

비대칭 PWM 제어 기반 직렬 공진형 컨버터의 소신호 모델링

박도영, 박광민, 이귀준
한국교통대학교

Small-Signal Model of Asymmetric PWM Control based Series Resonant Converter

Do-Young Park, Gwang-Min Park, Kui-Jun Lee
Korea National University of Transportation

ABSTRACT

본 논문은 직렬 공진형 컨버터의 비대칭 PWM 제어 기반 소신호 모델링을 제안한다. 최근 컨버터의 효율 중요도가 높아짐에 따라 공진형 컨버터에 대한 관심이 증가하고 있다. 직렬 공진형 컨버터의 PFM 제어에 대한 소신호 모델링은 많은 연구가 되었지만 비대칭 PWM 제어에 대한 연구는 아직 미비하다. 본 논문은 비대칭 PWM 제어 기반 직렬 공진형 컨버터를 해석하고, 이를 Matlab과 Plesco로 검증하였다.

1. 서론

최근 전력 변환 기술은 고효율, 고전력밀도 요구 사항을 충족시키기 위해 빠르게 발전하고 있다. 특히, 전자동차 완속 및 급속 충전기, 에너지 저장 장치(ESS) 등의 분야에서 높은 효율과 신뢰성을 가진 전력 변환기의 수요가 급증하고 있다. 이러한 요구를 충족하기 위해 공진형 컨버터가 주목받고 있으며, 그 중에서도 직렬 공진형 컨버터(Series Resonant Converter, SRC)는 소프트 스위칭(Soft Switching)으로 스위칭 손실을 줄여 효율을 높인 DC/DC 컨버터이다.

본 논문은 비대칭 PWM^[1](Asymmetric PWM, APWM) 제어 기반의 직렬 공진형 컨버터를 CCM의 동작상태에서 소신호 모델을 제안한다.

2. 본론

2.1 소신호 모델링

그림1은 풀-브리지 직렬 공진형 컨버터의 등가회로이다.

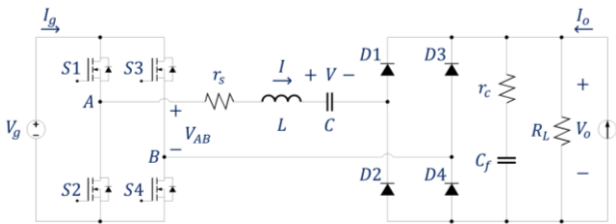


그림 1 풀-브리지 직렬 공진형 컨버터
Fig.1 Full-Bridge Series Resonant Converter

직렬 공진형 컨버터는 일반적인 상태공간평균화(State-Space averaging)로 평균화할 경우 공진회로의 LC가 0이 된다. 따라서 소신호 모델링 하기 위해서는 EDF^[2](Extended

Describing Function)을 사용하여 모델링을 하여야 한다. 이를 위해서는 우선 비선형 상태방정식 식 (1)을 구한다.

$$V_{AB} = ir_s + v + L \frac{di}{dt} + \text{sgn}(i)v_{cf} \cdot n \quad (1)$$

$$i = C \frac{dv}{dt}$$

$$\left(1 + \frac{r'_c}{R}\right) C_f \frac{dv_{cf}}{dt} + \frac{1}{R_L} v_{cf} = |i| + i_o$$

$$v_o = r'_c(|i| + i_o) + \left(\frac{r'_c}{r_c}\right) v_{cf}, \quad i_g = \frac{1}{T} \int_0^{T_s} i \frac{v_{AB}(t)}{v_g} dt$$

$$r'_c = \frac{r_c \cdot R}{r_c + R}$$

비대칭 PWM의 V_{AB} 파형은 그림 2와 같다. 비대칭 PWM의 듀티비는 0.5에서 최대 전달비이고, 이를 기준으로 0에서 0.5까지 0.5에서 1까지 대칭적인 전달비를 갖고 있다. 이 스위칭 파형을 평균화하기 위해서는 EDF(Extended Describing Function)를 이용해서 비선형 상태방정식을 Sine과 Cosine으로 나눠서 근사화를 시켜야 한다.

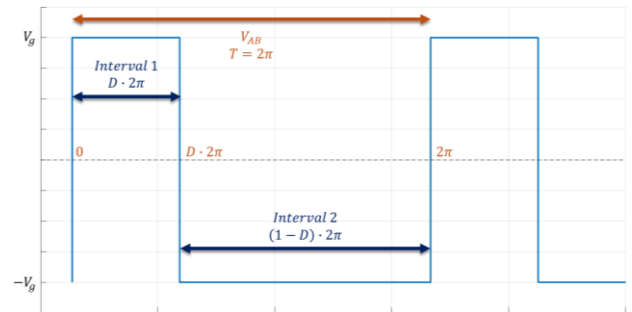


그림 2 비대칭 PWM의 V_{AB} 파형
Fig.2 Waveform of Asymmetric PWM V_{AB}

위 파형을 EDF로 공진회로의 상태변수를 식 (2)와 같이 구하였다.

$$v_{AB}(v_g, d) \approx f_1(v_g, d) + f_2(v_g, d) \sin \omega_s t + f_3(v_g, d) \cos \omega_s t \quad (2)$$

$$\text{sgn}(i)v_{cf} \approx f_4(i_s, v_{cf}) \sin \omega_s t + f_5(i_s, v_{cf}) \cos \omega_s t$$

$$|i| \approx f_6(i_s, i_c), \quad i_g = f_7(i_s, d)$$

$$L \left(\frac{di_s}{dt} - \omega_s i_c \right) + i_s r_s + v_s + \frac{4}{\pi} \frac{v_{cf} i_s}{i_p} = \frac{2v_g}{\pi} (1 - \cos 2\pi d) \quad (3)$$

$$L \left(\frac{di_c}{dt} + \omega_s i_s \right) + i_c r_s + v_c + \frac{4}{\pi} \frac{v_{cf} i_s}{i_p} = \frac{2v_g}{\pi} \sin 2\pi d$$

$$i_s = C \left(\frac{dv_s}{dt} - \omega_s v_c \right), \quad i_c = C \left(\frac{dv_c}{dt} + \omega_s v_s \right)$$

$$v_{DC} = (2D - 1)\gamma$$

$$\begin{aligned} & \left(1 + \frac{r_c}{R}\right) C_f \frac{dv_{cf}}{dt} + \frac{1}{R} v_{cf} = \frac{2}{\pi} i_p + i_o \\ & r_c' \left(\frac{2}{\pi} i_p + i_o\right) + \left(\frac{r_c'}{R}\right) v_{cf} = v_o \\ & i_g = \frac{1}{\pi} (i_{r_s} (1 - \cos 2\pi D) + i_{r_c} \sin 2\pi D) \\ & \gamma = \frac{(1 - \Omega_s^2 L C) (\Omega_s C r (R_e + r_s))}{(1 - \Omega_s^2 L C)^2 + (\Omega_s C r (R_e + r_s))^2} \\ & R_e = \frac{8}{\pi^2} R_L \end{aligned}$$

EDF로 얻은 식 (2)을 식 (1)에 대입하여 정리하면 식 (3)을 얻을 수 있다. 비대칭 PWM은 위상천이 PWM과 다르게 V_{AB} 파형의 EDF에서 DC 항이 추가된다. v_{DC} 에 대한 상태방정식을 추가로 세워서 이를 v_s 와 v_c 의 정상상태 해 크기에 비를 구하여 γ 로 정의하고 v_{DC} 의 크기를 적용하였다. 최종적으로 식 (3)을 변동 및 선형화를 하여 식 (4)의 상태행렬을 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} A &= \begin{pmatrix} -\frac{R_s}{L} & \frac{Z_s}{L} & -\frac{1}{L} & 0 & -\frac{2k_s}{L} & 0 \\ \frac{Z_c}{L} & -\frac{R_c}{L} & 0 & -\frac{1}{L_r} & -\frac{2k_c}{L} & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 & 0 & \Omega_s & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C} & -\Omega_s & 0 & 0 & 0 \\ \frac{k_s r_c'}{C_f r_c} & \frac{k_c r_c'}{C_f r_c} & 0 & 0 & -\frac{r_c'}{C_f r_c} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (4) \\ B &= \begin{pmatrix} \frac{k_p s}{L} & \frac{E_{ds}}{L} & \frac{E_c}{L} & 0 \\ \frac{k_p c}{L} & \frac{E_{dc}}{L} & -\frac{E_c}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{l_s}{C} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{l_c}{C} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{r_c'}{C_f r_c} \\ (2D - 1)\gamma & 2V_g \gamma & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad \hat{x} = \begin{pmatrix} \hat{v}_s \\ \hat{v}_c \\ \hat{v}_c \\ \hat{v}_{cf} \\ \hat{v}_{DC} \end{pmatrix} \quad \hat{u} = \begin{pmatrix} \hat{v}_g \\ \hat{d} \\ \hat{f}_{SN} \\ \hat{i}_o \end{pmatrix} \\ C &= \begin{pmatrix} r_c' k_s & r_c' k_c & 0 & 0 & \frac{r_c'}{r_c} & 0 \\ \frac{1}{\pi} (1 - \cos 2\pi D) & \frac{1}{\pi} \sin 2\pi D & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \\ D &= \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & r_c' \\ 0 & I_d & 0 & 0 \end{pmatrix} \\ R_s &= r_s + \frac{4}{\pi} \frac{l_s^2}{l_p^2} V_{cf}, \quad Z_s = \Omega_s L + \frac{4}{\pi} \frac{l_s l_c}{(l_p)^2} V_{cf} \\ k_s &= \frac{2}{\pi} \frac{k_s}{l_p}, \quad k_c = \frac{2}{\pi} \frac{k_c}{l_p} \\ R_c &= r_s + \frac{4}{\pi} \frac{l_s^2}{l_p^2} V_{cf}, \quad Z_c = \Omega_s L - \frac{4}{\pi} \frac{l_s l_c}{(l_p)^2} V_{cf} \\ V_{ds} &= \frac{2}{\pi} (1 - \cos 2\pi D) \\ E_{ds} &= 4V_g \sin 2\pi D \\ I_d &= 2(-I_s \sin 2\pi D + I_c \cos 2\pi D) \end{aligned}$$

2.2 시뮬레이션

시뮬레이션을 위한 시스템 파라미터 값은 표 1과 같이 하였다. 위 상태행렬을 Matlab으로 시뮬레이션을 하였고 이를 Plects로 검증하였다.

표 1 시스템 파라미터

Table 1 System parameters

Parameter	Value	Parameter	Value
V_g	120 V	V_o	200 V
L	198 μH	C	51 nF
C_f	32 μF	R_L	20 Ω / 5 Ω

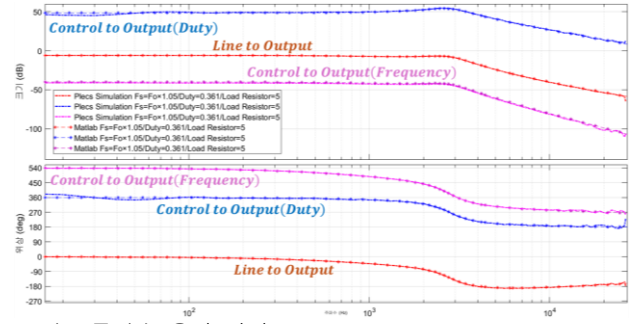


그림 3 주파수 응답 결과
Fig.3 Frequency response result

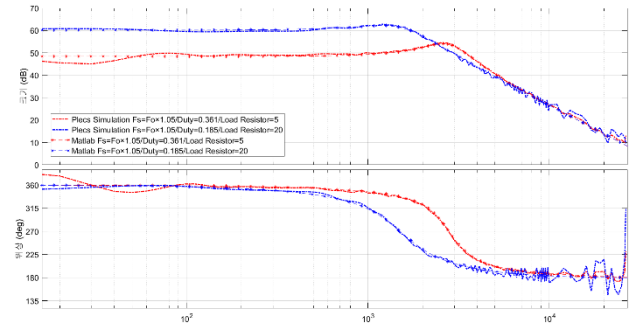


그림 4 제어(듀티)-출력의 주파수 응답
Fig.4 Frequency response of Control-to-Output (Duty)

그림 3은 한 개의 동작점에 대해 선간-출력, 제어(듀티)-출력, 제어(주파수)-출력의 대한 결과이다.

그림 4는 부하저항이 5 Ω 에서 20 Ω 으로 가변 될 때, 스위칭 주파수를 고정시키고 듀티를 가변시켜 동일 출력전압일 때의 제어(듀티)-출력의 결과이다.

3. 결론

본 논문은 비대칭 PWM 제어 기반 직렬 공진형 컨버터의 CCM 동작 상태에서 소신호 모델을 제안하였다. 주파수 응답에서 이득과 위상 등을 확인할 수 있게 되었고, 이를 통해 제어기를 설계할 수 있는 방안을 제시한다.

본 연구는 2024년 한국교통대학교 지원을 받아 수행하였음.

참고 문헌

- [1] P. K. Jain, A. St-Martin and G. Edwards, "Asymmetrical pulse-width-modulated resonant DC/DC converter topologies," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 11, no. 3, pp. 413-422,
- [2] E. X. Yang, F. C. Lee and M. M. Jovanovic, "Small-signal modeling of series and parallel resonant converters," [*Proceedings*] *APEC '92 Seventh Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition*, Boston, MA, USA, 1992, pp. 785-792