특집

SMPS

김 희 준
(한양대학교 전기공학과)

전자 계산기, 전자 교환기 및 OA 기기 등 전자·통신 기기의 직류 안정화 전원으로서 폭넓게 이용되고 있는 스위치 모드 파워 서플라이(Switched-Mode Power Supply:SMPS)는 반도체 소자의 스위칭 프로세스를 이용하여 전력의 흐름을 제어함으로써 종래의 안정화 전원에 비하여 고효율, 소형 및 경량화에 큰 장점을 갖는 안정화 전원이라고 할 수 있다. 그런데 이러한 전자·통신 기기에 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·통신 기기의 소형·경량화라는 측면에서 볼 때 SMPS의 소형·경량화는 상대적으로 큰 비중을 차지한다고 볼 수 있다.

SMPS는 스위칭 주파수를 높여 에너지 축적용 소자를 소형화함으로써 소형·경량화를 이룰 수 있다. 이를 위해서는 고속의 반도체 스위칭 소자의 개발이 필요하게 된다. 그러나 스위칭 주파수를 고주파화하면 스위칭 손실, 인덕터 손실 등 전력 손실이 증대하게 되므로 이에 대한 대비책이 별도로 강구되어야 한다. 그리고 스위칭에 의해서 발생하는 서지·노이즈 문제도 함께 고려되어야 할 것이다.

또한 SMPS는 전자 통신 기기에 있어서 안정된 전력을 공급해 주어야 한다는 의미에서 시스템의 심장부라고 할 수 있으며, 많은 경우에 있어서 시스템의 고장이 안정된 전력을 공급해 주지 못하는 데 기인한다는 사실을 고려할 때 SMPS의 연구 개발은 현대의 전자·정보·통신 산업의 발달에 기본적이고 필수적인 위치에 있다고 할 수 있다.

본 절에서는 SMPS의 일반개요로서 SMPS의 최신 기술 동향을 소개하고 SMPS의 종류 및 특징과 문제점등을 개설하고자 한다.

1. SMPS의 기술동향

반도체 집적회로를 소형화 하는 경우 디바이스의 크기를 줄이면 방열 면적이 줄어들어 온도가 상승한다. 이러한 이유로 소비전력을 감소시킬 필요성이 나타나며 동작전류와 전압을 낮추어 비트당 소비전력을 낮추고 있다. 예로서 1970년대 비트당 소비전력이 10^{-3} W 이던 것이 1980년도에 10^{-5} W, 2000년대에는 10^{-6} W 이하가 될 것으로 기대되고 있다.

그러나 SMPS의 경우, 부하에 공급되는 전력이 미리 결정되기 때문에 전압·전류를 감소시킬 수 없으므로 소형화를 하기위해서는 손실을 저감시켜 효율을 높일 필요가 있다. 따라서 SMPS의 소형화에는 우선 회로내의 손실분을 가능한한 감소시킬 필요가 있다. 따라서 SMPS의 소형화에는 우선 회로내의 손실분을 가능한 한 감소시킬 필요가 있음을 알게 된다. SMPS는 반도체 스위칭의 스위칭 프로세스에 의한 장치이므로 원리적으로는 저손실 이지만 스위칭 손실이 존재하며 이것은 스위칭 주파수에 비례하며 증가한다. 또한 SMPS에는 트랜스포머, 인덕터 등의 자기소자와 평활용 커패시터가 존재하며 이것 또한 스위칭 주파수에 비례하여 손실이 증가한다.

스위칭 주파수를 증가시켰을 경우 SMPS의 소형화에 어떠한 영향이 나타나는 가를 보면 다음과 같다.

스위칭 주파수를 증가시키면 자기소자와 평활 커

패시터의 크기가 감소하여 SMPS의 소형화에 기여한다. 그러나 손실의 증가에 의한 온도 상승은 신뢰성의 저하를 초래하게 된다. 현재 시판되고 있는 SMPS에 있어서 MOSFET를 스위칭 소자로 사용하는 경우 500KHz 정도에서 실용화되고 있으며 앞으로 스위칭 주파수를 더욱더 증가시키는 방향으로 개발이 진행되고 있다. 스위칭 주파수를 증가시키기 위해서는 스위칭 손실을 저감시킬 필요가 있으며 이를 위해서는 고속의 스위칭 소자가 필요하다. 그러나 고속 스위칭이 되면 회로에 존재하는 인덕턴스, 용량성분 또는 다이오드가 갖는 축적 전하의 영향에 의해 서-지 노이즈가 발생하여 주위의 전자기기에 악영향을 미칠뿐만 아니라 SMPS 자체의 신뢰성도 현저히 저하한다. 이에 대한 하나의 대책으로서 R-C 및 L-C 스너버 또는 아몰퍼스 코어에 의한 자기 스너버 회로가 이용된다. 그러나 MHz 이상의 고주파화에 있어서는 공진회로를 이용하여 스위치에 걸리는 전압 또는 스위치를 흐르는 전류를 정현파 형태로하여 스위칭 손실을 저감시킴과 동시에 서-지 노이즈의 발생을 억제할 수 있는 방식의 SMPS인 공진형 컨버터에 관한 연구가 활발히 진행되고 있다.

이 방식은 고주파의 스위칭 주파수하에서 스위칭 천이시간을 늦춰줌으로써 스위칭 손실을 원리적으로 0으로 할 수 있고 잡음의 발생도 현저히 감소시킬수 있는 회로이다. 따라서 SMPS의 소형화에 가장 적합한 방식의 하나로서 기대되는 회로 방식이라고 할 수 있다. 현재 세계 각 국에서 수 MHz의 주파수를 갖는 공진형 컨버터 방식의 SMPS가 실용화되기 시작했으며 미국의 Bell 연구소에서는 20MHz 이상의 스위칭 주파수에서 동작하는 공진형 컨버터의 개발이 성공했다는 보고도 나오고 있다.

한편 스위치가 턴 온 또는 턴 오프 되는 천이구간 동안만 공진을 시켜 거의 0에 가까운 스위칭 손실을 실현할 수 있는 소프트 스위칭 컨버터에 의한 SMPS가 개발되고 있다. 스위치의 도통 및 차단시간에 비해 극히 짧은 천이구간만 공진을 시킴으로써 고주파 스위칭이 가능함과 동시에 기존의 PWM 방식에 의한 SMPS에서와 동일한 제어가 가능함으로써 공진형 컨버터와 함께 SMPS의 소형화에 크게 기여 할 수 있는 컨버터로서 주목 받고 있는 SMPS의 한 방식이라고 할 수 있다.

SMPS를 구성하고 있는 소자로는 크게 반도체 디바이스와 자성부품과 용량성 소자로 대표되는 수동소자로 나눌 수 있다.

반도체 디바이스에 있어서 BJT는 가격 및 특성의 관점에서 볼 때 가장 많이 사용되고 일반화 되어 있는 스위칭 소자로 스위칭 시간과 고내압화의 특성개선에 많은 발전을 거두고 있다. 분포에미터 구조를 이용하여 수백 W 출력에 100KHz 전후의 스위칭 주파수가 가능하고 전류궤환을 병용할 경우 200KHz 이상의 주파수에도 동작이 가능하다.

스위칭 주파수의 면에서 보면 MOSFET가 가장 우수한 소자로 생각할 수 있으며 가격도 점점 저렴해지고 있는 실정에서 수십 A 이하의 용량을 갖는 SMPS의 고주파화에 중요한 반도체 디바이스가 되고 있다.

BJT에 비해 2차항복 현상이 일어나기 어려워서 파괴에 강하므로 최대 정격 가까운 곳까지 사용할 수 있는 장점이 있다. 앞으로 더욱 고내압화, 대전류화, 저on저항화, 저입력용량화의 방향으로 개발이 진행되고 있다. 한편 이러한 반도체 스위칭 디바이스는 제어용 IC와 제어회로의 일부를 함께 one chip화한 스마트 파워가 미국을 중심으로 개발되어 장래 일반화 되어 갈 것으로 생각된다.

자성부품은 SMPS를 구성하는 소동소자의 하나로서 트랜스포머, 출력인덕터, 노이즈필터, 가포화 리액터 등으로 구분되며 이용되는 자성 코어에 대하여 요구되는 특성이 각기 달라진다. 그러나 공통적으로 요구되는 특성으로는 저자속손실, 고포화 자속밀도이어야 하며 고온 경과특성이 안정된 코어가 되어야 한다. 이러한 특성을 만족하는 코어로서는 현재 고주파 페라이트 코어가 가장 주류를 이루고 있으나, MHz대의 고스위칭 주파수에 대응하여 수 μm의 두께를 갖는 아몰퍼스 코어의 개발이 진행되고 있다.

일반적으로 자성부품에서 발생하는 손실은 주파수의 1~2승에 비례하여 열로 나타나며 이 열을 효과적으로 외부에 방출시키는 일은 그다지 용이한 일이 아니다. 단 자성체에 의한 발열은 반도체에서와 같이 원리적으로 heat spot을 형성하지 않는다는 점은 이점으로 작용한다.

수동소자 중의 하나인 커패시터에 있어서 출력평활용으로는 가격, 크기면에서 알미늄 전해 커패시터가 주류를 이룬다. 그러나 전해 커패시터는 본질적으로 시간 경과에 따른 열화가 생기므로 일정한 기준에 의해 설계된 SMPS의 신뢰성은 전해 커패시터에 의해 결정된다고도 할 수 있다. SMPS의 고주파화와 더불어 전해 커패시터를 대신하여 적층 세라믹 커패시터의 이용이 점차 늘고 있는 추세이다. 단 적층세라믹 커패시터의 향후 개발 과제로서는 소형대용량화, 저가격화를 들 수 있다. 입력 평활용 커패시터는 소형이면서 저 리플, 고 온도차에 대한 요구가 강하고, 출력 평활용으로는 저 ESR(등가직렬

저항), 장수명에 대한 요구가 필요하게 된다.

제어용 IC는 스위치 주파수가 500KHz에서 사용할 수 있고 MOSFET를 직접 구동 할 수 있으며 저 소비전력의 제품이 여러 제작사로부터 발표되고 있으며 현재 공진형 회로에 대응하여 수 MHz에서 동작시킬 수 있는 제품도 나오고 있는 실정이다. 금후 부가기능에 대해서도 충분히 검토되어 더욱더 특성이 개선된 저 가격의 제품의 개발이 기대되고 있다.

SMPS의 집적화, 소형 경량화는 전원 기술자 뿐만 아니라 모든 하드웨어 기술 담당자의 희망이기도 하다. 주 스위치와 제어회로를 하나의 chip에 일체화 시키는 연구가 활발히 진행되고 있다. 그러나 전력용 스위치와 제어회로를 동일한 chip속에 구성하는 것은 전기적·열적 절연 문제가 남게 된다. 한편 박막 기술에 의한 트랜스포머, 인덕터의 마이크로화에 대해서도 많은 연구가 진행되고 있으며 특히, 페라이트를 기판으로하여 박막기술을 이용한 초박형 트랜스포머의 실현은 향후 매우 흥미로운 과제가 될 것이다. 이 외에 저압·대전류 SMPS에 대응한 저손실 다이오드, MOSFET를 이용한 동기정류회로의 개발, 평활 커패시터의 마이크로화등 많은 문제의 해결을 향하여 활발한 연구가 진행되고 있다.

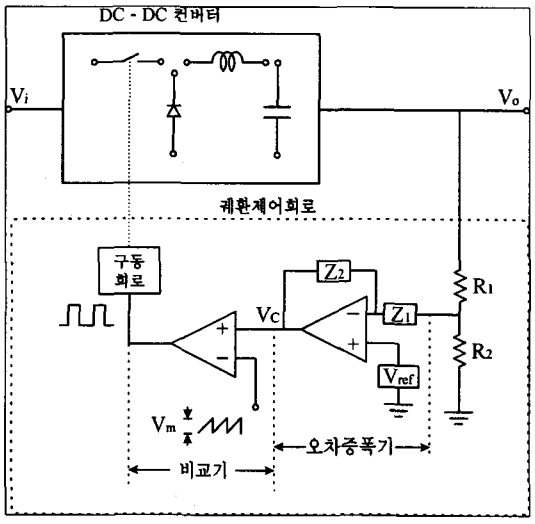


그림 1 SMPS의 기본 구성도

2. SMPS의 종류 및 특징

SMPS는 전력용 트랜지스터등 반도체 소자를 스위치로 사용하여 직류입력 전압을 일단 구형파 형태의 전압으로 변환한 후 필터를 통하여 제어된 직류출력 전압을 얻는 장치이다. 그림 1은 SMPS의 기본 구성을 나타낸다. 직류입력 전압 V_i를 직류출력 전압 V_o로 변환하는 DC-DC 컨버터, 출력전압을 안정화 시키는 궤환제어 회로로 구성되는데 궤환제어 회로는 다시 출력전압의 오차를 증폭하는 오차증폭기, 증폭된 오차와 톱니파를 비교하여 구동펄스를 생성하는 비교기, DC-DC 컨버터의 주스위치를 구성하는 구동회로 등으로 구성된다.

SMPS의 특성을 규정짓는 중요한 부분은 DC-DC 컨버터이며 이 컨버터의 종류에 따라 SMPS의 종류가 결정된다. 현재 DC-DC 컨버터중에서 주류를 이루고 있는 방식은 PWM 컨버터로서 SMPS의 실용화 개발에서 가장 많이 채택되고 있다.

SMPS의 고주파화에 의한 소형화의 관점에서 검토되고 있는 방식은 앞절에서도 언급한 바 있는 공진형 컨버터를 들 수 있으며 MHz급의 스위칭 주파수에서 동작할 수 있는 SMPS의 실용화 연구가 활발히 진행되고 있다. 한편 공진형 컨버터의 장점을 PWM 컨버터에 접목시킨 소프트 스위칭 컨버터에 관한 연구도 함께 진행되고 있으며 고정 주파수에 의한 제어등 여러 장점을 갖고 있는 컨버터의 방식으로서 가까운 장래에 실용화의 개발에 많은 성과가 기대되는 컨버터라고 할 수 있다.

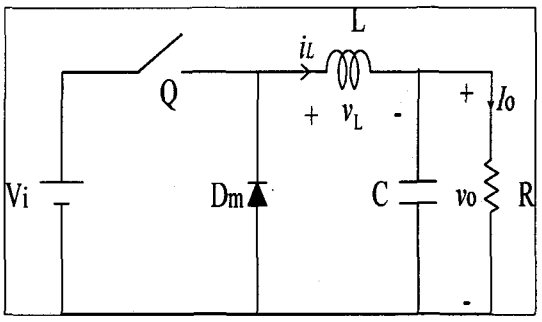


그림 2. Buck 컨버터의 회로도

PWM 컨버터는 스위치의 전압·전류파형이 구형파라는 특징을 갖고 있으며 그 구형파의 펄스폭을 조정함으로써 출력전압이 안정화 된다. 그 기본적인 회로도는 Buck, Boost, Buck-boost의 컨버터를 들 수 있다.

그림 2는 Buck 컨버터의 회로도를 나타낸다. 이러한 회로들에 있어서 공통적으로 설명할 수 있는 회로 동작은 다음과 같다. 우선 스위치가 도통하면 입력으로부터 인덕터 L에 에너지가 축적된다. 다음 스위치가 단락되면 인덕터에 축적되었던 에너지가 부하에 방출된다. 이러한 동작이 일정한 주기를 가

지고 반복되면서 입력의 전력을 출력측으로 변환하게 된다. 이때 변환되는 출력전압의 크기에 따라 강

※주: $D=\frac{T_{on}}{T_s}$, $D'=1-D$

표 1 PWM 컨버터의 특성

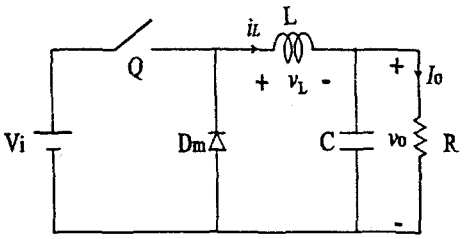
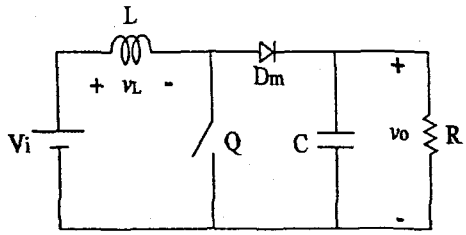
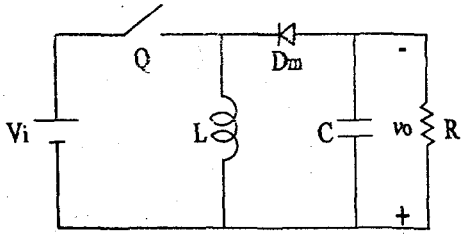
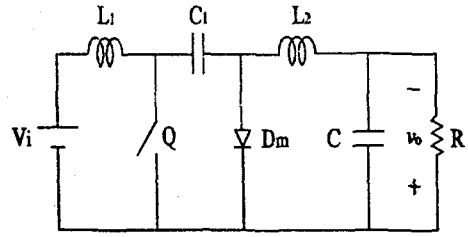
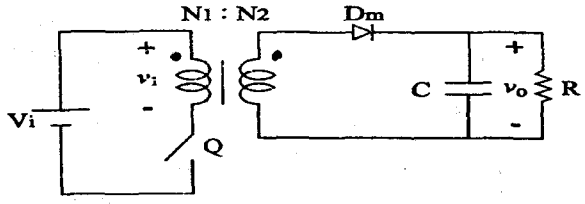
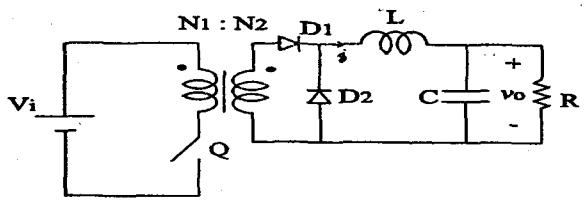
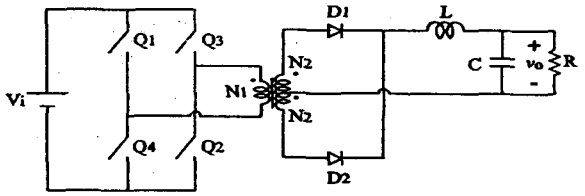
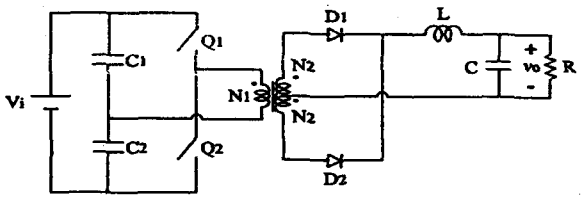
컨버터의 종류	입출력 전압비 V_o/V_i	출력전압 리플 Δv_o	인덕터전류 리플 Δi_L	인덕턴스최소값 L_{min}	비고
Buck 	D	$\frac{V_oD'}{8LC}T_s^2$	$\frac{V_o}{L}D'T_s$	$\frac{RT_s}{2}D'$	강압형
Boost 	$\frac{1}{D'}$	$\frac{DI_o}{Cf_s}$	$\frac{V_i}{L}DT_s$	$\frac{RT_s}{2}D(1-D)$	승압형
Buck-boost 	$\frac{D}{D'}$	$\frac{DI_o}{Cf_s}$	$\frac{V_i}{L}DT_s$	$\frac{RT_s}{2}(1-D)^2$	승강압형
Ćuk 	$\frac{D}{D'}$	$\frac{DV_i}{8L_2Cf_s^2}$	$\frac{V_j}{L_1}DT_s$	$\frac{RT_s}{2}D$	승강압형

표 2 절연형 PWM 컨버터의 특성

컨버터의 종류	입출력전압비 V_o/V_i	출력전압리플 Δv_o
Flyback 	$\frac{N_2}{N_1}\frac{D}{D'}$	$\frac{DI_o}{Cf_s}$
Forward 	$\frac{N_2}{N_1}D$	$\frac{D'V_o}{8LCf_s^2}$
Full-bridge 	$2\frac{N_2}{N_1}D$	$\frac{D'V_o}{8LC(2f_s)^2}$
Half-bridge 	$\frac{N_2}{N_1}D$	$\frac{D'V_o}{8LCf_s^2}$

압형, 승압형, 승강압형으로 분류된다. 에너지의 축적·방출의 주된 역할을 인덕터 대신에 커패시터가 담당하는 회로방식도 있는데 그 대표적인 예가 Ćuk 컨버터이며 승강압형으로 분류된다. 지금까지 언급한 PWM 컨버터 종류와 기본특성을 정리하여 표 1에 나타내었다.

SMPS의 실제 응용에 있어서 많은 경우에 입력과 출력사이에 전기적인 절연이 요구된다. 이때 절연에는 고주파 트랜스포머가 이용되고 있으며 이러한 형태의 컨버터를 절연형 컨버터라고 하며 그 대표적인 예로 Flyback 컨버터, Forward 컨버터, Full-bridge 컨버터, Half-bridge 컨버터 등이 있다. 비절연형 컨버터에서와 동일한 방법으로 해석할 수 있으며 그 특성을 표 2에 정리하여 나타냈다.

반도체 스위치에 LC 공진회로를 접속한 것을 공진 스위치라고 하는데 기존의 PWM방식의 컨버터의 스위치를 이 공진 스위치로 대치하면 공진형 컨버터를 구성할 수 있게 된다.

공진형 컨버터는 전압 또는 전류 어느 한쪽만을 공진시키는 준공진형 컨버터(Quasi-Resonant Converter), 전압·전류 양쪽을 모두 공진시키는 직렬 공진형 컨버터·병렬 공진형 컨버터로도 분류할 수 있다.

그림 3은 영전류 스위칭 준공진형 (Quasi-Resonant) Buck 컨버터의 회로도를 나타낸다. 공진소자인 L_s 및 C_s가 스위치 S와 공진 스위치를 형성하고 있으며 이 공진 소자들을 제외하면 종래의 PWM방식의 Buck 컨버터의 회로와 동일하게 됨을 알 수 있다. 그림 4는 영전류 스위칭 준공진형 Buck 컨버터의 동작파형을 나타낸다. 그림 4의 파형에서 스위치에 흐르는 전류 i_s는 T_1 - T_2 구간에서 공진을 하여 영전류 스위칭을 하게 된다.

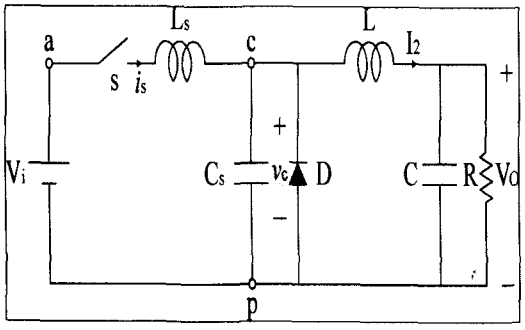
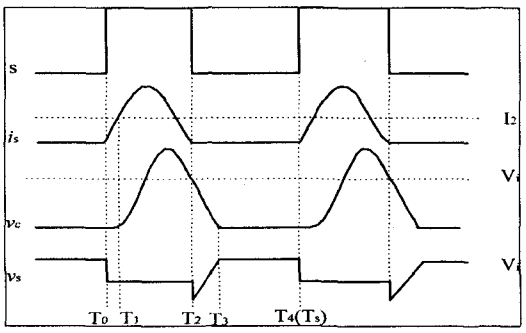
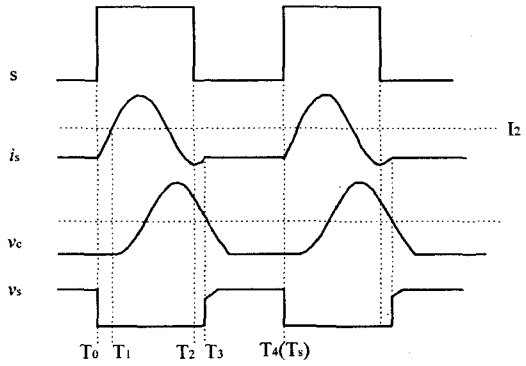


그림 3 영전류 스위칭 준공진형 Buck 컨버터



(a) 반파형



(b) 전파형

그림 4 영전류 스위칭 준공진형 Buck 컨버터의 동작파형

그림 5는 영전압 스위칭 준공진형 Boost 컨버터의 회로도를 나타낸다. 공진소자 L_s, C_s가 스위치 S와 전압 공진 스위치를 형성하고 있으며 이 역시 공진 소자들을 제외하면 종래의 PWM 방식의 Boost 컨버터의 회로와 동일하게 됨을 알 수 있다.

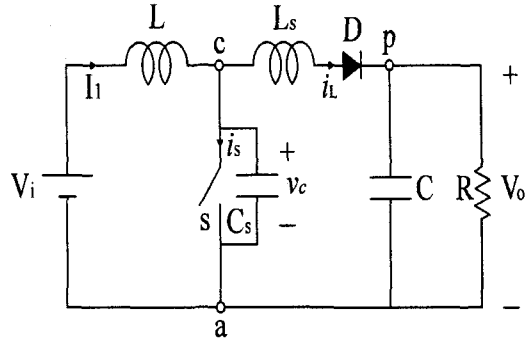


그림 5 영전압 스위칭 준공진형 Boost 컨버터

회로도

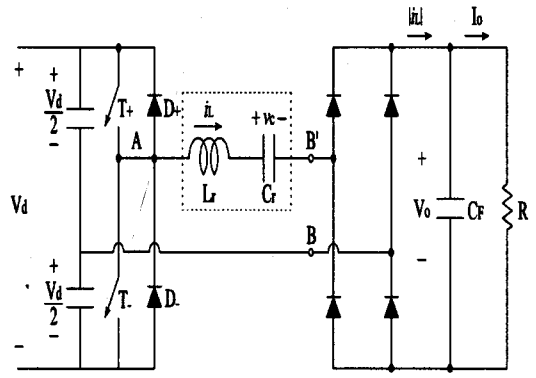


그림 6 직렬 공진형 컨버터

그림 6은 직렬 공진형 컨버터의 회로도를 나타낸다. L_r 및 C_r는 직렬 공진 탱크를 형성하며, 공진 탱크를 흐르는 전류 i_L은 전파 정류되어 출력으로 공급된다. 따라서 부하는 공진 탱크와 직렬로 나타나게 된다. 출력부의 필터 커패시터 C_F가 매우 큰 용량이라고 가정하면 출력 전압은 리플분이 거의 없는 직류값 Vo로 가정할 수 있다.

치의 턴온은 영전류 및 영전압에서 이루어진다. T+는 w_1t_1에서 영전류 턴온이 된다. i_L의 파형이 반주기가 되기 전인 w_0t_1에서 T+는 강제로 턴오프되며 i_L은 D-를 흐르게 된다.

공진 탱크 양단에 걸리는 큰 음의 전압 (v_{AB} = -(Vd/2) - Vo)으로 인하여 D-를 통하여 흐르는 전류 i_L은 빠른 시간으로 감소해 w_0t_2에서 0이 된다. 이미 T-는 D-가 턴온이 되는 즉시 도통하도록 드라이브 되어 있어 w_0t_2 직후 i_L이 음으로 되면서 T-을 통하여 흐르게 된다.

T+의 도통 시간 및 D-의 도통 시간의 합이 스위칭 주파수의 반주기가 되며 이는 공진 주파수의 반주기보다 작으므로 $w_s>w_o$가 성립된다. 스위치가 영전류 및 영전압에서 턴온하므로 다이오드는 고속의 역회복 특성을 가질 필요가 없게 된다. 단점으로는 i_L이 큰 값에서 강제로 턴오프하므로 턴오프 스위칭 손실이 발생한다는 점을 들 수 있다.

스위칭 손실, 서-지와 잡음을 억제하여 고주파에서 동작시킬 수 있는 회로방식으로 공진형 컨버터가 주목되고 있다. 그러나 전류·전압 공진에 수반하여 공진 인덕터 및 공진 커패시터에서의 손실이 증가하고 스위치에 큰 전류·전압 스트레스가 발생함으로써 나타나는 문제는 쉽게 해결 할 수 있는 문제가 아니다.

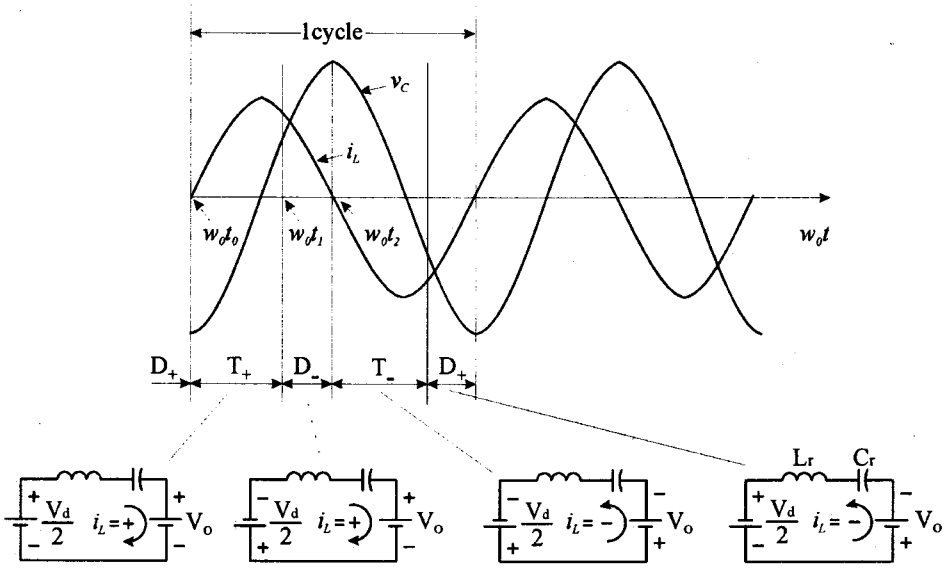


그림 7 직렬 공진형 컨버터의 연속모드 동작파형

그림 7은 직렬 공진형 컨버터의 연속 모드에서의 동작 파형을 보인다. 이 동작 모드에서는 $w_s>w_o$가 되고 스위치는 비영전류에서 턴오프된다. 반면 스위

최근 공진형 컨버터가 갖고 있는 영전압 스위칭의 특징을 PWM 컨버터에 접목시킨 영전압 스위칭 PWM 컨버터의 개발이 대두되고 있으며 이러한 형

태의 컨버터를 소프트 스위칭 컨버터라고 한다.

그림 8에 소프트 스위칭 컨버터의 대표적인 회로 방식인 영전압 스위칭 PWM 컨버터 회로를 나타내었다. 스위치 S_1은 주스위치 S의 턴 오프 구간에서 일정시간동안 공진 인덕터 L_r의 자화전류를 순환시켜 공진을 억제하고 있다가 주스위치가 턴 온되기 직전 턴 오프된다. 이때 두 스위치 모두 차단된 상태이므로 L_r과 C_r이 공진하면서 주스위치의 전압을 영전압까지 떨어트린후 주스위치를 턴 온시켜 줌으로써 영전압 스위칭이 실현되게 된다. 이러한 방식의 소프트 스위칭 컨버터는 공진에 대한 영전압 스위칭을 하면서 PWM 컨버터에서와 같이 고정 스위칭 주파수에서 제어를 하는 특징을 가지며 공진 순환 전류가 준공진형 컨버터보다 적어 효율면에서도 유리한 컨버터로 알려져 있다.

그림 9는 소프트 스위칭 컨버터의 또다른 예인 영전압 천이(Zero Voltage Trasition : ZVT) PWM 컨버터를 나타낸다. 이 컨버터는 회로 동작이 기존의 PWM 컨버터의 동작과 유사하다. 주스위치 S가 턴 온되기 직전 공진회로에 공진을 발생시켜 스위치 전압을 영전압으로 떨어트리는 영전압 천이 구간이 존재한다. 영전압 천이시간 만큼 보조 스위치 S_1을 턴 온시키면 전 입력전압, 전 부하범위에서 영전압 스위칭이 가능하게 동작이 기존의 PWM 컨버터와 유사하므로 제어가 용이하다는 장점을 갖는다.

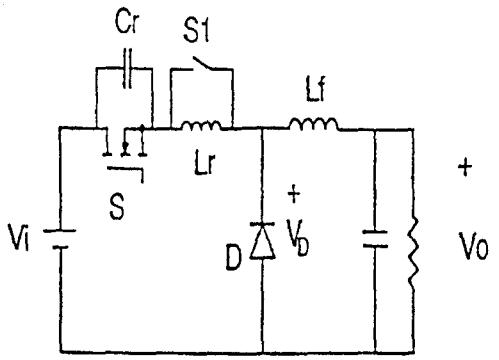


그림 8 영전압 스위칭 PWM 컨버터

소프트 스위칭 컨버터는 앞서에도 지적한 바와 같이 공진형 컨버터의 장점을 그대로 PWM 컨버터에 접목시킨 컨버터 회로방식으로서 가까운 장래에 소형화된 SMPS의 개발에 많은 성과가 기대되는 컨버터라고 할 수 있다.

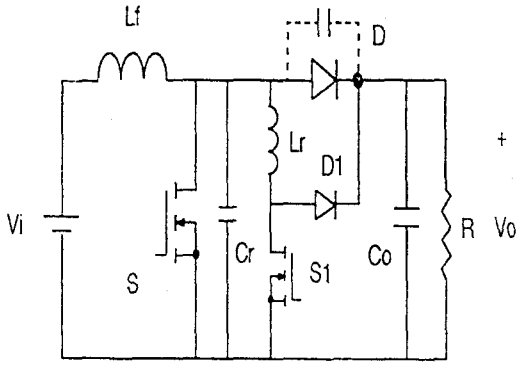
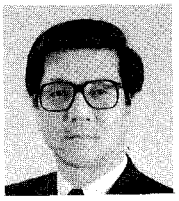


그림 9 영전압 천이 PWM 컨버터



김 희 준 (金 熙 峻)

1954년 11월 16일생. 1976년 한양대 공대 전자공학과 졸업. 1978년 한양대 대학원 전자공학과 졸업(석사). 1986년 일본 큐슈대학 대학원 전자공학과 졸업(박사). 1991년~1992년 미국 Virginia 공대 방문교수. 1997년 현재 한양대학교 전기공학과 부교수. 1997년 현재 대한전기학회 평의원 및 조사위원. 1997년 현재 전력전자학회 평의원 및 논문편집 위원

주소 : 경기도 안산시 사동 한양대학교 전기공학과

TEL : 0345) 400-5164

FAX : 0345) 407-9930