

내부 손실 저항이 있는 정상상태 모델을 이용한 LLC 공진형 하프 브리지 dc-dc 컨버터의 최적 설계에 관한 연구

유정상^{**†}·안태영^{*}

^{**†}청주대학교 전자공학과

A Study on the Optimal Design of LLC Resonant Half-bridge dc-dc Converter Using a Steady-state Model with Internal Loss Resistors

Jeong Sang Yoo ^{**†} and Tae Young Ahn ^{*}

^{**†}Department of Electronic Engineering, Cheongju University

ABSTRACT

In this paper, the optimal design and circuit simulation verification results of an LLC resonant half-bridge dc-dc converter using a steady-state model with internal loss resistance are reported. Above all, the input/output voltage gain and frequency characteristic equations in the steady-state were derived by reflecting the internal loss resistance in the equivalent circuit. Based on the results, an LLC resonant half-bridge dc-dc converter with an input voltage of 360-420V, an output voltage of 54V, and a maximum power of 3kW was designed, and to verify the design, the PSIM circuit simulation was executed to compare and analyze the result. In particular, the operating range of the converter could be drawn from the frequency characteristic graph of the voltage gain, and when the converter was operated under light and maximum load conditions, it was confirmed that similar results were obtained by comparing simulation results and calculation results in the switching frequency characteristic graph. In addition, the change of the switching frequency with respect to the load current at each input voltage was compared with the calculated value and the simulation result. As a result, it was possible to confirm the usefulness of the analysis result reflecting the internal loss resistance proposed in this paper and the process of the optimal design.

Key Words : LLC half bridge converter, Resonant switching, Internal loss resistors, Steady-state analysis, PSIM simulation

1. 서론

기후 환경 변화에 대한 원인으로 지목된 탄소 배출이 세계적으로 규제되면서, 한정된 전력 에너지를 효과적으로 이용하기 위한 친환경 기술이 요구되고 있으며, 안정된 전원을 공급하는 전원장치에서도 고효율 전력변환과 소형화에 대한 기술적 요구가 꾸준히 증가하고 있다.

스위칭 전원장치에서 중요한 부분을 차지하고 있는 dc-dc 컨버터의 회로방식은 사용자의 요구에 따라 제조가격과 성능을 기준으로 다양한 형태로 존재한다. 변압기를 사용하고 있는 절연형 회로방식 중에서 비교적 중대형 용량에 적극적으로 사용되고 있는 회로방식 중에 LLC 공진형 dc-dc 컨버터가 주목받고 있다. LLC 공진형 dc-dc 컨버터는 기본적으로 소프트 스위칭 동작 때문에 스위칭 손실과 전압, 전류 서지가 낮고 고효율 특징이 있으며 저전력과 대전력에 걸쳐서 폭 넓게 사용되고 있는 몇 안 되는 대중

[†]E-mail: jeongsangyoo@gmail.com

적인 회로방식이다. 일반적으로 LLC 공진형 dc-dc 컨버터는 최적 동작을 위해서는 복잡한 설계 과정이 필요하지만, 설계 과정에서 사용되는 정상상태 특성 설계식은 내부 손실을 반영하지 않은 등가모델을 적용했기 때문에 설계 결과와 다소 차이가 있는 것으로 알려져 있으며 최적설계의 가장 큰 걸림돌이 되고 있다[1-5].

본 논문에서는 내부 손실 저항이 있는 정상상태 모델을 이용한 LLC 공진형 하프 브리지 dc-dc 컨버터의 최적 설계와 회로 시뮬레이션 검증 결과를 보고하였다. 특히 본 논문에서는 내부 손실 저항을 등가회로에 반영하여 정상상태의 입력력 전압이득과 주파수 특성식을 유도하였으며, 그 결과를 이용하여 최대출력 3kW급 LLC 공진형 하프 브리지 dc-dc 컨버터를 설계하였고, PSIM 회로 시뮬레이션 프로그램을 이용하여 설계 결과와 비교 분석하였다.

2. LLC 공진형 하프 브리지 dc-dc 컨버터

Fig. 1에는 LLC 공진형 하프 브리지 dc-dc 컨버터의 기본 회로를 보여주고 있다. 그림에서 변압기 1차측에 주스위치 S1, S2와 두 개의 공진 인덕터 L_R , L_M , 한 개의 공진 커패시터 C_R 가 있으며, 변압기 2차측은 센터탭 방식의 전파 정류기 구조를 갖고 있다. Fig. 2에는 내부 손실 저항을 반영한 LLC 공진형 하프 브리지 dc-dc 컨버터의 등가회로를 보여주고 있다. 각 소자와 직렬로 나타낸 저항은 소자의 전도손실을 발생시키는 손실 저항이며, 해석 과정을 간단히 하기 위해서 내부 손실 저항은 고정 값으로 가정하였다[6-9].

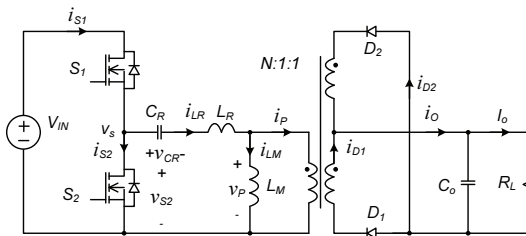


Fig. 1. Basic structure of LLC resonant dc-dc converter.

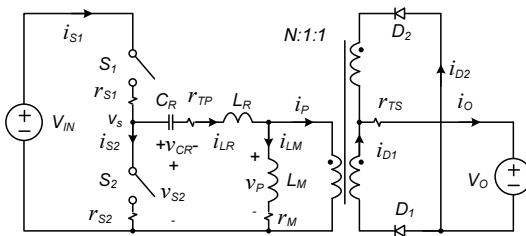


Fig. 2. Equivalent circuit model with internal loss resistors.

Fig. 3은 LLC 공진형 하프 브리지 dc-dc 컨버터의 정상상태 동작 파형을 보여주고 있다. 그림의 위로부터 공진전류 i_{LR} , 자화 인덕터 전류 i_{LM} , 변압기 1차측 전류 i_p , 1차측 스위치의 중앙 전압 v_s , 변압기 1차측 전압 v_p , 공진 커패시터 및 공진 인덕터 전압 v_{CR} , v_{LR} 를 나타내고 있다. Fig. 3의 동작 파형에서는 공진 주파수와 스위칭 주파수가 일치하는 조건이며, 입력전압이 크거나 작으면 스위칭 주파수와 공진주파수가 달라지며 출력전압을 안정화할 수 있게 된다. 특히 파형에서 알 수 있듯이 정류용 다이오드가 영전류 스위칭 조건에서 동작하며 정류기 스위칭 손실을 저감할 수 있으며 고효율 특성을 나타내게 된다[10-13].

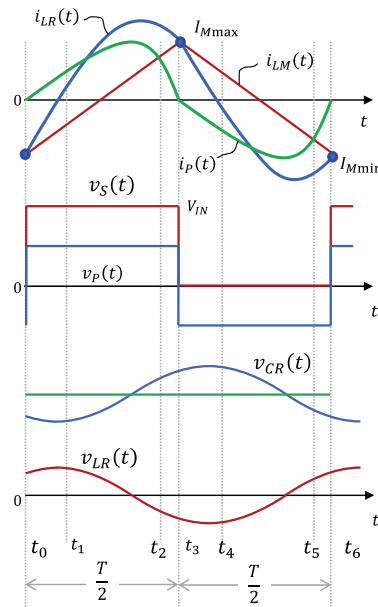


Fig. 3. Main operating waveforms in steady state.

3. 정상상태 특성 분석

Fig. 4에는 내부 손실 저항이 있는 LLC 공진형 하프 브리지 dc-dc 컨버터의 교류 등가회로를 나타낸 것이다. 그림에서 교류저항 R_{AC} 은 부하저항과 변압기 권선비를 반영한 값이며, 공진 소자와 직렬로 구성된 저항들은 Fig. 2의 내부 손실 저항을 반영한 것이다. 등가회로의 입력전압은 해석을 간단히 하기 위해서 FHA (fundamental harmonic approximation)를 이용하여 정현파로 근사하면, 식 (1)과 같은 교류 입력력 전압비를 구할 수 있다. 이 때 입력력 전압이득 M 은 식 (2)와 같다. 전압이득 M 은 변압기 전압이득으로 식 (3)과

같다. 한편 내부저항 r_K 는 식 (4)와 같으나, 식 (5)와 같이 가정하고 식 (6)과 같이 모든 내부저항이 r 로 동일하다면 식 (7)과 같이 간단하게 된다. 이때 R_K 는 식 (8)과 같다[14-15].

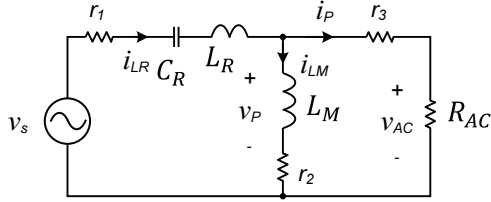


Fig. 4. AC equivalent circuit with internal resistors.

$$M = \frac{v_{AC}(t)}{v_s(t)}$$

$$|M| = \frac{\sqrt{\left(\frac{r_2}{Z_o}\right)^2 + \omega_n^2 K_L^2}}{\sqrt{\frac{K_L^2 \left(\frac{r_K}{Z_o^2 K_L} + 1 - \omega_n^2\right)^2 Q^2}{+ \omega_n^2 \left[\left(\frac{r_2 + r_3}{R_{AC}} + 1\right) + \left(\frac{r_1 + r_3}{R_{AC}} + 1\right) K_L \right]^2 - \frac{1}{\omega_n^2} \left(\frac{r_2 + r_3}{R_{AC}} + 1\right)}}}$$

$$M = \frac{2NV_o}{V_{IN}}$$

$$r_K = r_1 r_2 + r_2 r_3 + r_3 r_1 + r_1 R_{AC} + r_2 R_{AC}$$

$$r_K \approx (r_1 + r_2) R_{AC}$$

$$r_1 \approx r_2 \approx r_3 \approx r$$

$$\frac{r_2 + r_3}{R_{AC}} \approx \frac{r_1 + r_3}{R_{AC}} \approx \frac{r_1 + r_2}{R_{AC}} \approx \frac{2r}{R_{AC}} = 2QR_K$$

$$R_K = \frac{r}{Z_o}$$

위의 결과로부터 내부 손실 저항이 있는 정상상태 모델을 이용한 LLC 공진형 하프 브리지 dc-dc컨버터의 전압이득 방정식은 식 (9)와 같이 유도된다.

$$M = \frac{\sqrt{1 + \left(\frac{R_K}{\omega_n K_L}\right)^2}}{\sqrt{(2QR_K + 1)^2 \left[1 + \frac{1}{K_L} \left(1 - \frac{1}{\omega_n^2}\right)\right]^2 + \left(\frac{2R_K}{\omega_n Q K_L} + \frac{1}{\omega_n} - \omega_n\right)^2 Q^2}} \quad (9)$$

단,

$$K_L = \frac{L_M}{L_R}, Q = \frac{Z_o}{R_{AC}}, Z_o = \sqrt{\frac{L_R}{C_R}}, R_{AC} = \frac{8N^2}{\pi^2} R_L \quad \text{이다.}$$

한편, 내부 손실 저항을 식 (10)과 같이 0이라고 가정하면, 전압이득 방정식은 식 (11)과 같아지며 기존 내부 손실 없는 LLC 공진형 하프 브리지 dc-dc컨버터 등가회로의 전압이득 방정식과 동일하다. 식 (9)는 정규화 주파수 ω_n 와 전압이득 M 의 주파수 관계를 보여주고 있다[16].

$$R_K = 0 \quad (10)$$

$$M = \frac{1}{\sqrt{\left[1 + \frac{1}{K_L} \left(1 - \frac{1}{\omega_n^2}\right)\right]^2 + \left(\frac{1}{\omega_n} - \omega_n\right)^2 Q^2}} \quad (11)$$

내부 손실 저항을 고려한 교류 등가회로에서 입력 임피던스 Z_N 을 구하면 식(12)와 같고, 정규화 주파수 ω_n 에 대한 전압이득이 최대가 되는 피크값은 식 (13)과 같이 임피던스의 허수부가 0이될 때이며, 그 결과는 식(14)와 같다.

$$Z_N = \left[R_K + \frac{R_K + \omega_n^2 (R_K Q + 1) Q K_L^2}{(1 + 2QR_K)^2 + \omega_n^2 Q^2 K_L^2} \right]$$

$$+ j \left[\omega_n - \frac{1}{\omega_n} + \frac{\omega_n K_L}{(1 + 2QR_K)^2 + \omega_n^2 Q^2 K_L^2} \right] \quad (12)$$

단, $Z_N = \frac{Z_{IN}}{Z_o}$ 이다.

$$\omega_{nmax} - \frac{1}{\omega_{nmax}}$$

$$+ \frac{\omega_{nmax} K_L}{(1 + 2QR_K)^2 + \omega_{nmax}^2 Q^2 K_L^2} = 0 \quad (13)$$

$$\omega_{nmax} = \left(\sqrt{A^2 + B} - A \right)^{\frac{1}{2}} \quad (14)$$

단, $A = \frac{K_L + B}{2Q_{max}^2 K_L^2} - \frac{1}{2}$, $B = (1 + 2R_K Q_{max})^2$ 이다.

특정 Q값에서 식 (14)를 만족하는 최대 전압이득은 아래 식 (15)와 같고, 이때 부하전류는 식 (16)과 같다. Fig. 5는 식 (15)를 이용하여 내부 손실 저항에 따른 Q 와 전

압이득 M 의 관계를 나타낸 것이다. 그림에서 내부저항이 있는 경우 Q 가 증가할 때, 내부저항이 없는 경우보다 전압이득의 감소율이 증가한다는 것을 알 수 있으며, 이러한 특성 차이는 컨버터의 소자 설계에 많은 영향을 미칠 것으로 예상된다[17-18].

$$(2QR_K + 1)^2 \left[1 + \frac{1}{K_L} \left(1 - \frac{1}{\omega_n^2} \right) \right]^2 + \left(\frac{2R_K}{\omega_n Q K_L} + \frac{1}{\omega_n} - \omega_n \right)^2 Q^2 - \frac{1 + \left(\frac{R_K}{\omega_n K_L} \right)^2}{M^2} = 0 \quad (15)$$

$$Q = \left(\frac{Z_o \pi^2}{8N^2 V_o} \right) I_o \quad (16)$$

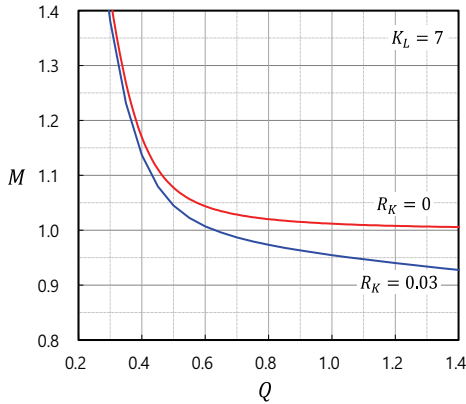


Fig. 5. Characteristic graph of Q and M according to internal loss resistance.

4. 최적 설계 과정

앞 절에서 언급한 정상상태 해석 결과를 검증하기 위해서 Table 1과 같은 전기적 사양의 LLC 공진형 하프 브리지 dc-dc 컨버터를 설계하였다. 최대 출력은 3kW로 설계하였으며, 공진주파수는 120kHz이다. 일반적으로 주요 공진 소자를 결정하기 위해서는 Fig. 6과 같은 컨버터의 전압이득의 주파수 특성 그래프가 도움이 되며, 그래프로부터 컨버터의 동작영역을 확인할 수 있다. 그래프에서 $Q = 0$ 인 경우 컨버터는 무부하 조건이며, 점 B와 C를 지나게 된다. Q_{max} 의 경우 최대부하 조건이며 전압이득은 $\omega_{n max}$ 에서 최대가 된다. 특히 $R_K = 0$ 과 같이 무손실의 경우 손실이 있는 $R_K = 0.03$ 경우 보다 피크값은 더 높은 지점에서 일어나며, 부하선은 점 A와 D를 지나게 된다. 즉 점 A-B-C-D를 연결하는 면적이 컨버터의 동작영

역이며, 내부 손실이 있는 조건에서 동작영역이 넓어지는 것을 알 수 있으며, 이것은 내부 손실 때문에 스위칭 주파수가 보상되는 것으로 판단된다.

Table 1. Electrical Specifications of dc-dc Converter

Parameters	Value	Unit
Input voltage	V_{IN}	360-420 V
Output voltage	V_o	54 V
Maximum power	P_{omax}	3.0 kW
Resonant frequency	f_o	120 kHz

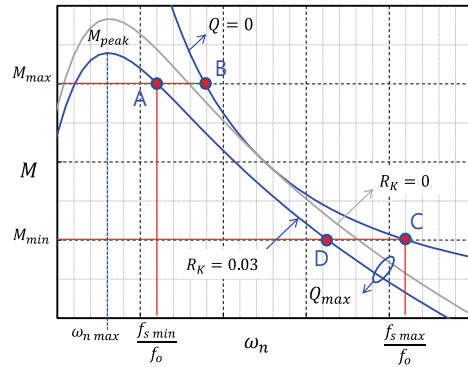


Fig. 6. Frequency characteristics of operating range and voltage gain

내부 손실 저항이 반영된 컨버터의 최적 설계 과정은 다음과 같다. 먼저 입력측 전압으로부터 변압기 권선비를 식 (17)과 같이 구하고, 최대부하 조건에서 교류 등가저항을 식 (18)과 같이 구할 수 있다. 입력전압 범위로부터 전압이득을 식 (19), (20)과 같이 구해지며 식 (14)와 식 (15)로부터 최대 Q 값을 식 (21)과 같이 구해진다. 이후 특성 임피던스와 주요 공진 소자는 식 (22)-(25)로 구할 수 있다. 설계된 컨버터의 주요 소자와 값을 Table 2에 정리하여 나타내었다[19-20].

Table 2. Converter components and values

Parameters	Unit	Value
Turns ratio		3.6:1:1
Magnetizing inductance	μH	34
Resonant inductance	μH	4.8
Resonant capacitance	nF	364
Internal resistance	Ω	0.025
Inductance ratio		7.0

$$N = \frac{V_{IN(nom)}}{2V_o} = 3.6 \quad (17)$$

$$R_{AC} = \frac{8N^2V_o^2}{\pi^2P_o(max)} = 8.8\Omega \quad (18)$$

$$M_{min} = \frac{2NV_o}{V_{IN(max)}} = 0.93 \quad (19)$$

$$M_{max} = \frac{2NV_o}{V_{IN(min)}} = 1.08 \quad (20)$$

$$Q_{max} \times 0.9 = 0.42 \quad (21)$$

$$Z_o = QR_{AC} = 3.6\Omega \quad (22)$$

$$C_R = \frac{1}{2\pi f_o Z_o} = 364 \text{ nF} \quad (23)$$

$$L_R = \frac{Z_o}{2\pi f_o} = 4.8 \mu\text{H} \quad (24)$$

$$L_M = K_L L_R = 34 \mu\text{H} \quad (25)$$

5. 회로 시뮬레이션 결과

본 논문에서는 내부 손실 저항이 있는 정상상태 모델을 이용한 LLC 공진형 하프 브리지 dc-dc 컨버터의 최적 설계 결과를 검증하기 위해서 PSIM 회로 시뮬레이션 프로그램을 이용하였다. Fig. 7은 최대부하전력 조건에서 입력전압에 따른 주요 동작 시뮬레이션 파형을 나타낸 것이다. Fig. 7 (a)는 입력전압이 360V일때, Fig. 7 (b)는 입력전압이 390V일때, Fig. 7 (c)는 입력전압이 420V일때의 동작 파형이다. Fig. 7로부터 각 입력전압 조건에서 컨버터의 회로 동작은 앞서 설명한 대로 정상적으로 수행되고 있다는 것을 알 수 있다.

Fig. 8은 앞서 설명했던 동작영역에 대한 시뮬레이션 결과를 계산값과 비교하여 나타내었다. 경부하 조건인 $Q = 0.025$ 와 최대부하 조건인 $Q = 0.35$ 에서 두 방식 모두 비교적 유사한 기울기와 추세를 보이고 있다. Fig. 9에는 부하에 따른 입력전압과 스위칭 주파수의 관계를 시뮬레이션 결과와 계산값을 비교하여 보여주고 있다. Fig. 9에서도 경부하와 최대부하 모두 입력전압에 대해 스위칭 주파수가 증가하며 시뮬레이션과 계산값 모두 유사한 변화를 보여주고 있다.

Fig. 10에는 각 입력전압에 대해 부하전류에 대한 스위칭 주파수의 변화를 시뮬레이션과 계산 결과를 비교한 것이다. Fig. 7 (a)는 입력전압이 360V일때, Fig. 7 (b)는 입력전

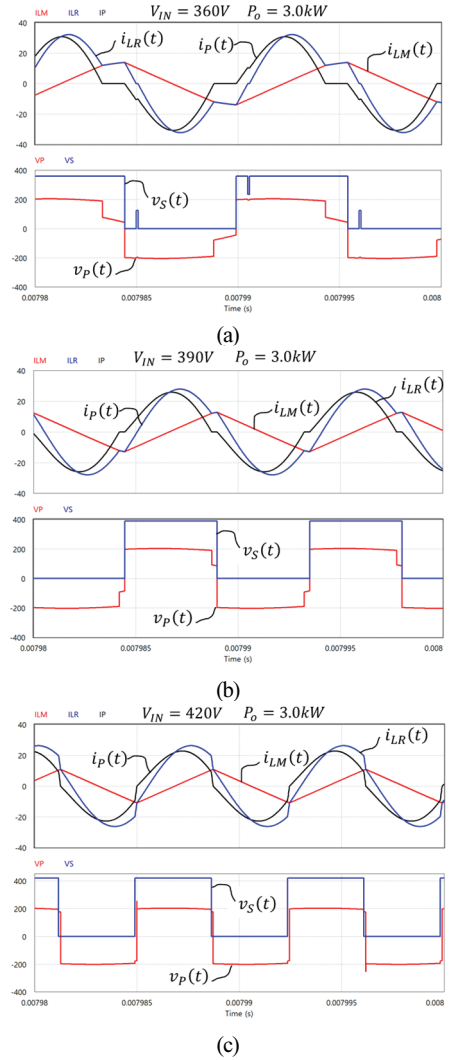


Fig. 7. (a) Operating waveform at the lowest input voltage. (b) Operating waveform at normal input voltage. (c) Operating waveforms at maximum input voltage.

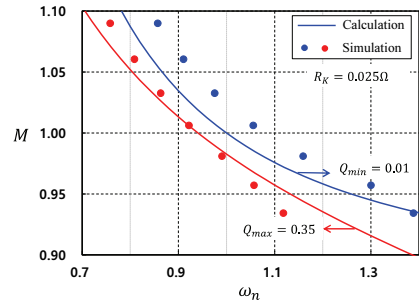


Fig. 8. Relationship between voltage gain and normalized frequency according to load.

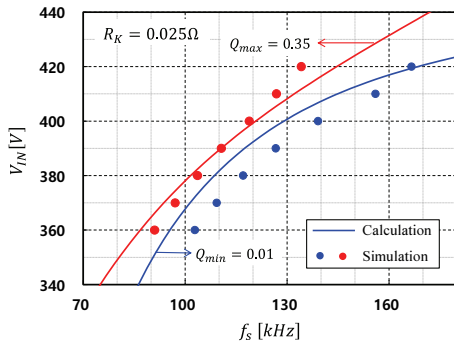


Fig. 9. Relation between input voltage and switching frequency according to load.

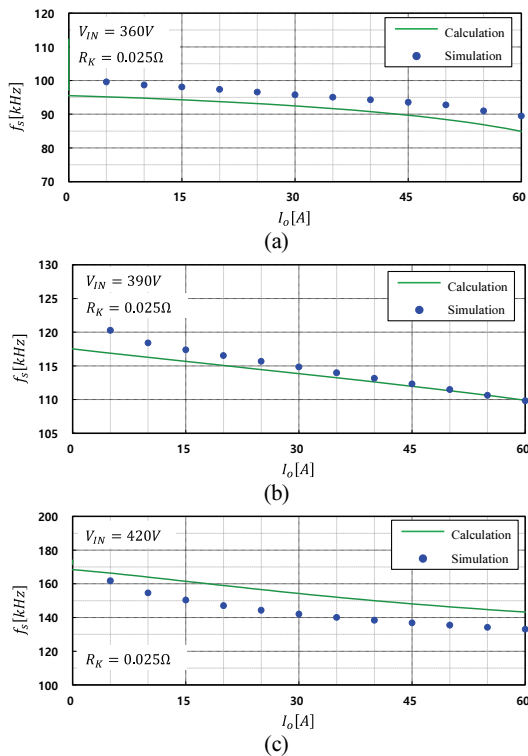


Fig. 10. (a) Load current and switching frequency at minimum input voltage. (b) Load current and switching frequency at normal input voltage. (c) Load current and switching frequency at the maximum input voltage.

압이 390V일때, Fig. 7 (c)는 입력전압이 420V일때 그래프이다. Fig. 10에서도 알 수 있듯이 입력전압 뿐만 아니라, 부하전류에 대한 스위칭 주파수 변화에서도 시뮬레이션 결과와 유사한 경향을 보이고 있고, 이러한 결과는 본 논문

에서 적용한 내부 손실 저항이 있는 LLC 공진형 하프 브리지 dc-dc 컨버터의 정상상태 모델과 설계 과정이 실무에서도 최적 설계 수단으로 유용할 것으로 판단된다.

6. 결론

본 논문에서는 내부 손실 저항이 있는 정상상태 모델을 이용한 LLC 공진형 하프 브리지 dc-dc 컨버터의 최적 설계 및 회로 시뮬레이션 검증 결과를 보고하였다. 특히 본 논문에서는 내부 손실 저항을 등가회로에 반영하여 정상상태의 입출력 전압이득과 주파수 특성식을 유도하였으며, 그 결과를 이용하여 입력전압이 360-420V, 출력전압이 54V, 최대전력 3kW급 LLC 공진형 하프 브리지 dc-dc 컨버터를 설계하였으며, 설계 결과에 대한 검증을 위해서 PSIM 회로 시뮬레이션 프로그램을 이용하여 설계 결과와 비교 분석하였다.

특히 전압이득의 주파수특성 그래프에서 컨버터의 동작영역을 확인할 수 있었고, 실제 경부하와 최대부하 조건에서 컨버터가 동작하는 경우 스위칭 주파수 특성 그래프에서 시뮬레이션 결과와 계산 결과를 비교하여 유사한 결과를 나타낸다는 것을 확인하였다. 또한 각 입력전압에서 부하전류에 대한 스위칭 주파수의 변화를 계산값과 시뮬레이션 결과와 비교하였으며 그 결과 본 논문에서 제안한 내부손실 저항이 반영된 해석 결과 및 최적설계의 과정에 대한 유용성을 확인할 수 있었다.

감사의 글

이 연구는 2022년도 산업통상자원부 및 산업기술개발과 관리원 (KEIT) 연구비 지원에 의한 연구임(20018577).

참고문헌

1. E. S. Glitz and M. Ordonez, "MOSFET Power Loss Estimation in LLC Resonant Converters: Time Interval Analysis," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 34, no. 12, pp. 11964-11980, Dec. 2019.
2. R. Shafaei, M. C. G. Perez and M. Ordonez, "Planar Transformers in LLC Resonant Converters: High-Frequency Fringing Losses Modeling," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 35, no. 9, pp. 9632-9649, Sept. 2020.
3. A. Awasthi, S. Bagawade and P. K. Jain, "Analysis of a Hybrid Variable-Frequency-Duty-Cycle-Modulated Low-Q LLC Resonant Converter for Improving the Light-Load Efficiency for a Wide Input Voltage Range," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 36, no. 7,

- pp. 8476-8493, July 2021.
4. E. S. Glitz, J. -D. Hsu and M. Ordonez, "Power Loss Estimation in LLC Synchronous Rectification Using Rectifier Current Equations," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 5, pp. 3696-3704, May 2020.
 5. R. L. Da Silva, V. L. F. Borges, C. E. Possamai and I. Barbi, "Solid-State Transformer for Power Distribution Grid Based on a Hybrid Switched-Capacitor LLC-SRC Converter: Analysis, Design, and Experimentation," in *IEEE Access*, vol. 8, pp. 141182-141207, 2020
 6. H. Jing, J. Wang, Z. Fang and L. Xie, "LLC Resonant Converter With Damping Split Inductor Improving Light-Load Regulation Ability," in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 69, no. 2, pp. 1428-1439, Feb. 2020.
 7. J. Niu, Y. Tong, Q. Ding, X. Wu, X. Xin and X. Wang, "Time Domain Simplified Equations and its Iterative Calculation Model for LLC Resonant Converter," in *IEEE Access*, vol. 8, pp. 151195-151207, 2020.
 8. Y. Wei, Q. Luo, Z. Wang and H. A. Mantooth, "A Complete Step-by-Step Optimal Design for LLC Resonant Converter," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 4, pp. 3674-3691, April 2021.
 9. J. Xu et al., "PWM Modulation and Control Strategy for LLC-DCX Converter to Achieve Bidirectional Power Flow in Facing With Resonant Parameters Variation," in *IEEE Access*, vol. 7, pp. 54693-54704, 2019.
 10. Z. Yan, L. Liu, C. Chen, H. Liu, W. Zhou and R. Mai, "Optimized Design of Integrated Planar Matrix Transformer for LLC Converter in Consumer Electronics," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 10, no. 2, pp. 2254-2264, April 2022.
 11. Y. Tada, M. Uno and Y. Sato, "Three-Phase Interleaved LLC Asymmetric Resonant Converter With Capacitive Current Balancing and Reduced Switch Voltage Stress," in *IEEE Access*, vol. 8, pp. 5688-5698, 2020.
 12. Z. Li, B. Xue and H. Wang, "An Interleaved Secondary-Side Modulated LLC Resonant Converter for Wide Output Range Applications," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 2, pp. 1124-1135, Feb. 2020.
 13. Z. Shi, Y. Tang, Y. Guo, X. Li and H. Sun, "Optimal Design Method of LLC Half-Bridge Resonant Converter Considering Backflow Power Analysis," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 69, no. 4, pp. 3599-3608, April 2022.
 14. T. Zhao et al., "Analysis and Suppression of Resonant Current Envelope Ripple of LLC Converter in Cascaded Modular PV Solid-State Transformer," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 9, no. 3, pp. 3744-3757, June 2021.
 15. C. Qian and T. Qian, "An LLC-Type Resonant Forward Converter With Adjustable Turning-Off Time Control," in *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 66, no. 12, pp. 4901-4910, Dec. 2019.
 16. Y. Jeong, M. -S. Lee, J. -D. Park, J. -K. Kim and R. A. L. Rorrer, "Hold-Up Time Compensation Circuit of Half-Bridge LLC Resonant Converter for High Light-Load Efficiency," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 12, pp. 13126-13135, Dec. 2020.
 17. T. Qian and C. Qian, "An Adaptive Frequency Optimization Scheme for LLC Converter With Adjustable Energy Transferring Time," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 3, pp. 2018-2024, March 2019.
 18. Z. Lu et al., "Medium Voltage Soft-Switching DC/DC Converter With Series-Connected SiC MOSFETs," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 2, pp. 1451-1462, Feb. 2021.
 19. T. Qian and C. Qian, "An Adaptive Frequency Optimization Scheme for LLC Converter With Adjustable Energy Transferring Time," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 3, pp. 2018-2024, March 2019.
 20. X. Zhou, L. Wang, Y. Gan, H. Luo, Y. -F. Liu and P. C. Sen, "Accurate Analysis and Design of the Circuit Parameters of LLC DC-DC Converter With Synchronous Rectification," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 12, pp. 15051-15065, Dec. 2022.
-
- 접수일: 2022년 9월 7일, 심사일: 2022년 9월 17일,
 게재확정일: 2022년 9월 17일