

전류형 고주파 공진 DC-DC 컨버터의 특성해석

(Characteristic analysis of the current type high frequency resonant DC-DC converter)

황계호* · 남승식 · 김동희 · 심광열 · 안항목

(Gye - Ho Hwang · Seung - Sik Nam · Dong - Hee Kim · Kwang - Yeal Sim · Hang - Mock An)

요 약

본 논문은 출력전류를 증가하기 위해서 L과 C를 공진 탱크회로로 구성하는 고주파 공진을 이용한 전류형 고주파 공진 DC-DC 컨버터를 보여주고 있다. 이 회로구성은 L과 C를 공진 탱크회로로 구성하였고, 스위칭 양단에 커패시터를 삽입하여 공진과 ZVS(Zero Voltage Switching) 커패시터로 동시에 사용하였다. 따라서, 컨버터는 턴·온, 턴·오프에서 스위칭 손실과 잡음, 전압 스트레스를 줄일 수 있고, DC 전원 공급으로부터 리플이 적은 일정한 전류를 공급하기 위한 DC 리액터는 공진 리액터와 연결되어 있기 때문에 부하 단락시 안정하게 동작하는 장점이 있다.

본 컨버터의 회로해석은 무차원화 파라미터 기법을 도입하여 행하였고, 또한 ZVS영역특성, 출력전력특성, 출력전압특성, 출력전류특성등 여러 특성평가를 하였다. 여러 특성평가를 바탕으로 설계하였고, 실험을 통한 실험치와 이론치를 비교하여 이론해석의 정당성도 입증하였다.

Abstract

This paper describes that the resonant tank type DC-DC converter consist of reactor and capacitor resonant tank circuit for increased the output current. This circuit configuration is composed of the resonant tank circuit used resonant capacitor and reactor and the capacitor connected in switch are a common using by resonance capacitor and ZVS(Zero Voltage Switching) capacitor. Therefore, the proposed converter can reduce a switching losses, noise, and voltage stress at turn-on and turn-off and has an advantage which is able to operating safely in load short, because DC reactor is connected with resonance reactor in order to supply a fixed current with low ripple from DC power supply.

The analysis of proposed circuit uses normalized parameters and characteristic estimation is generally described the proposed circuit with the characteristics of power and output voltage etc. Also, design is based on the characteristic estimations in each step. Hence, We conform a rightfulness theoretical analysis by comparing a theoretical values and experimental values obtained from experiment.

Key Words : Zero Voltage Switching, normalized parameter, resonant tank type, DC-DC converter.

1. 서 론

오늘날 전력용 반도체 소자들의 발달로 고주파 스위칭 제어가 가능하게 되었으며, 이런 소자들은 대전력 고속 스위칭 구동을 위해 스위칭을 고주파화할 경우, 스위칭 소자의 턴·온, 턴·오프에 따른 스위칭 소자의 전압과 전류 스트레스가 증가한다. 스위칭에 의한 EMI 노이즈 스트레스를 줄이기 위해 최근에는 공진특성을 이용한 소프트 스위칭 기법인 Zero

* 주저자 : 영남대학교 전기공학과 박사과정
Tel : 053-810-3918, Fax : 053-813-8230
E-mail : hgyeho@yumail.ac.kr
접수일자 : 2002년10월22일
1차심사 : 2002년11월 8일
심사완료 : 2003년 1월 9일

Voltage Switching, Zero Current Switching에 의해 이를 극복하여 고속 스위칭의 실현이 가능하며[1-3], 또한, 고주파 스위칭 기술은 전력변환장치의 소형·경량화, 고효율화, 저소음화, 제어성능의 향상 등의 장점을 갖는다[4-6].

본 논문에서는 전류형 부하병렬 고주파 공진 DC-DC 컨버터의 공진부에 L를 삽입하여 LC 공진 탱크회로로 구성된 회로이며, 2개의 스위치 양단에 병렬로 커패시터를 삽입한 전류형 고주파 공진 DC-DC 컨버터를 구성하였다.

회로의 해석은 무차원화 파라미터 기법을 도입하여 기술하였고[7-11], 회로의 동작특성을 스위칭 주파수와 제 파라미터에 따라서 각각의 특성평가를 행하였다. 또, 특성평가를 가지고 실험전 회로설계과정을 제시하였고, 더욱이, Power-MOSFET를 연구대상회로의 스위칭 소자로 적용하여 실험을 통해 이론 해석의 정당성을 입증하고자 한다.

2. 특성해석

그림 1은 전류형 고주파 공진 DC-DC 컨버터를 보여주고 있다. 그림 1에서 보듯이 회로특징은 부하(R)와 직렬로 접속된 공진리액터(L)를 공진커패시터(C)와 병렬로 삽입하여 공진 탱크회로를 구성하였고, 또한, 스위칭소자양단에 커패시터(C_1, C_2)를 삽입한

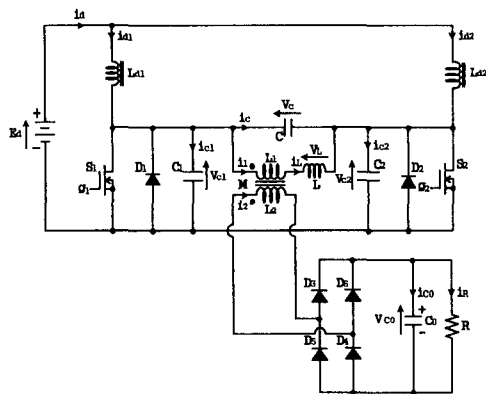


그림 1. 전류형 고주파 공진 DC-DC 컨버터
Fig. 1. The current type high frequency resonant DC-DC converter

회로구성을 가진다.

이 회로구성은 전원측에 큰 리액터가 접속되어 부하단락사고시 단락전류의 상승률을 억제하여 회로보호가 용이하고, 회로구성이 간단하고, 부하변동에 대해 안정한 이점이 있다. 또, 공진탱크 회로구성으로 출력전류를 증가시킬 수 있고, 스위치(S_1, S_2) 양단에 병렬로 공진커패시터(C_1, C_2)를 삽입하여 공진 커패시터와 별도의 ZVS용 커패시터를 사용함이 없이 스위칭시 소자에 발생하는 턴·온, 턴·오프손실을 줄일 수 있으며, 스위치 전류부담을 줄일 수 있는 회로구성임을 알 수 있다.

그림 2는 스위칭 소자(S_1, S_2)의 구동신호와 이에 따른 V_{c1}, V_{c2}, i_L 의 파형을 정성적으로 나타내고 있다. 여기서 스위칭 소자(S_1, S_2)에 구동신호의 듀티비는 항상 50%이며, 스위칭 주파수(f_{sw})와 공진 주파수(f_r)의 비에 의해 구동신호가 PFM 제어가 되도록 하였다.

회로의 동작원리는 S_1 이 온인 t_{s1} 인 경우, 공진전류(i_L)는 정(+), C_2 는 충전된다. C_2 의 충전이 끝나는 시점인 t_4 에서는 공진전류(i_L)가 부(-)로 되고, 이때 루프는 충전된 C_2 전압이 S_1 을 통해 방전되는 루프와 입력전원에 의해 공진 탱크회로에 에너지가 공급되는 루프가 동시에 형성된다. C_2 의 방전이 끝나는 시점인 t_5 인 경우, 공진 리액터에 축적된 에너지에 의해 D_2 를 통해 방전하는 루프와 입력전원에 의해서 S_1 을 통해

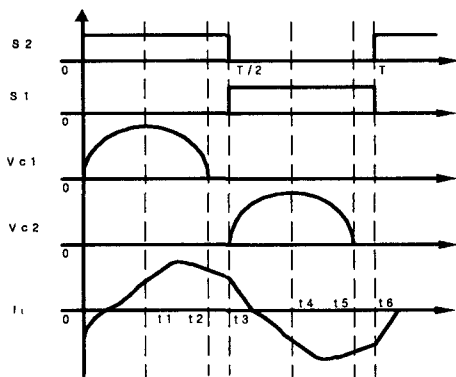


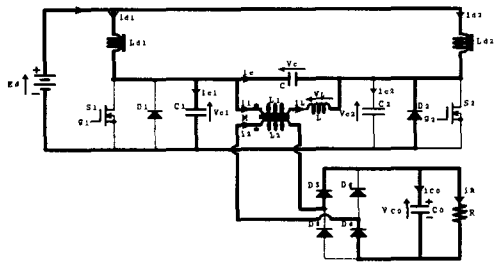
그림 2. 스위칭 신호, V_{c1}, V_{c2}, i_L 의 정성적 파형
Fig. 2. Generation waveforms of Switching signal, V_{c1}, V_{c2} and i_L

전류형 고주파 공진 DC-DC 컨버터의 특성해석

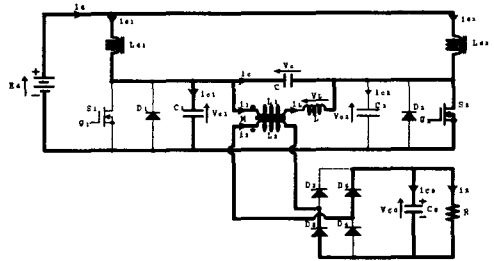
부하로 에너지가 전달되는 루프가 형성된다. 이때 매 주기마다 정류부의 다이오드는 변압기 2차측 전류방향에 따라 (D_3, D_4), (D_5, D_6)가 교대로 온 상태가 된다.

이상은 반주기인 $T/2$ 에서 T 구간사이에 관해서만 서술하였고, 다음 반주기인 0에서 $T/2$ 구간사이는 S_2 가 턴·온 될 경우이며, 이것은 S_1 이 턴·온 되는 경우와 같은 상태가 된다. 각 구간별 동작모드를 살펴보면,

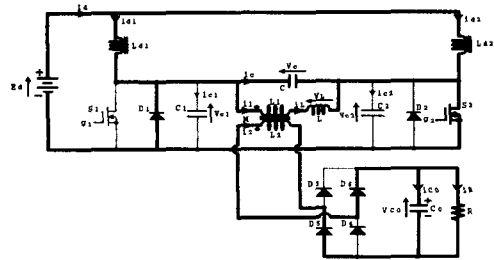
$0 < t \leq t_1$ 구간 : D_2, D_3, D_4 , ON



(a) $0 < t \leq t_1$ 구간



(b) $t_1 < t \leq t_2$ 구간



(c) $t_2 < t \leq t_3$ 구간

$t_1 < t \leq t_2$ 구간 : S_2, D_5, D_6 , ON

$t_2 < t \leq t_3$ 구간 : S_2, D_1, D_5, D_6 , ON

$t_3 < t \leq t_4$ 구간 : D_1, D_5, D_6 , ON

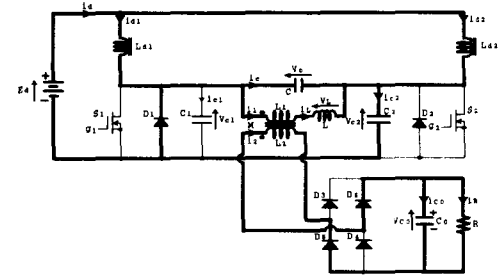
$t_4 < t \leq t_5$ 구간 : S_1, D_3, D_4 , ON

$t_5 < t \leq t_6$ 구간 : S_1, D_2, D_3, D_4 , ON

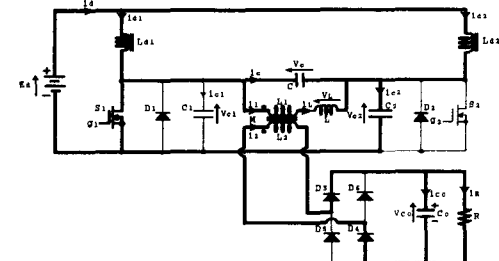
이 된다.

그림 3은 각 구간별 동작모드를 보여주고 있다.

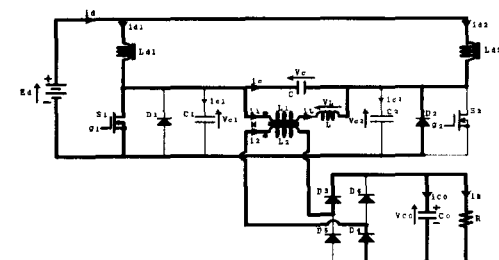
컨버터의 회로 해석을 위해 반도체 스위칭 소자 및 다이오드는 도통시 임피던스가 영이고, 비도통시



(d) $t_3 < t \leq t_4$ 구간



(e) $t_4 < t \leq t_5$



(f) $t_5 < t \leq t_6$ 구간

그림 3. 각 구간별 동작 모드

Fig. 3. Operation modes of each time

표 1. 무차원화 파라미터
Table 1. Normalized parameter

	기준값	무차원화 값
전압	$E_s = E_d$	$v^* = v/E_s$
전류	$I_s = E_s/Z_s$	$i^* = i/I_s$
전력	$P_s = E_s \times I_s$	$P^* = p/P_s$
임피던스	$Z_s = 2\sqrt{L/C}$	$\lambda = R/Z_s$
인덕터	$L_s = L$	$a_1 = L_{d1}/L_s = L_d/L_s$
커패시터	$C_s = C$	$b_0 = C_0/C_s,$ $b_1 = C_1/C_s = C_0/C_s$
주파수	$f_r = 1/2\pi\sqrt{LC}$	$\mu = f_{sw}/f_r$
시간	$T_s = 1/f_{sw}$	$z = t/T_s, d_z = d/T_s$

임피던스가 무한대인 이상적 스위칭 소자와 다이오드이며, 전압원은 리플이 영인 직류전압 전원이며, 변압기의 권수비는 1:1이다. 또한, 배선의 손실과 커패시터와 리액터의 손실이 영인 이상적인 소자이고, 부하는 저항부하라고 가정하여 회로해석을 행하였고, 회로 상태변수의 기호 및 기준방향은 그림 1과 같이 설정하였다.

그림 3의 각 구간별 동작모드에 따른 회로 상태 방정식을 회로 해석의 범용성 즉, 정량화를 부여하기 위해 표 1에서 나타낸 무차원화 파라미터를 도입하였다. 표 1를 이용한 각 구간별 동작모드의 무차원화 상태 방정식을 나타낼 수 있다.

각 구간별 동작모드중 $0 < t \leq t_1$ 구간의 동작모드의 무차원화 상태 방정식은 다음의 식(1)과 같다.

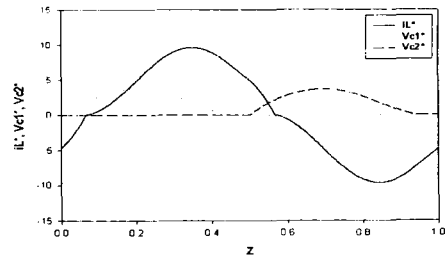
$$\frac{dX^*}{dz} = A^* \cdot X^* + B^* \cdot U^* \quad (1)$$

여기서

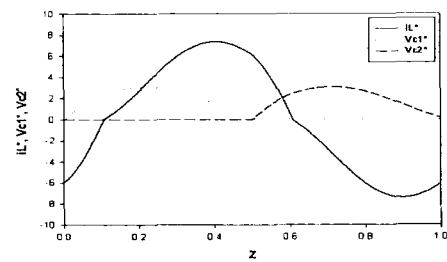
$$X^* = [i_{a1}^*(z) \ i_{d2}^*(z) \ i_L^*(z) \ V_c^*(z) \ V_{c0}^*(z) \ V_c^{*1}(z) \ V_c^{*2}(z)]^T$$

$U^* = [1 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]$ 이고, A^* , B^* 는 아래와 같다.

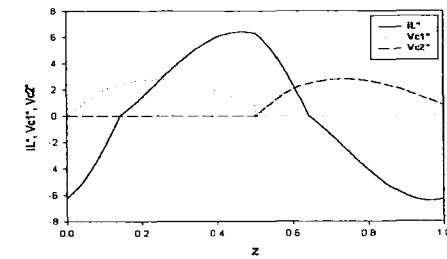
$$A^* = -4\pi/\mu \begin{bmatrix} -\lambda/a_1 & 0 & 0 & -1/a_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\lambda/a_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \lambda_0 & -1 & -1 & 0 & 0 \\ 1/4(1+b) & 0 & -1/4(1+b) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/4b_0 & 0 & -1/4\lambda b_0 & 0 & 0 \\ 1/4(1+b) & 0 & -1/4(1+b) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$



(a) $\mu=0.49$



(b) $\mu=0.62$



(c) $\mu=0.74$

그림 4. 공진전류(i_L^*), 공진 C_1 , C_2 (V_{c1}^* , V_{c2}^*)전압의 이론파형
Fig. 4. Theoretical waveforms of i_L^* , V_{c1}^* and V_{c2}^*

$$B^* = \left[\frac{4\pi}{\mu a_1} \quad \frac{4\pi}{\mu a_1} \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \right]^T$$

각 모드에 존재하는 방정식이 고차가 되고, MOSFET의 온·오프 상태는 예측할 수는 있지만, D1~D6의 온·오프 상태는 예측하는 것이 불가능하므로 수치해석시 공진전류의 방향에 따라 모드를 판정하게 되며, 컴퓨터를 이용하여 수치해석을 행하였다.

그림 4는 $\lambda=0.3$, $b_1=0.5$ 인 경우, 스위칭 주파수(f_{sw})

전류형 고주파 공진 DC-DC 컨버터의 특성분석

와 공진 주파수(f_r)의 비인 즉, $\mu=0.49$, $\mu=0.62$, $\mu=0.74$ 으로 변화했을 때 V_{c1}^* , V_{c2}^* , i_L^* 의 정상상태시 한 주기의 이론파형을 보여주고 있다. 그림 4(a)와 그림 4(b)인 경우 C_1 과 C_2 의 전압이 영인 상태에서 S_1 과 S_2 가 온·오프됨을 알 수 있다.

스위치 양단에 병렬로 연결된 ZVS 기능을 가지는 공진 커패시터(C_1 , C_2)의 양단 전압이 정현반파로 되므로 dv/dt 를 경감시켜 영인 상태에서 스위치가 턴·온, 턴·오프하므로 스위칭 손실이 없음을 알 수 있다.

그림 4(c)인 경우 S_1 , S_2 가 온시 순간단락이 일어나서 스위치에 커패시터의 단락전류가 흘러 C_1 과 C_2 의 전압이 강제적으로 영으로 방전되어 스위치의 스트레스를 유발시킴을 알 수 있다.

따라서, 그림 4(a)인 $\mu=0.49$ 와 (b) $\mu=0.62$ 사이에서는 스위치 양단에 전압이 영인 상태에서 ZVS동작을 수행하고 그림 4(b)인 $\mu=0.62$ 보다 큰 구간인 그림 4(c)인 $\mu=0.74$ 에서는 ZVS동작을 수행할 수 없음을 알 수 있다.

3. 특성평가

그림 5는 $b_1=0.5$ 인 경우, 본 컨버터의 ZVS 영역특성을 보여주고 있다. 즉, $\lambda=0.25$ 에서 $\lambda=0.35$ 인 부하까지의 부하 변동과 공진 주파수와 스위칭 주파수의 비의 변동에 따른 ZVS 동작 영역을 보여 주고 있다.

그림 5에서 알 수 있듯이, $\lambda=0.3$ 인 경우는 그림 4에서 보았듯이 무차원화 주파수제어변수가 $\mu=0.63 \sim 0.80$ 로 변화하는 경우, ZVS 영역이 아니므로 피해야 하는 영역이며, 컨버터의 ZVS동작을 행할 수 있는 동작 주파수 패턴영역은 $\mu \leq 0.62$ 인 그림 4(a), (b)로 제한됨을 알 수 있다.

또한, 부하변동에 따른 ZVS 동작을 하는 범위가 달라짐을 보여주고 있다. $\lambda=0.25$ 인 경우, ZVS 동작범위는 $\mu \leq 0.67$ 에서 동작되며, $\lambda=0.35$ 인 경우, ZVS 동작범위는 $\mu \leq 0.52$ 에서 동작됨을 알 수 있으며, 전반적으로 보면 부하가 작으면 ZVS 동작범위가 넓어짐을 알 수 있다.

그림 6은 $b_1=0.5$ 인 경우, 컨버터의 출력전력특성을 보여주고 있다. 즉, 부하 가변과 스위칭 주파수(f_{sw})와 공진 주파수(f_r)의 비인 μ 를 가변시킬 경우 출력전력

특성을 보여주고 있다. 경부하에서 부하를 크게 가변시키면, 출력전력이 작아지며, 또한 주파수 제어변수(μ)를 크게 가변하면 출력전력이 작아짐을 알 수 있다.

그림 7은 $b_1=0.5$ 인 경우, 출력전압특성을 보여주고 있다. 그림 7에서 알 수 있듯이 μ 를 점점 크게 가변시키면 출력전압이 감소하고, 무차원화 부하제어변수(λ)를 0.25에서 0.35로 증가시키면, 즉, 부하를 점점 증가시킬 경우, 출력전압은 점점 증가하는 특성을 알 수 있다. 이것은 스위칭 주파수를 변화시키면, 출력전압제어가 가능함을 알 수 있다.

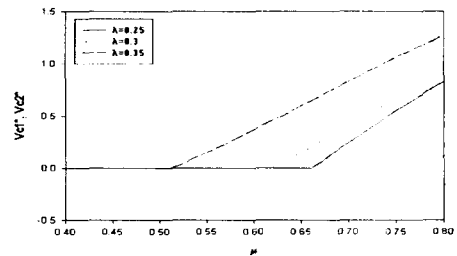


그림 5. ZVS 영역특성
Fig. 5. Characteristics of ZVS region

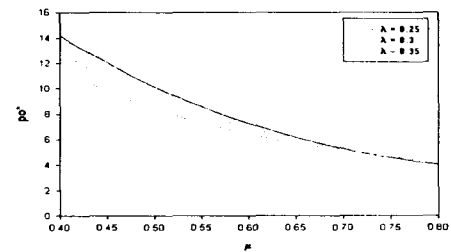


그림 6. 출력전력특성
Fig. 6. Output power characteristics

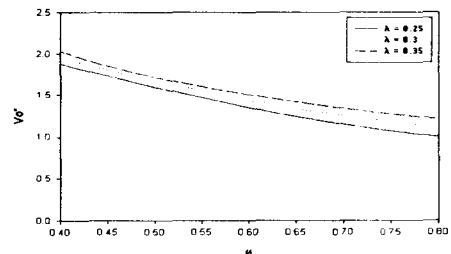


그림 7. 출력전압특성
Fig. 7. Output voltage characteristics

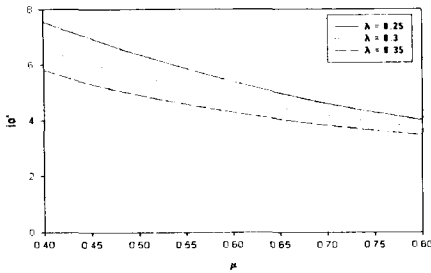


그림 8. 출력전류특성
Fig. 8. Output current characteristics

그림 8은 $b_1=0.5$ 인 경우, 출력전류특성을 보여주고 있다. 그림 8에서 알 수 있듯이 공진탱크회로를 사용하면 출력전류가 크다는 것을 알 수 있다.

스위칭 주파수를 점점 증가시키면 출력전류는 점점 감소하고, 부하가 커짐에 따라 출력전류가 감소함을 알 수 있다. 그러나 전반적으로 출력전류가 크다는 것을 알 수 있다. 또한 스위칭 주파수를 변화시키면, 출력전류도 가변됨을 알 수 있다.

4. 설 계

user의 기본 설계 사양으로 입력전압 $E_d[V]$, 출력전력 $P[W]$ 가 주어졌을 경우, 회로해석을 통해서 얻은 이론특성치를 근거로 하여 최적인 회로정수를 구하기 위한 회로 설계과정을 보여주고 있다.

step1 | 입력전압 $E_d=40[V]$, 출력 전력 $P=470[W]$ 결정

step2 | $\lambda=0.3, \mu=0.62$ 결정 : 그림4, 그림5 참조

그림4, 그림5에서 ZVS 영역을 고려하여 결정하여야 한다. 부하가 $\lambda=0.3$ 인 경우, $\mu=0.62$ 보다 작은 값으로 결정하여야 한다.

step3 | $P_{max}^* = 6.5$ 결정 : 그림 6참조

step4 | $Z_s = 22.1$ 결정

$$Z_s = \frac{E_s^2 \cdot P^*(z)}{P} = \frac{40^2 \cdot 6.5}{470} = 22.1$$

step5 | $L=18[\mu H], C=0.15[\mu F]$ 값 결정

먼저, $C = 0.15[\mu F]$ 선정,

$$L = \left(\frac{Z_s}{2}\right)^2 C = \left(\frac{22.1}{2}\right)^2 \cdot 0.15 \times 10^{-6} = 18.3[\mu H] \approx 18 [\mu H]$$

step6 | $f_r = 97[kHz]$ 결정

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{18 \times 10^{-6} \times 0.15 \times 10^{-6}}} = 96.9[kHz] \approx 97 [kHz]$$

step7 | $f_{sw} = 60[kHz]$ 결정

$$f_{sw} = \mu \cdot f_r = 0.62 \cdot 97 \times 10^3 = 60.14[kHz] \approx 60 [kHz]$$

step8 | $R = 6.6[\Omega]$ 결정

$$R = \lambda \cdot Z_s = 0.3 \times 22.1 = 6.63[\Omega] \approx 6.6[\Omega]$$

5. 실 험

설계를 통하여 얻어진 회로정수는 표 2에 나타내고 있다. 또한 구동신호의 듀티비는 항상 50%이며, 스위칭 주파수(f_{sw})와 공진 주파수(f_r)의 비에 의해 구동신호가 PFM 제어가 되도록 하여 실험을 행하였다.

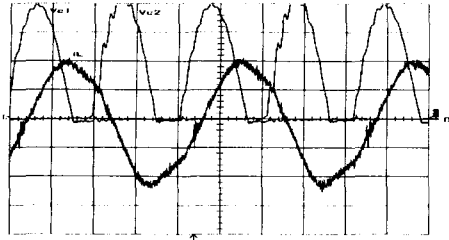
그림 9는 이론해석의 정당성을 입증하기 위해서 표 2의 회로정수를 사용하여 실제 측정된 부하전류(I_L), 스위치 양단전압(V_{c1}, V_{c2})의 실험파형을 보여주고 있다.

그림 4의 이론 파형과 그림 9의 실험파형의 경향이 거의 일치함을 알 수 있다.

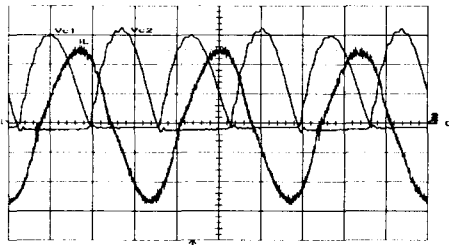
표 2. 실험에 사용된 소자정수
Table 2. Circuit parameters for experimental

회로 파라미터	실험소자 정수값	회로 파라미터	실험소자 정수값
E_d	40[V]	C	0.15[μF]
S_1, S_2	SKM151F	R	6.6[Ω]
L_{d1}, L_{d2}	1[mH]	L	18[μH]
C_1, C_2	75[nF]	f_r	97[kHz]

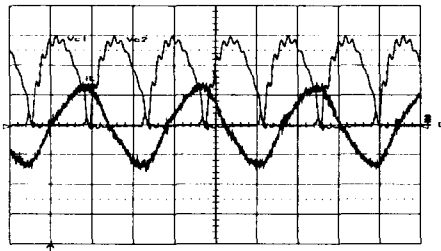
전류형 고주파 공진 DC-DC 컨버터의 특성분석



50[V/div] 10[A/div] 5[μ s/div]
(a) $f_{sw}=48\text{kHz}$ ($\mu=0.49$)



50[V/div] 5[A/div] 5[μ s/div]
(b) $f_{sw}=60\text{kHz}$ ($\mu=0.62$)



50[V/div] 10[A/div] 5[μ s/div]
(c) $f_{sw}=72\text{kHz}$ ($\mu=0.74$)

그림 9. 공진전류, 공진커패시터(C_1 , C_2) 전압의 실험 파형

Fig. 9. Experimental waveforms of i_L , V_{c1} and V_{c2}

6. 결 론

본 논문은 LC 공진탱크회로로 구성된 회로이며, 스위치 양단에 병렬로 삽입한 커패시터는 공진요소와 ZVS 기능을 동시에 가지도록한 전류형 고주파 공진

DC-DC 컨버터회로를 연구 대상으로 하여 회로동작과 제특성을 이론적으로 검토하였다.

연구결과를 요약하면, 대상회로는 공진탱크회로를 사용하여 출력전류를 증가시켰으며, 스위칭 주파수에 따라 출력전압과 출력전류가 제어됨을 알 수 있었다. 또, $\lambda=0.25$ 인 경우 ZVS 동작범위는 $\mu \leq 0.67$ 에서 동작되며, $\lambda=0.35$ 인 경우 ZVS 동작범위는 $\mu \leq 0.52$ 에서 동작되며, 부하변화에 따른 ZVS 영역이 변함을 알 수 있었고, $\lambda=0.3$ 인 경우 $\mu \leq 0.62$ 에서는 ZVS 기능을 하지만, $\mu > 0.62$ 에서는 ZVS 기능을 하지 못함을 알 수 있었다. 또한 본 컨버터의 회로해석을 무차원화 파라미터를 도입하여 기술하였고, 여러특성평가를 가지고 최적의 회로설계를 행하였다. 설계된 회로정수를 이용하여 실험을 행하여 이론해석과 동일한 경향을 나타내고 있음을 확인하였다.

References

- [1] Kwang-Hwa Liu and Fred C. Lee, "Zero Voltage Technique in DC/DC Converter", 17th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 58-70, 1986.
- [2] 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.
- [3] Masahito Shoyama and Koosuke Harada, "Zero-Voltage-Switching Realized by Magnetizing Current of Transformer in Push Pull Current-Fed DC-DC Converter", FESC '93 24th Annual Power Electronics Specialists Conference, pp. 178-184, 1993.
- [4] Wisam M. Moussa and James E. Morris, "DC and AC Characteristics of Zero Voltage Switching PWM Converter", FESC '92 23th Annual Power Electronics Specialists Conference, pp. 236-242, 1992.
- [5] Wojciech A. Tabisz and Fred C. Lee, "DC Analysis and design of Zero Voltage Switched Multi-resonant Converter", FESC '89 20th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 243-251, 1989.
- [6] Yoshinhiro Hatanaka, Masahumi Yamagami, "High Frequency Inverter and DC-DC Converter with ZCS-ZVS Mode", IEEE International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation, pp. 237-242, 1991.
- [7] Junming Sun, Hitoshi Konishi, Yoshio Ogino, Mutsuo Nakaoka, "Series Resonant High-Voltage ZCS-PFM DC-DC Converter for Medical Power Electronics" FESC '00 IEEE 31th Annual Power Electronics Specialists Conference, pp. 1247-1252, 2000.
- [8] Jae-Sun Won, Jong-Hae Kim, Gyu-Pan Cho, Dong-Hee Kim, Chae-Cyun Ro, Min-Huei Kim, Mutsuo Nakaoka,

- "Current-fed Push-Pull type high frequency resonant inverter for wax-sealing", IEEE IECON-2000 Proc., in Nagoya, pp.332-337, October/2000.
- [9] J. S. Won, G. P. Cho, D. Y. Jung, D. H. Kim, J. H. Kim, C. C. Ro, "A study on characteristic estimation of ZVS high frequency resonant inverter", IEEE ISIE 2001 Proc., in Pusan, pp.891-895, June/2001.
- [10] Gye-Ho Hwang, Seng-Sik Nam, Kyeong-Seob Oh, Jin-Wook Kang, Dong-Hee Kim, Chae-Gyun Ro, "A Characteristic Analysis of the Parallel Resonant DC-DC Converter using ZVS", Proceeding of the KIEE Summer Annual Conference 2001, pp. 1026-1028, July/2001.
- [11] G. H. Hwang, S. S. Nam, S. J. Bae, S. H. Oh, C. G. Ro, "A characteristic analysis of the resonant tank type DC-DC converter using ZVS", The International Conference on Electrical Engineering 2002 Proc., in jeju, vol. II, pp.754-759, July/2002.

◇ 저자소개 ◇

황 계 호 (黃啓鎬)

1972년 4월 7일생. 1997년 삼척대 공대 제어계측공학과 졸업. 1999년 영남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1999년~현재 영남대 대학원 전기공학과 박사과정.

남 승 식 (南承植)

1964년 11월 20일생. 1990년 경일대 공대 전기공학과 졸업. 1992년 영남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1992년 2월~1994년 6월 (주) 포스콘 근무. 1997년 영남대 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현재 경일대학교 전기공학과 초빙교수.

김 동 희 (金東熙)

1950년 11월 20일생. 1973년 영남대 공대 전기공학과 졸업. 1975년 영남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 Kobe대학 졸업(박사). 1987년~1989년 한국전기연구소 전력전자 연구부장. 1999년 5월~2000년 4월 대한전기학회 전력전자연구회 간사장. 2000년 9월~2001년 2월 국립 Kyushu대 교환교수. 한국조명·전기설비학회 학술위원. 현재 영남대 공대 전자·정보공학부 교수.

심 광 렬 (沈光烈)

1961년 5월 27일생. 1983년 경남대 공대 전기공학과 졸업. 1985년 영남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1985년~1990년 (주)현대중공업 중전기연구소 선임연구원. 1995년 영남대 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현재 울산과학기술대학 전기전자학부 부교수.

안 항 목 (安恒睦)

1950년 6월 20일생. 1974년 영남대 공대 전기공학과 졸업. 1984년 영남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2000년 영남대 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현재 안양과학대학 전기·전자·통신학부 부교수.