

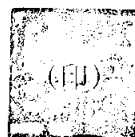
洪鍾榮의 工學碩士 學位論文을 認准함

2003年 12月 24일

主 審 工學博士 朴 瀚 錫



委 員 工學博士 裴 鍾 一



委 員 工學博士 洪 淳 一



목 차

목차	i
그림 목차	iii
제 1장 서 론	1
제 2장 비선형 순시추종 PWM 제어기법	6
2.1 제어의 개념	6
2.2 제어의 이론	11
2.3 불연속 모드에서의 동작 해석	17
2.4 스위칭 오차의 자동 보정	20
2.5 선원전압 변동의 보상	21
2.6 제어 기준값 추종 특성	23
제 3장 하프 브리지 컨버터	24
3.1 하프 브리지 컨버터의 제어	24
3.2 하프 브리지 컨버터의 동작모드 해석	25
제 4장 실험 및 분석	29
4.1 회로의 설계 및 제작	30
4.2 출력 변압기의 설계	32
4.3 스너퍼 회로	34

4.3.1 RC 스너버 회로	36
4.3.2 충·방전형 RCD 스너버 회로	37
4.3.3 방전 저지형 스너버 회로	38
4.3.4 스너버 회로의 설계	39
4.4 실험 결과	44
제5장 결 론	50
참고 문헌	51
Abstract	54

그림 목차

그림 2-1	강압형 컨버터의 개요도.....	6
그림 2-2	강압형 컨버터의 순시추종 PWM 제어.....	7
그림 2-3	전원전압이 변동될 때 기준전압 일정제어.....	8
그림 2-4	전원전압이 변동될 때 기준전압 가변제어.....	9
그림 2-5	입출력 전압과 존재함수.....	12
그림 2-6	일정 주파수 제어 스위치의 동작 개요도.....	15
그림 2-7	실계된 제어회로의 주요 동작 파형.....	17
그림 2-8	전류 불연속 모드에서 동작 파형.....	19
그림 2-9	스위칭 소자의 스위칭 특성과 적분전압.....	21
그림 2-10	전원전압 변동에 대한 적분기의 보상.....	22
그림 2-11	전원전압과 제어 기준 값이 모두 변할 때 제어기의 추종 특성.....	23
그림 3-1	하프 브리지 컨버터의 제어회로 블록도.....	24
그림 3-2	2상 분할 회로.....	25
그림 3-3	하프 브리지 컨버터의 동작모드.....	27
그림 3-4	등가 포워드 컨버터.....	28
그림 4-1	적분기를 이용한 순시추종 PWM 제어회로.....	30
그림 4-2	제어회로의 실계도와 보드.....	31
그림 4-3	게이트 드라이브 회로의 실계도와 보드.....	31
그림 4-4	누설 인덕턴스에 의한 스위칭 서지전압.....	35
그림 4-5	RC 스너머 회로.....	36
그림 4-6	충·방전형 RCD 스너머 회로.....	37

그림 4-7	방진 저지형 RCD 스너버 회로.....	38
그림 4-8	스위치 턴 오프 시 동작 궤적과 RBSOA.....	40
그림 4-9	스너버 회로와 보드.....	43
그림 4-10	제어신호와 1차 권선 전압 파형.....	44
그림 4-11	스너버 회로의 동작 파형.....	45
그림 4-12	스너버 회로의 동작 파형.....	46
그림 4-13	제어 기준 값이 변할 때 제어기의 추종.....	47
그림 4-14	전원이 변할 때 제어기의 추종.....	48
그림 4-15	출력전력에 따른 전고조파 왜율 및 노이즈.....	49

제 1장 서론

전자계산기, 전자 교환기 및 OA기기 등 전자·통신 기기의 직류 안정화 전원으로 폭 넓게 이용되고 있는 스위치 모드 파워 서플라이(Switched-Mode Power Supply : 이하 SMPS)는 반도체 소자의 스위칭 프로세서를 이용하여 전력의 흐름을 제어함으로써 종래의 안정화 전원에 비하여 고효율, 소형 및 경량에 큰 장점을 갖는 안정화 전원이라고 할 수 있다.

그런데 이러한 전자·통신기기에 있어서 시스템 부분은 반도체 집적 회로의 발전에 수반하여 급속히 소형·경량화가 이루어지고 있는 반면 전원 부분은 에너지 축적용 소자인 인덕터 및 커패시터의 존재로 인하여 기대하는 만큼의 속도로 소형·경량화가 이루어지지 못하고 있는 실정이다. 따라서 전자·통신기기의 소형·경량화라는 측면에서 볼 때 SMPS의 소형·경량화는 상대적으로 큰 비중을 차지한다고 볼 수 있다.^{[1][2]}

SMPS의 소형화를 실현하는데 있어서 가장 대표적인 방법은 스위칭 주파수를 고주파화 시켜서 수동소자들의 크기를 소형화하는 것이다. SMPS는 반도체 스위칭의 스위칭 프로세서에 의한 장치이므로 원리적으로는 지 손실이지만 스위칭 손실이 존재하며 이것은 스위칭 주파수에 비례하여 증가한다.

또한 SMPS에는 변압기, 인덕터 등의 자기소자와 평활용 커패시터가 존재하며, 이것 또한 스위칭 주파수에 비례하여 손실이 증가한다. 스위칭 주파수를 증가시키면 자기소자와 평활용 커패시터의 크기가 감소하여 SMPS의 소형화에 기여한다. 그러나 손실의 증가에 의한 온도 상승은 신뢰성의 저하를 초래하게 된다.

따라서 스위칭 주파수를 증가시키기 위해서는 스위칭 손실을 저감시킬 필요가 있으며 이를 위해서는 고속의 스위칭 소자가 필요하다. 그러나 고속 스위칭이 되

면 회로에 존재하는 인덕턴스, 용량 성분 또는 다이오드가 갖는 축적 전하의 영향에 의해 서지 노이즈가 발생하여 주위의 전자기에 악영향을 미칠 뿐 아니라 SMPS 자체의 신뢰성도 현저히 저하한다. 이에 대한 RC 및 LC 스너버(snubber) 또는 아몰퍼스 코어(amorphous core)에 의한 자기 스너버 회로가 이용된다.^{[3],[4],[5]}

그러므로 수 MHz 이상의 고주파화에 있어서는 공진회로를 이용하여 스위치에 전달하는 전압 또는 스위치에 흐르는 전류를 정현파화하여 스위칭 손실을 저감시키고 동시에 서지 노이즈의 발생을 억제 할 수 있는 방식의 SMPS인 공진형 컨버터에 관한 연구가 활발히 진행 중에 있다.^{[6],[7]}

기존의 스위칭 컨버터의 제어기법에는 피드백(feed-back) 제어 컨버터, 전류 제어 방식의 컨버터, 피드-포워드(feed forward) 강압형 컨버터, ASDTIC(Analog Signal Digital Time Converter) 컨버터 등이 있다.

종래의 피드백 제어에서 시비율은 오차신호가 0이 되도록 선형 변조된다. 예를 들어 전원전압이 갑자기 크게 상승하였을 때 스위칭 시비율의 제어에서 에리신호가 즉시 0이 되지 못하기 때문에 시비율의 제어도 순시적으로 실행되지 않는다.

그리고 표준의 과도적인 오버 슈트(over-shoot) 전압이 나타났다고 할 때 과도현상이 일어나는 시간은 루프 이득 밴드 폭(loop gain band width)에 의해서 검출되므로 계가 안정상태에 들어가기 위해서는 상당한 수의 스위칭 사이클이 경과되어야 한다.^[8]

전류제어 방식을 갖는 컨버터의 경우를 보면, 일정 주파수의 클록은 각 스위칭 사이클의 시작점에서 스위치를 턴 온 시킨다. 스위칭 전류는 점점 증가하여 스위치의 기준값에 도달한다. 이 값이 스위칭 기준값에 도달하면 비교기는 상태가 변하게 되며 이에 동기되어 전력용 주 스위치를 턴 오프 시킨다. 적분기의 적분 동작에 의해서 만들어지는 톱니파는 시비율이 0.5 이상으로 될 때 발생하는 발진을 제거하기 위하여 인위적인 램프신호(lamp signal)가 일반적으로 사용된다. 인위적

인 한 사이클에서 전원전압의 변동을 제거할 수 있을 것이다. 그리고 이 조건은 일정한 제어 기준값을 갖는 강압형 컨버터의 경우에 실현 가능하다.

그러나 일반적으로 스위칭 컨버터의 인덕터에서 전류가 감소할 때 전류가 감소되는 경사면은 어떤 동작 상태를 나타내므로 이 기울기는 함수가 된다. 따라서 이러한 과도상태에서 인위적인 램프신호를 인덕터 전류의 경사면에 일치시킨다는 것은 불가능하다. 이러한 불일치 때문에 전류모드 제어 컨버터는 하나의 스위칭 사이클에서 전원 전압의 교란을 보상하는 것은 불가능하게 된다. 그리고 어떤 경우에 제어 기준값이 동적으로 변한다면, 전류 모드 제어에서는 제어 기준값을 추종할 수도 없고, 어떠한 형태의 인위적인 램프신호를 취하거나 어떠한 형태의 컨버터를 사용한다고 해도 한 사이클 동안에 전원전압의 변동분을 보상할 수도 없다.^{10)에이티}

피드-포워드(Feed forward) 강압형 컨버터에서 전원전압은 출력에서 오차가 발생되기 전에 즉시 시비율을 제어한다. 피드 포워드 정수가 정확하게 설계되고 스위치가 이상적이라면, 출력전압을 전원전압의 변동에 관계없이 정밀하게 제어하는 것이 가능할 것이다. 실제로 스위치는 턴-온 및 턴-오프 시 과도적인 상태가 존재하고, 온 상태에서 스위치 양단에서 전압강하가 존재한다. 따라서 이러한 형태의 제어방법으로는 전원전압이 변동 될 때 이에 대한 정밀한 보상은 곤란하다.

ASDTIC(analog signal digital time converter)는 정전압으로 조절되지 못한 전원전압을 밸런스(balanced) AC 파형이라고 부르는 삼각파형으로 변화시키는 커패시터 인버터를 가지고 있다.¹²⁾ 그리고 이 밸런스 AC파형은 하나의 극성을 갖는 연속된 단극(unipolar)의 삼각파를 이루기 위하여 정류되고, 저역 필터(low pass filter)를 사용하여 출력 파형을 부드럽게 만든다. 출력 전압 제어는 연속되는 삼각파의 반복되는 비율을 조절하는 방식으로 제어된다. 제어회로는 한 스위칭 사이클에서 평균적인 오차를 0으로 만들기 위하여 제어 기준값과 스위치 변수 사이에서

오차를 연속적으로 적분하는 적분기를 가지고 있다.

ASDTIC의 또 다른 제어법으로 일정한 스위칭 주파수에서 초퍼(chopper) 스위치를 제어하는 제어기법까지 확장하는 것이다.^[13] 정상상태에서는 이러한 연속적인 적분동작이 스위칭 변수의 평균값을 제어 기준값에 일치시키는 확실한 방법이 될 수 있을 것이다. 그러나 과도적인 상태가 새로운 안정상태에 도달되기 위해서는 많은 스위칭 사이클이 필요하게 된다. 따라서 이 방법은 연속시간 선형 적분제어(continuous-time linear integral control)와 유사하고, 이 방법을 사용할 경우 오차는 0이 되지만, 동적인 오차는 0이 되지 못한다. 이에 추가해서 시비율이 0.5 이상일 때에는 안정되지 못한다.

스위치 컨버터는 PWM 방식의 비선형 시스템이다.^[14] 이러한 컨버터가 적절한 PWM 방식으로 제어 될 때 시스템은 동급의 선형 피드백 시스템보다 강인하고 전원전압의 변동에 대해서도 보다 안정된 보상특성을 갖는다. 전력전자분야의 연구자들에 의해서 스위칭 컨버터를 제어하기 위한 대전력용 비선형제어에 대한 연구가 계속 되고 있다.

본 논문에서 서술하고 있는 아날로그 적분기의 적분시간을 이용한 PWM 제어기법은 일정한 스위칭 주파수로 동작한다. 이 제어기법은 스위칭 컨버터의 PWM 제어에 있어서 비선형성을 갖는 장점은 물론 스위칭변수의 평균값을 순시 동적 제어(instantaneous dynamic control)를 가능하게 한다. 특히 전압과 전류제어에 있어서 스위치 변수의 평균값이 과도상태 다음에 새로운 안정상태에 도달하는 데는 하나의 스위칭 사이클(one switching cycle) 안정동작 과정이 요하며, 스위칭 변수의 평균치와 제어변수 사이에는 어떤 동적인 오차나 어떤 정상상태 오차도 존재하지 않는다.

따라서 이 제어기법은 빠른 동적인 응답성과 전원전압 변동에 대한 우수한 보상특성과 강인한 동작 특성 및 스위치 오차의 자동 보상 특성을 갖는다.^{[15][16]}

또한 본 논문에서 시도하는 순시추종 PWM 제어기법은 가변 주파수 스위칭 제어에까지 확장할 수 있음은 물론 범용으로 사용 가능하며, 공진형 컨버터의 전압 및 전류제어와 PWM 컨버터를 제어하는 데에도 적절하게 적용할 수 있다.^{[15],[16],[17]}

본 논문에서는 제어기법의 동작원리에 대하여 설명하기 위하여 제 2장에서는 순시추종 PWM 제어기법을 강압형 컨버터(buck converter)에 적용하여 기본적인 이론을 설명하고, 제 3장에서는 강압형 컨버터에서 유래한 하프 브리지 컨버터(half-bridge converter)에 본 논문의 제어를 적용하여 실험하기 위하여 컨버터의 동작 모드를 알아 볼 것이다. 그리고 마지막으로 제 4장에서는 실험 결과를 분석하는 순서로 본 논문을 구성하고자 한다.

제 2장 비선형 순시추종 PWM 제어기법

2.1 제어의 개념

그림 2-1은 강압형 컨버터의 개요도이다. 직류 전원 전압원은 V_{DC} 이고, 강압형 컨버터의 주 스위치 S는 MOSFET로 표시하였으며, 주 스위치 다음 단의 다이오드 D는 주 스위치와 동기 되어 자동으로 스위칭 동작을 한다. 주 스위치와 다이오드 스위치를 합하여 스위치 블록이라 부르기도 하며 스위치 블록은 일정 주파수 $f_s = 1/T_s$ 로 동작한다. 주 스위치 MOSFET는 초퍼 제어되는데, 주 스위치가 턴 온 될 때, 다이오드는 오프 되며, 이 때 전원전압 V_{DC} 가 다이오드의 캐소드에 인가되므로 다이오드 전압 V_D 는 V_{DC} 가 된다. 주 스위치가 턴 오프 될 때 다이오드는 턴 온 되며, 이 때 다이오드 전압 V_D 는 0이 된다. 주 스위치 S에 의해서 초퍼 제어된 전원전압은 다이오드 양단에 나타남을 알 수 있다.

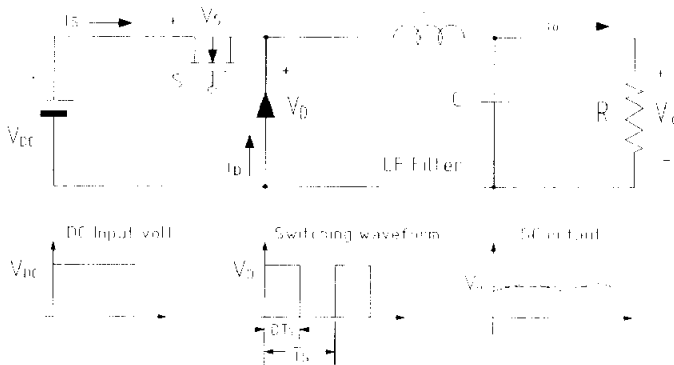


그림 2-1 강압형 컨버터의 개요도

Fig. 2-1 Schema of buck converter

그리고 LC 저역 필터는 펄스 상의 불연속 초과 출력전압에 포함된 불필요한 스위칭 주파수 성분은 제거하고, 스위치 변수의 평균값을 부하로 전송한다. 이 때 출력전압에는 원하는 직류전압 $D \cdot V_{DC}$ 의 평균치에 약간의 스위칭 리플을 포함하게 된다. 스위칭 변수를 면밀하게 관찰하면, 강압형 컨버터의 출력전압은 스위치 변수의 평균값이 됨을 쉽게 알 수 있고 다음 식 (2-1)과 같이 쓸 수 있다.

$$V_D = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_D dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} V_{DC} dt \quad (2-1)$$

식 (2-1)에서 V_D 는 스위칭 출력전압인 다이오드 양단전압의 평균치를 말하며, 이 때 다이오드 전압의 평균값은 DT_s 동안에 출력되는 펄스 상의 다이오드 전압을 적분하여 스위칭 주기로 나눈값으로 계산된다.

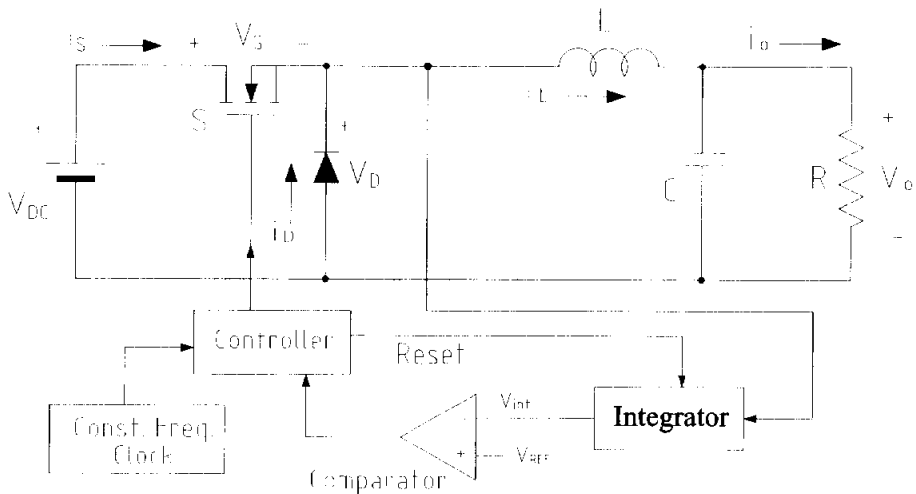


그림 2-2 강압형 컨버터의 순시추종 PWM 제어

Fig. 2-2 Instantaneous following PWM control of buck Converter

식 (2-1)을 기본으로 하여 그림 2-2와 같이 일정한 주파수로 스위칭 제어되는 새로운 제어기를 설계하는 것이 가능하다. 제안된 제어회로로 동작되는 컨버터는 정 주파수로 동작되며, 컨버터의 주 스위치는 각 스위칭 주기의 시작점에서 턴 온된다. 그림에서 보는 것과 같이 스위칭 출력전압인 다이오드 전압은 적분기에서 적분되고, 적분 결과, 즉 적분전압 V_{int} 는 비교기를 통하여 제어 기준값 V_{REF} 와 비교된다. 적분된 다이오드 전압이 제어 기준값에 도달되면, 즉시 비교기의 상태는 변화될 것이다. 그리고 비교기의 변화에 동기 되어 컨버터의 주 스위치를 턴 오프시키고, 이와 동시에 적분기를 0으로 다시 리셋 시키게 된다.

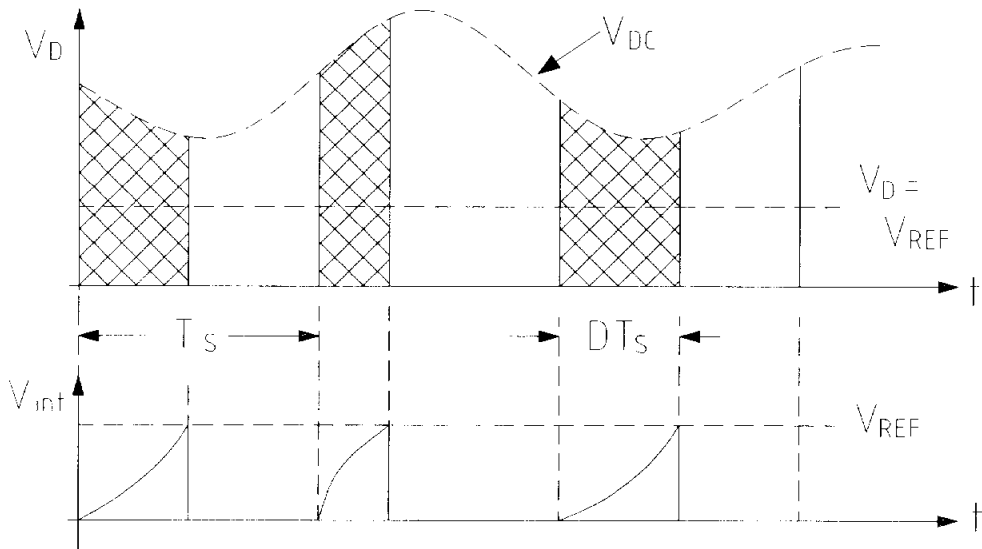


그림 2-3 전원전압이 변동될 때 기준전압 일정제어

Fig. 2-3 Reference voltage constant when the source voltage fluctuate

반약 제어 기준값이 일정 하다면, 그림 2-3에서 보인 것과 같이 다이오드 전압의 평균값은 일정한 값으로 제어된다. 적분기에서 적분되는 적분전압의 기울기가 전원전압의 크기에 비례함을 알 수 있다. 그리고 적분값은 일정한 값을 갖는 제어 기준치와 연속적으로 비교된다. 전원전압이 높으면, 적분값의 경사는 급격하게 되므로 적분값은 빠른 시간 내에 제어 기준값에 도달하게 된다. 따라서 스위칭 시비율(duty ratio : D)은 작아질 것이다. 이와 반대로 전원전압이 낮은 경우에는 적분값의 기울기가 완만하기 때문에 제어 기준 값에 도달하는 시간이 길어지므로 스위칭 시비율은 커진다.

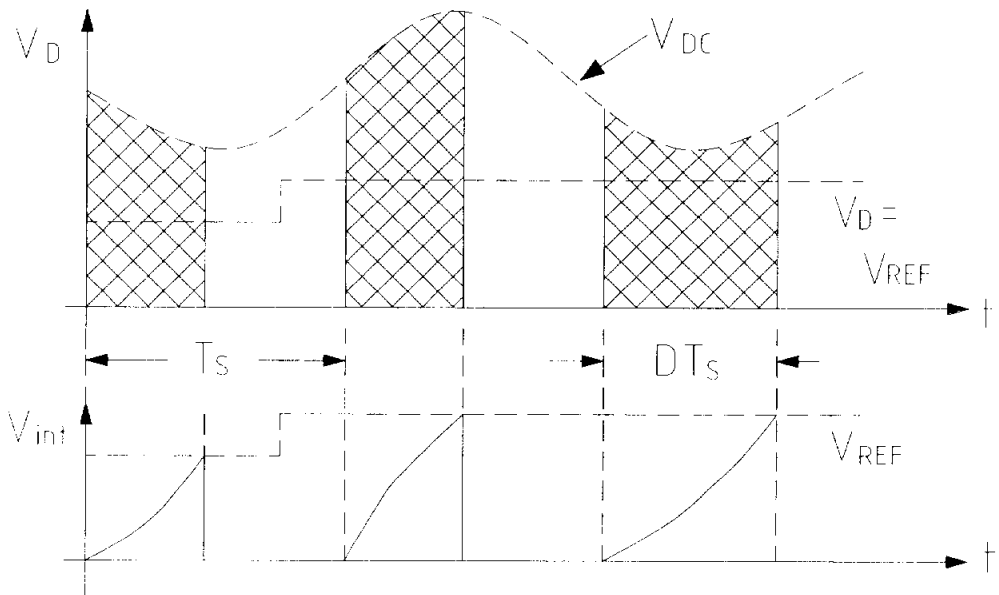


그림 2-4 전원전압이 변동될 때 기준전압 가변제어

Fig. 2-4 Reference voltage variable when the source voltage fluctuate

제어 기준값이 시간에 따라 변화되는 시간함수인 경우에도 다이오드 전압의 평균치는 제어 기준값을 추종하여 변화한다. 그림 2-4는 제어 기준 값이 단일(unit step)으로 변화될 때 출력전압이 이에 추종하여 제어되는 관계를 보여주는 그림이다. 그림에서 보는 것과 같이 다이오드 전압의 적분값은 즉시 변화된 제어 기준값에 추종되어 제어됨을 알 수 있다. 이러한 모형에서 시비율은 다음의 식 (2-2)와 같이 표현된다.

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} V_{DC} dt = V_{REF} \quad (2-2)$$

식 (2-2)에서 V_{REF} 는 제어 기준 전압이 시변 함수임을 나타내기 위하여 표현한 것이다. 회로의 동작과 앞의 식에서 알 수 있는 것과 같이 스위칭 사이클의 시비율은 바로 앞 스위칭 사이클의 어떤 조건이나 상태와는 전혀 무관함을 알 수 있다. 따라서 스위칭 되는 변수의 과도적인 평균치도 한 사이클 내에서 보정되고 결정됨을 알 수 있다.

식 (2-2)에 의해서 결정되는 시비율은 전원전압과 제어 기준 값에 의해서 결정되는 비함수이다. 이러한 비선형 제어를 사용하여 강압형 컨버터의 출력전압은 전원전압의 변동에 관계없이 항상 제어 기준값에 추종하여 일정 제어되는 선형함수로 동작하게 된다.

강압형 컨버터의 선단에 입력 필터가 있는 경우 제어 대 출력(control-to-output) 전달함수(transfer function)는 우측 평면에 위상 이동이 일어날 수 있다. 이는 종래의 피드백 제어를 곤란하게 만든다. 특히 입력필터의 코너 주파수(corner frequency)가 출력필터의 코너 주파수 위에 있을 때 본 제어방식에서 컨버터의 동특성은 입력필터를 민감하게 만들 수 있다. 그래서 제어 대 출력 전달함수는 다음

의 식 (2-3)과 같이 출력필터의 2차 계와 등가가 된다.

$$V_0 = \frac{V_{REF}}{1 + \frac{L}{R}s + LC_s^2} \quad (2-3)$$

2.2 제어의 이론

정 주파수 $f_s = 1/T_s$ 로 동작하는 스위치의 존재함수(existence function)를 $S(t)$ 라 한다면, 존재함수는 다음의 식 (2-4)와 같이 정의된다.

$$S(t) = \begin{cases} 1: 0 < t < T_{ON} \\ 0: T_{ON} < t < T_s \end{cases} \quad (2-4)$$

각 사이클에서 스위치는 T_{ON} 시간 동안에 턴 온 되고, T_{OFF} 시간동안에 턴 오프 된다. 여기서 $T_{ON} + T_{OFF} = T_s$ 가 된다. 시비율 $D = T_{ON}/T_s$ 는 적분기의 출력전압과 아날로그 제어 기준전압에 의해서 변조된다.

주 스위치의 입력 점(그림 2-2의 주 스위치 MOSFET의 드레인 단자)에서 입력 신호를 $x(t)$ 라 할 때, 입력신호는 주 스위치에 의해서 초과 되고, 이 전압은 스위치의 출력 점(그림 2-2의 주 스위치 MOSFET의 소스 단자)에서 전송되어 스위치 동작에 의한 출력전압이 되는데 이 때 일어나는 출력전압을 $y(t)$ 라 하자. 스위칭 출력변수의 주파수와 펄스 폭은 스위치 동작을 나타내는 존재함수의 주파수 및 턴

온 시간과 일치한다. 따라서 출력전압은 다음의 식 (2-5)와 같이 입력함수와 존재함수의 곱으로 얻어진다.

$$y(t) = S(t) \cdot x(t) \quad (2-5)$$

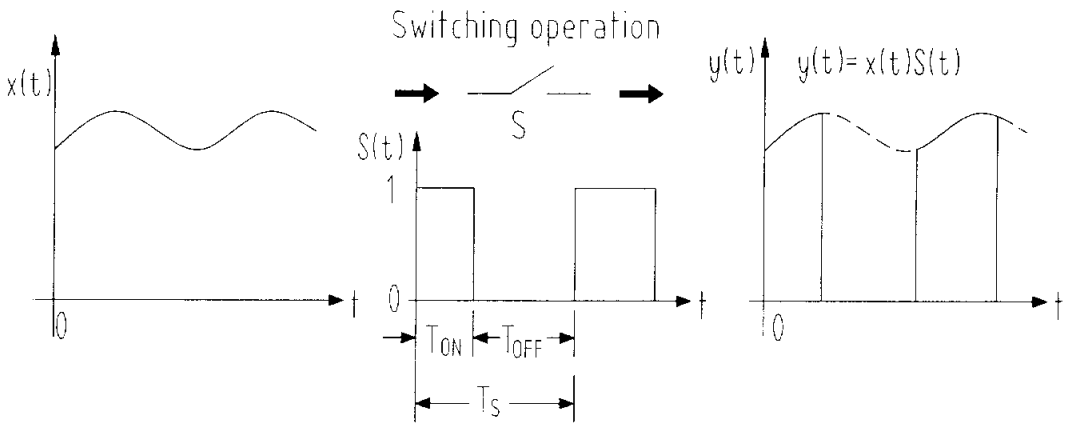


그림 2-5 입력 전압과 존재함수

Fig. 2-5 Input and output voltage and existence function

이 관계를 그림으로 표현하면 그림 2-5와 같이 됨을 알 수 있다. 출력전압을 나타내는 그림에서 점선을 따라 연결된 파형은 입력신호의 파형과 같다. 따라서 출력전압은 존재함수와 입력함수의 곱으로 표현된다.

여기서 스위칭 주파수의 주기는 정 주파수로 동작하는 클럭에 의해서 결정되고, 존재함수로 정의되는 스위칭 시간은 아날로그 직분기의 출력과 제어 기준값에 의해서 결정된다. 스위칭 출력 함수의 평균값은 다음의 식 (2-6)과 같이 쓸 수 있다.

$$y(t) = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_{ON}} x(t) dt \quad (2-6)$$

식 (2-6)에서 입력함수를 변수로 간주하였으나 강압형 컨버터에서 실제로 입력 전압은 과도적으로 변하는 상태를 무시한다면 직류전압이므로 상수로 간주하여도 무방할 수 있다. 따라서 식 (2-6)은 다음의 식 (2-7)과 같이 쓸 수 있다.

$$y(t) = x(t) \cdot \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} dt = x(t) \cdot \frac{T_{ON}}{T_S} = x(t) \cdot D(t) \quad (2-7)$$

식 (2-7)은 스위치의 출력 점에서 스위칭 출력전압은 시비율 입력전압의 곱이 됨을 나타낸다. 그리고 이 스위치는 비선형이다. 만약 스위칭 출력변수의 적분값이 매 사이클마다 제어 기준값의 적분값과 정확하게 같도록 변조된다면, 이 두 관계는 다음의 식 (2-8)과 같이 쓸 수 있다.

$$\int_0^{T_{ON}} x(t) dt = \int_0^{T_S} V_{REF} dt \quad (2-8)$$

식 (2-8)에서 스위칭 주기가 일정하기 때문에 스위치의 출력 점에서 스위칭 출력변수의 평균값은 매 사이클마다 제어 기준값과 정확하게 일치하게 된다. 그래서 스위칭 출력변수는 한 사이클의 단위의 평균치로서 순시 제어됨을 알 수 있다. 따라서 이 개념을 보다 구체화하기 위하여 스위칭 출력변수를 기준으로 다시 쓰면 다음의 식 (2-9)와 같이 쓸 수 있다.

$$y(t) = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_{on}} x(t) dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} V_{REF} dt = V_{REF}(t) \quad (2-9)$$

식 (2-9)에서 알 수 있는 것과 같이 순시추종 PWM 제어기법은 한 사이클 단위로 제어되며 한 사이클 내에서 모든 값이 보상됨을 알 수 있다. 스위치 출력단에서 유효 출력전압의 계산은 제어 단위와 과정이 모두 한 사이클 내에서 제어되므로 위 식 (2-9)에서 간결하게 정리하면 다음의 식 (2-10)과 같다.

$$y(t) = V_{REF}(t) \quad (2-10)$$

식 (2-10)에서 스위칭 제어출력은 입력신호에 무관함을 알 수 있으며, 단지 제어 기준값에 의해서만 선형적으로 일치시키고 있음을 알 수 있다. 따라서 아날로그 적분기의 적분시간을 이용한 순시추종 PWM 제어기법은 비선형 스위치를 사용하였으나 결과는 선형동작 결과가 되게 한다.

그림 2-6은 적분기를 이용하여 정 주파수로 동작하는 순시추종 PWM 제어기법을 실현하기 위한 제어회로의 개요도이다.

제어회로에서 동작의 중심이 되는 부분은 정주파수로 동작하기 위하여 정주파수 클럭(constant frequency clock) 발생회로와 아날로그 적분기이다. 정주파수 클럭 발생회로는 RS 플립플롭 (flip flop)과 함께 매 스위칭 동작의 시작점에서 주 스위치를 턴 온 시킨다.

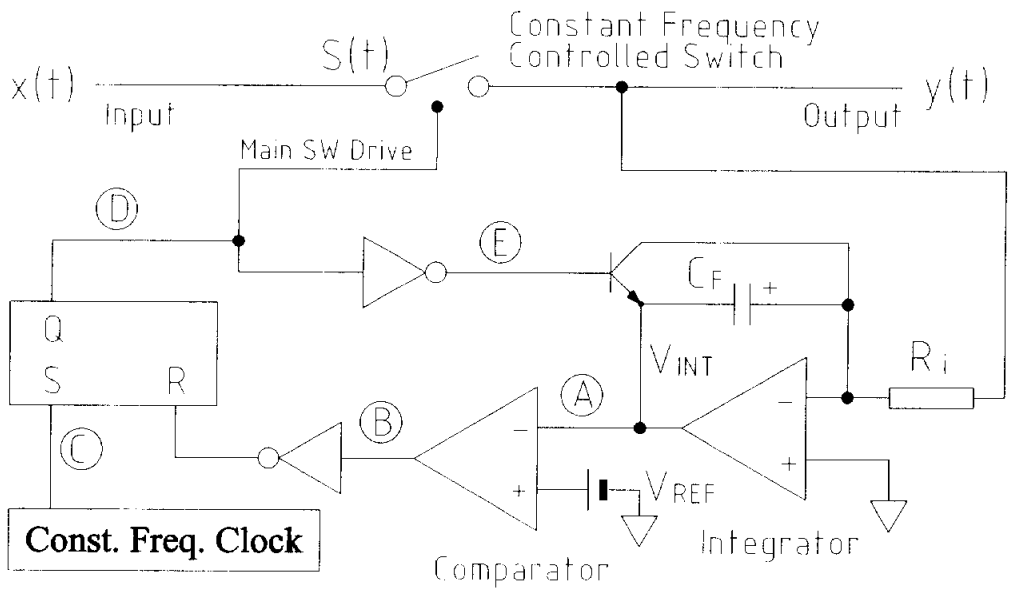


그림 2-6 일정 주파수 제어 스위치의 동작 개요도

Fig. 2-6 Operation scheme of constant frequency control switch

아날로그 적분기는 주 스위치가 턴 온 되는 시점과 동기 되어 주 스위치의 제어 출력전압을 적분하며, 적분값이 제어 기준값과 같아지는 시점에서 주 스위치를 턴 오프 시키고, 이와 동시에 적분값도 초기치 (0 [V])로 리셋 시킨다. 이 때 적분값은 다음의 식 (2-11)과 같이 쓸 수 있다.

$$V_{int} = K \int_0^t x(t) dt \quad (2-11)$$

식 (2-11)에서 K는 상수이고, 적분값은 제어 기준값과 순서적으로 비교된다. 적

분값과 제어 기준값에 도달되는 순간 제어기는 주 스위치의 상태를 어떠한 상태에서 다른 상태로 바꾸는 신호를 출력하게 된다. 이와 동시에 제어기는 적분기를 0으로 리셋 시킨다. 그리고 각 사이클에서 시비율은 다음의 식 (2-12)에서 결정된다.

$$K \int_0^{DT_s} x(t)dt = V_{REF}(t) \quad (2-12)$$

스위칭 주기 T_S 와 K 는 모두 상수이므로 $K = 1/KT_S$ 도 상수가 된다. 스위칭 출력값의 평균치는 각 사이클에서 다음의 식 (2-13)과 같이 쓸 수 있다.

$$y(t) = \frac{1}{T_S} \int_0^{DT_s} x(t)dt = KV_{REF} \quad (2-13)$$

그림 2-7은 제어 기준전압이 상수일 때 그림 2-6의 회로 중에서 주요 동작신호를 나타낸 파형이다. 이 스위치 동작은 어떤 물리적인 스위치 동작에 대해서도 한 사이클 내에서 제어가 가능하며 스위칭 변수는 물리적 변수나 추상적인 신호에 대해서도 같은 개념으로 스위칭 할 수 있다.

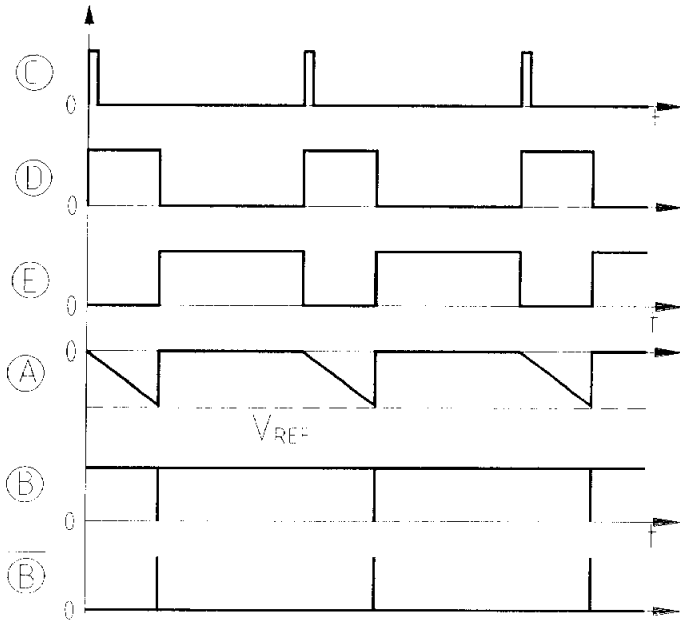


그림 2-7 설계된 제어회로의 주요 동작 파형

Fig. 2-7 Operation waveform of control circuit

2.3 불연속 모드에서 동작 해석

그림 2-1의 강압형 컨버터 회로에서 인덕터는 주 스위치가 오프 될 때 전류에너지를 부하로 방출한다. 주 스위치는 이 인덕터에서 전류 에너지가 모두 방출되길 기다려 다시 턴 온 되어야만 부하에 연속적으로 전류를 공급할 수 있다. 만약 적분기의 리셋 시간이 인덕터에서 전류가 방출되는 시간보다 길어진다면, 부하전류는 연속적으로 흐르지 못할 것이다. 그러나 순시추종 PWM 제어기는 전류 불연속 조

건에서도 훌륭하게 동작한다.

그림 2-8은 불연속 모드에서 주 회로에서 주요 전압 V_{DC} , V_D , V_O 파형 및 인덕터 전류 및 적분기의 적분전압 파형을 나타낸다. 그림 2-8의 시간 $t=t_1$ 에서 컨버터의 주 스위치가 턴 오프 되면, 인덕터는 전류원으로 작용하여 전류에너지를 방출하기 시작 할 것이므로 전류는 그림과 같이 감소 될 것이다. 시간 t_1 에서 t_2 사이 동안 다이오드는 인덕터에서 방출되는 전류를 부하로 되돌리는 역할을 하며, 이 때 다이오드의 애노드 전압은 0이 된다. 그리고 시간 $t=t_2$ 에서 인덕터 전류는 0이 되었지만, 주 스위치는 아직도 오프 상태에 있게 된다. 이어서 시간 t_2 에서 t_3 사이 동안 아직도 주 스위치는 오프상태에 있기 때문에 전원부에 전력이 공급되지 못하고, 인덕터 전류가 0이 되는 t_2 시점에서 다이오드에는 출력전압이 인가된다. 따라서 이 때 다이오드 전압은 출력전압과 같게 되므로 적분기는 다이오드에 나타나는 출력전압에 의하여 즉시 적분 동작을 시작하게 된다. 그리고 $t=t_3$ 에서 컨버터의 주 스위치는 정주파수 클럭 회로에서 발생하는 신호 펄스에 의해서 턴 온 되고, 이와 동시에 다이오드 전압은 전원전압이 인가될 것이다. 그리고 동시에 적분기의 입력전압도 출력전압에서 입력전압으로 상승하므로 적분전압의 경사도는 전원전압 레벨에 따라서 기울기가 커지게 된다. 이 두 가지의 다른 다이오드 전압에 의해서 적분된 전압이 제어 기준전압에 도달하게 될 때 컨버터의 주 스위치는 다시 턴 오프 될 것이다.

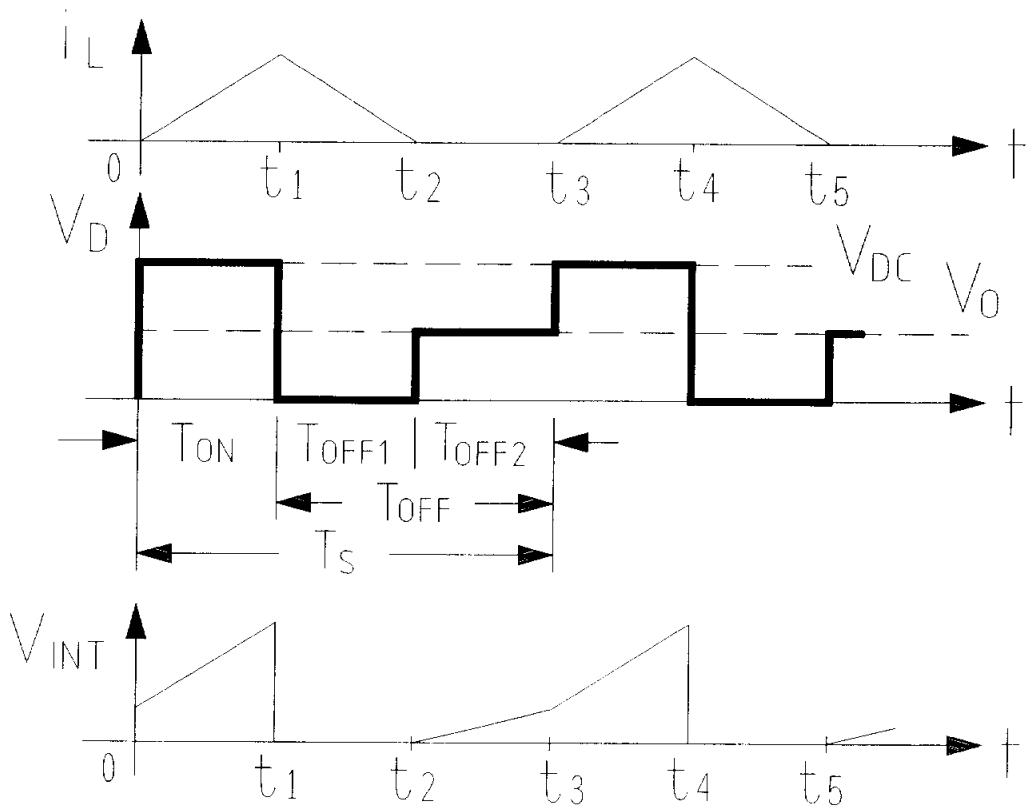


그림 2-8 전류 불연속 모드에서 동작 파형

Fig. 2-8 Operation waveform on DCM

이때 두 가지의 다이오드 전압에 의해서 만들어지는 적분기의 전압은 다음의 식 (2-14)와 같이 쓸 수 있다.

$$V_{int} = K \int_{t_2}^{t_3} V_0 dt + K \int_{t_1}^{t_4} V_{DC} dt = V_{REF}(t) \quad (2-14)$$

출력전압은 한 스위칭 사이클 동안 다이오드에 인가되는 전압의 평균치와 같은 값이다. 따라서 순시추종 PWM 제어기법은 비록 컨버터가 불연속 모드에서 동작한다고 해도 여전히 효과적으로 본래의 동작 특성을 유지하고 동작 책무를 완수하고 있음을 알 수 있다.

2.4 스위칭 오차의 자동 보정

지금까지 컨버터의 주 스위치가 이상적이라고 가정하고 설명하였다. 그러나 실제의 반도체 스위치는 온 상태전압이 존재하고 온 및 오프 상태에서 과도적인 스위칭 특성이 나타난다. 그러나 순시추종 PWM 제어기법의 경우에 있어서 적분기의 리셋 시간이 주 스위치의 스위칭 시간보다 실제로 아주 작다면, 이러한 오차는 자동으로 보정될 수 있다.

그림 2-9에서 보는 것과 같이 주 스위치는 턴 온 및 턴 오프 시간을 가지고 있다. 그리고 다이오드에 순환전류가 흐르는 동안 다이오드 양단에는 그림과 같이 전압강하가 발생한다. 이때 적분기는 주 스위치의 턴 온 및 턴 오프 과도상태와 다이오드의 온 상태 전압을 모두를 적분하게 된다. 적분기의 출력은 제어 기준 전압과 비교하게 되므로 적분 값이 제어 기준값에 도달하게 될 때 주 스위치를 턴 오프 시키게 된다. 다이오드 전압의 평균치는 스위칭 오차에 관계없이 매 사이클에서 기준값과 같게 된다.

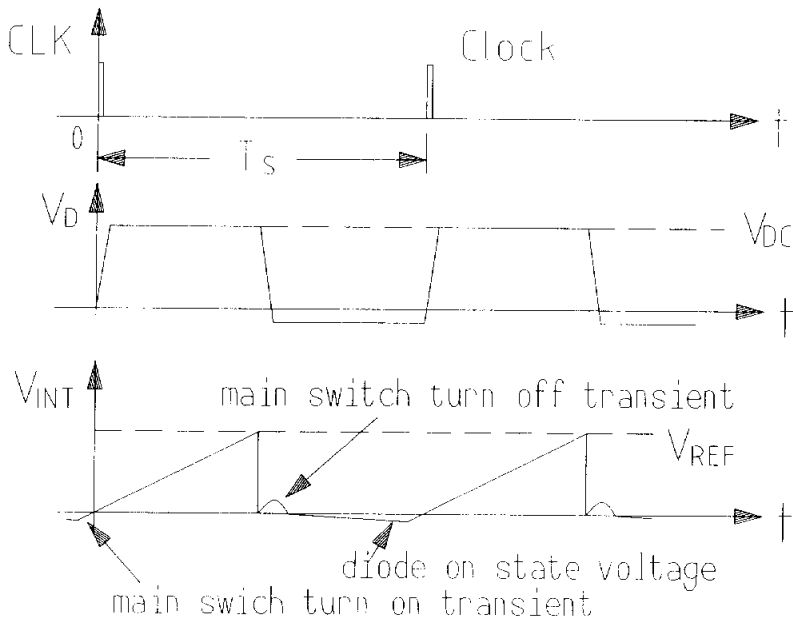


그림 2-9 스위칭 소자의 스위칭 특성과 적분전압

Fig. 2-9 Integral voltage and switching characteristics of device

2.5 전원전압 변동의 보상

제어 기준전압과 부하가 일정하다고 할 때 전원전압의 변동이 생길 경우 변화된 이 전압이 그대로 다이오드에 인가될 것이다. 그리고 변화된 다이오드 전압이 적분기에 의하여 적분될 것이고 이에 따라, 적분되는 적분전압의 경사가 즉시 변화될 것이다. 따라서 전원전압의 변화는 직접적으로 또한 순서적으로 스위칭 시비율에 영향을 미쳐서 다이오드 전압의 평균치를 매 사이클마다 일정한 값으로 제어할 것이다.

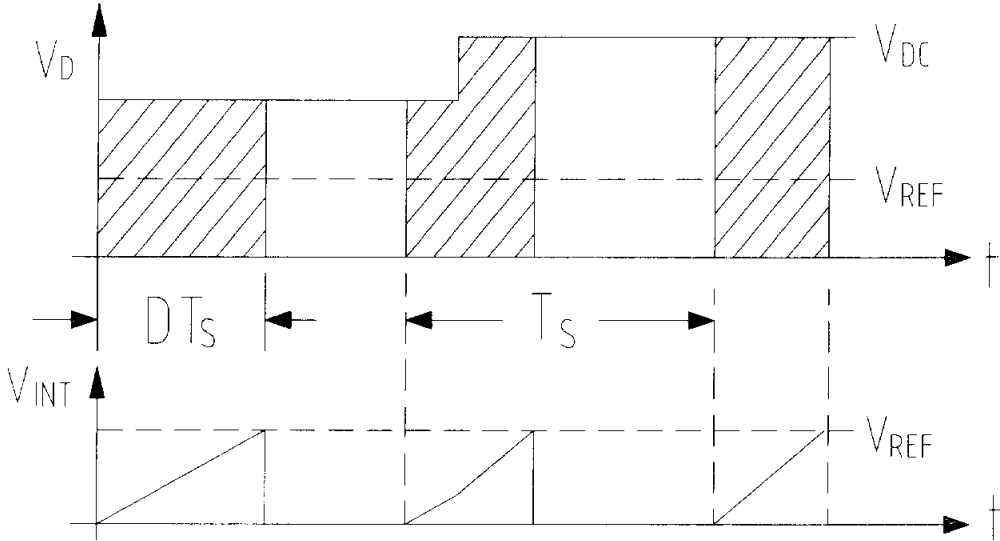


그림 2-10 전원전압 변동에 대한 적분기의 보상

Fig. 2-10 Integrator of compensation to power source perturbations

그림 2-10은 주 스위칭 소자가 턴 온 되어 있을 동안에 전원전압이 스텝형태로 상승했을 경우 제어기의 동작을 나타낸다. 이때에도 적분기의 경사는 전원전압의 변동시점을 기준으로 급격하게 상승하고 있음을 볼 수 있다. 제어 기준값에 도달되는 속도가 즉시 상승하며, 다이오드 전압의 적분 값은 상승된 부분을 보정하여 제어 기준값과 일치시킨다. 따라서 순시추종 PWM 제어기법은 스위칭 중에라도 전원전압의 변동 분을 보상할 수 있다.

2.6 제어 기준값 추종 특성

전원전압은 스텝으로 변화되고, 제어 기준값은 정현적으로 변화되는 시변함수라고 하면 전원전압의 크기가 계단 파형으로 상승하면 적분기의 경사면은 급격하게 상승하는 파형이 될 것이다. 그리고 제어 기준값이 정현적으로 변화될 때 적분기 경사면은 정현적으로 변화되는 제어 기준값과 매 순간 일치하게 되고 그 일치점에서 스위치를 턴 오프 시킬 것이다. 그래서 다이오드 전압의 평균치는 그림 2-11에 보인 것과 같이 한 사이클 내에서 전원변동을 보상하고, 제어 기준값에 추종할 것이다.

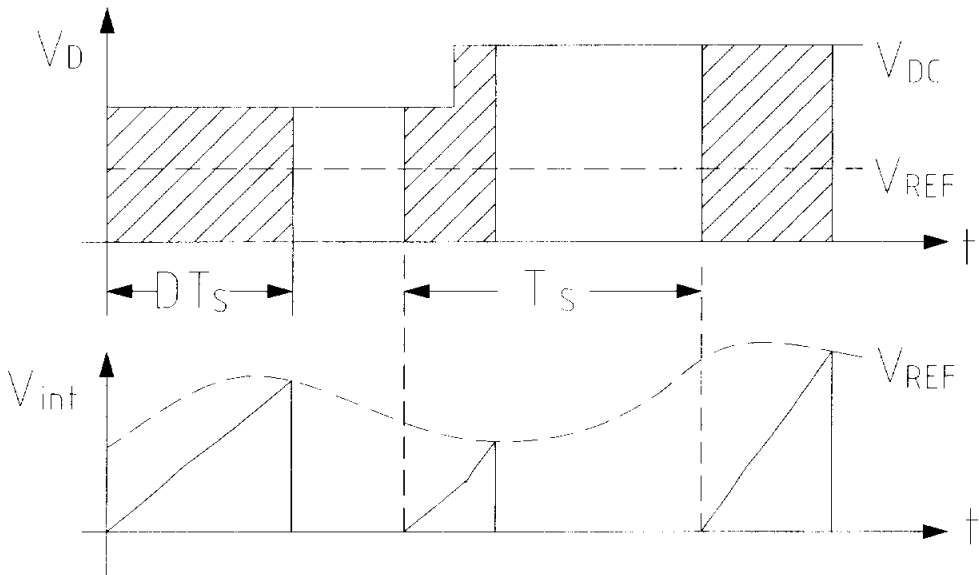


그림 2-11 전원전압과 제어 기준값이 모두 변할 때 제어기의 추종 특성

Fig.2-11 Controller following characteristics with perturbation of power source voltage and control reference

제 3장 하프 브리지 컨버터

3.1 하프 브리지 컨버터의 제어

그림 3-1은 하프 브리지 컨버터의 주 회로와 순시 추종 PWM 제어기의 블록도를 나타낸다. 제어기는 주 스위치가 동작하는 매 주기마다 적분 동작을 실행한다.

매 주기마다 교차로 두 개의 스위치를 제어하기 위하여 그림 3-2에 나타낸 2상 분리회로(two-phase split circuit)를 사용하여야 한다. 2상 분리회로를 사용하여 클럭을 분할하므로 각 스위치의 스위칭 주파수는 클럭 주파수의 1/2이 된다.

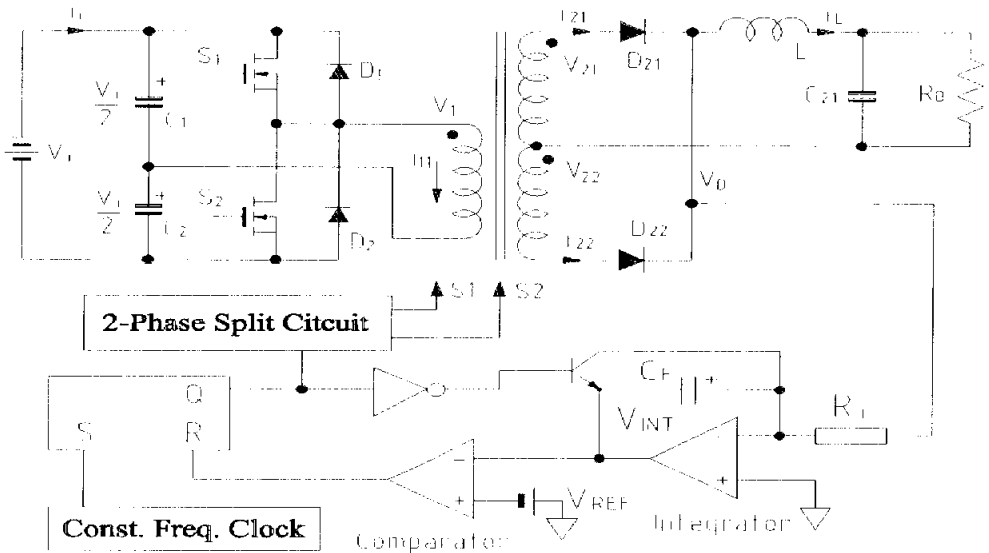


그림 3-1 하프 브리지 컨버터의 제어회로 블록도

Fig. 3-1 Control-circuit block diagram of half-bridge converter

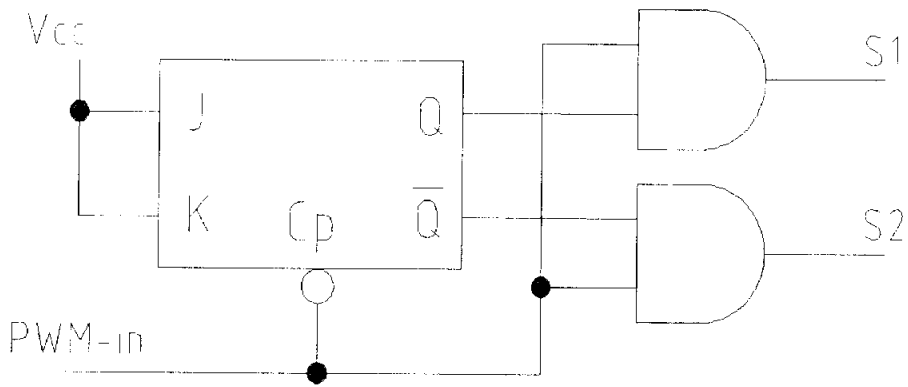


그림 3-2 2상 분할회로

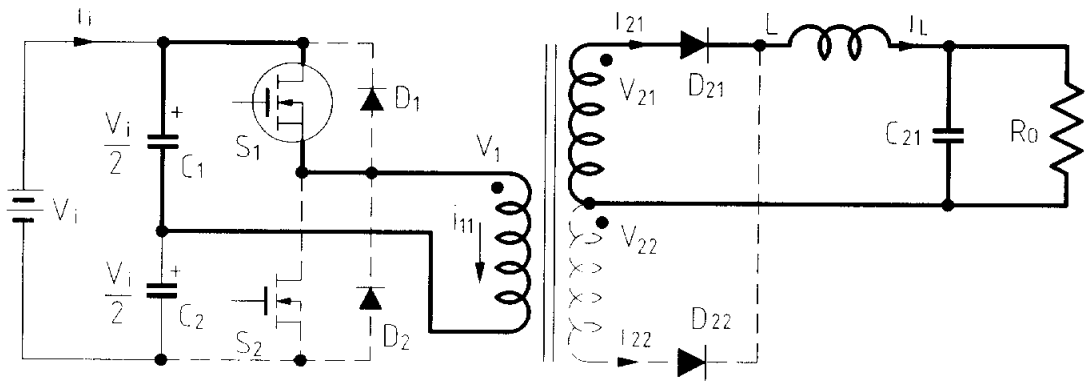
Fig. 3-2 Two-phase split circuit

3.2 하프 브리지 컨버터의 동작모드 해석

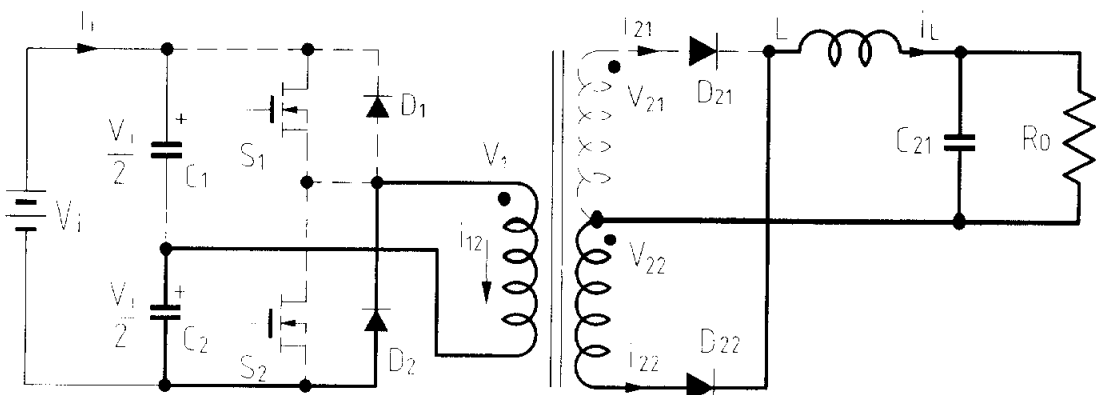
그림 3-3은 하프 브리지 컨버터의 동작모드를 나타낸다. 각 모드를 나타내는 회로에서 진하게 나타낸 부분은 주 스위치 동작에 따라 유효하게 동작되는 회로부분을 나타낸다. (a)모드-1은 주 스위치 S_1 이 온 될 때 변압기 작용에 의하여 1차에서 2차로 에너지가 전송되는 경로를 나타낸다. (b) 모드-2는 모드-1에서 주 스위치 S_1 이 오프되고, S_2 가 온 되기 전의 상태를 나타낸다. 이 모드에서 두 개의 주 스위치는 모두 오프되고, 모드-1에서 주 스위치 S_1 이 온 될 때 변압기의 자화 인덕턴스(magnetizing inductance)에 저장되었던 자기에너지가 방출되어 전원부로 회생된다. 그리고 변압기의 2차측에는 인덕턴스 L 의 작용에 의하여 연속적인 부하전류가 흐르며, 변압기 2차 전압 V_{22} 는 영 볼트가 된다. 각 모드에서 전류가 흐

르는 경로는 진하게 굵은 선으로 표시하였다.

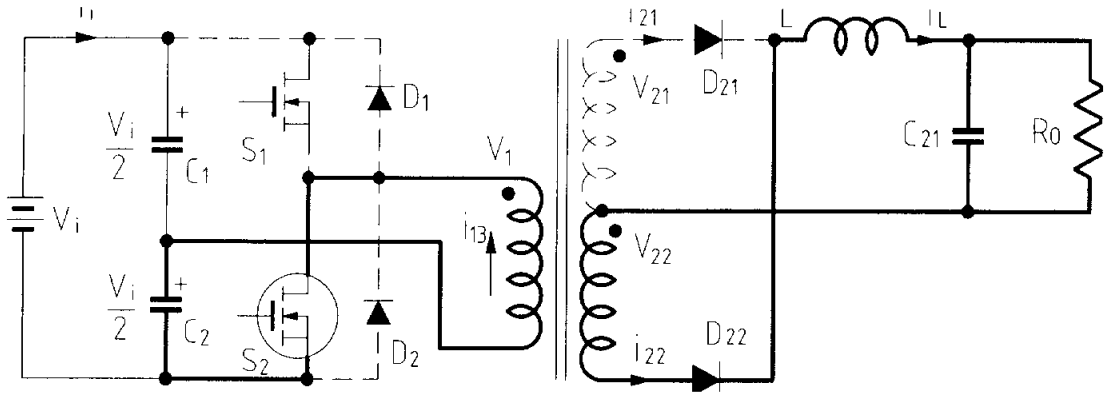
(c)모드-3은 주 스위치 S_2 가 온 될 때 전원에서부터 에너지가 부하로 전송되는 경로를 나타낸다. 그리고 (d)모드-4는 모드-3에서 주 스위치가 온 되었을 때 자화 인덕턴스에 저장되었던 자기 에너지가 방출되는 경로를 나타내며, 모든 동작은 모드-1과 모드-2에서 동작하는 것과 같은 원리로 동작한다.



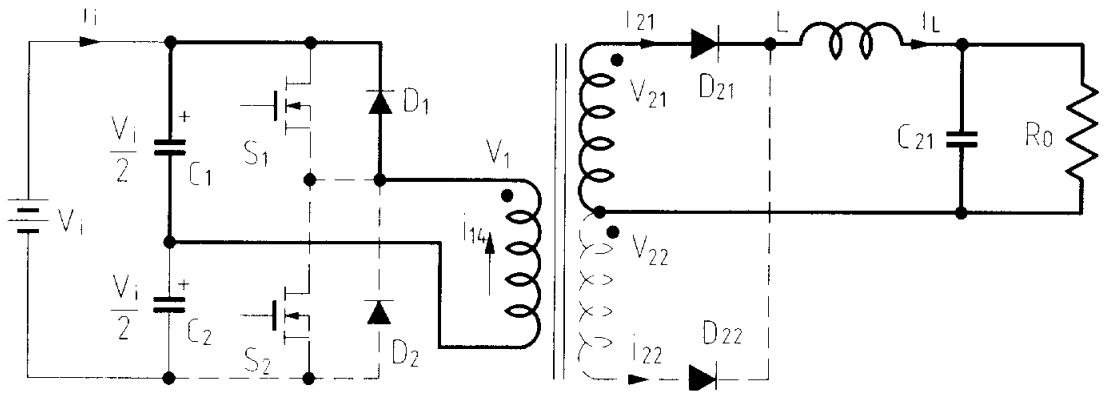
(a) 모드-1



(b) 모드-2



(c) 모드-3



(d) 모드 4

그림 3-3 하프 브리지 컨버터의 동작모드

Fig. 3 3 Operation mode of half bridge converter

위의 모드 해석에서 하프 브리지 컨버터는 변압기 작용에 의한 에너지 전송과 내부 차화 인덕턴스에 저장된 차화 에너지가 회생되는 두 개의 동작으로 이루어지

을 알 수 있다. 회로동작을 정리 요약하여 회로를 단순화시키면 등가적으로 그림 3-4와 같이 클램프(clamp) 권선을 갖는 절연형 포워드 컨버터(isolation type forward converter)가 됨을 알 수 있다. 그리고 그림 3-4의 절연형 포워드 컨버터는 그림 2-1의 강압형 컨버터로 단순화시킬 수 있다.

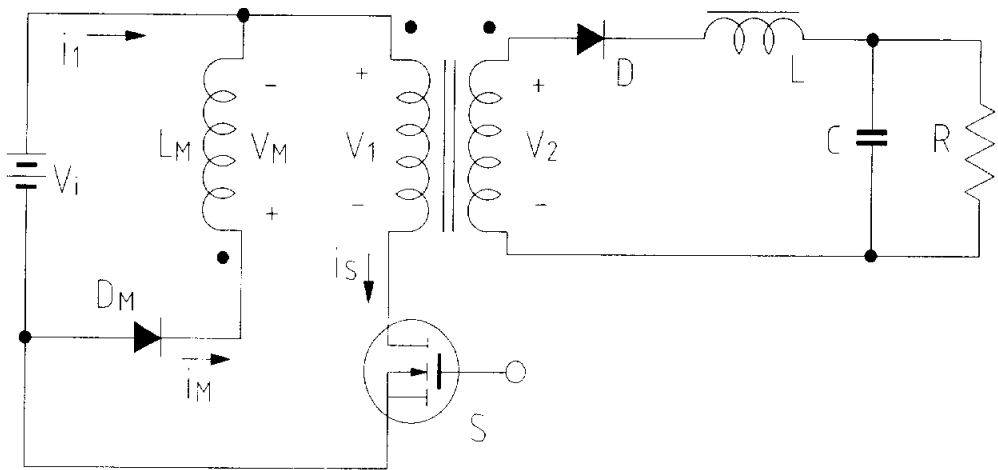


그림 3-4 등가 포워드 컨버터

Fig. 3-4 Equivalent forward converter

제 4장 실험 및 분석

순시 추종 PWM 제어기법의 기능성을 입증하고 우수성을 함께 나타내기 위하여 하프 브리지 컨버터를 제작하여 제어기를 적용하여 실험하였다. 컨버터의 직류 입력전압은 24[V], 스위칭 주파수는 25[kHz]로 한다. 입력전압을 24[V]로 하였기 때문에 상용전원 220[V]를 사용할 경우에 고려해야 될 전압 변동율과 정류 및 평활 방식에 대한 고려는 할 필요가 없기 때문에 간단하다. 정주파수 클록회로는 555 타이머를 사용하여 설계하였으며, 50[kHz]로 발진한다. 여기서 발생하는 펄스는 SR 플립플롭을 세트시키므로 매 사이클의 시작점에서 컨버터의 주 스위치를 턴 온 시키고, 동시에 적분기를 동작시킨다. 그러나 2상 분할회로가 이를 교대로 2상 분할하므로 주 회로의 각 주 스위치는 25[kHz]로 스위칭 하는 것이 된다.

주 회로의 다이오드 전압은 ISO122 절연 앰프를 통하여 적분기로 입력된다. 적분기를 TL072 OP Amp.를 중심으로 입력저항 R_i 와 적분 커패시터 C_F 로 구성되어 있으며, 트랜지스터 2N2222A를 사용하여 적분 커패시터를 리셋 시킨다. 그리고 적분값은 스위칭 시작점에서 영 전압으로부터 서서히 증가하여 제어 기준값과 순시적으로 비교된다. 적분기의 출력전압이 제어 기준값에 도달될 때 주 스위치는 즉시 턴 오프 된다. 따라서 한 사이클에서 스위치 변수의 평균값은 제어 기준값에 비례하거나 혹은 정확하게 일치한다. 그리고 이와 동시 적분기를 리셋 시키면, 다음 주기의 시작점에서 적분기는 다시 영 분트로 적분 동작을 시작할 수 있다. 그러나 매 사이클마다 다이오드 전압파형은 전원의 변동 등의 요인에 의하여 다를 수 있다.

4.1 회로의 설계 및 제작

그림 4-2는 실제 설계한 그림 4-1의 제어회로를 기본으로 하여 실험에 사용된 순사추종 PWM 제어회로의 설계도와 완성된 제어 보드이며, 그림 4-3 MOSFET 스위치의 게이트 드라이브 회로의 설계도와 완성된 보드이다.

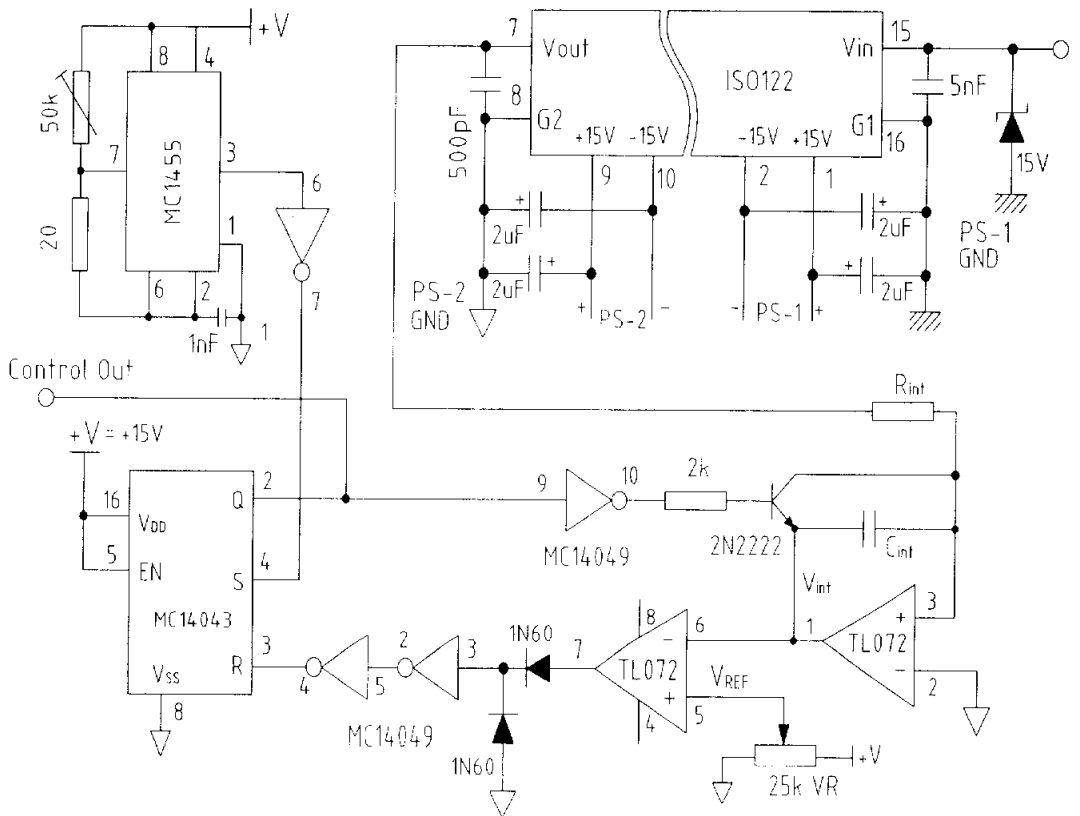


그림 4-1 적분기를 사용한 순사추종 PWM 제어회로

Fig. 4-1 The instantaneous following PWM control circuit by using integrator

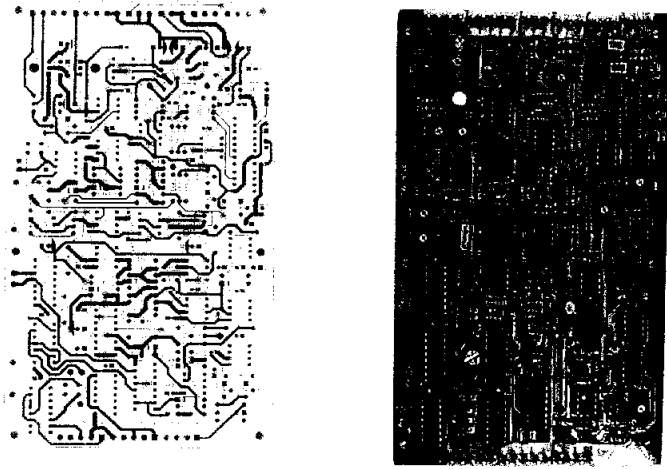


그림 4-2 제어회로의 설계도와 보드

Fig. 4-2 Design and board of control circuit

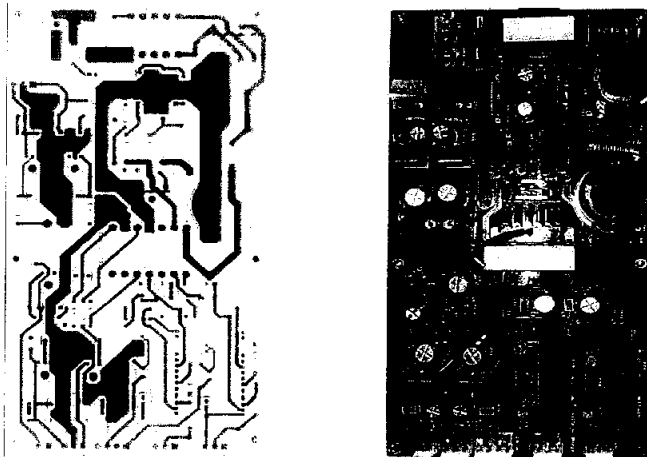


그림 4-3 게이트 드라이브 회로의 설계도와 보드

Fig. 4 3 Design and board of gate drive circuit

4.2 출력 변압기의 설계

가. 변압기 1차 권수

하프 브리지 레귤레이터의 기본 회로에서 먼저 1차 권선 수를 구해보자. 권선 수를 구하는 식은 다음과 같다.

$$N_1 = \frac{V_{i(\max)} \times 10^8}{4 \cdot \Delta B \cdot A_e \cdot f} \quad (4-1)$$

식 (4-1)에서 먼저 결정되어야 할 내용이 변압기에 사용될 코어이다. 변압기 코어가 결정되면 자속 밀도 변화율(ΔB)와 유효 단면적(A_e)가 결정된다. 입력전압(V_i)는 24[V]를 그대로 사용하면 된다. 스위칭 주파수(f)는 25[kHz]이다.

그러면 변압기 코어는 국내 기업인 (주)이수세라믹사에서 생산되는 EER5345 코어를 사용하였다. 이 코어 자속 밀도의 변화율은 온도 상승으로 인한 투자율 저하와 제품의 분산들을 고려하여 2500으로 하였다. 그리고 유효 단면적은 318.44 [mm²]이다. 이 값을 앞의 식 (4-1)에 대입하여 풀면 다음과 같다.

$$N_1 = \frac{V_{i(\max)} \times 10^8}{4 \cdot \Delta B \cdot A_e \cdot f} = \frac{24 \times 10^8}{4 \times 2500 \times 3.1844 \times 25 \times 10^3} = 3.01 [\text{Turn}] \quad (4-2)$$

따라서 3[Turn]으로 한다.

나. 변압기 2차 권선

변압기의 2차 권선 수를 구해보자. 스위칭 소자가 동시에 온 되는 것을 피하기 위하여 데드타임을 주어야 한다. 약간의 여유를 주어 $3[\mu s]$ 로 정한다. 그리고 먼저 2차측 정류 회로로부터 시비율의 최대값(D_{max})를 구하면 다음과 같다.

$$D_{max} = \frac{T/2 - 3}{T/2} = \frac{20 - 3}{20} = 0.85 \quad (4-3)$$

따라서 전원전압이 최저로 될 때 최대 시비율에서 얻을 수 있는 2차 전압의 최대치는 다음과 같다. 여기서 2차 정류회로의 정류용 다이오드의 전압 강하와 2차 회로를 구성하는 선로 전압강하 (V_{line})를 고려해 주어야 한다. 이를 고려하여 식을 세우면 다음과 같다. 기본 회로에서 보는 것과 같이 2차 회로는 두 개의 권선 (N_{21}, N_{22})으로 되어 있다. 그리고 $N_{21} = N_{22}$ 이기 때문에 $V_{12} = V_{22}$ 이다. 2차 회로의 두 전압 중 하나의 권선에 대한 전압을 구하고, 다른 하나는 같게 두면 된다.

$$V_2 = \frac{V_0 + (V_D + V_{Line})}{D_{max}} = \frac{10 + (1 + 0)}{0.85} = 12.94 [V] \quad (4-4)$$

계산 결과는 $12.94[V]$ 이지만, $13[V]$ 로 한다. 위 식으로부터 2차 권선 수를 구하면 다음과 같다.

$$N_2 = \frac{V_2}{V_{i(\max)}} \cdot N_1 = \frac{13}{24} \times 3 = 1.625 [\text{Turn}] \quad (4-5)$$

권선 수가 1.625[Turn]이다. 그래서 2[Turn]으로 하기로 한다. 기본 회로에서 보는 것과 같이 2차 회로는 두 개의 권선 (N_{21} , N_{22})으로 되어있다. 그리고 $N_{21} = N_{22}$ 이므로 이 두 권선 중 하나에 대한 권선 수를 구하고 다른 하나는 같게 두면 될 것이다. 그러므로 $N_{21} = N_{22} = 2 [\text{Turn}]$ 로 한다.

그리고 1차 측에 편여자 방지용 커패시터를 넣어야하므로 편여자 방지용 커패시터의 전압강하도 고려해야 한다. 최대 시비율을 기준으로 했기 때문에 시비율을 제어하게 되면, 이 보다 낮은 전압이 얻어 짐을 알 수 있다.

다산식 컨버터에서는 2차 측을 하나의 권선으로 하여 브리지 정류로 할 수 있지만, 일반적으로 다이오드 손실이 증가하므로 두 개의 권선 방식을 사용하여 전파 정류를 하고 있다. 그러나 변압기의 1차 측과 2차 측간의 절함이 나빠 누설 인덕턴스가 많으면 주 스위칭 소자(S1, S2)가 턴 오프하는 순간 큰 서지전압이 발생된다. 만약 이 서지전압이 주 스위칭 소자의 전압 한계보다 커지면 파괴될 수 있다.

4.3 스너버 회로

스너버 회로(Snubber circuit)는 스위칭 서지를 감소시켜 주 스위치가 안정되게 동작하도록 스위칭 디바이스의 컬렉트오 어미터 사이에 설치하는 회로를 말한다. 기본적인 스너버 회로는 저항과 커패시터를 사용한 RC 스너버 회로와 방전 효율을 높이기 위하여 다이오드를 사용한 RCD 스너버 회로가 있다.

그림 4-4는 주 회로를 구성하는 선로의 누설 인덕턴스(leakage inductance)에 의하여 발생하는 스위칭 스파이크 전압이 발생하는 개념과 파형이다. 제시된 회로는 컨버터 회로이다. 컨버터 회로뿐만 아니라 스위칭 전력회로에는 선로가 존재하고, 이 선로에 의한 누설 인덕턴스도 존재한다.

스위칭 회로에서 주 스위치가 급격하게 대 전류를 차단하면, 주 회로에 흐르는 전류의 급격한 변화가 일어난다. 이때 주 회로에 분포하고 있는 누설 인덕턴스에 의하여 이상 전압이 발생된다. 턴 오프 될 때 컬렉트 전압과 전류가 그리는 동작 궤적이 스위칭 디바이스의 역 바이어스 안정동작 영역(recovery bias safety operating area)의 영역을 이탈하면 소자는 파괴된다.

주 스위치의 스너버 회로는 턴 오프 할 때 스위칭 서지를 감소시켜 주 스위치의 동작 궤적을 역 바이어스 안전동작 영역 안에 있도록 하기 위하여 사용한다. 그러므로 스위칭 서지 전압의 발생을 억제하고 스너버 회로를 소형화하기 위해서는 무엇보다도 주 회로의 분포 인덕턴스가 최소화되도록 주 회로의 배선에 세심한 주의를 해야한다.

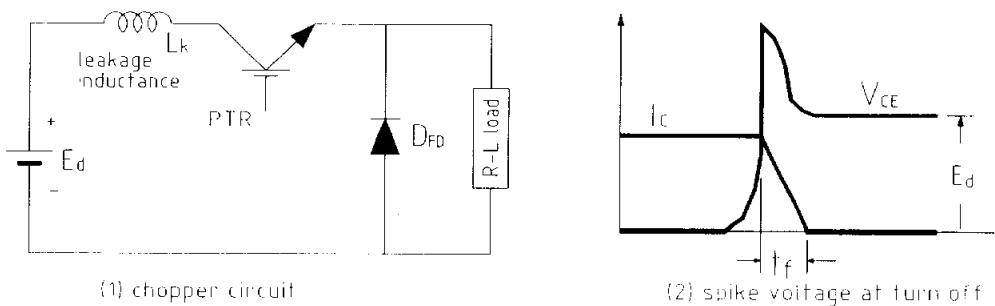


그림 4-4 누설 인덕턴스에 의한 스위칭 서지전압

Fig. 4-4 Switching surge voltage by leakage inductance

4.3.1 RC 스너버 회로

그림 4-5는 RC 스너버 회로, 서지 전압 파형 그리고 스위치가 턴 오프 될 때 스위치가 오프되는 경로를 나타낸다. RC 스너버 회로는 회로 구성이 간단하고, 턴 오프 할 때 주 스위치의 컬렉터 이미터 사이의 전압상승을 억제하는 효과가 있기 때문에 간단한 소용량의 회로에 널리 사용된다.

그러나 대용량에 적용할 경우에는 스너버 저항을 작은 값으로 해야 하기 때문에 손실이 증가하고 스위치의 턴 오프 책부가 엄격해지는 등 역작용이 커진다.

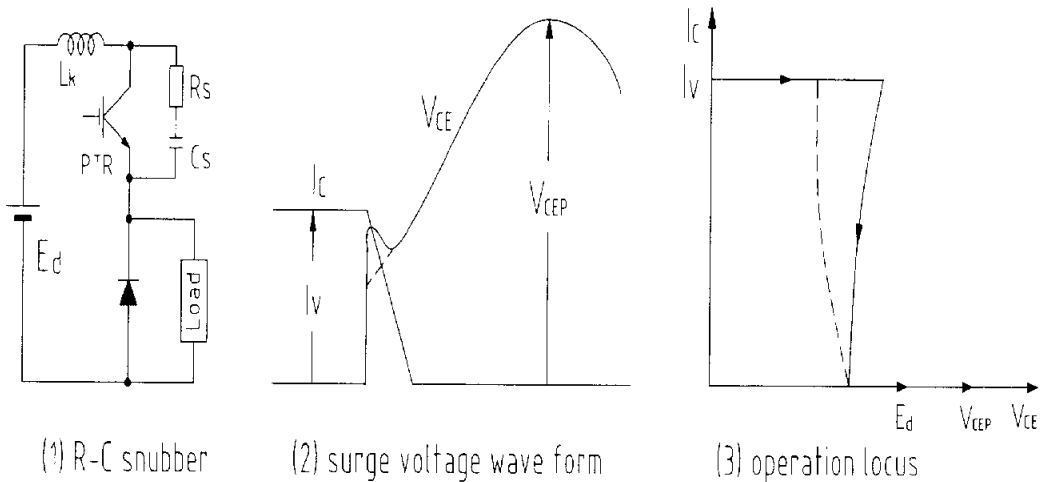


그림 4-5 RC 스너버 회로

Fig. 4-5 RC snubber circuit

4.3.2 충·방전형 RCD 스너버 회로

그림 4-6은 충·방전형 RCD 스너버 회로를 중심으로 서지 전압 파형과 스너버 회로에 의하여 개선된 스위칭 곡선을 나타낸다. 그림에서 보는 것과 같이 충·방전형 RCD 스너버 회로는 다이오드를 포함하기 때문에 회로 구성이 다소 복잡하지만, 스너버 저항을 큰 값으로 자유롭게 설정할 수 있는 장점을 갖는다.

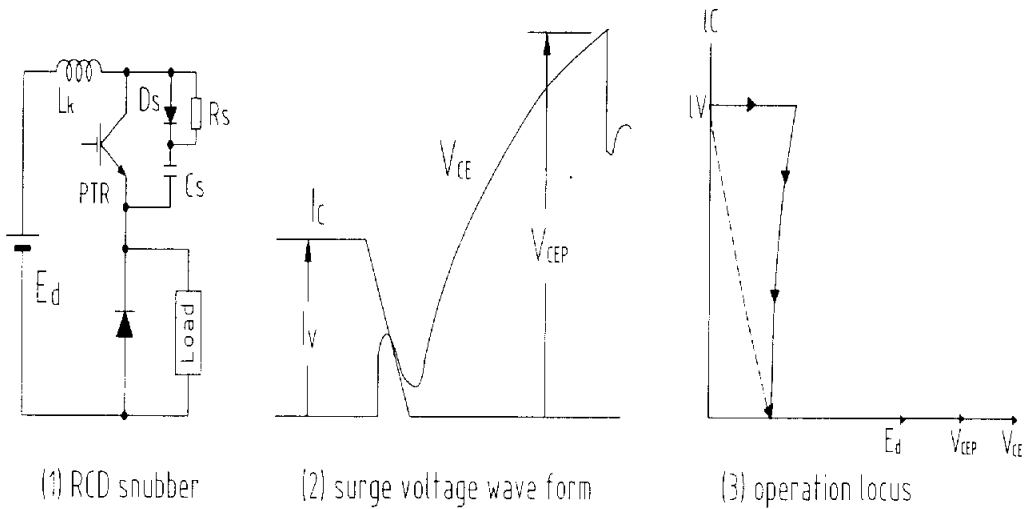


그림 4-6 충·방전형 RCD 스너버 회로

Fig. 4-6 Charge-Discharge type RCD snubber circuit

4.3.3 방전 저지형 RCD 스너버 회로

그림 4-7은 방전 저지형 RCD 스너버 회로를 중심으로 서지전압 파형과 스너버 회로에 의하여 개선된 스위칭 특성 곡선을 나타낸다. 방전 저지형 RCD 스너버 회로는 대용량 고주파 스위칭용 스너버 회로로 가장 일반적이고 사용되고 있다.

방전 저지형 RCD 스너버 회로의 특징은 스너버 회로에서 발생하는 손실이 작은 것이 최대의 장점이다. 그러나 턴 오프 때 컬렉터 이미터간 전압상승을 억제하는 효과가 없기 때문에 역 바이어스 안전동작 영역이 넓은 스위칭 디바이스를 사용해야 한다. 그리고 고주파 스위칭의 경우는 스위칭 펄스 폭이 좁기 때문에 안정동작 영역이 넓어진다.

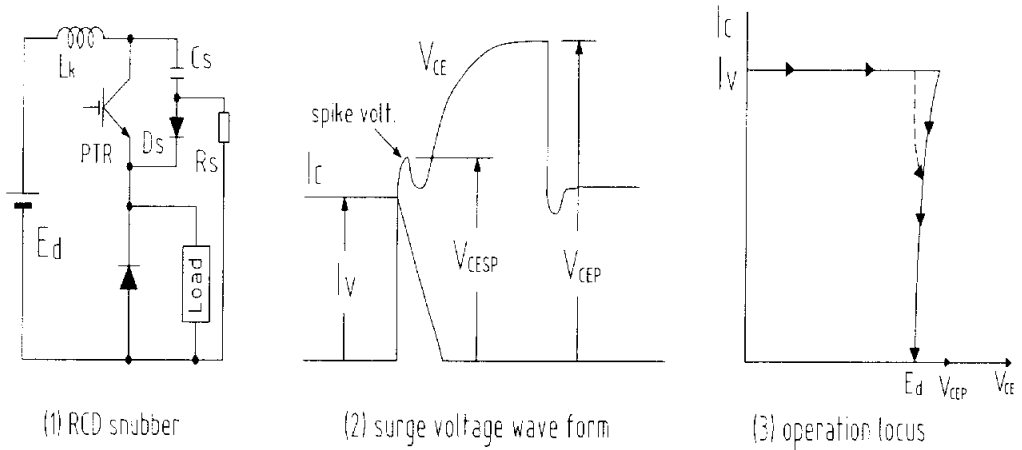


그림 4-7 방전 저지형 RCD 스너버 회로

Fig. 4-7 Discharge protected type RCD snubber circuit

4.3.4 스너버 회로의 설계

가. 첨두 스파이크 전압의 계산

그림 4-8은 표준적인 역 바이어스 안전동작 영역에 턴 오프 시 동작 궤적을 함께 그린 그림이다. 스위칭 회로에서 이상적인 동작 궤적을 파선으로 표시한 것과 같다. 그러나 실제 장치에서 스너버 다이오드의 과도 순방향 전압강하나 스너버 회로의 배선 인덕턴스의 영향에 의하여 실선으로 표시한 것과 같이 첨두치를 갖는 스파이크 전압이 나타난다. 이 점은 그림에서 ㉑로 표시하였다.

이 ㉑점의 전압을 스위칭 시 발생하는 스파이크 전압의 첨두치라 부르고 V_{CESP} 로 표시한다. ㉑점의 전압 V_{CESP} 가 스위치의 역 바이어스 안전동작 영역 안에 있어야 안정된 동작을 확보할 수 있다. 그러므로 V_{CESP} 를 알면 사용할 스위치의 역 바이어스 안전동작 영역과 관계를 검토할 수 있다. 이 관계를 검토한 결과에 의하여 사용할 스너버 회로를 결정할 수 있다. 그러면 ㉑부분의 전압 크기를 나타내는 스파이크 첨두 전압은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$V_{\text{CESP}} = E_d + V_{\text{FM}} + L_S \frac{di_C}{dt} \quad (4-6)$$

여기서,

E_d : 직류 전원 전압

V_{FM} : 스너버 다이오드의 과도 순방향 전압강하

500[V]급의 고속 다이오드인 경우 20~30[V]

100[V]급의 고속 다이오드인 경우 40~60[V]로 계산된다.

L_S : 스너버 회로의 배선 인덕턴스

di_C/dt : 하강 기간 중 컬렉터 전류의 변화율을 나타낸다.

스너버 다이오드 및 스너버 회로의 배선 인덕턴스에 의해서 발생하는 스파이크 전압은 극히 작은 것이 바람직하다.

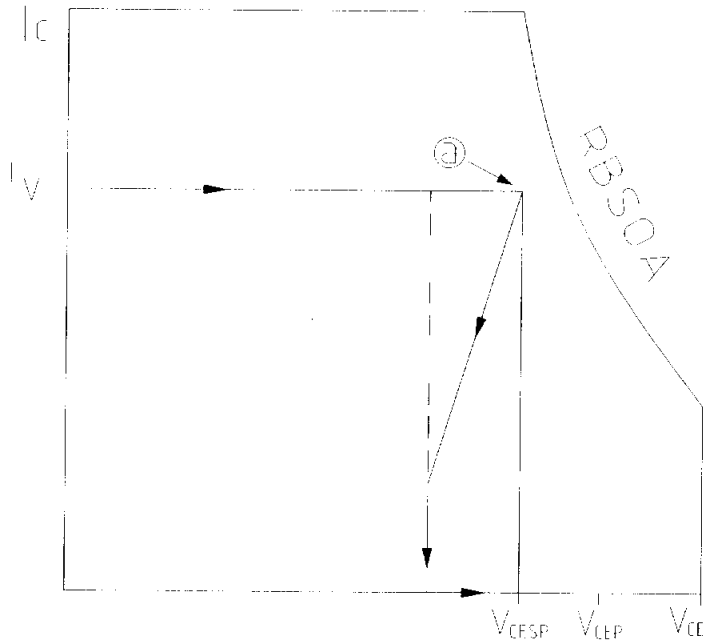


그림 4-8. 스위치 턴 오프 시 동작 궤적과 RBISOA

Fig. 4-8. Operating locus and RBISOA at the switch turn off

나. 스너버 커패시터의 계산

스너버 커패시터(C_S)는 스위치가 턴 오프 할 때 발생하는 서지 전압을 흡수하는 역할을 한다. 스위치가 오프 시 흡수된 서지 전하는 스위치가 턴 온 될 때 이를 방전을 완료해야 다음 턴 오프 시 발생하는 서지 전압을 흡수할 것이다. 커패시터의 용량은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$C_S = \frac{L_k \cdot I_o}{(V_{CEP} - E_d)^2} \quad (4-7)$$

여기서,

L_k : 주 회로의 분포 인덕턴스(배선 1[m]당 1[μ H]를 적용한다)

I_o : 파워 트랜지스터의 최대 턴 오프 전류

V_{CEP} : 스너버 커패시터 전압의 최종 도달치

파워 트랜지스터의 컬렉터 이미터간의 내압은 V_{CEP} 보다 커야 한다.

다. 스너버 저항의 계산

스너버 저항 (R_S)은 파워 트랜지스터 턴 오프 시 스너버 커패시터에서 흡수한 전하를 방전하는 역할을 한다. 트랜지스터가 다음 턴 오프 동작을 할 때까지의 스너버 커패시터에 저장된 전하를 방전시키지 못하면, 스너버 회로는 서지 흡수 능력을 상실하게 될 것이다. 따라서 스너버 저항은 스위치가 온 되어 있을 동안 나

음 오프 할 때를 위하여 스너버 커패시터에 저장된 전하를 방전한다.

스위치가 턴 오프 동작까지에 스너버 커패시터에 저장된 축적 전하의 90%를 방전하는 조건에서 스너버 저항을 구하면 다음과 같다.

$$R_s \leq \frac{1}{2 \cdot 3 \cdot C_s \cdot f} \quad (4-8)$$

스너버 저항이 너무 작으면 스너버 회로 전류가 진동하기 때문에 식 (4-8)에서 주어진 조건을 만족하는 범위 중에서 가능한 큰 값을 선택하는 것이 좋다. 스너버 저항에서 발생하는 손실은 다음 식과 같이 구한다.

$$P_{RS} = \frac{L_k \cdot I_o \cdot f}{2} \quad (4-9)$$

라. 스너버 다이오드의 선정 및 배선상의 주의사항

스너버 다이오드(D_S)의 과도 순방향 전압강하는 턴 오프 때 스파이크 전압의 발생요인 중 하나가 된다. 그러므로 과도 순방향 전압강하가 작은 고속 다이오드를 사용하는 주의를 기울여야 한다. 또한 스너버 회로의 배선 인덕턴스도 스파이크 전압 발생 요인이므로 스너버 회로의 배치를 포함하여 배선 인덕턴스를 지감하기 위한 노력이 필요하다.

위에서 서술한 설계한 스너버 회로를 바탕으로 그림 4-9에 나타낸 것과 같이 스너버 보드를 제작하였다. 스너버 회로는 기본적으로 총·방전형 스너버 회로를 이용하고 있다.

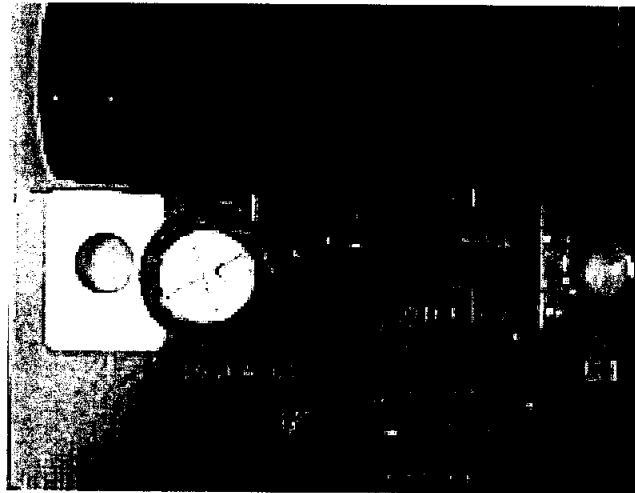
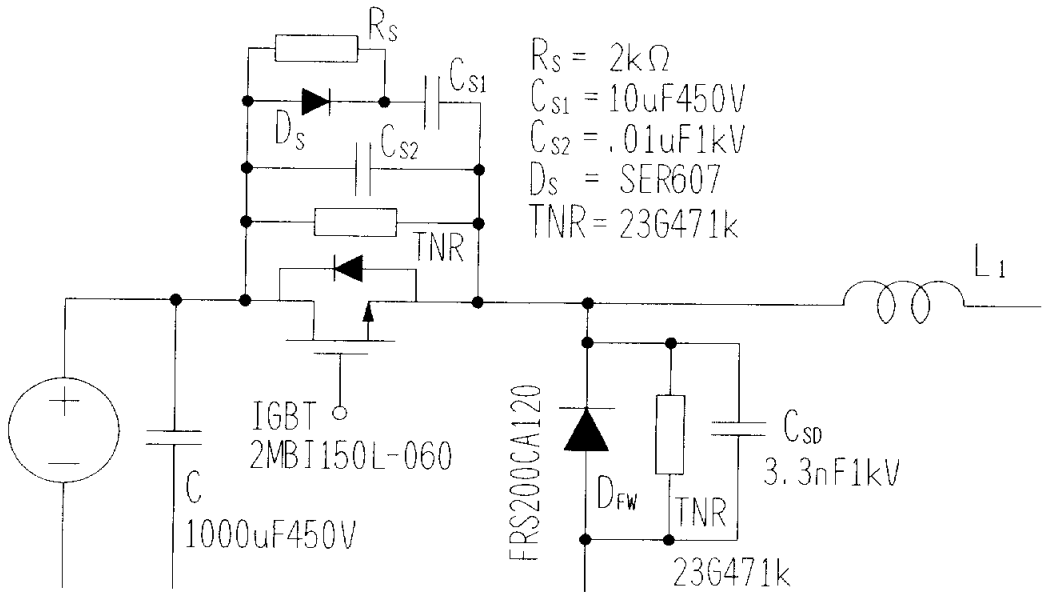


그림 4-9 스너버 회로와 보드

Fig. 4-9 The snubber circuit and board

4.4 실험 결과

그림 4-10은 하프 브리지 컨버터의 주요 파형을 나타낸다. 그림에서 스위치 S_1 과 S_2 는 두 개의 주 스위치를 제어하는 제어 신호 파형이고, V_1 은 주 스위치의 스위칭 동작에 따라 1차 권선에 인가되는 전압 파형이며, V_D 는 2차 회로에서 다이오드를 통하여 정류된 정류 전압 파형을 나타낸다.

그리고, 그림 4-11, 4-12는 스너버 회로의 동작을 보인 것으로 스너버 회로를 사용하기 전에 발생했던 서지 전압이 스너버 회로를 사용함으로써 상당히 상쇄되고 있는 모습을 확인 할 수 있다.

그림 4-13은 제어 기준 전압이 삼각파 및 구형파로 변할 때 제어회로의 응답 특성을 나타낸 그림이다. 여기서 제어기준 신호의 변화에 따라 우수한 순시 추종 특성이 얻어짐을 알 수 있다.

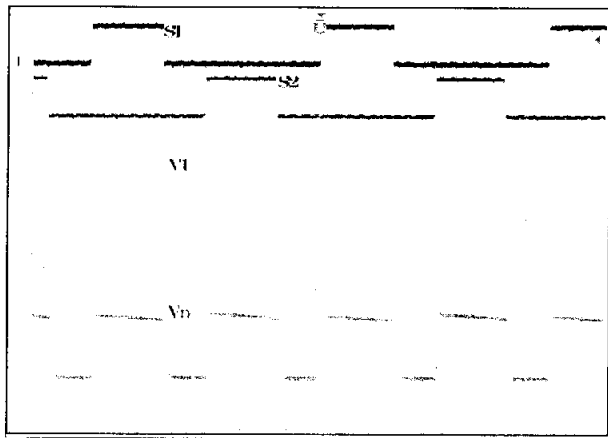


그림 4-10 제어 신호와 1차 권선 전압 파형

Fig. 4-10 Waveform of control signal and primary winding voltage

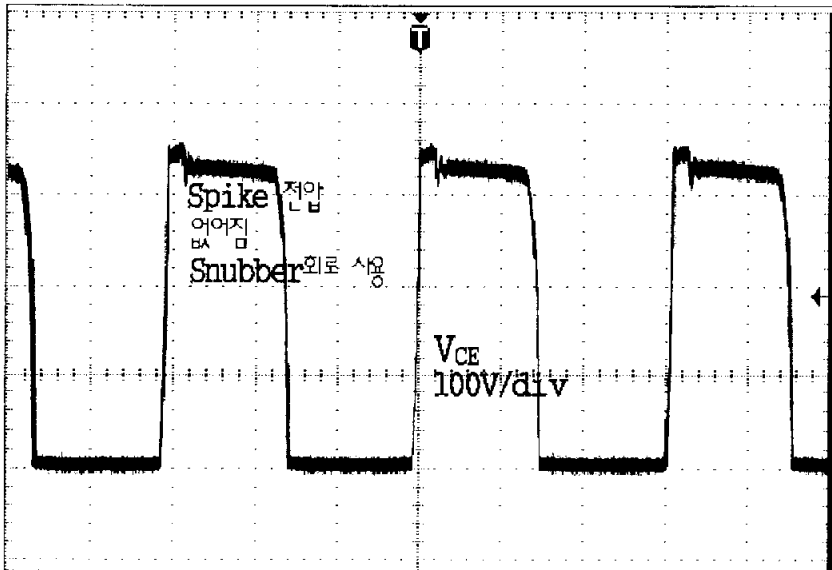
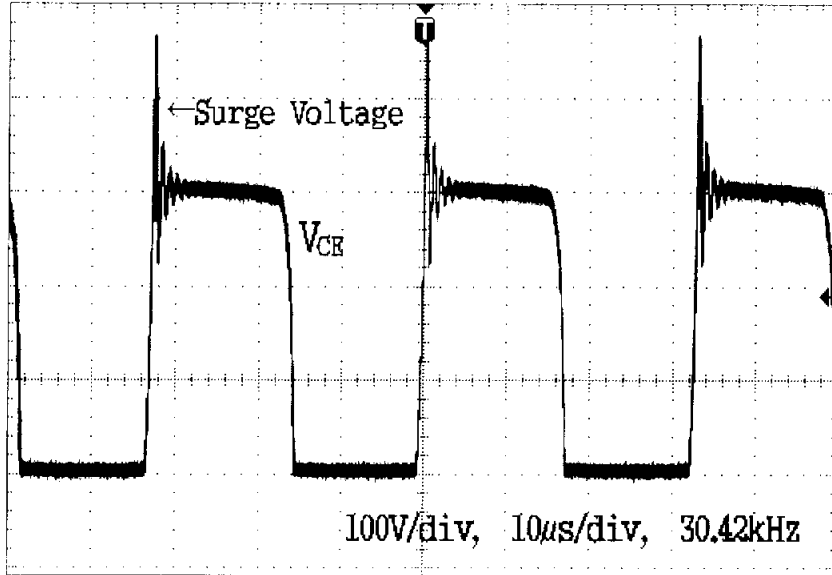


그림 4-11 스너버 회로의 동작

Fig. 4-11 Operating waveform of snubber circuit

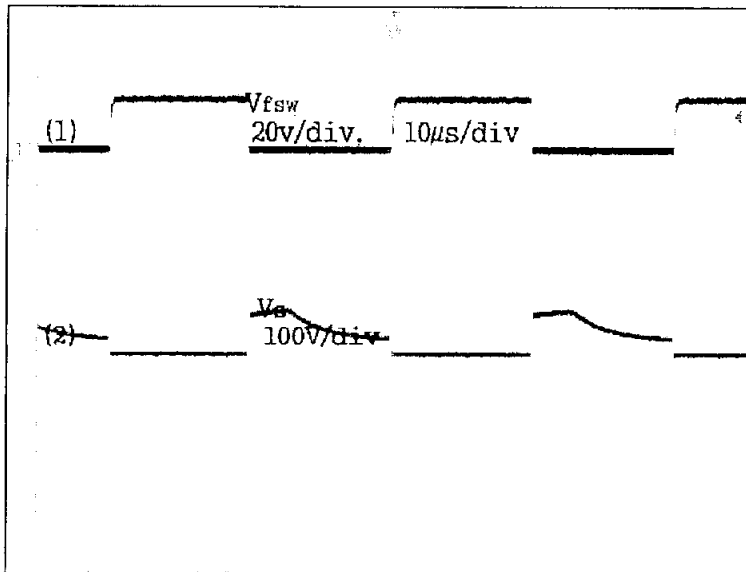
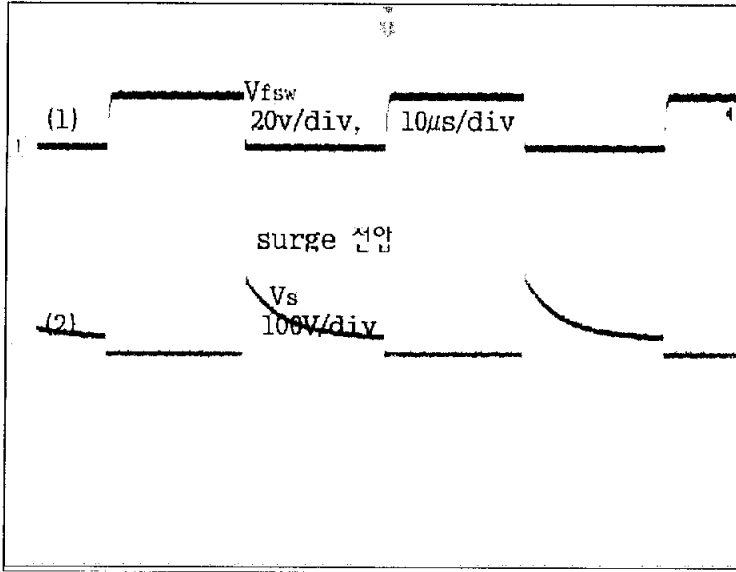


그림 4-12 스너버 회로의 동작

Fig. 4-12 Operating waveform of snubber circuit

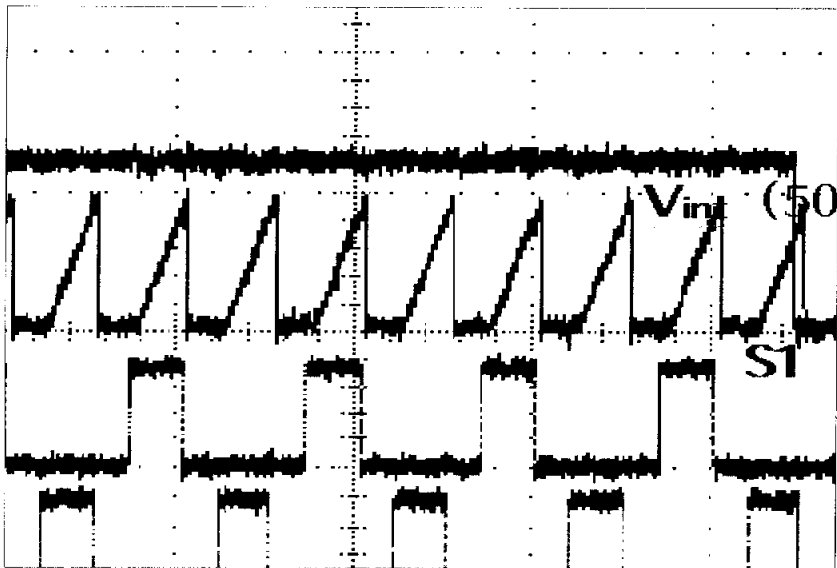
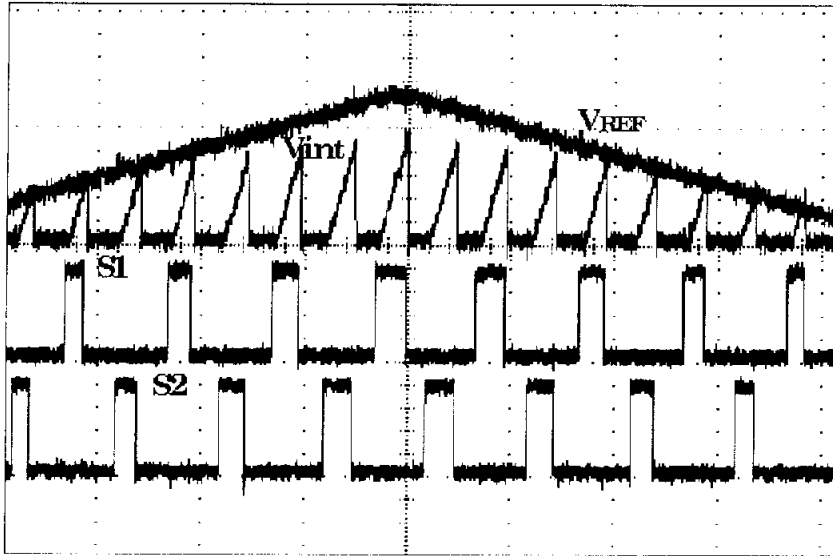


그림 4-13 제어 기준 값이 변할 때 제어기의 추종

Fig. 4-13 Controller following with perturbation of control reference

그림 4-14는 입력전원이 그림의 제일 아래 파형과 같이 변화할 때 제어기가 추종되는 특성을 나타낸다. 입력전압이 낮아지면 이에 따라 적분 시간이 길어지므로 PWM 펄스 폭이 길어짐을 알 수 있다.

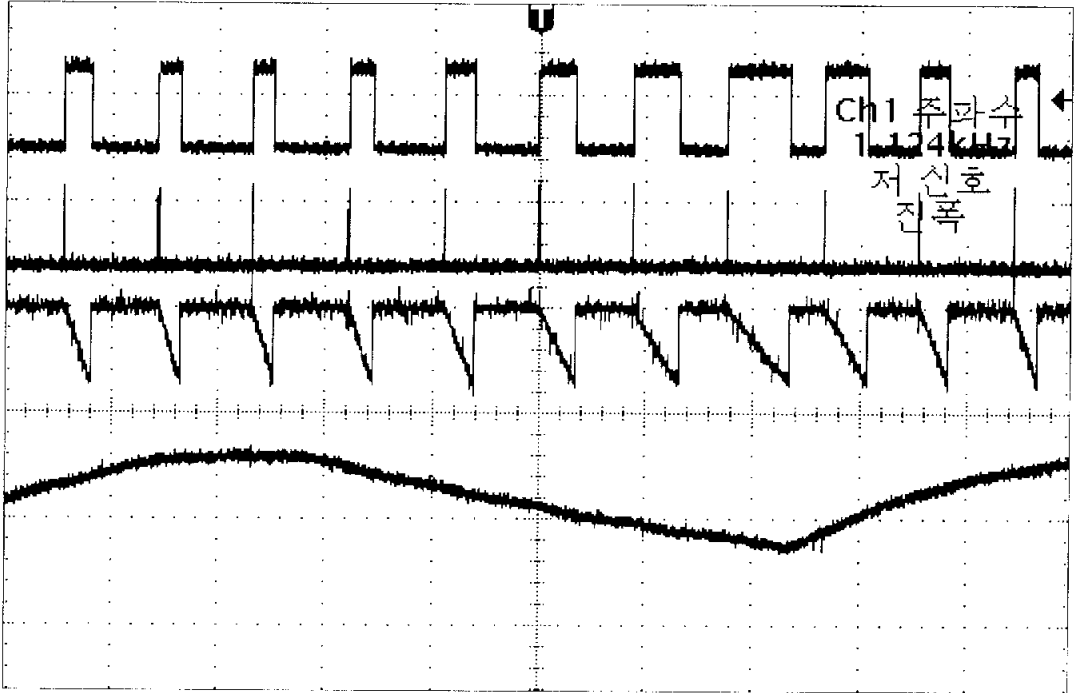


그림 4-14 전원이 변할 때 제어기의 추종

Fig. 4-14 Controller following with perturbation of power source voltage

전원회로의 출력전력에 따른 전고조파 왜율(total harmonics distortion ; THD)과 노이즈(noise ; N)를 테스트하여 그림 4-15에 나타내었다. 그림에서 보이듯이 전 주파수 영역에서 0.62[%] 이하의 THD+N의 결과를 얻을 수 있었다.

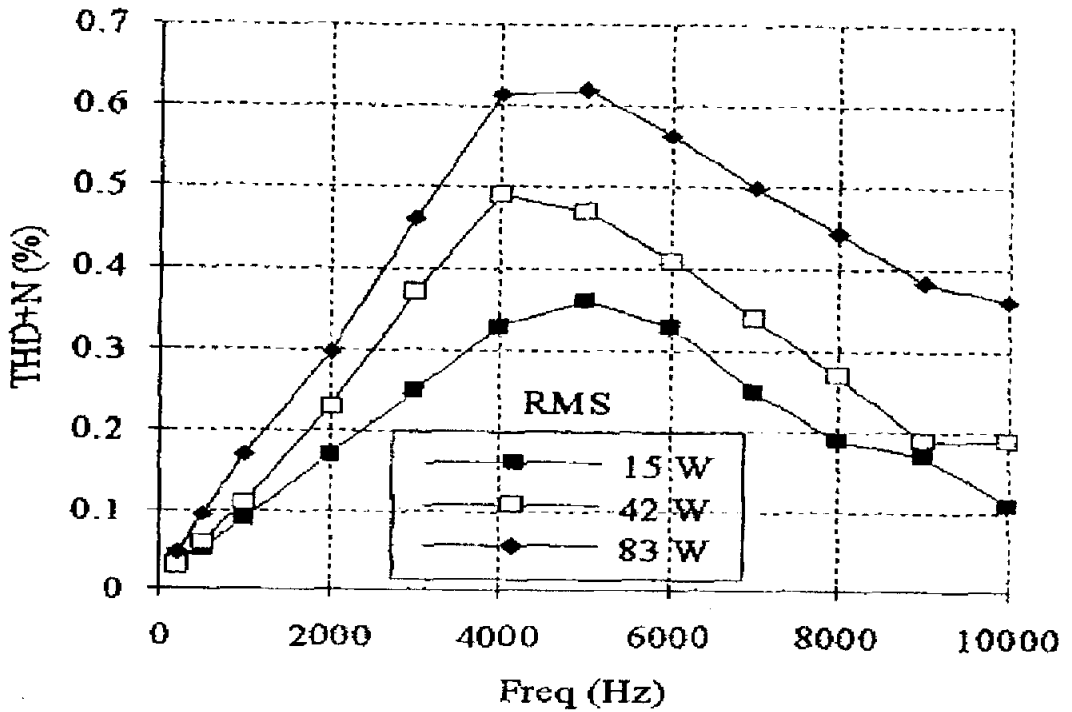


그림 4-15 출력 전력에 따른 전고조파 왜율 및 노이즈

Fig. 4 15 Total harmonics distortion and noise to output power

제 5장 결 론

순시추종 PWM 제어기법은 입력 전원 전압에서 어떠한 형태의 전원 교란이 발생하여도 한 사이클 내에 이를 추종하여 보정한다. 제어 형식은 정 주파수 비선형 제어 스위치로 동작하지만 제어 결과는 선형 제어의 결과를 얻는다. 오차 신호를 추종하여 보정하는 시간은 스위칭 주파수에 의해서 결정된다. 전원 전압에 어떠한 형태의 전압 변동이 발생되어도 스위칭 주파수가 50[kHz]인 경우 20[μ s]이내에 이를 보상하여 추종 제어한다. 그리고 제어 기준 값이 변하는 경우는 물론 불연속인 경우도 제어 기준 값에 이를 추종 제어함을 알 수 있다.

스위칭 주파수는 주 전류의 크기와 스위칭 소자의 종류에 따라 다르지만 소용량인 경우 MOSFET를 주 스위칭 소자로 사용할 경우 100[kHz] 이상 높일 수 있으며 이때 보정하여 추종 제어하는 시간은 10[μ s]이하가 됨을 알 수 있다. 정상상태는 물론 과도상태에 대해서도 모두 안정된 제어 특성을 갖고 있다.

본 논문에서는 강압형 컨버터를 사용하여 제어기의 특성을 해석하고 하프 브리지 컨버터의 실험을 통하여 그 타당성을 입증하였으며, 제어이론과 실험결과가 잘 일치하고 있음을 알 수 있었다. 또한 제어회로에 아날로그 적분기를 사용하므로 회로가 간단하고 정밀제어가 이루어짐을 알 수 있었다. 순시추종 PWM 제어기는 이외의 어떠한 컨버터에 대해서도 우수한 제어 특성을 나타낸다.

참고 문헌

- [1] K.Inagaki, T.Furuhashi, A Ishiguro, M. Ishida, and S. Okuma, "A new PWM control method for ac to dc converters with high-frequency transformer isolation", in *Proc. of IEEE IAS Annual Meeting*, pp.783-789, 1989.

- [2] V. Vlatkovich, D Boroyevich, and F.C. Lee, " A zero-voltage switched, three-phase isolated PWM buck rectifier", in *IEEE Trans. on Power Electron., Vol.10, No.2*, pp 148-157, Mar 1995.

- [3] T.M. Undeland, " Snubbers for pulse width modulated bridge converters with power transistor or GTOs", in *Proc. of IPEC, Tokyo, japan*, pp.313-323, 1983.

- [4] Z.D. Fang, D.Y. Chen, and F.C. Lee, "Designing a high frequency snubberless FET power inverter", in *Proc. of Powercon 11,D1-4*, pp.1-10, 1984.

- [5] E.C Whitcomb, "Designing non-dissipative current snubber for switched mode converters", in *proc. of Powercon 6*, pp.B1-1-B1 10, 1979.

- [6] R.P. Severns, G. Bloom, "Modern DC to-DC Switch mode Power Converter Circuits", in *Van Northtrand Reinhold Co., new york*, 1985.
- [7] J.P. Genger, and C.Q. Lee, "Zero-voltage-transition converters using an inductor feedback technique", in *Proc. of IEEE APEC*, pp.862-868, 1994.
- [8] K. M. Smedley and S. Ćuk, "One-cycle control of switching converters", in *IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.10, No.6, November*, pp.625-633, 1995.
- [9] A. Capel, G. Frrante, D. O'Sullivan, and A. Weinderg, "Application of the injected current mode fore the dynamic analysis of the switching regulators with the new concept of LC2 modulator", in *IEEE power Electronics Specialists Conference Record*, pp.135-147, 1978.
- [10] C. W. Deisch, "Simple switching control method changes power converter into a current source", in *IEEE Power Electronics Specialists Conference Record*, pp.300-306, 1978.
- [11] R. D. Middlebrook and S. Ćuk, "Advances in switched mode power conversion vol. I,II & III", *TESLACO* 1981 and 1983.
- [12] F. C. Schwarz, "Analog signal to discrete time interval converter (ASDTIC)", *U.S. Patent 3659184*, 1972.

- [13] F. C. Schwarz, "Engineering Information on an analog signal to discrete time interval converter(ASDTIC)", *NASA CR-134544*, 1972.
- [14] R. P. E. Tymerski, et al., "Nonlinear Modeling of the PWM Switch", in *IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.4, No.2*, pp.225-233, April 1989.
- [15] L. Malesani, L. Rosseto, G. Spiazzi, and P. Tenti, "Three-phase power factor controller with minimum out put voltage distortion", in *Proc. Intelle 93: 15th Int. Telecommunications Energy Conf. INTELEC '92*.
- [16] Z. Lai and K. Smedley, "A new extension of one- cycle control and its application to switching power amplifier", in *proc. 1994 IEEE Applied Power Electronics conf. and Exposition-ASPEC'95m Dallas, TX, Vol.1.2*, pp.826-831, Feb. 5-9, 1995.
- [17] Z. Lai and K. Smedley, "Time Quantity One-Cycle Control for Power-Factor Correctors", in *IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.12, No.2*, pp. 369-375, Mar. 1997.

A study on PWM Controller by using the Integrating Time of Analog Integrator

Jong-Young, Hong

*Department of Electrical Engineering, Graduate School
Pukyong National University.*

Abstract

This paper proposes instantaneous following control method to control pulse modulation switching converter by using the principle that reset time of integrator is inverse proportion in size of integrator input voltage.

Proposed control method acts of fixed frequency and control switch calculates time of expecting turn on and turn off using analog integrator.

Duty ratio that express switching time of converter is depended on mean value of switching variable and following time consists in one cycle.

Follow to order exactly stationary state as well as transition state, and controller corrects mean value of control variable and control reference value and control as control error gets into zero.

Experiments with a constant frequency buck converter and half bridge converter have demonstrated the robustness of the control method and verified the theoretical predictions.

This new control method is very general and applicable to all type of pulse width modulated, resonant-based or soft-switched switching converters for either voltage or current control in continuous or discontinuous conduction mode.

감사의 글

바쁜 생활 속에서 늦게 시작한 공부가 오늘의 이 작은 결실을 맺기까지 모든 것이 부족한 저에게 사랑과 용기와 지혜와 조언을 주신 모든 분께 감사 드립니다.

석사과정 동안 저에게 많은 관심과 격려를 해주신 지도교수 홍순일 교수님께 진심으로 감사 드립니다. 또한 본 논문의 심사 과정에서 조언과 세심한 지도를 해주신 박한석 교수님과 배종일 교수님께 감사 드립니다. 그밖에도 전기공학과 교수님들께도 감사의 마음을 전합니다.

특히 바쁘신 중에도 본 논문이 완성되기까지 헌신적인 지원과 격려를 주신 부산정보대학 김광태 교수님께 머리 숙여 깊은 감사를 드립니다. 또한 한규환 교수님, 손제봉 교수님, 이대희 교수님, 정순용 교수님, 배종문 교수님, 송호신 교수님 그리고 이우석 교수님께 감사 드립니다.

석사과정 동안 학업과 좋은 추억을 함께 한 실험실의 모든 분과 대학원 동료들에게 고마움의 마음을 전합니다.

그리고 건강이 안좋으심에도 불구하고 매일 같이 가족을 염려하며 힘과 용기를 주신 어머니님과 힘든 일을 하시며 격려를 아끼지 않으신 형님, 형수님 그리고 정 많은 누님에게 머리 숙여 감사 드립니다.

앞으로도 도움주신 분들의 마음을 느끼면서 항상 겸손하고 배움의 자세를 가지고 생활해 나갈 것을 다짐하면서 이 글을 마칩니다.

2004년 1월