

전압공진형 컨버터의 해석과 시스템

안정을 위한 궤환제어회로의구성

박석하, 김진성^o, 김양모

충남대학교 전기공학과

An Analysis of ZVS-QRC Boost and a Composition of Feedback Loop for it's System Stability

Seok-Ha PARK, Jin-Sung KIM^o and Yang-Mo KIM

Dept. of Electrical Eng. Chung-Nam Nat'l Univ.

< Abstract >

In this paper, the resonant switch model applicable to the DC and small signal analysis of the resonant converter is studied because the conventional PWM switch model can't be applied to the analysis of the resonant converter. The charge control is superior to the peak current control in QRC because QRC is operated in FM mode. So the charge control technique is adopted and used to compose the ZVS-QRC boost with feedback loop.

1. 서론

전력용 반도체의 발전과 더불어 전기, 전자 장비에 필요한 안정적인 직류전원에 대한 연구가 활발히 진행되고 있으며 그 응용분야가 확장되고 있다. 특히 전원의 소형, 경량화 및 고효율화를 위하여 전원장치의 스위칭주파수를 높여 인덕터 및 커패시터의 용량을 감소시키고 양질의 출력을 얻고자 하고 있다. 그러나 스위칭주파수의 증가에 따라 PWM 컨버터는 스위칭손실과 스위칭스트레스가 더욱 증가되고 아울러 주변의 전자장비에 영향을 주는 노이즈가 증가되는 단점이 있다. 이러한 단점을 보완하기 위하여 PWM스위치 대신 공진형스위치를 사용하여 스위칭 순간 공진현상에 의해 스위치 전압 또는 전류를 영으로 만들어 스위칭손실, 스트레스 및 노이즈를 대폭 감소시킬 수 있는 공진형컨버터에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다.

그러나 PWM 컨버터에 관한 스위치모델이나 제어기법에 대한 연구는 꾸준히 진행되어 왔으나 그 결과를 공진형컨버터에 적용하는데는 여러가지 어려운 점이 있다. 공진형컨버터는 매 스위칭주기마다 공진현상이 일어나며, 스위치 도통시간 또는 차단시간중 어느 하나를 일정하게 하고 다른 것을 변하게끔으로써 스위칭주파수를 변화시키는 일종의 주파수변조 방식 등이 기존 PWM컨버터 동작특성과 다르기 때문이다. [1]

본 논문에서는 PWM스위치 모델과 다른 공진형 스위칭모델을 정립하여 공진형컨버터에 적용하고, 공진형컨버터의 제어에 적합한 충전제어기법(Charge Control Technique)을 이용하여 컨버터의 특성을 제어하고자 하며 이를 PSPICE를 사용하여 구현하고자 한다.

2. 전압공진형 승압컨버터(ZVS-QRC Boost)

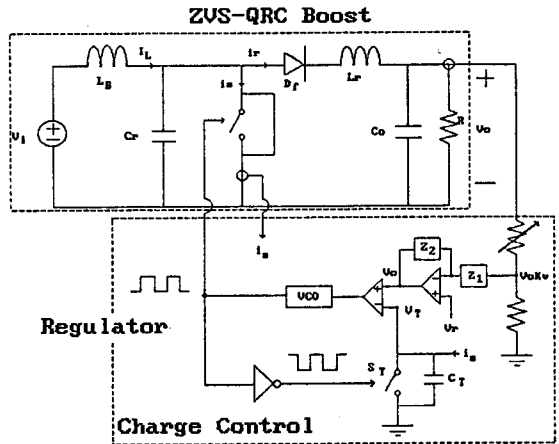


그림 1. 충전제어를 이용한 전압공진형 승압컨버터의 궤환루프 구성도

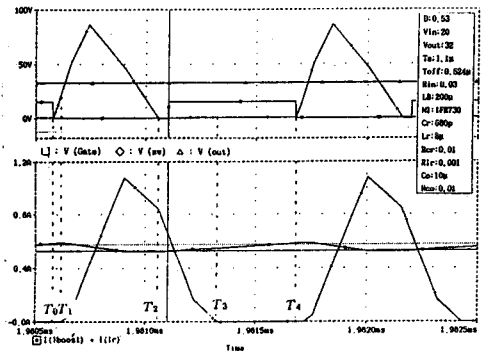


그림 2. 전압공진형 승압컨버터의 동작과정

전압공진형 반파 승압컨버터의 기본회로를 그림 1.에 보였

다. 전압공진형 컨버터의 스위치 차단시간은 일정하고 C_r , L_r 의 공진에 의해 스위칭하는 순간 스위치 양단전압은 영이 된다. 그림 2.는 그림 1.의 공진형컨버터의 동작파형을 나타낸 것이다. 그림 2.에서 T_0 - T_1 는 커패시터 C_r 의 충전구간을, T_1 - T_2 는 C_r, L_r 의 공진하는 구간을 나타내고, T_2 - T_3 에서는 인덕터의 전류가 감소하고 T_3 - T_4 에서는 다이오드를 통해 환류상태에 있음을 나타내고 있다. 여기서 스위치의 도통은 스위치 양단전압이 영이 된 이후 L_r 의 전류가 I_L 이하가 되기전에 이루어져야 한다. 전파방식의 경우 부하변동에 대하여 입출력 전압비의 변동이 없으나 스위치 차단기간 중 C_r 에 저장된 에너지가 스위치 도통기간 중 소모되므로 고주파인 경우에는 부적합하다.

3. 전압공진형 승압컨버터의 DC와 소신호해석

3.1. 3단자 공진형스위치

기존 DC/DC 컨버터에서는 Cuk과 Middlebrook이 제안한 상태공간 평균화모델에 의한 일반 기법이 많이 이용되어 왔으나 일반적으로 복잡한 계산에 의해 전달함수가 구해진다.[2] 본 논문에서는 공진형스위치를 3단자 스위칭소자(Three-terminal Switching Device)를 이용한 등가회로 모델로 나타내었다.

3단자 스위칭소자는 그림 3.과 같이 능동 스위치와 수동 스위치를 하나의 유니트로 나타내었다. 각 단자의 기호 a, p, c는 Active, Passive, Common의 약자로 이 모델은 트랜지스터의 증폭기와 유사하며, 3단자 스위칭소자의 평균 단자전압과 단자전류들 사이의 관계로부터 스위치 등가회로 모델을 얻을 수 있다. 또한 소신호(Small-Signal)모델은 스위칭주파수와 단자전압 및 전류의 미소변동을 고려하여 구할 수 있다.

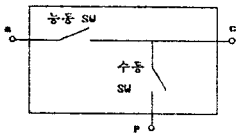


그림 3. 전압공진형 컨버터를 위한 3단자 스위칭소자 모델

그림 4.는 3단자 스위치와 전압공진형 승압컨버터의 관계를 보인 것이다.

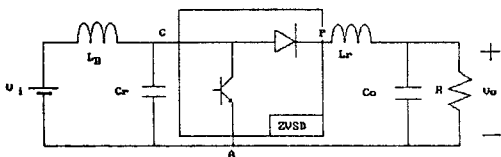


그림 4. 3단자 스위치와 전압공진형 승압컨버터의 관계

그림 4.로부터 전압공진형스위치의 평균 단자전압 및 전류의 관계식을 도출하면 다음 식과 같다.[3]

$$M = \frac{i_i}{i_o} = \frac{v_o}{v_i} = 1 - \frac{1}{2\pi} \frac{f_s}{f_0} f(a_v, n) = \mu_v \quad (1)$$

여기서, f_s :스위칭주파수, f_0 :공진주파수, μ_v :입출력 변환비 함수 $f(a_v, n)$ 은 유사공진함수(Quasi-resonant function)로 정의되며 다음과 같이 주어진다.

$$f(a_v, n) = \frac{a_v}{2} + n\pi - (-1)^n \sin^{-1} a_v + \frac{1}{a_v} - (-1)^n \sqrt{\frac{1}{a_v^2} - 1} \quad (2)$$

여기서, $a_v = \frac{Q_p}{M} = \frac{v_i}{i_o} G_o$, $Q_p = \frac{R}{Z_o}$, $G_o = \frac{1}{Z_o} = \sqrt{\frac{C_r}{L_r}}$
 $n = 1/2$ (반파방식/전파방식)

3.2. 전압공진형 스위치의 DC 등가회로

DC해석은 공진형스위치의 DC모델을 이용하여 쉽게 결정할 수 있다. 그림 5.는 그림 4.에서 제시된 공진형스위치의 DC모델이며 전달함수 M 와 전압, 전류의 입출력 변환비 μ_v 는 식 (1)로부터 아래 식과 같이 된다.

$$M = \frac{I_c}{I_p} = \frac{V_{ca}}{V_{ca}} = \mu_v = 1 - \frac{1}{2\pi} \frac{F_s}{F_0} F(a_v, n) \quad (3)$$

여기서, $a_v = \frac{V_{ca}}{I_p} G_o = R_{cp} G_o$

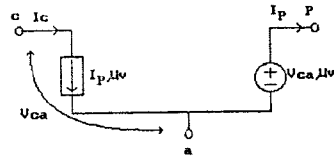


그림 5. 공진형스위치 DC모델

그림 6.은 그림 5.의 전압공진형 DC스위치모델이 그림4의 전압공진형 승압컨버터에 적용된 DC해석 회로이다.

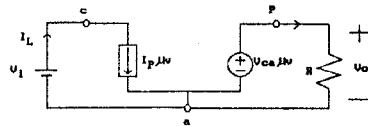


그림 6. 전압공진형 승압컨버터의 DC모델 회로

그림 5.의 공진형스위치 등가회로를 전압공진형 강압 및 승압 컨버터에 적용하여 전달함수를 구하면 다음 식과 같이된다.

$$M_{buck} = 1 - \frac{1}{\mu_v} \quad (4)$$

$$M_{buck-boost} = \mu_v - 1 \quad (5)$$

식(3)의 a_v 는 다음과 같이 표현된다.

$$a_v = R_{cp} G_o = \frac{R_{cp}}{Z_o} = \frac{V_{ca}}{I_p Z_o} = \frac{V_i}{I_o Z_o} = \frac{R}{M Z_o} = \frac{Q_p}{M} \quad (6)$$

식(6)을 식(1)에 대입하면 다음 식과 같이 표현될 수 있다.

$$M = 1 - \frac{1}{2\pi} \frac{f_s}{f_0} f \left(\frac{Q_p}{M}, n \right) \quad (7)$$

3.3. 공진형스위치의 소신호 등가회로

소신호 해석을 하기 위해서는 스위칭주파수와 평균 단자전압 및 전류에 미소변동을 고려하여 수식을 전개한다. 공진형 컨버터의 소신호 해석은 트랜지스터 회로해석과 유사하며 식(1)을 단자전압에 대한 미소변동을 고려하면 다음 식과 같다

$$\begin{aligned} \hat{v}_{pu} = \hat{v}_{\omega} - \frac{1}{2\pi} \left[\frac{F_s}{F_0} F(a_v, n) \hat{v}_{\omega} + V_{\omega} F(a_v, n) \frac{\hat{f}_s}{F_0} \right. \\ \left. + V_{\omega} \frac{F_s}{F_0} \frac{\partial f}{\partial a_v} da_v \right] \quad (8) \end{aligned}$$

$$\hat{a}_v \equiv da_v = \hat{v}_{\omega} \frac{G_0}{I_p} - i_p \frac{G_0 V_{\omega}}{I_p^2} \quad (9)$$

위 식을 다음과 같이 재정의한다.

$$\hat{v}_{\omega} = -r_0 \hat{i}_p + k_r \hat{i}_c + k_f \hat{v}_{\omega} \quad (10)$$

$$\text{여기서, } \hat{f}_s = \frac{\hat{f}_s}{F_s}$$

위 식의 각 파라미터값들은 다음 식과 같다.

$$\begin{aligned} r_0 = -\frac{1}{2\pi} \frac{F_s}{F_0} \frac{\partial f}{\partial a_v} \frac{G_0 V_{\omega}}{I_p^2} \\ k_0 = -\frac{1}{2\pi} F(a_v, n) V_{\omega} \frac{F_s}{F_0} \quad (11) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} k_f = \mu_v + r_0 \frac{I_p}{V_{\omega}} = \mu_v + \frac{r_0}{R_{cp}} \\ \frac{\partial f}{\partial a_v} = \frac{1}{2} - \frac{1}{a_v^2} + (-1)^n \frac{1}{a_v^2} \sqrt{1 - a_v^2} \end{aligned}$$

식(1)에서 단자전류에 대한 미소변동을 고려하여 \hat{i}_c 에 대해 정리하면 다음 식과 같이 된다.

$$\hat{i}_c = \hat{v}_{\omega} g_i + i_p k_r + \hat{f}_s k_i \quad (12)$$

위 식의 각 파라미터값들은 다음 식과 같다.

$$\begin{aligned} g_i = -\frac{1}{2\pi} \frac{F_s}{F_0} \frac{\partial f}{\partial a_v} G_0 \\ k_r = \mu_v - R_{cp} g_i \\ k_i = (\mu_v - 1) I_p \quad (13) \end{aligned}$$

그림 7. 은 식(10)과 식(12)의 공진형스위치 소신호 등가회로도 모델을 전압형 승압컨버터에 적용한 것으로 운전점은 DC모델로부터 결정된다.

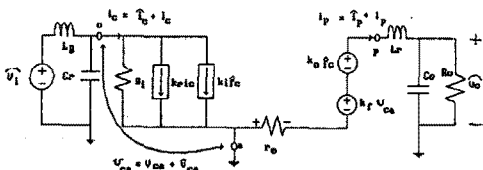


그림 7. 전압공진형 승압컨버터의 소신호 등가회로도모델

스위칭주파수(F_s) 1/2이하의 주파수변조 (FM : frequency of modulation)에 대해서 구해진 전달함수는 다음의 2차 전달함수

로 근사화된다. ($f_m \leq \frac{F_s}{2}$)

$$\frac{\hat{v}_o}{\hat{f}_c} \approx A \frac{1 + \frac{s}{s_z}}{1 + \frac{s}{W_{\omega} Q_c} + \frac{s^2}{W^2_{\omega}}} \quad (14)$$

다음으로 그림 7.의 입력측에 미소변동 \hat{v}_s 를 고려하면 개루프 입출력(line-to-output) 전달함수를 간단하게 구할 수 있다.

$$\frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_i} \approx \frac{M}{1 + \frac{s}{W_{\omega} Q_c} + \frac{s^2}{W^2_{\omega}}} \quad (15)$$

4. 충전제어 (Charge Control)

그림 1.에서 제시된 충전제어는 순시 인덕터 전류를 이용하는 침투전류제어와는 달리 그림 8.과 같이 스위치 도통기간에 흐르는 인덕터 전류를 C_T 에 충전하여 발생하는 충전전압 v_T 가 제어전압 v_c 에 도달하면 컨버터 스위치를 단락시키고, C_T 에 병렬 연결된 S_T 스위치는 반대로 도통시켜 C_T 를 방전시킨다. 따라서 v_T 는 영으로 초기화되므로 인덕터의 평균전류를 제어할 수 있다. $v_c > v_T$ 일때 VCO는 일정한 스위치 단락시간과 최대스위치 도통시간에 상응하는 구형파를 주기적으로 발생시킨다. v_c 는 출력전압을 폐환시켜 시스템 안정도 및 응답특성을 개선시키도록 설계된 보상기를 통하여 결정된다.[4]

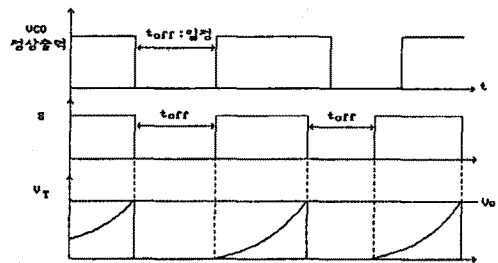


그림 8. 충전제어 회로의 동작

소신호 모델링된 공진형컨버터 해석을 위한 충전제어 회로의 소신호 모델링은 다음과 같다.

4.1 $\hat{i}_L(k)$ 와 \hat{d}_{k+1}

\hat{i}_L 과 \hat{d} 와의 관계는 그림 9.로부터 다음 식과 같이 얻어진다.

$$\hat{i}_L(k) = -\frac{I_L(DT_s)}{D} \hat{d}_{k+1} \quad (16)$$

\hat{i}_L 과 \hat{d}_{k+1} 은 이산함수이므로 Z변환하여 상응하는 연속시간 식으로 나타내면 다음 식과 같다.

$$\hat{i}_L(s) = -\frac{I_{LP}}{D} \frac{e^{sT_s} - 1}{sT_s} \hat{d}(s) \quad (17)$$

$$\frac{\hat{d}(s)}{\hat{i}_L(s)} = -\frac{D}{I_{LP}(DT_s)} \frac{sT_s}{e^{sT_s} - 1} \quad (18)$$

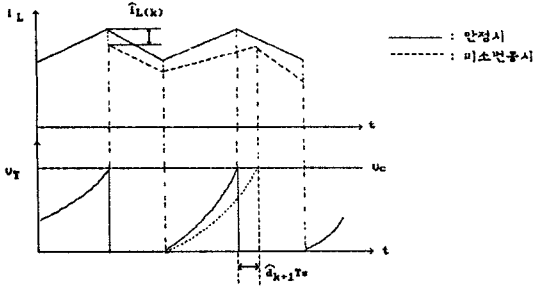


그림 9. 인덕터 전류 변화에 의한 시비율 변화관계

4.2 $\hat{v}_c(k)$ 와 \hat{d}_k

\hat{v}_c 의 변화는 \hat{d}_k 에 영향을 주면서 \hat{i}_L 에 변화가 발생하며 그 관계를 그림 10.으로부터 다음 식과 같이 얻어진다.

$$\frac{1}{C_T} \left\{ \frac{T_k + DT_s + \hat{d}_k T_s}{T_k + DT_s} [I_L + \hat{i}_L(t)] \right\} dt = \hat{v}_c(k) \quad (19)$$

$$\frac{\hat{d}_k}{\hat{v}_c(k)} = \frac{C_T}{I_L(DT_s)T_s} \quad (20)$$

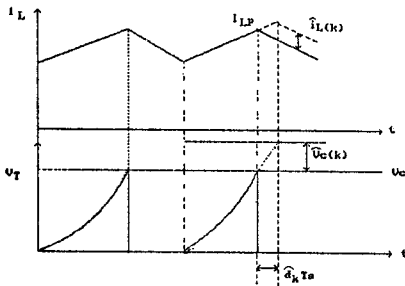


그림 10. 제어전압 변동에 대한 시비율 변화

4.3 \hat{v}_0 와 \hat{v}_c

그림 1.에서 \hat{v}_0 와 \hat{v}_c 의 관계식은 다음 식과 같이 유도될 수 있다.

$$\hat{v}_c = \frac{Z_2}{Z_1} (\hat{v}_r - K_v \hat{v}_0) \quad (21)$$

4.1, 4.2, 4.3의 결과로부터 시비율은 다음 식으로 정리된다.

$$\hat{d} = -F_m [R_i H \hat{\delta}_L - \frac{Z_2}{Z_1} (\hat{v}_r - K_v \hat{v}_0)] \quad (22)$$

여기서, $F = \frac{D}{I_{LP} R_i}$, $R_i = \frac{DT_s}{C_T}$

$$H_e(s) = \frac{sT_s}{e^{sT_s} - 1} = 1 - \frac{sT_s}{2} + \frac{(sT_s)^2}{\pi}$$

위 결과 식을 이용하여 충전제어 피드백회로의 소신호모델을 블록도로 나타내면 그림 11.과 같이 된다. 스위칭주파수와 시비율의 관계는 다음 식과 같다.

$$\hat{f}_c = \frac{\hat{f}_s}{F_s} = -\hat{d} - D \frac{\hat{f}_s}{T_s} \approx -\hat{d} \quad (23)$$

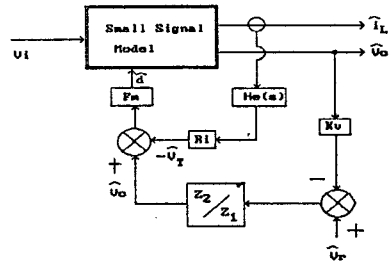


그림 11. 충전제어를 이용한 회로의 블록도

5. 결론

전압공진형 승압컨버터의 스위칭순간 스위칭전압이 영이 됨을 PSPICE로 확인하였으며 DC 및 소신호해석을 위한 공진형 스위치 모델을 정립하고 DC 및 소신호 모델 전달함수를 유도하였다. 주파수 변조방식으로 동작되는 공진형컨버터 제어에 적합한 충전제어의 동작원리를 파악하고 충전제어에 의한 소신호 궤환전달함수를 구하므로써 궤환루프를 구성하는 공진형 컨버터의 소신호해석이 가능토록 하였다. 앞으로 소신호 공진형 컨버터의 이득을 분석하고 응답특성을 개선시키기 위한 궤환전달함수의 이득을 결정시키는 연구를 진행시킬 예정이다.

참고문헌

1. F.C.Lee, High-Frequency Resonant, Quasi-Resonant and Multi-Resonant Converter, Virginia Power Electronics Center, 1989.
2. R.D.Middlebrook & S.Cuk, "A General unified Approach to Modelling Switching-Converter Power Stages," IEEE PESC 1976. Rec. IEEE 76CH1084-AES. pp 18-34.
3. V.Vorperian, R.Tymerski & F.C.Lee, "Equivalent Circuit Models for Resonant & PWM Switches," IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 4, No. 2 April 1989; pp205-214
4. W.Tang, F.C.Lee, R.B.Ridley, I.Cohem, "Charge Control: Modelling, Analysis & Design," IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 8, No. 4, pp 396-403 Oct. 1993