

단일 전력단 고주파 공진 DC-DC 컨버터의 특성평가에 관한 연구

원 재선, 박 재욱, 남 승식¹, 심 광렬², 이 봉섭³, 김 동희⁴
 영남대학교, 경일대학교, 울산과학대학⁵, 삼척대학교⁶

A Study on Characteristic Estimation of Single-Stage High Frequency Resonant DC-

Jae-Sun Won, Jae-Wook Park, Seung-Sik Nam, Kwang-Yeal Sim³, Bong-Seob Lee⁴, Dong-Hee
 Yeungnam Univ., Kyungil Univ., Ulsan College⁵, Samcheok National Univ.⁶

Abstract - This paper presents a novel single-stage high frequency resonant DC-DC converter using zero voltage switching with high input power factor. The proposed high frequency resonant converter integrates half-bridge boost rectifier as power factor corrector (PFC) and half-bridge resonant converter into a single stage. The input stage of the half-bridge boost rectifier is working in discontinuous conduction mode(DCM) with constant duty cycle and variable switching frequency. So that a high power factor is achieved naturally. Simulation results through the Pspice have demonstrated the feasibility of the proposed DC-DC converter. This proposed converter will be able to be practically used as a power supply in various fields as induction heating applications, DC-DC converter etc.

1. 서 론

최근, 적은 구동전력으로 고속 스위칭이 가능한 IGBTs, Power-MOSFETs 및 SITs 등의 자기소호능력을 가진 전력용 스위칭 반도체 소자의 제조와 접착화 기술의 발달로 대전력·고주파·유도가열용 전원, 정보통신용 전원 장치 등의 소형·경량화를 요구하는 전력변환 시스템에 관한 연구가 활발히 행해지고 있다. 공진형 전력변환회로에 ZVS, ZCS, E급 스위칭 등의 소프트 스위칭 기법의 도입은 스위칭 주파수에 비례하여 발생하는 스위칭 손실을 감소시킬 뿐만 아니라 회로의 출력 주파수의 고주파화를 통해서 장치전체의 고효율화, 소형·경량화 등의 여러가지 장점을 가지게 한다^[1].

전력변환장치에 링크전압을 제공하기 위해서는 대부분이 커페시터 입력형의 정류회로를 사용하며 이러한 정류회로의 사용은 상용전원의 퍼크치 부근의 짧은 기간동안만 정류기가 도통하여 폭이 좁은 멀스팅 전류가 발생하게 하는 낮은 입력역률과 심각한 고주파 왜곡률을 발생하게 하는 문제점을 가지고 있다. 이러한 문제점을 해결하기 위해 일반적으로 역률보상(PFC)회로를 전력변환회로의 입력단에 삽입시켜 역률보상을 하고 있다. 그러나, 이러한 2개의 전력처리단으로 구성된 전력변환장치는 넓은 입력전압 범위 내에서 고역률을 유지할 수 있는 반면에 비용이 증가하고 신뢰성이 감소하며, 또한 시스템 구성이 복잡하게 되고, 시스템 효율이 낮아지게 되는 문제점이 있다. 따라서 이러한 문제점을 해결하기 위하여 최근에는 단일전력단을 갖는 전력변환장치에 관한 연구가 활발히 진행되고 있다.

본 논문에서는 단일 전력처리단을 기초로 하여 불연속 전류모드(DCM)에서 동작하는 역률 보상용 부스트 컨버터와 하프 브리지형 고주파 공진 컨버터를 일체화시켜 단일회로 내에서 전력처리 기능을 갖도록 한 새로운 고역률 고주파 공진 DC-DC 인버터 회로를 제안하고 그

기본 동작원리 및 특성에 관하여 검토하였다. 이론해석의 정당성을 입증하기 위해 범용 시뮬레이션 툴인 Pspice를 사용하여 이론해석의 정당성을 검토하였다.

2. 단일 전력단 고주파 공진 DC-DC 컨버터

2.1 회로구성

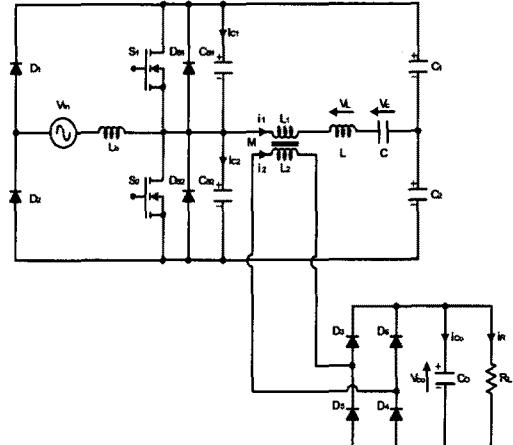


그림 1. 단일 전력단 고주파 공진 DC-DC 컨버터

그림 1은 종래에 2개의 전력처리단으로 구성된 고주파 공진 컨버터의 각 단을 일체화시켜 회로내부에 역률개선 기능을 부여함과 동시에 한 단계만으로 전력처리를 하는 고주파 공진 컨버터의 토폴로지를 보여주고 있다. 제안된 컨버터 토폴로지는 AC/DC 변환을 브리지 정류회로의 한 랙그(leg)를 사용하지 않는 대신에 스위치(S₁, S₂)로 대응하여 교류입력을 정류하는 다이오드의 역할과 고주파 공진 컨버터의 스위치 기능을 동시에 가지게 하였다. 따라서 종래에 사용하여 온 회로에서 스위치 개수를 감소시킬 수 있어 회로구성을 간략화 하였고, 스위칭 소자가 감소하였으므로 도통손실을 줄일 수 있어 높은 변환효율뿐만 아니라 부스트 컨버터를 불연속모드(DCM)로 동작시킴으로써 역률도 개선할 수 있다. 또한, 커페시터 분할형 하프 브리지 고주파 공진 컨버터의 스위치 양단(S₁, S₂)에 병렬로 ZVS 커페시터(C_{S1}, C_{S2})를 첨가하여 스위칭 시 소자에 발생하는 텐·오프 손실을 줄일 수 있는 회로구성으로 되어있다.

그림 1에서 S₁, S₂는 자기소호형 소자인 MOSFET, SIT, IGBT 등의 적용이 가능하며, L, C는 공진 리액터, 공진 커페시터, C_{S1}, C_{S2}는 ZVS 기능을 가지는 공진커페시터, D_{S1}, D_{S2}는 환류용 역별열 다이오드, D₁~D₆는 정류용 다이오드로 고속 다이오드가 사용되며, 고주파 변압기를 사용하여 1차와 2차측을 절연시켜 주고 있다. 또, C_O는 평활용 커페시터로 사용하였다.

2.2 회로 해석

- 회로해석을 위해 다음과 같은 가정을 설정하였다
- (1) 모든 소자들은 이상적인 소자이며, 스위칭 소자의 턴-온/오프 시에 시간지연은 영으로 한다.
 - (2) 직류링크 커패시터(C_1, C_2)는 충분히 큰 값이어서, 리플이 영인 직류전압전원($E_d/2$)로 한다.
 - (3) 변압기의 권수비는 1:1이다.
 - (4) 부하는 등가저항부하(R_L)로 한다.

제안된 회로는 부스트 컨버터와 커패시터 분할형 하프 브리지 고주파 공진 인버터의 독립적인 두 개의 동가회로 나누어 생각할 수 있고 회로의 스위칭 동작모드는 부스트 컨버터가 불연속 모드(DCM)로 동작할 때 교류 전원전압의 반 사이클에 대해서 스위치(S_1, S_2) 및 다이오드($D_1 \sim D_6, D_{S1}, D_{S2}$)의 온·오프 상태 그리고 ZVS 커패시터(C_{S1}, C_{S2})의 충·방전에 의해서 7개의 모드로 분류된다. 그림 2는 각 모드의 회로동작에 따른 각각의 스위칭 동작모드(a~g)에 대하여 스위칭 소자(S_1, S_2)에 인가되는 구동신호패턴과 이에 따른 각 소자에 나타나는 정성적인 전압 및 전류 과정을 나타내고 있다.

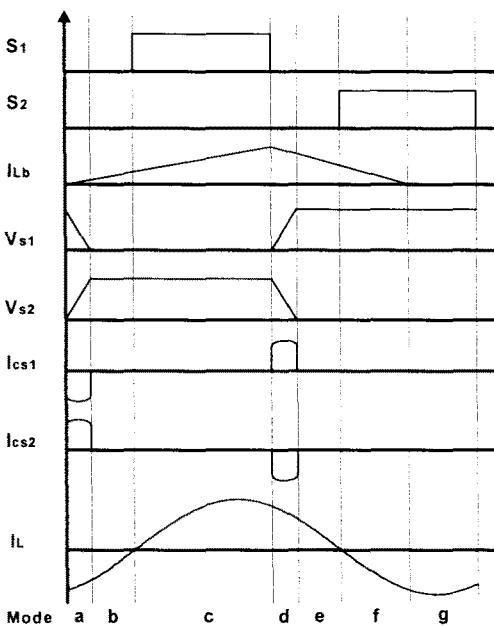


그림 2. 각 부의 정성적인 이론파형

2.2.1 DCM 하프 브리지 부스트 컨버터

그림 1의 정현파 입력전압을 $V_{in}(wt) = V_m \sin(wt)$ 라고 가정하면, 스위치 기간동안에 부스트 인덕터(L_b)에 흐르는 피크전류($i_{L_{max}}$)는 다음과 같다.

$$i_{L_{max}} = \frac{V_m \cdot \sin(wt)}{f_s \cdot L_b} D \quad (1)$$

방전시간은 입력전압에 의존하고 다음과 같은 식으로 표현된다.

$$t_d = \frac{V_m}{V_o - V_m} t_{on} \quad (2)$$

여기서, V_m : 입력전압의 피크값, V_o : DC링크전압

입력전류의 평균값은 다음과 같이 다음과 같이 주어진다.

$$i_{L_{avg}} = \frac{D^2 \cdot V_o}{2 \cdot L_b \cdot f_s} \left(\frac{\alpha \cdot \sin(wt)}{1 - \alpha \cdot \sin(wt)} \right) \quad (3)$$

여기서, $\alpha = V_m/V_o$

한 주기동안에 입력전력의 평균치는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_{in} = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi V_{in}(wt) \cdot I_{L_{avg}}(wt) d(wt) \quad (4)$$

식 (4)에 식 (3)을 대입하면,

$$P_{in} = \frac{D^2 \cdot V_m^2}{2 \cdot \pi \cdot L_b \cdot f_s} \cdot y \quad (5)$$

$$\text{여기서, } y = -\frac{2}{\alpha} - \frac{\pi}{\alpha^2} + \frac{2}{\alpha^2 \sqrt{1-\alpha^2}} \left[\frac{\pi}{2} - \tan^{-1} \left(\frac{-\alpha}{\sqrt{1-\alpha^2}} \right) \right]$$

불연속 모드(DCM)로 동작시킴으로써 높은 역률을 얻을 수 있고 드티비는 다음과 같은 조건을 만족해야 한다.

$$D_{max} \leq (1 - \alpha) \quad (6)$$

부스트 컨버터가 가변 스위칭 주파수와 일정 드티비 ($D=0.47$)로 동작한다고 한다면, 식 (6)은 다음과 같이 표현된다.

$$V_o \geq 1.89 V_m \quad (7)$$

역률은 α 의 함수로써 다음과 같이 표현된다.

$$PF = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \cdot \frac{y}{\sqrt{z}} \quad (8)$$

여기서,

$$z = \frac{2}{\alpha \cdot (1 - \alpha^2)} + \frac{\pi}{\alpha^2} + \left(\frac{2\alpha^2 - 1}{\alpha^2(1 - \alpha^2)} \cdot \sqrt{\frac{2}{1 - \alpha^2}} \right) \left(\frac{\pi}{2} - \tan^{-1} \left(\frac{-\alpha}{\sqrt{1 - \alpha^2}} \right) \right)$$

또한, 고주파 함유율(THD)은 식 (9)와 같이 표현된다.

$$THD = \frac{1}{PF} \cdot \sqrt{1 - PF^2} \quad (9)$$

그림 3은 α 의 변화에 따른 역률(Power Factor)과 고주파 함유율(THD)의 변화를 도식적으로 나타내고 있다.

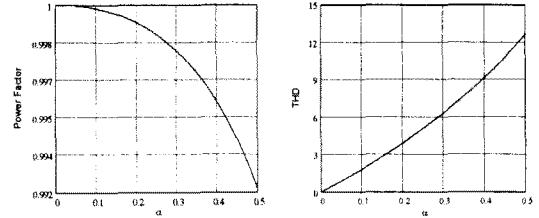


그림 3. α 의 변화에 따른 역률과 THD의 변화

2.2.2 하프 브리지 고주파 공진 컨버터

그림 1의 커패시터 분할형 하프 브리지 고주파 공진 컨버터의 각 모드는 표 1과 같은 모드로 분류되며, 각각의 모드에 존재하는 방정식은 고차로 되기 때문에 스위치의 온·오프 상태는 예측할 수 있지만 다이오드($D_1 \sim D_6, D_{S1} \sim D_{S2}$)의 온·오프 상태를 예측하는 것은 불가능 하므로 수치해석 시 공진전류의 방향에 따라 모드를 판정하였다. 또한, 각 모드의 상태방정식은 회로해석의 범용성을 부여하기 위해 표 2에 나타낸 무차원화 파라미터를 도입하여 각 특성값을 산출하였다

표 1 동작모드

Mode	S_1	S_2	D_{S1}	D_{S2}	D_3	D_4	D_5	D_6	C_1	C_2
a	0	0	0	0	1	1	0	0	D	C
b	0	0	1	0	1	1	0	0	0	E_d
c	1	0	0	0	0	0	1	1	0	E_d
d	0	0	0	0	0	0	0	1	1	C
e	0	0	0	1	0	0	1	1	E_d	0
f	0	1	0	0	1	1	0	0	E_d	0
g	0	1	0	0	1	1	0	0	E_d	0

1=On, 0=Off, D=Discharge, C=Charge

표 2 무차원화 파라미터

	Reference values	Normalized values
Voltage	$E_s = E_d$	$v^*(z) = v_c(t)/E_s$
Current	$I_s = E_s/Z_s$	$i^*(z) = i(t)/I_s$
Power	$P_s = E_s \cdot I_s$	$P^*(z) = P(t)/P_s$
Impedance	$Z_s = 2\sqrt{L_s/C_s}$	$\lambda = R/Z_s$
Inductance	$L_s = L$	$a_o = L_o/L_s$
Capacitance	$C_s = C$	$b_o = C_o/C$ $b_3 = C/C_3, b_4 = C/C_4$
Frequency	$f_r = 1/2\pi\sqrt{L_s C_s}$	$\mu = f_{sw}/f_r$
Time	$T_s = 1/f_{sw}$	$z = t/T_s$ $dz = dt/T_s$
Remark)	f_{sw} : Operating frequency of converter f_r : Resonant frequency of converter T_s : Operating period of converter	

그림 4는 $b_o = 100, b_3 = b_4 = 30$ 로 고정하고, 무차원파수제어변수(μ)와 무차원화 부하제어변수(λ)를 파라미터로 하였을 경우 평균출력전력특성(P_o^*)을 나타내고 있다. 특성도에서 알 수 있듯이, λ 가 커질수록 출력이 거의 나타나지 않는 데 이는 부하의 임피던스가 증가하여 제동계수가 증가하기 때문이다. 또, μ 가 1.0으로 운전할 때 전력변환率이 가장 효율을 좋게 이루어지고 있음을 알 수 있다. 따라서, 그림 1의 회로를 운전시킬 경우 부하파라메터 λ 의 변화에 대해 스위칭 주파수 μ 를 가변 시킴으로서 최대 출력전력제어를 실현시킬 수 있다.

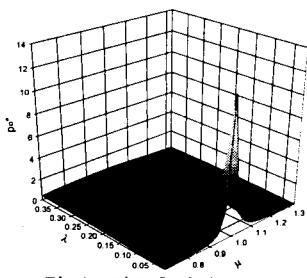


그림 4. 평균출력전력 특성(P_o^*)

그림 5(a)는 $b_o = 100, b_3 = b_4 = 30$ 로 고정하고, μ 와 파라미터로 하였을 경우 스위칭 소자에 흐르는 전류의 최대치(i_{swmax}^*)특성을 나타내고 있다. 그림 5(b)는 μ 와 λ 를 파라미터로 하였을 경우 공진용 커패시터에 발생하는 전압 최대치(V_{cmax}^*)특성을 나타내고 있다. 공진용 커패시터의 최대전압은 인버터의 부하의 최대전류를 적분한 값으로 주어진다. 그림 5(a)(b)의 특성은 사용하는 스위칭 소자 및 공진용 커패시터의 설계시 정격을 결정하는데 중요한 자료로 사용된다.

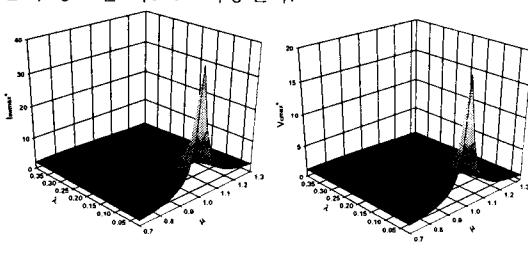
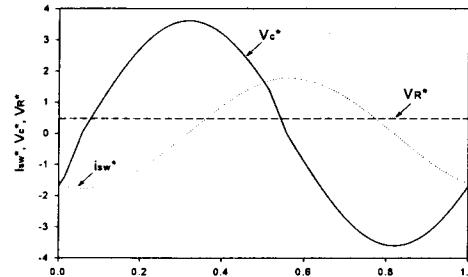


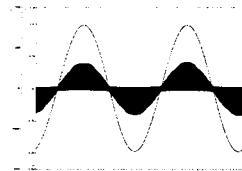
그림 5. 스위치 전류와 공진용 커패시터 전압의 특성

3. 시뮬레이션 및 고찰

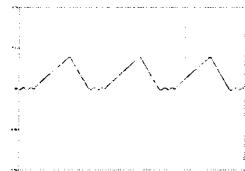
그림 6(a)는 $b_o = 100, b_3 = b_4 = 30, \lambda = 0.2, \mu = 1.05$ 로 을 경우, 수치해석을 통해 산출된 정상운전시의 고주파 공진 인버터부의 이론파형을 보여주고 있고, 그림 6(b)는 범용 시뮬레이션 툴인 Pspice를 통해서 얻은 승압용 컨버터부의 이론파형을 보여주고 있다. 시뮬레이션에 사용한 정수는 표 3과 같다.



(a) 스위치 전류와 공진용 커패시터 전압 및 부하전압



(b) 입력전압과 전류



(c) 부스트 컨버터 전류

그림 6. 이론파형

Circuit Parameter	Rating	Circuit Parameter	Rating
Input Voltage (V_{in})	110[V]	DC Link Capacitor (C_1, C_2)	22[μF]
Switching Device	IRF830	ZVS Capacitor (C_{s1}, C_{s2})	187[pF]
Input Reactor (L_b)	1.0[mH]	Filter Capacitor (C_0)	2200[μF]
Resonant Reactor(L)	2.6[mH]	Load Resistor	15[Ω]
Resonant Capacitor(C)	5.6[nF]	Resonant Frequency(f_r)	35[kHz]

4. 결 론

본 논문은 단일 전력처리단을 기초로 하여 불연속 전 유모드(DCM)에서 동작하는 역률 보상용 부스트 컨버터와 하프 브리지형 고주파 공진 컨버터를 일체화시켜 단일회로 내에서 전력처리 기능을 갖도록 한 새로운 고역률 단일 전력단 고주파 공진 DC-DC 인버터 회로를 연구대상으로 하고 그 기본 동작원리 및 특성에 관하여 검토하였다. 연구대상회로의 승압용 컨버터부는 범용 시뮬레이션 툴인 Pspice를 통해 이론해석을 하였고, 고주파 공진 컨버터부의 해석은 무차원화 파라미터를 도입하여 범용성 있게 특성평가를 행해 정량적으로 나타내어 설계시 기초자료로 활용할 수 있도록 하였다.

참 고 문 현

- [1] M. K. Kazimierzuk, et al., "Class-D Zero-Voltage-Sw Inverter with only One Shunt Capacitor," IEEE Proc., V No. 5, pp.449~456. S데. 1992.