

풀-브릿지 영전압 영전류 컨버터의 소신호 모델링

최항석, 조보형
서울대학교 전기공학부

Small-signal Analysis of the Full bridge ZVZCS converter

Hang-seok Choi, B.H. Cho
School of Electrical Engineering, Seoul National University

Abstract - A Full-bridge zero-voltage zero-current switching (ZVZCS) converter using transformer auxiliary winding is analyzed. A complete small-signal model for the control scheme is developed. The proposed model is accurate up to half the switching frequency. The dynamic characteristics are compared with those of the zero-voltage switching converter and buck converter. Model predictions are confirmed by experimental measurements.

1. 서론

IGBT는 구동의 용이성과 높은 전력 처리능력 등의 장점을 가지고 있어 고전력 전력전자 시스템에서 점차 기존의 MOSFET을 대체하고 있는 추세이다. 그러나 IGBT는 tail 전류로 인한 턴-오프 손실이 크기 때문에 구동할 수 있는 스위칭 주파수가 20~30kHz로 제한되어 있다. IGBT를 더 높은 스위칭 주파수로 동작시키기 위해서는 턴-오프 스위칭 손실을 줄이기 위한 영전류 스위칭 기법이 적용된 컨버터 회로가 요구된다. 최근 IGBT의 고속 스위칭을 위해 기존의 풀-브릿지 영전압 스위칭 컨버터에 간단한 보조 회로를 추가하여 영전압 영전류 스위칭을 가능하게 한 여러 회로들이 제안되고 있다 [1]-[3]. 이러한 영전압 영전류 스위칭 풀-브릿지 컨버터는 대부분 기존의 풀-브릿지 영전압 스위칭 컨버터에 holding 캐패시터를 포함하는 회로를 추가하여 1차측 전류의 free-wheeling 구간에서 누설 인덕턴스에 역전압을 가해 누설인덕턴스 전류를 영으로 만들어 영전류 스위칭을 구현하고 있다.

본 논문에서는 이러한 영전압 영전류 스위칭 풀-브릿지 컨버터 중 변압기에 보조권선을 가지는 영전압 영전류 스위칭 컨버터의 동작원리를 살펴보고 이 컨버터의 소신호 모델을 제시하며 이를 바탕으로 기존의 영전압 스위칭 풀-브릿지 컨버터와의 차이점을 검토한다. 또한 제안된 모델을 타당성을 실험을 통해 검증한다.

2. 본론

2.1 회로동작 분석과 유효 이득식

먼저 변압기에 보조 권선을 가지는 풀-브릿지 영전압 영전류 스위칭 컨버터 회로의 기본 동작 원리를 살펴보고 이로부터 유효 이득식을 구하도록 한다. 그림 1은 변압기에 보조 권선을 사용한 풀-브릿지 영전압 영전류 스위칭 컨버터의 회로도이다. 회로에서 왼쪽에 위치한 스위치 Q1, Q3는 기존의 일반적인 풀-브릿지 영전압 스위칭 컨버터와 동일한 방식으로 변압기의 누설 인덕턴스와 스위칭 소자의 접합 캐패시턴스를 이용하여 영전압 스위칭을 하며 오른쪽의 스위치 Q2, Q4는 2차측의 holdin 캐패시터의 충/방전에 의해 영전류 스위칭을 하게 된다.

그림 2는 정상상태에서의 변압기 1차측 전압과 전류, 그리고 2차측 정류단 전압(V_{rec}) 파형을 보여주고 있다.

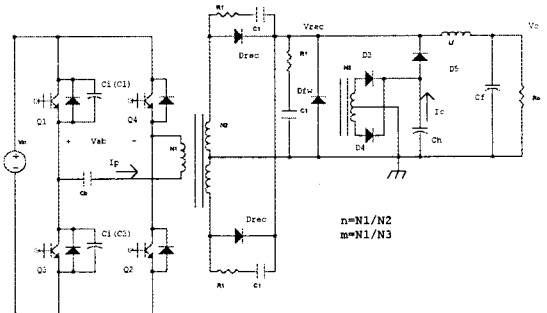


그림 1. 변압기에 보조권선을 가지는 영전압 영전류 스위칭 컨버터

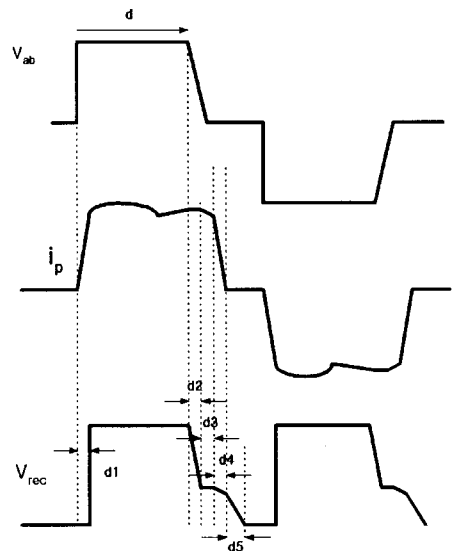


그림 2. 변압기 1차측 전압 및 전류와 2차측 정류단 전압

정상상태에서의 회로의 동작원리를 살펴보기 위해 그림과 같이 스위칭 구간을 여섯 개의 모드로 나누고 각 모드에서의 회로의 동작 원리를 살펴보고 각 모드의 지속시간을 구한다. 여기서 모든 소자들은 이상적인 소자로 가정하고 출력단의 인덕터 전류는 한 스위칭 주기동안 일정한 것으로 가정한다. 또한 2차측의 holding 캐패시터는 C1, C2에 비해 충분히 큰 것으로 가정한다.

① d1 : 입력전압이 누설 인덕턴스에 가해져 1차측 전류는 부하전류의 1차측 반영치와 같아질 때까지 증가한

다.

$$d_1 = \frac{L_{lk} i_L}{n v_s T_s} \quad (1)$$

여기서 v_s : 입력전압
 v_o : 출력전압
 L_{lk} : 변압기의 누설 인덕턴스
 i_L : 출력 인덕터 전류
 $n = N_1/N_2$

② d_2 : Q_1 이 꺼지고 1차측 전류는 C_1 을 충전하고 C_3 방전시킨다. 변압기 1차측 전압은 holding 캐패시터 전압의 1차측 반영치와 같게 될 때까지 감소한다.

$$d_2 = \frac{v_s(C_1 + C_3)}{i_L T_s} n(1 - \frac{2n}{m}) \quad (2)$$

여기서 $m = N_1/N_3$

③ d_3 : 정류단 전압이 holding 캐패시터 전압과 같아질 때까지 감소하여 캐패시터 전압으로 고정되고 변압기 1차측 전압은 영이 될 때까지 감소한다. 이 때의 d_3 를 근사적으로 구하면 다음과 같다.

$$d_3 = \frac{2v_s n^2}{m i_L T_s} (C_1 + C_3) \quad (3)$$

④ d_4 : 정류단 전압이 1차측에 반영되어 1차측의 누설 인덕턴스에 가해지고 1차측 전류는 영이 될 때까지 급격히 감소한다.

$$d_4 = \frac{1}{w_c T_s} \sin^{-1} \left(\frac{i_L w_c L_{lk} m}{2v_s n^2} \right) \cong \frac{i_L L_{lk} m}{2v_s n^2 T_s} \quad (4)$$

$$\text{여기서 } w_c = \frac{n}{\sqrt{L_{lk} C_h}}$$

⑤ d_5 : holding 캐패시터는 캐패시터 전압이 영이 될 때까지 방전하여 부하전류를 공급한다.

$$d_5 = \frac{2C_h v_s}{m T_s i_L} \quad (5)$$

2차측의 정류단 전압과 출력전압 사이의 volt-sec balance 식은 식(6)과 같고 이를 이용하면 식(7)의 D gain 식을 얻는다.

$$\int (v_{rec} - v_o) dt = \int v_o dt \quad (6)$$

$$M = \frac{v_o}{v_s} = \frac{d_{eff}}{n} \quad (7)$$

$$= [d - d_1 + \frac{d_2}{2} (1 + \frac{2n}{m}) + (d_3 + d_4) \frac{2n}{m} + d_5 \frac{n}{m}] \frac{1}{n}$$

식7의 유효 duty를 정리하면 식8과 같다.

$$d_{eff} = d + Q_1 \frac{d_s}{i_L} + Q_2 \frac{i_L}{v_s} \quad (8)$$

$$Q_1 = \frac{K_2}{2} (1 + \frac{2n}{m}) + (K_3 + K_5) \frac{n}{m} \quad (9)$$

$$Q_2 = -K_1 + K_4 \frac{2n}{m} \quad (10)$$

$$K_1 = \frac{L_{lk}}{n T_s}, K_2 = \frac{C_{eq} n}{T_s} (1 - \frac{2n}{m}), K_3 = \frac{2C_{eq} n^2}{m T_s}$$

$$K_4 = \frac{L_{lk} m}{2n^2 T_s}, K_5 = \frac{2C_h}{T_s m}, C_{eq} = C_1 + C_3$$

(11)

2.2 소신호 모델

식(8)의 유효 duty식에 perturbation을 가하면

$$D_{eff} + \hat{d}_{eff} = D + \hat{d} + Q_1 \frac{V_s + \hat{v}_s}{I_L + \hat{i}_L} + Q_2 \frac{I_L + \hat{i}_L}{V_s + \hat{v}_s} \quad (12)$$

와 같고 식(12)를 정리하여 고차항들을 제거하면 다음과 같은 선형화 된 소신호 식을 얻는다.

$$\hat{d}_{eff} = \hat{d} + [\frac{2Q_1}{I_L} - \frac{D_{eff} - D}{V_s}] \hat{v} + [\frac{2Q_2}{V_s} - \frac{D_{eff} - D}{I_L}] \hat{i}_L$$

$$= \hat{d} + G_v \hat{v} + G_i \hat{i}_L = \hat{d} + \hat{d}_v + \hat{d}_i \quad (13)$$

$$\text{여기서 } G_v = [\frac{2Q_1}{I_L} - \frac{D_{eff} - D}{V_s}] \quad (14)$$

$$G_i = [\frac{2Q_2}{V_s} - \frac{D_{eff} - D}{I_L}]$$

2.3 소신호 모델 등가회로 및 특성

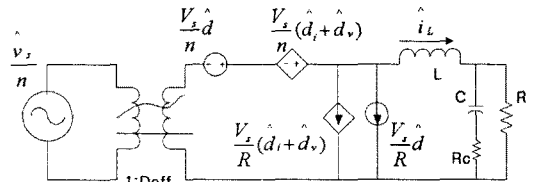


그림3. 소신호 모델 등가회로

그림 3은 식(13)에서 구한 소신호 모델을 등가회로로 구현한 것이다. 먼저 여러 전달함수들을 간단히 표현하기 위해 출력 필터의 전달함수를 정의한다.

$$H_o = \frac{1}{\Delta f} = \frac{R_c C s + 1}{L C s^2 + (R_c C + L/R)s + 1} \quad (15)$$

A. Control-to-output 전달함수

$$G_{vg} = \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} = H_o \frac{V_s}{n} \frac{Z_f}{Z_f + R_d}$$

$$= \frac{V_s}{n} \frac{R_c C s + 1}{L C s^2 + [\frac{L}{R} + R_c C + \frac{R_d}{R} C(R + R_c)]s + \frac{R_d}{R} + 1}$$

$$\text{여기서 } R_d^{ZVZCS} = -G_i \frac{V_s}{n} \quad (17)$$

식(16)에서 볼 수 있는 것처럼 일반적인 Buck 컨버터의 control-to-output 전달함수에 무손실 저항 R_d 가 추

된 형태로 나타난다. 이러한 무손실 저항이 전달함수에 나타나는 것은 영전압 스위칭 컨버터의 경우에서도 찾아볼 수 있다[4],[5]. 그러나 영전압 스위칭 컨버터의 경우 무손실 저항성분 R_d 는 식(18)과 간단히 표현할 수 있는데 반해 영전압 영전류 스위칭 컨버터의 경우에는 식(17)과 같이 여러 회로 파라미터들이 포함된 G_i 에 의해 결정된다.[5]

$$R_d^{ZVS} = 4 \frac{L_s f_s}{n^2} \quad (18)$$

이러한 무손실 저항 성분이 회로의 전달함수에 미치는 영향을 살펴 보기 위해 Buck 컨버터와 영전압 스위칭 컨버터, 그리고 영전압 영전류 스위칭 컨버터의 control-to-output 전달함수를 그림 4에서 비교하였으나 사용된 회로 파라미터들은 표1에 나타나 있다. 그림에서 보는 바와 같이 영전압 스위칭 컨버터와 영전압 영전류 스위칭 컨버터 모두 무손실 저항 성분에 의한 damping이 나타나 있음을 볼 수 있으며 동일한 누설 인덕턴스가 있을 경우 영전압 영전류 스위칭 컨버터가 영전압 스위칭 방식의 컨버터보다 더 큰 damping을 주는 것을 볼 수 있다.

입력전압 V_s	650 V
출력전압 V_o	70 V
부하저항	2 Ohm
변압기 권선비 (N_1/N_2) n	5
변압기 보조 권선비 (N_1/N_3) m	12.5
스위칭 주파수 f_s	40 kHz
출력필터 인덕터	25 μ H
Holding capacitor	2 μ F
Snubber 캐패시터 C_i	3.3 nF

〈표1〉 회로 시뮬레이션에 사용된 회로 파라미터

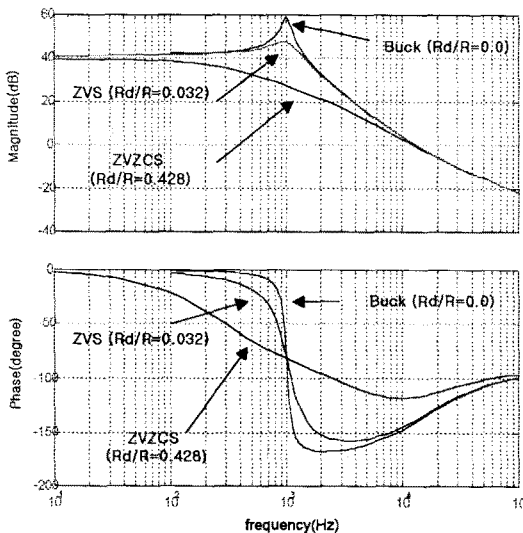


그림 4. control-to-output 전달함수 (Buck, ZVS, ZVZCS)

B. 출력 임피던스

출력 임피던스는 식(19)와 같이 정의되며 이것을 회로적으로 나타내면 그림 5와 같다.

$$Z_o = -\frac{\hat{v}_o}{\hat{i}_o} \quad (19)$$

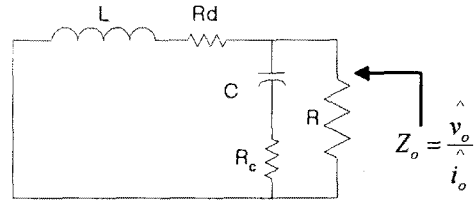


그림 5. 출력 임피던스 등가회로

이것을 영전압 영전류 스위칭 컨버터, 영전압 스위칭 컨버터, Buck 컨버터 각각의 경우에 대해 그래프를 그려보면 그림 6과 같다. 그림 6을 보면 영전압 영전류 스위칭 컨버터와 영전압 스위칭 컨버터의 경우 무손실 저항 R_d 에 의해 저주파 대역에서 출력 임피던스가 증가한 것을 볼 수 있다.

C. ZVS와 ZVZCS 비교

위에서 살펴본 바와 같이 영전압 영전류 스위칭 컨버터와 영전압 스위칭 컨버터 모두 소신호 모델에 무손실 저항성분 R_d 가 존재하는 것과 이것이 회로의 다이내믹에 미치는 영향을 살펴본다. 영전압 스위칭 컨버터의 경우 식(18)과 같이 R_d 는 부하전류에 관계없이 회로의 누설 인덕턴스에 의존하지만 영전압 영전류 스위칭 컨버터의 경우 부하 전류 변동에 대한 변화가 크다. 이러한 무손실 저항 성분이 회로의 다이내믹에 미치는 영향은 무손실 저항성분과 부하저항의 비(R_d/R)에 의해 결정되는데 이것을 부하에 대한 함수로 나타낸 것이 그림 6이다. 그림에서 보는 것과 같이 영전압 영전류 스위칭 컨버터의 경우 동일한 누설 인덕턴스를 가지는 영전압 스위칭 컨버터보다 더 큰 R_d/R 값을 가지는 것을 볼 수 있다. 또한 영전압 영전류 스위칭 컨버터의 경우 부하전류가 증가함에 따라 R_d/R 이 작아지는데 반해 영전압 스위칭 컨버터의 경우 R_d/R 값이 커지는 것을 볼 수 있다.

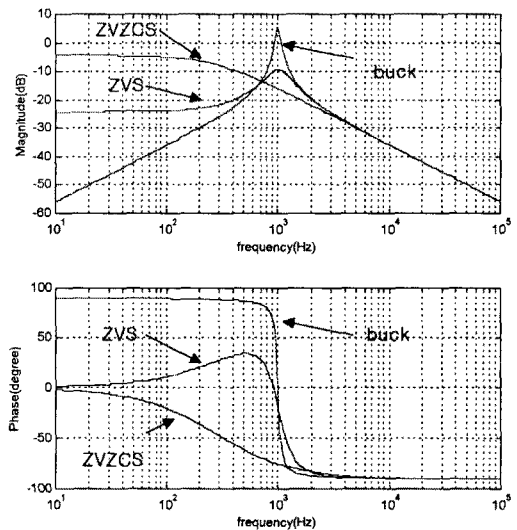


그림 6. 출력 임피던스 (Buck, ZVS, ZVZCS)

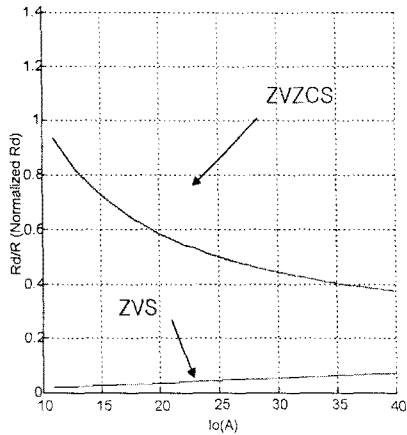


그림 7. Normalized R_d (R_d/R)

2.4 실험 결과

그림 8은 영전압 영전류 스위칭 컨버터의 control-to-output 전달함수를 측정된 것과 계산한 것을 비교해 놓은 그래프이다. 이 때 사용된 회로 파라미터는 표1과 같다. 그림에서 보는 바와 같이 제안된 소신호 모델에 의한 계산치와 측정치가 잘 일치하는 것을 볼 수 있다. 고주파 영역에서는 약간의 오차를 보이는데 이것은 출력단의 캐패시터에 ESR(effective series resistance) ESL(effective series inductance)이 존재하며 고주파역에서 인덕턴스 성분이 나타나서 생긴 오차이다.

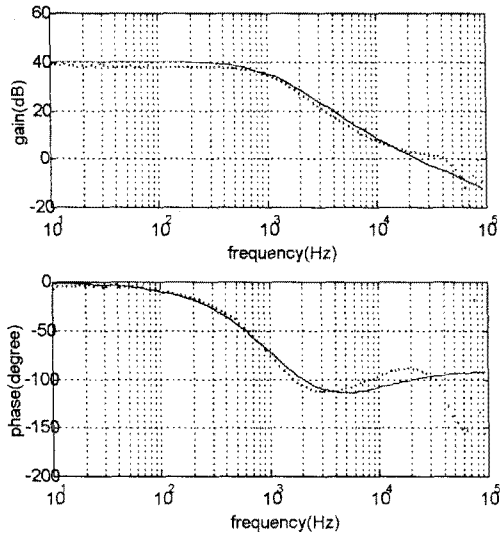


그림 8. control-to-output 측정치와 계산치

3. 결 론

본 논문에서는 변압기에 보조권선을 가지는 영전압 영전류 스위칭 플브릿지 컨버터의 소신호 모델을 제안하고 제안된 모델을 바탕으로 회로의 다이내믹의 특성을 기

의 영전압 스위칭 컨버터 및 buck 컨버터와 비교하여 살펴보았다. 또한 제안된 모델의 타당성을 실험을 통해 검증하였다. 제안된 소신호 모델을 통해 영전압 영전류 스위칭 컨버터의 경우 기존의 영전압 스위칭 컨버터와 같이 무손실 저항성분이 소신호 모델에 존재하는 것을 살펴보았으며 회로의 변수들이 이 저항성분에 미치는 영향을 살펴보았다.

본 연구는 G7 고속전철기술 개발사업의 연구 결과중 일부임

(참 고 문 헌)

- [1] J. G. Cho, J. Sabate, G. Hua, and F. C. Lee, "Zero and zero current switching full bridge PWM convert high power applications," IEEE PESC Rec. 1994, pp.1
- [2] J. G. Cho, G. H. Rim, and F. C. Lee, "Zero volt zero current switching full bridge PWM converter seco active clamp," IEEE PESC Rec. 1996, pp.657-663
- [3] Jung G. Cho, Ju W. Baek, D.W. Yoo, Hong S. L Geun H. Rim, "Novel Zero-Voltage Zero-Current-Switching(ZVZCS) Full Bridge P Converter Using Transformer Auxiliary Winding", 1997 Rec., pp. 227~232
- [4] J.A. Sabate, V. Vlatkovic, R. B. Ridley, F. C. Le H. Cho, " Design considerations for high-voltage High-power Full-Bridge ZVS PWM Converter", APEC Rec., pp. 275~284
- [5] V. Vlatkovic, J.A. Sabate, R. B. Ridley, F. C. Le H. Cho, "Small-Signal Analysis of Zero-Voltage-Switch Full-Bridge PWM Converter", HFPC 1990 REC., pp 272