

主 題

공진형 컨버터의 기술현황 및 향후과제

한양대학교 김 희 준

차 례

- I. 서 론
- II. 공진형 컨버터의 기본회로 및 특징
- III. 다중 공진형 컨버터의 특성
- IV. 직렬 및 병렬 공진형 컨버터
- V. 향후과제
- VI. 결 론

I. 서 론

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 집적회로의 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 되고, 고주파 스위칭에 의한 서지·노이즈 발생이 증대하게 된다. 공진형 컨버터는 이러한 SMPS의 문제점들을 해결할 수 있는 한 방법으로 검토되고 있는 회로방식으로서, SMPS의 소형·경량화를 달성하기 위한 전자·통신용 전원기술의 중심과제로서 주목 받고 있다.

공진형 컨버터는 공진회로를 이용하여 스위치에 걸리는 전압 또는 스위치를 흐르는 전류를 정현파 형태로 만들어 줌으로써 스위칭 손실을 원리적으로 0으로 할 수 있고 노이즈도 현저히 감소시킬 수 있어 고주파 스위칭이 가능하다는 점이 동작원리의 핵심이 된다. 현재 세계 각국에서는 수 MHz의 스위칭 주파수에서 동작하는 공진형 컨버터가 실용화되기 시작했으며 1988년 미국의 AT&T의 Bell 연구소에서는 18MHz ~ 24MHz의 스위칭 주파수

에서 동작하고 5V, 50W의 출력과 최대효율 80%의 특성을 나타내는 공진형 컨버터의 실용화를 달성한 바 있다.

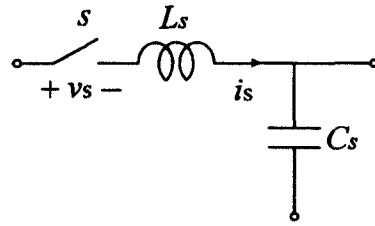
본고에서는 공진형 컨버터를 중심으로 하여 기본 동작원리, 다중공진형 컨버터의 특성, 직렬 및 병렬 공진형 컨버터, 향후과제, 결론 등의 순서로 개설하고자 한다.

I. 공진형 컨버터의 기본회로 및 특징

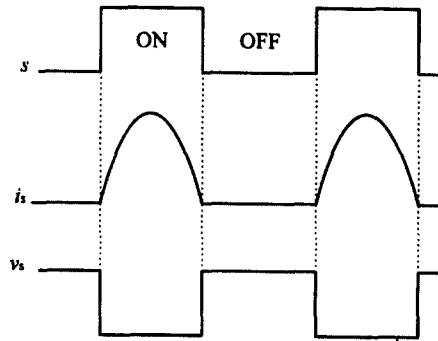
반도체 스위치에 LC공진회로를 접속한 것을 공진 스위치라고 하는데 기존의 PWM방식의 컨버터의 스위치를 이 공진 스위치로 대체하면 공진형 컨버터를 구성할 수 있게 된다. 공진 스위치는 스위치 양단의 전압이 사인파 상으로 나타나는 전압 공진 스위치와 스위치에 흐르는 전류가 사인파 상으로 나타나는 전류공진 스위치로 구분할 수 있는데 그림 1 및 그림 2에 각각 전류공진 스위치 및 전압 공진 스위치의 기본회로 및 파형을 나타낸다.

그림 1의 전류 공진 스위치에서는 공진용 인덕터가 스위치와 직렬로 접속되어 있어 스위치를 흐르는 전류의 파형이 사인파의 형태로 공진을 하게 된다. 그림의 파형에 나타나는 것처럼 스위치가 Turn-On되면 스위치 전류 i_s 가 사인파의 형태로 공진을 하게 되며 이 전류가 피크값을 지나서 0으로 감소된 후에 스위치의 Turn-Off가 이루어진다. 결국 스위치는 영전류에서 Turn-On, Turn-Off되며 이러한 스위칭 동작을 영전류 스위칭(Zero-Current Switching:ZCS)이라고 한다. 영전류 스위칭이 되면 스위칭이 될 때 전압과 중복되는 전류의 부분이 거의 0이기 때문에 스위칭 손실도 거의 0이 된다. 또한 전류 공진 스위치에서는 기생 인덕턴스가 공진회로의 L_s 에 흡수되어 버리므로 기생 인덕턴스에 의한 Turn-Off전압 서지가 저감된다.

(그림 1) 전류 공진 스위치 및 파형

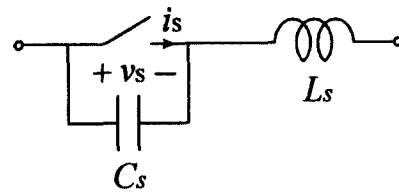


(a) 전류 공진 스위치

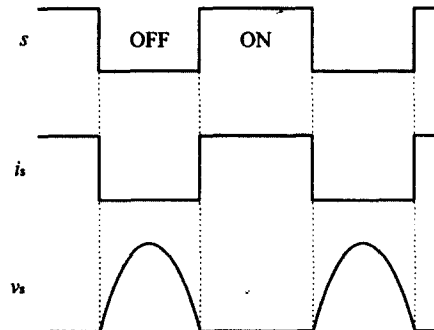


(b) 각부의 파형

(그림 2) 전압 공진 스위치 및 파형



(a) 전압 공진 스위치



(b) 각부의 파형

그림 2의 전압 공진 스위치에서는 공진용 캐패시터가 스위치와 병렬로 접속되어 있어 스위치에 걸리는 전압 파형이 사인파 형태로 나타난다. 그림 2에서 알 수 있듯이 스위치가 Turn-Off되면 스위치의 전압이 사인파 형태로 공진을 하게 되며 이 전압이 피크값을 지나서 0으로 감소된 후에 스위치의 Turn-On이 이루어진다.

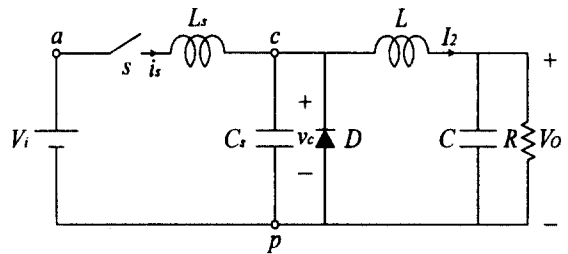
결국 스위치는 영전압에서 Turn-On, Turn-Off되며 이러한 스위칭 동작을 영전압 스위칭(Zero-Voltage Switching: ZVS)이라 한다. 영전압 스위칭 역시 스위칭 손실이 거의 0에 가까울 정도로 작다. 또한 전압 공진 스위치에서는 기생 인덕턴스 및 기생 캐패시턴스가 공진 회로에 흡수되기 때문에 Turn-On 전류 서지 및 Turn-Off 전압 서지가 제거된다.

공진형 컨버터는 사용한 공진형 스위치가 전류 공진형 스위치인가 전압 공진형 스위치인가에 따라서 전류 공진형 혹은 전압 공진형으로 분류할 수 있다. 전류 공진형 컨버터의 경우 부하전류에 상한이 존재하고, 전압 공진형 컨버터의 경우 부하전류에 하한이 존재한다. 따라서 이 부하 한계를 넘어서는 경우, 영전류 스위칭 또는 영전압 스위칭으로 동작하지 못하여 큰 스위칭 손실 및 스위칭 서지를 초래하기도 한다. 또 전류 공진형 컨버터에서는 스위치가 도통일 때의 전류 펄스시간폭 T_{on} 은 공진회로에 의하여 결정되며, 펄스폭 제어를 하기 위해서는 도통시간을 고정하여 스위치의 차단 시간을 조절해 주어야 한다. 한편 전압 공진형 컨버터에서는 스위치가 차단일 때의 전압 펄스 시간폭 T_{off} 은 공진회로에 의하여 결정되어지며 펄스폭 제어를 하기 위해서는 스위치의 차단시간을 고정하고는 스위치의 도통 시간을 조절해 줄 필요가 있다.

결과적으로 두 경우 모두 스위칭 주기를 변화시키는 것이 되므로 공진형 컨버터는 스위칭 주파수 변조에 의하여 제어하게 된다. 한편 공진형 컨버터

에 있어서 공진전류 및 전압의 파형이 전파로 나타나는 전파형 컨버터도 있으나 반파형의 동작과 거의 대동소이 하므로 본고에서는 전파형 컨버터에 대한 논의는 생략하기로 한다. 그림 3은 전류 공진형 Buck 컨버터의 회로도이다. 공진소자인 L_s 및 C_s 가 스위치S와 공진 스위치를 형성하고 있으며 이 공진 소자들을 제외하면 종래의 PWM 방식의 Buck 컨버터의 회로와 동일하게 됨을 알 수 있다.

(그림 3) 전류 공진형 Buck 컨버터의 회로도



(그림 4) 전류 공진형 BUCK 컨버터의 동작파형

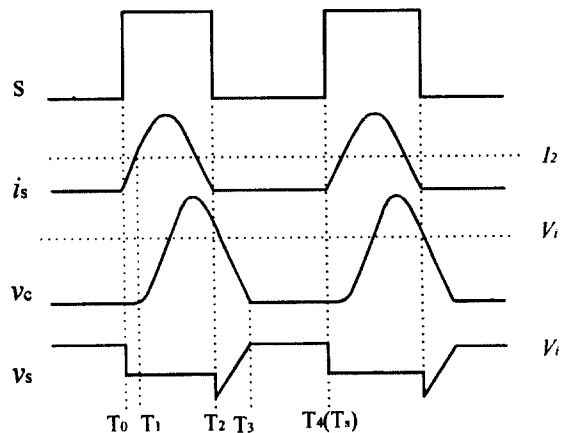


그림 4는 전류 공진형 Buck 컨버터의 동작 파형을 나타낸다. 그림 4의 파형에서 스위치에 흐르는 전류 i_s 는 T_1 - T_2 구간에서 공진을 하여 영전류 스위칭을 하게 된다. i_s 의 표현식은 다음과 같이 주어진다.

$$i_s(t) = I_2 + \frac{V_i}{Z} \sin \omega_r(t - T_1) \quad (1)$$

$$Z = \sqrt{\frac{L_s}{C_s}} : \text{특성임피던스}$$

I_2 : 부하전류

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_s C_s}} : \text{공진 각 주파수}$$

식(1)로부터 영전류 스위칭이 되려면 i_s 가 다시 0으로 되어야 하므로 다음과 같은 식이 성립되어야 하며

$$I_2 \leq \frac{V_i}{Z} \quad (2)$$

이 식으로부터 전류 공진형 컨버터는 부하전류에 상한이 존재함을 알 수 있다. 그림 4의 각 구간에서의 해석을 통하여 전류 공진형 Buck 컨버터의 입출력 전압비 M 을 구하면 다음과 같다.

$$M = \frac{V_o}{V_i} = \frac{F}{2\pi} \left[\frac{M}{2r} + \sin^{-1} \left(-\frac{M}{r} \right) + \frac{r}{M} \left\{ 1 + \sqrt{1 - \left(\frac{M}{r} \right)^2} \right\} \right] \quad (3)$$

여기서 $r = \frac{R}{Z}$: 규격화 부하저항,

$$F = \frac{f_s}{f_r} : \text{규격화 스위칭 주파수}$$

(그림 5) 전류 공진형 Buck 컨버터의 입출력 전압특성

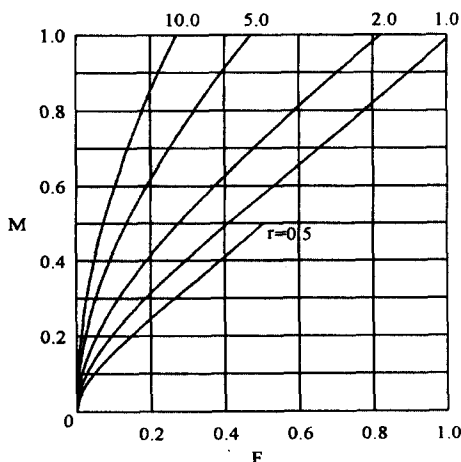
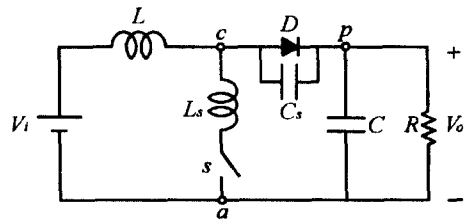
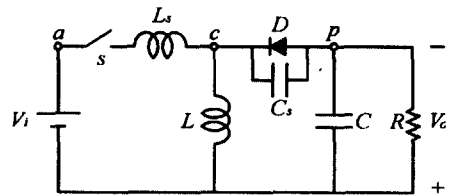


그림 5는 입출력 전압비를 수치계산에 의해 구한 결과를 나타낸다. 이 결과로부터 출력전압은 스위칭 주파수가 높아짐에 따라 커지고 있음을 알 수 있다. 이는 전류 공진 스위치의 경우 스위칭 도통 시간이 공진 전류에 의해 결정되어 스위칭 주기가 단축되면 등가적으로 스위치의 차단시간이 단축되기 때문이다. 이러한 특징은 Boost 및 Buck-boost

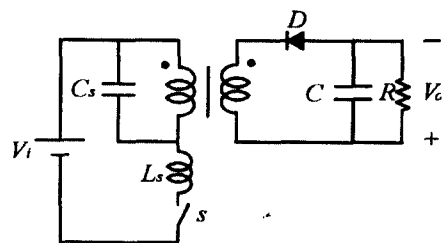
(그림 6) 전류 공진형 컨버터의 회로에



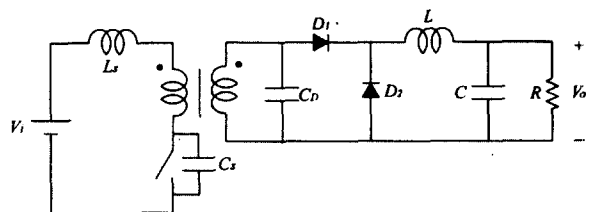
(a) 전류 공진형 Boost 컨버터



(b) 전류 공진형 Buck-boost 컨버터



(c) 전류 공진형 Flyback 컨버터

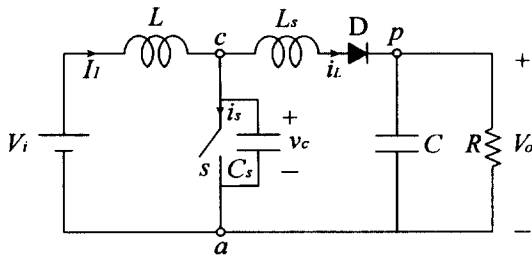


(d) 전류 공진형 Forward 컨버터

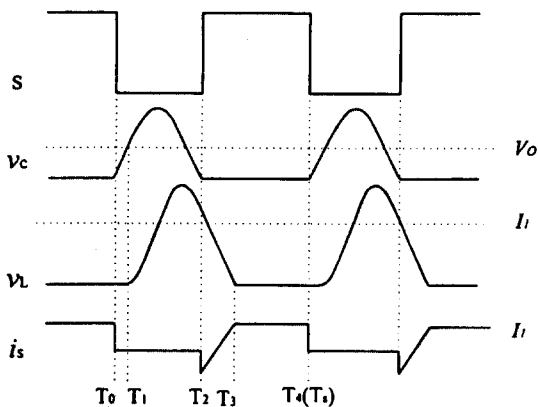
등 다른 형태의 전류 공진형 컨버터에서도 공통으로 나타난다. 그림 6은 전류공진형 컨버터의 회로예를 나타내고 있다. 그림 7은 전압 공진형 Boost 컨버터의 회로도를 나타낸다. 공진 소자 L_s , C_s 가 스위치 S와 전압 공진스위치를 형성하고 있으며 이 역시 공진 소자들을 제외하면 종래의 PWM 방식의 Boost 컨버터의 회로와 동일하게 됨을 알 수 있다. 그림 8은 전압 공진형 Boost 컨버터의 동작파형을 나타낸다. 그림 8의 파형에서 스위치 양단의 전압 v_c 는 T_1 - T_2 구간에서 공진을 하여 영전압 스위칭을 하게 된다. 따라서 v_c 의 표현 식은 다음과 같이 주어진다.

(그림 7) 전압 공진형 Boost 컨버터 회로도

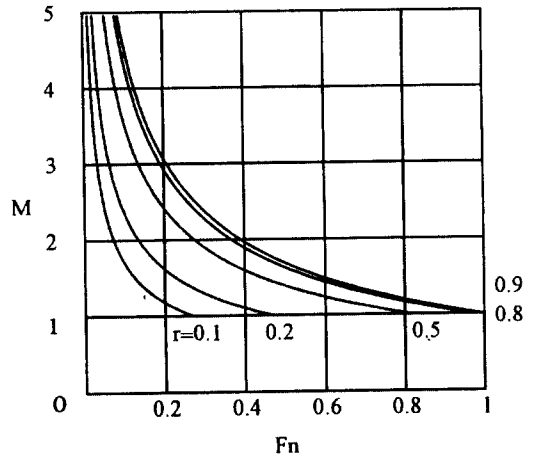
$$v_c(t) = V_0 + ZI_1 \sin \omega_r(t - T_1) \quad (4)$$



(그림 8) 전압 공진형 Boost 컨버터의 동작파형



(그림 9) 전압 공진형 컨버터의 입력력 전압 특성

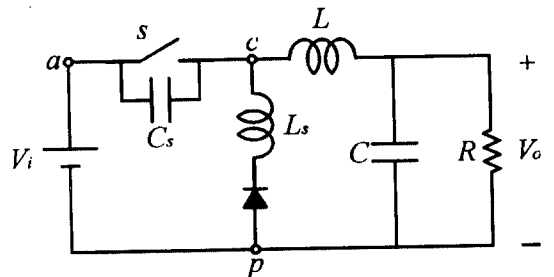


$$Z = \sqrt{\frac{L_s}{C_s}} : \text{특성 임피던스}$$

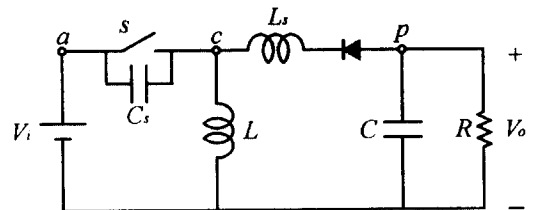
I_1 : 입력전류, $\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_s C_s}}$: 공진 각 주파수
 식 (4)로부터 영전압 스위칭이 이루어지기 위해서는 v_c 가 다시 0이 되어야 하므로 다음과 같이 식이 성립되어야 한다.

$$V_0 \geq ZI_1 \quad (5)$$

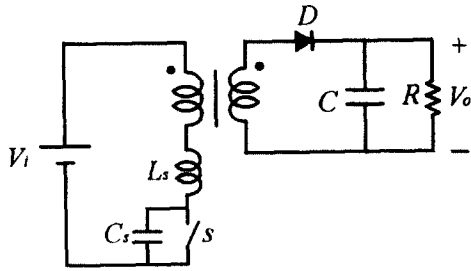
(그림 10) 전압 공진형 컨버터의 회로도



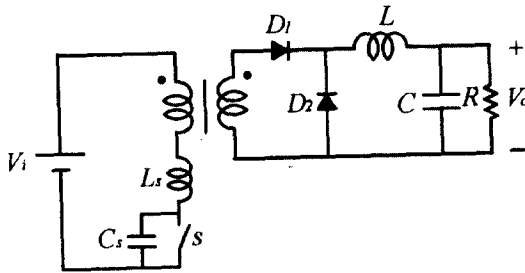
(a) 전압 공진형 Buck 컨버터



(b) 전압 공진형 Buck-boost 컨버터



(c) 전압 공진형 Flyback 컨버터



(d) 전압 공진형 Forward 컨버터

변환손실이 없는 이상적인 경우 $V_{i1} = V_{o1}$ 가 되므로 식(5)는 다음과 같이 나타낼 수가 있으며,

$$I_2 \geq \frac{V_i}{Z} \quad (6)$$

이 식으로부터 부하전류의 하한이 존재함을 알 수 있다. 그림 8의 각 구간에서의 해석을 통하여 전압 공진형 Boost 컨버터의 입출력 전압비 M 을 구하면 다음과 같다.

$$M = \frac{V_o}{V_i} = \left[\frac{F}{2\pi} \left\{ \frac{r}{2M} + \sin^{-1} \left(-\frac{r}{M} \right) + \left(\frac{M}{r} \right) \left(1 + \sqrt{1 - \left(\frac{r}{M} \right)^2} \right) \right\} \right]^{-1} \quad (7)$$

여기서 $r = \frac{R}{Z}$: 규격화 부하저항, $F = \frac{f_s}{f_r}$: 규격화 스위칭 주파수

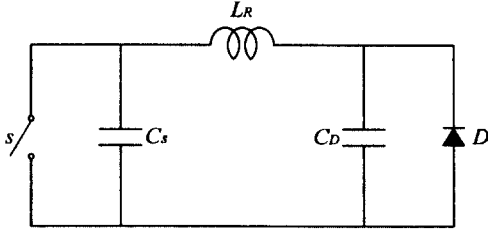
그림 9는 전압 공진형 Boost 컨버터의 입출력 전압비를 수치계산에 의해 구한 결과를 나타내고 있다. 이 그림에서 보면, 출력 전압은 스위칭 주파수가 높아짐에 따라 출력 전압이 낮아진다. 이는 전압 공진 스위치의 경우 차단시간이 공진 회로에 의해 결정되어 스위칭 주기가 단축되면 등가적으로 스위칭 주기가 단축되기 때문이다. 이러한 특징은 buck 및 buck-boost 등 다른 형태의 전압 공진형 컨버터에서도 공통으로 나타난다. 그림 10은 전압 공진형 컨버터의 회로 예를 나타낸다.

III. 다중 공진형 컨버터의 특징

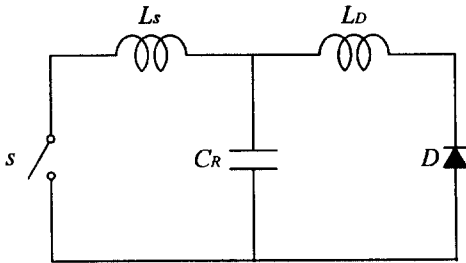
앞서 살펴본 전압 공진형 컨버터에 있어서 주 스위치는 영전압 스위칭을 하고 있지만 다이오드에서는 구형파 형태의 역전압이 걸리기 때문에 역회복 특성에 기인한 기생 진동이 발생하게 된다. 이러한 진동에 대한 대책으로서 다이오드 양단에도 공진 캐패시터를 부가해 줌으로써 다이오드도 영전압 스위칭으로 동작시킬 수 있는 공진형 컨버터가 제안되었다. 이러한 공진형 컨버터는 기존의 공진형 컨버터에서 이용하고 있는 공진 요소인 L_s , C_s 이외에 다이오드 양단의 캐패시터도 함께 복수개의 공진 요소를 이용하기 때문에 다중공진형 컨버터(Multi-Resonant Converter)라고 한다. 다중 공진형 컨버터는 주스위치로 사용하는 MOSFET의 출력 캐패시턴스, 다이오드 접합 캐패시턴스, 트랜스포머의 누설 인덕턴스 등 주된 기생 요소들을 모두 공진 회로에 흡수하기 때문에 기존의 전압 공진형 컨버터에 비하여 넓은 부하 범위에서의 안정된 제어, 전압 스트레스의 저감 등의 장점을 갖게 된다.

그림 11에 영전압 다중 공진 스위치(Zero-Voltage Multi-Resonant Switch)를 나타낸다. 이 스위치는 주스위치 및 다이오드에 각각 공진 캐패시터 C_s 및 C_D 가 병렬로 부가되어 있는 형태로 되어 있다.

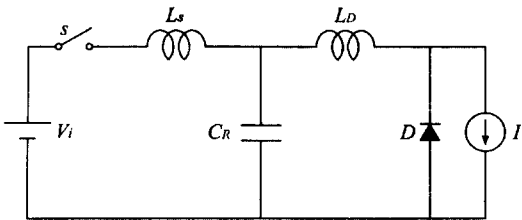
(그림 11) 영전압 다중 공진 스위치



(그림 12) 영전류 다중 공진 스위치 및 Buck 컨버터



(a) 영전류 다중 공진 스위치



(b) 다중 공진형 Buck 컨버터(전류형)

이 스위치에 있어서 공진 인덕턴스 L_s 는 선간 누설 인덕턴스를 흡수하고, 공진 캐패시터 C_s 는 스위치의 출력 캐패시터를 또 하나의 공진 캐패시터 C_D 는 다이오드 접합 캐패시터를 흡수하게 된다. 한편 다이오드와 직렬로 공진 인덕터를 부가함으로써 영전류 다중 공진 스위치(zero-current multi-resonant switch)를 구성할 수 있으며 이를 그림 12에 나타낸다. 또 그림 12는 이 스위치를 이용한 다중 공진형 Buck 컨버터(전류형)의 회로도를 나타낸다. 이 그림에서 영전류 다중 공진 스위치는 주 스위치의 출력 캐패시턴스 및 다이오드의 접합 캐패시턴스를 흡수하지 못하고 이들에 의한 기생 진동의 영향을 제거하지 못한다. 따라서 고주파 DC-DC 컨버터의 응용에는 영전압 다중 공진 스위치를

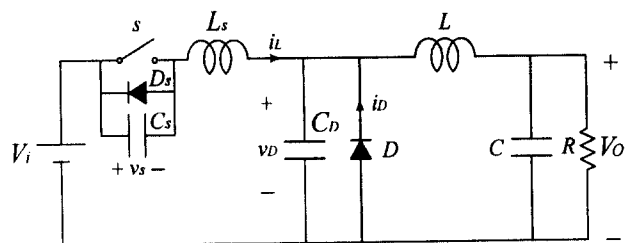
이용한 다중 공진형 컨버터가 적합하다.

그림 13은 영전압 다중 공진형 스위치를 Buck 컨버터에 적용한 다중 공진형 Buck 컨버터(전압형)의 회로도를 나타낸다. 그림에서 L_s , C_s 및 C_D 가 공진회로를 형성하고 있음을 알 수 있다.

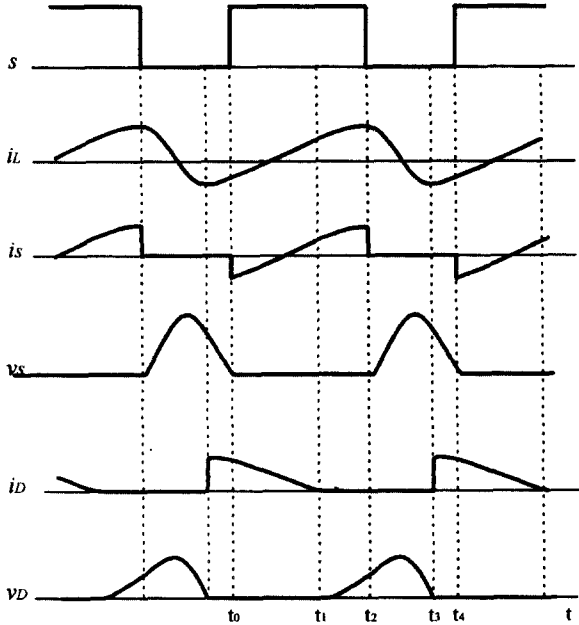
그림 14는 다중 공진형 Buck 컨버터의 동작 파형을 나타낸다. 그림 14의 동작 파형으로부터 V_s 및 V_D 의 파형을 보면 둘다 모두 공진을 하고 있으며, 이 공진으로 인해 스위치 s 및 다이오드 D 양쪽에서 영전압 스위칭이 이루어지고 있음을 알 수 있다. 이 그림에 표시된 각 시구간별로 동작 해석을 하고 해석 결과 얻어진 식으로부터 정상 상태에서의 입출력 전압비를 구할 수 있으며 그 결과를 그림 15에 나타낸다. 이 그림에서 y 축의 M 이 입출력 전압비 V_o/V_i 를 나타내고, f_s 를 스위칭 주파수, f_0 를 공진 주파수라고 할때 x 축의 F 는 f_s/f_0 를 나타낸다. 또 $C_N=C_s/C_D$ 를 나타낸다.

이 그림의 결과를 보면 스위칭 주파수의 증가에 따라 출력 전압이 감소하게 되는데 이는 전압 공진형 컨버터에서의 결과와 마찬가지로 스위치의 차단 시간(off time)이 공진 회로에 의해 결정되므로 스위칭 주파수를 증가시키면 등가적으로 스위치의 도통 시간(on time)이 단축되는 데서 기인한다. 따라서 다중 공진형 컨버터(전압형)에 있어서 출력의 제어는 차단 시간을 고정한 상태에서 도통시간을 가변함으로써 가능하다. 그림 16은 다중 공진형 컨버터의 회로 예를 나타낸다

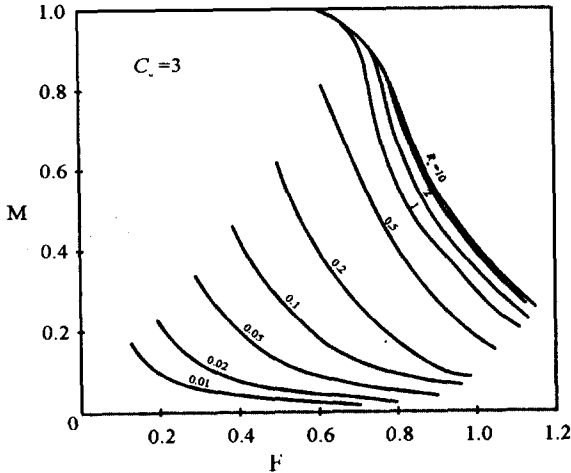
(그림 13) 다중 공진형 Buck 컨버터(전압형)



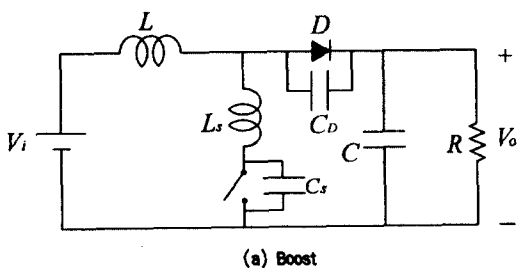
(그림 14) 다중 공진형 Buck 컨버터의 동작파형



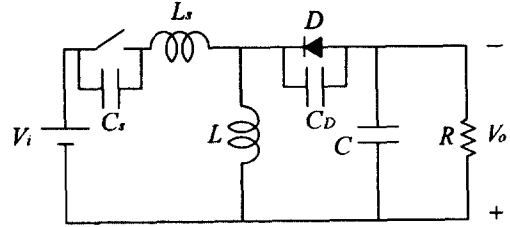
(그림 15) 다중 공진형 Buck 컨버터의 DC 입출력 전압특성



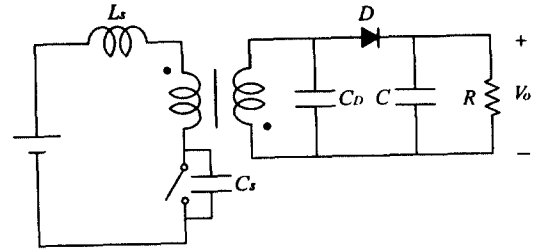
(그림 16) 다중 공진형 컨버터의 회로에



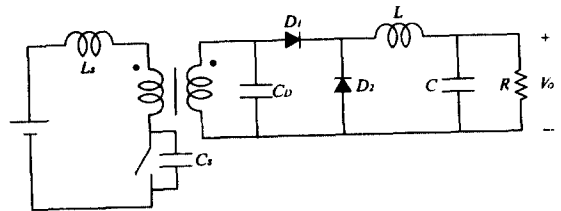
(a) Boost



(b) Buck-boost



(c) Flyback



(d) Forward

IV. 직렬 및 병렬 공진형 컨버터

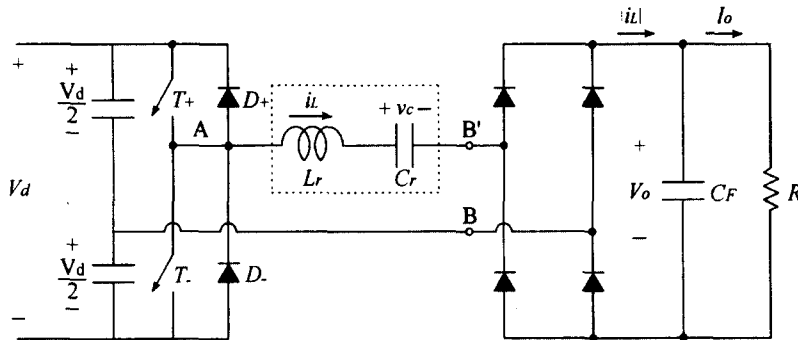
지금까지 설명한 공진형 컨버터는 PWM 스위치를 공진 스위치로 치환하여 구성된 컨버터로서 영전류 스위칭 혹은 영전압 스위칭이 이루어지도록 하기 위해서 스위칭 주파수를 공진 주파수보다 낮게 하여 공진 전류 또는 공진 전압이 0으로 되는 상태가 존재하는 불연속 모드로 컨버터를 동작시키고 있다.

본 절에서는 인버터 정류형 컨버터에 공진 회로를 추가하여 구성된 공진형 컨버터인 직렬 공진형 컨버터와 병렬 공진형 컨버터에 대해서 설명한다. 이러한 컨버터는 이전부터 이용되어 왔으며 특히 SCR, GTO를 이용한 대전력 인버터 정류형 컨버터에 많이 이용되고 있다. 이 컨버터에 있어서 2개의

스위치는 50%의 시비율을 가지고 교대로 도통 차단 동작을 반복한다. 이 경우, 회로의 동작은 대칭적이고 공진 전류 또는 공진 전압이 0이 되는 기간이 없는 연속 모드 형태의 것이 많이 이용된다.

그림 17은 직렬 공진형 컨버터의 회로도를 나타낸다. L_r 및 C_r 는 직렬 공진 탱크를 형성하며, 공진 탱크를 흐르는 전류 i_L 은 전파 정류되어 출력으로 공급된다. 따라서 부하는 공진 탱크와 직렬로 나타나게 된다. 출력부의 필터 캐패시터 C_F 가 매우 큰 용량이라고 가정하면 출력 전압은 리플분이 거의 없는 직류값 V_o 로 가정할 수 있다.

(그림 17) 직렬 공진형 컨버터



(그림 18) 직렬 공진형 컨버터의 연속모드 동작 파형

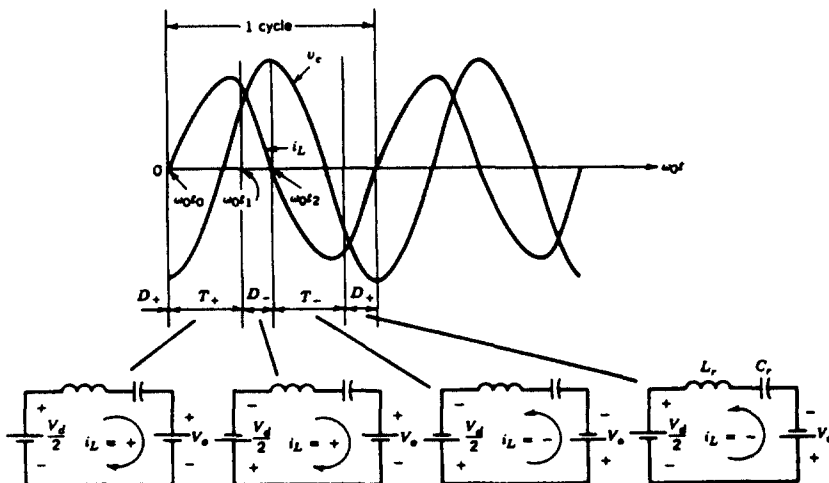


그림 18은 직렬 공진형 컨버터의 연속 모드에서의 동작 파형을 보인다. 이 동작 모드에서는 $\omega_s > \omega_0$ 가 되고 스위치는 비영전류에서 턴오프된다. 반면 스위치의 턴온은 영전류 및 영전압에서 이루어진다. T_+ 는 $\omega_0 t_1$ 에서 영전류 턴온이 된다.

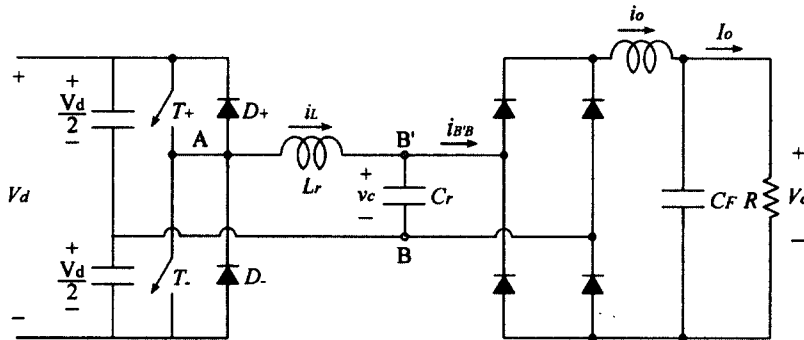
i_L 의 파형이 반주기가 되기 전인 $\omega_0 t_1$ 에서 T_+ 는 강제로 턴오프되며 i_L 은 D_- 를 흐르는 공진 탱크 양단에 걸리는 큰 음의 전압($v_{AB} = -(V_d/2) - V_o$)으로 인하여 D_- 를 통하여 흐르는 전류 i_L 은 짧은 시간으로 감소해 $\omega_0 t_2$ 에서 0이 된다. 이미 T_- 는 D_+ 가 턴온이 되는 즉시 도통하도록 드라이브 되어 있어 $\omega_0 t_2$ 직후 i_L 이 음으로 되면서 T_- 를 통하여 흐르게 된다.

T_+ 의 도통 시간 및 D_+ 의 도통 시간의 합이 스위칭 주파수의 반주기가 되며 이는 공진 주파수의 반주기보다 작으므로 $\omega_s > \omega_c$ 가 성립된다. 스위치가 영전류 및 영전압에서 턴오프하므로 다이오드는 고속의 역회복 특성을 가질 필요가 없게 된다. 단점으로는 i_L 이 큰 값에서 강제로 턴오프하므로 턴오프 스위칭 손실이 발생한다는 점을 들 수 있다.

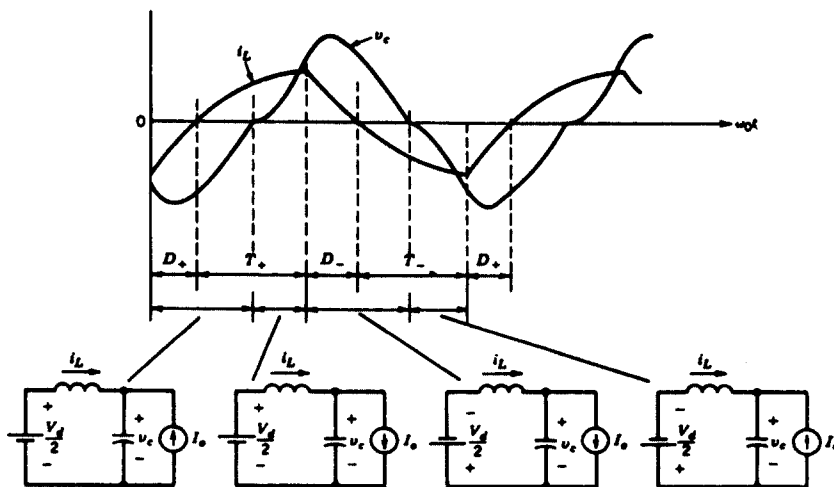
그림 19는 병렬 공진형 컨버터의 회로도를 나타낸다. Half-bridge PWM 컨버터에 L_r , C_r 의 직렬 공진 탱크를 이용한 것으로 스위치 T_+ , T_- , 다이오드 D_+ , D_- 및 L_r , C_r 은 인버터가 되어 직류 전력을 교류로 변환한다. 교류로 변환된 전압 v_c 는 전파 정

류 회로로 정류되고 초크 입력형 필터를 거쳐 출력으로 된다. 부하는 공진 캐패시터와 병렬로 접속되어 있어서 병렬 공진형 컨버터라 불리운다. 스위칭 주파수가 공진 주파수보다 높은 경우의 동작 파형을 그림 20에 나타낸다. 이 경우 스위치는 턴온 손실이 발생하지 않는데, 이는 i_L 이 다이오드를 통해 역방향으로 흐를 때 스위치가 턴오프하기 때문이다. 그러나 i_L 의 일정 전류에서 스위치가 턴오프되므로 스위치에서의 턴오프 손실이 발생하게 된다.

(그림 19) 병렬 공진형 컨버터



(그림 20) 병렬 공진형 컨버터의 연속모드 동작파형



V. 향후과제

공진형 컨버터를 기존의 PWM 컨버터와 비교했을 때 가장 큰 장점은 앞서 언급한 바와 같이 공진 회로에 의하여 스위치의 전류 또는 전압을 사인파 상으로 해줌으로써 스위칭 손실이 거의 0으로 되어 스위칭 주파수를 고조파화할 수 있다는 점이다. 따라서 스위칭 전원의 소형 경량화의 측면에서 볼 때 공진형 컨버터는 하나의 결정적인 대안이라고 할 수 있다. 그런데 앞서도 논의된 바와 같이 공진형 컨버터는 기존의 PWM 컨버터에 LC 공진 회로가 추가된 형태로 나타나므로 부품점수가 증가하게 되고, 영전류, 영전압 스위칭을 하기 위해 스위치의 전류 또는 전압을 공진시킴으로써 전류 또는 전압 스트레스가 증가한다는 단점도 갖게 된다. 이러한 관점을 기본으로 하여 제어성, 부하 조건 등에 대하여 공진형 컨버터와 기존의 PWM 컨버터의 특성을 비교하면 다음과 같이 정리할 수 있다.

공진형 컨버터는 영전류 또는 영전압 스위칭을 하기 때문에 PWM 컨버터에 비하여 스위칭 손실과 스위칭 서지를 저감시킬 수 있다. PWM 컨버터는 스너버 회로가 필요하게 된다.

공진형 컨버터의 출력을 제어하기 위해서는 스위칭 주파수를 변화시켜야 한다. 반면 PWM 컨버터의 출력제어는 고정 주파수에 의한 제어가 된다.

전류 공진형 컨버터는 부하 전류에 상한이 존재하고 전압 공진형 컨버터는 부하 전류에 하한이 존재한다. 이 부하의 한계를 넘으면 영전류 또는 영전압 스위칭의 동작을 하지 않게 되어 큰 스위칭 손실과 스위칭 서지를 초래하게 된다. PWM 컨버터는 부하조건이 없다.

전류 공진형 컨버터의 경우 스위치에 큰 전류 스트레스가 생기고, 전압 공진형 컨버터의 경우 스위치에 큰 전압 스트레스가 생기게 된다. 반면 PWM 컨버터의 경우는 전류 전압 스트레스가 작다.

전압 공진 스위치에서는 스위치에 기생 용량이 공진 캐패시터에 회로의 기생 인덕턴스는 공진 인덕터에 흡수되지만 다이오드의 기생용량은 공진 회로에 흡수되지 않는다. 이에 대하여 전류 공진 스위치의 경우 다이오드의 기생 용량은 공진 캐패시터에, 회로의 기생 인덕턴스는 공진 인덕터에 흡수되지만 스위치의 기생 용량은 공진 캐패시터에 흡수되지 않는다. 반면 PWM 컨버터에서 기생요소의 영향은 그대로 나타난다.

이상 논의된 결과로부터 공진형 컨버터는 문제점으로서 전류 또는 전압 스트레스가 크다는 점과 가변 스위칭 주파수에 의해 출력 전압이 제어된다는 점 등이 지적될 수 있는데 이러한 문제점들이 공진형 컨버터의 개발에 있어서 한 장애요소가 된다고 할 수 있다.

따라서 공진형 컨버터의 실용화를 위해서는 클램프 스위치를 통한 전압 스트레스의 저감, 고정 주파수에 의한 출력 전압의 제어 등 위의 문제점들을 타개할 수 있는 방법들이 강구되어야 하며, 현재 이러한 방향으로의 연구가 활발히 진행되고 있고 좋은 성과들이 발표되고 있다.

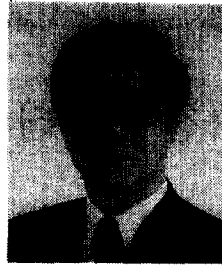
VI. 결론

고주파 스위칭을 통한 소형·경량화의 큰 특징을 갖는 공진형 스위칭 전원에 관한 논의를 하였다. 공진 회로에 의하여 영전류 혹은 영전압 스위칭을 함으로써 스위칭 손실을 거의 0으로 할 수 있음은 물론 기존의 PWM 방식의 컨버터에 있어서 나타날 수 있는 서지, 노이즈도 대폭 저감시킬 수 있음을 알았다. 이러한 특징은 공진형 스위칭 전원이 현재 분산형 전원으로서 개발되고 있는 On-board 형의 고밀도 전원으로서 매우 적합하다는 것을 나타내 준다. 한편 문제점으로 지적된 높은 전류 혹은 전압 스트레스와 가변 주파수 제어 방법은 앞으로 공진형 스위칭 전원에 있어서 해결되어야 할 과제로 생각된다.

[참고 문헌]

[1] F. C. Lee, "High-Frequency Resonant, Quasi-Resonant, and Multi-Resonant Converter", Virginia Power Electronics Center, 1986.

[2] 김희준, "SMPS 기술현황", 대한전기학회 기술조사보고, 1997, 1.



김희준

1976년 2월 : 한양대 공대 전자공학과(학사)
1978년 2월 : 동 대학원 전자공학과(석사).
1986년 3월 : 일본 큐슈대 대학원 전자공학과 (공학박사).
1987년~현재 : 한양대학교 전자·컴퓨터·전기·제어공학
부 교수.
1991년~1992년 : 미국 버지니아공대 방문교수.
1998년현재 : 대한전기학회 평의원, 한국전력전자학회
편집이사
1988년~현재 : (주)동아일렉콤 기술고문
주관심분야 : Resonant Converter, 고밀도 전원장치,
Electronic Ballast.