류 특성은 셀 자체의 물리적 특성과 동작 환경에 의하여 결정된다. 셀의 물리적 특성에 따른 출력 전류 특성은 모듈 제작시 셀들을 선별하여 모듈을 구성함으로써 일치시킬 수 있다. 태양전지의 동작 환경은 입사광량, 구름 혹은 건물 등 장애물에 의한 그림자, 먼지 등에 의한 태양전지 표면 오염, 태양전지 구성 재료의 열화에 따른 광투과율 변화 등이 있다. 하지만, 동작 환경에 따른 특성의 차이를 일치시키는 데에는 한계가 있다. 관련 연구결과에 따르면, 사용 후 5년 경과된 모듈의 출력 변화율은 5~25%에 달한다(참고문헌2: 안형근, "태양전지모듈 기술의 현황과 향후 과제," 건국대학교, 2005).

[0009]

도 1은 예시적인 태양전지의 성능 표이다(참고문헌3: Martin A. Green 등, "Solar Cell Efficiency Tables(version 32)," Progress in Photovoltaics: Research and Applications, On-line Journal www.interscience.wiley.com, June 2008.). 도 1에서 실리콘 단결정형 태양전지 셀의 변환 효율은 24.7%이나, 동일 종류 서브모듈 변환 효율은 22.7%로 약 2% 감소하는 특성을 보인다. 역시, 도 1에서 실리콘 박막형 태양전지 셀의 변환 효율은 16.6%이나, 동일 종류 서브 모듈 변환 효율은 10.4%이다. 염료 감응 태양전지의 경우, 샤프(Sharp)사의 셀 변환 효율은 10.4%이다. 그러나, 9개 셀을 직렬 연결한 모듈의 변환 효율은 8.2%이다.

[0010]

이러한 태양전지 모듈과 셀의 변환 효율 차이는 물리적 균일도 유지가 어려운 형태의 태양전지에서 더욱 커진다. 그리고, 태양전지 모듈과 셀의 변환 효율 차이는 대면적화에 따른 태양전지 특성 비균질화에 기인하는 것으로 추정된다. 따라서, 환경 요인에 따른 태양전지 셀의 출력전류 특성 변화에 대응하여, 태양전지 모듈 및 어레이에서 생성되는 최대 전력을 효율적으로 인출하기 위한 기술 개발이 필요하다.(참고문헌4: Edon L. Meyer 등, "Assessing the Reliability and Degradation of Photovoltaic Module Performance parameters," IEEE TRAN. On ReLiability, Vol 53, NO.1, Match 2004.)

[0011]

본 발명에서는 대용량 태양전지의 대면적화에 따라 필연적으로 발생하는 물리적 특성의 비균질화에 따른 변환 효율 저하를 방지하고자 한다. 만약, 태양전지 모듈을 구성하는 셀들의 출력 특성이 서로 다른 경우, 모듈 출력 전류보다 작은 단락 전류 특성을 가지는 셀들은 다른 셀에서 생성된 전기 에너지를 소모하는 저항으로 작용한다. 즉, 셀 단락 전류 값이 모듈 출력 전류보다 작은 셀은 역방향으로 바이어스되어 다른 셀들이 생성한 전력을 소모하게 된다. 역바이어스된 셀들은 핫스팟(Hot-spot) 셀이라 호칭한다. 핫스팟(Hot-spot) 셀은 여타 셀의 기전력에 의하여 가열되며, 모듈 단락 등의 경우 과열되어 파괴될 수 있다(참고문헌5: M.C. Alona-Garcia 등, "Experimental study of mismatch and shading effects in the IV characteristic of a photovoltaic module," www.sciencedirect.com). 핫스팟(Hot-spot) 현상은 셀들의 양단에 유기되는 태양전지 기전력에 대하여 반대 극성으로 바이패스 다이오드를 부착함으로써 방지될 수 있다. 바이패스 다이오드는 역 바이어스된 셀에 과도한 역방향 전류가 흐르는 것을 방지하여 셀 소손을 방지한다.

[0012]

그러나 구성되는 셀들의 특성이 일치하지 않는 경우, 바이패스 다이오드를 장착한 태양전지 모듈은 다중 피크를 가진 출력 전력 곡선을 가진다(참고문헌6: S. Jain 등, "Comparison of the performance of maximum power point tracking schemes applied to single-stage grid-connected photovoltaic systems," IET Electr.Power Appl., Vol.1, NO. 5, September 2007). 출력 전력 곡선에 다중 피크를 가지는 태양전지 모듈은 최대 전력점 추종(MPPT) 제어를 적용하기 어렵다. 그리고, 출력 전력 곡선에 다중 피크를 가지는 태양전지 모듈은 구성하는 태양전지 셀들이 공급할 수 있는 최대 전력량을 추출할 수 없다는 문제점을 가지고 있다.

[0013] 연구 결과에 따르면, 단락 전류가 1.7A, 0.3A, 1.0A 인 실리콘 태양전지 셀들이 생성할 수 있는 최대 전력은 1.82Watt이다. 그러나, 상술한 셀들 각각에 바이패스 다이오드를 부착하여 직렬 연결한 태양전지 모듈의 출력 전력 곡선은 0.588Watt, 0.492Watt의 2개의 최대 전력 피크점을 가지고 있다. 즉, 최대 1.82Watt 전력을 발생하는 태양전지 셀 3개를 직렬 연결한 모듈에서 인출 가능한 최대 전력은 0.588Watt에 불과하다. 이러한 연구 결과는 태양전지 셀을 모듈화하는 과정에서 변환 효율이 대폭 감소하게 됨(위 예에서는 약 1/3 배)을 입증하고 있다.

[0014] 종래의 태양전지 최대 전력점 추종 제어 기술(MPPT: Maximum Power Point Tracking)은 태양전지 전압(혹은 전류) 대 출력 곡선이 위로 볼록한(Convex) 함수 성질을 이용한다. 예를 들면, 출력 곡선의 볼록성(Convexity)를 이용하는 힐 클라임(Hill-climbing) 혹은 섭동 관측(Perturb and Observation) 방식, 출력 곡선의 최대 출력점을 기준으로 직류 임피던스와 교류 임피던스의 크기가 반전되는 현상을 이용하는 증가형 용량(Incremental conductance) 방식, 최대 전력점에서 전압 섭동과 전류 섭동의 위상이 반전되는 현상을 이용하는 리플 상호 상관(Ripple cross-correlation) 방식, 최대 출력점의 전압 및 전류 값이 단락 전류 및 단선 전압의 일정 비율인 점을 이용하는 Fractional Voc 및 Fractional Isc 방식, 섭동 관측(Perturb and Observation) 방식의 논리회로를 퍼지 로직(Fuzzy logic) 혹은 신경망(Neural network)으로 처리하는 퍼지 로직 제어(Fuzzy logic control) 및 신경망(Neural network) 방식, 전류의 미분치가 전류량에 비례하는 전류를 태양전지에 인가하여 태양전지 단자 전압을 관측하는 전류 스위프(Current sweep) 방식, 인버터와 동시 동작하는 경우 인버터 DC 버스의 전압 강하를 최소화하는 직류 링크 전압 강하 제어(DC link voltage droop control) 방식, 2차 전지 등 정전압 부하에서 동작하는 경우 출력 전류를 최대화하고, 정전류 부하인 경우 출력 전압을 최대화하는 부하 전류(혹은 전압) 최대화 방식, 출력 함수의 전류 혹은 전압 미분치를 측정하여 이들 절대값을 최소화하는 방식들이 있다(참고문헌 7: Trishan ESRAM 등, "Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques," IEEE Transactions on Energy Conversion, 2007). 도 2는 참고문헌7로부터 인용된 기술 비교표이다.

[0015] 이들 방식들 중 총출력 에너지 측면에서 성능이 가장 우수한 방식은 리플 상호 상관(Ripple Cross-Correlation: RCC) 방식이다. RCC 방식에서는 스위칭 방식 전력 변환 회로에 자연적으로 존재하는 섭동 전류(Perturbated Current) 또는 섭동 전압(Perturbated Voltage)이, 최대 전력점에서의 섭동 전력에 비교하여 위상이 반전되는 현상을 이용한다(참고문헌8: S. Jain 등, "Comparison of the performance of maximum power point tracking schemes applied to single-stage grid-connected photovoltaic systems," IEEE, Electric Power Applications, IET, Vol-1, Issue-5, page 753-762, Sept. 2007).

[0016] 태양전지의 전력 함수를 전압에 대하여 미분한 함수를 시간에 대하여 적분한 것은 수학식 2의 첫째 식이다.

**수학식 2**

$$d = k_1 \int \frac{dp}{dv} dt \therefore k_2 \int \frac{\delta p}{\delta v} dt = k_3 \int \frac{\delta p}{\delta v} (\delta v)^2 dt = k_3 \int \delta p \delta v dt = k_4 \int \delta p \delta i dt$$

[0017]

[0018] 태양전지 출력 전력의 전압에 미분치는 최대 전력점 이하 전압에서 양수 값을 가지며, 최대 전력점에서 0, 최대 전력점보다 큰 전압에서는 음수 값을 가진다. 따라서, 전력 미분치를 시간에 대하여 적분한 값 d는 태양전지 출력을 제어하는 전력 변환기의 제어 변수가 된다.

[0019] 또한, 수학식 2의 첫째 식은 둘째 식으로 근사 된다. 둘째 식에 섭동 전압(δv)의 제곱값을 곱하여도 적분함수의 부호 관계는 유지된다. 즉, 셋째 식의 적분 항(Integrand)은 최대 전력점 이하 전압에서 양수 값을 가지며, 최대 전력점에서 0이며, 최대 전력점보다 큰 전압에서는 음수 값을 가진다. 셋째 식은 넷째 식 및 다섯째 식으로 정리된다. 즉, 전력 변환기의 전압 또는 전류 제어 변수 d는 섭동 전력(δp)에 섭동 전압(δv) 혹은 섭동 전류(δi)를 곱한 것을 적분하여 구할 수 있다. 섭동 전력, 섭동 전압, 섭동 전류는 전력 변환회로와 태양전지를 연결하는 점에서 측정할 수 있다.

[0020] RCC 최대 전력점 추종(MPPT) 제어 기술은 전력 변환기의 제어를 전력 변환기에서 자연적으로 발생하는 섭동 신호를 이용하여 수행한다. RCC 방식은 스위칭 속도에 근접하는 빠른 제어를 수행할 수 있는 장점을 가진다. 반면에, RCC 방식에서 다수의 전력 변환기들을 사용하여 태양전지들의 출력을 제어하는 경우, 다수의 섭동 신호들이 상호 간섭하는 문제점이 있다. 다시 말하면, 여러 개의 태양전지들을 여러 개의 전력 변환기로 처리하여 최대 전력 추종 제어를 하는 경우, RCC 방식은 적용될 수 없다. 또한, 스위칭 신호와 제어용 섭동 신호를 분리할 수 없어, 빠른 스위칭 신호를 사용하는 전력 변환기에 RCC 방식을 적용하는 경우 태양 전지 기생 용량 등에 의한

섭동 신호들의 위상 변화를 바로잡아 주어야 하는 문제점이 있다(참고문헌9: Jonathan W. Kimball and Philip T Krein, “Discrete-Time Ripple Correlation Control for Maximum Power Point Tracking,” IEEE, Tran. on Power Electronics, Vol-23, No-5, page 2353-2362, Sept. 2008), (선행특허-1: P. Midya, P. T. Krein, and R. J.Turnbull, “Self-excited power minimizer/maximizer for switching power converters and switching motor drive applications,” U.S. Patent 5 801 519, Sep. 1, 1998.).

**발명의 내용**

**해결 하고자하는 과제**

- [0021] 본 발명의 일 실시 예는 서로 다른 특성을 가지는 다수의 발전 유닛들을 동시에 개별적으로 제어하여 최대 출력 혹은 필요한 출력을 추출하는 제어 방식을 제공한다.
- [0022] 본 발명의 다른 실시 예는 발전 유닛을 정전력원으로 변환하는 회로들을 제공한다. 이들 변환 회로를 이용하는 경우, 서로 다른 특성의 태양전지 모듈을 직렬 또는 병렬로 연결할 때 발생하는 핫스팟(Hot-spot) 현상 및 출력 저하 현상을 방지할 수 있다.
- [0023] 본 발명의 또 다른 실시 예는 다수의 발전 유닛들을 결합하여 최적의 전력을 도출하기 위한 기술을 제공한다.

**과제 해결수단**

- [0024] 상기 목적을 달성하기 위한 본 발명의 실시 예에 따른 최대 전력 추종기는, 발전 유닛의 출력 전력을 충전 또는 방전하는 커패시터, 그리고 제어 변수와 상기 발전 유닛에 대응하는 섭동 신호에 따라 상기 커패시터의 충전 또는 방전을 제어하는 스위칭 제어부를 포함하되, 상기 제어 변수는 상기 커패시터의 출력에 포함되는 섭동 신호 전력과 상기 섭동 신호와의 상호 상관 연산을 통해서 생성된다.  
 상기 목적을 달성하기 위한 본 발명의 실시 예에 따른 최대 전력 추종 제어 방법은, 제 1 섭동 기준 신호를 제 1 발전 유닛의 출력에 부가하고, 상기 제 1 섭동 기준 신호와 직교하는 제 2 섭동 기준 신호를 제 2 발전 유닛의 출력에 부가하는 단계, 상기 제 1 발전 유닛의 출력과 상기 제 2 발전 유닛의 출력의 합으로부터 상기 제 1 섭동 기준 신호 및 상기 제 2 섭동 기준 신호의 합전력인 섭동 전력을 추출하는 단계, 상기 추출된 섭동 전력과, 각각의 상기 제 1 섭동 기준 신호 및 상기 제 2 섭동 기준 신호와의 상호 상관 연산(Cross-correlation operation)을 수행하는 단계, 그리고 상기 상호 상관 연산의 결과에 따라 생성되는 제어 변수를 참조하여 상기 제 1 발전 유닛 및 상기 제 2 발전 유닛 각각의 출력 전력을 제어하는 단계를 포함한다.
- [0025] 삭제

**효과**

- [0026] 본 발명은 단일 전력 센서를 이용하여 복수의 발전 유닛들을 동시에 최적 제어할 수 있게 하여, 다수의 발전 유닛들을 결합하여 구성되는 대규모 신 재생 에너지 발전 시스템에 대하여 에너지 손실 없는 최적 운전을 가능하게 한다.
- [0027] 본 발명은 작은 출력 전압을 발생하는 태양 전지 모듈과 같은 다수의 발전 유닛들을 에너지 손실 없이 직렬 연결하여 높은 출력 전압으로 제공하여 효율적인 발전이 가능하도록 한다.
- [0028] 본 발명은 구름 등에 의한 태양전지 출력 불균일에 따른 시스템 전력손실을 방지하여 기존 태양광 발전 시스템 대비 발전효율을 37%~82% 향상시킬 수 있으리라 예상한다.
- [0029] 본 발명은 내고장화(Fault tolerant), 모듈화(Modular), 표준화(Standardization)에 용이한 분산 구조의 신재생 에너지 발전 시스템을 구현할 수 있다. 따라서, 장기간 운전 가능한 에너지 발전 시스템을 제공할 수 있으며, 운용 유지비의 절감을 가능케 한다.
- [0030] 본 발명의 태양광 발전 시스템은 서로 다른 태양전지들을 혼용하여 사용할 수 있다. 따라서, 건축물 기능에 순응하는 미려한 외관의 BIPV(Building Integrated PhotoVoltaic) 발전 시스템을 제공할 수 있다. 또한, 본 발명은 건물 외장재로 태양전지 셀을 사용할 수 있도록 하여 BIPV 시스템 구축 단가의 절감을 가능케 한다.

**발명의 실시를 위한 구체적인 내용**

[0031] 이상의 본 발명의 목적들, 다른 목적들, 특징들 및 이점들은 첨부된 도면과 관련된 이하의 바람직한 실시 예들을 통해서 쉽게 이해될 것이다. 그러나 본 발명은 여기서 설명되는 실시 예에 한정되지 않고 다른 형태로 구체화될 수도 있다. 오히려, 여기서 소개되는 실시 예는 개시된 내용이 철저하고 완전해질 수 있도록 그리고 당업자에게 본 발명의 사상이 충분히 전달될 수 있도록 하기 위해 제공되는 것이다.

[0032] 이하에서는, 복수의 발전 유닛들이 복수의 전력 변환기들에 의하여 제어되며, 더불어 복수의 발전 유닛들이 동시에 최대 전력을 출력하도록 제어하는 방법에 대하여 기술하기로 한다. 본 발명의 최대 전력점 추종(MPPT) 제어 방식에 따르면, 복수의 발전기들 각각에 인위적인 섭동 전압(Perturbated Voltage) 또는 섭동 전류(Perturbated Current)를 생성하는 구성이 포함된다. 복수의 발전기들 각각에서 생성되는 섭동 전압(Perturbated Voltage) 혹은 섭동 전류(Perturbated Current)는 상호 직교한다. 섭동 전압(Perturbated Voltage) 혹은 섭동 전류(Perturbated Current)는 전력 변환기들의 스위칭 신호와는 별도로 인위적으로 생성된다.

[0033] 다시 말하면, 복수의 발전 유닛들 중 s번째 발전 유닛에 대응하는 전력 변환기에서 스위칭 신호와는 별도로 섭동 전압원( $\delta v_{oth}^s$ ) 혹은 섭동 전류원( $\delta i_{oth}^s$ )에 의한 섭동 전력( $\delta p_{oth}^s$ )이 발생한다. 여기서, s는 s번째 섭동원이라는 것을 표기하며, oth는 서로 다른 섭동 신호들의 상호 상관(Cross-correlation)이 영에 근접하는 직교 신호(Orthogonal signal)라는 것을 의미한다. 별도의 섭동 전압원 혹은 섭동 전류원에 의하여 섭동 전력이 발생하더라도 발전 유닛의 유한성 및 전압-전력 곡선의 볼록(Convex) 특성에 의하여 결정되는 수학식 2는 성립한다. 따라서, 별도의 섭동 전압원( $\delta v_{oth}^s$ ) 또는 섭동 전류원( $\delta i_{oth}^s$ )에 의하여 발생하는 섭동 전력( $\delta p_{oth}^s$ )에 의하여 s번째 전력 변환기 제어 변수  $d^s$ 는 수학식 3으로 표현될 수 있다.

**수학식 3**

$$d^s = k_1^s \int \frac{dp^s}{di^s} dt \approx k_2^s \int \frac{\delta p_{oth}^s}{\delta i_{oth}^s} dt = k_3^s \int \delta p_{oth}^s \delta i_{oth}^s dt = k_3^s \int \delta p_{oth}^s \delta i_{oth}^s dt$$

[0034]

[0035] 복수의 발전 유닛들을 복수의 전력 제어기로 제어하여 출력을 결합하는 장치에서 장치 내에 존재하는 n개의 발전 유닛들에서 발생하는 섭동 전력들의 합이 존재하는 지점이 있다. 그리고, 그 지점에서 관측한 섭동 전력은  $\delta p_{sum}$ 이라 하면, 수학식 4로 표현할 수 있다.

**수학식 4**

$$\dot{\delta p}_{sum}(t) = \sum_{s=1}^n k_4^s \delta p_{oth}^s(t - T_d^s)$$

[0036]

[0037] 여기서,  $k_4^s$ 는 회로 특성에 따라 결정되는 비례 상수이며,  $T_d^s$ 는 s번째 발전 유닛에서 섭동 전력 관측 지점까지의 시간 지연 및 섭동 전력 측정 회로 시간 지연을 합한 값이다.

[0038] 한편, 별도의 s번째 전압 및 전류 섭동원들( $\delta v_{oth}^s$  및  $\delta i_{oth}^s$ )은 잘 알려진 바와 같이 PRBS(Pseudo Random Binary Sequence) 등의 임의의 직교 신호로 구성할 수 있다. 따라서, s번째 전력 변환기 제어 변수  $d^s$ 는 섭동 신호의 직교성에 의하여 최종적으로 수학식 5로 표현된다.



수학식 5

$$\begin{aligned}
 d^s(t) &= k_3^s \int \delta p_{sum}(t) \delta i_{oth}^s(t - T_d^s) dt = k_3^s \int \delta p_{sum}(t) \delta v_{oth}^s(t - T_d^s) dt \\
 &= k_3^s \int \sum_{s=1}^n k_4^s \delta p_{oth}^s(t - T_d^s) \delta i_{oth}^s(t - T_d^s) dt = k_3^s \int \sum_{s=1}^n k_4^s \delta p_{oth}^s(t - T_d^s) \delta v_{oth}^s(t - T_d^s) dt \\
 &= k_3^s \int \delta p_{oth}^s(t - T_d^s) \delta i_{oth}^s(t - T_d^s) dt = k_6^s \int \delta p_{oth}^s(t - T_d^s) \delta v_{oth}^s(t - T_d^s) dt
 \end{aligned}$$

[0039]

[0040]

수학식 5에 따르면, 별도의 직교 섭동원에 의하여 복수의 발전 유닛들에서 생성된 섭동 전력들의 합( $\delta v_{sum}$ )을 측정할 수 있는 경우, 개별 발전 유닛의 출력 전력을 제어하는 제어 변수  $d^s(t)$ 는 개별 전력 제어기 섭동 신호( $\delta v_{oth}^s$  혹은  $\delta i_{oth}^s$ )와 섭동 전력들의 합( $\delta v_{sum}$ )을 상호 상관 연산(Cross-correlation)하여 구할 수 있다. 한편, 상호 상관 연산(Cross-correlation)시 필요한 전력 변환기 및 섭동 전력 관측 회로에 의한 시간 지연( $T_d^s$ )은 별도의 측정을 통하거나, 동기회로를 이용하여 구할 수 있다.

[0041]

도 3은 본 발명에 따른 최대 출력 추적(MPPT) 방식의 발전 시스템을 보여주는 블록도이다. 발전 유닛(101) 출력 전력은 전력 변환기(102)에 의하여 제어된다. 전력 변환기(102)에 의해서 제어된 출력 전력은 출력 결합기(110)에 최적 전력으로서 전달된다. 한편, 직교 섭동원(103)은 출력 결합기(110)에 전달되는 최적 전력에 직교 섭동원(103)의 신호 형태로 섭동된 직교 전력이 포함되도록 전력 변환기(102)를 제어한다. 이러한 제어 관계는 발전 유닛(104), 직교 섭동원(106) 그리고 전력 변환기(105)에 있어서도 동일하게 성립한다. 또한, 발전 유닛(107), 직교 섭동원(109) 그리고 전력 변환기(108)에 대해서도 상술한 관계는 동일하게 적용된다.

[0042]

복수의 발전 유닛들(101, 104, 107)로부터 전력 변환기들(102, 105, 108)의 제어에 따라 발생한 복수의 직교 섭동 전력들은 출력 결합기(110)에 의하여 합산된다. 합산된 직교 섭동 전력들은 출력 결합기(110)의 내부에서 유지된다.

[0043]

섭동 전력 관측기(111)는 출력 결합기(110) 내부에 유지되는 섭동 전력을 측정한다. 이때, 섭동 전력 관측기(111)는 출력 결합기(110) 내부에 존재하는 불필요한 간섭 신호들을 제거하는 역할을 수행한다. 그리고 섭동 전력 관측기(111)는 직교 섭동 전력들이 수학식 4의 관계를 유지하도록 직교 섭동 전력의 파형을 보정하는 역할들을 수행할 수 있다. 즉, 섭동 전력 관측기(111)는 직교 섭동 전력들에 대한 등화기의 기능을 포함한다. 또한, 섭동 전력 관측기(111)는 직교 섭동 전력들의 합전력을 높은 신호대 잡음비(SNR)로 측정하기 위하여 간섭 신호나 잡음을 차단하기 위한 최적 여파기를 포함할 수 있다.

[0044]

섭동 전력 관측기(111)에 의하여 관측 및 합산된 직교 섭동 전력들은 상호 상관기 어레이(112)로 제공된다. 그러면, 상호 상관기 어레이(112)는 내부에 존재하는 직교 섭동원들(103, 106, 109) 각각의 복제 신호와 직교 섭동 전력의 합에 대한 상호 상관 연산(Cross-correlation)을 수행한다. 복제 신호와 직교 섭동 전력의 합에 대한 상호 상관 연산(Cross-correlation)에 따라 전력 변환기들(102, 105, 108) 각각에 대한 제어 변수( $d$ )가 생성된다.

[0045]

상호 상관기 어레이(112)에서 생성된 전력 변환기들(102, 105, 108) 각각의 제어 변수( $d$ )들은 전력 변환기 제어 변수 통신기(113)를 통하여 개별 전력 변환기들(102, 105, 108)로 각각 인입된다. 전력 변환기들(102, 105, 108) 각각은 인입된 각각의 제어 변수( $d$ )를 이용하여 대응하는 발전 유닛들(101, 104, 107)의 출력 전력을 제어한다.

[0046]

지연 시간 측정기(114)는 발전 유닛들(101, 104, 107)에서 생성된 직교 섭동 전력들이 섭동 전력 관측기(111)까지 도달하는 데 걸린 시간 지연을 측정한다. 지연시간 측정기(114)는 관측된 직교 섭동 전력을 이용하여 시간 지연을 측정하여 상호 상관기 어레이(112)에 전달한다. 전달된 시간 지연에 따라, 상호 상관기 어레이(112)는 내부에 존재하는 복제된 직교 섭동 신호들과의 상호 상관 연산을 수행하게 될 것이다. 지연 시간 측정기(114)는 미리 측정된 시스템 지연 시간을 저장하는 기억 장치로 구현될 수 있다.

[0047]

직교 섭동원들(103, 106, 109) 각각은 시간, 주파수, 부호 측면에서 서로 직교성을 가질 수 있다. 시간 측면의 직교 신호로 구현되는 경우, 직교 섭동원들(103, 106, 109)은, 예를 들면, 펄스 위치 변조(Pulse Position Modulation: PPM) 신호로 구현될 수 있다. 주파수 측면의 직교 신호로 구현되는 경우, 직교 섭동원들(103, 106,

109)은, 대표적으로, 직교 주파수 분할 다중(Orthogonal Frequency Division Multiplexing: OFDM) 신호로 구현될 수 있다. 부호 측면 직교 신호로 구현되는 경우, 직교 섭동원들(103, 106, 109)은, 대표적으로, 의사 랜덤 이진 부호(Pseudo Random Binary Sequence: PRBS) 방식의 신호로 구현될 수 있다. 이상에서 설명한 직교 섭동원들(103, 106, 109)의 구현 방식은 예시에 불과하며, 상호 직교성을 가지는 모든 신호들이 사용될 수 있음은 이 분야에서 통상의 지식을 습득한 자들에게는 자명하다.

[0048] 게다가, 전력 변환기 제어 변수 통신기(113)와 대응하는 전력 변환기들(102, 105, 108) 간의 통신 방식도 다양하게 구현될 수 있다. 예를 들면, 전력 변환기 제어 변수 통신기(113)는 전력 변환기들(102, 105, 108) 각각에 대해 독립적인 통신 채널들을 사용하는 독립 통신 방식, 하나의 통신 채널을 시분할하여 사용하는 TDM 방식, 하나의 통신 채널을 주파수 영역 분할하여 사용하는 OFDM과 같은 FDM 방식, 하나의 통신 채널을 부호 영역 분할하여 사용하는 CDMA 방식 등에 따라 통신 채널을 사용할 수 있다. 또한, 이들 통신 방식들을 혼용한 통신 방식들이 전력 변환기 제어 변수 통신기(113)와 전력 변환기들(102, 105, 108) 사이의 통신 방식으로 사용될 수 있다.

[0049] 전력 변환기 제어 변수 통신기(113)는 시스템 기동, 운용 및 유지 보수에 필요한 정보들을 대응하는 전력 변환기(102, 105, 108) 내부에 존재하는 통신기(300, 후술하는 도 5 참조)들과 교신하여 최대 전력점 추종 이외의 시스템 동작들을 수행할 수 있다.

[0050] 발전 유닛(101)과 직교 섭동원(103) 및 전력 변환기(102)는 하나의 발전기(120)를 구성한다. 발전 유닛(104)과 직교 섭동원(106) 및 전력 변환기(105)는 하나의 발전기(130)를 구성한다. 그리고, 발전 유닛(107)과 직교 섭동원(109) 및 전력 변환기(108)가 하나의 발전기(140)를 구성한다. 여기서, 각각의 발전기들(120, 130, 140)은 태양전지 셀이나, 모듈, 스트링, 또는 어레이 중 임의의 단위로 구성될 수 있다. 또한, 각각의 발전기들(120, 130, 140)은 태양전지뿐 아니라 풍력 발전기나 그 밖의 다양한 발전기들로 구성되거나, 복수의 발전 방식들이 혼합된 형태로 구성될 수 있다.

[0051] 도 4는 직렬 연결되는 전력 변환기(102, 105, 108)들을 포함하는 본 발명의 다른 실시 예에 따른 최대 출력 추적 제어기의 구조를 보여주는 블록도이다. 도 4에서 도 3과 동일한 참조 부호를 가지는 구성은 동일한 기능의 동일한 부재라 가정한다. 도 4를 참조하면, 발전 유닛들(101, 104, 107), 직교 섭동원들(103, 106, 109), 그리고 전력 변환기들(102, 105, 108)의 기능 및 구성은 도 3에 준한다.

[0052] 도 4에서 인덕터(202), 커패시터(203) 및 부하저항(204)들은 저주파 통과 여파기로서 구성된다. 즉, 인덕터(202), 커패시터(203) 및 부하저항(204)들은 도 3에서 설명된 출력 결합기(110)의 기능을 수행한다. 전력 측정기(201)는 직렬 연결된 전력 변환기들(102, 105, 108)로부터 인덕터(202)로 유입되는 전력을 측정한다.

[0053] 섭동 전력 관측기(111)는 전력 측정기(201)에 의해서 측정된 전력으로부터 섭동 전력을 추출한다. 관측된 섭동 전력을 이용하여 상호 상관기 어레이(112)는 전력 변환기들(102, 105, 108)을 제어하는 제어 변수들( $d^s$ )을 생성한다. 생성된 제어 변수들( $d^s$ )은 전력 변환기 제어 변수 통신기(113)를 통하여 각각의 전력 변환기들(102, 105, 108)로 전달된다. 제어 변수들( $d^s$ )을 참조하여, 각각의 전력 변환기들(102, 105, 108)은 발생된 전력들이 부하 저항(204)에 최대한 전달되도록 발전 유닛들(101, 104, 107)의 출력을 제어한다.

[0054] 여기서, 발전 유닛(101)과 직교 섭동원(103) 및 전력 변환기(102)는 하나의 발전기(120)를 구성한다. 발전 유닛(104)과 직교 섭동원(106) 및 전력 변환기(105)는 하나의 발전기(130)를 구성한다. 그리고, 발전 유닛(107)과 직교 섭동원(109) 및 전력 변환기(108)가 하나의 발전기(140)를 구성한다. 여기서, 각각의 발전기들(120, 130, 140)은 태양전지 셀이나, 모듈, 스트링, 또는 어레이 중 임의의 단위로 구성될 수 있다. 또한, 각각의 발전기들(120, 130, 140)은 태양전지뿐 아니라 풍력 발전기나 그 밖의 다양한 발전 유닛들로 구성되거나, 복수의 발전 방식들이 혼합된 형태로 구성될 수 있다.

[0055] 도 5는 도 4의 전력 변환기들(102, 105, 108)의 구성 및 기능을 예시적으로 보여주는 도면이다. 전력 변환기들(102, 105, 108) 각각의 구조는 동일하다. 하지만, 설명의 편의를 위해서 전력 변환기(102)의 실시 예들(102a, 102b, 102c, 102d)이 도 5 내지 도 8에서 설명될 것이다.

[0056] 도 5의 전력 변환기(102a)를 참조하면, 입력 1(310)과 입력 2 (311)는 도 4의 발전 유닛들(101, 104, 107)이 대응하는 각각의 전력 변환기들(102, 105, 108)과 연결되는 단자들이다. 전력 변환기 출력 1(312)과 전력 변환기 출력 2(313)는 전력 변환기들(102, 105, 108)을 직렬 연결하는 출력 단자들에 대응한다. 전력 변환기 제어 변수(308)는 전력 변환기 제어 변수 통신기(113)로부터 유입되는 제어 변수 신호( $d^s$ )를 입력받기 위한 단자에 대응한다. 직교 섭동 신호(308)는 직교 섭동원들(103, 106, 109)로부터 유입되는 직교 섭동 신호들을 입력받기

위한 단자에 대응한다.

- [0057] 통신기(300)는 전력 변환기 제어 변수 통신기(113)로부터 유입되는 제어 변수 신호들을 수신하여 히스테리시스 비교기(304)에 전달한다. 통신기(300)는 전력 변환기(102, 105, 108 중 어느 하나)의 시동, 운용 및 유지 보수에 필요한 정보들을 전력 변환기 제어 변수 통신기(113)와 송수신하여 획득한다. 획득한 정보를 이용하여, 통신기(300)는 시스템의 제어 및 운용·유지(Operation And Maintenance: OAM) 기능을 수행한다.
- [0058] 히스테리시스 비교기(304)는 전류 측정기(306) 및 전압 측정기(305)들 중 어느 하나로부터 제공되는 측정값을 사용한다. 즉, 히스테리시스 비교기(304)는 전류 측정기(306) 및 전압 측정기(305)들 중 배타적으로 선택되는 어느 하나의 측정값을 사용하여 동작한다. 히스테리시스 비교기(304)는 전류 측정기(306)로부터의 측정치를 사용하는 경우 전압 측정기(305)로부터의 측정값을 반드시 제공받을 필요는 없다. 그 역도 마찬가지이다.
- [0059] 히스테리시스 비교기(304)가 전류 측정기(306)의 측정치를 사용하는 경우를 예로 설명하기로 한다. 전력 변환기 제어 변수(308)와 직교 섭동 신호(309)에 의하여 히스테리시스 비교기(304)의 동작 파라미터가 결정된다. 즉, 히스테리시스 비교기(304)에 전달되는 전력 변환기 제어 변수(308)와 직교 섭동 신호(309)에 의하여 기준 전류값이 결정된다. 기준 전류값은 전력 변환기 제어 변수(308)나 직교 섭동 신호(309)의 합이나 다양한 연산을 통해서 결정될 수 있다. 히스테리시스 비교기(304)는 기준 전류값을 중간값으로 하는 두 개의 문턱 전류치(최소 문턱 전류치 및 최대 문턱 전류치)와 전류 측정기(306)로부터 제공되는 전류 측정치를 비교한다. 비교 결과에 따라, 히스테리시스 비교기(304)는 스위치들(302, 303)을 턴온(Turn on) 또는 턴오프(Turn off) 시킨다.
- [0060] 즉, 전류 측정기(306)로부터 제공되는 전류 측정치가 최대 문턱 전류치보다 큰 경우, 히스테리시스 비교기(304)는 스위치(302)를 턴오프, 스위치(303)을 턴온시킨다. 그러면, 커패시터(301)는 저주파 여파기(307)를 경유하여 제공되는 발전 유닛의 용량성 에너지를 충전한다. 역으로, 전류 측정기(306)로부터 제공되는 전류 측정치가 최소 문턱 전류치보다 작은 경우, 히스테리시스 비교기(304)는 스위치(302)를 턴온, 스위치(303)를 턴오프시킨다. 그러면, 커패시터(301)는 저장된 용량성 에너지를 전력 변환기 출력 1(312) 및 전력 변환기 출력 2(313)를 통하여 외부로 방출한다. 전류 측정기(306)로부터 제공되는 전류 측정치가 최소 문턱 전류치와 최대 문턱 전류치 사이 값인 경우, 히스테리시스 비교기(304)는 스위치들(302, 303)의 상태를 유지시킨다.
- [0061] 따라서, 발전 유닛들(101, 104, 107)로부터 전력 변환기들(102, 105, 108)로 유입되는 전류량은 히스테리시스 비교기(304)에 의하여 최소 문턱 전류치와 최대 문턱 전류치 사이 값을 유지하게 된다. 즉, 발전 유닛들(101, 104, 107)은 전력 변환기들(102, 105, 108)에 의하여 정전력원으로 동작하게 된다.
- [0062] 또한, 저주파 여파기(307)에 존재하는 인덕턴스 성분(미도시됨)에 의하여 도 5의 전력 변환기(102)는 스위치(302)에 의하여 제어되는 LCR(t) 공진 회로를 구성한다. 이 경우, 특정한 회로 값에서 전력 변환기(102)는 히스테리시스 특성을 가진다. 이에 따라, 히스테리시스 비교기(304)는 단일한 문턱 전류 값을 가질 수도 있다.
- [0063] 히스테리시스 비교기(304)가 전압 측정기(305)의 측정치를 사용하는 경우를 예로 설명하기로 한다. 전력 변환기 제어 변수(308)와 직교 섭동 신호(309)에 의하여 히스테리시스 비교기(304)의 동작 파라미터가 결정된다. 즉, 히스테리시스 비교기(304)에 전달되는 전력 변환기 제어 변수(308)와 직교 섭동 신호(309)에 의하여 기준 전압치가 결정된다. 히스테리시스 비교기(304)는 기준 전압치를 중간값으로 하는 두 개의 문턱 전압치(최소 문턱 전압치 및 최대 문턱 전압치)와 전압 측정기(305)로부터 제공되는 전압 측정치를 비교한다. 비교 결과에 따라, 히스테리시스 비교기(304)는 스위치들(302, 303)을 턴온(Turn on) 또는 턴오프(Turn off) 시킨다.
- [0064] 전압 측정기(305)로부터 제공되는 전압 측정치가 최대 문턱 전압치보다 큰 경우, 히스테리시스 비교기(304)는 스위치(302)를 턴온, 스위치(303)를 턴오프시킨다. 역으로, 전압 측정기(305)로부터 제공되는 전압 측정치가 최소 문턱 전압치보다 작은 경우, 히스테리시스 비교기(304)는 스위치(302)를 턴오프, 스위치(303)를 턴온시킨다. 전압 측정기(305)로부터 제공되는 전압 측정치가 최소 문턱 전압치와 최대 문턱 전압치 사이 값인 경우, 히스테리시스 비교기(304)는 스위치들(302, 303)의 상태를 이전 상태로 유지시킨다.
- [0065] 이에 따라 발전 유닛들(101, 104, 107)의 출력단 및 커패시터(301)의 전압은 히스테리시스 비교기(304)의 최소 문턱 전압치와 최대 문턱 전압치 사이 값으로 유지된다. 즉, 발전 유닛들(101, 104, 107)은 전력 변환기(102, 105, 108)에 의하여 정전력원으로 동작하게 된다.
- [0066] 저주파 여파기(307)에 존재하는 인덕턴스 성분(미도시됨)에 의하여 도 5의 전력 변환기(102)는 스위치(302)에 의하여 제어되는 LCR(t) 공진 회로의 기능을 포함하게 된다. 이 경우, 특정한 회로 값에서 전력 변환기(102)는 히스테리시스 동작을 수행한다. 히스테리시스 비교기(304)는 단일한 문턱 전압치를 가질 수도 있다. 그리고 저주파 여파기(307)는 스위치들(302, 303)에 의하여 발생하는 스위칭 잡음이 발전 유닛(미도시됨)에 전달되는 것

을 방지한다. 따라서, 저주파 여파기(307)는 가능한 최대 출력점 근처에서 발전 유닛의 출력이 유지되도록 한다.

- [0067] 전류 측정기(306) 및 전압 측정기(305)에 의한 전류 또는 전압의 측정점은 저주파 여파기(307) 내부에 있을 수 있다. 그러나 이 경우는 측정값이 저주파 여파기(307) 내부의 회로들에 의하여 위상 변화되는 것을 보정할 수 있어야 한다.
- [0068] 결론적으로, 도 5의 본 발명의 일 실시 예에 따른 전력 변환기(102a)는 전압 혹은 전류에 의하여 히스테리시스 방식으로 제어되며, 제어 변수를 제공할 수 있는 통신기(300) 기능을 포함하는 벅 컨버터(Buck converter)로 구성될 수 있다. 도 5의 전력 변환기(102a)를 구성하기 위해서는 전류 센서 혹은 전압 센서가 필요하다. 따라서, 도 5의 전력 변환기(102a)를 구현하기 위해서는 상대적으로 많은 비용이 소요될 것이 예상된다. 반면에, 출력 전류 혹은 출력 전압 값을 실측하여 제어함으로 발전 유닛이 언제나 안정적인 정전력원으로 동작하게 할 수 있다.
- [0069] 도 6은 도 4의 전력 변환기(102, 105, 108)들의 기능을 다르게 구현한 실시 예를 보여주는 블록도이다. 따라서, 도 5의 전력 변환기(102a)와 도 6의 전력 변환기(102b)에서 입출력 단자들은 동일하다. 또한, 도 5의 전력 변환기(102a)와 도 6의 전력 변환기(102b)들 각각의 저주파 여파기(307), 커패시터(301), 스위치들(302, 303)의 역할들도 동일하다.
- [0070] 통신기(300)는 전력 변환기 제어 변수 통신기(113)로부터 유입되는 제어 변수 신호들을 수신하여 스위칭 파형 발생기(401)에 전달한다. 통신기(300)는 전력 변환기(102b)의 시동, 운용 및 유지 보수에 필요한 정보들을 전력 변환기 제어 변수 통신기(113)와 송수신하여 획득한다. 획득한 정보를 이용하여, 통신기(300)는 시스템의 제어 및 운용·유지(Operation And Maintenance: OAM) 기능을 수행한다.
- [0071] 스위칭 파형 발생기(401)는 미리 정해진 주파수 및 진폭의 톱니파를 생성하는 톱니파 발생기(미도시됨)를 포함한다. 스위칭 파형 발생기(401)는 전력 변환기 제어 변수(308)와 직교 섭동 신호(309)로부터 상술한 톱니파와 비교될 기준값을 생성한다. 기준값과 톱니파와의 실시간 비교의 결과에 따라, 스위칭 파형 발생기(401)는 스위치들(302, 303)을 제어하기 위한 스위치 제어 신호를 생성한다.
- [0072] 예를 들면, 기준값이 톱니파의 레벨보다 클 경우 스위칭 파형 발생기(401)는 스위치(302)를 턴온시키고, 스위치(303)를 턴오프시킨다. 기준값이 톱니파의 레벨보다 작을 경우, 스위칭 파형 발생기(401)는 스위치(302)를 턴오프시키고, 스위치(303)를 턴온시킨다. 즉, 전력 변환기 제어 변수(308)의 값이 큰 경우에는 높은 듀티비(Duty ratio)를 제공하는 스위치 제어 신호를 생성하여 스위치들(302, 303)을 제어한다. 예컨대, 도 6의 전력 변환기(102b)는 듀티비(Duty ratio)에 의하여 제어되며, 제어 변수를 송수신할 수 있는 통신기(300)의 기능을 포함하는 벅 컨버터(Buck converter)로 구성될 수 있다. 도 6의 전력 변환기(102b)는 앞서 설명된 도 5의 전력 변환기(102a)에 비하여 전압 혹은 전류 센서가 필요 없다. 따라서, 도 6의 전력 변환기(102b)는 상대적으로 저가로 구현할 수 있다.
- [0073] 도 7은 도 4의 전력 변환기들(102, 105, 108)의 또 다른 예시를 보여주는 블록도이다. 따라서, 도 5의 전력 변환기(102a)와 도 7의 전력 변환기(102c)의 입출력 단자들은 기본적으로 동일하다.
- [0074] 통신기(300)는 전력 변환기 제어 변수 통신기(113)로부터 유입되는 제어 변수 신호들을 수신하여 히스테리시스 비교기(407)에 전달한다. 통신기(300)는 전력 변환기(102c)의 시동, 운용 및 유지 보수에 필요한 정보들을 전력 변환기 제어 변수 통신기(113)와 송수신하여 획득한다. 획득한 정보를 이용하여, 통신기(300)는 시스템의 제어 및 운용·유지(Operation And Maintenance: OAM) 기능을 수행한다.
- [0075] 히스테리시스 비교기(407)는 전류 측정기(405) 및 전압 측정기(406)들 중 어느 하나로부터 제공되는 측정값을 사용한다. 즉, 히스테리시스 비교기(407)는 전류 측정기(405) 및 전압 측정기(406)들 중 배타적으로 선택되는 어느 하나의 측정값을 사용하여 동작한다. 히스테리시스 비교기(407)는 전류 측정기(405)로부터의 측정치를 사용하는 경우, 전압 측정기(406)로부터의 측정값을 반드시 제공받을 필요는 없다. 그 역도 마찬가지이다.
- [0076] 히스테리시스 비교기(407)가 전류 측정기(405)의 측정치를 사용하는 경우를 예로 설명하기로 한다. 전력 변환기 제어 변수(308)와 직교 섭동 신호(309)에 의하여 히스테리시스 비교기(407)의 동작 파라미터가 결정된다. 즉, 히스테리시스 비교기(407)에 전달되는 전력 변환기 제어 변수(308)와 직교 섭동 신호(309)에 의하여 기준 전류값이 결정된다. 히스테리시스 비교기(407)는 기준 전류값을 중간값으로 하는 두 개의 문턱 전류치(최소 문턱 전류치 및 최대 문턱 전류치)와 전류 측정기(405)로부터 제공되는 인덕터(404)의 전류값을 비교한다. 비교 결과에

따라, 히스테리시스 비교기(407)는 스위치들(402, 403)을 턴온(Turn on) 또는 턴오프(Turn off) 시킨다.

- [0077] 즉, 전류 측정기(405)로부터 제공되는 전류 측정치가 최대 문턱 전류치보다 큰 경우, 히스테리시스 비교기(407)는 스위치(402)를 턴오프, 스위치(403)를 턴온시킨다. 그러면, 인덕터(404)에 저장된 유도성 에너지는 커패시터(401)로 이동한다. 역으로, 전류 측정기(405)로부터 제공되는 전류 측정치가 최소 문턱 전류치보다 작은 경우, 히스테리시스 비교기(407)는 스위치(402)를 턴온, 스위치(403)를 턴오프시킨다. 이에 따라 인덕터(404)에는 유도성 에너지가 재충전되고, 커패시터(401)는 전력 변환기 출력들(312, 313)을 통하여 전력 변환기의 외부로 에너지를 방출하게 된다.
- [0078] 전류 측정기(405)로부터 제공되는 전류 측정치가 최소 문턱 전류치와 최대 문턱 전류치 사이값인 경우, 히스테리시스 비교기(407)는 스위치들(402, 403)의 상태를 유지시킨다. 따라서, 발전 유닛들(101, 104, 107)로부터 전력 변환기들(102, 105, 108)로 유입되는 전류량은 히스테리시스 비교기(407)에 의하여 최소 문턱 전류치와 최대 문턱 전류치 사이 값을 유지하게 된다. 즉, 발전 유닛들은 전력 변환기(102c)에 의하여 정전력원으로 동작하게 된다.
- [0079] 저주파 여파기(307)에 존재하는 인덕턴스 성분에 의하여 도 7 전력 변환기(102c)는 스위치(402)에 의하여 제어되는 LCR(t) 시변 공진 회로를 구성하게 된다. 이러한 경우, 특정한 회로 값에서 전력 변환기(102c)는 히스테리시스 동작을 수행한다. 이러한 경우 히스테리시스 비교기(407)는 단일한 문턱 전류 값을 가질 수 있다.
- [0080] 히스테리시스 비교기(407)가 전압 측정기(406)의 측정치를 사용하는 경우를 예로 설명하기로 한다. 전력 변환기 제어 변수(308)와 직교 섭동 신호(309)에 의하여 히스테리시스 비교기(407)의 동작 파라미터가 결정된다. 즉, 히스테리시스 비교기(407)에 전달되는 전력 변환기 제어 변수(308)와 직교 섭동 신호(309)에 의하여 기준 전압 값이 결정된다. 히스테리시스 비교기(407)는 기준 전압값을 중간값으로 하는 두 개의 문턱 전압치(최소 문턱 전압치 및 최대 문턱 전압치)와 전압 측정기(406)로부터 제공되는 커패시터(401)의 양단 전압값을 비교한다. 비교 결과에 따라, 히스테리시스 비교기(407)는 스위치들(402, 403)을 턴온(Turn on) 또는 턴오프(Turn off) 시킨다.
- [0081] 즉, 전압 측정기(406)로부터 제공되는 전압 측정치가 최대 문턱 전압치보다 큰 경우, 히스테리시스 비교기(407)는 스위치(402)를 턴온, 스위치(403)를 턴오프시킨다. 이에 따라 인덕터(404)에 유도성 에너지가 충전되고, 커패시터(401)는 전력 변환기 출력들(312, 313)을 통하여 전력 변환기의 외부로 에너지를 방출하게 된다. 역으로, 전압 측정기(406)로부터 제공되는 전압 측정치가 최소 문턱 전압치보다 작은 경우, 히스테리시스 비교기(407)는 스위치(402)를 턴오프, 스위치(403)를 턴온시킨다. 그러면, 인덕터(404)에 저장된 유도성 에너지는 커패시터(401)로 이동한다. 전압 측정기(406)로부터 제공되는 전압 측정치가 최소 문턱 전압치와 최대 문턱 전압치의 사이값인 경우, 히스테리시스 비교기(407)는 스위치들(402, 403)의 상태를 이전 상태로 유지시킨다.
- [0082] 이상의 동작에 따라, 발전 유닛(101)로부터 출력단과 커패시터(401) 양단의 전압은 히스테리시스 비교기(407)에 의하여 최소 문턱 전압치와 최대 문턱 전압치 사이값을 유지하게 된다. 즉, 발전 유닛(101)은 전력 변환기(102c)에 의하여 정전력원으로 동작하게 된다.
- [0083] 저주파 여파기(307)에 존재하는 인덕턴스 성분에 의하여 도 7의 전력 변환기(102a)는 스위치(402)에 의하여 제어되는 LCR(t) 시변 공진 회로를 구성하게 된다. 이러한 경우, 특정한 회로 값에서 전력 변환기(102c)는 히스테리시스 동작을 수행한다. 이러한 경우 히스테리시스 비교기(407)는 단일한 문턱 전압 값을 가질 수 있다.
- [0084] 저주파 여파기(307)는 스위치들(402, 403)에 의하여 발생하는 스위칭 잡음이 발전 유닛에 전달되는 것을 방지한다. 따라서, 저주파 여파기(307)에 의하여 최대한 최대 출력점 근처에서 발전 유닛(101)이 동작하도록 전력 변환기(102c)를 유도한다.
- [0085] 전류 측정기(405) 및 전압 측정기(406)에 의한 전류 또는 전압의 측정점은 저주파 여파기(307) 내부에 있을 수 있다. 그러나 이 경우에도 측정값이 저주파 여파기(307) 내부의 회로들에 의하여 위상이 변화되는 것을 보정할 수 있어야 한다.
- [0086] 결론적으로, 도 7의 본 발명의 실시 예에 따른 전력 변환기(102c)는 전압 혹은 전류에 의하여 히스테리시스 방식으로 제어되며, 제어 변수를 제공할 수 있는 통신기(300) 기능을 포함하는 쿡 컨버터(Cuk converter)로 구성될 수 있다.
- [0087] 도 7의 전력 변환기(102c)를 구성하기 위해서는 전류 센서 혹은 전압 센서가 필요하다. 따라서, 도 7의 전력 변환기(102c)의 구현에는 상대적으로 많은 비용이 소요될 것이 예상된다. 반면에, 발전 유닛(101)에서 출력되는 전류 혹은 전압 값을 실측 제어하여 언제나 발전 유닛(101)을 안정적인 정전력원으로 유지할 수 있다는 장점이

있다.

- [0088] 도 8은 도 4의 전력 변환기(102, 105, 108)들 중 어느 하나에 대한 또 다른 실시 예 보여주는 블록도이다. 따라서, 도 5의 전력 변환기(102a)와 도 8의 전력 변환기(102d)에서 입출력 단자들은 동일하다.
- [0089] 통신기(300)는 전력 변환기 제어 변수 통신기(113)로부터 유입되는 제어 변수 신호들을 수신하여 스위칭 파형 발생기(401)에 전달한다. 통신기(300)는 전력 변환기(102)의 시동, 운용 및 유지 보수에 필요한 정보들을 전력 변환기 제어 변수 통신기(113)와 송수신하여 획득한다. 획득한 정보를 이용하여, 통신기(300)는 시스템의 제어 및 운용·유지(Operation And Maintenance: OAM) 기능을 수행한다.
- [0090] 스위칭 파형 발생기(401)는 미리 정해진 주파수 및 진폭의 톱니파를 생성하는 톱니파 발생기(미도시됨)를 포함한다. 스위칭 파형 발생기(401)는 전력 변환기 제어 변수(308)와 직교 섭동 신호(309)로부터 상술한 톱니파와 비교될 기준값을 생성한다. 기준값과 톱니파와의 실시간 비교 결과에 따라, 스위칭 파형 발생기(401)는 스위치들(402, 403)을 제어하기 위한 스위치 제어 신호를 생성한다.
- [0091] 예를 들면, 기준값이 톱니파의 레벨보다 클 경우 스위칭 파형 발생기(401)는 스위치(402)를 턴온시키고, 스위치(403)를 턴오프시킨다. 기준값이 톱니파의 레벨보다 작을 경우, 스위칭 파형 발생기(401)는 스위치(402)를 턴오프시키고, 스위치(403)를 턴온시킨다. 즉, 전력 변환기 제어 변수(308)의 값이 큰 경우에는 높은 듀티비(Duty ratio)를 제공하는 스위치 제어 신호를 생성하여 스위치들(402, 403)을 제어한다. 예컨대, 도 8의 전력 변환기(102d)는 듀티비(Duty ratio)에 의하여 제어되며, 제어 변수를 송수신할 수 있는 통신기(300)의 기능을 포함하는 쿡 컨버터(Cuk converter)로 구성될 수 있다. 도 8의 전력 변환기(102d)는 앞서 설명된 도 7의 전력 변환기(102c)에 비하여 전압 혹은 전류 센서가 필요 없다. 따라서, 도 8의 전력 변환기(102d)는 상대적으로 저가로 구현할 수 있다.
- [0092] 이상의 도 5 내지 도 8에서는 전력 변환기의 실시 예들이 예시적으로 설명되었다. 또한, 이러한 전력 변환기들은 벡 컨버터(Buck converter), 쿡 컨버터(Cuk converter), 부스트 컨버터(Boost converter), 벡-부스트 컨버터(Buck-Boost converter) 그리고 세픽 컨버터(Sepic converter)들 중 적어도 하나 이상의 회로 방식에 따라 구성되는 직류-직류 컨버터(DC-DC converter)로 구성될 수 있다.
- [0093] 도 9는 도 5의 전압 제어형 벡 컨버터(Buck converter)를 전력 변환기로 사용하는 최적 출력 제어 시스템(도 4에 도시)의 시뮬레이션 결과를 보여준다. 시뮬레이션에서 사용된 회로 정수들로는 1.35 mH의 인덕터(202, 도 4 참조), 100 uF의 부하 커패시터(203, 도 4 참조), 0.02 Ohm의 부하 저항(204, 도 4 참조), 그리고, 전력 변환기(102, 도 5참조)의 300 uF의 충전 커패시터(301)를 가정하였다. 더불어, 저주파 여파기(307, 도 5 참조)는 1 uF의 태양전지 기생 커패시터와 10 uH 인덕터로 구성하였다. 직교 섭동원으로는 4 개의 초기값이 다른 PRBS 신호들을 사용하였으며, 상호 상관(Cross-correlation)의 적분항은 -1 및 +1 값에서 포화되도록 하였다. 상호 상관기(Cross-correlator)의 이득은 25이며, 10 MHz에서 동작하는 이산 적분기를 사용하였다. 4개의 발전 유닛들이 전력 변환기를 통하여 직렬 연결되었고, 각각의 발전 유닛은 시간 벡터 [0 1.0 1.11 1.77]초 주기로, 태양광 유기 전류들이 각각 [5 5 10 10], [10 10 5 5], [22 22 35 35 ], [20 20 30 30] Ampere로 톱니 파형 혹은 계단 파형으로 변화하는 조건을 가정하였다. 각각의 태양전지는 3 개 셀들이 직렬 연결되어 있으며, 단위 셀의 포화 전류는 7e-12 Ampere 로 설정하였다. 도 9는 1.675초에서 2.05초 사이에 동작 상황을 도시하고 있다.
- [0094] 파형도 (a)에서 파형(501)은 부하 저항에 출력되는 충전력을 나타낸다. 파형(501)에 따르면, 부하 저항(204, 도 4 참조)에 출력되는 충전력은 1.77초를 기준하여 현저한 차이를 보인다. 즉, 충전력은 1.77초 이전에는 127.45 watt의 최대 전력으로 출력되고 1.77 초에 스텝 다운되어 89.225 watt로 저감된다. 최종 최대 전력의 99%로 제어되는 데 걸리는 시간은 약 70 msec이다. 또한, 충전력은 약 11 msec 이내에 92%의 전력치로 제어된다. 이러한 본 발명의 성능은 알려진 최고 성능보다 우수한 성능을 보인다. 참고문헌8에 예시된 결과는 약 90% 안정화 소요 시간이 20 msec이다.(참고문헌8: Jonathan W. Kimball and Philip T Krein, "Discrete-Time Ripple Correlation Control for Maximum Power Point Tracking," IEEE, Tran. on Power Electronics, Vol-23, No-5, page 2353-2362, Sept. 2008)
- [0095] 파형도 (b) 및 파형도 (c)는 상호 상관기(Cross-correlator)의 적분항 파형(511, 521)과 직교 섭동 신호(512, 522)들을 도시하고 있다. 태양전지의 출력이 스텝 형태로 변화하는 경우 적분항의 과도 현상이 발생함을 보여준다.
- [0096] 파형도 (d)는 4개의 전력 변환기 제어 변수 신호들(531, 532, 533, 534)을 각각 도시하고 있다. 파형(533)은 첫째 전력 변환기, 파형(534)은 둘째, 파형(532)은 셋째, 파형(531)은 넷째 전력 변환기 제어 변수 신호들을 나타

내고 있다. 1.77 초에 발생한 스텝의 변화들에 따라 제어 변수들이 약 1.9초 시점이 경과하기 전에 완전히 안정화됨을 보여주고 있다. 또한, 전력이 작은 태양전지를 제어하는 제어 변수들이 상대적으로 느리게 최종 상태로 수렴되는 현상을 보인다. 이는 유사 직교 신호를 사용하여 상대적으로 낮은 직교 전력을 가지는 저전력 태양전지의 상호 상관기(Cross-correlator)가 보다 상호 상관(Cross-correlation) 연산의 잔류치 영향을 더 받음을 의미한다.

- [0097] 도 10은 첫째 태양전지의 최대 출력점 부근에서의 동작을 상세하게 보여주는 파형도들이다.
- [0098] 파형도 (a)에서의 파형은 첫째 태양전지의 출력 전력을 나타낸다. 출력 파형은 0.58~0.62 sec사이에서 최대 전력점으로 동작하고 있음을 보여주고 있다. 최대 전력점을 전후하여 섭동 전력 파형의 위상의 반전이 발생함을 볼 수 있다. 즉, 파형도 (a)에 도시된 출력 전력에서 섭동 전력 성분에 해당하는 파형은 섭동원 파형을 도시한 파형도 (b)를 살펴보면 위상의 반전이 존재함을 관찰할 수 있다.
- [0099] 그리고 파형도 (a)를 살펴보면, 첫째 태양전지의 안정 동작점은 최대 전력 출력점(8.962 Watt)보다 0.03 Watt 작은 곳에 수립됨을 알 수 있다. 이는 섭동 전력 수집 채널 및 유사 직교 신호에 의한 상호 상관(Cross-correlation)의 왜곡에 기인한다.
- [0100] 이상의 시뮬레이션 결과를 통하여 본 발명은 다양한 특성의 다중 발전 유닛을 에너지 손실없이 직렬 연결할 수 있음이 확인되었다. 그리고, 본 발명에 따른 복수의 발전 유닛들에 대한 발전 유닛 최적 출력 시스템은 빠르고 정확하게 최대 전력점을 추적 제어할 수 있음이 설명되었다.
- [0101] 한편, 본 발명의 상세한 설명에서는 구체적인 실시 예에 관하여 설명하였으나, 본 발명의 범위에서 벗어나지 않는 한도 내에서 여러 가지로 변형할 수 있다. 그러므로 본 발명의 범위는 상술한 실시 예에 국한되어 정해져서는 안되며 후술하는 특허청구범위뿐만 아니라 이 발명의 특허청구범위와 균등한 것들에 의해 정해져야 한다.

**도면의 간단한 설명**

- [0102] 도 1은 공개된 태양 전지의 성능을 보여주는 표이다.
- [0103] 도 2는 공개된 최대 전력점 추종(MPPT) 기술의 비교표이다.
- [0104] 도 3은 본 발명의 실시 예에 따른 직교 섭동을 이용한 복수 발전기들로부터 최적 출력을 도출하도록 제어하는 방법이 적용된 시스템을 보여준다.
- [0105] 도 4는 본 발명의 실시 예에 따른 직교 섭동을 이용한 복수 발전기들이 직렬 연결된 최적 출력 제어 방법이 적용된 시스템을 보여준다.
- [0106] 도 5는 도 4의 전력 변환기를 전압 또는 전류 센싱 방식을 적용한 벡 컨버터(Buck converter)로 구성된 실시 예를 보여주는 회로도이다.
- [0107] 도 6은 도 4의 전력 변환기를 듀티비(Duty-ratio) 제어 방식의 벡 컨버터(Buck converter)로 구성된 실시 예를 보여주는 회로도이다.
- [0108] 도 7은 도 4의 전력 변환기를 전압 혹은 전류 센싱 방식을 적용한 쿡 컨버터(Cuk converter)로 구성된 실시 예를 보여주는 회로도이다.
- [0109] 도 8은 도 4의 듀티비(Duty-ratio) 제어 방식의 쿡 컨버터(Cuk converter)로 구성된 실시 예를 보여주는 회로도이다.
- [0110] 도 9는 본 발명의 실시 예에 따른 전력 변환기의 동작 시뮬레이션 결과를 보여주는 파형도이다.
- [0111] 도 10은 본 발명 실시 예에서 최대 전력 출력점 부근의 파형을 보여주는 파형도이다.

도면

도면1

Confirmed terrestrial cell and submodule efficiencies measured under the gloval AM1.5 spectrum(1000W/m<sup>2</sup>) at 25°C

Classification*	Effic.†(%)	Area‡(cm <sup>2</sup> )	V <sub>oc</sub> (V)	J <sub>sc</sub> (mA/cm <sup>2</sup> )	FF§(%)	Test centre <sup>  </sup> (and date)	Description
Silicon							
Si (crystalline)	24.7±0.5	4.00(da)	0.706	42.2	82.8	Sandia(3/99)	UNSW PERL <sup>10</sup>
Si (multicrystalline <sup>†</sup> )	20.3±0.5	1.002(ap)	0.644	37.7	80.9	NREL(5/04)	FhG-ISE <sup>11</sup>
Si (thin-film transfer)	16.6±0.4	4.017(ap)	0.645	32.8	78.2	FhG-ISE(7/01)	U. Stuttgart(45µm thick) <sup>12</sup>
Si (thin-film submodule)	10.4±0.3	94.0(ap)	0.492 <sup>¶</sup>	29.5 <sup>¶</sup>	72.1	FhG-ISE(8/07)	CSG Solar (1-2µm on glass; 20 cells) <sup>13</sup>
III-V cells							
GaAs (crystalline)	25.9±0.8	0.998(ap)	1.038	29.4	84.7	FhG-ISE(12/07)	Radbound U. Nijmegen <sup>5</sup>
GaAs (thin film)	24.5±0.5	1.002(t)	1.029	28.8	82.5	FhG-ISE(5/05)	Radbound U. Nijmegen <sup>5</sup>
GaAs (multicrystalline)	18.2±0.5	4.001(t)	0.994	23.0	79.7	NREL(11/95)	RTI, Ge substrate <sup>14</sup>
InP (crystalline)	21.9±0.7	4.02(t)	0.878	29.3	85.4	NREL(4/90)	Spire, epitaxial <sup>15</sup>
Thin-film chalcogenide							
CIGS (cell)	19.2±0.6	0.994(ap)	0.716	33.3	80.3	NREL(1/08)	NREL, CIGS on glass <sup>6</sup>
CIGS (submodule)	16.6±0.4	16.0(ap)	0.661 <sup>¶</sup>	33.4 <sup>¶</sup>	75.1	FhG-ISE(3/00)	U. Uppsala, four serial cells <sup>16</sup>
CdTe (cell)	16.5±0.5	1.032(ap)	0.845	25.9	75.5	NREL(9/01)	NREL, mesa on glass <sup>17</sup>
Amorphous/nanocrystalline Si							
Si (amorphous)**	9.5±0.3	1.070(ap)	0.859	17.5	63.0	NREL(4/03)	U. Neuchatel <sup>18</sup>
Si (nanocrystalline)	10.1±0.2	1.199(ap)	0.539	24.4	76.6	JQA(12/97)	Kaneka(2 m on glass) <sup>19</sup>
Photochemical							
Dye sensitised <sup>††</sup>	10.4±0.3	1.004(ap)	0.729	21.8	65.2	AIST(8/05)	Sharp <sup>20</sup>
Dye sensitised(submodule) <sup>††</sup>	8.2±0.3	25.45(ap)	0.703 <sup>¶</sup>	19.0 <sup>¶</sup>	61.2	AIST(12/07)	Sharp, nine serial cells <sup>7</sup>
Dye sensitised(submodule) <sup>††</sup>	8.2±0.3	18.50(ap)	0.659 <sup>¶</sup>	19.8 <sup>¶</sup>	62.9	AIST(6/08)	Sony, eight serial cells <sup>8</sup>
Organic							
Organic polymer <sup>††</sup>	5.15±0.3	1.021(ap)	0.876	9.40	62.5	NREL(12/06)	Konarka <sup>21</sup>
Organic (Submodule) <sup>††</sup>	1.1±0.3	232.8(ap)	29.3	0.072	51.2	NREL(3/08)	Plextronics(P3HT/PCBM) <sup>9</sup>
Multijunction devices							
GaInP/GaAs/Ge	32.0±1.5	3.989(t)	2.622	14.37	85.0	NREL(1/3)	Spectrolab(monolithic)
GaInP/GaAs	30.3	4.0(t)	2.488	14.22	85.6	JQA(4/96)	Japan Energy(monolithic) <sup>22</sup>
GaAs/CIS (thin film)	25.8±1.3	4.00(t)	-	-	-	NREL(11/89)	Kopin/Boeing(4-terminal) <sup>23</sup>
a-Si/µc-Si (thin submodule) <sup>††</sup>	11.7±0.4	14.23(ap)	5.462	2.99	71.3	AIST(9/04)	Kaneka(thin film) <sup>24</sup>

\*CIGS, CuInGaSe<sub>2</sub>; a-Si, amorphous silicon/hydrogen alloy

†Effic., efficiency.

‡(ap), aperture area; (t), total area; (da), designated illumination area.

§FF, fill factor.

<sup>||</sup>FhG-ISE, Fraunhofer Institut für Solare Energiesysteme; JQA, Japan Quality Assurance; AIST, Japanese National Institute of Advanced Industrial Science and Technology

\*Reported on a 'per cell' basis

<sup>¶</sup>Not measured at an external laboratory

<sup>††</sup>Stabilised by 800h, 1 sun AM1.5 illumination at a cell temperature of 50°C.

<sup>‡</sup>Stability not investigated.

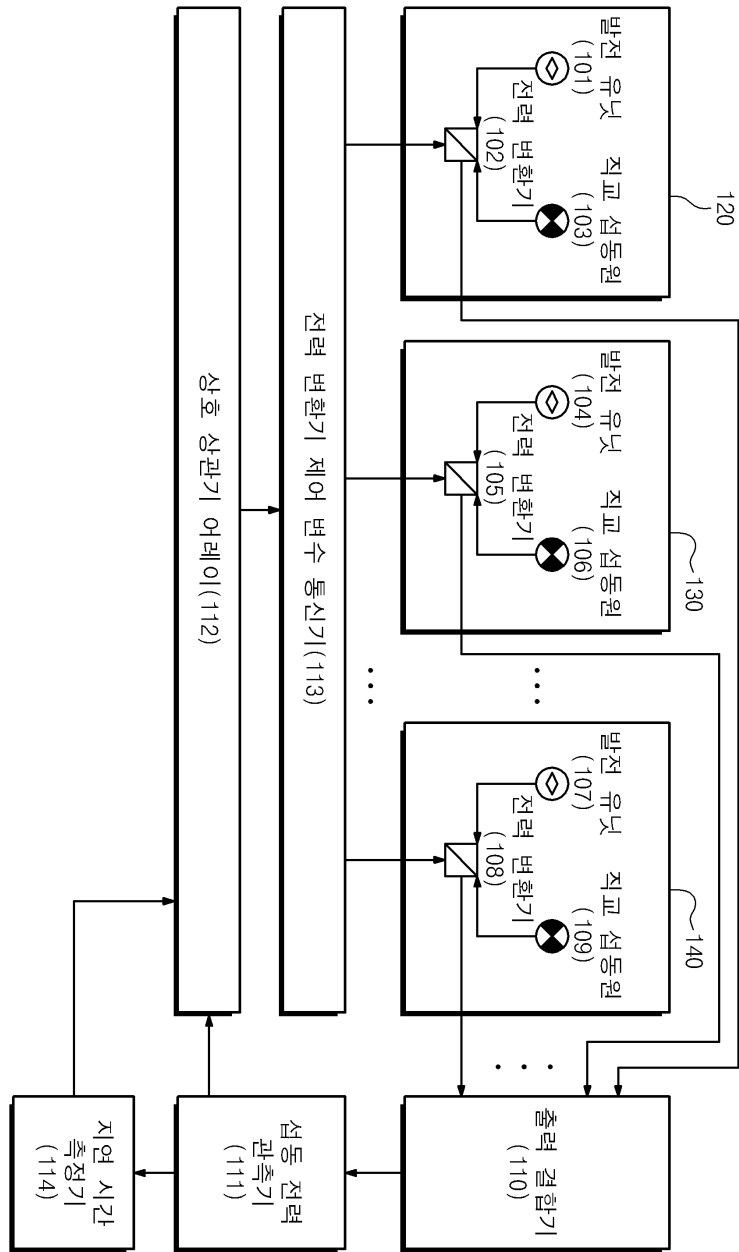
<sup>#</sup>Stability by 174h, 1 sun illumination after 20h, 5 sun illumination at a sample temperature of 50°C.



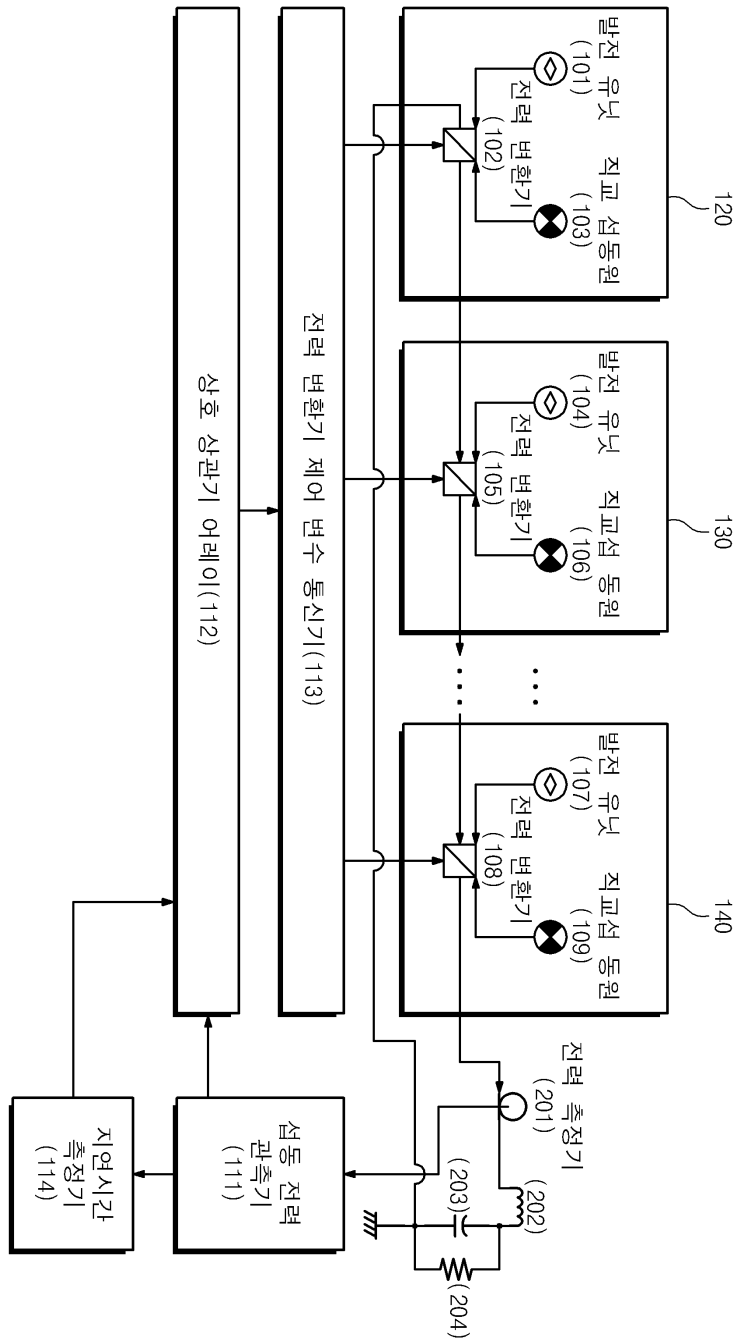
Major characteristics of MPPT techniques

MPPT Technique	PV Array Dependent?	True MPPT?	Analog or Digital?	Periodic Tuning?	Convergence Speed	Implementation Complexity	Sensed Parameters
Hill-climbing/P&O	No	Yes	Both	No	Varies	Low	Voltage, Current
InCond	No	Yes	Digital	No	Varies	Medium	Voltage, Current
fractional Voc	Yes	No	Both	Yes	Medium	Low	Voltage
fractional Isc	Yes	No	Both	Yes	Medium	Medium	Current
Fuzzy Logic Control	Yes	Yes	Digital	Yes	Fast	High	Varies
Neural Network	Yes	Yes	Digital	Yes	Fast	High	Varies
RCC	No	Yes	Analog	No	Fast	Low	Voltage, Current
Current Sweep	Yes	Yes	Digital	Yes	Slow	High	Voltage, Current
DC Link Capacitor Droop Control	No	No	Both	No	Medium	Low	Voltage
Load I or V Maximization	No	No	Analog	No	Fast	Low	Voltage, Current
dP/dV or dP/dI Feedback Control	No	Yes	Digital	No	Fast	Medium	Voltage, Current
Array Reconfiguration	Yes	No	Digital	Yes	Slow	High	Voltage, Current
Linear Current Control	Yes	No	Digital	Yes	Fast	Medium	Irradiance
$I_{MPP}$ & $V_{MPP}$ Computation	Yes	Yes	Digital	Yes	N/A	Medium	Irradiance, Temperature
State-based MPPT	Yes	Yes	Both	Yes	Fast	High	Voltage, Current
OCC MPPT	Yes	No	Both	Yes	Fast	Medium	Current
BFV	Yes	No	Both	Yes	N/A	Low	None
LRCM	Yes	No	Digital	No	N/A	High	Voltage, Current
Slide Control	No	Yes	Digital	No	Fast	Medium	Voltage, Current

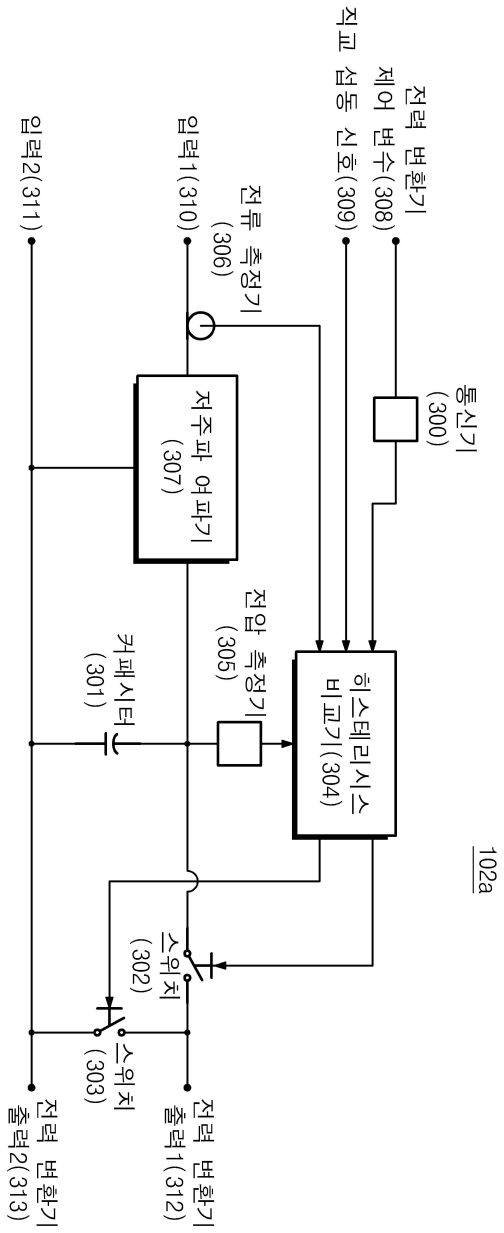
도면3



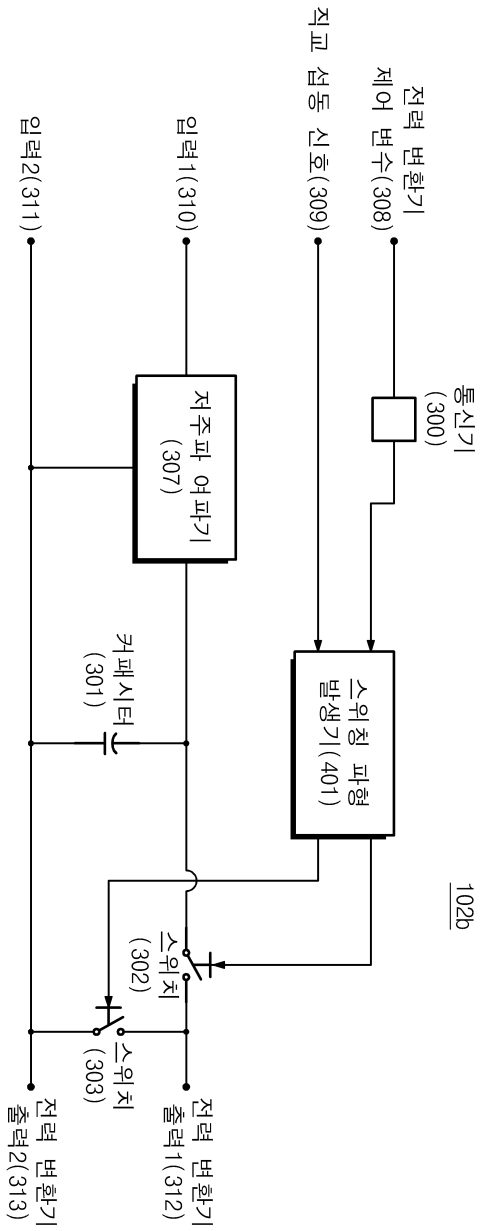
도면4



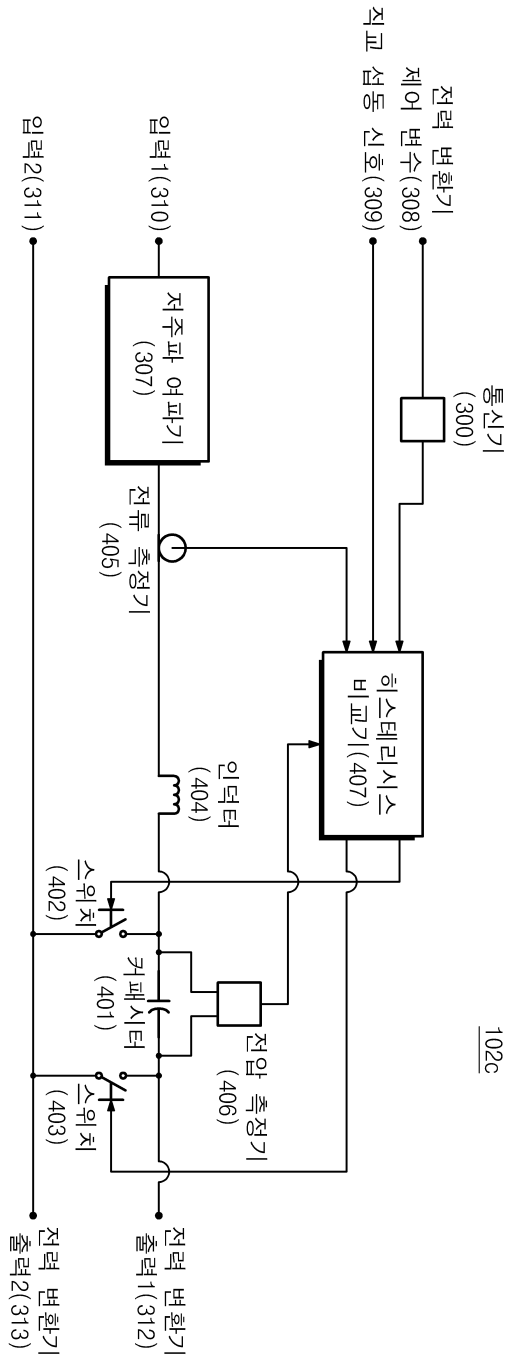
도면5



도면6

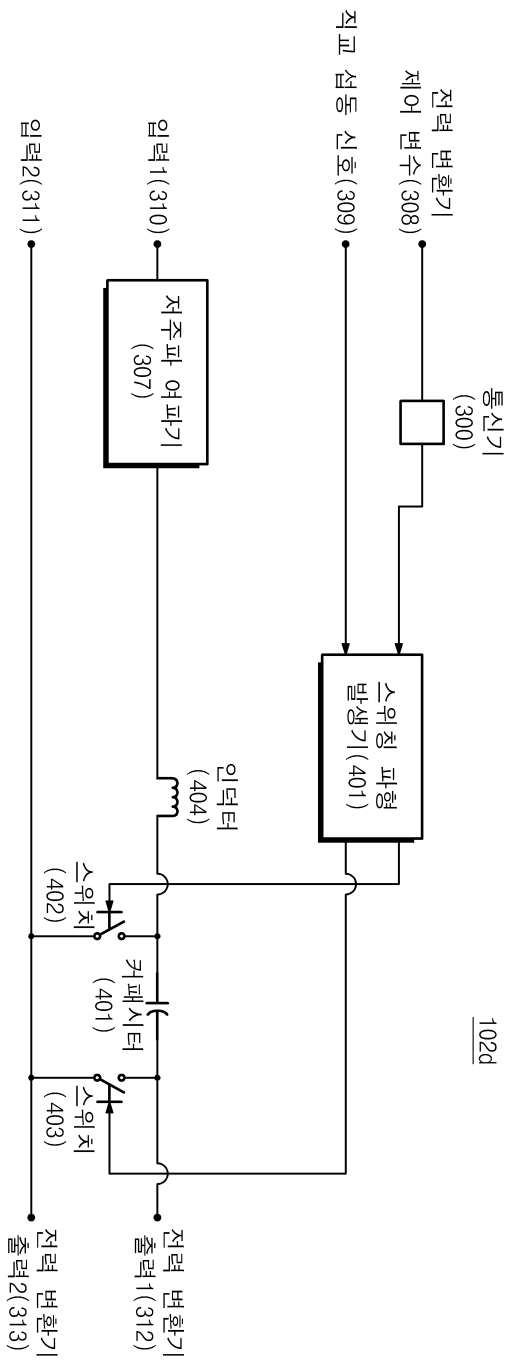


도면7

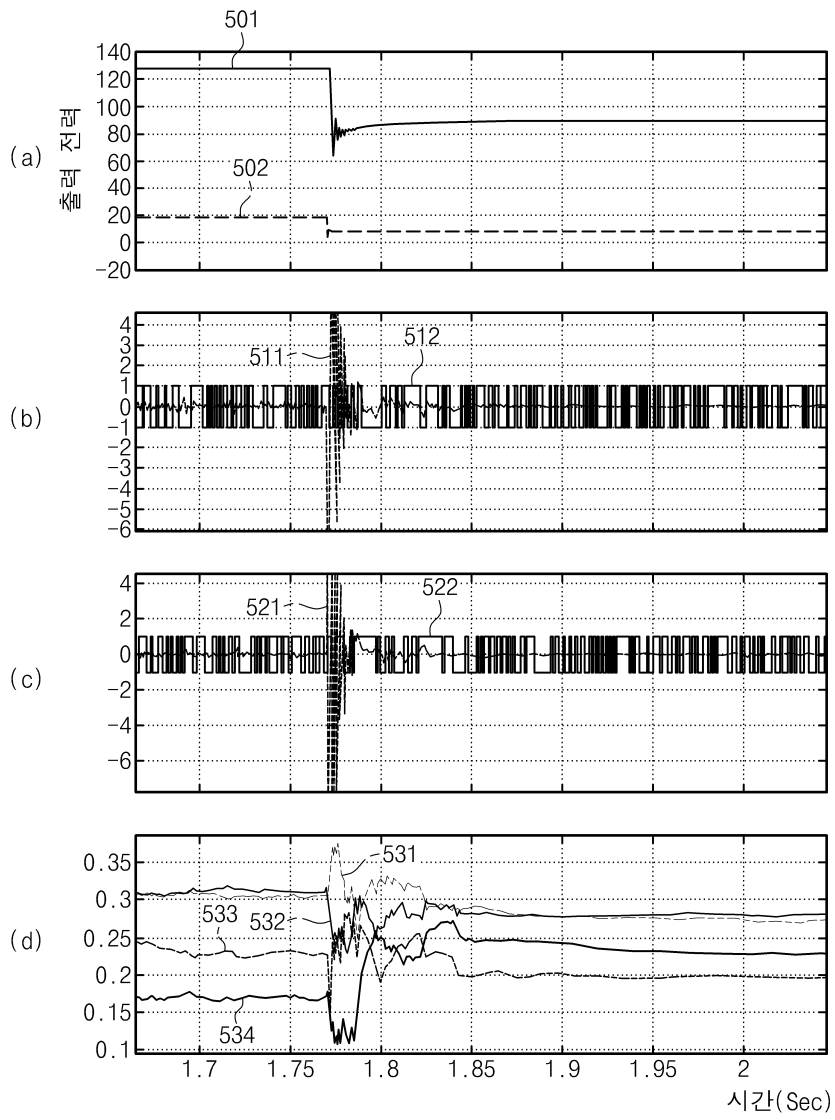


102c

도면8



도면9





도면10

