(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2018-0009244
(43) 공개일자 2018년01월26일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H02M 1/42 (2007.01) *G05F 1/70* (2006.01)
(52) CPC특허분류
H02M 1/4208 (2013.01)
G05F 1/70 (2013.01)
(21) 출원번호 10-2016-0090931
(22) 출원일자 2016년07월18일
심사청구일자 2016년07월18일
기술이전 희망 : **기술양도**

(71) 출원인
창원대학교 산학협력단
경상남도 창원시 의창구 창원대학로 20(퇴촌동)
(72) 발명자
박민원
경상남도 김해시 덕정로12번길 24 (관동동)
유인근
경상남도 창원시 성산구 대암로 95-17 (대방동)
레딘브엉
경상남도 창원시 의창구 퇴촌로25번길 8, 203호 (사림동)
(74) 대리인
김종선, 이형석

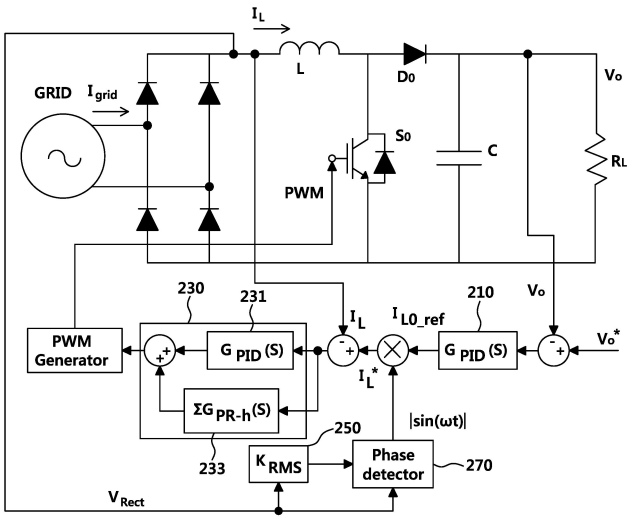
전체 청구항 수 : 총 3 항

(54) 발명의 명칭 **역률 보상 제어 장치**

(57) 요 약

본 발명은 역률 보상 제어 장치에 관한 것으로서, 더욱 상세하게는 입력 전압의 출력 값을 측정하여 미리 설정된 기준 전압과 비교하고, 비교 결과에 따른 오차 값을 계산하여 인덕터 전류를 제어하기 위한 기준 전류를 출력하는 제1 제어기; 입력되는 인덕터 전류의 출력 값을 측정하여 상기 기준 전류와 비교하고, 비교 결과에 따른 오차 값을 계산하여 상기 입력되는 인덕터 전류를 조정하여 출력하는 제2 제어기; 계통 전압과 정류 전압의 RMS(Root Mean Square)를 계산하여 RMS 전압 값을 출력하는 실효값 계산부; 및 입력 신호의 위상차를 검출하여 위상차 신호를 출력하는 위상 검출부를 포함한다.

대 표 도 - 도2



(52) CPC특허분류
Y02B 70/126 (2013.01)

이 발명을 지원한 국가연구개발사업
과제고유번호 1345222569
부처명 교육부
연구관리전문기관 한국연구재단
연구사업명 지역혁신창의인력양성사업
연구과제명 태양광, 소형풍력 및 ESS용 중소형 10 kW급 계통연계전력변환장치 개발
기 여 율 1/1
주관기관 창원대학교
연구기간 2014.10.01 ~ 2017.09.30

명 세 서

청구범위

청구항 1

역률 보상 제어 장치에 있어서,

입력 전압의 출력 값을 측정하여 미리 설정된 기준 전압과 비교하고, 비교 결과에 따른 오차 값을 계산하여 인덕터 전류를 제어하기 위한 기준 전류를 출력하는 제1 제어기;

입력되는 인덕터 전류의 출력 값을 측정하여 상기 기준 전류와 비교하고, 비교 결과에 따른 오차 값을 계산하여 상기 입력되는 인덕터 전류를 조정하여 출력하는 제2 제어기;

계통 전압과 정류 전압의 RMS(Root Mean Square)를 계산하여 RMS 전압 값을 출력하는 실효값 계산부; 및

입력 신호의 위상차를 검출하여 위상차 신호를 출력하는 위상 검출부를 포함하는 것을 특징으로 하는 역률 보상 제어 장치.

청구항 2

제 1 항에 있어서,

상기 기준 전류는 DC 신호 및 다중 사인파 신호로 구성되며,

상기 제2 제어기는.

상기 다중 사인파 신호를 제어하는 제3 제어기; 및

상기 DC 신호를 제어하는 제4 제어기를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 역률 보상 제어 장치.

청구항 3

제 2 항에 있어서,

상기 제1 제어기 및 제3 제어기는 PID 제어기이고, 상기 제4 제어기는 PR 제어기인 것을 특징으로 하는 역률 보상 제어 장치.

발명의 설명

기 술 분 야

[0001] 본 발명은 역률 보상 제어 장치에 관한 것으로서, 구체적으로 인덕터 전류를 용이하게 제어하여 역률을 보상하도록 하기 위한 역률 보상 제어 장치에 관한 것이다.

배 경 기 술

[0002] 일반적으로, 정보통신기기나 컴퓨터 기기 또는 의료장비 등에 적용된 전원 시스템에서는 소형 경량을 요구하면서 고효율을 갖는 역률 보상 회로(Power Factor Correction, PFC)에 대한 요구가 급격히 증가하고 있는 추세이다. 특히, 변압기 및 커패시터의 크기와 무게를 줄이면서도 스위칭 소자에 대한 스위칭 손실을 최소화하도록 한 역률 보상 회로가 요구되고 있다.

[0003] 전기 전자 제품의 효율증가 및 송배전 과정의 손실을 줄이기 위하여 전 세계적으로 역률 보상 회로의 사용이 강제화되고 있는 추세이며, 전자 제품의 소형화 및 고품질화를 위하여 고주파 스위칭에 의한 부스트(boost) 방식이 일반적으로 사용되고 있으며, 역률 보상 회로는 역률을 조정하기 위해 정류기와 인버터 사이에 삽입되는 경우가 대부분이다.

[0004] 일반적으로 PFC는 그리드 타이 컨버터(grid tie converter) 시스템에 사용된다. PFC의 주요 목적은 EC61000-3-2, IEEE519, EC1000-3-2와 같은 역률(PF) 및 전체 고조파 왜곡(Total Harmonic Distortion, THD)의 표준을 준수하도록 하는 것이다. 특히, 단상 PFC에 있어서 기준 신호가 다중 정현파 신호들이기 때문에 PFC의 전류 제어

루프가 주요 과제이다. 비례-적분-미분(Proportional-Integral-Derivative, PID) 제어기를 사용하는 전류 루프는 기본 주파수의 60-100배의 대역폭이 요구된다. 이러한 이유로, PFC의 스위칭 주파수는 IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)를 사용하는 고출력 응용에 적합하지 않고 큰 스위칭 손실이 야기되는 50kHz에서 200kHz이다. PID 제어기에서 사용되는 외부 전압 루프의 동적 반응을 증대시키기 위해, 노치 필터(notch-filter) 제어 전략은 외부 전압 루프의 대역폭을 연장하도록 제안된다. 노치 필터 제어 전략은 시뮬레이션에서 좋은 성능을 보이나, 실질적 구현에서는 몇 가지 문제점이 있다.

[0005] 단상 PFC는 전류 제어 루프를 위해 다중 정현파 신호 및 직류(DC) 신호의 중첩인 전류 기준 신호를 갖는다. 이러한 복잡한 기준 신호들은 제어하기가 어렵기 때문에 일반적인 선형 제어를 사용하는 낮은 스위칭 주파수(5-30kHz)에서는 단상 PFC를 위한 우수한 성능을 달성하기 매우 어렵다.

[0006] 이러한 복잡한 기준 신호들에 의해 인덕터 전류를 쉽게 제어할 수 있고 우수한 성능을 달성할 필요가 있다.

발명의 내용

해결하려는 과제

[0007] 따라서, 본 발명은 역률은 증가하고 종합 고조파 함유율은 감소하도록 하는 역률 보상 제어 장치를 제공함에 있다.

[0008] 또한, 본 발명은 고효율, 고역률을 실현하고 역률 보상 회로의 단순화를 도모하며, 전자파 발생을 감소시키도록 하는 역률 보상 제어 장치를 제공함에 있다.

[0009] 또한, 본 발명은 전자제품의 대용량화에 따른 전원부의 발열, 손실의 증가, 부품 스트레스를 줄여 제품의 신뢰성 향상을 도모하도록 하는 역률 보상 제어 장치를 제공함에 있다.

[0010] 또한, 본 발명은 소용량 부품의 적용 및 전자파 차폐(EMI) 필터를 줄이고, 방열구조를 최소화함으로써 제품의 소형화 및 원가절감을 도모하도록 하는 역률 보상 제어 장치를 제공함에 있다.

과제의 해결 수단

[0011] 본 발명에 따른 역률 보상 제어 장치는 입력 전압의 출력 값을 측정하여 미리 설정된 기준 전압과 비교하고, 비교 결과에 따른 오차 값을 계산하여 인덕터 전류를 제어하기 위한 기준 전류를 출력하는 제1 제어기; 입력되는 인덕터 전류의 출력 값을 측정하여 상기 기준 전류와 비교하고, 비교 결과에 따른 오차 값을 계산하여 상기 입력되는 인덕터 전류를 조정하여 출력하는 제2 제어기; 계통 전압과 정류 전압의 RMS(Root Mean Square)를 계산하여 RMS 전압 값을 출력하는 실효값 계산부; 및 입력 신호의 위상차를 검출하여 위상차 신호를 출력하는 위상 검출부를 포함한다.

발명의 효과

[0012] 발명에 의하면, 본 발명에 의하면, 역률은 증가하고 종합 고조파 함유율은 감소하도록 할 수 있다.

[0013] 또한, 본 발명에 의하면, 고효율, 고역률을 실현하고 역률 보상 회로의 단순화를 도모하며, 전자파 발생이 감소하도록 할 수 있다.

[0014] 또한, 본 발명에 의하면, 전자제품의 대용량화에 따른 전원부의 발열, 손실의 증가, 부품 스트레스를 줄여 제품의 신뢰성 향상을 도모하도록 할 수 있다.

[0015] 또한, 본 발명에 의하면, 소용량 부품의 적용 및 전자파 차폐(EMI) 필터를 줄이고, 방열구조를 최소화함으로써 제품의 소형화 및 원가절감을 도모하도록 할 수 있다.

도면의 간단한 설명

[0016] 도 1은 본 발명의 일 실시 예에 따른 역률 보상 회로의 회로도,

도 2는 본 발명의 일 실시 예에 따라 역률을 보상하기 위한 역률 보상 제어기의 제어 블록도,

도 3은 본 발명의 일 실시 예에 따른 PFC의 개루프의 보드 다이어그램.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0017] 이하, 본 명세서의 실시 예를 첨부된 도면을 참조하여 설명한다. 본 명세서에 따른 동작 및 작용을 이해하는 데 필요한 부분을 중심으로 상세히 설명한다. 본 명세서의 실시 예를 설명하면서, 본 명세서가 속하는 기술 분야에 익히 알려졌고 본 명세서와 직접적으로 관련이 없는 기술 내용에 대해서는 설명을 생략한다. 이는 불필요한 설명을 생략함으로써 본 명세서의 요지를 흐리지 않고 더욱 명확히 전달하기 위함이다.

[0018] 또한, 본 명세서의 구성 요소를 설명하는 데 있어서, 동일한 명칭의 구성 요소에 대하여 도면에 따라 다른 참조부호를 부여할 수도 있으며, 서로 다른 도면임에도 동일한 참조부호를 부여할 수도 있다. 그러나 이와 같은 경우라 하더라도 해당 구성 요소가 실시 예에 따라 서로 다른 기능을 갖는다는 것을 의미하거나, 서로 다른 실시 예에서 동일한 기능을 갖는다는 것을 의미하는 것은 아니며, 각각의 구성 요소의 기능은 해당 실시 예에서의 각각의 구성 요소에 대한 설명에 기초하여 판단하여야 할 것이다.

[0019] 단상 PFC의 전류 제어 루프의 기준 신호(I_{L-ref})는 DC 신호 및 다중 정현파 신호로 구성되는데, 일반적으로 PID 제어기에서 인덕터 전류(I_L)는 연속적으로 변화하는 기준 신호들을 트래킹(tracking) 하기가 매우 어렵다. 한편, 비례 공진(Proportional Resonant, PR) 제어기는 다중 정현파 신호들을 제어하는 것은 가능하지만, DC 신호들을 제어하기에 적합하지 않다.

[0020] 본 발명은 다중 정현파 신호들을 제어에 장점을 갖는 PR 제어기와 DC 신호들을 제어하는데 우수한 성능을 갖는 PID 제어기를 결합한 하이브리드 PIDR 제어기를 제안한다.

[0021] 도 1은 본 발명의 일 실시 예에 따른 역률 보상 회로의 회로도를 개시한 것이다.

[0022] 이에 도시된 바와 같이, 교류 전원 생성부(GRID)와, 그 교류 전원 생성부에 연결된 복수의 다이오드와, 인덕터(L), 펄스 폭 변조(PWM) 신호를 통해 역률을 보상하는 역률 보상 제어기(100)와, 역률 보상 제어기(100)에서 출력되는 펄스폭 변조 신호에 대응하여 스위칭 동작을 수행하는 스위칭 소자(S_0)와, 블로킹 다이오드(D_0)를 포함한다.

[0023] 이와 같이 구성되는 역률 보상 회로는 역률 보상 제어기(100)에서 스위칭 소자(S_0)가 펄스 폭 변조 신호를 통해 제어를 하게 되고, 인덕터에 충전된 전류 에너지가 역기전력을 발생하여 블로킹 다이오드(D_0)를 통하여 출력으로 방전되는 동작을 한다.

[0024] 그리고 인덕터(L)는 흐르는 전류의 손실이 거의 없는 경로를 제공해주게 된다.

[0025] 본 발명의 실시 예에 따른 PIDR 제어기는 PID 제어기 및 PR 제어기를 모두 구비하는데, PR 제어기는 주파수 120 Hz, 240 Hz, 360 Hz 및 480 Hz에서 채택되기 때문에, 공진 주파수에서 type-III PID 제어기를 포함하는 개루프의 위상은 시스템의 안정성을 유지하기 위해 120 Hz-480 Hz의 범위 보다 90도 높아야 한다. type-III PID 제어기는 하기 <수학식 1>로 나타낼 수 있다.

[0026] <수학식 1>

[0027] $$I_L = I_0 \cdot \left(\frac{2}{\pi} - \frac{4}{\pi} \cdot \sum_{m=1}^{\infty} \frac{\sin(2m \cdot \omega t)}{4m^2 - 1}\right)$$

[0028] 실제로 PR 제어기의 전달 함수의 무한대 크기(magnitude)는 시스템의 안정성에 영향을 줄 수 있다. 그 PR 제어기의 전달 함수는 하기 <수학식 2>로 변환될 수 있다.

[0029] <수학식 2>

[0030] $$G_{PR}(s) = k_p + k_r \cdot \frac{2\omega_c}{s^2 + 2\omega_c \cdot s + \omega_0^2}$$

[0031] 여기서, ω_0는 공진 주파수이고, k_r은 PR 제어기의 전달 함수의 크기를 수직적으로 바꾸기 위해 선택된 상수이다. PR 제어기의 대역폭은 ω_0에 의해 넓어지게 된다. 다른 주파수들에서 PR 제어기의 전달 함수의 크기가 제로가 되도록 하기 위해 K_p는 0이다.

[0032] 도 2는 본 발명의 일 실시 예에 따라 역률을 보상하기 위한 역률 보상 제어기의 제어 블록도이다.

[0033] 도 2에 도시된 바와 같이, 본 발명의 일 실시 예에 따른 역률 보상 제어기는 제1 PID 제어기(210), PIDR 제어기

(230), 실효값 계산부(250) 및 위상 검출기(270)를 포함하여 구성되며, PIDR 제어기(230)는 제2 PID 제어기 및 PR 제어기를 더 포함하여 구성된다.

[0034] 제1 PID 제어기는 V_0를 입력으로 하며, 그 출력 값을 측정하여 이를 원하는 기준 값과 비교하여 오차 값을 계산함으로써 제어에 필요한 제어 값을 계산한다. 그 출력 값인 I_{L0_ref}는 인덕터 전류(I_L)를 위한 기준 신호가 된다.

[0035] PIDR 제어기(230)는 인덕터 전류(I_L)를 입력으로 하며, 그 출력 값을 측정하여 이를 원하는 기준 값과 비교하여 오차 값을 계산함으로써 제어에 필요한 제어 값을 계산한다.

[0036] 이때, 인덕터(L)의 전류 즉, 인덕터 전류(I_L)는 하기 <수학식 3>과 같이 나타낼 수 있다.

[0037] <수학식 3>

[0038] $$I_L = I_0 \cdot |\sin(\omega t)|$$

[0039] 여기서, I_0 및 ω는 각각 인덕터 전류(I_L)의 최대 진폭 및 그리드 각 주파수이다.

[0040] 인덕터 전류(I_L)는 하기 <수학식 4>에 나타낸 바와 같이 주파수 영역에서 푸리에 전개(Fourier expansion)에 의해 다중 정현파 신호들(i.e., 120 Hz, 240 Hz ...) 및 DC 신호로 분해된다.

[0041] <수학식 4>

[0042] $$I_L = I_0 \cdot \left(\frac{2}{\pi} - \frac{4}{\pi} \cdot \sum_{m=1}^{\infty} \frac{\sin(2m \cdot \omega t)}{4m^2 - 1}\right)$$

[0043] 인덕터 전류의 진폭은 0 Hz(DC), 120 Hz, 240 Hz, 360 Hz 및 480 Hz에서 중요한 진폭 신호로 구성되고, 600 Hz, 720 Hz 및 더 높은 주파수에서 마이너 진폭 신호들로 구성된다. 이러한 신호들은 전류 제어기를 위한 전류 기준 신호들이다. 이 기준 신호들을 추적하기 위해, 개루프(Open loop)의 전달 함수는 이 주파수 신호들에서 매우 높은 크기를 가져야만 한다.

[0044] 상기 <수학식 4>에서와 같이, 단상 PFC 컨버터에서 인덕터 전류의 a번째 기준 신호는 DC 기준 신호 및 다중 사인파 신호의 두 파트로 구성된다. 일반적으로 PID 제어기에서 인덕터 전류는 다양한 기준 신호들을 제어하기 매우 어렵고, PR 제어기에서 DC 기준 신호들을 제어하기 매우 어렵다. 따라서, 본 발명의 실시 예에 따른 PIDR 제어기(230)는 제2 PID 제어기(231) 및 PR 제어기(233)를 포함하여 구성되는 것이다. 즉, 제2 PID 제어기(231)는 DC 기준 신호를 제어하고, PR 제어기(233)는 다중 사인파 신호들을 제어한다.

[0045] 먼저, 제2 PID 제어기(231)의 목표 값은 하기 <수학식 5>과 같다.

[0046] <수학식 5>

[0047] $$I_{Lref}(t) = \sum_{h=0}^{N} I_h \sin[h(\omega t + \phi_h)]$$

[0048] 또한, 제2 PID 제어기(231)는 비례요소(proportional term) p, 적분요소(integral term) i, 및 미분요소(derivative term) d로 구성되어 있다. 그와 같은 구조의 전달함수는 하기 <수학식 6>와 같다.

[0049] <수학식 6>

[0050] $$G_{PID}(s) = k_p + \frac{k_i}{s} + k_d s$$

[0051] 한편, PIDR 제어기(230)에서 PR 제어기(233)의 전달함수는 하기 <수학식 7>과 같다.

[0052] <수학식 7>

[0053] $$G_{PR\text{-}h}(s) = \frac{k_{ph} s}{s^2 + 2\omega_c s + (h\omega)^2}$$

[0054] 여기서, h는 고조파이며, H(s)는 단상 PFC 컨버터의 전달함수이다.

[0055] PIDR 제어기(230)의 전달함수는 하기 <수학식 8>와 같다.

[0056] <수학식 8>

[0057] $$G_C(s)=G_{PID}(s)+G_{PR\text{-}h}(s)=(k_p+\frac{k_i}{s}+k_d s)+\sum_{h=1}^{N}\frac{k_{ph}s}{s^2+2\omega_c s+(h\omega)^2}$$

[0058] 전류 제어 루프는 마이너스 피드백 토폴로지를 사용하므로, 궤한 루프(closed loop)의 전달함수는 하기 <수학식 9>와 같다.

[0059] <수학식 9>

[0060] $$G_{closed}(s)=\frac{I_{Lfeedback}(s)}{I_{Lref}(s)}=\frac{G_c(s)H(s)}{1+G_c(s)H(s)}=1-\frac{1}{1+G_c(s)H(s)}$$

[0061] $$=1-\frac{1}{1+\left((k_p+\frac{k_i}{s}+k_d s)+\sum_{h=1}^{N}\frac{k_{ph}s}{s^2+2\omega_c s+(hw)^2}\right)H(s)}$$

[0062] 이때, $I_{Lref}(s)$는 상기 <수학식 1>을 라플라스 영역으로 변환한 값이다.

[0063] $IL_{feedback}(s)$는 라플라스 영역에서의 단상 PFC 컨버터의 출력 전류이며, 하기 <수학식 10>과 같다. PIDR 제어기의 목표는 출력 전류와 목표 값이 같도록 하는 것이므로, $G_{closed}(s) = 1$이 되야 한다.

[0064] <수학식 10>

[0065] $$I_{Lfeedback}(s)=G_{closed}(s)\,I_{Lref}(s)=\left(1-\frac{1}{1+\left((k_p+\frac{k_i}{s}+k_d s)+\sum_{h=1}^{N}\frac{k_{ph}s}{s^2+2\omega_c s+(h\omega)^2}\right)H(s)}\right)I_{Lref}(s)$$

[0066] 만약, PIDR 제어기의 목표 값인 $I_{Lref}(s)$이 상수일 경우, 주파수 $\omega=0$는 $j\omega = 0$이 되고, 라플라스 영역에서 $s=j0$이 된다. 이와 관련한 수학식은 하기 <수학식 11>과 같다.

[0067] <수학식 11>

[0068] $$I_{Lfeedback}(s)=\left(1-\frac{1}{1+\left((k_p+\frac{k_i}{0j}+k_d 0j)+\sum_{h=1}^{N}\frac{k_{ph}\cdot 0j}{(0j)^2+2\cdot\omega_c\cdot 0j+(h\omega)^2}\right)\cdot H(0j)}\right)\cdot I_{Lref}(0j)$$

$$I_{Lfeedback}(s)=\left(1-\frac{1}{1+\infty\cdot H(0j)}\right)\cdot I_{Lref}(0j)=I_{Lref}(0j)$$

[0069] 즉, 제2 PID 제어기(231)는 PIDR 제어기(230)의 목표 값이 일정한 상수인 경우, 그 사용 목적에 부합한다 할 수 있지만, 반면에 PR 제어기(233)는 목표 값이 일정한 상수인 경우 의미가 없다.

[0070] 그러나, PIDR 제어기(230)의 목표 값이 일정 상수 값이 아닌 주파수를 가지는 경우, 하기 <수학식 12>와 같다.

[0071] <수학식 12>

$$I_{Lfeedback}(s)=\left(1-\frac{1}{1+\left((k_p+\frac{k_i}{2\pi 60j}+k_d 2\pi 60j)+\sum_{h=1}^{N}\frac{k_{ph}\cdot 2\pi 60j}{(2\pi 60j)^2+2\cdot\omega_c\cdot 2\pi 60j+(h2\pi 60)^2}\right)\cdot H(2\pi 60j)}\right)\cdot I_{Lref}(2\pi 60j)$$

$$\frac{k_{ph}\cdot 2\pi 60j}{(2\pi 60j)^2+2\cdot\omega_c\cdot 2\pi 60j+(h2\pi 60)^2}\Big|_{h=1}=\frac{k_{ph}\cdot 2\pi 60j}{-(2\pi 60)^2+2\cdot\omega_c\cdot 2\pi 60j+(2\pi 60)^2}=\frac{k_{ph}}{2\cdot\omega_c}=\frac{1}{\infty}\to 0$$

$$\frac{k_{ph}\cdot 2\pi 60j}{(2\pi 60j)^2+2\cdot\omega_c\cdot 2\pi 60j+(h2\pi 60)^2}\Big|_{h>1}=\frac{k_{ph}\cdot 2\pi 60j}{-(2\pi 60)^2+2\cdot\omega_c\cdot 2\pi 60j+(h2\pi 60)^2}=\frac{k_{ph}}{2\cdot\omega_c+(h^2-1)\cdot(2\pi 60)^2}\to\frac{1}{\infty}=0$$

[0072]

[0073] 한편, 실효값 계산부(250)는 계통 전압(Grid voltage)과 정류된 전압의 RMS(Root Mean Square)를 계산한다. 즉, 실효값 계산부(250)의 출력 값은 RMS 전압 값(VRMS)이다.

[0074] 위상 검출부(Phase detector)(270)는 전압순시값 V_{RECT}와 V_{RMS} 값의 비교에 의해 동작하며, 입력되는 신호들의 위상차를 검출하여 그 위상 정보를 출력한다.

[0075] 도 3은 본 발명의 일 실시 예에 따른 PFC의 개루프의 보드 다이어그램(Bode diagram)이다.

[0076] 도 3에서 파란선은 PIDR 제어기의 사용에 의한 것이고, 빨간선은 type-III PID 제어기의 사용에 의한 것으로, 그 도시된 바와 같이 PIDR 제어기를 사용했을 때, 120, 240, 360, 480 Hz에서 type-III PID 제어기를 사용했을 때보다 높은 크기의 개루프의 전달 함수를 갖는 것을 확인할 수 있다. 그러므로, PIDR 제어기는 특정 주파수(120, 240, 360, 480 Hz)에서 정현파 신호들을 제어하는 것이 용이하다.

[0077] 상기에서 설명한 바와 같이, 본 발명에 따른 단상 PFC 컨버터는 PF를 증가시키고 THD를 감소시키도록 한다.

[0078] 이상에서 설명한 실시 예들은 그 일 예로서, 본 명세서가 속하는 기술 분야에서 통상의 지식을 가진 자라면 본 발명의 본질적인 특성에서 벗어나지 않는 범위에서 다양한 수정 및 변형이 가능할 것이다. 따라서, 본 발명에 개시된 실시 예들은 본 발명의 기술 사상을 한정하기 위한 것이 아니라 설명하기 위한 것이고, 이러한 실시 예에 의하여 본 발명의 기술 사상의 범위가 한정되는 것은 아니다. 본 발명의 보호 범위는 아래의 청구범위에 의하여 해석되어야 하며, 그와 동등한 범위 내에 있는 모든 기술 사상은 본 발명의 권리범위에 포함되는 것으로 해석되어야 할 것이다.

부호의 설명

[0079] 100: 역률 보상 제어기

210: 제1 PID 제어기

230: PIDR 제어기

231: 제2 PID 제어기

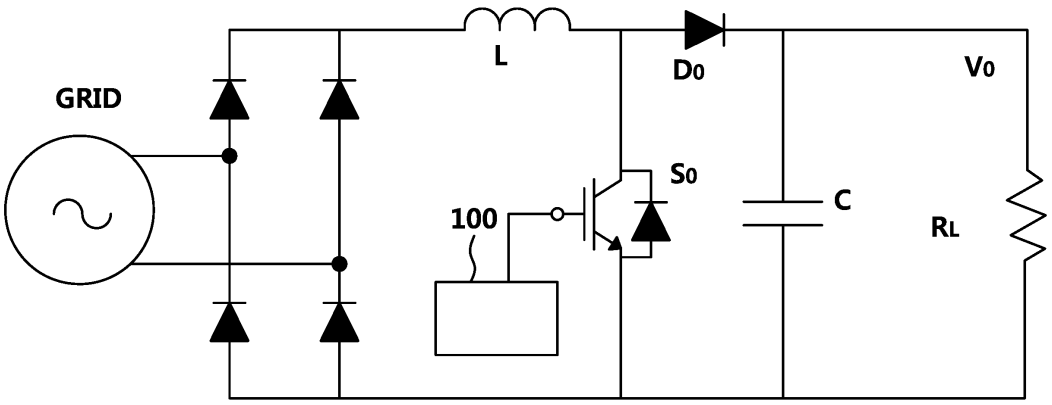
233: PR 제어기

250: 실효값 계산부

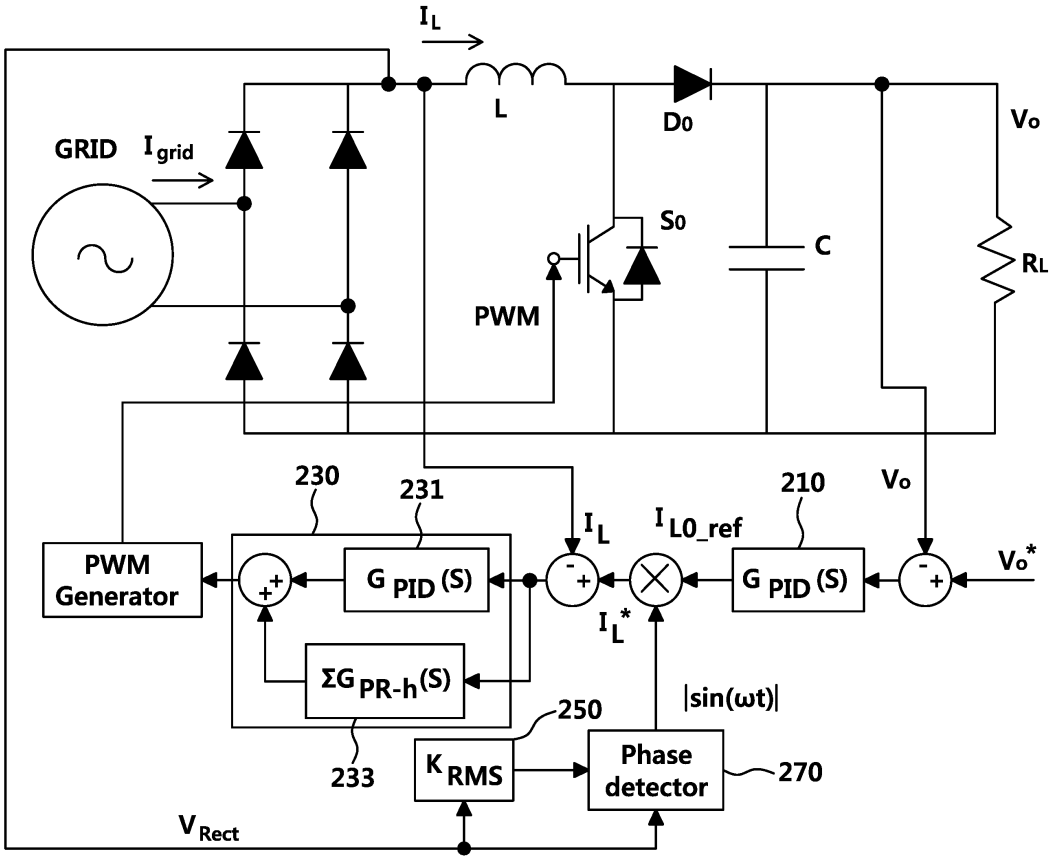
270: 위상 검출기

도면

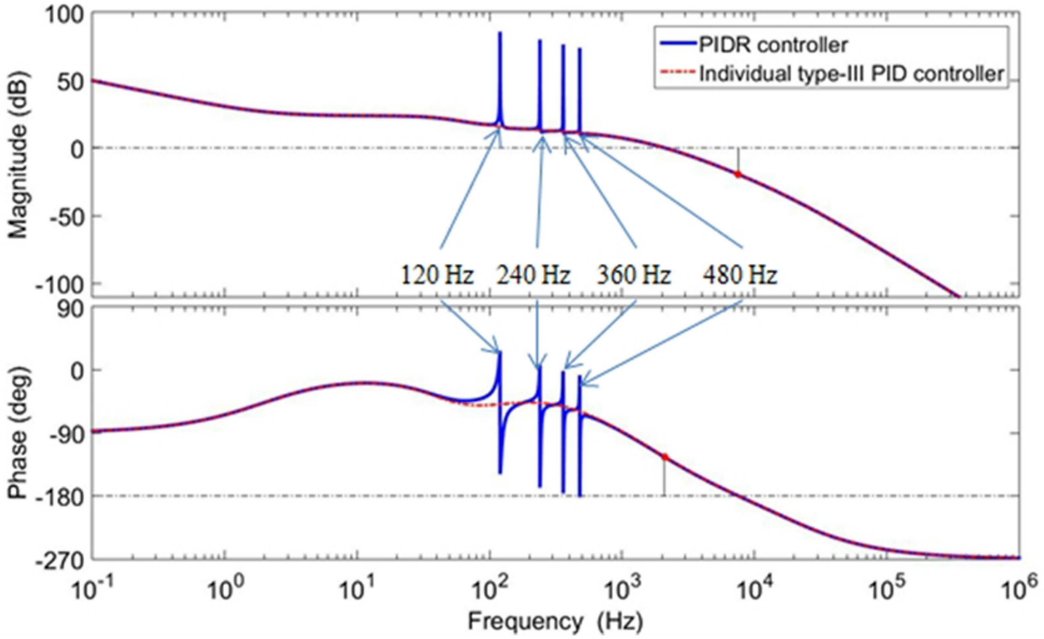
도면1


GRID
L
D0
V0
S0
C
100
RL

도면2


IL
GRID
Igrid
L
D0
Vo
S0
C
RL
PWM
230
231
210
Vo
IL
IL0_ref
PWM Generator
G PID (S)
G PID (S)
Vo*
IL*
ΣG PR-h(S)
|sin(ωt)|
250
233
K RMS
Phase detector
270
VRect

도면3


PIDR controller
Individual type-III PID controller
Magnitude (dB)
Phase (deg)
120 Hz
240 Hz
360 Hz
480 Hz
Frequency (Hz)