

LCCC 공진회로와 ZVS 기능을 동시에 갖는 전류형 Push Pull DC-DC 컨버터의 특성해석

안 함목* · 황 계호** · 이 달해** · 남 승식***

*안양과학기술대학교 전기·전자 통신학부, **영남대학교 전기·전자공학부, ***구미 1대학 전기과

A Characteristic Analysis of Current-Fed Push Pull type DC-DC converter using LCCC Resonant circuit and ZVS function

Hang-Mock An* · Gye-Ho Hwang** · Dal-Hae Lee** · Seung-Sik Nam***

*Anyang Technical College, **Yeungnam University, ***Kumi 1 College

Abstract - This paper proposes a Current-Fed Push Pull type DC-DC converter using LCCC Resonant circuit and Zero Voltage Switching function to reduce turn on and off loss at the switching instants. This paper have the advantage which is able to operating safely in load short, because of DC reactor is connected with resonance reactor in order to supply a fixed current with low ripple from DC power supply. The capacitor (C_1 , C_2) connected in switch are common using as resonance capacitor and ZVS capacitor. The analysis of the proposed Current-Fed Push Pull type DC-DC converter is generally described by using normalized parameter, and we have evaluated characteristic values which is needed to design a circuit. We confirm a rightfulness theoretical analysis by comparing a theoretical values and experimental values obtained from experiment using MOSFET as switching devices.

1. 서 론

최근 자기소호 기능을 가진 고주파 전력용 반도체 스위칭 소자들은 제조기술의 발달로 고내압·대전류화·고속화 되고 있다. 이러한 반도체 소자들은 고주파 스위칭 주파수에서의 전력변환장치에 적용되고 있다.

전력변환 장치중에서도 DC-DC 컨버터는 정보처리 관련장치, 전자통신 응용기기등의 고도화에 따라 소형·경량화, 제어성 향상등의 요구가 높아지고 있다.

DC-DC 컨버터에 고주파 공진 특성을 도입하면 스위치를 영전압, 영전류에서 스위칭하므로써 스위칭 손실과 스위칭 스트레스를 크게 줄일 수 있어서 고주파화가 가능하다.[1],[2] ZVS, ZCS 스위칭 기법을 도입하여 스위칭 손실을 감소시키고, 공진 특성을 이용하여 L·C 요소를 감소시킬 수 있으므로 컨버터 외형의 소형·경량화가 가능하다.[3],[4]

이상의 기술적 바탕위에서 본 논문은 직류전원으로 부터 일정전류를 공급하기 위해 큰 리액터가 접속되어 있어서 부하단락시도 단락 전류의 상승률이 적고, 부하단락공진이므로 부하가 큰 컨버터에 응용될 수 있는 LCCC형 공진회로와 ZVS 기능을 동시에 갖는 전류형 Push Pull DC-DC 컨버터에 관한 동작원리와 특성해석에 대해 기술하고 있다. 회로의 특성해석은 무차원화 파라미터를 도입하여 설계시 기초자료가 되는 특성평가지를 범용성있게 정량화하여 도설하였으며, 실제 MOSFET를 사용한 실험 장치를 제작하여 실험치와 이론치를 비교·검토해 특성해석의 정당성을 뒷받침하고 있다.

2. 특성해석

2.1 회로구성

그림 1은 본 연구의 대상회로인 LCCC 공진회로와 ZVS 기능을 동시에 갖는 전류형 Push Pull DC-DC 컨버터 회로를 보여주고 있다. 전원(E_d)으로부터 리플이 적은 정전류를 공급하기 위해 직류 리액터(L_{d1} , L_{d2})가 큰 값으로 접속되어 있고, 스위치(S_1 , S_2)에 병렬로 접속한 커패시터(C_1 , C_2)는 공진요소로 사용되고 동시에 ZVS용으로도 사용되고 있다.

그림 1에서 S_1 , S_2 는 자기소호형 소자인 MOSFET, SIT, IGBT등의 적용이 가능하며, L, C는 공진 리액터, 공진 커패시터, C_1 , C_2 는 ZVS 기능을 가지는 공진 커패시터, D_1 , D_2 는 환류용 역병렬 다이오드, $D_3 \sim D_6$ 는 정류용 다이오드로 고속 다이오드가 사용되며, 고주파 변압기를 사용하여 1차와 2차측을 절연시켜 주었다. 또, L_0 , C_0 은 평활용 리액터, 평활용 커패시터로 사용하였다. 그림 1의 회로에서 출력전압을 제어하는 방법으로 스위칭 소자(S_1 , S_2)에 인가하는 구동 패턴을 PFM(Pulse Frequency Modulation: 주파수제어) 방법을 이용하여 스위칭 소자인 S_1 , S_2 에 인가되는 스위칭 주파수를 가변하여 출력전압을 제어 할 수 있게 하였다. 기존의 공진 컨버터의 경우, 공진용과 ZVS용 커패시터를 서로 분리하여 사용하였지만, 본 회로는 C_1 , C_2 를 공진용과 ZVS용으로 동시에 사용하여 스위치 턴·온시 ZVS를 가능하게 해 주며, 대상 회로는 전류형 이면서도 스위치 소자(S_1 , S_2)에는 부(-)의 전압이 인가되지 않는 특성을 가지므로, 일반적인 전류형과는 달리 스위치와 직렬로 다이오드를 접속하지 않아도 된다.

회로동작은 S_1 이 온될 경우 C의 공진전압은 정(+)으로 되고 C_2 는 충전된다. C_2 의 충전이 끝나면, C의 공진 전압은 부(-)로 되고 충전된 C_2 의 전압이 S_1 을 통해 방전하는 상태와 입력전압(E_d)에 의해 공진회로에 에너지가 공급되는 모드가 동시에 존재한다. C_2 의 방전이 끝나면 공진리액터에 축적된 에너지가 D_2 를 통해 방전하

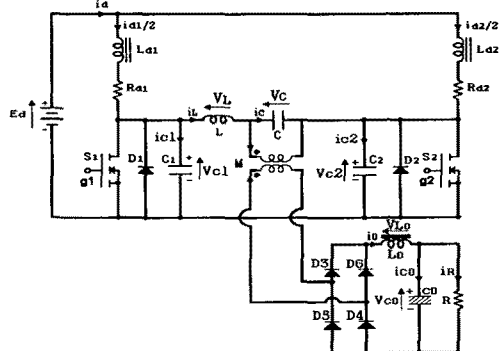


그림 1. LCCC 공진회로와 ZVS 기능을 동시에 갖는 전류형 Push Pull DC-DC 컨버터

는 상태와 입력전원(E_d)에 의해서 S_1 을 통해 부하에 에너지가 전달된다. 위의 3상태 에너지 전달과정에서 공진정류부의 다이오드는 변압기 2차측 전류방향에 따라 쌍으로 (D_3, D_4) 또는 (D_5, D_6)가 온상태가 된다. 다음번 주기동안인 S_2 가 턴·온될 경우도 S_1 이 턴·온되는 과정처럼 같은 원리에 의해 에너지가 전달된다.

2.2 회로해석

본 회로의 해석시 회로상태변수의 기호 및 기준방향은 그림1과 같이 설정하였다. 그림 1의 회로의 동작모드는 스위치(S_1, S_2) 및 다이오드($D_1 \sim D_6$)의 온·오프 상태, C_1, C_2 의 충·방전 형태에 따라 한 주기동안, 12개의 모드가 존재하지만, 변압기 2차측 다이오드는 공진 전압의 방향에 따라 출력전압에 절대치를 취해주면, 6개의 동작모드로 분류된다. 각 모드의 상태방정식은 고차이며, 스위치 소자(S_1, S_2)의 온·오프 상태는 예측할 수 있지만, $D_1 \sim D_6$ 의 온·오프상태는 예측이 불가능하므로 수치해석시 공진 전류의 방향 및 공진 전압에 따라 모드를 판정하였다.

표 1. 무차원화 파라미터

	Reference values	Normalized values
Voltage	$E_s = E_d$	$v' = \frac{v}{E_s}$
Current	$I_s = \frac{E_s}{Z_s}$	$i' = \frac{i}{I_s}$
Power	$P_s = E_s \times I_s$	$P' = \frac{P}{P_s}$
Impedence	$Z_s = 2\sqrt{\frac{L}{C}}$	$\lambda = \frac{R}{Z_s}, \lambda_1 = \frac{R_{G1}}{Z_s} = \frac{R_{G2}}{Z_s}$
Inductance	$L_s = L$	$a_s = \frac{L_s}{L_s}, a_1 = \frac{L_{G1}}{L_s} = \frac{L_{G2}}{L_s}$
Capacitance	$C_s = C$	$b_s = \frac{C_s}{C_s}, b_1 = \frac{C_1}{C_s} = \frac{C_2}{C_s}$
Frequency	$f_s = \frac{1}{2\pi LC}$	$\mu = \frac{f_o}{f_s}$
Time	$T_s = \frac{1}{f_o}$	$z = \frac{t}{T_s}, dz = \frac{dt}{T_s}$
Remark) f_o : Operating frequency of converter f_s : Resonant frequency of converter T_s : Operating period of converter		

따라서, 모드1은 D_2, D_5, D_6 가 온이 되고, 모드2는 S_2, D_3, D_4 가 온이 되고, 모드3은 S_2, D_1, D_3, D_4 가 온이 되고, 모드4은 D_1, D_3, D_4 가 온이 되고, 모드5는 S_1, D_5, D_6 가 온이 되고, 모드6는 S_1, D_2, D_5, D_6 가 온이 되어 6개의 동작모드를 형성한다.

회로해석의 범용성을 부여하기 위해 표 1의 무차원화 파라미터를 도입하여 각 특성값을 산출하였다.

표 1의 무차원화 파라미터를 도입하여 각 모드에 대한 무차원화 회로상태방정식을 나타낼 수 있으며, 다음식은 모드1의 회로 상태방정식을 보여주고 있다.

$$\dot{X}^T = A \cdot X^T + B^T \cdot U$$

여기서, $\dot{X} = \frac{d}{dz} [i_{d1}, i_{d2}, i_L, i_o, V_c, V_{c1}, V_{c2}, V_{co}]$,

$X = [i_{d1}, i_{d2}, i_L, i_o, V_c, V_{c1}, V_{c2}, V_{co}]$, $U = 1$,

$$B = \frac{4\pi}{\mu} \begin{bmatrix} \frac{2}{a_1} & \frac{2}{a_1+1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$G1 = -\frac{\lambda_1}{a_1+1} \quad G2 = \frac{2}{a_1+1}$$

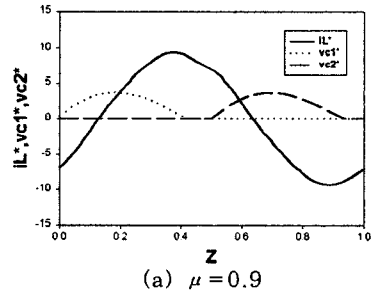
$$G3 = -\frac{1}{4\lambda b_0} \quad G4 = \frac{1}{4b_1}$$

$$A = \frac{4\pi}{\mu} \begin{bmatrix} -\frac{\lambda_1}{a_1} & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{2}{a_1} & 0 & 0 \\ 0 & G1 & 0 & 0 & G2 & G2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{a_0} & 0 & 0 & -\frac{1}{a_0} \\ 0 & 0 & \frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{G4}{2} & 0 & -G4 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{4b_0} & 0 & 0 & 0 & G3 \end{bmatrix}$$

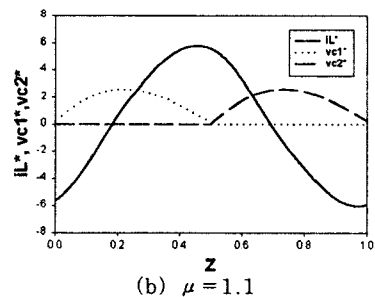
그림 2의 (a), (b), (c)는 $a_0 = a_1 = b_0 = 100$, $b_1 = 1.0$, $\lambda = 0.18$ 인 경우, 무차원화 주파수 제어변수의 변화($\mu = 0.9, \mu = 1.1, \mu = 1.3$)에 따른 공진전류(i_L'), 커패시터 C_1, C_2 전압의 이론파형을 보여주고 있다.

그림 (a)의 경우 공진전류는 다소 왜곡된 정현파로 나타나며, C_1, C_2 의 전압이 영인 상태에서 S_1, S_2 를 온·오프할 수 있음을 보여주고 있다.

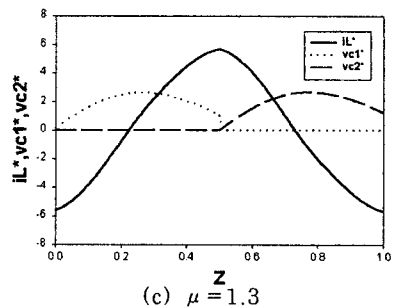
그림 (b)의 경우도 그림 (a)와 같은 스위칭 동작, 즉 ZVS 동작을 하고 있으며, 공진 전류 파형은 거의 정현파에 가깝게 발생하고 있음을 보여주고 있다.



(a) $\mu = 0.9$



(b) $\mu = 1.1$



(c) $\mu = 1.3$

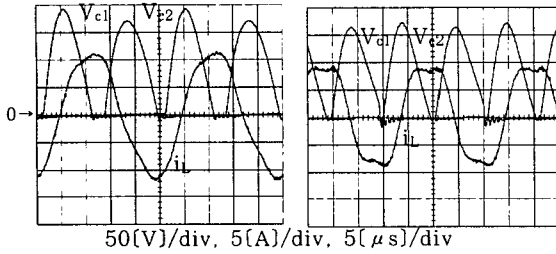
그림 2. 공진전류(i_L'), C_1, C_2 전압(V_{c1}, V_{c2})의 이론파형

여기서, $\mu=0.9$, $\mu=1.1$ 로 운전할 경우 스위치 양단 전압이 영인 상태에서 스위치의 턴·온, 턴·오프 동작이 이루어지고 있음을 알 수 있다.

그림 (c)는 C_1 , C_2 양단에 전압이 존재하는 상태에서 S_1 , S_2 를 턴·온 시키는 스위칭 동작이 됨을 알 수 있다. 그러므로 스위치 턴·온시에 순간단락이 일어나서 단락전류로 인해 스위치가 소손될 우려가 있으므로 본 컨버터는 ZVS동작을 행할 수 있는 동작 주파수는 $\mu \leq 1.1$ 로 제한됨을 알 수 있다.

특성해석의 정당성을 입증하기 위해 MOSFET (SKM151F)를 스위칭 소자로 사용하여, 그림 1의 ($E_d=40[V]$, $L_{d1}=L_{d2}=1[mH]$, $C_1=C_2=100[nF]$, $L=20[\mu H]$, $C_o=2000[\mu F]$, $R=5[\Omega]$, $f_s=110[kHz]$) 회로를 구성하였다.

그림 3의 (a), (b)는 $\mu=0.9$, $\mu=1.1$ 일 때, C_1 , C_2 의 양단전압(V_{c1} , V_{c2})과 공진전류(i_L)의 실험파형을 각각 보여주고 있다. 실험파형에서 실험조건을 살펴보면 $f_o=100[kHz]$ 일 때 $\mu=0.9$, $f_o=120[kHz]$ 일 때 $\mu=1.1$ 이다. 실측 파형에서 알 수 있듯이 그림 2의 이론파형 (a), (b)와 경향이 거의 일치하므로 이론해석의 정당성을 뒷받침하고 있으며, 그림 3 (a)의 경우 C_1 의 전압이 영으로 유지되는 시간이 지난후 C_2 의 전압이 상승함을 알 수 있고, 그림 3 (b)에서는 C_1 의 전압이 영으로 됨과 동시에 C_2 의 전압이 증가하기 시작함을 알 수 있다. 따라서 스위치 양단에 전압이 영인 상태에서 ZVS 동작을 실행시키고 있음을 알 수 있다.



(a) $f_o=100[kHz]$ (b) $f_o=120[kHz]$

그림 3. V_{c1} 과 V_{c2} , i_L 의 실험파형

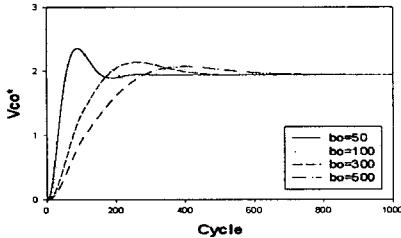


그림 4. 출력전압의 기동과도 이론특성(V_{co})

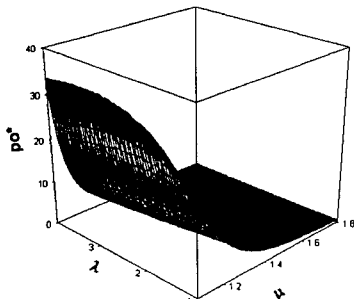


그림 5. 무차원화 주파수 vs. 평균전력의 이론특성

3. 특성평가

그림 4는 $a_0=a_1=100$, $b_1=1.0$, $\lambda=2.0$, $\mu=1.4$ 인 경우, b_o 의 변화에 따른 출력전압의 기동과도특성을 보여주고 있다. b_o 의 변화에 따른 기동특성은 $b_o=50$ 일 때 300 Cycle, $b_o=100$ 일 때 700 Cycle, $b_o=300$ 일 때 850 Cycle, $b_o=500$ 일 때 1000 Cycle에서 정상상태로 수렴하고 있음을 알 수 있다. b_o 가 커진다는 것은 출력커패시터(C_o)의 용량이 커진다는 것을 의미하므로 충전시간이 길어지고 있기 때문이다. 그러나 b_o 가 증가하면 출력전압의 리플 및 오버슈트도 감소함을 알 수 있다.

그림 5는 무차원화 부하제어변수(λ)를 파라미터로 하여 무차원화 주파수제어변수(μ)에 대한 평균출력전력(p_o)특성을 보여주고 있다. $\mu=1.1$ 인 경우 평균출력전력이 크지만, μ 가 증가할수록 평균출력전력이 감소함을 알 수 있다. 이것은 무차원화 주파수제어변수를 가변하면 평균출력전력을 제어할 수 있음을 보여주고 있다.

또한, 무차원화 부하제어변수(λ)를 증가시키면, 평균출력전력도 증가하는 경향을 보여주고 있다.

3. 결론

본 연구는 스위치 양단의 커패시터를 ZVS 기능과 공진회로 기능을 동시에 갖는 LCC 전류형 Push Pull DC-DC 컨버터 회로를 연구대상으로 하여, 회로의 동작원리와 특성을 서술하였다.

이론해석의 범용성을 부여하기 위해 무차원화 파라미터를 도입하여 제특성평가를 정량적으로 기술하였다.

본 회로는 스위치 양단전압을 영인 상태에서 턴·온, 턴·오프하므로, 구주파화에 따른 스위칭 손실을 감소시킬 수 있는 회로 구성임을 알 수 있었다.

ZVS 동작영역의 범위는 $\mu \leq 1.1$ 이하임을 할 수 있었다. 만약, $\mu \geq 1.1$ 인 경우, 스위치에 순간단락이 일어나므로, 단락전류가 발생하여 스위치의 소손될 우려가 있으므로 이 동작은 피해야 한다.

또한, 임의의 부하저항에 대해 무차원화 주파수제어변수를 변화시키면 출력전압이 제어됨을 알 수 있었다.

첨가해서 회로해석의 정당성을 뒷받침하기 위해 MOSFET을 이용하여 실험한 결과 이론파형과 실험파형의 경향이 거의 일치하므로 이론해석의 정당성도 입증하였다.

(참고 문헌)

- [1] J. A. Sabate, R. Gean, M. M. Jovanovic and F. C. Lee, "LCC Resonant Inverter with Fixed-Frequency Clamped-Mode Operation", Proceeding of the Virginia Power Electronics Center Seminar, pp.131-141, September 15-17, 1991.
- [2] Kwang-Hwa Liu and Fred C. Lee, "Zero Voltage Switching Technique in DC/DC Converter", 17th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp.58-70, 1986
- [3] Yoshihiro Hatanaka, Masahumi Yamagami, "High Frequency Inverter and DC-DC Converter with ZCS-ZVS Mode", International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation, pp.237-242, 1991, IEEE.
- [4] Wisam M. Moussa and James E. Morris, "DC and AC Characteristics of Zero Voltage Switching PWM Converter", PESC'92 23th.
- [5] 안향목, 황계호, 이달해, 남승식, "ZVS를 이용한 전류형 부하저항 고주파 공진 DC-DC 컨버터의 특성해석", 2000년 대한전기학회 춘계학술발표회 논문집, April 29, pp.III-B-6~III-B-10, 2000