

ZVS 커패시터를 공진요소로 이용한 Push Pull형 고주파 DC-DC 컨버터의 특성해석

(A Characteristic Analysis of Push Pull type High Frequency DC-DC Converter using Resonant Element with ZVS Capacitor)

안향목* · 남승식** · 김동희*** · 노채균*** · 이달해***

(Hang-Mock An · Seung-Sik Nam · Dong-Hee Kim · Chae-Kyun Ro · Dal-Hae Lee)

요 약

본 논문은 스위칭 소자의 턴·온과 턴·오프시에 발생하는 스위칭 손실을 저감시키기 위해서 ZVS를 이용한 Push Pull형 고주파 DC-DC 컨버터를 제안하고 있다. 직류전원으로 부터 리플이 적은 정전류를 공급하기 위해 직류리액터가 공진리액터와 접속되어 있어서 부하단락시도 안정된 동작을 할 수 있다는 잇점이 있다. 스위치 양단에 연결된 커패시터(C_1 , C_2)는 공진용 커패시터와 ZVS용 커패시터로 동시에 사용된다. 제안한 고주파 공진 DC-DC 컨버터의 해석시 정규화 파라미터를 도입하여 범용성 있게 해석 하였으며, 설계시 기초자료가 되는 특성 평가를 하고 있다. 실제 MOSFET를 사용한 실험장치를 제작하여 실험치와 이론치를 비교·검토하여, 이론해석의 정당성을 입증하고 있다.

Abstract

This paper proposes a Push Pull type High Frequency DC-DC Converter using Zero Voltage Switching to reduce turn on and off loss at the switching instants. This paper has a 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 capacitor (C_1 , C_2)connected in switch are a common using as resonance capacitor and ZVS capacitor. The analysis of the proposed high frequency resonance DC-DC converter is generally described by using normalized parameter, and we has evaluated characteristic values which is needed to design a circuit. We conform a rightfulness of theoretical analysis by comparing a theoretical values and experimental values obtained from experiment using MOSFET as switching devices.

1. 서 론

직류전원 시스템은 소형·경량화의 관점에서 연구가 활발하게 진행되고 있으며, 그 적용범위로는 방송

통신기기, OA 기기, 산업전자용용기기, 정밀컴퓨터, 오존발생기등의 전원장치, 저전압·대전류변환, 고전압 변환 등이 있다.

직류전원 시스템 기술은 고주파 공진 특성을 도입

* 정회원 : 안양과학대학 전기·전자·통신학부 조교수
** 정회원 : 구미 1대학 전기과 겸임교수

*** 정회원 : 영남대 전자·정보 공학부 교수
접수일자 : 2000년 6월 1일

하는데, 이 경우에 소프트 스위칭이 가능하고, 스위치의 영전압혹은 영전류에서 스위칭 하므로써 스위칭 손실과 스위칭 소자에 대한 스트레스를 크게 줄일 수 있어서 고주파화가 가능하다[1][2]. 스위칭 손실을 줄이기 위해 ZVS, ZCS 및 E급 스위칭등의 스위칭 기법을 적극 도입하여 회로 전체의 손실을 경감시키고 공진특성을 이용하므로 L·C요소의 용량축소로 컨버터의 소형·경량화가 가능하다[3][4][5].

이상의 기술적 바탕위에서 본 논문에서는 전류공급형이면서 ZVS 커패시터를 공진 요소로 이용한 Push Pull형 고주파 DC-DC 컨버터 동작원리와 특성 해석에 대해 기술하고 있다. 회로의 특성해석은 정규화 파라미터를 도입하여 설계시 기초자료가 되는 특성평가치를 범용성 있게 정량화 하여 도식화 하였으며, 실제 MOSFET를 사용한 실험장치를 제작하여 실험치와 이론치를 비교·검토해 특성해석의 정당성을 뒷받침하고 있다.

2. 특성분석

2.1 회로구성

그림 1은 본 연구의 대상회로인 ZVS 커패시터를 공진요소로 이용한 Push Pull형 고주파 DC-DC 컨버터 회로를 보여주고 있다. 전원 E_d 로부터 리플이 적은 정전류를 공급하기 위해 직류 리액터(L_{d1} , L_{d2})가 접속되어 있고, 스위치(S_1 , S_2)에 병렬로 접속한 커패시터(C_1 , C_2)는 공진용으로 사용함과 동시에 ZVS용으로 사용 하고 있다.

회로구성에서 알 수 있듯이 S_1 , S_2 는 자기소호 기능을 갖는 소자는 적용이 가능하며, 본 연구에서는 MOSFET를 사용하였다. L은 공진용 리액터, D_1 , D_2 는 환류용 역병렬 다이오드, $D_3 \sim D_6$ 는 정류용 다이오드이다.

기존의 공진 컨버터의 경우 공진용과 ZVS용 커패시터를 서로 분리하여 사용 하였지만, 본 회로는 C_1 , C_2 를 공진용과 ZVS용으로 공히 사용하고 있어 스위치 턴·온시 Zero Voltage Switching을 가능하게 해 준다.

또, 본 회로는 전류형이면서도 (S_1 , S_2)에는 부(-) 전압이 인가되지 않는 특성을 가지고 있는 컨버터 회로이다.

따라서 일반적인 전류형과는 달리 스위치와 직렬

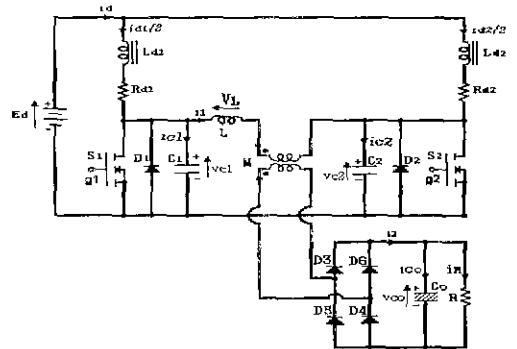


그림 1. ZVS를 이용한 Push Pull형 고주파 DC-DC 컨버터

Fig. 1. Push Pull type High Frequency DC-DC Converter using ZVS

로 다이오드를 접속하지 않아도 된다.

회로동작은 S_1 이 온될 경우 공진전류는 정(+)으로 되고 C_2 는 충전된다. C_2 의 충전이 끝나면 공진전류는 부(-)로 되고 충전된 C_2 의 전압이 S_1 을 통해 방전하는 상태와 입력전원에 의해 공진회로에 에너지가 공급되는 모드가 동시에 존재한다. C_2 의 방전이 끝나면 공진 리액터에 축적된 에너지가 D_2 를 통해 방전하는 상태와 입력전원에 의해서 S_1 을 통해 부하에 에너지가 전달된다. 위의 3 가지 에너지 전달상태에서 공히 정류부의 다이오드는 변압기 2차측 전류방향에 따라 (D_3 , D_4) 또는 (D_5 , D_6)이 온상태가 된다.

다음 반 주기동안 S_2 가 턴·온 될 경우도 S_1 이 턴·온 되었을때 처럼 같은 원리에 의해 에너지의 전달 상태가 이어진다.

2.2 회로해석

본 회로의 해석을 위해 다음과 같은 가정을 설정하였다.

- (i) 반도체 스위칭 소자 및 다이오드는 온 시의 임피던스가 각각 영이고, 오프시의 임피던스는 무한대인 이상 스위칭 소자로 한다.
- (ii) 전압원은 리플이 영인 직류전압 전원으로 한다.
- (iii) 변압기의 권수비는 1:1 이다.
- (iv) 부하는 저항 부하로 한다.

이상의 가정에 따라 회로해석을 행하며, 회로상태 변수의 기호 및 기준방향은 그림 1과 같이 설정하였다.

그림 1의 회로의 동작모드는 스위치(S₁, S₂) 및 다이오드(D₁~D₆)의 온·오프 상태, C₁, C₂의 충전 형태에 따라 한 주기동안 12개의 모드가 존재하지만, 변압기 2차측 다이오드는 공진전류의 흐르는 방향에 따라 출력전압의 절대치를 취해준다면, 표 1과 같이 6개의 동작모드로 분류된다. 표 1에서 0은 오프상태이고 1은 온상태이다. 각 모드에 존재하는 방정식이 고차로 되고, MOSFET의 온·오프 상태는 예측할 수는 있지만 D₁~D₆의 온·오프 상태는 예측하는 것이 불가능 하므로 수치해석시 공진전류의 방향에 따라 모드를 판정하였다.

표 1. 동작모드
Table 1. Operation mode

소자 Mode	S ₁	S ₂	D ₁	D ₂	D ₃	D ₄	D ₅	D ₆	Remark
1	0	0	0	1	0	0	1	1	C ₁ 충전
2	0	1	0	0	1	1	0	0	C ₁ 방전
3	0	1	1	0	1	1	0	0	
4	0	0	1	0	1	1	0	0	C ₂ 충전
5	1	0	0	0	0	0	1	1	C ₂ 방전
6	1	0	0	1	0	0	1	1	

표 2. 정규화 파라미터
Table 2. Normalized parameter

	Reference values	Normalized values
Voltage	E _s =E _d	v* = v / E _s
Current	I _s =E _d /Z _s	i* = i / I _s
Power	P _s =E _s ×I _s	P* = P / P _s
Impedance	Z _s = 2√(L/C)	λ = R/Z _s λ ₁ = λ ₂ = R ₀₁ /Z _s = R ₀₂ /Z _s
Inductance	L _s =L	a=L ₀₁ /L _s =L ₀₂ /L _s
Capacitance	C _s =C ₁ =C ₂	b _s =C ₀ /C _s
Frequency	f _s = 1/2π√(LC)	μ = f ₀ /f _s = f ₀ *2π√(LC)
Time	T _s = 1 / f ₀	z = t / T _s dz = dt / T _s

Remark) f₀ : Operating frequency of converter
f_s : Resonant frequency of converter
T_s : Operating period of converter

회로해석의 범용성을 부여하기 위해 표 2의 정규화 파라미터를 도입하여 각 특성값을 산출하였다.

표 2의 정규화 파라미터를 도입하여 회로방정식을 나타내면 다음과 같다.

$$\frac{dX}{dz} = \frac{4\pi}{\mu} \cdot A \cdot X + B \cdot U$$

X = [i_{d1}^{*}, i_{d2}^{*}, i_L^{*}, v_{c1}^{*}, v_{c2}^{*}, v_{cn}^{*}]ᵀ, U=1이며, 각 모드별 A, B는 다음과 같다.

Mode 1

$$A = \begin{bmatrix} \frac{-\lambda}{a} & 0 & 0 & \frac{-2}{a} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-\lambda_1}{(1+a)} & 0 & \frac{-2}{(1+a)} & 0 & \frac{2}{(1+a)} \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & -1 \\ \frac{1}{8} & 0 & \frac{-1}{4} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{4b_0} & 0 & 0 & -\frac{1}{4b_0 \lambda} \end{bmatrix}$$

$$B = [\frac{8\pi}{\mu \cdot a}, \frac{8\pi}{\mu \cdot (1+a)}, 0, 0, 0, 0]^T$$

Mode 2, 3

Mode 2 : k₁=1, k₂= 1/8, k₃= -1/4

Mode 3 : k₁=0, k₂= 0, k₃=0

$$A = \begin{bmatrix} \frac{-\lambda_1}{(1+a)} & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-2}{(1+a)} \\ 0 & \frac{-\lambda_1}{a} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & k_1 & 0 & -1 \\ k_2 & 0 & k_3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{4b_0} & 0 & 0 & -\frac{1}{4b_0 \lambda} \end{bmatrix}$$

$$B = [\frac{8\pi}{\mu(1+a)}, \frac{8\pi}{\mu \cdot a}, 0, 0, 0, 0]^T$$

Mode 4

$$A = \begin{bmatrix} \frac{-\lambda_1}{(1+a)} & 0 & 0 & 0 & \frac{-2}{(1+a)} & \frac{-2}{(1+a)} \\ 0 & \frac{-\lambda_1}{a} & 0 & 0 & \frac{-2}{a} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{8} & \frac{1}{4} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{4b_0} & 0 & 0 & -\frac{1}{4b_0\lambda} \end{bmatrix}$$

$$B = \left[\frac{8\pi}{\mu(1+a)}, \frac{8\pi}{\mu \cdot a}, 0, 0, 0, 0 \right]^T$$

Mode 5, 6

Mode5 : $k_1=0, k_2=0, k_3=1, k_4=-1, k_5=\frac{1}{8}, k_6=\frac{1}{4}$

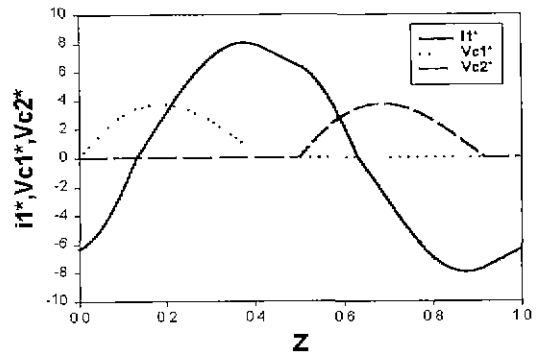
Mode 6 : $k_1=\frac{-2}{(1+a)}, k_2=\frac{-2}{(1+a)}, k_3=0, k_4=0, k_5=0, k_6=0$

$$A = \begin{bmatrix} \frac{-\lambda_1}{a} & 0 & 0 & 0 & k_1 & k_2 \\ 0 & \frac{-\lambda_1}{(1+a)} & 0 & 0 & 0 & \frac{2}{(1+a)} \\ 0 & 0 & 0 & k_3 & k_4 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & k_5 & k_6 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{4b_0} & 0 & 0 & -\frac{1}{4b_0\lambda} \end{bmatrix}$$

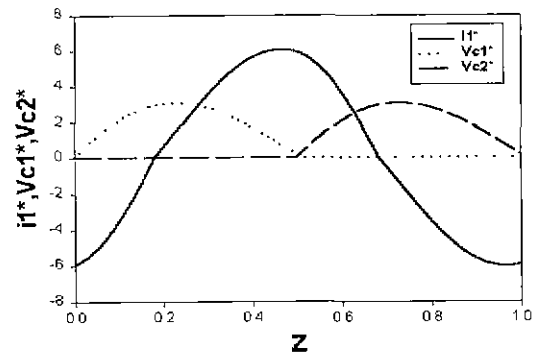
$$B = \left[\frac{8\pi}{\mu \cdot a}, \frac{8\pi}{\mu(1+a)}, 0, 0, 0, 0 \right]^T$$

그림 2의 (a), (b) 및 (c)는 $a=b_0=100$ 그리고 $\lambda=0.18$ 로 하여 구동 주파수를 $\mu=0.8, \mu=1.0, \mu=1.2$ 로 변화 시켰을 경우, 공진전류(i_1^*)와 커패시터 C_1, C_2 전압의 이론파형을 보여주고 있다. 그림 (a)의 경우 공진전류는 다소왜곡된 정현파로 나타나며, C_1, C_2 의 전압이 영인 상태에서 S_1, S_2 를 온·오프 할 수 있음

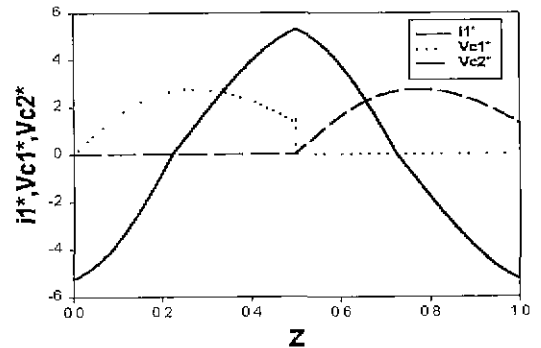
을 보여주고 있다. 그림 (b)의 경우 도 그림 (a)와 같은 스위칭 동작, 즉 ZVS 동작을 하고 있으며, 공진전류 파형은 거의 정현파에 가깝게 발생하고 있음을 보여주고 있다.



(a) $\mu=0.8$



(b) $\mu=1.0$



(c) $\mu=1.2$

그림 2. 공진전류(i_1^*), C_1, C_2 전압(V_{c1}^*, V_{c2}^*)의 이론파형

Fig. 2. Theoretical waveforms of $i_1^*, V_{c1}^*, V_{c2}^*$

따라서 $\mu=0.8$, $\mu=1.0$ 으로 운전할 경우 스위치 양 단전압이 영인 상태에서 스위치의 턴·온, 턴·오프 동작이 이루어 지고 있음을 알 수 있다.

그림 (c)는 C_1 , C_2 양단에 전압이 존재하는 상태에서 S_1 , S_2 를 턴·온시키는 스위칭 동작이 됨을 알 수 있다.

그림 3은 $\mu=1.0 \sim \mu=1.2$ 로 변화시킬 경우 스위치 양단에 나타나는 전압 즉 v_{c1}^* , v_{c2}^* 의 특성치를 보여 주고 있다. 그림에서 알 수 있듯이 μ 의 증가에 따라 스위치 양단에는 전압이 존재하므로 턴·온시에 순간단락이 일어나는 것을 알 수 있다.

그러므로 단락전류로 인해 스위치가 소손될 우려가 있으므로 이 동작을 피해야 한다. 따라서 본 컨버터는 ZVS 동작을 행할 수 있는 동작주파수는 $\mu=1.0$ 에서 제한됨을 알 수 있다.

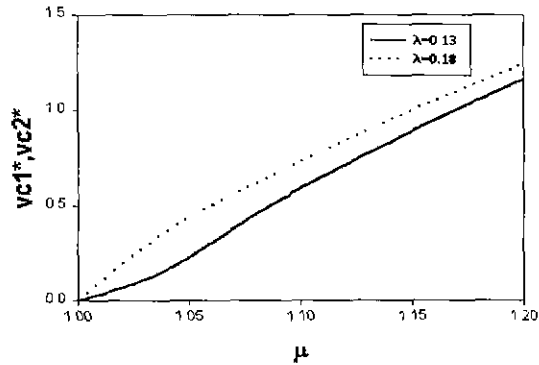


그림 3. 정규화 주파수 vs. V_{c1}^* , V_{c2}^* 의 이론특성
Fig. 3. Theoretical Characteristics of μ vs. V_{c1}^* , V_{c2}^*

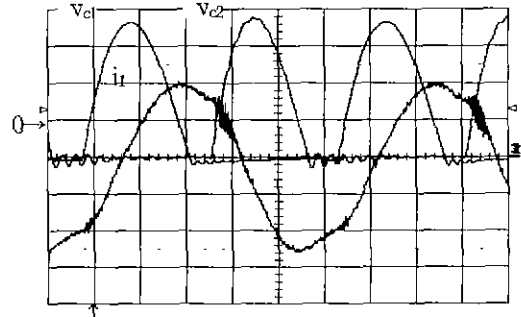
특성해석의 정당성을 뒷받침 하기위해 MOSFET (SKM151F)를 스위칭 소자로 사용하여 그림 1의 회로 ($E_d=40[V]$, $L_{d1}=L_{d2}=1[mH]$, $C_1=C_2=100[nF]$, $L=18[\mu H]$, $C_0=200[\mu F]$, $R=20[\Omega]$, $f_s=110[kHz]$)를 구성하였다.

그림 4의 (a), (b)는 동작주파수(f_0)를 90[kHz], 110[kHz]로 즉, $\mu=(0.8, 1.0)$ 로 운전시킬 경우 C_1 , C_2 의 양단전압(v_{c1} , v_{c2})과 공진전류(i_1)의 실측파형을 보여주고 있다. 실측파형에서 알 수 있듯이 그림 2의 이론파형 (a), (b)와 경향이 거의 일치하므로 이론해석의 정당성을 뒷받침하고 있다.

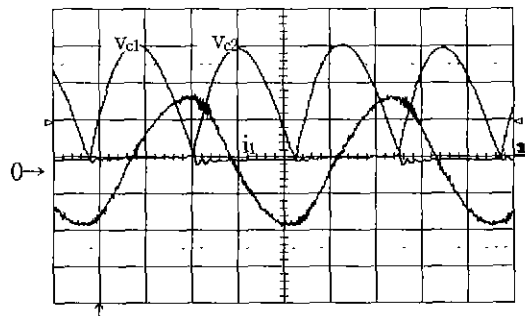
또 실측파형으로부터 그림 5(a)의 경우는 C_1 의 전압이 영으로 유지되는 시간이 지난후 C_2 의 전압이

상승함을 알 수 있고, 그림 5 (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.



50[V/div, 5[A]/div, 2[μs]/div
(a) $f_0=90$ [kHz]



50[V/div, 5[A]/div, 2[μs]/div
(b) $f_0=110$ [kHz]

그림 4. V_{c1} 과 V_{c2} , i_1 의 실험파형
Fig. 4. Experiment waveforms for V_{c1} , V_{c2} , i_1

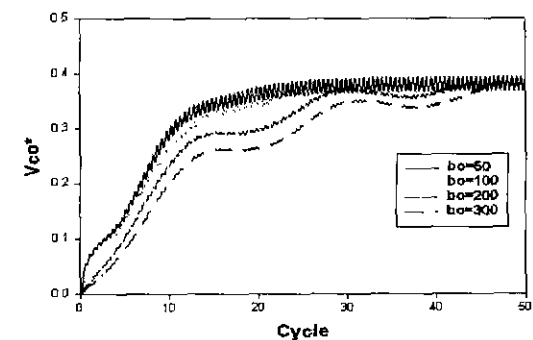


그림 5. 출력전압의 기동과도 이론특성 (V_{co}^*)
Fig. 5. Theoretical characteristics for transient of V_{co}^*

3. 특성평가

그림 5는 $\lambda=0.1$, $\mu=1.0$ 일 경우의 b_0 변화에 따른 출력전압의 기동과도특성을 보여주고 있다. b_0 의 변화에 따른 기동특성은 $b_0=50$ 일때 25 Cycle, $b_0=100$ 일때 30 Cycle, $b_0=200$ 일때 45 Cycle, 그리고 $b_0=300$ 일때는 50 Cycle에서 정상상태로 수렴하고 있음을 알 수 있다.

b_0 가 크진다는 것은 출력커패시터(C_0)의 용량이 크지는 것을 의미하므로 충전시간이 길어지고 있기 때문이다.

그러나 b_0 가 증가하면 출력전압의 리플은 감소함을 알 수 있다. b_0 변화시 충전시간이 길어지더라도 리플이 가장 적은 $b_0=300$ 일때가 좋은 특성으로 생각된다.

그림 6은 부하제어변수(λ)를 파라미터로 하여 주파수 제어변수(μ)에 대한 평균출력전력(p_0^*) 특성을 보여주고 있다. μ 가 작은 경우 그림 2 에서 공진전류 파형은 왜곡된 정현파로 나타남을 알 수 있었고, $\mu=1.0$ 으로의 증가에 대해 출력전력은 감소하지만 공진전류는 정현파에 가깝게 나타남을 알 수 있었다.

그림에서 λ 가 증가하는 경우 출력전력이 증가함을 알 수 있다.

그림 7은 μ 를 파라미터로 하여 b_0 에 대한 출력전압의 리플특성을 보여주고 있다. $\mu=1.0$ 일때 $b_0=1$ 일 경우는 46[%]의 리플이 나타나며, $b_0=100$ 인 경우 1[%], $b_0=300$ 이상의 경우는 0.4[%] 이내의 리플이 나타남을 알 수 있다.

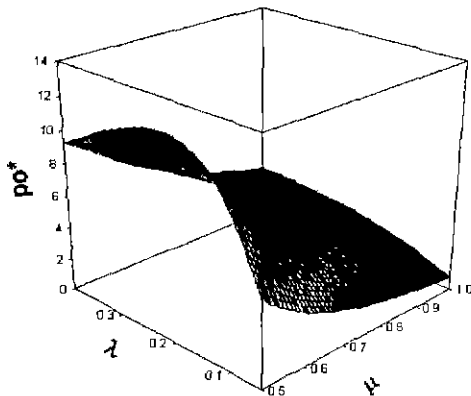


그림 6. 정규화 주파수 vs. 평균전력의 이론특성
Fig. 6. Theoretical characteristics of μ vs. p_0^*

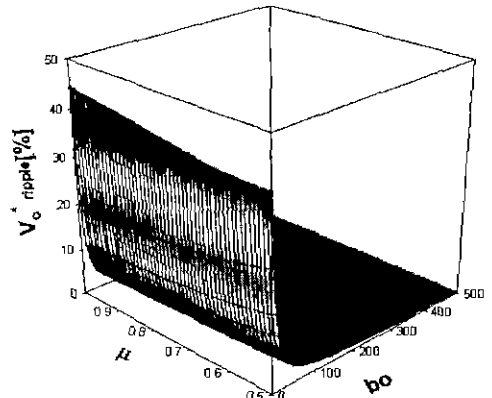


그림 7. 정규화 커패시터배 vs. 출력전압 리플의 이론특성
Fig. 7. Theoretical characteristics of b_0 vs. $V_o^* ripple$ [%]

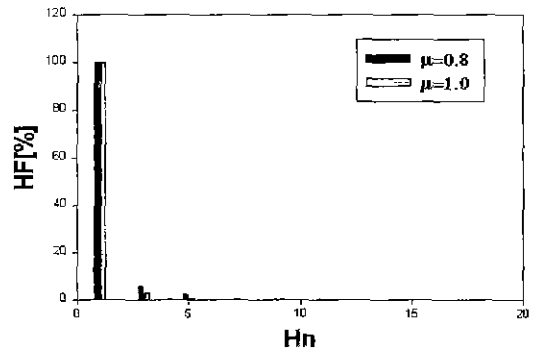


그림 8. 고조파 함유율의 이론특성
Fig. 8. Theoretical characteristics of HF [%]

그림 8은 $\lambda=0.1$ 일 때 정규화 주파수(μ)를 파라미터로 하여 공진전류의 고조파 함유율을 보여주고 있다. 그림에서 $\mu=1.0$ 인 경우 3고조파와 5고조파가 가장 작게 나타나며, $\mu=0.8$ 인 경우는 3고조파와 5고조파가 $\mu=1.0$ 보다 조금 크게 나타남을 알 수 있다.

스위치 듀티비가 50[%] 이므로 우수 고조파는 제거되고 기수 고조파 성분만 나타나고 있다. 고조파 함유율 H_n/H_1 은 i_{2n}^*/i_2^* 로 정의하여 계산하였다. 단, i_{2n}^* 는 i_2^* 의 기본파 성분을 나타내며, i_{2n}^* 는 i_2^* 의 n 차 고조파 성분의 합을 나타낸다.

그림 9는 $f_0=110$ [kHz]일 때, 디지털 오실로스코프의 FFT 기능을 이용하여 실측한 변압기 2차측 전류(i_2)의 고조파 함유율을 보여주고 있다.

그림에서 H_n 이 1인 경우 기본파로서 $f_0=110$ [kHz]

이고, 3인 경우 $f_0=330$ [kHz]이다. 그림 8의 이론파형과 비교해보면 고조파 함유율의 경향이 거의 같음을 알 수 있다.

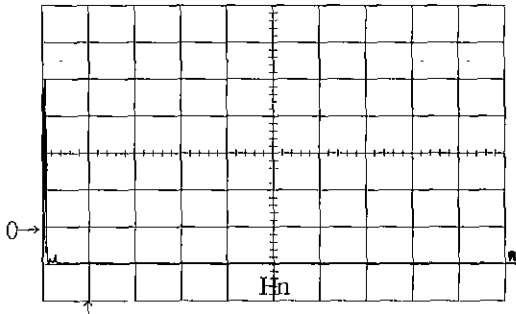


그림 9. 고조파 함유율의 실험특성
Fig. 9. Experiment characteristics of HF [%]

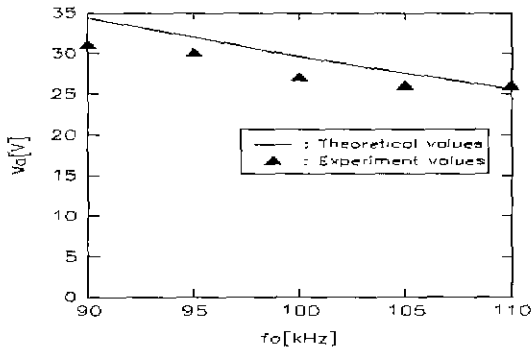


그림 10. 동작주파수 vs. 출력전압의 실험특성
Fig. 10. Experiment characteristics of f_0 [kHz] vs. V_o [V]

그림 10은 동작 주파수(f_0)의 변화에 따른 출력전압(V_o)특성치를 실험을 통해 실측한 실험치와 이론치를 비교한 것이다.

그림에서 이론특성치와 실험특성치를 비교해보면 그 경향이 거의 일치함을 알 수 있고, 스위칭 주파수의 변화에 따라 출력전압이 변화되고 있다.

4. 결 론

본 연구는 스위치 양단에 공진용 커패시터를 ZVS

용 커패시터로 작용하도록 한 Push Pull형 고주파 DC-DC 컨버터 회로를 대상으로 하여 회로해석과 특성에 관해 기술하였다.

회로해석의 범용성을 부여하기 위해 정규화 파라미터를 도입하여 채특성평가를 정량적으로 기술하였다.

본 회로는 스위치 양단전압이 영인상태에서 턴·온, 턴·오프 되므로 고주파화에 따른 스위칭 손실을 감소시킬 수 있을 것으로 예측 할 수 있다.

또 ZVS 동작을 원활히 수행하기 위한 μ 의 동작관계는 $\mu \leq 1.0$ 임을 확인 하였다.

만약 $\mu=1.0$ 이상으로 동작 시키는 경우는 스위치에 순간단락이 일어나는 것을 알 수 있었다. 따라서 $\mu > 1.0$ 으로 동작하는 경우 단락전류로 인해 스위치가 소손될 우려가 크므로 이 동작은 피해야 한다.

실제 MOSFET를 이용하여 실험한 결과 이론파형과 실험파형의 경향이 거의 일치하므로 이론해석의 정당성도 입증하였다.

참 고 문 헌

- [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] Wojciech A. Tabisz and Fred. C. Lee, "DC Analysis and design of Zero Voltage Switched Multi-Resonant Converter", PESC '89 20th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 243-251, 1989.
- [5] Wisam M. Moussa and James E. Morris, "DC and AC Characteristics of Zero Voltage Switching PWM Converter", PESC '92 23th Annual Power Electronics Specialists Conference, pp. 236-242, 1992.
- [6] Mashto Shoyama and Kosuke Harada, "Zero-Voltage-Switching Realized by Magnetizing Current of Transformer in Push Pull Current-Fed DC-DC Converter", PESC '93 24th Annual Power Electronics Specialists Conference, pp. 178-184, 1993.
- [7] 안향목, 황계호, 이말해, 남승식, "ZVS를 이용한 전류형 부하직렬 고주파 공진 DC-DC 컨버터의 특성해석", 2000년 내한전기학회 춘계 학술발표회 논문집, April 29, pp. III-B-6 ~ III-B-10, 2000.

◇ 저자소개 ◇

안 형 목 (安恒睦)

1950년 6월 20일생. 1974년 영남대 공대 전기공학과 졸업. 1984년 영남대 공대 전기공학과 졸업(석사). 1996년 8월 영남대 공대 전기공학과 박사과정 수료. 현재 안양과학대학 전기·전자·통신학부 조교수.

남 승 식 (南承植)

1964년 11월 20일생. 1990년 경일대 공대 전기공학과 졸업. 1992년 영남대 공대 전기공학과 졸업(석사). 1992년 2월 ~ 1994년 6월 (주) 포스콘 근무 1997년 영남대 공대 전기공학과 졸업(박사). 현재 구미 1대학 전기과 겸임교수.

김 동 희 (金東熙)

1950년 11월 20일생. 1973년 영남대 공대전기공학과 졸업. 1975년 영남대 공대 전기공학과 졸업(석사). 1987년 Kobe대학 졸업(박사). 1987년~1989년 한국전기연구소 전력전자 연구부장. 1999년 5월 ~2000년4월 대한전기학회 전력전자 연구회 간사장. 현재 전력전자 학회 평의원. 현재 영남대 공대 전자·정보 공학부 교수.

노 채 균 (盧采均)

1938년 10월 7일생 1961년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1975년 영남대 공대 전기공학과 졸업(석사). 1978년 영남대 공대 전기공학과 졸업(박사). 1982~1983년 미국 켄터키 주립대학 교환교수. 현재 영남대 공대 전자·정보 공학부 교수

이 달 해 (李達海)

1935년 6월 20일생 1959년 서울대학교 졸업. 1987년 명지대학교 졸업(박사) 현재 영남대 공대 전자·정보 공학부 교수