

이 은 중 김 의 준 안 태 영
(한양대학교 전기공학과)

ZERO - VOLTAGE - SWITCHED QUASI - RESONANT DC - DC CONVERTER WITH 1MHz SWITCHING FREQUENCY

Y.J.LEE H.J.KIM T.Y.AHN
DEPT. OF ELECTRICAL ENG. HANYANG UNIV.

ABSTRACT

This paper analyzed basic operation in Zero-voltaged-switching quasi-resonant buck converter and considered steady state characteristics. Especially, it is confirmed that converter operating at maximum 1MHz switching frequency in load characteristics.

In this paper, a novel slope method is proposed and implemented in regulation characteristics analysis. It is proved that experimental results coincide with theory results.

1. 서 론

기존의 PWM DC-DC 컨버터에 L, C 소자를 이용한 공진형 스위치를 결합하면 높은 스위칭 주파수에서도 전류와 전압파형이 겹치는 부분이 존재하지 않음으로써 스위칭손실을 0으로 할 수 있는 공진형 컨버터에 대한 논의가 최근 활발히 진행되고 있다. 이러한 공진형 컨버터는 높은 효율과 높은 스위칭 주파수에서 동작시킬 수 있기 때문에, 스위칭 주파수가 높아짐에 따라 컨버터 내부의 리플필터 및 에너지의 충, 방전 소자들의 물리적 크기 및 무게가 감소되어 전체적인 컨버터의 크기를 소형화, 경량화시킬 수 있어 실용적인 면에서 응용이 점차 증대되고 있는 실정이다.

공진형 컨버터는 스위칭방식에 따라 ZVS(zero-voltage switching)와 ZCS(zero-current switching)으로 나누고 스위칭구조에 따라 컨버터 부하의 변동에 민감하지 않는 전파형(full-wave type)과 부하의 변동에 민감한 반파형(half-wave type)으로 구별한다.

본 논문에서는 반파형 스위치 구조를 갖는 강압형 ZVS-QRC를 구성하여 정상상태 특성을 고찰하고자 한다. 이 컨버터는 공진형 스위치의 Lr과 Cr이 기존의 PWM스위치에 직렬 및 병렬로써 구성되어 있는데, 이러한 스위칭구조의 가장 큰 장점은 공진커패시터 Cr이 MOSFET 스위치의 출력등가 커패시터 Coss와 병렬로써 작용되기 때문에 설계상점으로 작용하며 스위치 다이오드도 MOSFET 내부 다이오드로 대체시킬 수 있다는 점이다. 한편, 레귤레이션 특성 해석에 있어서는 기울기법을 새로 제안하여 적용함으로써, 실험결과와 비교를 통하여 이 방법의 유용성을 입증하고자 한다.

2. 정상상태 특성

회로의 이론적 동작과정을 살펴보기전 컨버터 회로동작은 공진회로소자 Lr과 Cr에 의해 결정되므로 다음의 파라미터를 도입한다.

- 특성임피던스 : $Z_0 = \sqrt{L_r/C_r}$
- 공진각주파수 : $\omega_r = 1/\sqrt{L_r C_r}$
- 공진주파수 : $f_r = \omega_r / 2\pi$
- 정규화한 부하저항 : $r = R/Z_r$

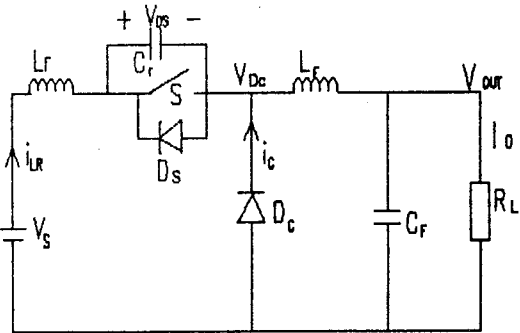


그림 1. 강압형 ZVS-QRC 기본회로
Fig1. Basic circuit of the buck ZVS-QRC

그림 1.에 강압형 ZVS-QRC의 기본회로가 나타나 있다. 이 컨버터는 한 스위칭 주기를 4개의 상태로 나눌 수 있으며 그림 2.에 각 상태에서의 등가회로를 나타냈다. 각 상태별 회로동작은 다음과 같다.

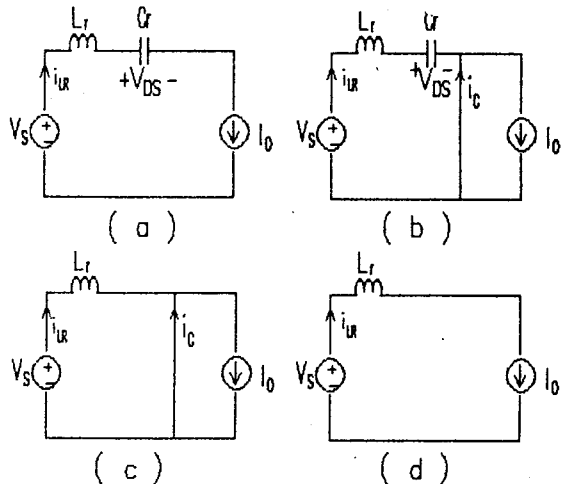


그림 2. 한 주기 동안 각 상태별 등가회로
Fig2. Equivalent circuit during four stage in switching cycle

상태 1. (그림 2.a)

이 상태에서는 스위치 S가 OFF되고 스위치 S를 통해 흐르던 출력전류는 공진커패시터 Cr을 통해 흐르고 커패시터 양단간 전압은 직선적으로 증가한다.

$$i_{Lr} = Cr \frac{dV_{ps}}{dt} \quad \langle 1.a \rangle$$

$$Td1 = Cr \frac{Vs}{Io} \quad \langle 1.b \rangle$$

상태 2. (그림 2.b)

커패시터 양단간 전압이 입력전압을 넘어섰을 때 Dc는 ON 되고 공진회로 Lr과 Cr에 의해 공진 상태가 된다.

$$V_{ps}(t) = Io Zo \sin \omega t + Vs \quad \langle 2.a \rangle$$

$$i_c(t) = Io (1 - \cos \omega t) \quad \langle 2.b \rangle$$

$$i_{Lr}(t) = Io \cos \omega t \quad \langle 2.c \rangle$$

$$Td2 = \frac{\alpha}{\omega} \quad \langle 2.d \rangle$$

$$\alpha = \sin^{-1}(-Vs/IoZo)$$

상태 3. (그림 2.c)

커패시터 전압이 0이 되었을 때 Dg는 ON되고 따라서 공진 커패시터 Cr이 단락되며 이때 역으로 흐르던 Lr은 출력전류값에 도달할때 까지 직선적으로 증가한다.

$$Lr \frac{di_{Lr}}{dt} = -Vs \quad \langle 3.a \rangle$$

$$Td3 = \frac{Lr Io}{Vs} (1 - \cos \alpha) \quad \langle 3.b \rangle$$

상태 4. (그림 2.d)

이 상태에서 Dc는 OFF 되고 i_{Lr} 은 Io 가 된다. MOSFET가 턴-온 할때까지 이 상태가 계속된다.

$$Td4 = Ts - Td1 - Td2 - Td3 \quad \langle 4 \rangle$$

여기서 Ts 는 스위칭 주기이다.

이상의 결과로서 각 상태에서의 각 부분의 파형을 보면 그림 3.과 같다.

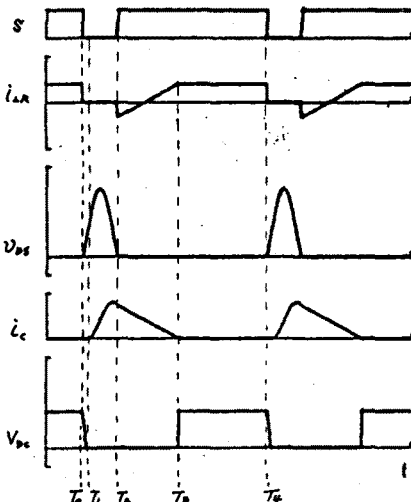


그림 3. 각 부분의 이론 파형
Fig3. Theoretical waveforms of the buck ZVS-QRC

여기서 한 주기당 입력 에너지 Ei 및 출력 에너지 Eo 를 구하면 다음과 같다.

$$Ei = Vs Io Ts - Io \int_0^{T2} V_{ps}(t) dt \quad \langle 5 \rangle$$

$$Eo = Vo Io Ts \quad \langle 6 \rangle$$

이 두 에너지가 동일하다는 조건과 앞에서 구한 각 상태에서의 시간을 대입 정리 함으로써 이 컨버터의 기본특성을 나타내는 출력 전압식은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$Vo = Vs - \frac{Vs fs}{\omega r} \left[\alpha + \frac{Vs}{2ZoIo} + \frac{Io Zo}{Vs} (1 - \cos \alpha) \right] \quad \langle 7 \rangle$$

$$\alpha = \pi + \sin^{-1} \left(\frac{Vs}{ZoIo} \right)$$

그림 4.에 정규화된 부하저항의 변화에 대한 정규화된 스위칭 주파수 대 출력 전압비를 이론값과 실험값으로 보여 준다.

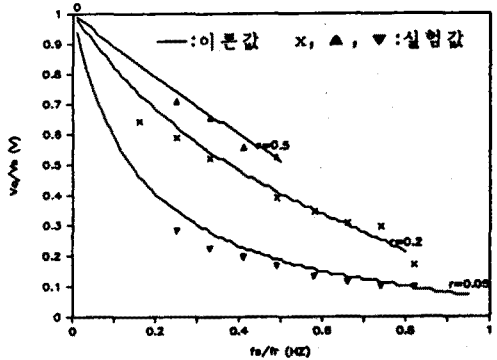
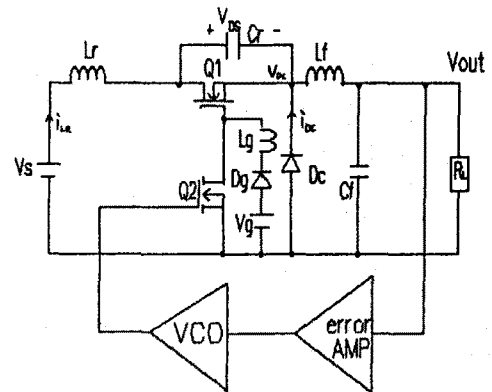


그림 4. 각 부하저항에 대해 정규화된 출력전압 대 스위칭 주파수
Fig4. Normalized V_o vs f_s for different normalized load resistances

3. 회로의 구성



$Lr=5.7\mu H$, $Cr=3nF$, $Lf=80\mu H$, $Cf=47\mu F$, $Lg=2\mu H$
 $Vg=4V$, Q1:IRF230, Q2:IRF540, Dg:ERB81-004, $Vs=24V$

그림 5. 강압형 ZVS-QRC의 실험회로
Fig5. Circuit diagram of the experimental buck ZVS-QRC

본 실험에서 사용된 컨버터의 설계는 다음과 같은 기준으로 구성되었다.

- 입력전압 범위 : 20 - 28 V
- 부하저항 범위 : 1 - 10 Ω
- 출력전압 : 5 V
- 출력전류 : 0.5 - 5 A
- 최대 스위칭주파수 : 1M Hz

위 설계 요구값으로부터 각 파라미터 및 소자 값은 다음과 같다.

- $Z_o = 43 \Omega$
- $C_r = 3 \text{ nF}$
- $L_r = 5.7 \mu\text{H}$

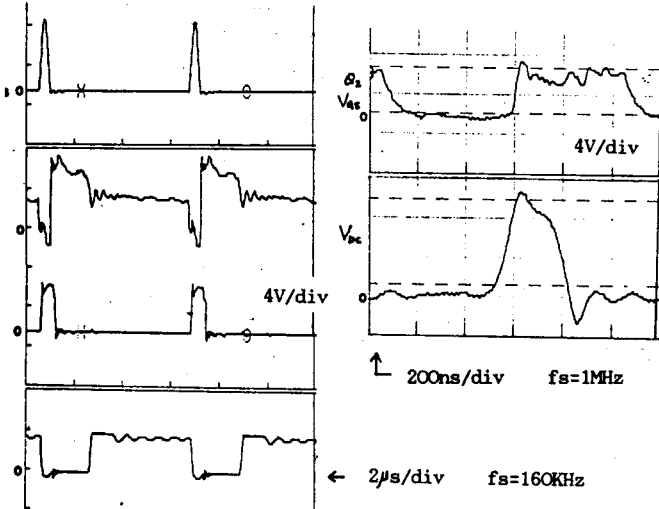


그림 6. 강압형 ZVS-QRC의 실험파형
Fig6. Experimental waveforms of the buck ZVS-QRC

그림 5.에 실험에 사용된 승압형 ZVS-QRC의 회로가 나타나 있고, 이때 오차증폭기와 VCO (Voltage controlled oscillator)로 구성된 귀환회로는 VCO에서 발생한 주파수의 구형파가 Q2의 게이트 구동회로의 입력으로 들어 가는데 이러한 게이트 구동회로는 기존의 MOSFET 구동회로에 비해 손실이 절감되고 di/dt 및 dv/dt가 빠른 것이 특징이다. 그림 6.에 각부분의 실제파형을 보여주고 있고, 그림 7.에는 여러 스위칭 주파수에 대한 부하특성을 실험값과 이론값으로 나타내었으며 스위칭주파수가 적을수록 출력전류 및 전압의 폭이 넓어짐을 알 수 있다.

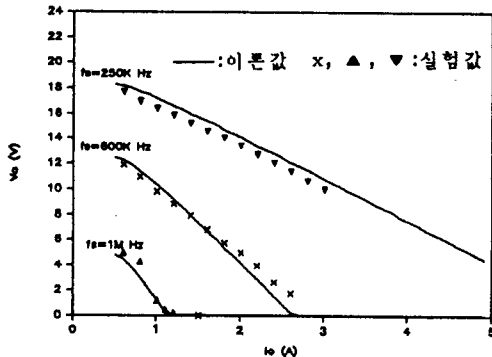


그림 7. 부하특성
Fig7. Load characteristics

4. 레귤레이션 특성
레귤레이션 특성을 갖는 출력전압을 구하기 위하여 기울기법을 제안하고 이를 그림 8.에 나타내었다.

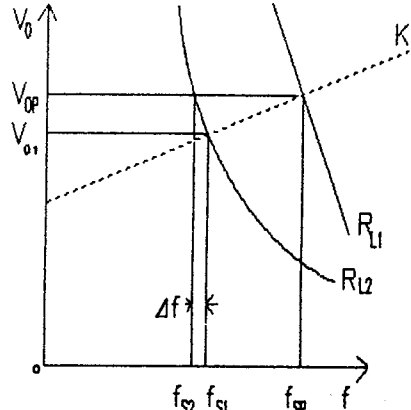


그림 8. 귀환이득 K를 고려한 출력전압
Fig8. Output voltage with feedback gain K

그림 8.로부터 다음과 같은 식을 얻을 수가 있다.

$$V_{op} - V_{ol} = K (f_{sp} - f_{s1}) \quad < 8 >$$

직선의 기울기 K가 귀환이득이 됨을 알 수 있다. 우선 레귤레이션 된 출력전압을 V_{op} 라 하고, 먼저 f_{sp} 는 컨버터가 ZVS되는 최소전류에서 출력전압이 V_{op} 일때의 주파수 이므로

$$f_{sp} = \frac{2\pi fr (V_s - V_{op})}{V_s [\alpha 1 + \frac{V_s R_{L1}}{2Z_o V_{op}} + \frac{V_{op} Z_o (1 - \cos \alpha 1)}{V_s R}] } \quad < 9 >$$

$$\alpha 1 = \pi + \sin^{-1} \left(\frac{R_{L1} V_s}{Z_o V_{op}} \right)$$

이다. 한편 f_{s2} 는 출력전압이 V_{op} 인 임의 부하저항 R_{L2} 에서의 스위칭주파수이다.

$$f_{s2} = \frac{2\pi fr (V_s - V_{op})}{V_s [\alpha 2 + \frac{V_s R_{L2}}{2Z_o V_{op}} + \frac{V_{op} Z_o (1 - \cos \alpha 2)}{V_s R_{L2}}]} \quad < 10 >$$

$$\alpha 2 = \pi + \sin^{-1} \left(\frac{R_{L2} V_s}{Z_o V_{op}} \right)$$

귀환이득 K로 인해 전압강하가 생긴 출력전압이 V_{ol} 이라면 이때의 스위칭 주파수는 f_{s2} 에서 Δf 만큼 증가한 f_{s1} 이므로 R_{L2} 에서의 V_{ol} 은 다음과 같다.

$$V_{ol} = V_s - \frac{V_s (f_{s2} + \Delta f)}{2\pi fr} \left[\alpha 3 + \frac{R_{L2} V_s}{2Z_o V_{ol}} + \frac{V_{ol} Z_o (1 - \cos \alpha 3)}{V_s R_{L2}} \right]$$

$$\alpha 3 = \pi + \sin^{-1} \left(\frac{R_{L2} V_s}{Z_o V_{op}} \right) \quad < 11 >$$

한편 식 < 8 > 로 부터 K는 다음과같이 바뀌 쓸 수 있다.

$$K = \frac{V_{op} - V_{ol}}{f_{sp} - f_{s1}} = \frac{V_{op} - V_{ol}}{f_{sp} - (f_{s2} + \Delta f)} \quad < 12 >$$

따라서 V_{ol} 은

$$V_{ol} = V_{op} - K (f_{sp} - f_{s2} - \Delta f) \quad < 13 >$$

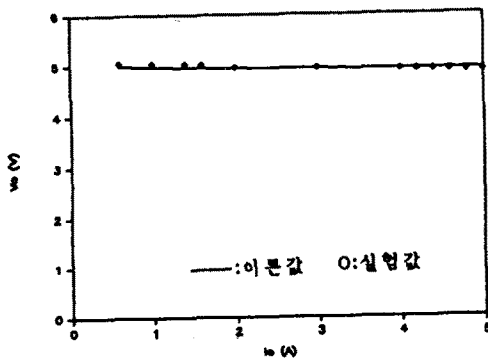
이다. 이제 < 13 >식을 < 11 >식에 대입하여 Δf 를 구하면 아래와 같다.

$$\Delta f = \frac{K (f_{sp} - f_{s2})}{K + \frac{V_s}{2\pi fr} \left[\alpha^3 + \frac{R_{Ls} V_s}{2Z_o V_{ol}} + \frac{V_{ol} Z_o (1 - \cos \alpha^3)}{V_s R_{Ls}} \right]} \quad < 14 >$$

식 < 14 >을 식 < 11 >에 대입하면

$$V_{ol} = \frac{V_s - V_s f_{s2}}{2\pi fr} \left[\alpha^3 + \frac{R_{Ls} V_s}{2Z_o V_{ol}} + \frac{V_{ol} Z_o (1 - \cos \alpha^3)}{V_s R_{Ls}} \right] - \frac{K V_s (f_{sp} - f_{s2})}{V_s + 2\pi fr K} \left[\alpha^3 + \frac{R_{Ls} V_s}{2Z_o V_{ol}} + \frac{V_{ol} Z_o (1 - \cos \alpha^3)}{V_s R_{Ls}} \right] \quad < 15 >$$

식 < 15 >로부터 귀환이득 K에서 부하특성을 그림9.에 이론치와 실험치로써 나타내었다.



($V_s = 24 \text{ V}$, $V_{op} = 5 \text{ V}$, $K = 4.28E-7$)

그림9. 출력전압 귀환시 부하특성

Fig9. Load characteristics in case that V_o is regulated

5. 결 론

이상으로 최대 1MHz 스위칭 주파수를 갖는 강압형 ZVS-GRC의 정상상태 특성을 이론 및 실험을 통하여 고찰하였다. 특히 레귤레이션 특성에 있어서는 기술기법을 적용하여 해석하였으며 그 결과는 실험 결과와 좋은 일치를 보임으로써 이 방법의 유용성을 입증할 수 있었다.

REFERENCE

- 1) K.H.Liu and F.C.Lee: "Zero - Voltage switching technique in DC/DC Converters", IEEE PESC, '86 record, PP. 58-70
- 2) K.H.Liu, Ramesh oruganti and Fred C. Lee: "Quasi resonant converter - topologies and characteristics", IEEE PESC, '87 record, PP. 62-71.
- 3) W.A.Tabisz, P.G. radzki, and F.C.Lee: "Zero voltage switched quasi resonant buck and flyback converters", IEEE PESC, '87 record, PP.404-413.
- 4) Wojciech A. TABISZ and Fred C. Lee: "Zero - voltage switching multi resonant technique a novel approach to improve performance of high frequency quasi resonant converter", IEEE PESC '88 record, PP.9-17.

- 5) 金 熙 峻, 原田 耕介: "전환에 에너지가 회생되는 건류형 DC-DC 컨버터의 해석", 대한전자공학회 논문지, 제20권 제4호, PP.41-46, 6, '83.
- 6) K. Harada, T. Nabeshima and K. Hisanaga, "State-space Analysis of the cross regulation," IEEE PESC record, PP. 186-192, '79.

본 연구의 실험을 수행하는데 있어서 협력 해주신 (주) 동이전기 관계자 여러분께 감사 드립니다.