



(19)대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(51) 。 Int. Cl.

H02M 3/28 (2006.01)
H02M 3/335 (2006.01)

(11) 공개번호 10-2007-0079562
(43) 공개일자 2007년08월07일

(21) 출원번호 10-2007-0009321
(22) 출원일자 2007년01월30일
심사청구일자 없음

(30) 우선권주장 JP-P-2006-00025644 2006년02월02일 일본(JP)
JP-P-2006-00035569 2006년02월13일 일본(JP)

(71) 출원인 소니 가부시끼 가이샤
일본국 도쿄도 미나토쿠 코난 1-7-1

(72) 발명자 야스무라 마사유키
일본 도쿄도 시나가와쿠 기타시나가와 6-7-35 소니 가부시끼가이샤내

(74) 대리인 최달용

전체 청구항 수 : 총 7 항

(54) 스위칭 전원 회로

(57) 요약

스위칭 전원 회로는, 전원으로부터의 입력 교류 전력을 직류 전력으로 변환하는 정류평활부와, 상기 정류평활부로부터의 직류 전력을 교류 전력으로 변환 후 다시 직류 전력으로 변환하는 컨버터부, 및 역률을 개선하는 역률 개선부를 포함한다. 상기 정류평활부는 1차측 정류 소자와 평활 커패시터를 포함한다. 상기 컨버터부는, 초크 코일과, 컨버터 트랜스와, 스위칭 소자와, 1차측 직렬 공진 회로와, 1차측 병렬 공진 회로와, 발진 및 구동 회로, 및 제어 회로를 포함한다. 상기 역률 개선부는, 액티브 클램프 회로와, 역률 개선용 제 1 다이오드, 및 필터 커패시터를 포함한다.

대표도

도 1

특허청구의 범위

청구항 1.

교류 전원으로부터의 입력 교류 전력을 직류 전력으로 변환하는 정류평활부와;

상기 정류평활부로부터의 직류 전력을 교류 전력으로 변환 후 다시 직류 전력으로 변환하는 컨버터부; 및

역률을 개선하는 역률 개선부를 포함하는 스위칭 전원 회로에 있어서,

상기 정류평활부는, 교류 전원으로부터의 입력 교류 전력을 제공받아 정류하는 1차측 정류 소자와 평활 커패시터를 포함하고,

상기 컨버터부는,

상기 평활 커패시터의 일단에 일단이 접속되는 초크 코일과;

상기 초크 코일의 타단에 1차 권선의 일단이 접속되는 상기 1차 권선과 2차 권선이 소결합(疎結合)하여 코어에 대해 권회되는 컨버터 트랜스와;

상기 1차 권선의 타단에 일단이 접속되는 스위칭 소자와;

상기 1차 권선에 발생하는 누설 인덕턴스, 상기 초크 코일의 인덕턴스, 및 상기 1차 권선의 일단에 일단이 접속되는 1차측 직렬 공진 커패시터의 용량에 의해 공진 주파수가 지배를 받는 1차측 직렬 공진 회로와;

상기 1차 권선에 발생하는 누설 인덕턴스, 상기 초크 코일의 인덕턴스, 및 상기 스위칭 소자에 병렬로 접속되는 1차측 병렬 공진 커패시터의 용량에 의해 공진 주파수가 지배를 받는 1차측 병렬 공진 회로와;

상기 스위칭 소자를 온·오프 구동하는 발진 및 구동 회로; 및

상기 2차 권선에 접속되는 2차측 정류 회로로부터 출력되는 2차측 직류 출력 전압의 값을 소정의 값으로 하는 제어 신호를 상기 발진 및 구동 회로에 공급하는 제어 회로를 포함하고,

상기 역률 개선부는,

상기 스위칭 소자의 일단과 상기 초크 코일의 일단 사이에 접속되며, 전압 클램프용 커패시터 및 상기 스위칭 소자에 대해 상보적으로 온이 되는 보조 스위칭 소자의 직렬 회로를 포함하는 액티브 클램프 회로와;

상기 1차측 정류 소자의 출력측의 일단에 일단이 접속되는 역률 개선용 제 1 다이오드; 및

상기 역률 개선용 제 1 다이오드의 일단과 상기 평활 커패시터의 일단 사이에 접속되는 필터 커패시터를 포함하는 것을 특징으로 하는 스위칭 전원 회로.

청구항 2.

교류 전원으로부터의 입력 교류 전력을 직류 전력으로 변환하는 정류평활부와;

상기 정류평활부로부터의 직류 전력을 교류 전력으로 변환 후 다시 직류 전력으로 변환하는 컨버터부; 및

역률을 개선하는 역률 개선부를 포함하는 스위칭 전원 회로에 있어서,

상기 정류평활부는, 교류 전원으로부터의 입력 교류 전력을 제공받아 정류하는 1차측 정류 소자와 평활 커패시터를 포함하고,

상기 컨버터부는,

상기 평활 커패시터의 일단에 일단이 접속되는 초크 코일과;

상기 초크 코일의 타단에 1차 권선의 일단이 접속되는 상기 1차 권선과 2차 권선이 소결합(疎結合)하여 코어에 대해 권회되는 컨버터 트랜스와;

상기 1차 권선의 타단에 일단이 접속되는 스위칭 소자와;

상기 1차 권선에 발생하는 누설 인덕턴스, 상기 초크 코일의 인덕턴스, 및 상기 1차 권선의 타단에 일단이 접속되는 1차측 직렬 공진 커패시터의 용량에 의해 공진 주파수가 지배를 받는 1차측 직렬 공진 회로와;

상기 1차 권선에 발생하는 누설 인덕턴스, 상기 초크 코일의 인덕턴스, 및 상기 스위칭 소자에 병렬로 접속되는 1차측 병렬 공진 커패시터의 용량에 의해 공진 주파수가 지배를 받는 1차측 병렬 공진 회로와;

상기 스위칭 소자를 온·오프 구동하는 발진 및 구동 회로; 및

상기 2차 권선에 접속되는 2차측 정류 회로로부터 출력되는 2차측 직류 출력 전압의 값을 소정의 값으로 하는 제어 신호를 상기 발진 및 구동 회로에 공급하는 제어 회로를 포함하고,

상기 역률 개선부는,

상기 초크 코일에 병렬 접속되며, 전압 클램프용 커패시터 및 상기 스위칭 소자에 대해 상보적으로 온이 되는 보조 스위칭 소자의 직렬 회로를 포함하는 액티브 클램프 회로와;

상기 1차측 정류 소자의 출력측의 일단에 일단이 접속되는 역률 개선용 제 1 다이오드; 및

상기 역률 개선용 제 1 다이오드의 일단과 상기 평활 커패시터의 일단 사이에 접속되는 필터 커패시터를 포함하는 것을 특징으로 하는 스위칭 전원 회로.

청구항 3.

교류 전원으로부터의 입력 교류 전력을 직류 전력으로 변환하는 정류평활부와;

상기 정류평활부로부터의 직류 전력을 교류 전력으로 변환 후 다시 직류 전력으로 변환하는 컨버터부; 및

역률을 개선하는 역률 개선부를 포함하는 스위칭 전원 회로에 있어서,

상기 정류평활부는, 교류 전원으로부터의 입력 교류 전력을 제공받아 정류하는 1차측 정류 소자와 평활 커패시터를 포함하고,

상기 컨버터부는,

상기 평활 커패시터의 일단에 일단이 접속되는 초크 코일과;

상기 초크 코일의 타단에 1차 권선의 일단이 접속되는 상기 1차 권선과 2차 권선이 소결합(疎結合)하여 코어에 대해 권회되는 컨버터 트랜스와;

상기 1차 권선의 타단에 일단이 접속되는 스위칭 소자와;

상기 1차 권선에 발생하는 누설 인덕턴스, 상기 초크 코일의 인덕턴스, 및 상기 1차 권선의 일단에 일단이 접속되는 1차측 직렬 공진 커패시터의 용량에 의해 공진 주파수가 지배를 받는 1차측 직렬 공진 회로와;

상기 1차 권선에 발생하는 누설 인덕턴스, 상기 초크 코일의 인덕턴스, 및 상기 스위칭 소자에 병렬로 접속되는 1차측 병렬 공진 커패시터의 용량에 의해 공진 주파수가 지배를 받는 1차측 병렬 공진 회로와;

상기 스위칭 소자를 온·오프 구동하는 발진 및 구동 회로; 및

상기 2차 권선에 접속되는 2차측 정류 회로로부터 출력되는 2차측 직류 출력 전압의 값을 소정의 값으로 하는 제어 신호를 상기 발진 및 구동 회로에 공급하는 제어 회로를 포함하고,

상기 역률 개선부는,

상기 스위칭 소자의 일단과 상기 초크 코일의 일단 사이에 접속되며, 전압 클램프용 커패시터 및 상기 스위칭 소자에 대해 상보적으로 온이 되는 보조 스위칭 소자의 직렬 회로를 포함하는 액티브 클램프 회로; 및

상기 1차측 정류 소자의 입력측에 연결되는 필터 커패시터를 포함하고,

상기 1차측 정류 소자는 상기 1차측 직렬 공진 회로의 공진 주파수와 상기 1차측 병렬 공진 회로의 공진 주파수 둘 다에 대해 스위칭 속도가 충분히 높은 정류 소자로 형성되는 것을 특징으로 하는 스위칭 전원 회로.

청구항 4.

교류 전원으로부터의 입력 교류 전력을 직류 전력으로 변환하는 정류평활부와;

상기 정류평활부로부터의 직류 전력을 교류 전력으로 변환 후 다시 직류 전력으로 변환하는 컨버터부; 및

역률을 개선하는 역률 개선부를 포함하는 스위칭 전원 회로에 있어서,

상기 정류평활부는, 교류 전원으로부터의 입력 교류 전력을 제공받아 정류하는 1차측 정류 소자와 평활 커패시터를 포함하고,

상기 컨버터부는,

상기 평활 커패시터의 일단에 일단이 접속되는 초크 코일과;

상기 초크 코일의 타단에 1차 권선의 일단이 접속되는 상기 1차 권선과 2차 권선이 소결합(疎結合)하여 코어에 대해 권회되는 컨버터 트랜스와;

상기 1차 권선의 일단에 일단이 접속되는 스위칭 소자와;

상기 1차 권선에 발생하는 누설 인덕턴스, 상기 초크 코일의 인덕턴스, 및 상기 1차 권선의 타단에 일단이 접속되는 1차측 직렬 공진 커패시터의 용량에 의해 공진 주파수가 지배를 받는 1차측 직렬 공진 회로와;

상기 1차 권선에 발생하는 누설 인덕턴스, 상기 초크 코일의 인덕턴스, 및 상기 스위칭 소자에 병렬로 접속되는 1차측 병렬 공진 커패시터의 용량에 의해 공진 주파수가 지배를 받는 1차측 병렬 공진 회로와;

상기 스위칭 소자를 온·오프 구동하는 발진 및 구동 회로; 및

상기 2차 권선에 접속되는 2차측 정류 회로로부터 출력되는 2차측 직류 출력 전압의 값을 소정의 값으로 하는 제어 신호를 상기 발진 및 구동 회로에 공급하는 제어 회로를 포함하고,

상기 역률 개선부는,

상기 초크 코일에 병렬 접속되며, 전압 클램프용 커패시터 및 상기 스위칭 소자에 대해 상보적으로 온이 되는 보조 스위칭 소자의 직렬 회로를 포함하는 액티브 클램프 회로; 및

상기 1차측 정류 소자의 입력측에 연결되는 필터 커패시터를 포함하고,

상기 1차측 정류 소자는 상기 1차측 직렬 공진 회로의 공진 주파수와 상기 1차측 병렬 공진 회로의 공진 주파수 둘 다에 대해 스위칭 속도가 충분히 높은 정류 소자로 형성되는 것을 특징으로 하는 스위칭 전원 회로.

청구항 5.

제 1항 또는 제 2항에 있어서,

상기 역률 개선 회로는,

상기 역률 개선용 제 1 다이오드의 타단과, 상기 전압 클램프용 커패시터와 상기 보조 스위칭 소자와의 접속점 사이에 접속되고, 상기 역률 개선용 제 1 다이오드로부터의 전류를 분류하는 역률 개선용 제 2 다이오드; 및

상기 역률 개선용 제 1 다이오드의 타단과 상기 컨버터 트랜스의 타단 사이에 접속되고, 상기 역률 개선용 제 1 다이오드로부터의 전류를 분류하는 역률 개선용 인덕터를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 스위칭 전원 회로.

청구항 6.

제 1항 내지 제 4항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 컨버터 트랜스의 상기 2차 권선에 접속되는 상기 2차측 정류 회로는 2차측 직렬 공진 커패시터를 포함하며, 상기 2차 권선에 생기는 누설 인덕턴스와 상기 2차측 직렬 공진 커패시터에 의해 2차측 직렬 공진 회로가 형성되는 것을 특징으로 하는 스위칭 전원 회로.

청구항 7.

제 1항 내지 제 4항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 컨버터 트랜스 2차 권선에 접속되는 상기 2차측 정류 회로가 부분 전압 공진 커패시터를 포함하는 것에 의해, 2차측 부분 전압 공진 회로가 형성되는 것을 특징으로 하는 스위칭 전원 회로.

명세서

발명의 상세한 설명

발명의 목적

발명이 속하는 기술 및 그 분야의 종래기술

우선권 정보

본 발명은 2006년 2월 2일 및 2월 13일자로 일본특허청에 각각 출원된 일본특허원 제2006-025644호와 일본특허원 제 2006-035569호를 우선권으로 주장한다.

기술 분야

본 발명은, 각종 전자 기기의 전원으로서 구비되는 스위칭 전원 회로에 관한 것이다.

종래기술

근래, 상용 전원을 정류하여 소망하는 직류 전압을 얻는 전원 회로로서는, 대부분이 스위칭 방식의 전원 회로가 사용되고 있다. 스위칭 전원 회로는 스위칭 주파수를 높게 함에 의해 트랜스와 그 밖의 디바이스를 소형으로 함과 함께, 대전력의 DC-DC 컨버터로서 각종의 전자 기기의 전원으로서 사용된다.

그런데, 상용 전원은 정현파의 교류 전압이지만, 상용 전원을 정류 소자와 평활 커패시터를 이용하는 평활 및 정류 회로에서 정류 및 평활을 행하는 경우에는, 평활 및 정류 회로의 피크 홀드 작용 때문에, 상용 전원에서부터 스위칭 전원 회로에는, 교류 전압의 피크 전압 부근의 단시간 동안만 전류가 유입(流入)하게 되어, 상용 전원에서부터 전원 회로에 유입하는 전류는, 정현파와는 크게 다른 왜곡 파형으로 되어 버린다. 그리고, 전원의 이용 효율을 나타내는 역률이 손상된다는 문제가 생긴다. 또한, 이와 같은 왜곡 전류 파형으로 됨에 의해 발생하는 상용 전원 주기의 고조파를 억압하기 위한 대책이 필요하게 되어 버린다. 이들의 문제를 해결하기 위해, 종래에 있어서 역률 개선을 도모하는 기술로서, 이른바 액티브 필터를 이용하는 수법이 알려져 있다(예를 들면 일본 특개평6-327426호 참조).

도 22에 이와 같은 액티브 필터의 기본 구성을 도시한다. 도 22에서는, 상용의 교류 전원(AC)에 브리지 정류기로서 구성되는 1차측 정류 소자(Di)를 접속하고 있다. 이 1차측 정류 소자(Di)의 정극/부극 라인에 대해서는 스텝업형의 컨버터가 접속되고, 그 출력에는 병렬로 평활 커패시터(Cout)가 접속되고, 그 양단 전압으로서 직류 전압(Vout)이 얻어진다. 이 직류 전압(Vout)은, 예를 들면 후단의 DC-DC 컨버터 등의 부하(110)에 입력 전압으로서 공급된다.

그리고, 역률 개선을 위한 구성으로서, 인덕터(L), 고속 리커버리형의 고속 스위칭 다이오드(D), 스위칭 소자(Q)로 이루어지는 스텝업형의 컨버터, 및 승산기(111)를 주된 구성 요소로 하는 스텝업형의 컨버터의 제어부를 구비한다. 인덕터(L), 고속 스위칭 다이오드(D)는, 1차측 정류 소자(Di)의 정극 출력 단자와, 평활 커패시터(Cout)의 정극 단자 사이에, 직렬로 접속되어 삽입된다. 저항(Ri)은, 1차측 정류 소자(Di)의 부극 출력 단자(1차측 어스)와 평활 커패시터(Cout)의 부극 단자 사이에 삽입된다. 또한, 스위칭 소자(Q)는, 예를 들면, MOS-FET로 이루어지고, 인덕터(L)와 고속 스위칭 다이오드(D)의 접속점과, 1차측 어스 사이에 삽입된다.

승산기(111)에 대해서는, 전류 검출 라인(LI) 및 파형 입력 라인(LW)이 접속되고, 또한 전압 검출 라인(LV)이 접속된다. 그리고, 승산기(111)는, 전류 검출 라인(LI)으로부터 입력되는, 1차측 정류 소자(Di)의 부극 출력 단자에 흐르는 정류 전류(Iin)에 응한 신호를 저항(Ri)의 양단에서 검출한다. 또한, 파형 입력 라인(LW)으로부터 입력되는, 1차측 정류 소자(Di)의 정극 출력 단자의 정류 전압(Vin)에 응한 신호를 검출한다. 이 정류 전압(Vin)은, 상용의 교류 전원(AC)으로부터의 교류 입력 전압(VAC)의 파형을 절대치화한 것이다. 또한, 전압 검출 라인(LV)으로부터 입력되는, 평활 커패시터(Cout)의 직류 전압(Vout)에 의거하여, 직류 입력 전압의 변동 차분(差分)(소정의 기준 전압과 직류 전압(Vout)과의 차분을 증폭한 신호를 변동 차분이라고 칭하고 이하에서도 마찬가지로 이용한다)을 검출한다. 그리고, 승산기(111)로부터는, 스위칭 소자(Q)를 구동하기 위한 드라이브 신호가 출력된다.

승산기(111)(스텝업형의 컨버터의 제어부), 스텝업형의 컨버터에서는, 전류 검출 라인(LI)에서 검출한 정류 전류(Iin)에 응한 신호와, 상기 전압 검출 라인(LV)에서 검출한 직류 입력 전압의 변동 차분을 승산하고, 이 승산 결과와, 파형 입력 라인(LW)에서 검출한 정류 전압(Vin)에 응한 신호와의 오차를 검출한다. 그리고 이 오차 신호를 증폭한 후에, PWM(Pulse Width Modulation) 변환을 행하여, 하이 레벨과 로우 레벨의 2치(値) 신호에 의해, 스위칭 소자(Q)를 제어한다. 이와 같이 하여, 2입력 피드백계가 구성되고, 직류 전압(Vout)의 값이 소정의 값으로 됨과 함께, 정류 전류(Iin)의 파형이 정류 전압(Vin)의 파형과 유사하게 된다. 이 결과, 상용의 교류 전원(AC)으로부터 1차측 정류 소자(Di)에 인가되는 교류 전압의 파형이, 1차측 정류 소자(Di)에 유입하는 교류 전류의 파형과 유사하게 되어, 역률이 거의 1에 가까워지도록 하여 역률 개선이 도모되게 된다.

도 23의 (a)는, 도 22에 도시한 액티브 필터 회로가 적절하게 동작한 경우의 정류 전압(Vin)과 정류 전류(Iin)를 도시하는 것이다. 또한, 도 23의 (b)는, 평활 커패시터(Cout)에 입출력하는 에너지(전력) 변화(Pchg)를 도시한다. 파선으로 도시하는 라인은 입출력하는 에너지(전력) 평균치(Pin)를 나타내는 것이다. 즉, 평활 커패시터(Cout)는, 정류 전압(Vin)이 높은 때에 에너지를 축적하고, 정류 전압(Vin)이 낮은 때에 에너지를 방출하여, 출력 전력의 흐름을 유지한다. 도 23의 (c)는, 상기 평활 커패시터(Cout)에 대한 충방전 전류(Ichg)의 파형을 도시하고 있다. 또한, 도 23의 (d)에는, 평활 커패시터(Cout)의 양단의 전압인 직류 전압(Vout)을 도시한다. 직류 전압(Vout)에 있어서는, 정류 전압(Vin)의 주기의 제 2 고조파 성분을 주로 하는 리플 전압이 직류 전압(예를 들면, 375V의 직류 전압)에 중첩하여 있다.

도 24는, 도 22에 도시한 구성에 의거한 액티브 필터의 후단에 대해 전류 공진형 컨버터를 접속하여 이루어지는 전원 회로의 구성예를 도시하고 있다. 이 도면에 도시하는 전원 회로는, 교류 입력 전압(VAC)의 값이 85V로부터 264V의 범위에서, 부하 전력(Po)이 300W로부터 0W의 범위에 대응 가능한 구성을 채택하고 있다. 또한, 전류 공진형 컨버터로서는, 타력식의 하프 브리지 결합 방식(separately-excited half-bridge connection system)에 의한 구성을 채택한다.

이 도 24에 도시하는 전원 회로를 교류 입력측부터 차례로 설명한다. 2개의 라인 필터 트랜스(LFT)와 3개의 어크로스 커패시터(across-line capacitors; CL)에 의한 커먼 모드 노이즈 필터가 마련되고, 이 후단에 1차측 정류 소자(Di)가 접속된다. 또한, 1차측 정류 소자(Di)의 정류 출력 라인에는, 인덕터(LN)와, 필터 커패시터(필터 커패시터)(CN)로 이루어지는 파이형 구성의 노멀 모드 노이즈 필터(125)가 접속된다.

1차측 정류 소자(Di)의 정류 출력 단자는, 상기 인덕터(LN)와 초크 코일(PCC)(인덕터(Lpc)로서 기능한다)과 고속 리커버리형의 고속 스위칭 다이오드(D20)의 직렬 접속을 통하여, 평활 커패시터(Ci)의 정류 단자와 접속된다. 이 평활 커패시터(Ci)는, 도 22에서의 평활 커패시터(Cout)와 같은 기능을 갖는 것이다. 또한, 초크 코일(PCC)의 인덕터(Lpc)와, 고속 스위칭 다이오드(D20)는, 각각, 도 22에 도시한 인덕터(L)와 고속 스위칭 다이오드(D)와 같은 기능을 갖는 것이다. 또한, 이 도면에서의 고속 스위칭 다이오드(D20)에는, 커패시터(Csn), 저항(Rsn)의 직렬 접속으로 이루어지는 RC 스너버 회로가 병렬로 접속된다.

스위칭 소자(Q103)는, 도 22에서의 스위칭 소자(Q)에 상당한다. 역률/출력 전압 제어용 IC(120)는 역률을 1에 접근하도록 역률 개선을 행하는 액티브 필터의 동작을 제어하는 집적 회로(IC)이다. 이 제어용 IC(120)는, 승산기, 제산기, 오차 전압 증폭기, PWM 제어 회로, 및 스위칭 소자(Q103)를 구동하기 위한 드라이브 신호를 출력하는 드라이브 회로 등을 구비하여 구성된다. 그리고, 평활 커패시터(Ci)의 양단 전압(직류 입력 전압(Ei))을 분압 저항(R5, R6)에 의해 분압한 전압을, 역률/출력 전압 제어용 IC(120)의 단자(T1)에 입력하도록 하여 직류 입력 전압(Ei)을 소정의 값으로 하는 제 1의 피드백 제어 회로가 형성된다.

또한, 1차측 정류 소자(Di)의 정류 출력 단자와 1차측 어스 사이에 대해, 분압 저항(R101)과 분압 저항(R102)의 직렬 회로를 마련하고, 이 분압 저항(R101)과 분압 저항(R102)의 접속점을 단자(T5)와 접속하도록 하고 있다. 이로써, 단자(T5)에는, 1차측 정류 소자(Di)의 정류 전압이 분압되어 입력되게 된다. 또한, 단자(T2)에는 저항(103) 양단의 전압, 즉, 스위칭 소자(Q103)의 소스 전류에 응한 전압이 입력된다. 여기서, 스위칭 소자(Q103)의 소스 전류는, 초크 코일(PCC)에 흐르는 전류(I1) 중, 자기(磁氣) 에너지를 축적하는 것에 기여하는 전류이다. 그리고, 역률/출력 전압 제어용 IC(120)의 단자(T5)에 입력되는 정류 전압에 응한 신호와 단자(T2)에 입력되는 전압의 포락선(envelop)(즉 전류(I1)의 포락선)에 응한 신호를 상사형(相似形)으로 하는 제 2의 피드백 제어 회로가 형성된다.

또한, 단자(T4)에는, 역률/출력 전압 제어용 IC(120)의 동작 전원이 공급된다. 이 단자(T4)에는, 초크 코일(PCC)의 인덕터(Lpc)와 트랜스 결합된 권선(N5)에서 여기된 교류 전압이, 도시하는 정류 다이오드(D11) 및 직렬 공진 커패시터(C11)로 이루어지는 반파 정류 회로에 의해 저압 직류 전압으로 변환되어 공급된다. 또한, 단자(T4)는, 기동 저항(Rs)을 통하여, 1차측 정류 소자(Di)의 정류 출력 단자와 접속된다. 상용의 교류 전원(AC)이 투입된 후, 권선(N5)에 전압이 여기되기까지의 상승시간에서는, 1차측 정류 소자(Di)의 정류 출력 단자에서 얻어지는 정류 출력이 기동 저항(Rs)을 통하여 단자(T4)에 공급된다. 역률/출력 전압 제어용 IC(120)는, 이와 같이 하여 공급되는 정류 전압을 기동용 전원으로 하여, 동작을 시작한다.

또한, 단자(T3)로부터는, 스위칭 소자를 구동하기 위한 드라이브 신호(게이트 전압)가 스위칭 소자(Q103)의 게이트에 대해 출력된다. 즉, 상술한 분압 저항(R5) 및 분압 저항(R6)에 의해 분압한 전압치를 소정의 값으로 하는 제 1의 피드백 제어 회로와, 직류 입력 전압(Ei)에 대해 전류(I1)의 포락선을 상사형으로 하는 제 2의 피드백 제어 회로의 2개의 피드백 제어 회로를 동작시키는 드라이브 신호가 스위칭 소자(Q103)의 게이트에 대해 출력된다. 이로써, 상용의 교류 전원(AC)으로부터 유입하는 교류 입력 전류(IAC)의 파형이, 교류 입력 전압(VAC)의 파형과 거의 같게 되고, 역률이 거의 1이 되도록 제어되게 된다. 즉, 역률 개선이 도모된다.

여기서, 도 24에 도시하는 액티브 필터의 역률 개선 동작에 관해, 각 부분의 파형을 도 25 및 도 26에 의해 도시한다. 우선, 도 25에서는, 부하 변동에 응한 스위칭 소자(Q103)의 스위칭 동작(온 : 도통 동작, 오프 : 단절 동작)과, 초크 코일(PCC)의 인덕터(Lpc)에 흐르는 전류(I1)가 도시된다. 도 25의 (a)는, 경부하시의 동작을 도시하고, 도 25의 (b)는 중간 부하시의 동작을 도시하고, 도 25의 (c)는 중부하시의 동작을 도시한다. 도 25의 (a), (b), (c)를 비교하여 알 수 있는 바와 같이, 스위칭 소자(Q103)는, 스위칭 주기가 일정하게 된 다음, 중부하의 경향이 됨에 따라 오 온 시간이 길어진다. 이와 같이 하여 부하 조건에 응하여, 인덕터(Lpc)를 통하여 평활 커패시터(Ci)에 유입하는 전류(I1)를 조정함으로써, 교류 입력 전압(VAC)의

전압 변동과 부하 변동에 대한 직류 입력 전압(Ei)의 안정화가 도모된다. 예를 들면, 교류 입력 전압(VAC)의 값이 85V로부터 264V의 범위에 대해, 직류 입력 전압(Ei)의 값은 380V에서 일정하게 유지된다. 직류 입력 전압(Ei)은, 평활 커패시터(Ci)의 양단 전압이고, 후단의 전류 공진형 컨버터에 대한 직류 입력 전압이 된다.

또한, 도 26에, 교류 입력 전류(IAC) 및 직류 입력 전압(Ei)의 파형을, 교류 입력 전압(VAC)과 비교하여 도시한다. 또한, 이 도면에서는, 교류 입력 전압(VAC)의 값이 100V시의 실험 결과를 도시하고 있다. 이 도면에 도시되는 바와 같이, 교류 입력 전압(VAC)의 파형과 교류 입력 전류(IAC)의 파형은 시간의 경과에 대해 거의 상사형의 파형으로 되어 있다. 즉, 역률의 개선이 도모되어 있다. 또한, 이와 같은 역률의 개선과 함께, 직류 입력 전압(Ei)은, 380V의 평균치로 안정화되는 것이 도시되어 있다. 또한, 도시하는 바와 같이, 380V에 대해 10Vp-p의 리플 변동을 갖고 있다.

제차 도 24로 되돌아와, 액티브 필터의 후단의 전류 공진형 컨버터에 관해 설명한다. 전류 공진형 컨버터는, 직류 입력 전압(Ei)을 입력하여 전력 변환을 위한 스위칭 동작을 수행한다. 전류 공진형 컨버터는 스위칭 소자(Q101, Q102)의 하프 브리지 접속으로 구성되는 스위칭 회로를 포함한다. 이 경우의 전류 공진형 컨버터는 타력식으로 되고, 스위칭 소자(Q101, Q102)로는 MOS-FET가 이용되고 있다. 이들의 MOS-FET에는, 각각 병렬로 보다 다이오드(DD101, DD102)가 접속되어 있다. 스위칭 소자(Q101, Q102)는, 발진 및 구동 회로(102)에 의해, 교대로 온/오프가 되는 타이밍에 의해 소요되는 스위칭 주파수에 의해 스위칭 구동된다. 또한, 발진 및 구동 회로(2)는, 제어 회로(1)로부터의 신호로 제어되고, 제어 회로(1)는, 2차측 직류 출력 전압(Eo)의 레벨에 응하여, 스위칭 주파수를 가변 제어하도록 동작하고, 이로써, 2차측 직류 출력 전압(Eo)의 안정화를 도모하도록 된다.

컨버터 트랜스(PIT)는, 스위칭 소자(Q101, Q102)의 스위칭 출력을 1차측에서 2차측으로 전송하기 위해 마련된다. 컨버터 트랜스(PIT)의 1차 권선(N1)의 한쪽의 단부는, 스위칭 소자(Q101, Q102)의 접속점(스위칭 출력 점)에 1차측 직렬 공진 커패시터(C101)를 통하여 접속되고, 1차 권선(N1)의 다른 쪽의 단부는 접지된다. 여기서, 1차측 직렬 공진 커패시터(C101)와 1차측이 누설 인덕턴스(L1)에 의해 직렬 공진 회로를 형성한다. 이 직렬 공진 회로는, 스위칭 소자(Q101, Q102)에 의해, 스위칭 출력이 공급됨으로써 공진 동작이 생긴다.

컨버터 트랜스(PIT)의 2차측에는 2차 권선(N2)이 권장(卷裝)된다. 이 경우의 2차 권선(N2)은, 도시하는 바와 같이 센터 탭이 중간에 마련된 2차 권선부(N2A)와 2차 권선부(N2B)를 가지며, 이 센터 탭을 2차측 어스에 접속한 다음, 2차 권선부(N2A)와 2차 권선부(N2B)의 각각을 정류 다이오드(Do1), 정류 다이오드(Do2)의 각각의 애노드에 접속하고, 정류 다이오드(Do1), 정류 다이오드(Do2)의 각각의 캐소드를 평활 커패시터(Co)에 접속함으로써 양과 정류 회로(double-wave rectifier circuit)를 형성하고 있다. 이로써, 평활 커패시터(Co)의 양단 전압으로서 2차측 직류 출력 전압(Eo)이 얻어진다. 이 2차측 직류 출력 전압(Eo)은, 도시하지 않은 부하측에 공급됨과 함께, 상술한 제어 회로(1)에 입력된다.

도 27은, 부하의 함수로서, AC 전력으로부터 DC 전력으로의 전력 변환 효율($\eta_{AC \rightarrow DC}$)(종합 효율), 역률(pf), 및 직류 입력 전압(Ei)의 각 특성을 도시하고 있다. 이 도면에서는, 교류 입력 전압(VAC)의 값이 100V일 때의 300W로부터 0W까지의 부하 전력(Po)의 변동과 관련된 특성이 도시되어 있다. 또한, 도 28은, 교류 입력 전압(VAC)의 함수로서, 전력 변환 효율($\eta_{AC \rightarrow DC}$)(종합 효율), 역률(pf), 및 직류 입력 전압(Ei)의 각 특성을 도시하고 있다. 이 도면에서는, 부하 전력(Po)의 값이 300W로 일정한 부하 조건하에서의, 85V로부터 264V의 교류 입력 전압(VAC)의 변동과 관련된 특성이 도시되어 있다.

우선, 전력 변환 효율(종합 효율)은, 도 27에 도시하는 바와 같이 하여, 부하 전력(Po)이 중부하의 조건으로 됨에 따라 저하되어 간다. 또한, 교류 입력 전압(VAC)의 변동에 대해서는, 같은 부하 조건하에서는, 도 28에 도시되는 바와 같이, 교류 입력 전압(VAC)의 레벨이 높아져 감에 따라 높아져 가는 경향으로 되어 있다. 예를 들면, 부하 전력(Po)이 300W인 부하 조건에서, 교류 입력 전압(VAC)이 100V시에는, 전력 변환 효율(종합 효율)은 83.0% 정도로 되고, 교류 입력 전압(VAC)이 230V시에는 전력 변환 효율(종합 효율)은 89.0% 정도로 되고, 또한, 교류 입력 전압(VAC)이 85V시에는 전력 변환 효율(종합 효율)은 80.0% 정도로 되는 결과가 얻어진다.

또한, 역률(pf)에 관해서는, 도 27에 도시하는 바와 같이, 부하 전력(Po)의 변동에 대해 거의 일정하게 되는 특성이 얻어지고 있다. 또한, 교류 입력 전압(VAC)의 변동에 대한 역률(pf)의 변동 특성도, 도 28에 도시하는 바와 같이, 교류 입력 전압(VAC)의 상승에 응하여 저하되는 경향이기는 하지만, 거의 일정하다고 보아도 좋은 특성으로 되어 있는 것을 알 수 있다. 예를 들면, 부하 전력(Po)이 300W인 부하 조건에서, 교류 입력 전압(VAC)이 100V시에는 역률(pf)의 값은, 0.96 정도, 교류 입력 전압(VAC)이 230V시에는 역률(pf)의 값은 0.94 정도가 얻어진다.

또한, 직류 입력 전압(Ei)에 관해서는, 도 27, 도 28에 도시되는 바와 같이, 부하 전력(Po), 교류 입력 전압(VAC)의 변동에 대해 거의 일정하게 되는 결과가 얻어져 있다.

발명이 이루고자 하는 기술적 과제

지금까지의 설명으로부터 알 수 있는 바와 같이, 도 24에 도시한 전원 회로는, 종래로부터 알려져 있는 도 22에 도시한 액티브 필터를 실장하여 구성되고, 이와 같은 구성을 채택함에 의해, 역률 개선을 도모하고 있다.

그러나, 도 24에 도시한 구성에 의한 전원 회로에서는, 다음과 같은 문제를 갖고 있다. 우선, 도 24에 도시하는 전원 회로에서의 전력 변환 효율로서는, 전단의 액티브 필터에 대응하는 AC 전력으로부터 DC 전력으로의 변환 효율과, 후단의 전류 공진형 컨버터의 DC 전력으로부터 DC 전력으로의 변환 효율을 종합한 것으로 된다. 즉, 도 24에 도시되는 회로의 종합적인 전력 변환 효율(종합 효율)로서는, 이들의 전력 변환 효율의 값을 승산한 값으로 되는 것이고, 각각 1 이하가 되는 수의 곱이기 때문에, 종합 효율은 저하되어 버린다.

또한, 액티브 필터 회로는 하드 스위칭 동작을 수행하기 때문에, 노이즈의 발생 정도가 크고, 그 결과 엄중한 노이즈 억제 대책이 필요해진다. 이 때문에, 도 24에 도시한 회로에서는, 상용의 교류 전원(AC)의 라인에 대해, 2개의 라인 필터 트랜스와, 3개의 어크로스 커패시터에 의한 노이즈 필터를 형성하고 있다. 또한, 정류 출력 라인에 대해서는, 1개의 인덕터(LN)와, 2개의 필터 커패시터(CN)로 이루어지는 노멀 모드 노이즈 필터를 마련하고 있다. 또한, 정류용의 고속 리커버리형의 고속 스위칭 다이오드(D20)에 대해서는, RC 스너버 회로를 마련하고 있다. 이와 같이, 많은 수의 부품에 의한 노이즈 대책이 필요하게 되어, 비용 상승 및 전원 회로 기판의 실장 면적의 대형화를 초래하고 있다.

또한, 범용 IC로서의 역률/출력 전압 제어용 IC(120)에 의해 동작하는 스위칭 소자(Q103)의 스위칭 주파수는 60kHz로 고정인데 대해, 후단의 전류 공진형 컨버터의 스위칭 주파수는 80kHz 내지 200kHz의 범위에서 가변한다. 이와 같이, 양자의 스위칭 타이밍(클록)은 별개 독립이기 때문에, 각각의 클록을 기준으로 작용하는 양자의 스위칭 동작으로 인해, 어스 전위는 서로 간섭하여 불안정하게 되고, 예를 들면 이상(異常) 발진이 생기기 쉬워진다. 이 때문에, 예를 들면 회로 설계가 어려워지고, 신뢰성이 떨어지는 등의 문제도 초래하게 된다.

또한, 교류 입력 전압의 범위를 넓게 하는 경우에는, 스위칭 소자의 내압이 높아져서, 소자의 선정이 곤란하게 되는 경우도 생겼다.

발명의 구성

본 발명의 제 1의 실시예에 따르면, 교류 전원으로부터의 입력 교류 전력을 직류 전력으로 변환하는 정류평활부와; 상기 정류평활부로부터의 직류 전력을 교류 전력으로 변환 후 다시 직류 전력으로 변환하는 컨버터부; 및 역률을 개선하는 역률 개선부를 포함하는 스위칭 전원 회로가 제공된다. 상기 정류평활부는, 교류 전원으로부터의 입력 교류 전력을 제공받아 정류하는 1차측 정류 소자와 평활 커패시터를 포함한다. 상기 컨버터부는, 상기 평활 커패시터의 일단에 일단이 접속되는 초크 코일과; 상기 1차 권선과 2차 권선이 소결합(疎結合)하여 코어에 대해 권회되는 컨버터 트랜스를 포함한다. 상기 1차 권선의 일단은 상기 초크 코일의 타단에 접속된다. 또한, 상기 컨버터부는, 상기 1차 권선의 타단에 일단이 접속되는 스위칭 소자와; 상기 1차 권선에 발생하는 누설 인덕턴스, 상기 초크 코일의 인덕턴스, 및 상기 1차 권선의 일단에 일단이 접속되는 1차측 직렬 공진 커패시터의 용량에 의해 공진 주파수가 지배를 받는 1차측 직렬 공진 회로를 포함한다. 또한, 상기 컨버터부는, 상기 1차 권선에 발생하는 누설 인덕턴스, 상기 초크 코일의 인덕턴스, 및 상기 스위칭 소자에 병렬로 접속되는 1차측 병렬 공진 커패시터의 용량에 의해 공진 주파수가 지배를 받는 1차측 병렬 공진 회로를 포함한다. 또한, 상기 컨버터부는, 상기 스위칭 소자를 온·오프 구동하는 발진 및 구동 회로; 및 2차측 직류 출력 전압의 값을 소정의 값으로 하는 제어 신호를 상기 발진 및 구동 회로에 공급하는 제어 회로를 포함한다. 상기 2차측 직류 출력 전압은 상기 2차 권선에 접속되는 2차측 정류 회로로부터 출력된다. 상기 역률 개선부는, 상기 스위칭 소자의 일단과 상기 초크 코일의 일단 사이에 접속되며, 전압 클램프용 커패시터 및 상기 스위칭 소자에 대해 상보적으로 온이 되는 보조 스위칭 소자의 직렬 회로를 포함하는 액티브 클램프 회로를 포함한다. 또한, 상기 역률 개선부는, 상기 1차측 정류 소자의 출력측의 일단에 일단이 접속되는 역률 개선용 제 1 다이오드; 및 상기 역률 개선용 제 1 다이오드의 일단과 상기 평활 커패시터의 일단 사이에 접속되는 필터 커패시터를 포함한다.

본 발명의 제 2의 실시예에 따르면, 교류 전원으로부터의 입력 교류 전력을 직류 전력으로 변환하는 정류평활부와; 상기 정류평활부로부터의 직류 전력을 교류 전력으로 변환 후 다시 직류 전력으로 변환하는 컨버터부; 및 역률을 개선하는 역률 개선부를 포함하는 스위칭 전원 회로가 제공된다. 상기 정류평활부는, 교류 전원으로부터의 입력 교류 전력을 제공받아 정류하는 1차측 정류 소자와 평활 커패시터를 포함한다. 상기 컨버터부는, 상기 평활 커패시터의 일단에 일단이 접속되는 초크 코일과; 상기 초크 코일의 타단에 1차 권선의 일단이 접속되는 상기 1차 권선과 2차 권선이 소결합(疎結合)하여 코어에 대해 권회되는 컨버터 트랜스를 포함한다. 또한, 상기 컨버터부는, 상기 1차 권선의 타단에 일단이 접속되는 스위칭 소자

와; 상기 1차 권선에 발생하는 누설 인덕턴스, 상기 초크 코일의 인덕턴스, 및 상기 1차 권선의 타단에 일단이 접속되는 1차측 직렬 공진 커패시터의 용량에 의해 공진 주파수가 지배를 받는 1차측 직렬 공진 회로를 포함한다. 또한, 상기 컨버터부는, 상기 1차 권선에 발생하는 누설 인덕턴스, 상기 초크 코일의 인덕턴스, 및 상기 스위칭 소자에 병렬로 접속되는 1차측 병렬 공진 커패시터의 용량에 의해 공진 주파수가 지배를 받는 1차측 병렬 공진 회로를 포함한다. 또한, 상기 컨버터부는, 상기 스위칭 소자를 온·오프 구동하는 발진 및 구동 회로; 및 상기 2차 권선에 접속되는 2차측 정류 회로로부터 출력되는 2차측 직류 출력 전압의 값을 소정의 값으로 하는 제어 신호를 상기 발진 및 구동 회로에 공급하는 제어 회로를 포함한다. 상기 역률 개선부는, 상기 초크 코일에 병렬 접속되며, 전압 클램프용 커패시터 및 상기 스위칭 소자에 대해 상보적으로 온이 되는 보조 스위칭 소자의 직렬 회로를 포함하는 액티브 클램프 회로를 포함한다. 또한, 상기 역률 개선부는, 상기 1차측 정류 소자의 출력측의 일단에 일단이 접속되는 역률 개선용 제 1 다이오드; 및 상기 역률 개선용 제 1 다이오드의 일단과 상기 평활 커패시터의 일단 사이에 접속되는 필터 커패시터를 포함한다.

제 1 및 제 2의 실시예에 따른 스위칭 전원 회로는, 정류평활부와, 컨버터부와, 역률 개선부를 구비한다. 컨버터부는, 1차 권선에 발생하는 누설 인덕턴스 및 초크 코일이 갖는 인덕턴스와, 1차측 직렬 공진 커패시터의 용량에 의해 공진 주파수가 지배를 받는 1차측 직렬 공진 회로와, 1차 권선에 발생하는 누설 인덕턴스 및 초크 코일이 갖는 인덕턴스와 1차측 병렬 공진 커패시터에 의해 공진 주파수가 지배를 받는 1차측 병렬 공진 회로를 갖는 다중 공진 컨버터로서 구성되어 있다. 제 1의 실시예에서는, 스위칭 소자의 일단이 1차 권선의 타단에 접속되지만, 제 2의 실시예에서는, 스위칭 소자의 일단이, 1차 권선의 일단과 초크 코일의 타단의 접속점에 접속된다. 이 스위칭 소자는, 발진 및 구동 회로에 의해 구동되고, 이 발진 및 구동 회로에는, 2차측 정류 회로에 의해 출력되는 2차측 직류 출력 전압의 값을 소정의 값으로 하는 제어 신호가 제어 회로로부터 공급된다.

또한, 역률 개선부는, 전압 클램프용 커패시터 및 스위칭 소자에 대해 상보적으로 온이 되는 보조 스위칭 소자의 직렬 회로를 갖는 액티브 클램프 회로와, 1차측 정류 소자의 출력측의 일단에 일단이 접속되는 역률 개선용 제 1 다이오드와, 역률 개선용 제 1 다이오드의 일단과 평활 커패시터의 일단 사이에 접속되는 필터 커패시터를 구비하고, 정류평활부에 의해 얻어진 직류 전압과 전압 클램프용 커패시터의 전압의 합을 출력하는 승압 컨버터로서 기능하여 역률을 개선한다. 여기서, 적어도 1차 권선에 발생하는 누설 인덕턴스가, 승압 컨버터의 승압 인덕터로서 기능하고, 보조 스위칭 소자가, 정류 소자로서 기능한다. 또한, 상보적으로 온으로 된다는 것은, 스위칭 소자 또는 보조 스위칭 소자의 어느 한쪽이 온인 경우에는, 다른쪽은 온으로는 되지 않는 것을 말하는 것이다. 또한, 액티브 클램프 회로는, 제 1의 실시예에서는, 스위칭 소자의 일단과 초크 코일의 일단 사이에 접속되고, 제 2의 실시예에서는, 초크 코일과 병렬로 접속되어 있다. 그리고, 액티브 클램프 회로는, 또한, 스위칭 소자에 발생하는 전압을 클램프한다.

본 발명의 제 3의 실시예에 따르면, 교류 전원으로부터의 입력 교류 전력을 직류 전력으로 변환하는 정류평활부와; 상기 정류평활부로부터의 직류 전력을 교류 전력으로 변환 후 다시 직류 전력으로 변환하는 컨버터부; 및 역률을 개선하는 역률 개선부를 포함하는 스위칭 전원 회로가 제공된다. 상기 정류평활부는, 교류 전원으로부터의 입력 교류 전력을 제공받아 정류하는 1차측 정류 소자와 평활 커패시터를 포함한다. 상기 컨버터부는, 상기 평활 커패시터의 일단에 일단이 접속되는 초크 코일과; 상기 초크 코일의 타단에 1차 권선의 일단이 접속되는 상기 1차 권선과 2차 권선이 소결합(疎結合)하여 코어에 대해 권회되는 컨버터 트랜스를 포함한다. 또한, 상기 컨버터부는, 상기 1차 권선의 타단에 일단이 접속되는 스위칭 소자와; 상기 1차 권선에 발생하는 누설 인덕턴스, 상기 초크 코일의 인덕턴스, 및 상기 1차 권선의 일단에 일단이 접속되는 1차측 직렬 공진 커패시터의 용량에 의해 공진 주파수가 지배를 받는 1차측 직렬 공진 회로를 포함한다. 또한, 컨버터 회로는, 상기 1차 권선에 발생하는 누설 인덕턴스, 상기 초크 코일의 인덕턴스, 및 상기 스위칭 소자에 병렬로 접속되는 1차측 병렬 공진 커패시터의 용량에 의해 공진 주파수가 지배를 받는 1차측 병렬 공진 회로를 포함한다. 또한, 상기 컨버터 회로는, 상기 스위칭 소자를 온·오프 구동하는 발진 및 구동 회로; 및 상기 2차 권선에 접속되는 2차측 정류 회로로부터 출력되는 2차측 직류 출력 전압의 값을 소정의 값으로 하는 제어 신호를 상기 발진 및 구동 회로에 공급하는 제어 회로를 포함한다. 상기 역률 개선부는, 상기 스위칭 소자의 일단과 상기 초크 코일의 일단 사이에 접속되며, 전압 클램프용 커패시터 및 상기 스위칭 소자에 대해 상보적으로 온이 되는 보조 스위칭 소자의 직렬 회로를 포함하는 액티브 클램프 회로; 및 상기 1차측 정류 소자의 입력측에 연결되는 필터 커패시터를 포함한다. 상기 1차측 정류 소자는 상기 1차측 직렬 공진 회로의 공진 주파수와 상기 1차측 병렬 공진 회로의 공진 주파수 둘 다에 대해 스위칭 속도가 충분히 높은 정류 소자로 형성된다.

본 발명의 제 4의 실시예에 따르면, 교류 전원으로부터의 입력 교류 전력을 직류 전력으로 변환하는 정류평활부와; 상기 정류평활부로부터의 직류 전력을 교류 전력으로 변환 후 다시 직류 전력으로 변환하는 컨버터부; 및 역률을 개선하는 역률 개선부를 포함하는 스위칭 전원 회로가 제공된다. 상기 정류평활부는, 교류 전원으로부터의 입력 교류 전력을 제공받아 정류하는 1차측 정류 소자와 평활 커패시터를 포함한다. 상기 컨버터부는, 상기 평활 커패시터의 일단에 일단이 접속되는 초크 코일과; 상기 초크 코일의 타단에 1차 권선의 일단이 접속되는 상기 1차 권선과 2차 권선이 소결합(疎結合)하여 코어에 대해 권회되는 컨버터 트랜스를 포함한다. 또한, 상기 컨버터부는, 상기 1차 권선의 일단에 일단이 접속되는 스위칭 소자와; 상기 1차 권선에 발생하는 누설 인덕턴스, 상기 초크 코일의 인덕턴스, 및 상기 1차 권선의 타단에 일단이 접속되는 1

차측 직렬 공진 커패시터의 용량에 의해 공진 주파수가 지배를 받는 1차측 직렬 공진 회로를 포함한다. 또한, 상기 컨버터부는, 상기 1차 권선에 발생하는 누설 인덕턴스, 상기 초크 코일의 인덕턴스, 및 상기 스위칭 소자에 병렬로 접속되는 1차측 병렬 공진 커패시터의 용량에 의해 공진 주파수가 지배를 받는 1차측 병렬 공진 회로를 포함한다. 또한, 상기 컨버터부는, 상기 스위칭 소자를 온·오프 구동하는 발진 및 구동 회로; 및 상기 2차 권선에 접속되는 2차측 정류 회로로부터 출력되는 2차측 직류 출력 전압의 값을 소정의 값으로 하는 제어 신호를 상기 발진 및 구동 회로에 공급하는 제어 회로를 포함한다. 상기 역률 개선부는, 상기 초크 코일에 병렬 접속되며, 전압 클램프용 커패시터 및 상기 스위칭 소자에 대해 상보적으로 온이 되는 보조 스위칭 소자의 직렬 회로를 포함하는 액티브 클램프 회로; 및 상기 1차측 정류 소자의 입력측에 연결되는 필터 커패시터를 포함한다. 상기 1차측 정류 소자는 상기 1차측 직렬 공진 회로의 공진 주파수와 상기 1차측 병렬 공진 회로의 공진 주파수 둘 다에 대해 스위칭 속도가 충분히 높은 정류 소자로 형성된다.

제 3 및 제 4의 실시예에 따른 스위칭 전원 회로는, 정류평활부와, 컨버터부와, 역률 개선부를 구비한다. 컨버터부는, 1차 권선에 발생하는 누설 인덕턴스 및 초크 코일이 갖는 인덕턴스와, 1차측 직렬 공진 커패시터의 용량에 의해 공진 주파수가 지배를 받는 1차측 직렬 공진 회로와, 1차 권선에 발생하는 누설 인덕턴스 및 초크 코일이 갖는 인덕턴스와 1차측 병렬 공진 커패시터에 의해 공진 주파수가 지배를 받는 1차측 병렬 공진 회로를 갖는 다중 공진 컨버터로서 구성되어 있다. 여기서, 스위칭 소자는, 제 1의 실시예에서는, 1차 권선의 타단에 스위칭 소자의 일단이 접속되고, 제 2의 실시예에서는, 1차 권선의 일단과 초크 코일의 타단의 접속점에 스위칭 소자의 일단이 접속되어 있다. 이 스위칭 소자는, 발진 및 구동 회로에 의해 구동되고, 이 발진 및 구동 회로에는, 2차측 정류 회로에 의해 출력되는 2차측 직류 출력 전압의 값을 소정의 값으로 하는 제어 신호가 제어 회로로부터 공급된다.

또한, 역률 개선부는, 전압 클램프용 커패시터 및 스위칭 소자에 대해 상보적으로 온이 되는 보조 스위칭 소자의 직렬 회로를 갖는 액티브 클램프 회로와, 1차측 정류 소자의 입력측에 접속되는 필터 커패시터를 구비하고, 1차측 정류 소자는, 1차측 직렬 공진 회로의 공진 주파수 및 1차측 병렬 공진 회로의 공진 주파수의 어느 공진 주파수에 대해서도 충분히 스위칭 속도가 빠른 정류 소자에 의해 형성되는 것을 특징으로 한다. 그리고, 정류평활부에 의해 얻어진 직류 전압과 전압 클램프용 커패시터의 전압의 합을 출력하는 승압 컨버터로서 기능하여 역률을 개선한다. 여기서, 적어도 1차 권선에 발생하는 누설 인덕턴스가, 승압 컨버터의 승압 인덕터로서 기능하고, 보조 스위칭 소자가, 정류 소자로서 기능한다. 또한, 상보적으로 온으로 된다는 것은, 스위칭 소자 또는 보조 스위칭 소자의 어느 한쪽이 온인 경우에는, 다른쪽은 온으로는 되지 않는 것을 말하는 것이다. 또한, 액티브 클램프 회로는, 제 1의 실시예에서는, 스위칭 소자의 일단과 초크 코일의 일단 사이에 접속되고, 제 2의 실시예에서는, 초크 코일과 병렬로 접속되어 있다. 그리고, 액티브 클램프 회로는, 또한, 스위칭 소자에 발생하는 전압을 클램프한다.

발명을 실시하기 위한 최선의 형태

본 발명을 실시하기 위한 최선의 형태(이하, 실시예라고 한다)에 관해 설명하기에 앞서서, 우선, E급 공진형에 의해 스위칭 동작하는 스위칭 컨버터(이하, E급 스위칭 컨버터라고도 한다)의 기본 구성에 관해, 도 20 및 도 21을 참조하여 설명한다.

도 20은, E급 스위칭 컨버터로서의 기본 구성을 도시하고 있다. 이 도면에 도시하는 E급 스위칭 컨버터는, E급 공진형으로 동작하는 DC-AC 인버터로서의 구성을 채택한다.

이 도면에 도시하는 E급 스위칭 컨버터는, 스위칭 소자(Q1)를 구비한다. 이 경우의 스위칭 소자(Q1)는, 예를 들면, MOS-FET이다. 이 MOS-FET로서의 스위칭 소자(Q1)에는, 보디 다이오드(DD)가, 드레인-소스 사이에 대해 병렬 접속되도록 하여 형성된다. 또한, 마찬가지로 스위칭 소자(Q1)의 드레인-소스 사이에 대해서는, 1차측 병렬 공진 커패시터(Cr)가 병렬로 접속된다.

스위칭 소자(Q1)의 드레인은 초크 코일(L10)에 직렬 접속되고, 초크 코일(L10)을 통해, 직류 입력 전압(Ein)의 정극과 접속된다. 스위칭 소자(Q1)의 소스는, 직류 입력 전압(Ein)의 부극과 접속된다. 또한, 스위칭 소자(Q1)의 드레인에 대해서는, 초크 코일(L11)의 일단이 접속되고, 타단에는 직렬 공진 커패시터(C11)가 직렬로 접속된다. 직렬 공진 커패시터(C11)와 직류 입력 전압(Ein)의 부극 사이에는, 부하가 되는 임피던스(Z)가 삽입된다. 여기서의 임피던스(Z)는, 2차측의 부하를 1차측으로 환산한 것이다.

이와 같은 구성의 E급 스위칭 컨버터는, 초크 코일(L10)의 인덕턴스와 1차측 병렬 공진 커패시터(Cr)의 용량(커패시턴스)에 의해 형성되는 병렬 공진 회로와, 초크 코일(L11)의 인덕턴스와 직렬 공진 커패시터(C11)의 용량에 의해 형성되는 직렬 공진 회로를 구비하는 복합 공진형 컨버터의 한 형태라고 볼 수가 있다. 또한, 스위칭 소자를 1개만 구비하여 형성되는 점에서는, 싱글 엔드 방식의 전압 공진형 컨버터(single-ended voltage resonant converter)와 같다고 할 수 있다.

도 21은, 도 20에 도시한 구성의 E급 스위칭 컨버터에 관한 주요부의 동작을 도시하고 있다.

스위칭 전압(V1)은, 스위칭 소자(Q1)의 양단에 얻어지는 전압으로, 도 21에 도시된 파형을 갖는다. 구체적으로는, 스위칭 소자(Q1)가 온이 되는 온 기간(TON)에서 전압 레벨이 0레벨이고, 오프가 되는 오프 기간(TOFF)에서 정현파 형상의 펄스가 되는 파형이다. 이 스위칭 펄스 파형은, 상기 병렬 공진 회로의 공진 동작(전압 공진 동작)에 기인한다.

스위칭 전류(IQ1)는, 스위칭 소자(Q1)(및 보디 다이오드(DD))에 흐르는 전류이고, 오프 기간(TOFF)에서는 0레벨이고, 온 기간(TON)에서는, 우선 시작 시점부터 일정 기간에 있어서, 보디 다이오드(DD)를 흐름으로써 부극성이 되고, 이후에 반전하여 정극성이 되어, 스위칭 소자(Q1)의 드레인으로부터 소스로 흐른다.

또한, E급 스위칭 컨버터의 출력으로서, 상기 직렬 공진 회로에 흐르게 되는 전류(I2)는, 스위칭 소자(Q1)(및 보디 다이오드(DD))에 흐르는 스위칭 전류(IQ1)와, 1차측 병렬 공진 커패시터(Cr)에 흐르는 전류를 합성한 것으로 되고, 정현파 성분을 포함하는 파형으로 된다.

또한, 상기 스위칭 전류(IQ1)와 스위칭 전압(V1)의 파형은, 스위칭 소자(Q1)의 턴오프 타이밍에서 ZVS 동작이 얻어지고, 턴온 타이밍에서 ZVS 및 ZCS 동작이 얻어지을 나타낸다.

또한, 직류 입력 전압(Ein)의 정극 단자로부터 초크 코일(L10)을 흐르도록 하여 E급 스위칭 컨버터에 유입하는 전류(I1)는, 초크 코일(L10, L11)의 인덕턴스에 관해, $L10 > L11$ 의 관계를 설정하고 있기 때문에, 도시하는 바와 같이 소정의 평균 레벨을 취하는 맥류 파형으로 된다. 이와 같은 맥류 파형은, 근사적인 직류로서 볼 수 있다.

(제 1의 실시예)

제 1의 실시예에서는, 상술한 E급 스위칭 컨버터를 변형하여, 전원 회로에 적용한다. 도 1의 회로도에 도시하는 제 1의 실시예의 스위칭 전원 회로의 개요를 이하에 기술한다. 즉, 제 1의 실시예의 스위칭 전원 회로는, 교류 전원으로부터의 입력 교류 전력을 직류 전력으로 변환하는 정류평활부와, 직류 전력을 교류 전력으로 변환 후 다시 직류 전력으로 변환하는 컨버터부와, 역률을 개선하는 역률 개선부를 구비하는 스위칭 전원 회로이다. 정류평활부의 개요, 컨버터부의 개요, 또한, 역률 개선부의 개요, 2차측 정류 회로의 개요를 차례로 설명한다.

정류평활부는 교류 전원으로부터의 입력 교류 전력을 입력하여 정류하는 1차측 정류 소자(Di)와 평활 커패시터(Ci)를 포함한다. 구체적으로는, 정류평활부는 교류 전원으로부터의 입력 교류 전력을 1차측 정류 소자(Di)의 입력측에 입력하고, 1차측 정류 소자(Di)의 출력측의 일단과 평활 커패시터(Ci)가 접속되어, 직류 전력을 생성하는 1차측 정류 평활 회로를 포함한다.

1차측은, E급 스위칭 동작의 전압 및 전류 공진 컨버터로서의 구성을 갖지만, 도 20에 도시하는 E급 스위칭 컨버터와는, 다른 접속을 갖고 있다. 즉, 도 20에 도시하는 E급 스위칭 컨버터에서는, 초크 코일(L10)과 초크 코일(L11)의 접속점으로부터 스위칭 소자(Q1)에 직류 전력이 공급되고 있지만, 본 실시예의 컨버터에서는, 초크 코일(L10)에 대응하는 초크 코일(PCC)과 초크 코일(L11)에 대응하는 1차 권선에 생기는 누설 인덕턴스(L1)와의 직렬 회로로부터 스위칭 소자(Q1)에 직류 전력이 공급되고 있다. 이와 같이, E급 컨버터와는 다른 구성을 가지면서, E급 컨버터가 가지는, 컨버터 회로에의 입력 전류가 직류 전류에 가까운 것으로 되는 효과를 얻을 수 있다. 본 실시예의 회로 구성을 변형 E급 컨버터라고 칭하는 것이다. 이와 같이 하여, 1차측은, 전류 및 전압 공진 회로를 가지며, 또한, 2차측은, 전류 공진 회로를 가지며, 다중 공진형의 컨버터부를 구성하고 있다.

보다 구체적으로는, 이 다중 공진형의 컨버터부는, 공진 컨버터로서 본 경우에는, 평활 커패시터(Ci)의 일단에 일단이 접속되는 초크 코일(PCC)과, 1차 권선(N1)과 2차 권선(N2)이 서로 소결함하도록 상기 권선(N1 및 N2)이 코어에 감겨진 컨버터 트랜스(PIT)를 포함한다. 1차 권선(N1)의 일단은 초크 코일(PCC)의 타단에 연결된다. 또한, 컨버터 트랜스(PIT)의 1차 권선(N1)(단지 1차 권선(N1)이라는 생략도 이하에서는 이용한다)의 타단은 스위칭 소자(Q1)의 일단에 접속되고, 이로써 컨버터 트랜스(PIT)에 교류 전력을 공급한다. 그리고, 1차 권선(N1)에 발생하는 누설 인덕턴스(L1) 및 초크 코일(PCC)이 갖는 인덕턴스(L3)와 1차 권선(N1)의 일단에 일단이 접속되는 1차측 직렬 공진 커패시터(C2)의 용량에 의해 공진 주파수가 지배를 받는 1차측 직렬 공진 회로와, 1차 권선(N1)에 발생하는 누설 인덕턴스(L1) 및 초크 코일(PCC)이 갖는 인덕턴스(L3)와 스위칭 소자(Q1)에 병렬로 접속되는 1차측 병렬 공진 커패시터(Cr)에 의해 공진 주파수가 지배를 받는 1차측 병렬 공진 회로를 구비한다. 여기서, 1차측 정류 소자(Di)의 출력측의 타단, 평활 커패시터(Ci)의 타단, 스위칭 소자(Q1)의 타단, 1차측 직렬 공진 커패시터(C2)의 타단은 상호 접속되고, 1차측의 접지 전위로 되어 있다.

또한, 스위칭 소자를 온·오프 구동하는 발진 및 구동 회로(2)와, 컨버터 트랜스(PIT)의 2차 권선(N2)(단지 2차 권선(N2)이라는 생략도 이하에서는 이용한다)에 접속되는 2차측 정류 회로에 의해 출력되는 2차측 직류 출력 전압(Eo)의 값을 소정의 값으로 하는 제어 신호를 상기 발진 및 구동 회로(2)에 공급하는 제어 회로(1)를 구비하고 있고, 2차 권선(N2)에 접속되는 2차측 정류 회로는, 2차측 직렬 공진 커패시터(C4)를 갖고서 2차측 직렬 공진 회로를 형성하고 있다.

여기서, 제어 회로(1)는, 입력된 2차측 직류 출력 전압(Eo)과 소정의 값의 기준 전압치와의 차에 응한 검출 출력을 발진 및 구동 회로(2)에 공급한다. 발진 및 구동 회로(2)에서는, 입력된 제어 회로(1)의 검출 출력에 응하여 주로 스위칭 주파수를 가변하도록 하여, 스위칭 소자(Q1)를 구동한다. 또한, 스위칭 주파수와 함께 1주기에서의 스위칭 소자(Q1)의 온이 되는 시간의 비율인 시비율(時比率)을 변화시키도록 하여도 좋다.

이와 같이 하여 스위칭 소자(Q1)의 스위칭 주파수가 가변 제어됨에 의해, 전원 회로에서의 1차측, 2차측의 공진 임피던스가 변화하고, 컨버터 트랜스(PIT)의 1차 권선(N1)으로부터 2차 권선(N2)측으로 전송된 전력량, 또한, 2차측 정류 회로로부터 부하에 공급해야 할 전력량이 변화하게 된다. 이로써, 2차측 직류 출력 전압(Eo)의 크기를 기준 전압과 일치시키는 동작을 얻을 수 있게 된다. 즉, 2차측 직류 출력 전압(Eo)의 안정화가 도모되도록 되어 있다.

또한, 본 실시예의 스위칭 전원 회로는, 역률 개선부를 구비하고, 역률 개선부는, 액티브 클램프 회로와, 역률 개선용 제 1 다이오드(D1), 역률 개선용 제 2 다이오드(D2), 역률 개선용 인덕터(Lo) 및 필터 커패시터(CN)를 포함한다. 여기서, 액티브 클램프 회로는, 스위칭 소자(Q1)의 일단 및 초크 코일(PCC)의 일단 사이에 접속되어 있다. 그리고, 액티브 클램프 회로는, 전압 클램프용 커패시터(C3) 및 스위칭 소자(Q1)와 상보적으로 온이 되도록 작용하는 보조 스위칭 소자(Q2)와의 직렬 회로를 구비한다.

또한, 역률 개선용 제 1 다이오드(D1)의 일단은, 1차측 정류 소자(Di)의 출력측의 일단에 접속되고, 역률 개선용 제 1 다이오드(D1)의 타단은, 역률 개선용 제 2 다이오드(D2)의 일단 및 역률 개선용 인덕터(Lo)의 일단에 접속되어 있다. 여기서, 역률 개선용 제 1 다이오드(D1)의 타단과, 역률 개선용 제 2 다이오드(D2)의 일단은 다른 극성으로 되어 있다. 즉, 역률 개선용 제 2 다이오드는, 역률 개선용 제 1 다이오드(D1)의 타단과, 전압 클램프용 커패시터(C3)와 보조 스위칭 소자(Q2)와의 접속점 사이에 접속되고, 역률 개선용 제 1 다이오드(D1)로부터의 전류를 분류(分流)한다. 또한, 역률 개선용 인덕터(Lo)는, 역률 개선용 제 1 다이오드(D1)의 타단과, 초크 코일(PCC)의 타단 및 컨버터 트랜스(PIT)의 일단 사이에 접속되고, 역률 개선용 제 1 다이오드(D1)로부터의 전류를 분류한다.

또한, 필터 커패시터(CN)는 역률 개선용 제 1 다이오드(D1)의 일단과 평활 커패시터(Ci)의 일단 사이에 접속되어 있다. 또한, 역률 개선용 제 2 다이오드(D2)의 타단은, 전압 클램프용 커패시터(C3)와 보조 스위칭 소자(Q2)와의 접속점에 접속되고, 역률 개선용 인덕터(Lo)의 타단은, 초크 코일(PCC)의 타단과 1차 권선(N1)의 일단과의 접속점에 접속된다.

또한, 본 실시예의 스위칭 전원 회로의 2차측 정류 회로는, 2차측 직렬 공진 커패시터(C4)가 직렬 접속된 2차 권선(N2)에 대해, 고속으로 작동하는, 2차측 정류 소자(Do) 및 평활 커패시터(Co)를 접속함으로써, 전파 정류 회로로서 형성된다. 즉, 2차측 직렬 공진 커패시터(C4)에는 정부(正負)의 전류가 스위칭 주기로 흐르고, 어느 쪽의 극성에 전하가 차지되는 일도 없이, 공진 회로의 일부로서 기능한다. 즉, 2차측 정류 회로는, 2차 권선(N2)이 갖는 누설 인덕턴스(L2)와 2차측 직렬 공진 커패시터(C4)로서 직렬 공진 주파수가 지배되는 2차측 직렬 공진 회로를 구성한다. 또한, 2차측의 정류 회로는, 2차 권선(N2)에 생기는 전압의 등배(等倍)가 되는 정류 회로뿐만 아니라, 그 2배의 전압을 발생시키는 배전압 정류 회로일 수도 있고, 나아가서는, 2차측의 공진 회로로서, 다중형 공진 컨버터의 구성에 대해, 직렬 공진 회로뿐만 아니라 부분 전압 공진 회로도 형성될 수 있다.

이하, 도 1에 도시하는 실시예의 스위칭 전원 회로에 관해, 상용의 교류 전원(AC)측부터 차례로, 그 작용을 중심으로 하여 보다 상세히 설명한다. 상용의 교류 전원(AC)의 2상의 입력 라인은, 커먼 모드 초크 코일(CMC)과 2개의 어크로스 커패시터(CL)로 이루어지는 커먼 모드 노이즈 필터를 통하여 1차측 정류 소자(Di)에 접속된다. 여기서, 커먼 모드 노이즈 필터는, 상용의 교류 전원(AC)의 라인과 스위칭 전원 회로의 2차측 사이에 발생하는 커먼 모드 노이즈를 제거하는 기능을 갖고 있다.

커먼 모드 노이즈 필터를 통과한 교류 전력은, 4개의 저속형의 정류 소자(다이오드)를 브리지 접속하여 형성한 1차측 정류 소자(Di)의 입력측에 인가되어, 1차측 정류 소자(Di)에 의해 정류되고, 맥류 전압을 발생시킨다. 맥류 전압은, 필터 커패시터(CN)와 평활 커패시터(Ci)의 직렬 회로에 공급되고, 역률 개선용 제 1 다이오드(D1)를 흐르는 고주파 전류에 의해 발생하는 스위칭 전압은 필터 커패시터(CN)에서 평활되어, 교류 전원(AC)측에 노이즈가 누설되지 않는다. 또한, 평활 커패시

터(Ci)는 역률 개선용 제 1 다이오드(D1)와 역률 개선용 인덕터(Lo)의 직렬 회로, 및 초크 코일(PCC)을 통하여 1차측 정류 소자(Di)에 접속되고, 평활 커패시터(Ci)의 양단은 맥류 전압의 피크치 부근의 전압치의 직류 전압인 직류 입력 전압(Ei)을 유지한다.

여기서, 직류 입력 전압(Ei)은, 교류 입력 전압(VAC)의 등배에 대응하는 레벨로 된다. 이 직류 입력 전압(Ei)이, 후단의 E급 스위칭 컨버터를 위한 직류 입력 전압으로 된다.

다중 공진형의 컨버터부는, 변형 E급 스위칭 컨버터로서, E급 스위칭 컨버터와 개략 마찬가지로 기능한다. 컨버터부는, 주요부로서, 초크 코일(PCC), 컨버터 트랜스(PIT), 1차측 직렬 공진 커패시터(C2), 1차측 병렬 공진 커패시터(Cr) 및 스위칭 소자(Q1)를 포함한다. 도 20을 인용하여 원리 설명을 한 E급 스위칭 컨버터의 각 부분과 도 1에서의 각 부분과의 대응 관계를 이하에 나타낸다. 초크 코일(L10)이 초크 코일(PCC)에, 초크 코일(L11)이 컨버터 트랜스(PIT)의 1차 권선(N1)에 생기는 누설 인덕턴스(L1)에, 1차측 직렬 공진 커패시터(C11)가 1차측 직렬 공진 커패시터(C2)에, 1차측 병렬 공진 커패시터(Cr)가 1차측 병렬 공진 커패시터(Cr)에, 스위칭 소자(Q1)가 스위칭 소자(Q1)에, 부하가 되는 임피던스(Z)가 2차측의 임피던스를 1차측으로 환산한 임피던스에 각각 대응한다.

즉, 도 1에 도시하는 제 1의 실시예에서는, 이하와 같이 하여 변형 E급 스위칭 컨버터를 구성한다. 평활 커패시터(Ci)의 일단에 초크 코일(PCC)의 한쪽의 단자(일단)가 접속되고, 초크 코일(PCC)의 다른쪽의 단자(타단)가 컨버터 트랜스(PIT)의 1차 권선(N1)의 일단 및 1차측 직렬 공진 커패시터(C2)에 접속된다. 그리고, 컨버터 트랜스(PIT)의 1차 권선(N1)의 타단과 스위칭 소자(Q1)의 일단이 접속된다. 또한, 1차측 병렬 공진 커패시터(Cr)가 스위칭 소자(Q1)에 병렬로 접속된다. 이와 같은 구성을 채용한 경우에도, 초크 코일(PCC)을 통해 평활 커패시터(Ci)로부터 스위칭 컨버터(Ci)로 흐르는 전류(I2)는 리플 전류이고, 따라서, 평활 커패시터(Ci)는 스위칭 소자(Q1)의 스위칭에 기초한 고주파 교류 전류를 제공받지 않게 된다. 이것에 의해, 평활 커패시터(Ci)에 대한 부담이 감소된다는 이점을 얻게 된다.

컨버터 트랜스(PIT)의 1차 권선(N1)과 2차 권선(N2)은, 결합 계수가 0.8 이하의 소결함으로 되어 있기 때문에, 1차 권선(N1)은 누설 인덕턴스(L1)를 가지며, 누설 인덕턴스(L1) 및 초크 코일(PCC)의 인덕턴스(L3)와 1차측 직렬 공진 커패시터(C2)의 용량에 의해 1차측 공진 전류(I1)에 대한 1차측 직렬 공진 주파수가 지배를 받는 1차측 직렬 공진 회로가 형성된다. 또한, 누설 인덕턴스(L1) 및 초크 코일(PCC)의 인덕턴스(L3)와 1차측 병렬 공진 커패시터(Cr)의 용량에 의해 1차측 공진 전류(I1)에 대한 1차측 병렬 공진 주파수가 지배를 받는 1차측 병렬 공진 회로가 형성된다.

여기서, 공진 주파수가 「지배를 받는」이란, 주로 이들의 요소에 의해 공진 주파수가 정해지는 것을 말하는 것이다. 예를 들면, 1차측 직렬 공진 주파수, 1차측 병렬 공진 주파수는, 역률 개선용 인덕터(Lo)의 인덕턴스 성분, 평활 커패시터(Ci) 등에 의해서도 영향을 받지만, 이들이 1차측 직렬 공진 주파수, 1차측 병렬 공진 주파수에 주는 영향은, 보다 적은 것이다.

또한, 상술한 바와 같이, 컨버터 트랜스의 2차 권선(N2)이 2차측 직렬 공진 커패시터(C4)와 접속되고, 2차측이 누설 인덕턴스 성분(도 1에서, 인덕턴스(L2)로 나타낸다)과 2차측 직렬 공진 커패시터(C4)의 용량에 의해 공진 주파수가 지배를 받는 2차측 직렬 공진 회로를 형성한다. 또한, 본 실시예에서는, 2차측 직렬 공진 회로를 구성하는 회로로서는, 전파 정류 회로로 하였지만, 이 밖에 회로로서는, 후술하는 배전압 반파 정류 회로 또는 배전압 전파 정류 회로로서 구성하여도 좋고, 나아가서는, 2차측으로서, 2차측 직렬 공진 회로뿐만 아니라, 부분 공진 회로를 이용하는 것으로 하여도 좋다. 또한, 2차측의 각종의 정류 회로에 이용되는 다이오드는, 2차측 권선(N2)에 흐르는 고주파 전류에 대응하여, 고주파의 스위칭 특성이 양호한 고속의 다이오드가 채용된다.

1차측 직렬 공진 회로 및 1차측 병렬 공진 회로에 교류 전력을 공급하는 스위칭 소자(Q1)는 1차 권선(N1)의 타단에 접속된다. 여기서, 발진 및 구동 회로(2)가 스위칭 소자(Q1)를 구동하도록 되어 있다. 이와 같이, 1차측은, 변형 E급 스위칭 동작의 컨버터로서 동작함과 함께, 전압 및 전류 공진 컨버터로서의 구성을 가지며, 또한, 2차측은, 전류 공진 회로를 가지며, 전체로서, 2차측 직류 출력 전압(Eo)의 값을 일정하게 하는 다중 공진형 컨버터를 구성한다. 즉, 본 실시예의 스위칭 전원 회로는, 교류적인 관점에서 보면, 1차측 직렬 공진 회로, 1차측 병렬 공진 회로 및 2차측 직렬 공진 회로를 구비하는 다중 공진형의 컨버터부를 포함한다.

다음에, 역률 개선 회로에 관해, 그 작용을 설명한다. 역률 개선용 제 1 다이오드(D1) 및 역률 개선용 인덕터(Lo)의 직렬 회로가, 초크 코일(PCC)의 타단과 컨버터 트랜스(PIT)의 일단과의 접속점에 접속됨에 의해, 역률의 개선의 효과가 생긴다. 스위칭 소자(Q1)에 접속됨에 의해, 역률 개선용 제 1 다이오드(D1)는, 교류 입력 전압(VAC)의 주기의 전류를 흘릴뿐만 아니라, E급 스위칭 컨버터에 의해 생기는 공진 주파수의 주기의 전류를 정류하여 일방향으로 흘린다. 이로써, 교류 입력 전류(IAC)가 흐르고 있는 시간을 확대하여, 역률의 개선을 도모한다.

즉, 역률 개선용 제 1 다이오드(D1) 및 역률 개선용 인덕터(Lo)의 직렬 회로를 1차측 직렬 공진 커패시터(C2)에 접속함에 의해, 역률 개선용 인덕터(Lo)와 컨버터 트랜스(PIT)의 누설 인덕턴스(L1)를 승압 인덕터, 보조 스위칭 소자(Q2)를 정류 소자로 하는 승압 컨버터를 구성한다. 이로써, 공진 전류를 역률 개선용 제 1 다이오드(D1)에 흘려서, 도통각의 확대를 도모할 수 있는 것이다. 또한, 필터 커패시터(CN)는, 이와 같은 역률 개선 작용에 있어서 흐르는 고주파 전류를 평활하고, 노멀 노이즈를 억제하는 작용을 갖는 것이다. 여기서, 전압 클램프용 커패시터(C3)의 값은 0.068 μ F(마이크로파라드)로 하고, 역률 개선용 인덕터(Lo)의 값은 43 μ H로 하고, 필터 커패시터(CN)의 값은 1 μ F로 하였다.

또한, 역률 개선용 제 1 다이오드(D1)와 역률 개선용 인덕터(Lo)의 접속점에는, 역률 개선용 제 2 다이오드(D2)의 일단, 즉, 역률 개선용 제 1 다이오드(D1)와는 다른 극성단(極性端)이 접속되고, 역률 개선용 제 2 다이오드(D2)의 타단은, 보조 스위칭 소자(Q2)와 전압 클램프용 커패시터(C3)와의 접속점에 접속되어 있다. 역률 개선용 제 1 다이오드(D1)가 오프(비도통)인 경우에 역률 개선용 제 1 다이오드(D1)의 기생 용량과 역률 개선용 인덕터(Lo)의 인덕턴스에 의해, 전압 공진이 생기고, 전압(V2)에는, 고압의 피크 전압이 생기지만, 이와 같이 접속함에 의해, 역률 개선용 제 1 다이오드(D1)의 전압을 클램프하여, 역률 개선용 제 1 다이오드(D1)의 내전압을 더 낮게 할 수 있다. 또한, 역률 개선용 제 1 다이오드(D1)와 역률 개선용 인덕터(Lo)에 의해 부하 전력(Po)의 변동에 대해 스위칭 소자(Q1)의 오프가 되는 기간은 변화한다. 즉, 스위칭 소자(Q1)의 온이 되는 기간은 부하 전력(Po)의 감소와 교류 입력 전압(VAC)의 상승에 수반하여 감소하고, 스위칭 주파수가 상승함에 의해, 2차측 직류 출력 전압(Eo)은 일정하게 유지된다.

상술한 역률 개선용 제 2 다이오드(D2)의 작용을 보다 상세하게 설명한다. 역률 개선용 제 1 다이오드(D1)의 오프시에서는, 역률 개선용 제 1 다이오드(D1)의 기생 용량과 역률 개선용 인덕터(Lo)의 인덕턴스에 의해 전압 공진이 생기고, 전압(V2)에 공진 전압이 생긴다. 여기서, 역률 개선용 제 2 다이오드(D2)가 있는 경우에는, 보조 스위칭 소자(Q2)의 온 시(時), 전류(I1)가 제로가 되는 경우에는, 역률 개선용 제 2 다이오드(D2)와 보조 스위칭 소자(Q2)에 의해 역률 개선용 인덕터(Lo)는 단락되고, 이와 같은 공진 전압은 발생하지 않게 된다. 이 결과, 역률 개선용 제 1 다이오드(D1)에 인가되는 역방향 전압의 크기는, 역률 개선용 제 2 다이오드(D2)와 보조 스위칭 소자(Q2)로 단락하지 않는 경우의 약 1/2로 저하시킬 수 있다. 이로써, 결과적으로, 역률 개선용 제 1 다이오드(D1)의 스위칭 손실을 저감할 수 있고, 전력 변환 효율($\eta_{AC \rightarrow DC}$)의 향상이 도모될 수 있게 된다.

역률 개선용 제 1 다이오드(D1)의 구체적인 사양은 3A/600V이고, 역률 개선용 제 2 다이오드(D2)의 구체적인 사양은 1A/600V이며, 스위칭 소자(Q1) 및 보조 스위칭 소자(Q2)의 구체적인 사양은 10A/900V이다. 여기서, 전류값에 후속하는 전압값은 내전압을 나타낸다.

보조 스위칭 소자(Q2)에 관해 보다 상세히 설명한다. 보조 스위칭 소자(Q2)는, MOS-FET로 형성되고, 컨버터 트랜스(PIT)에 권장된 제어 권선(Ng)에 의해 게이트가 구동된다. 이때, 제어 권선(Ng)의 감는 방향을 정함에 의해, 스위칭 소자(Q1)와 보조 스위칭 소자(Q2)가 동시에 온으로 되지 않는 상보적인 동작을 구현할 수 있다. 이와 같이, 역률 개선 회로와 다중 공진 컨버터의 모두가, 자력 모드(self-excited mode)로 동작하고, 그 주파수는, 완전히 일치하게 된다.

여기서, 상보적인 동작이란, 스위칭 소자(Q1)와 보조 스위칭 소자(Q2)가 동시에 온으로 되는 일이 없고, 스위칭 소자(Q1)가 온인 경우에는, 보조 스위칭 소자(Q2)는 반드시 오프로 되고, 보조 스위칭 소자(Q2)가 온인 경우에는, 스위칭 소자(Q1)는 반드시 오프가 되는 것이다. 이 경우에 있어서, 저항(Rg1)의 값은 220 Ω (옴), 저항(Rg2)의 값은 100 Ω 으로 하였다. 저항(Rg1)과 저항(Rg2)의 비율을 적절히 정함에 의해, 보조 스위칭 소자(Q2)의 온이 되는 시간의 길이를 제어할 수 있고, 스위칭 전원 회로의 효율 등의 최적화가 도모될 수 있는 것이다.

이와 같은, 전압 클램프용 커패시터(C3)와 보조 스위칭 소자(Q2)를 갖는 액티브 클램프 회로는, 역률 개선 회로의 일부를 구성함과 함께, 초크 코일(PCC)의 권선 및 1차 권선(N1)의 직렬 회로에 병렬로 삽입되기 때문에, 스위칭 소자(Q1)가 오프시에 인가되는 전압을 클램프하여, 스위칭 소자(Q1)의 내전압을 저하시키는 효과도 갖는다.

이와 같은, 역률 개선 회로를 부가하였기 때문에, 스위칭 소자(Q1)와 보조 스위칭 소자(Q2)에는, 공진에 의한 톱니형상 전류인 전류(I1)와, 공진에 의한 전류(I2)가 중첩하여 흐르기 때문에, 스위칭 동작에서의 스위칭 손실은 증가하고, 전력 변환 효율($\eta_{AC \rightarrow DC}$)이 저하되는 경향이 있다. 이 점에서, 본 실시예는, 교류 입력 전압(VAC)의 범위가 광범위하고, 비교적 출력이 작은 경우, 예를 들면, 교류 입력 전압(VAC)이 100V로부터 230V의 범위이고, 출력 직류 전력이 약 150W인 경우에 적용되는 것이 바람직하다.

또한, 도 1에 도시하는 실시예의 스위칭 전원 회로의 중요부의 세부 구성에 관해 설명을 한다.

우선, 컨버터 트랜스(PIT)의 상세에 관해 설명한다. 컨버터 트랜스(PIT)는, 1차측과 2차측을 절연함과 함께 전압의 변환을 행하는 기능을 갖지만, 또한, 다중 공진 방식의 변형 E급 스위칭 컨버터를 기능시키기 위한 공진 회로의 일부를 구성하는 인덕턴스(L1)로서도 기능한다. 여기서, 인덕턴스(L1)는, 컨버터 트랜스(PIT)에 의해 형성된 누설 인덕턴스 성분이다. 도 2에 도시하는 컨버터 트랜스(PIT)의 단면도에 따라, 구체적인 구조를 설명한다.

컨버터 트랜스(PIT)는, 페라이트재에 의한 E형 코어(CR1)와 E형 코어(CR2)를 서로의 자각(magnetic legs)이 대향하도록 조합시킨 EE형 코어(EE자형 코어)를 구비한다. 그리고, 1차측과 2차측의 권장부에 관해서는, 상호 독립하도록 하여 분할하고, 예를 들면 수지 등에 의해 형성되는 보빈(B)이 구비된다. 그리고, 1차 권선(N1) 및 2차 권선(N2)이 권장된 보빈(B)을 EE자형 코어에 부착함으로써, 1차 권선(N1)과 제어 권선(Ng)이 동일한 권장 영역으로, 2차 권선(N2)이 다른 권장 영역으로 분리되고, EE자형 코어의 중앙 자각에 권장되는 상태로 된다. 이와 같이 하여 컨버터 트랜스(PIT) 전체로서의 구조가 얻어진다.

이 EE자형 코어의 중앙 자각에 대해서는, 1.6mm의 갭(G)을 형성한다. 이로써, 1차측과 2차측의 결합 계수(k)의 값으로서는, 0.8 이하를 얻고 있다. 이와 같이 하여, 큰 인덕턴스 값의 누설 인덕턴스(L1)를 얻도록 하고 있다. 또한, 갭(G)은, E형 코어(CR1) 및 E형 코어(CR2)의 중앙 자각을, 2개의 외자각보다도 짧게 함으로써 형성하고 있다. 또한, 1차 권선(N1)의 권수는 45T(턴), 2차 권선(N2)의 권수는 30T(턴), 제어 권선(Ng)은 1T(턴)으로 하고, 코어재는, EER-35(코어재 명칭)로 하였다. 이때, 1차 권선(N1)에 생기는 누설 인덕턴스(L1)의 값은 238 μ H(마이크로헨리), 2차 권선(N2)에 생기는 누설 인덕턴스(L2)의 값은 142 μ H(마이크로헨리)이다. 또한, 1차측 병렬 공진 커패시터(Cr)의 값은 1000pF로 하고, 1차측 직렬 공진 커패시터(C2)의 값은 0.056 μ F로 하고, 2차측 직렬 공진 커패시터(C4)의 값은 0.068 μ F로 하였다.

초크 코일(PCC)은 초크 코일 코일이 코어에 권장되어 형성되는 것이고, 초크 코일(PCC)의 인덕턴스(L3)의 값은 0.5mH로 하였다. 초크 코일(PCC)도 컨버터 트랜스(PIT)와 개략 같은 구성을 채용할 수 있다. 또한, 역률 개선용 인덕터(Lo)도 같은 구성에 의할 수 있다.

컨버터 트랜스(PIT)의 2차측에서는, 1차 권선(N1)에 의해 유도된 교류 전압에 유사한 전압 파형이 2차 권선(N2)에 발생한다. 이 2차 권선(N2)에 대해서는, 2차측 직렬 공진 커패시터(C4)를 직렬로 접속하고 있다. 이로써, 2차 권선(N2)측에서 본 누설 인덕턴스(L2)와 2차측 직렬 공진 커패시터(C4)에 의해 2차측 직렬 공진 회로를 형성한다. 이 2차측 직렬 공진 회로의 공진 주파수는, 상술한 1차측 직렬 공진 커패시터(C2)와 누설 인덕턴스(L1) 및 초크 코일(PCC)의 인덕턴스(L3)에 의해 지배를 받는 1차측 직렬 공진 주파수의 주파수와 거의 동등하게 되도록 본 실시예에서는 설정되어 있지만, 2차측 직렬 공진 회로의 공진 주파수는, 1차측 직렬 공진 주파수와 관계에서는 적절히, 정할 수 있는 것이다. 또한, 2차측 직렬 공진 회로를 마련하는 일 없이, 부분 전압 공진 회로를 2차측에 마련하는 것으로 하여도 좋은 것이다.

스위칭 소자(Q1)는, 상술한 바와 같이 MOS-FET가 선정되고, 소스-드레인 사이에 병렬로 보디 다이오드(DD1)를 내장한다.

제어 회로(1)는, 입력된 2차측 직류 출력 전압(Eo)과 소정의 값의 기준 전압치와의 차에 따른 검출 출력을 발진 및 구동 회로(2)에 공급한다. 발진 및 구동 회로(2)에서는, 입력된 제어 회로(1)의 검출 출력에 응하여 주로 스위칭 주파수를 가변하도록 하여, 스위칭 소자(Q1)를 구동한다. 또한, 스위칭 주파수와 함께 1주기에서의 스위칭 소자(Q1)의 온이 되는 시간의 비율인 시비율을 변화시키도록 하여도 좋다.

이와 같이 하여 스위칭 소자(Q1)의 스위칭 주파수가 가변 제어됨에 의해, 전원 회로에서의 1차측, 2차측의 공진 임피던스가 변화하고, 컨버터 트랜스(PIT)의 1차 권선(N1)으로부터 2차 권선(N2)측으로 전송된 전력량, 또한, 2차측 정류 회로로부터 부하에 공급하여야 할 전력량이 변화하게 된다. 이로써, 2차측 직류 출력 전압(Eo)의 크기를 기준 전압과 일치시키는 동작을 얻을 수 있게 된다. 즉, 2차측 직류 출력 전압(Eo)의 안정화가 도모된다. 여기서, 2차측 직류 출력 전압(Eo)의 값은 175V로 하고 있다.

(제 1의 실시예의 주요부의 동작 파형과 측정 데이터)

이상, 본 실시예의 스위칭 전원 회로의 구성 및 작용의 설명하여 왔는데, 도 1에 도시하는 실시예의 스위칭 전원 회로의 주요부의 동작 파형을 도 3 및 도 4에 도시하고, 측정 데이터를 도 5에 도시한다.

도 3의 (a) 내지 (g)는, 교류 입력 전압 100V, 최대 부하 전력 150W에서의 회로의 주요부의 동작 파형을 스위칭 주기에 의해 도시하고 있다. 도 3의 (a)는 스위칭 소자(Q1)의 양단에서 얻어지는 1차측 공진 전압(V1)을 도시한다. 도 3의 (b)는 스

위칭 소자(Q1) 또는 보디 다이오드(DD1)를 통해 흐르는 전류(IQ1)를 도시한다. 도 3의 (c)는 액티브 클램프 회로를 통해 흐르는 전류(IQ2)를 도시한다. 도 3의 (d)는 역률 개선용 제 1 다이오드(D1)가 오프 상태에 있을 때 발생하는 공진 전압(V2)을 도시한다. 도 3의 (e)는 1차측 공진 전류(I1)를 도시한다. 도 3의 (f)는 초크 코일(PCC)을 통해 컨버터부로 흐르는 리플 전류(I2)를 도시한다. 도 3의 (g)는 스위칭 소자(Q1) 또는 액티브 클램프 회로를 통해 흐르며 리플 전류(I2)에 1차측 공진 전류(I1)를 중첩하는 것에 발생하는 전류(I3)를 도시한다.

또한, 도 4의 (a) 내지 (g)는, 교류 입력 전압 100V, 최대 부하 전력 150W에서의 역률 개선 회로의 주요부의 동작 파형을 교류 전원 주기에 기초하여 도시하고 있다. 도 4의 (a)는 교류 입력 전압(VAC)을 도시한다. 도 4의 (b)는 교류 입력 전류(IAC)를 도시한다. 도 4의 (c)는 1차측 정류 소자(D1)에 의한 정류로 발생하는 리플 전압(V3)을 도시한다. 도 4의 (d)는 역률 개선용 다이오드(D1)가 오프 상태에 있을 때 발생하는 공진 전압(V2)을 도시한다. 도 4의 (e)는 1차측 공진 전류(I1)를 도시한다. 도 4의 (f)는 스위칭 소자(Q1) 또는 보디 다이오드(DD1)를 통해 흐르는 전류(IQ1)를 도시한다. 도 4의 (g)는 액티브 클램프 회로를 통해 흐르는 전류(IQ2)를 도시한다. 공진 전압(V2), 1차측 공진 전류(I1), 전류(IQ1), 및 전류(IQ2) 각각의 사선 영역은 이들 전압 및 전류가 스위칭 소자(Q1)의 스위칭 파형과 동일한 주기로 스위칭됨을 나타낸다. 여기서, 상술한 바와 같이, 역률 개선용 인덕터(Lo)의 값을 불연속 전류 모드가 생길 때마다 작게 하여, 전압(V3)과 전류(IAC)의 포락선이 일치하도록 하여, 역률을 양호한 것으로 하고 있다.

도 5는, 교류 입력 전압(VAC)의 값이 100V 및 230V인 입력 전압 조건하에서 부하 전력(Po)의 값이 0W(무부하)에서 150W의 범위에서의 부하 변동에 대한 직류 입력 전압(Ei), 역률(pf), 및 교류 입력 전력에 대한 직류 출력 전력의 전력 변환 효율($\eta_{AC \rightarrow DC}$) 및 스위칭 소자(Q1)의 온 기간(TON)과 오프 기간(TOFF)의 비(TON/TOFF)를 나타내고 있다. 도 5에서의, 실선은 교류 입력 전압(VAC)의 값이 100V인 경우를 도시하고, 파선은 교류 입력 전압(VAC)의 값이 230V인 경우를 도시하는 것이다.

도 5로부터 관독할 수 있는 대표 특성의 일부를 소개하면, 예를 들면, 교류 입력 전압(VAC)이 100V, 부하 전력(Po)이 150W일 때의 역률(pf)의 값은 0.95, 교류 입력 전압(VAC)이 230V, 부하 전력(Po)이 150W일 때의 역률(pf)의 값은 0.91의 고역률로 되어 있다.

또한, E급 스위칭 전원 회로에 액티브 클램프 회로를 접속함에 의해, 교류 입력 전압이 광범위하게 변화하여도, 높은 전력 변환 효율($\eta_{AC \rightarrow DC}$)이 얻어진다. 구체적으로는, 교류 입력 전압(VAC)이 100V이고, 부하 전력(Po)이 150W일 때의 전력 변환 효율($\eta_{AC \rightarrow DC}$)의 값은 90%이고, 교류 입력 전압(VAC)이 230V이고, 부하 전력(Po)이 150W일 때의 전력 변환 효율($\eta_{AC \rightarrow DC}$)의 값은 92.3%이다. 이것은, 스위칭 소자(Q1)의 내전압의 관점에서, 넓은 범위의 호환가능한 구성이 달성될 수 있음을 나타낸다.

또한, 부하 전력(Po)이 25W인 경우에도, 교류 입력 전압(VAC)이 100V인 경우에는, 역률(pf)의 값은 0.80이고, 교류 입력 전압(VAC)이 230V인 경우에는, 역률(pf)의 값은 0.74이다.

또한, 직류 입력 전압(Ei)에 발생하는 변동치(ΔEi)는, 부하 전력(Po)의 감소에 수반하여, 스위칭 소자(Q1)의 온 기간과 오프 기간이 감소하기 때문에, 변동치(ΔEi)는 저하된다. 부하 전력(Po)의 값이 150W로부터 0W까지의 변동에 대해, 교류 입력 전압(VAC)이 100V인 경우에는, 직류 입력 전압(Ei)의 범위는 150V로부터 164V가 얻어지고, 변동치(ΔEi)는 14V로 된다. 또한, 부하 전력(Po)의 값이 150W로부터 0W까지의 변동에 대해, 교류 입력 전압(VAC)이 230V인 경우에는, 직류 입력 전압(Ei)의 범위는 348V로부터 363V가 얻어지고, 변동치(ΔEi)는 15V로 된다.

이와 같은 본 실시예의 스위칭 전원 회로에서는, 도 24에 종래기술로서 도시하는 스위칭 전원 회로의 경우보다도 전력 변환 효율($\eta_{AC \rightarrow DC}$)이 향상하고 있다. 또한, 제 1의 실시예의 스위칭 전원 회로에서는 액티브 필터를 포함할 필요가 없기 때문에, 회로 구성 부품의 갯수 삭감이 도모된다. 즉 액티브 필터는, 도 24를 참조한 설명으로부터도 알 수 있는 바와 같이, 스위칭 소자(Q103)와, 이들을 구동하기 위한 역률/출력 전압 제어용 IC(120) 등을 위시하여, 많은 부품에 의해 구성된다. 이에 대해, 본 실시예의 스위칭 전원 회로에서는, 역률 개선을 위해 필요한 추가 부품으로서, 필터 커패시터(CN), 역률 개선용 제 1 다이오드(D1), 역률 개선용 제 2 다이오드(D2), 역률 개선용 인덕터(Lo) 및 액티브 클램프 회로를 구비하면 좋고, 액티브 필터를 포함하는 회로와 비교하면 매우 적은 부품 갯수로 할 수 있다. 이로써, 역률 개선 기능을 갖는 전원 회로로서, 도 24에 도시하는 회로보다도 훨씬 저비용으로 할 수 있다. 또한, 부품 갯수가 대폭적으로 삭감됨으로써, 회로 기판에 대해서도 유효하게 소형 경량화를 도모할 수 있다. 여기서, 역률 개선용 인덕터(Lo)의 인덕턴스 값은 43 μ H로 작은 것이고, 소형 경량화를 도모할 수 있다.

또한, 본 실시예의 스위칭 전원 회로에서는, 다중 공진형의 컨버터부 및 역률 개선 회로부의 동작은 이른바 소프트 스위칭 동작이기 때문에, 도 24에 도시한 액티브 필터를 이용하는 회로와 비교하면 스위칭 노이즈의 레벨은 대폭적으로 저감된다. 특히, E급 스위칭 컨버터에 입력되는 전류를 직류 전류에 근접시킬 수 있기 때문에, 스위칭 노이즈의 레벨은 매우 작게 될 수 있다.

또한, 본 실시예의 스위칭 회로에서는, 1차측의 직렬 공진 회로 및 1차측의 병렬 공진 회로와 함께 2차측의 직렬 공진 회로를 구비하기 때문에 극히 약간의 주파수의 변화에 의해 2차측 직류 출력 전압(E_o)을 소정 전압으로 유지할 수 있고, 노이즈 필터의 설계도 용이하게 할 수 있다. 이와 같은 이유로부터, 1개의 커먼 모드 초크 코일(CMC)과 2개의 어크로스 커패시터(CL)로 이루어지는 1단(段)의 노이즈 필터를 구비하는 것에 의해, 전자 방해 규격(electromagnetic interference regulations)을 충분히 충족시킬 수 있다. 또한, 정류 출력 라인의 노멀 모드 노이즈에 관해서는, 1개의 필터 커패시터(CN)만으로 보다 충분한 대책이 가능하다.

또한, 스위칭 소자(Q1)와 2차측의 정류 다이오드(Do1) 및 정류 다이오드(Do2), 또한, 역률 개선용 다이오드(D1) 등도 스위칭 소자(Q1)에 동기하여 동작하는 것이다. 따라서 어스 전위로서는, 도 24의 전원 회로와 같이, 액티브 필터측과, 그 후단의 스위칭 컨버터 사이에서 간섭하는 일이 없고, 스위칭 주파수의 변화에 관계없이 안정시킬 수 있다.

(제 2의 실시예)

도 6은 본 발명의 제 2의 실시예에 따른 스위칭 전원 회로를 도시한다. 제 2의 실시예의 대부분의 구성은 제 1의 실시예의 구성과 동일하다. 따라서, 제 1의 실시예의 구성과 동일한 구성에는 동일한 도면 부호를 병기하고, 그 설명은 생략한다. 제 1의 실시예와 제 2의 실시예의 차이점은 컨버터부에 있다. 구체적으로는, 제 1의 실시예에서는, 1차 권선(N1)의 타단에 스위칭 소자(Q1)의 일단이 접속되고, 제 2의 실시예에서는, 1차 권선(N1)의 일단과 초크 코일(PCC)의 타단과의 접속점에 스위칭 소자(Q1)의 일단이 접속되어, E급 스위칭 컨버터를 구성하는 점이고, 다른 부분의 구성은 다른 점은 없다. 이와 같은 접속 회로에 의해서도, 제 1의 실시예와 개략 같은 작용과 효과를 이룰 수 있는 것이다.

또한, 역률 개선부에 관해서는, 제 1의 실시예에서는, 액티브 클램프 회로는, 스위칭 소자(Q1)의 일단과 초크 코일(PCC)의 일단 사이에 접속되고, 제 2의 실시예에서는, 초크 코일(PCC)과 병렬로 접속되어 있다. 그리고, 액티브 클램프 회로는, 어느 쪽에서도, 스위칭 소자(Q1)에 발생하는 전압을 클램프함과 함께, 승압 컨버터의 일부를 구성하여 역률 개선에 기여한다.

제 2의 실시예의 구체적인 구성은 다음과 같다. 컨버터부는 평활 커패시터(C_i)에 연결된 초크 코일(PCC)과, 1차 권선(N) 및 2차 권선(N2)이 서로 소결합하도록 권선(N1 및 N2)이 코어 둘레에 감겨진 컨버터 트랜스(PIT)를 포함한다. 초크 코일(PCC)의 타단은 컨버터 트랜스(PIT)의 1차 권선(N1)의 일단에 연결된다. 또한, 컨버터부는 1차 권선(N1)의 일단이 연결된 스위칭 소자(Q1)와, 1차측 직렬 공진 회로, 및 1차측 병렬 공진 회로를 포함한다. 1차측 직렬 공진 회로의 공진 주파수는, 1차 권선(N1)에서 발생하는 누설 인덕턴스(L1), 초크 코일(PCC)의 인덕턴스(L3), 및 1차 권선(N1)의 타단에 연결된 1차측 직렬 공진 커패시터(C2)의 용량에 의해 지배를 받는다. 1차측 병렬 공진 회로의 공진 주파수는, 1차 권선(N1)에서 발생하는 누설 인덕턴스(L1), 초크 코일(PCC)의 인덕턴스(L3), 및 스위칭 소자(Q1)에 병렬 접속된 1차측 병렬 공진 커패시터(C_r)의 용량에 의해 지배를 받는다. 또한, 컨버터부는, 스위칭 소자(Q1)를 온·오프 구동하는 발진 및 구동 회로(2)와, 2차 권선(N2)에 접속되는 2차측 정류 회로에 의해 출력되는 2차측 직류 출력 전압(E_o)의 값을 소정의 값으로 하는 제어 신호를 상기 발진 및 구동 회로(2)에 공급하는 제어 회로(1)를 포함한다.

또한, 역률 개선부는 제 1의 실시예의 구성과 동일한 구성을 채용한다. 구체적으로는, 역률 개선부는, 초크 코일(PCC)과 병렬로 접속되며 스위칭 소자(Q1)와 상보적으로 온이 되도록 작용하는 보조 스위칭 소자(Q2)와 전압 클램프용 커패시터(C3)의 직렬 회로를 구비하는 액티브 클램프 회로를 포함한다. 또한, 역률 개선부는, 1차측 정류 소자(Di)의 출력측의 일단에 일단이 접속되는 역률 개선용 제 1 다이오드(D1)와, 역률 개선용 제 1 다이오드(D1)의 타단과, 1차 권선(N1)의 타단 사이에 접속되는 역률 개선용 인덕터(L_o)를 포함한다. 또한, 역률 개선부는, 보조 스위칭 소자(Q2)와 전압 클램프용 커패시터(C3) 사이의 접속점과 제 1 다이오드(D1)의 타단 사이에 접속되는 역률 개선용 제 2 다이오드(D2), 및 평활 커패시터(C_i)의 일단과 제 1 다이오드(D1)의 일단 사이에 연결된 필터 커패시터(CN)를 포함한다.

제 2의 실시예의 주요부의 동작과 효과는 제 1의 실시예의 것과 동일하기 때문에, 그 설명은 생략한다.

(제 3의 실시예)

도 7은 본 발명의 제 3의 실시예에 따른 스위칭 전원 회로로 F도시한다. 제 3의 실시예의 대부분은 제 1의 실시예의 구성과 동일하다. 따라서, 도 7에 있어서, 제 1의 실시예의 구성과 동일한 구성에는 동일한 도면 부호를 병기하고, 그 설명은 생략한다. 제 3의 실시예와 제 1의 실시예의 차이점은, 제 3의 실시예에 있어서는, 역률 개선용 인덕터(Lo)와 역률 개선용 제 2 다이오드(D2)를 포함하지 않고도 역률 개선의 효과를 달성할 수 있다는 것이다.

즉, 제 3의 실시예가 채용하는 구성은, 교류 전원(AC)으로부터의 입력 교류 전력을 직류 전력으로 변환하는 정류평활부와, 직류 전력을 교류 전력으로 변환 후 다시 직류 전력으로 변환하는 컨버터부와, 역률을 개선하는 역률 개선부를 구비하는 스위칭 전원 회로로서, 각 부분의 구성은 다음과 같다.

우선, 정류평활부는, 교류 전원(AC)으로부터의 입력 교류 전력을 입력하여 정류하는 1차측 정류 소자(Di)와 평활 커패시터(Ci)를 구비한다. 그리고, 컨버터부는, 평활 커패시터(Ci)의 일단에 일단이 접속되는 초크 코일(PCC)과, 1차 권선(N1)과 2차 권선(N2)이 서로 소결합하도록 코어 둘레에 상기 권선(N1 및 N2)이 감겨진 컨버터 트랜스(PIT)를 포함한다. 1차 권선(N1)의 일단은 초크 코일(PCC)의 타단에 연결된다. 또한, 컨버터부는 일단인 드레인이 1차 권선(N1)의 타단에 연결되는 스위칭 소자(Q1)와, 1차측 직렬 공진 회로, 및 1차측 병렬 공진 회로를 포함한다. 1차측 직렬 공진 회로의 공진 주파수는, 1차 권선(N1)에서 발생하는 누설 인덕턴스(L1), 초크 코일(PCC)의 인덕턴스(L3), 및 1차 권선(N1)의 일단에 일단이 연결된 1차측 직렬 공진 커패시터(C2)의 용량에 의해 지배를 받는다. 1차측 병렬 공진 회로의 공진 주파수는, 누설 인덕턴스(L1), 인덕턴스(L3), 및 스위칭 소자(Q1)에 병렬 접속된 1차측 병렬 공진 커패시터(Cr)의 용량에 의해 지배를 받는다. 또한, 컨버터부는, 스위칭 소자(Q1)를 온·오프 구동하는 발진 및 구동 회로(2)와, 2차측 직류 출력 전압(Eo)을 소정의 값으로 설정하도록 하는 제어 신호를 발진 및 구동 회로(2)에 공급하는 제어 회로(1)를 포함한다. 상기 전압(Eo)은 2차 권선(N2)에 결합되며, 2차측 직렬 공진 커패시터(C4), 2차측 정류 소자(Do), 및 평활 커패시터(Co)로 구성되는 2차측 정류 회로로부터 출력된다.

또한, 역률 개선부는, 스위칭 소자(Q1)의 일단 및 초크 코일(PCC)의 일단 사이에 접속되고, 전압 클램프용 커패시터(C3) 및 스위칭 소자(Q1)와 상보적으로 온이 되는 보조 스위칭 소자(Q2)의 직렬 회로를 갖는 액티브 클램프 회로와, 1차측 정류 소자(Di)의 출력측의 일단에 일단이 접속되는 역률 개선용 제 1 다이오드(D1)와, 역률 개선용 제 1 다이오드(D1)의 일단과 평활 커패시터(Ci)의 일단 사이에 접속되는 필터 커패시터(CN)를 포함한다.

제 3의 실시예로 나타내는 스위칭 전원 회로에서는, 1차 권선(N1)에 생기는 누설 인덕턴스(L1)가 승압 인덕터로서 기능하기 때문에, 역률 개선용 인덕터(Lo)를 생략하여, 회로의 간략화를 도모하고 있다. 또한, 역률 개선용 제 2 다이오드(D2)를 생략하여 회로의 간략화를 더 도모하고 있다. 이러한 구성에 있어서도, 역률 개선부는 스위칭 소자(Q1)를 공용하고, 직류 입력 전압(Ei)과 전압 클램프용 커패시터(C3)에 발생하는 전압의 합을 출력하는 승압 컨버터로서 기능하기 때문에, 역률을 개선하는 작용을 할 수 있는 것이다. 이 경우에도, 제 1의 실시예 및 제 2의 실시예에서와 마찬가지로 보조 스위치는, 승압 컨버터의 정류 소자로서 작용한다.

또한, 이 경우에도, 스위칭 소자(Q1)가 오프일 때에 발생하는 전압을 클램프하는 기능을 액티브 클램프 회로가 갖고 있기 때문에, 스위칭 소자(Q1)의 내압을 낮은 것으로 할 수 있다.

제 3의 실시예에서의 각 부분의 구체적인 파라미터는 이하와 같이 정하여져 있다. 우선, 2차측 직류 출력 전압(Eo)은 175V로 되고, 부하 전력(Po)의 변동에 응하여 스위칭 소자(Q1)의 TOFF 기간은 변화하고, TON 기간은 부하 전력(Po)의 감소와 교류 입력 전압(VAC)의 상승에 수반하여 감소하여, 스위칭 주파수가 상승함에 의해, 2차측 직류 출력 전압(Eo)의 값은 일정하게 유지되게 된다.

컨버터 트랜스의 페라이트재는, EER-35로 이루어지고, 갭은 1.6mm, 1차 권선(N1)은 36T, 2차 권선(N2)은 30T, 제어 권선(Ng)은 1T, 누설 인덕턴스(L1)의 값은 165μH, 누설 인덕턴스(L2)의 값은 142μH, 1차측 병렬 공진 커패시터(Cr)의 값은 1000pF, 1차측 직렬 공진 커패시터(C2)의 값은 0.047μF, 전압 클램프용 커패시터(C3)의 값은 0.068μF, 2차측 직렬 공진 커패시터(C4)의 값은 0.068μF, 저항(Rg1)의 값은 220Ω, 저항(Rg2)의 값은 100Ω, 필터 커패시터(CN)의 값은 1μF, 역률 개선용 제 1 다이오드(D1)의 사양은 3A/600V, 초크 코일(PCC)의 인덕턴스(L3)의 값은 0.5mH, 스위칭 소자(Q1) 및 보조 스위칭 소자(Q2)의 사양은 10A/900V로 하였다.

도 8의 (a) 내지 (g)는 교류 입력 전압 100V, 최대 부하 전력 150W에서의 회로의 주요부의 동작 파형을 스위칭 주기에 기초하여 도시하고 있다. 도 8의 (a)는 스위칭 소자(Q1) 양단에서 얻어지는 1차측 공진 전압(V1)을 도시한다. 도 8의 (b)는 스위칭 소자(Q1) 또는 보디 다이오드(DD1)를 통해 흐르는 전류(IQ1)를 도시한다. 도 8의 (c)는 액티브 클램프 회로를 통해 흐르는 전류(IQ2)를 도시한다. 도 8의 (d)는 역률 개선용 제 1 다이오드(D1)가 오프 상태에 있을 때 발생하는 공진 전압

(V2)을 도시한다. 도 8의 (e)는 1차측 공진 전류(I1)를 도시한다. 도 8의 (f)는 초크 코일(PCC)을 통해 컨버터부로 흐르는 리플 전류(I2)를 도시한다. 도 8의 (g)는 스위칭 소자(Q1) 또는 액티브 클램프 회로를 통해 흐르며 리프 전류(I2)에 1차측 공진 전류(I1)를 중첩하여 얻어지는 전류(I3)를 도시한다.

도 9의 (a) 내지 (g)는 교류 입력 전압 100V, 최대 부하 전력 150W에서의 역률 개선 회로의 주요부의 동작 파형을 교류 전원 주기에 기초하여 도시하고 있다. 도 9의 (a)는 교류 입력 전압(VAC)을 도시한다. 도 9의 (b)는 교류 입력 전류(IAC)를 도시한다. 도 9의 (c)는 1차측 정류 소자(Di)에 의한 정류에 의해 발생하는 리플 전압(V3)을 도시한다. 도 9의 (d)는 역률 개선용 제 1 다이오드(D1)가 오프 상태에 있을 때 나타나는 공진 전압(V2)을 도시한다. 도 9의 (e)는 1차측 공진 전류(I1)를 도시한다. 도 9의 (f)는 스위칭 소자(Q1) 또는 보디 다이오드(DD1)를 통해 흐르는 전류(IQ1)를 도시한다. 도 9의 (g)는 액티브 클램프 회로를 통해 흐르는 전류(IQ2)를 도시한다. 공진 전압(V2), 1차측 공진 전류(I1), 전류(IQ1), 및 전류(IQ2) 각각의 사선 영역은 이들 전압 및 전류가 스위칭 소자(Q1)의 스위칭 파형의 주기와 동일한 주기로 스위칭됨을 나타낸다.

도 10은 교류 입력 전압(VAC)의 값이 100V 및 230V인 입력 전압 조건하에서 부하 전력(Po)의 값이, 0W(무부하)로부터 150W의 범위에서의 부하 변동에 대한 직류 입력 전압(Ei), 역률(pf), 및 교류 입력 전력에 대한 직류 출력 전력의 전력 변환 효율($\eta_{AC \rightarrow DC}$) 및 스위칭 소자(Q1)의 온 기간(TON)과 오프 기간(TOFF)과의 비(TON/TOFF)를 도시하고 있다. 도 10에서의 실선은 교류 입력 전압(VAC)의 값이 100V인 경우를 나타내고, 파선은 교류 입력 전압(VAC)의 값이 230V인 경우를 나타내는 것이다.

도 10으로부터 관측할 수 있는 대표 특성의 일부를 소개하면, 예를 들면, 교류 입력 전압(VAC)이 100V, 부하 전력(Po)이 150W일 때의 역률(pf)의 값은 0.98, 교류 입력 전압(VAC)이 230V, 부하 전력(Po)이 150W일 때의 역률(pf)의 값은 0.94의 고역률로 되어 있다.

또한, 교류 입력 전압이 광범위하게 변화하여도, 높은 전력 변환 효율이 얻어진다. 구체적으로는, 교류 입력 전압(VAC)이 100V이고 부하 전력(Po)이 150W일 때의 전력 변환 효율($\eta_{AC \rightarrow DC}$)의 값은 88.2%, 교류 입력 전압(VAC)이 230V이고 부하 전력(Po)이 150W일 때의 전력 변환 효율($\eta_{AC \rightarrow DC}$)의 값은 90.2%이다. 이것은, 스위칭 소자(Q1)의 내전압의 관점에서, 넓은 범위의 호환가능한 구성이 달성될 수 있음을 나타낸다.

또한, 부하 전력(Po)이 25W인 경우에도, 교류 입력 전압(VAC)이 100V인 경우에는 역률(pf)의 값은 0.80이다.

또한, 직류 입력 전압(Ei)에 발생하는 변동치(ΔEi)는, 부하 전력(Po)의 감소에 수반하여, 스위칭 소자(Q1)의 온 기간과 오프 기간이 감소하기 때문에, 변동치(ΔEi)는 저하된다. 부하 전력(Po)의 값이 150W로부터 0W까지의 변동에 대해, 교류 입력 전압(VAC)이 100V인 경우에는, 직류 입력 전압(Ei)의 범위는 137V로부터 165V가 얻어지고, 변동치(ΔEi)는 28V로 된다. 또한, 부하 전력(Po)의 값이 150W로부터 0W까지의 변동에 대해, 교류 입력 전압(VAC)이 230V인 경우에는, 직류 입력 전압(Ei)의 범위는 325V로부터 355V가 얻어지고, 변동치(ΔEi)는 30V로 된다.

제 3의 실시예의 스위칭 전원 회로에서는, 도 24에 종래기술로서 도시하는 스위칭 전원 회로의 경우보다도 전력 변환 효율($\eta_{AC \rightarrow DC}$)이 향상하고 있다. 또한, 실시예의 스위칭 전원 회로에서는, 액티브 필터를 포함할 필요가 없기 때문에, 회로 구성 부품의 갯수 삭감이 도모된다. 즉 액티브 필터는, 도 24를 참조한 설명으로부터도 알 수 있는 바와 같이, 스위칭 소자(Q103)와, 이들을 구동하기 위한 역률/출력 전압 제어용 IC(120) 등을 위시하여, 많은 부품에 의해 구성된다. 이에 대해, 실시예의 스위칭 전원 회로에서는, 역률 개선을 위해 필요한 추가 부품으로서, 필터 커패시터(CN), 역률 개선용 제 1 다이오드(D1) 및 액티브 클램프 회로를 구비하면 좋고, 액티브 필터와 비교하면 매우 적은 부품 갯수로 할 수 있다. 이로써, 역률 개선 기능을 갖는 전원 회로로서, 도 24에 도시하는 회로보다도 훨씬 저비용으로 할 수 있다. 또한, 부품 갯수가 대폭적으로 삭감됨으로써, 회로 기관에 대해서도 유효하게 소형 경량화를 도모할 수 있다.

(제 4의 실시예)

도 11은 제 4의 실시예의 스위칭 전원 회로를 도시한다. 제 4의 실시예의 대부분은 제 2의 실시예의 구성과 동일한 구성을 채용한다. 제 4의 실시예에서 제 1의 실시예와 동일한 부분에는 동일한 도면 부호를 병기하고 그 설명은 생략한다. 제 4의 실시예와 제 2의 실시예의 차이점은, 제 4의 실시예에서는, 역률 개선용 인덕터(Lo)와 역률 개선용 2차 다이오드(D2)를 포함하지 않고도, 역률 개선의 효과가 달성될 수 있다는 것이다.

즉, 제 4의 실시예가 채용하는 구성은, 교류 전원(AC)으로부터의 입력 교류 전력을 직류 전력으로 변환하는 정류평활부와, 직류 전력을 교류 전력으로 변환 후 다시 직류 전력으로 변환하는 컨버터부와, 역률을 개선하는 역률 개선부를 구비하는 스위칭 전원 회로이다. 정류평활부는, 교류 전원(AC)으로부터의 입력 교류 전력을 입력하여 정류하는 1차측 정류 소자(Di)와 평활 커패시터(Ci)를 구비한다.

컨버터부는, 평활 커패시터(Ci)의 일단에 일단이 접속되는 초크 코일(PCC)과, 1차 권선(N1)과 2차 권선(N2)이 서로 소결합하도록 코어 둘레에 상기 권선(N1 및 N2)이 감겨진 컨버터 트랜스(PIT)를 포함한다. 1차 권선(N1)의 일단은 초크 코일(PCC)의 타단에 연결된다. 또한, 컨버터부는 일단이 1차 권선(N1)의 일단에 연결되는 스위칭 소자(Q1)와, 1차측 직렬 공진 회로, 및 1차측 병렬 공진 회로를 포함한다. 1차측 직렬 공진 회로의 공진 주파수는, 1차 권선(N1)에서 발생하는 누설 인덕턴스(L1), 초크 코일(PCC)의 인덕턴스(L3), 및 1차 권선(N1)의 타단에 일단이 연결된 1차측 직렬 공진 커패시터(C2)의 용량에 의해 지배를 받는다. 1차측 병렬 공진 회로의 공진 주파수는, 누설 인덕턴스(L1), 인덕턴스(L3), 및 스위칭 소자(Q1)에 병렬 접속된 1차측 병렬 공진 커패시터(Cr)의 용량에 의해 지배를 받는다. 또한, 컨버터부는, 스위칭 소자(2)를 온·오프 구동하는 발진 및 구동 회로(2)와, 2차측 직류 출력 전압(Eo)을 소정의 값으로 설정하도록 하는 제어 신호를 발진 및 구동 회로(2)에 공급하는 제어 회로(1)를 포함한다. 상기 전압(Eo)은 2차 권선(N2)에 결합된 2차측 직렬 공진 커패시터(C4), 2차측 정류 소자(Do), 및 평활 커패시터(Co)로 구성되는 2차측 정류 회로로부터 출력된다.

또한, 역률 개선부는, 제 3의 실시예와 같은 구성을 채용하는 것이고, 초크 코일(PCC)과 병렬로 접속되며, 전압 클램프용 커패시터(C3) 및 스위칭 소자(Q1)와 상보적으로 온이 되는 보조 스위칭 소자(Q2)의 직렬 회로를 갖는 액티브 클램프 회로와, 1차측 정류 소자(Di)의 출력측의 일단에 일단이 접속되는 역률 개선용 제 1 다이오드(D1)와, 역률 개선용 제 1 다이오드(D1)의 일단과 평활 커패시터(Ci)의 일단 사이에 접속되는 필터 커패시터(CN)를 포함한다.

제 4의 실시예에 나타내는 스위칭 전원 회로에서는, 1차 권선(N1)에 생기는 누설 인덕턴스(L1)가 승압 인덕터로서 기능하기 때문에, 역률 개선용 인덕터(Lo)를 생략하여, 회로의 간략화를 도모하고 있다. 또한, 역률 개선용 제 2 다이오드(D2)를 생략하여 회로의 간략화를 더 도모하고 있다. 이와 같이 하여도, 스위칭 소자(Q1)를 공용하고, 직류 입력 전압(Ei)과 전압 클램프용 커패시터(C3)에 발생하는 전압의 합을 출력하는 승압 컨버터로서 기능하여, 역률을 개선하는 작용을 다할 수 있는 것이다. 이 경우에도, 제 1의 실시예 및 제 2의 실시예에서와 마찬가지로 보조 스위치는, 승압 컨버터의 정류 소자로서 작용한다.

또한, 이 경우에도, 스위칭 소자(Q1)가 오프일 때에 발생하는 전압을 클램프하는 기능을 액티브 클램프 회로는 구비하기 때문에, 스위칭 소자(Q1)의 내압을 낮게 할 수 있다.

상술한 제 4의 실시예에서의 주요부의 작용 및 이루는 효과와, 상술한 제 1의 실시예 내지 제 3의 실시예의 주요부의 작용 및 이루는 효과는 공통되기 때문에, 그 설명은 생략한다.

(제 5의 실시예)

도 12는 본 발명의 제 5의 실시예에 따른 스위칭 전원 회로를 도시한다. 제 5의 실시예의 대부분은 제 3의 실시예의 구성과 동일한 구성을 채용한다. 제 5의 실시예에서 제 3의 실시예와 동일한 부분에는 동일한 도면 부호를 병기하고 그 설명은 생략한다. 제 5의 실시예와 제 3의 실시예의 차이점은, 제 5의 실시예에서는, 역률 개선용 다이오드(D1)의 일단과 평활 커패시터(Ci)의 일단 사이에 연결된 필터 커패시터(CN)와 역률 개선용 제 1 다이오드(D1)를 포함하지 않고도, 역률 개선의 효과가 달성될 수 있다는 것이다. 한편, 역률 개선용 제 1 다이오드(D1)와, 필터 커패시터(CN)를 생략하였기 때문에, 고주파의 전류가 1차측 정류 소자(Di)를 통해 흐르게 된다. 이에 대응하기 위해, 1차측 정류 소자(Di)는 고주파 특성이 양호한 고속의 다이오드로 구성된다. 또한, 필터 커패시터(CN) 대신, 1차측 정류 소자의 입력측에 접속되는 어크로스 커패시터(CL)가 필터 커패시터(CN)의 기능과 동일한 기능을 수행하게 된다.

즉, 제 5의 실시예가 채용하는 구성은, 교류 전원(AC)으로부터의 입력 교류 전력을 직류 전력으로 변환하는 정류평활부와, 직류 전력을 교류 전력으로 변환 후 다시 직류 전력으로 변환하는 컨버터부와, 역률을 개선하는 역률 개선부를 구비하는 스위칭 전원 회로이다. 정류평활부는, 교류 전원(AC)으로부터의 입력 교류 전력을 입력하여 정류하는 1차측 정류 소자(Di)와 평활 커패시터(Ci)를 구비한다. 여기서, 1차측 정류 소자(Di)는 고속의 다이오드로 구성되고, 후술하는 역률 개선부의 일부로도 동작한다.

컨버터부는, 평활 커패시터(Ci)의 일단에 일단이 접속되는 초크 코일(PCC)과, 1차 권선(N1)과 2차 권선(N2)이 서로 소결합하도록 코어 둘레에 상기 권선(N1 및 N2)이 감겨진 컨버터 트랜스(PIT)를 포함한다. 1차 권선(N1)의 일단은 초크 코일

(PCC)의 타단에 연결된다. 또한, 컨버터부는 일단인 드레인이 1차 권선(N1)의 타단에 연결되는 스위칭 소자(Q1)와, 1차측 직렬 공진 회로, 및 1차측 병렬 공진 회로를 포함한다. 1차측 직렬 공진 회로의 공진 주파수는, 1차 권선(N1)에서 발생하는 누설 인덕턴스(L1), 초크 코일(PCC)의 인덕턴스(L3), 및 1차 권선(N1)의 일단에 일단이 연결된 1차측 직렬 공진 커패시터(C2)의 용량에 의해 지배를 받는다. 1차측 병렬 공진 회로의 공진 주파수는, 누설 인덕턴스(L1), 인덕턴스(L3), 및 스위칭 소자(Q1)에 병렬 접속된 1차측 병렬 공진 커패시터(Cr)의 용량에 의해 지배를 받는다. 또한, 컨버터부는, 스위칭 소자(2)를 온·오프 구동하는 발진 및 구동 회로(2)와, 2차측 직류 출력 전압(Eo)을 소정의 값으로 설정하도록 하는 제어 신호를 발진 및 구동 회로(2)에 공급하는 제어 회로(1)를 포함한다. 상기 전압(Eo)은 2차 권선(N2)에 결합된 2차측 직렬 공진 커패시터(C4), 2차측 정류 소자(Do), 및 평활 커패시터(Co)로 구성되는 2차측 정류 회로로부터 출력된다.

또한, 역률 개선부는, 액티브 클램프 회로와, 1차측 정류 소자의 입력측에 접속되는 어크로스 커패시터(CL)를 포함한다. 액티브 클램프 회로는 스위칭 소자(Q1)의 일단인 드레인과 초크 코일의 일단 사이에 접속되고, 전압 클램프용 커패시터(C3) 및 스위칭 소자(Q1)와 상보적으로 온이 되는 보조 스위칭 소자(Q2)의 직렬 회로를 갖는다. 1차측 정류 소자(Di)는, 1차측 직렬 공진 회로의 공진 주파수 및 1차측 병렬 공진 회로의 공진 주파수의 어느 공진 주파수에 대해서도 충분히 스위칭 속도가 빠른 정류 소자인 고속의 다이오드로 형성된다.

제 5의 실시예에 나타내는 스위칭 전원 회로에서는, 1차 권선(N1)에 생기는 누설 인덕턴스(L1)가 승압 인덕터로서 기능하기 때문에, 역률 개선용 인덕터(Lo)를 생략하여, 회로의 간략화를 도모하고 있다. 또한, 역률 개선용 제 2 다이오드(D2)를 생략하여 회로의 간략화를 더 도모하고 있다. 이와 같이 하여도, 스위칭 소자(Q1)를 공용하고, 직류 입력 전압(Ei)과 전압 클램프용 커패시터(C3)에 발생하는 전압의 합을 출력하는 승압 컨버터로서 기능하여, 역률을 개선하는 작용을 다할 수 있는 것이다. 이 경우에도, 제 1의 실시예 및 제 2의 실시예에서와 마찬가지로 보조 스위치는, 승압 컨버터의 정류 소자로서 작용한다.

또한, 이 경우에도, 스위칭 소자(Q1)가 오프일 때에 발생하는 전압을 클램프하는 기능을 액티브 클램프 회로가 구비하기 때문에, 스위칭 소자(Q1)의 내압을 낮게 할 수 있다.

제 5의 실시예에 나타내는 스위칭 전원 회로에서는, 예를 들면, 제 3의 실시예에 있어서 채용한 역률 개선용 제 1 다이오드(D1)도 또한 구비하지 않지만, 1차측 정류 소자(Di)가, 1차측 직렬 공진 회로의 공진 주파수 및 1차측 병렬 공진 회로의 공진 주파수의 어느 공진 주파수에 대해서도 충분히 스위칭 속도가 빠른 정류 소자인 고속의 다이오드에 의해 형성되는 것을 특징으로 하기 때문에, 이 1차측 정류 소자(Di)가, 역률 개선용 제 1 다이오드(D1)와 마찬가지로 작용하여, 역률을 개선한다. 이 경우에, 필터 커패시터(CN) 대신, 1차측 정류 소자(Di)의 입력측에 접속되는 어크로스 커패시터(CL)가, 1차측 직렬 공진 회로의 공진 주파수 및 1차측 병렬 공진 회로의 공진 주파수에 대해 필터로서 기능하여, 교류 전원(AC)측에 고주파가 누출되는 것을 방지하고 있다.

제 5의 실시예에서 각 부분의 구체적인 파라미터는 이하와 같이 정하여져 있다. 우선, 2차측 직류 출력 전압(Eo)은 175V로 되고, 부하 전력(Po)의 변동에 응하여 스위칭 소자(Q1)의 TOFF 기간은 변화하고, TON 기간은 부하 전력(Po)의 감소와 교류 입력 전압(VAC)의 상승에 수반하여 감소하여, 스위칭 주파수가 상승함에 의해, 2차측 직류 출력 전압(Eo)의 값은 일정하게 유지된다.

컨버터 트랜스의 페라이트재는, EER-35로 이루어지고, 갭은 1.6mm, 1차 권선(N1)은 36T, 2차 권선(N2)은 30T, 제어 권선(Ng)은 1T, 누설 인덕턴스(L1)의 값은 165μH, 누설 인덕턴스(L2)의 값은 142μH, 1차측 병렬 공진 커패시터(Cr)의 값은 1000pF, 1차측 직렬 공진 커패시터(C2)의 값은 0.047μF, 전압 클램프용 커패시터(C3)의 값은 0.068μF, 2차측 직렬 공진 커패시터(C4)의 값은 0.068μF, 저항(Rg1)의 값은 220Ω, 저항(Rg2)의 값은 100Ω, 어크로스 커패시터(CL)의 값은 1μF, 1차측 정류 소자(Di)의 각각의 다이오드의 사양은 3A/600V, 초크 코일(PCC)의 인덕턴스(L3)의 값은 0.5mH, 스위칭 소자(Q1) 및 보조 스위칭 소자(Q2)의 사양은 10A/900V로 하였다.

여기서, 1차측 정류 소자(Di)의 각각의 다이오드는, 통상의 상용 전력에 이용하는 저주파 용도, 예를 들면, 100Hz 정도의 주파수에 대응한 용도의 것인 경우에는, 1차측에 흐르는 공진 전류의 정류는 곤란할 뿐만 아니라, 스위칭 손실에 의해 파괴에 이르기 때문에, 예를 들면, 수백kHz의 주파수에서 손실이 적고, 양호하게 스위칭을 할 수 있는 고주파 특성의 양호한 다이오드가 사용되고 있다.

도 13의 (a) 내지 (g)는, 교류 입력 전압 100V, 최대 부하 전력 150W에서의 회로의 주요부의 동작 파형을 스위칭 주기에 기초하여 도시하고 있다. 도 13의 (a)는 스위칭 소자(Q1)의 양단에서 얻어지는 1차측 공진 전압(V1)을 도시한다. 도 13의 (b)는 스위칭 소자(Q1) 또는 보디 다이오드(DD1)를 통해 흐르는 전류(IQ1)를 도시한다. 도 13의 (c)는 액티브 클램프 회로를 통해 흐르는 전류(IQ2)를 도시한다. 도 13의 (d)는 1차측 공진 전압(V2)을 도시한다. 도 13의 (e)는 1차측 공진 전류

(I1)를 도시한다. 도 13의 (f)는 초크 코일(PCC)을 통해 컨버터부로 흐르는 리플 전류(I2)를 도시한다. 도 13의 (g)는 스위칭 소자(Q1) 또는 액티브 클램프 회로를 통해 흐르며 리플 전류(I2)에 1차측 공진 전류(I1)를 중첩하는 것에 발생하는 전류(I3)를 도시한다.

또한, 도 14의 (a) 내지 (g)는, 교류 입력 전압 100V, 최대 부하 전력 150W에서의 역률 개선 회로의 주요부의 동작 파형을 교류 전원 주기에 기초하여 도시하고 있다. 도 14의 (a)는 교류 입력 전압(VAC)을 도시한다. 도 14의 (b)는 교류 입력 전류(IAC)를 도시한다. 도 14의 (c)는 1차측 정류 소자(D1)에 의한 정류로 발생하는 리플 전압(V3)을 도시한다. 도 14의 (d)는 1차측 공진 전압(V2)을 도시한다. 도 14의 (e)는 1차측 공진 전류(I1)를 도시한다. 도 14의 (f)는 스위칭 소자(Q1) 또는 보디 다이오드(DD1)를 통해 흐르는 전류(IQ1)를 도시한다. 도 14의 (g)는 액티브 클램프 회로를 통해 흐르는 전류(IQ2)를 도시한다. 공진 전압(V2), 1차측 공진 전류(I1), 전류(IQ1), 및 전류(IQ2) 각각의 사선 영역은 이들 전압 및 전류가 스위칭 소자(Q1)의 스위칭 파형과 동일한 주기로 스위칭됨을 나타낸다.

도 15는, 교류 입력 전압(VAC)의 값이 100V 및 230V인 입력 전압 조건하에서 부하 전력(Po)의 값이, 0W(무부하)로부터 150W의 범위에서의 부하 변동에 대한 직류 입력 전압(Ei), 역률(pf), 및 교류 입력 전력에 대한 직류 출력 전력의 전력 변환 효율($\eta_{AC \rightarrow DC}$) 및 스위칭 소자(Q1)의 온 시간(TON)과 오프 시간(TOFF)과의 비(TON/TOFF)를 도시하고 있다. 도 15에서, 실선은 교류 입력 전압(VAC)의 값이 100V인 경우를 나타내고, 파선은 교류 입력 전압(VAC)의 값이 230V인 경우를 나타내는 것이다.

도 15로부터 관측할 수 있는 대표 특성의 일부를 소개하면, 예를 들면, 교류 입력 전압(VAC)이 100V, 부하 전력(Po)이 150W일 때의 역률(pf)의 값은 0.985, 교류 입력 전압(VAC)이 230V, 부하 전력(Po)이 150W일 때의 역률(pf)의 값은 0.95의 고역률로 되어 있다.

또한, 교류 입력 전압이 광범위하게 변화하여도, 높은 전력 변환 효율이 얻어진다. 구체적으로는, 교류 입력 전압(VAC)이 100V이고 부하 전력(Po)이 150W일 때의 전력 변환 효율($\eta_{AC \rightarrow DC}$)의 값은 88.5%, 교류 입력 전압(VAC)이 230V이고 부하 전력(Po)이 150W일 때의 전력 변환 효율($\eta_{AC \rightarrow DC}$)의 값은 90.6%이다. 이것은, 스위칭 소자(Q1)의 내전압의 관점에서, 넓은 범위의 호환가능한 구성이 달성될 수 있음을 나타낸다.

또한, 부하 전력(Po)이 25W인 경우에도, 교류 입력 전압(VAC)이 100V인 경우에는, 역률(pf)의 값은 0.80이다.

또한, 직류 입력 전압(Ei)에 발생하는 변동치(ΔEi)는, 부하 전력(Po)의 감소에 수반하여, 스위칭 소자(Q1)의 온 시간과 오프 시간이 감소하기 때문에, 변동치(ΔEi)는 저하된다. 부하 전력(Po)의 값이 150W로부터 0W까지의 변동에 대해, 교류 입력 전압(VAC)이 100V인 경우에는, 직류 입력 전압(Ei)의 범위는 139V로부터 163V가 얻어지고, 변동치(ΔEi)는 24V로 된다. 또한, 부하 전력(Po)의 값이 150W로부터 0W까지의 변동에 대해, 교류 입력 전압(VAC)이 230V인 경우에는, 직류 입력 전압(Ei)의 범위는 327V로부터 359V가 얻어지고, 변동치(ΔEi)는 32V로 된다.

이와 같은 제 5의 실시예의 스위칭 전원 회로에서는, 도 24에 종래기술로서 도시하는 스위칭 전원 회로의 경우보다도 전력 변환 효율($\eta_{AC \rightarrow DC}$)이 향상하고 있다. 또한, 제 5의 실시예의 스위칭 전원 회로에서는, 액티브 필터를 포함할 필요가 없기 때문에, 회로 구성 부품의 갯수 삭감이 도모된다. 즉, 액티브 필터는, 도 24를 참조한 설명으로부터도 알 수 있는 바와 같이, 스위칭 소자(Q103)와, 이들을 구동하기 위한 역률/출력 전압 제어용 IC(120) 등을 위시하여, 많은 부품에 의해 구성된다. 이에 대해, 제 5의 실시예의 스위칭 전원 회로에서는, 역률 개선을 위해, 1차측 정류 소자(Di)를 고속의 것으로 변경하고, 액티브 클램프 회로를 구비하면 좋다. 따라서, 액티브 필터를 포함하는 경우와 비교하면 매우 적은 부품 갯수로 할 수 있다. 이로써, 역률 개선 기능을 갖는 전원 회로로서, 도 24에 도시하는 회로보다도 훨씬 저비용으로 할 수 있다. 또한, 부품 갯수가 대폭적으로 삭감됨으로써, 회로 기판에 대해서도 유효하게 소형 경량화를 도모할 수 있다.

(제 6의 실시예)

도 16에 도시하는 제 6의 실시예의 스위칭 전원 회로는, 제 5의 실시예와 같은 부분에는 동일한 부호를 붙이고 설명을 생략하지만, 많은 부분에서 제 4의 실시예에서와 같은 구성을 채용하는 것이다. 제 4의 실시예와 다른 점은, 역률 개선용 제 1 다이오드(D1)와 역률 개선용 제 1 다이오드(D1)의 일단과 평활 커패시터(Ci)의 일단 사이에 접속되는 필터 커패시터(CN)를 포함하지 않고도, 역률 개선의 효과를 얻을 수 있다는 점에 있다. 한편, 역률 개선용 제 1 다이오드(D1)와 필터 커패시터(CN)를 생략하였기 때문에, 고주파의 전류가 1차측 정류 소자(Di)에 흐르게 된다. 이에 대응하기 위해, 1차측 정류 소자(Di)는 고주파 특성이 양호한 고속의 다이오드로 구성된다.

즉, 제 6의 실시예가 채용하는 구성은, 교류 전원(AC)으로부터의 입력 교류 전력을 직류 전력으로 변환하는 정류평활부와, 직류 전력을 교류 전력으로 변환 후 다시 직류 전력으로 변환하는 컨버터부와, 역률을 개선하는 역률 개선부를 구비하는 스위칭 전원 회로로서, 정류평활부는, 교류 전원으로부터의 입력 교류 전력을 입력하여 정류하는 1차측 정류 소자(Di)와 평활 커패시터(Ci)를 구비한다. 여기서, 1차측 정류 소자(Di)는 고속의 다이오드로 구성되고, 후술하는 역률 개선부의 일부로도 동작한다.

컨버터부는, 평활 커패시터(Ci)의 일단에 일단이 접속되는 초크 코일(PCC)과, 1차 권선(N1)과 2차 권선(N2)이 서로 소결합하도록 코어 둘레에 상기 권선(N1 및 N2)이 감겨진 컨버터 트랜스(PIT)를 포함한다. 1차 권선(N1)의 일단은 초크 코일(PCC)의 타단에 연결된다. 또한, 컨버터부는 일단이 1차 권선(N1)의 일단에 연결되는 스위칭 소자(Q1)와, 1차측 직렬 공진 회로, 및 1차측 병렬 공진 회로를 포함한다. 1차측 직렬 공진 회로의 공진 주파수는, 1차 권선(N1)에서 발생하는 누설 인덕턴스(L1), 초크 코일(PCC)의 인덕턴스(L3), 및 1차 권선(N1)의 타단에 일단이 연결된 1차측 직렬 공진 커패시터(C2)의 용량에 의해 지배를 받는다. 1차측 병렬 공진 회로의 공진 주파수는, 누설 인덕턴스(L1), 인덕턴스(L3), 및 스위칭 소자(Q1)에 병렬 접속된 1차측 병렬 공진 커패시터(Cr)의 용량에 의해 지배를 받는다. 또한, 컨버터부는, 스위칭 소자(Q1)를 온·오프 구동하는 발진 및 구동 회로(2)와, 2차측 직류 출력 전압(Eo)을 소정의 값으로 설정하도록 하는 제어 신호를 발진 및 구동 회로(2)에 공급하는 제어 회로(1)를 포함한다. 상기 전압(Eo)은 2차 권선(N2)에 결합된 2차측 직렬 공진 커패시터(C4), 2차측 정류 소자(Do), 및 평활 커패시터(Co)로 구성되는 2차측 정류 회로로부터 출력된다.

또한, 역률 개선부는, 액티브 클램프 회로와, 1차측 정류 소자의 입력측에 접속되는 어크로스 커패시터(CL)를 포함한다. 액티브 클램프 회로는 초크 코일(PCC)에 병렬 접속되며, 전압 클램프용 커패시터(C3) 및 스위칭 소자(Q1)와 상보적으로 온이 되는 보조 스위칭 소자(Q2)의 직렬 회로를 갖는다. 1차측 정류 소자(Di)는, 1차측 직렬 공진 회로의 공진 주파수 및 1차측 병렬 공진 회로의 공진 주파수의 어느 공진 주파수에 대해서도 충분히 스위칭 속도가 빠른 정류 소자인 고속의 다이오드로 형성된다.

제 6의 실시예로 나타내는 스위칭 전원 회로에서는, 1차 권선(N1)에 생기는 누설 인덕턴스(L1)가 승압 인덕터로서 기능하기 때문에, 역률 개선용 인덕터(Lo)를 생략하여, 회로의 간략화를 도모하고 있다. 또한, 역률 개선용 제 2 다이오드(D2)를 생략하여 회로의 간략화를 더 도모하고 있다. 이러한 구성에 있어서도, 역률 개선부는 스위칭 소자(Q1)를 공용하고, 직류 입력 전압(Ei)과 전압 클램프용 커패시터(C3)에 발생하는 전압의 합을 출력하는 승압 컨버터로서 기능하기 때문에, 역률을 개선하는 작용을 할 수 있는 것이다. 이 경우에도, 제 1의 실시예 및 제 2의 실시예에서와 마찬가지로 보조 스위치는, 승압 컨버터의 정류 소자로서 작용한다.

또한, 이 경우에도, 액티브 클램프 회로는 스위칭 소자(Q1)가 오프일 때에 발생하는 전압을 클램프하는 기능을 가지기 때문에, 스위칭 소자(Q1)의 내압을 낮은 것으로 할 수 있다.

제 6의 실시예에 나타내는 스위칭 전원 회로에서는, 역률 개선용 제 1 다이오드(D1)도 또한 구비하지 않지만, 1차측 정류 소자(Di)가, 1차측 직렬 공진 회로의 공진 주파수 및 1차측 병렬 공진 회로의 공진 주파수의 어느 공진 주파수에 대해서도 충분히 스위칭 속도가 빠른 정류 소자인 고속의 다이오드에 의해 형성되는 것을 특징으로 하기 때문에, 이 1차측 정류 소자(Di)가, 역률 개선용 제 1 다이오드(D1)와 마찬가지로 작용하여, 역률을 개선한다. 이 경우에, 필터 커패시터(CN) 대신 1차측 정류 소자(Di)의 입력측에 접속되는 어크로스 커패시터(CL)가, 1차측 직렬 공진 회로의 공진 주파수 및 1차측 병렬 공진 회로의 공진 주파수에 대해 필터로서 기능하여, 교류 전원(AC)측에 고주파가 누출되는 것을 방지하고 있다.

상술한 제 6의 실시예에서의 주요부의 작용 및 효과는, 상술한 제 5의 실시예의 주요부의 작용 및 효과와 공통되기 때문에, 그 설명은 생략한다.

(2차측 회로의 변형예)

제 1의 실시예 및 제 6의 실시예에서 치환 가능한 2차측 회로의 변형예를 도 17 내지 도 19에 도시한다.

도 17에 도시하는 2차측 정류 회로는, 배전압 전파 정류 회로로서 기능한다. 즉, 2차 권선에 관해 센터 탭을 시행함으로써, 이 센터 탭을 경계로 하여 2차 권선부(N2A), 2차 권선부(N2B)로 2분할한다. 2차 권선부(N2A), 2차 권선부(N2B)에는, 같은 권수(턴수)가 설정된다. 2차 권선(N2)의 센터 탭은, 2차측 어스에 접속된다. 또한, 2차 권선(N2)에서의 2차 권선부(N2A)측의 단부에 대해서는 2차측 직렬 공진 커패시터(C4A)를 직렬로 접속하고, 2차 권선(N2)에서의 2차 권선부(N2B)측의 단부에 대해서도 커패시터(C4A)의 용량과 동일한 용량의 2차측 직렬 공진 커패시터(C4B)를 직렬로 접속한다. 이렇

게 하여, 제 1 및 제 2의 직렬 공진 회로가 형성된다. 제 1의 공진 회로는 2차 권선부(N2A)의 누설 인덕턴스 성분과 2차측 직렬 공진 커패시터(C4A)의 용량으로 이루어진다. 제 2의 공진 회로는 2차 권선부(N2B)의 누설 인덕턴스 성분과 2차측 직렬 공진 커패시터(C4B)의 용량으로 이루어지며, 제 1의 공진 회로의 공진 주파수와 거의 동일한 공진 주파수를 갖는다.

2차 권선(N2)에서의 2차 권선부(N2A)측의 단부는, 2차측 직렬 공진 커패시터(C4A)를 통하여 정류 다이오드(Do1)의 애노드와 정류 다이오드(Do2)의 캐소드와의 접속점에 접속된다. 또한, 2차 권선(N2)에서의 2차 권선부(N2B)측의 단부는, 2차측 직렬 공진 커패시터(C4B)를 통하여, 정류 다이오드(Do3)의 애노드와 정류 다이오드(Do4)의 캐소드와의 접속점에 접속된다. 그리고, 정류 다이오드(Do1)와 정류 다이오드(Do3)의 각 캐소드는, 평활 커패시터(Co)의 정극 단자에 접속된다. 평활 커패시터(Co)의 부극 단자는 2차측 어스에 접속된다. 또한, 정류 다이오드(Do2)와 정류 다이오드(Do4)의 각 애노드의 접속점은 2차측 어스에 접속된다.

이와 같이 하여, 제 1 및 제 2의 배전압 반파 정류 회로가 형성된다. 제 1의 정류 회로는 제 1의 2차측 직렬 공진 회로를 구비하며 2차 권선부(N2A), 2차측 직렬 공진 커패시터(C4A), 정류 다이오드(Do1), 정류 다이오드(Do2), 및 평활 커패시터(Co)로 이루어진다. 제 2의 정류 회로는 제 2의 2차측 직렬 공진 회로를 포함하며, 2차 권선부(N2B), 2차측 직렬 공진 커패시터(C4B), 정류 다이오드(Do1), 정류 다이오드(Do2), 및 평활 커패시터(Co)로 이루어진다. 따라서, 2차 권선(N2)의 교류 전압의 한쪽 극성의 반주기에서는, 2차 권선부(N2B)의 유도 전압과 2차측 직렬 공진 커패시터(C4B)의 양단 전압의 중첩 전위에 의해, 평활 커패시터(Co)에 대한 정류 전류의 충전이 행하여지고, 다른쪽 극성의 반주기에서는, 2차 권선부(N2A)의 유도 전압과 2차측 직렬 공진 커패시터(C4A)의 양단 전압의 중첩 전위에 의해, 평활 커패시터(Co)에 대한 정류 전류의 충전이 행하여지게 된다. 이로써, 평활 커패시터(Co)의 양단 전압인 2차측 직류 출력 전압(Eo)으로서는, 2차 권선부(N2A), 2차 권선부(N2B)의 유도 전압 레벨의 2배에 대응하는 레벨을 얻을 수 있게 된다. 즉, 배전압 전파 정류 회로를 얻을 수 있다.

도 18에 도시하는 2차측 정류 회로는, 배전압 반파 정류 회로로서 기능한다. 즉, 2차 권선(N2)의 누설 인덕턴스 성분과 2차측 직렬 공진 커패시터(C4)의 용량으로 이루어지는 2차측 직렬 공진 회로가 형성된다. 그리고, 2차 권선(N2)에 발생하는 한쪽 극성의 전압은, 정류 다이오드(Do2)를 통하여 2차측 직렬 공진 커패시터(C4)를 충전하고, 다른쪽 극성의 전압은, 정류 다이오드(Do1)를 통하여 평활 커패시터(Co)를 충전한다. 2차측 직렬 공진 커패시터(C4)에 충전된 전압과 평활 커패시터(Co)에 충전된 전압은 가산되기 때문에, 2차 권선(N2)의 유도 전압 레벨의 2배에 대응하는 레벨을 얻을 수 있게 된다. 즉, 배전압 전파 정류 회로를 얻을 수 있다.

도 19에 도시하는 2차측 정류 회로는, 부분 전압 공진 커패시터(C5)와 2차 권선부(N2A) 및 2차 권선부(N2B)의 누설 인덕턴스 성분으로 부분 전압 공진 회로를 형성함과 함께, 정류 다이오드(Do1) 및 정류 다이오드(Do2)로 구성되는 센터 탭 양파 정류 회로(center-tap double-wave rectifier circuit)이다.

또한, 지금까지 설명한 실시예의 전원 회로의 구체적 설계에는, 교류 입력 전압(VAC)은, 100V의 상용의 교류 전원이 입력되는 것을 전제로 하고 있는 것이지만, 본 발명은, 교류 입력 전압(VAC)의 값으로서, 특히 한정이 있는 것은 아니다. 예를 들면, 200V의 상용의 교류 전원 입력에 대응한 설계로 하는 경우에도, 본원 발명에 의거한 구성으로 함으로써 같은 효과를 얻을 수 있다. 또한, 예를 들면, 1차측 전압 공진형 컨버터의 세부의 회로 형태나, 2차측 직렬 공진 회로를 포함하여 형성하는 2차측 정류 회로의 구성 등은 다른 구성도 고려될 수 있다. 또한, 스위칭 소자에 관해서는, 예를 들면 IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor), 바이폴러 트랜지스터 등, MOS-FET 이외의 소자를 선정하는 것도 고려된다. 또한, 상기 각 실시예에서는, 타력식의 스위칭 컨버터를 들고 있지만, 자력식으로 구성한 경우에도 본 발명을 적용할 수 있다.

발명의 효과

본 발명의 스위칭 전원 회로에 의하면, 액티브 필터를 생략하고도, 역률 개선 기능을 구비할 수가 있다. 액티브 필터가 생략됨으로써, 스위칭 전원 회로의 전력 변환 효율 특성이 향상된다. 그리고, 방열판 등의 생략, 축소를 할 수 있다. 또한, 액티브 필터를 구비하는 구성과 비교하면 부품 갯수도 대폭적으로 삭감되게 되고, 회로의 소형 경량화, 및 저비용화가 도모된다. 또한, 액티브 필터는 하드 스위칭 동작인데 대해, 본 발명의 스위칭 컨버터는, 공진형 컨버터를 기초로 하고 있음으로써, 소프트 스위칭 동작이 된다. 이에 의해서는, 스위칭 노이즈가 대폭적으로 저감되기 때문에, 노이즈 필터의 소형 경량화 및 저비용화에 기여하게 된다. 또한, 다른 주파수의 복수 클럭이 존재하는 일이 없기 때문에, 복수의 클럭 주파수에 의한 상호간섭의 문제도 발생하지 않고, 신뢰성도 향상하고, 또한, 회로 기관의 패턴 설계 등도 용이해진다. 또한, 스위칭 소자의 내압도 낮아질 수 있다.

도면의 간단한 설명

- 도 1은 실시예의 스위칭 전원 회로의 구성예를 도시하는 회로도.
- 도 2는 실시예의 컨버터 트랜스의 구조예.
- 도 3의 (a) 내지 (g)는 실시예의 전원 회로에서의 주요부의 동작을 스위칭 주기에 의해 도시하는 파형도.
- 도 4의 (a) 내지 (g)는 실시예의 전원 회로에서의 주요부의 동작을 교류 입력 전압 주기에 의해 도시하는 파형도.
- 도 5는 실시예의 전원 회로에 있어서의, 교류 입력 전압 변동에 대한 정류 평활 전압, 역률, 전력 변환 효율 및 TON/TOFF의 특성을 도시하는 도면.
- 도 6은 실시예의 스위칭 전원 회로의 다른 구성예를 도시하는 회로도.
- 도 7은 실시예의 스위칭 전원 회로의 또 다른 구성예를 도시하는 회로도.
- 도 8의 (a) 내지 (g)는 실시예의 전원 회로에서의 주요부의 동작을 스위칭 주기에 의해 도시하는 파형도.
- 도 9의 (a) 내지 (g)는 실시예의 전원 회로에서의 주요부의 동작을 교류 입력 전압 주기에 의해 도시하는 파형도.
- 도 10은 실시예의 전원 회로에 있어서의, 교류 입력 전압 변동에 대한 정류 평활 전압, 역률, 전력 변환 효율 및 TON/TOFF의 특성을 도시하는 도면.
- 도 11은 실시예의 스위칭 전원 회로의 또 다른 구성예를 도시하는 회로도.
- 도 12는 실시예의 스위칭 전원 회로의 또 다른 구성예를 도시하는 회로도.
- 도 13의 (a) 내지 (g)는 실시예의 전원 회로에서의 주요부의 동작을 스위칭 주기에 의해 도시하는 파형도.
- 도 14의 (a) 내지 (g)는 실시예의 전원 회로에서의 주요부의 동작을 교류 입력 전압 주기에 의해 도시하는 파형도.
- 도 15는 실시예의 전원 회로에 있어서의, 교류 입력 전압 변동에 대한 정류 평활 전압, 역률, 전력 변환 효율 및 TON/TOFF의 특성을 도시하는 도면.
- 도 16은 실시예의 스위칭 전원 회로의 다른 구성예를 도시하는 회로도.
- 도 17은 실시예의 2차측 회로의 변형예.
- 도 18은 실시예의 2차측 회로의 다른 변형예.
- 도 19는 실시예의 2차측 회로의 또 다른 변형예.
- 도 20은 실시예의 E급 스위칭 컨버터의 기본 원리를 도시하는 도면.
- 도 21은 실시예의 E급 스위칭 컨버터의 동작 원리에 의거한 파형도.
- 도 22는 종래기술로 도시하는 액티브 필터의 구성도.
- 도 23의 (a) 내지 (d)는 종래기술로 도시하는 액티브 필터의 동작을 설명한 파형도.
- 도 24는 종래기술로 도시하는 스위칭 전원 회로의 구성예를 도시하는 회로도.
- 도 25의 (a) 내지 (c)는 종래기술로 도시하는 액티브 필터의 동작을 설명하는 파형도.

도 26은 종래기술로 도시하는 액티브 필터를 실장한 전원 회로에서의 교류 입력 전압, 교류 입력 전류 및 평활 전압을 상용의 교류 전원 주기에 의해 도시하는 파형도.

도 27은 종래기술로 도시하는 액티브 필터를 실장한 전원 회로에 있어서의 부하 변동에 대한 전력 변환 효율, 역률, 정류 평활 전압의 각 특성에 관해 도시하는 특성도.

도 28은 종래기술로 도시하는 액티브 필터를 실장한 전원 회로에 있어서의 교류 입력 전압 변동에 대한 전력 변환 효율, 역률, 정류 평활 전압의 각 특성에 관해 도시하는 특성도.

(도면의 주요 부분에 대한 부호의 설명)

1 : 제어 회로 2 : 발진 및 구동 회로

AC : 상용의 교류 전원 Cr : 1차측 병렬 공진 커패시터

C2 : 1차측 직렬 공진 커패시터 C3 : 전압 클램프용 커패시터

C4, C4A, C4B : 2차측 직렬 공진 커패시터 C5 : 부분 공진 커패시터

CL : 어크로스 커패시터 CMC : 커먼 모드 초크 코일

CN : 필터 커패시터 Ci, Co : 평활 커패시터

CR1, CR2 : 코어 D1 : 역률 개선용 제 1 다이오드

D2 : 역률 개선용 제 2 다이오드 Do1, Do2, Do3, Do4 : 정류 다이오드

DD, DD1, DD2 : 보디 다이오드 Di : 1차측 정류 소자

Do : 2차측 정류 소자 Ei : 정류 평활 전압

Eo : 2차측 직류 출력 전압 G : 갭

IAC : 교류 입력 전류 PCC : 초크 코일

LFT : 라인 필터 트랜스 Lo : 역률 개선용 인덕터

N1 : 1차 권선(컨버터 트랜스 1차 권선)

N2 : 2차 권선(컨버터 트랜스 2차 권선) N2A, N2B : 2차 권선부

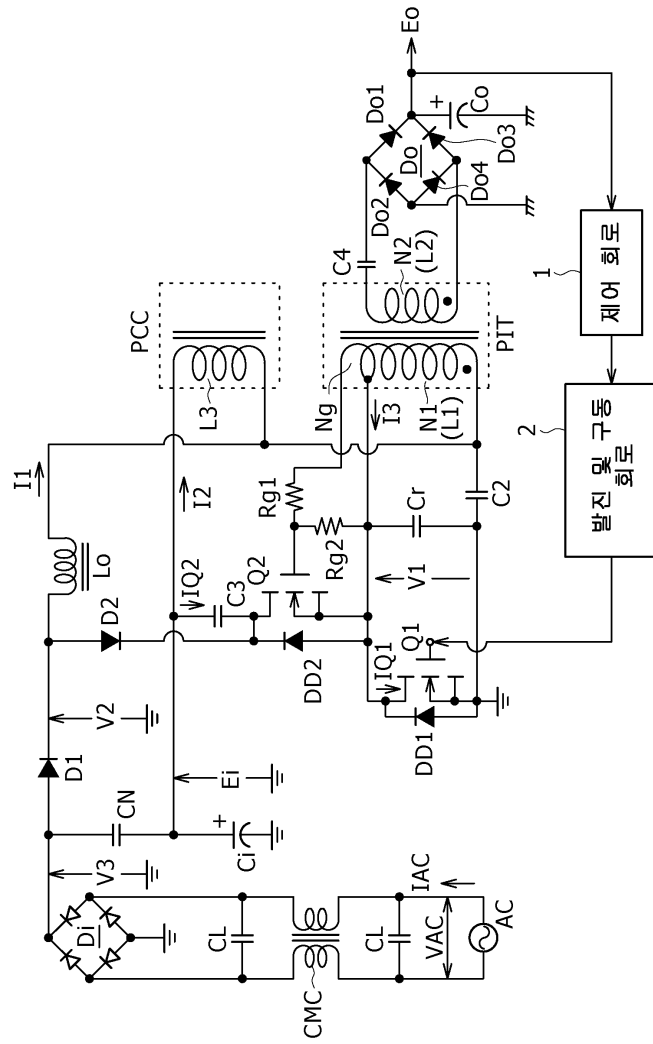
Ng : 제어 권선 PIT : 컨버터 트랜스

PCC : 초크 코일 Q1 : 스위칭 소자

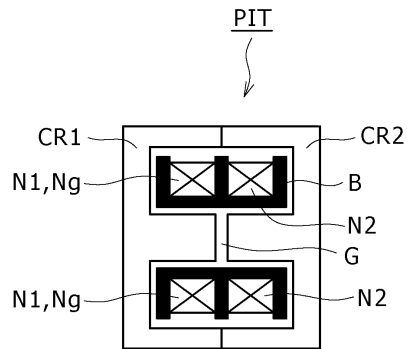
Q2 : 보조 스위칭 소자 Rg1, Rg2 : 저항

도면

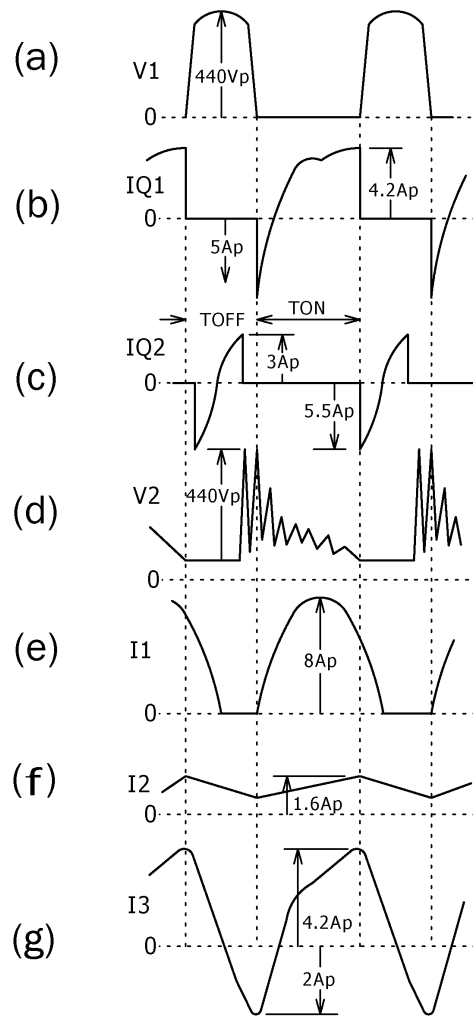
도면1



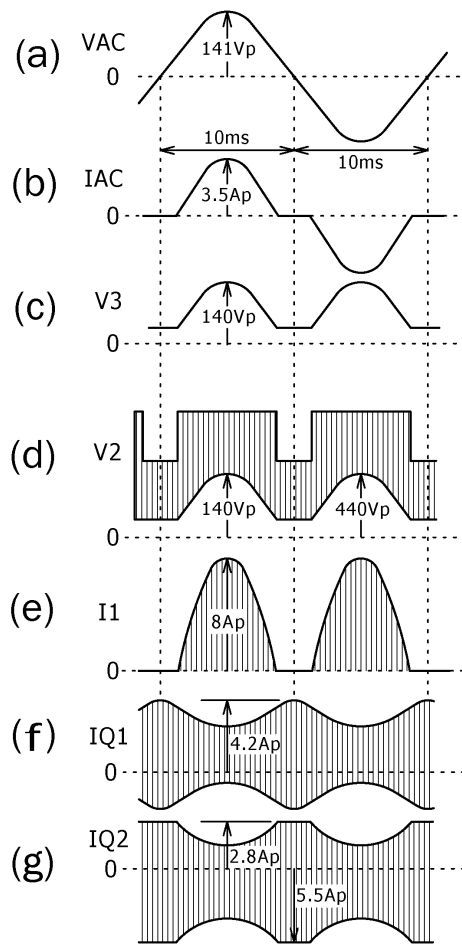
도면2



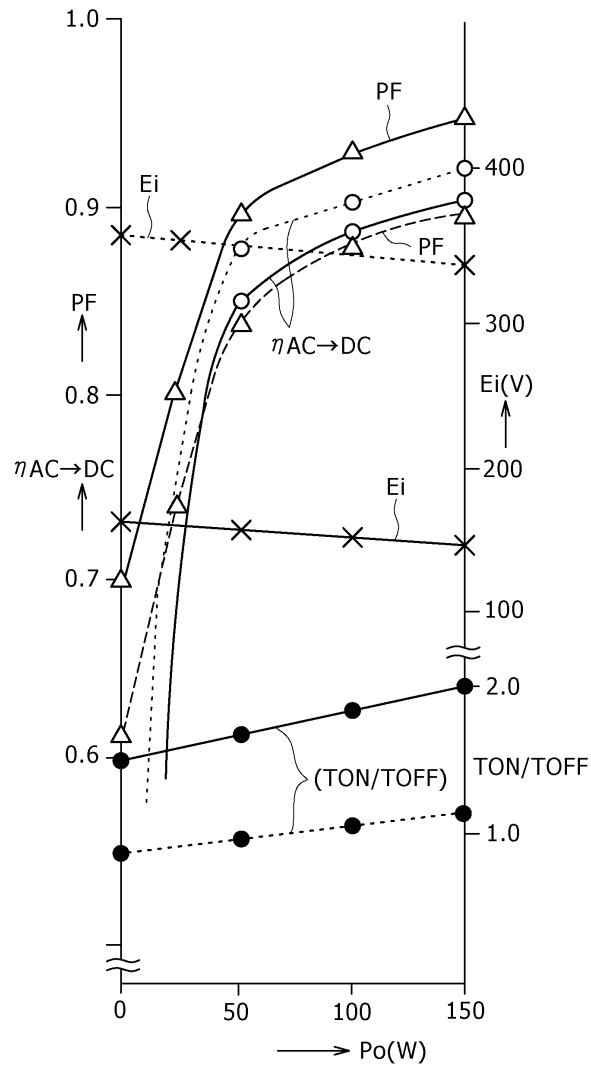
도면3



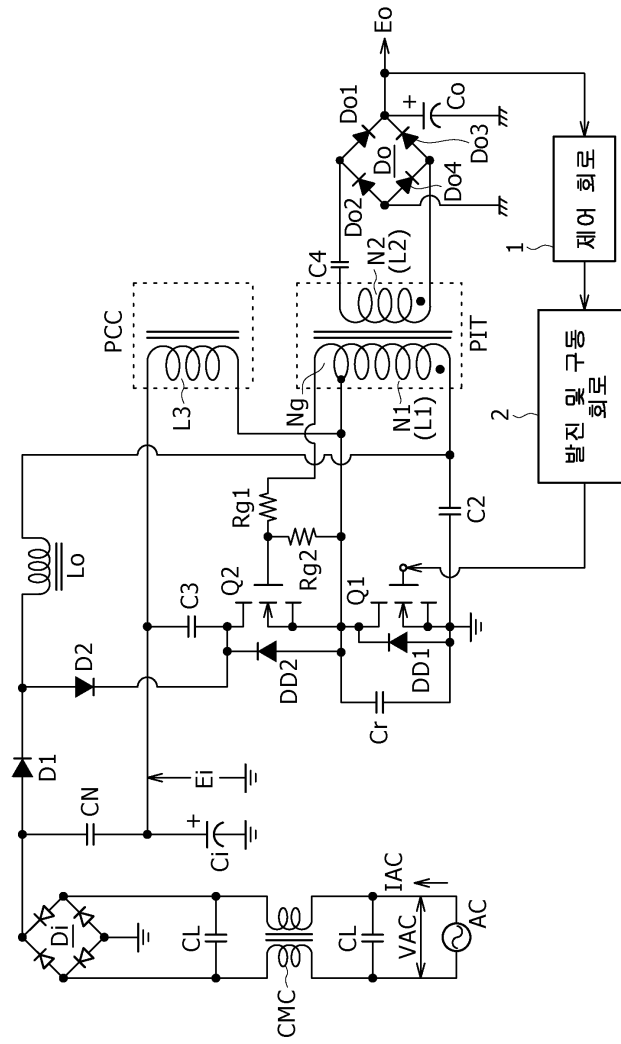
도면4



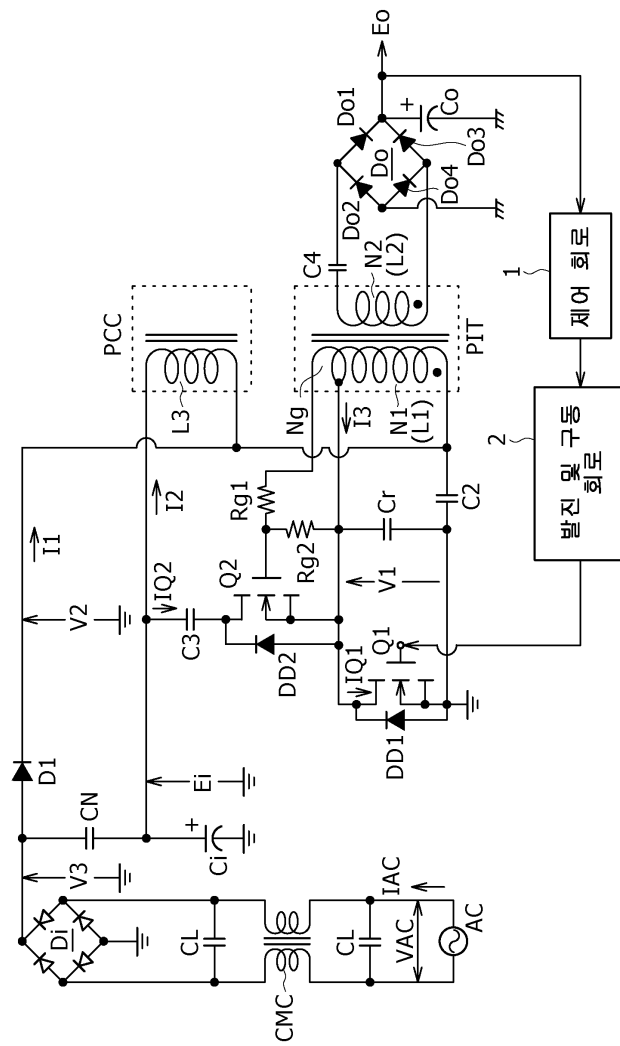
도면5



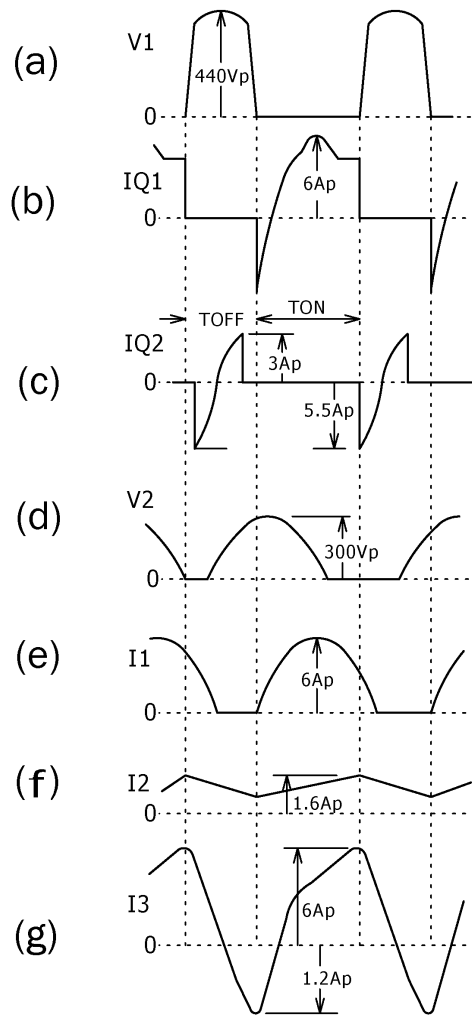
도면6



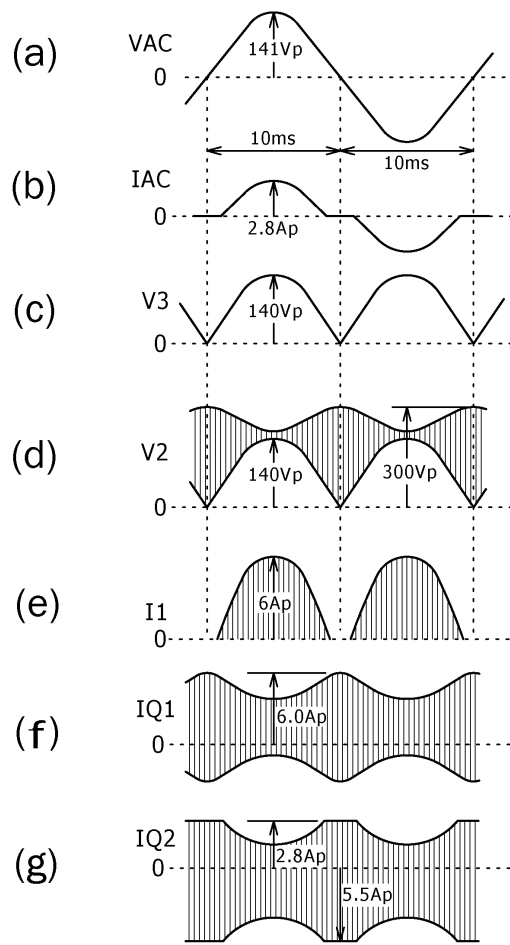
도면7



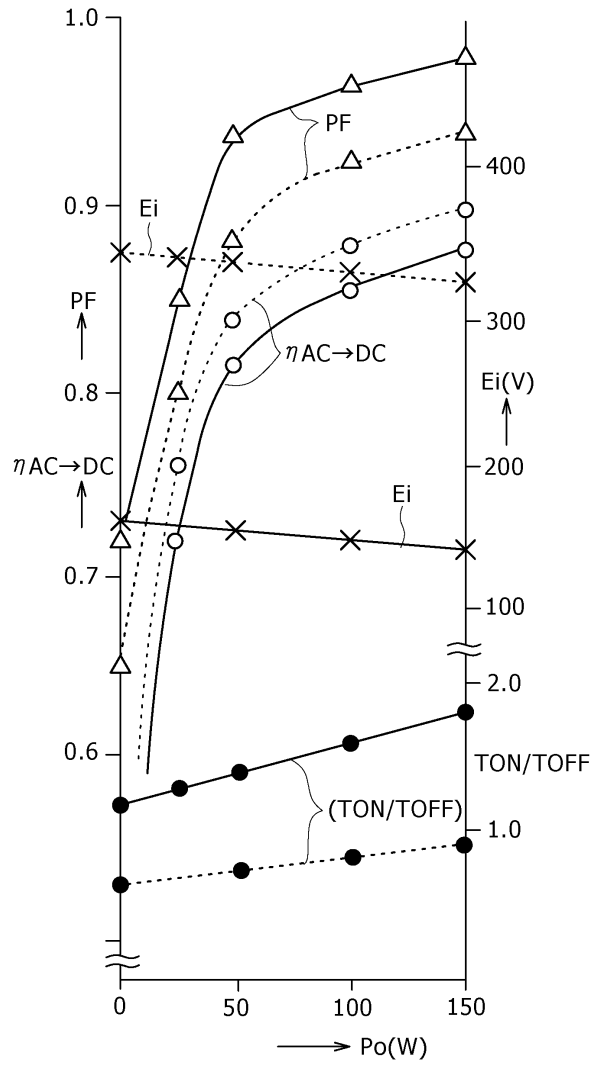
도면8



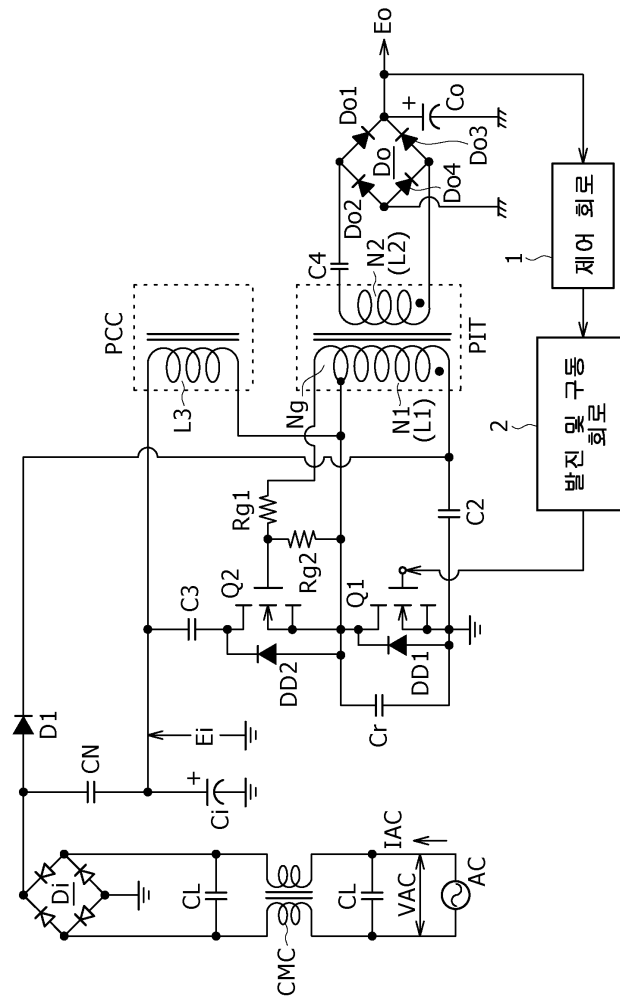
도면9



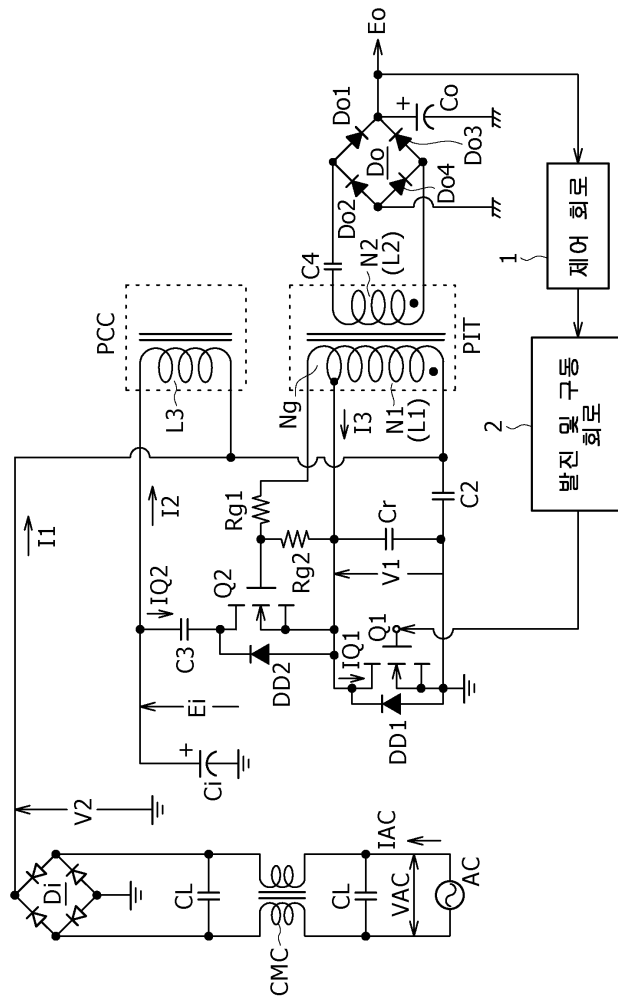
도면10



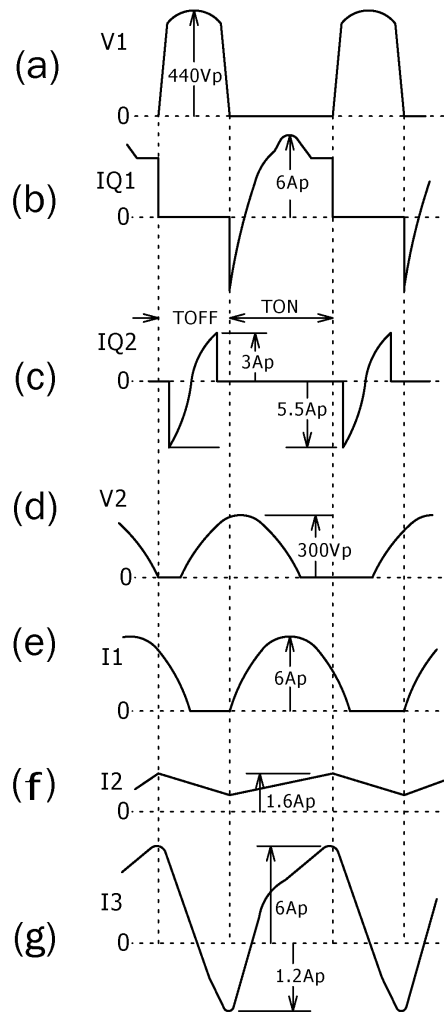
도면11



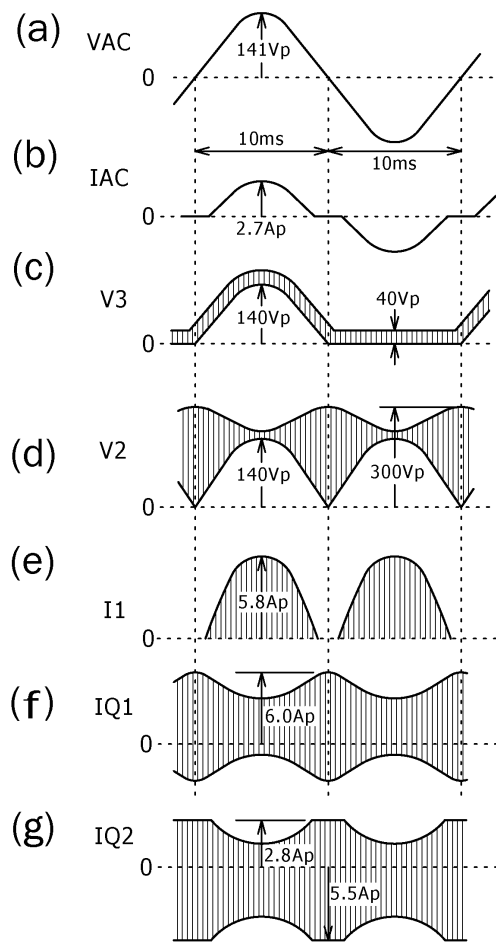
도면12



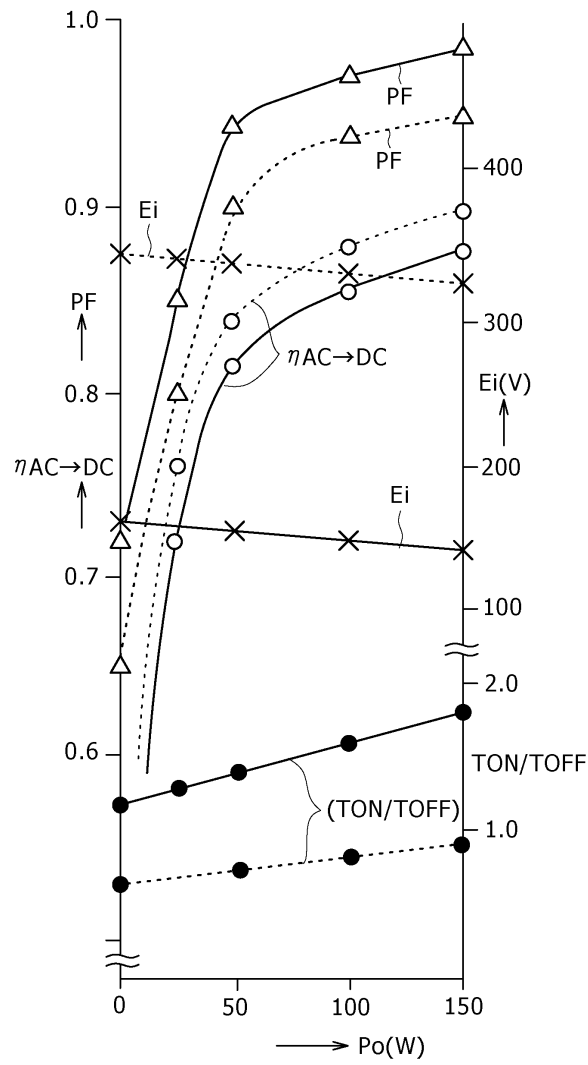
도면13



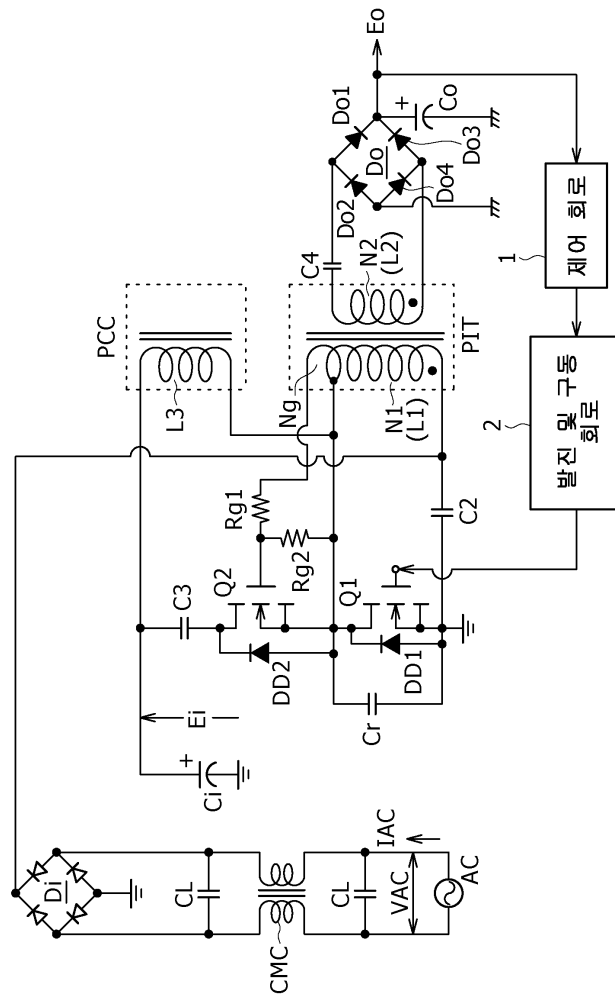
도면14



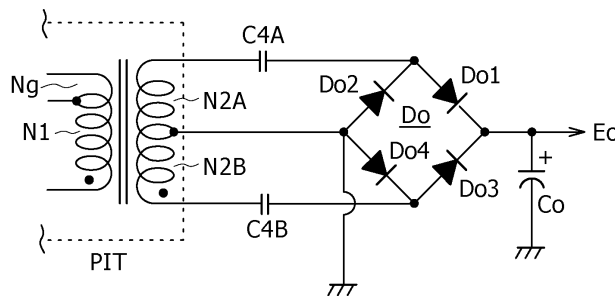
도면15



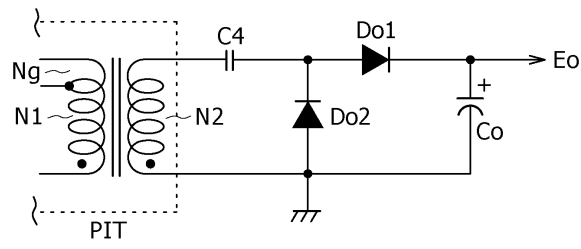
도면16



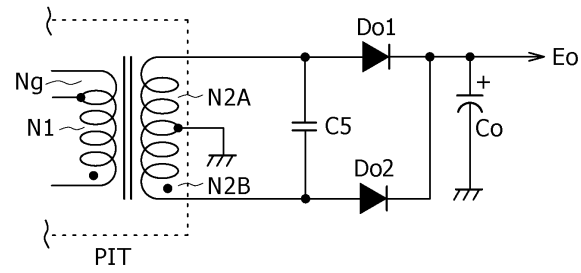
도면17



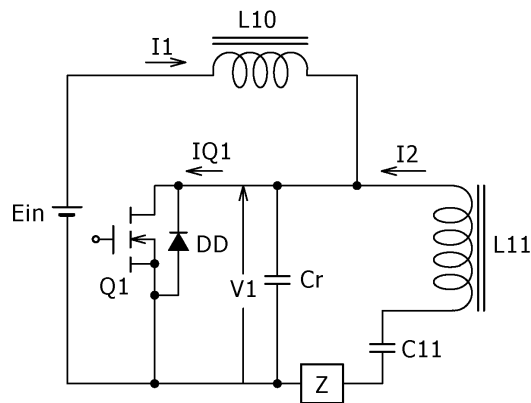
도면18



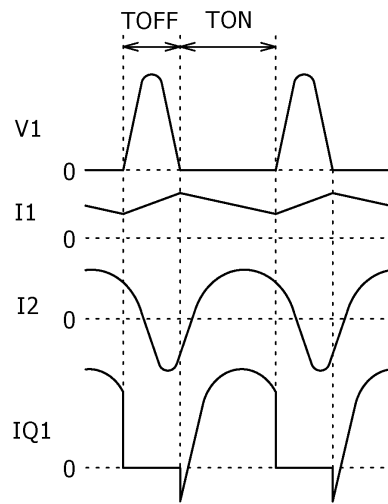
도면19



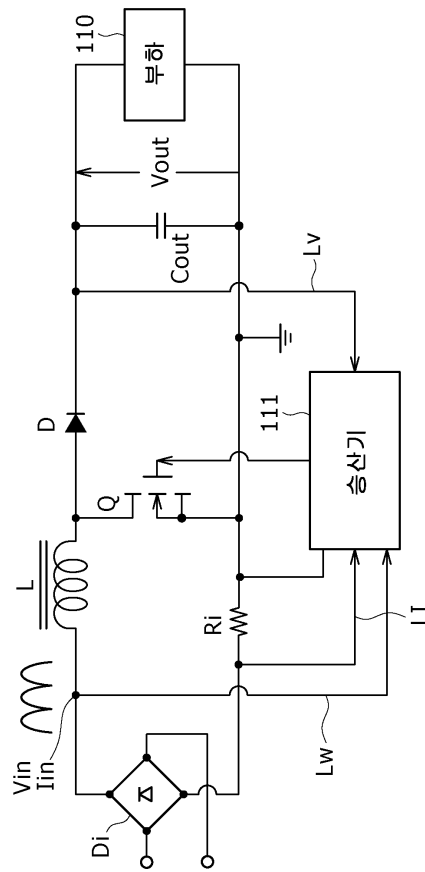
도면20



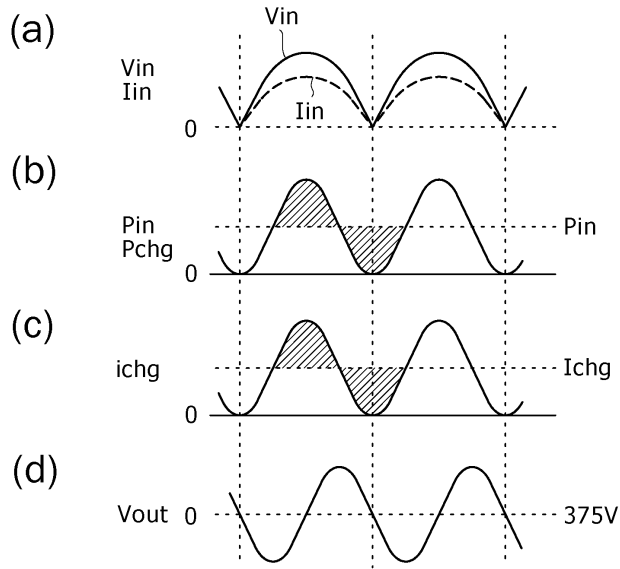
도면21



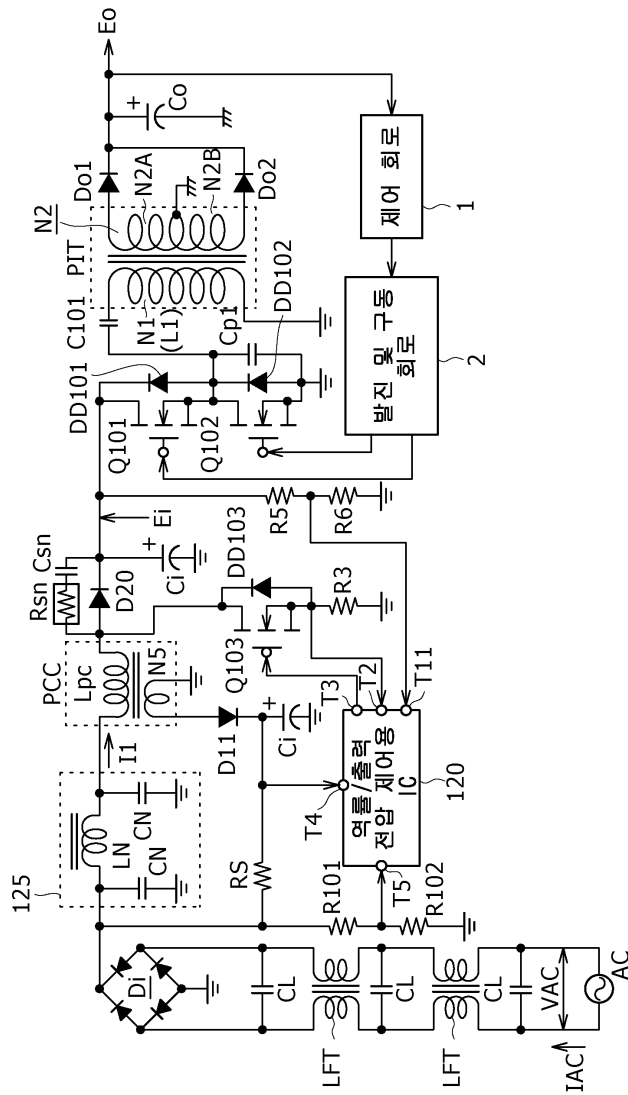
도면22



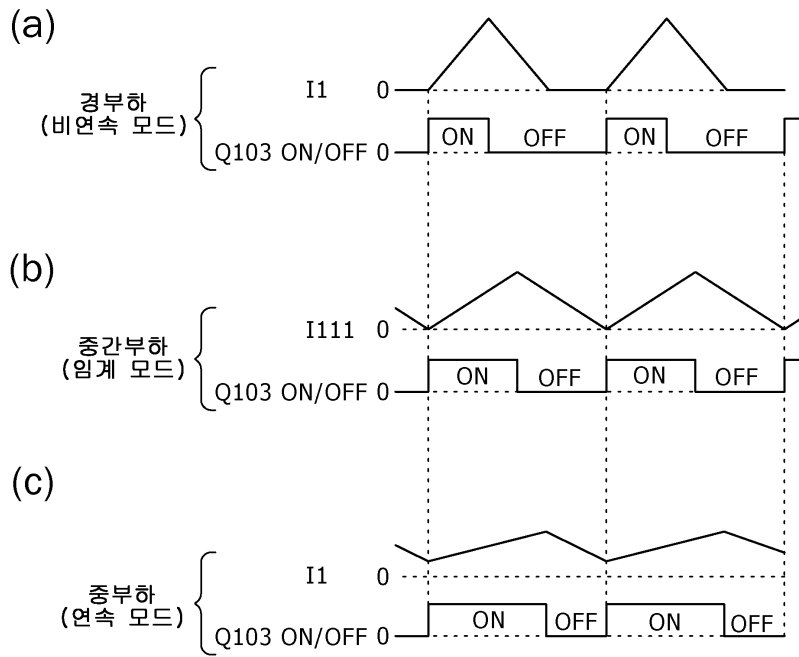
도면23



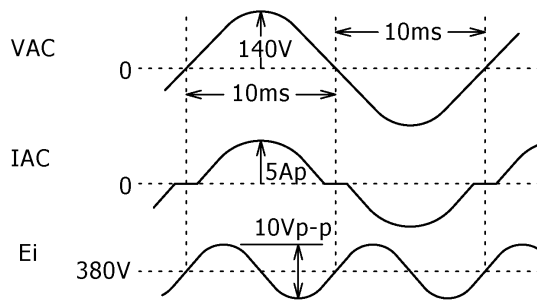
도면24



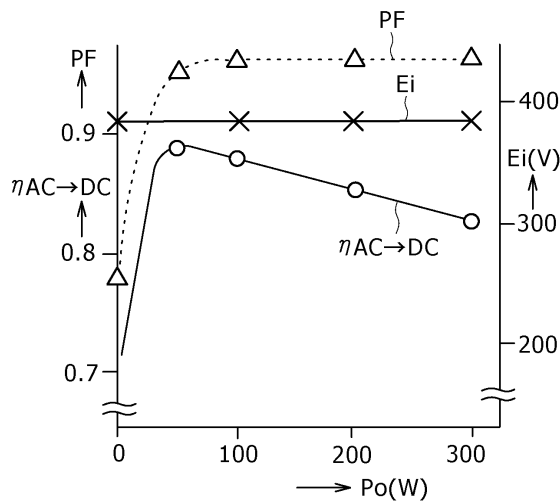
도면25



도면26



도면27



도면28

