

# 내부 손실이 고려된 LLC 공진형 하프브릿지 컨버터의 정상상태 특성에 관한 연구

## A Study on Steady State Characteristics of LLC Resonant Half Bridge Converter Considering Internal Losses

안 태 영\*★

Tae-Young Ahn\*★

### Abstract

In this paper, an equivalent circuit reflecting the internal loss of the LLC resonant half bridge converter was proposed and a steady state characteristic equation including the loss factors was derived. Using the results, the frequency characteristics of I/O voltage gain and input impedance were compared with the lossless model. In order to verify the proposed model and the derived equation, the main components of the 1kW class LLC resonant half bridge converter were selected under the same conditions and the steady state characteristics such as voltage gain and input impedance were compared. In particular, to compare more closely the steady state error of the two models, we observed the change in switching frequency with respect to the load current, which is considered to be the most important in the actual circuit design stage. As a result, it is confirmed that the error of the operating frequency is significantly improved from the proposed model and the analysis result.

### 요 약

본 논문에서는 LLC 공진형 하프브릿지 컨버터의 내부손실이 반영된 등가회로를 제안하고, 손실 요소가 포함된 정상상태 특성식을 유도하였다. 그 결과를 이용하여 입출력 전압이득과 입력 임피던스의 주파수 특성을 무손실 모델과 비교하였다. 제안한 모델과 유도식을 검증하기 위해서 최대 전력이 1kW급인 LLC 공진형 하프브릿지 컨버터의 전원장치의 주요 소자를 동일한 조건에서 선정하여 전압이득과 입력 임피던스와 같은 정상상태 특성을 비교하였다. 특히 두 가지 모델에 대한 정상상태 오차를 보다 면밀하게 비교하기 위해서 실제 회로 설계 단계에서 가장 중요하게 고려되는 부하 전류에 대한 스위칭 주파수의 변화를 관찰 하였다. 그 결과 본 논문에서 제안한 모델과 해석 결과로부터 동작 주파수의 오차가 상당 부분 개선되었다는 것을 확인 하였다.

*Key words : Active snubber, Quasi resonant switching, Valley switching, Flyback converter, AC adaptor*

\* Department of Applied Electronic Engineering, Cheongju University

★ Corresponding author

E-mail : tyahn@cju.ac.kr, Tel : +82-43-229-8439

Manuscript received Dec. 6, 2018; revised Dec. 11, 2018; accepted Dec. 11, 2018

This is an Open-Access article distributed under the terms of the Creative Commons Attribution Non-Commercial License(<http://creativecommons.org/licenses/by-nc/3.0>) which permits unrestricted non-commercial use, distribution, and reproduction in any medium, provided the original work is properly cited.

### 1. 서론

최근 변압기를 사용 하는 회로방식 중에서 높은 스위칭 주파수 동작이 가능하고, 내부 손실이 적으며, 고효율 동작이 가능한 LLC 공진형 하프브릿지 컨버터 방식이 주목 받고 있다. 이 회로는 두 개의 공진 인덕터와 한 개의 공진 커패시터를 사용하여 공진 주파수 근처에서 스위칭 하는 회로방식으로 변압기 내부의 누설인덕터와 자화인덕터를 공진소

자로 이용할 수 있기 때문에 전원장치의 소형화와 제품의 높은 가격 경쟁력을 갖고 있다[1, 2].

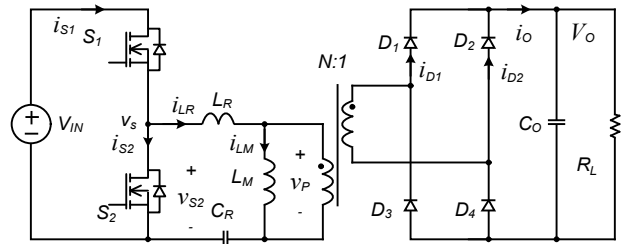
일반적으로 LLC 공진형 하프브릿지 컨버터는 내부 손실 요소를 포함하지 않은 무손실 등가회로를 이용하여 설계가 이루어진다. 따라서 내부 손실 요소를 포함하지 않은 무손실 등가회로에서 유도된 정상상태 결과를 설계 과정에 이용되기 때문에 실제 모델과 차이가 발생 하였으며, 그 동안 이러한 오차와 차이는 설계 단계에서 확인하기 어려웠다.

본 논문에서는 LLC 공진형 하프브릿지 컨버터의 내부 손실이 반영된 등가 회로를 제안하고, 손실 요소가 포함된 정상상태의 특성식을 유도하였으며, 그 결과를 이용하여 입출력 전압이득과 입력 임피던스의 주파수 특성을 무손실 모델과 비교하였다. 특히 스위칭 주파수 동작 범위는 기존의 무손실 모델에서 유도된 설계 결과에서 가장 개선해야 될 부분이었으나, 본 논문에서는 이러한 문제를 손실이 포함된 모델과 정상상태 결과를 이용하여 개선하였다.

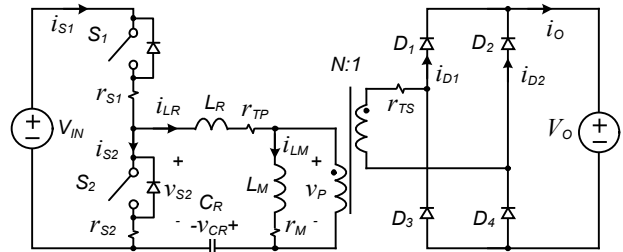
## II. 전압이득 특성

그림 1에는 LLC 공진형 하프브릿지 컨버터의 기본 회로가 나타나 있다[3, 4]. 그림 (a)는 기본 회로이며, (b)는 등가회로이다. 그림에서 두 개의 스위치  $S_1$   $S_2$ 는 일정한 주파수에서 번갈아 스위칭 되면 세 개의 공진소자  $L_R$ ,  $L_M$ ,  $C_R$ 이 전류 공진하면서 변압기를 통해 부하에 전력이 전달되는 구조이다. 그림 2는 정상상태의 동작파형을 나타내었다. 그림에서 위로부터 공진 인덕터 전류, 자화인덕터 전류, 변압기 1차측 입력 전류, 하단 스위치 전압, 변압기 입력전압 파형을 나타내었다. 그림으로부터 스위칭 전압은 공진 전류 때문에 영전압 스위칭 되고, 부하단의 전파정류 다이오드는 영전류 동작이 되면서 스위칭 손실이 원리적으로는 0가 되어 고효율 동작이 가능해진다.

일반적으로 LLC 공진형 하프브릿지 컨버터의 설계는 전압이득의 주파수 특성으로부터 구할 수 있는데, 이 때 사용되는 등가회로 모델이 그림 3에 나타내었다[5-7]. 그림 3에 대한 입출력 전압비는 식 (1)과 같다. 이러한 무손실 등가회로 모델을 사용한 전압이득은 설계 과정 중에 가장 중요한 기준이 되며 주요 공진 소자와 변압기 권선비 등을 구하는 출발점이 된다[8, 9].



(a) Basic circuit



(b) Equivalent circuit

Fig. 1. LLC resonant half bridge converter.

그림 1. LLC 공진형 하프브릿지 컨버터

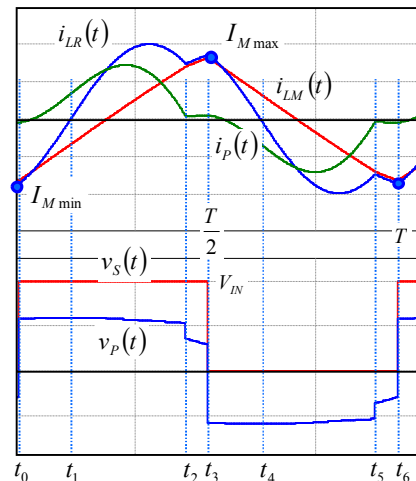


Fig. 2. Steady state waveform.

그림 2. 정상상태 파형

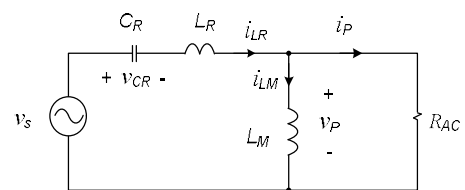


Fig. 3. Lossless equivalent circuit.

그림 3. 무손실 등가회로

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

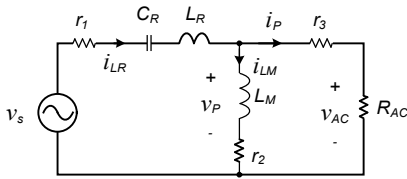
단,  $K_L = \frac{L_M}{L_R}$      $R_{AC} = \frac{8N^2}{\pi^2} R_L$      $\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_R C_R}}$   
 $Z_o = \sqrt{\frac{L_R}{C_R}}$      $Q = \frac{Z_o}{R_{AC}}$      $\omega_n = \frac{\omega_s}{\omega_o} = \frac{f_s}{f_o}$  이다.

한편 그림 2의 (b)에서 회로 내부의 저항  $r_{S1}$ ,  $r_{S2}$ ,  $r_{TP}$ ,  $r_M$ ,  $r_{TS}$ 는 내부 손실 요소를 반영한 것이며, 주로 변압기의 권선 손실을 중심으로 나타내었다. 그림 4는 그림 2의 회로에 대한 내부 손실이 고려된 등가회로를 나타낸 것이며, 각 소자를 식 (2)-(4)에서 세 개의 임피던스로 구분 하였다.

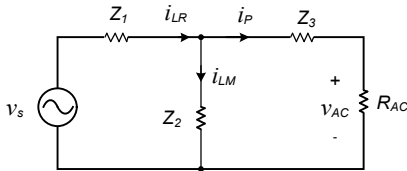
$Z_1 = r_1 + \frac{1}{j\omega C_R} + j\omega L_R$     (2)

$Z_2 = r_2 + j\omega L_M$     (3)

$Z_3 = r_3 + R_{AC}$     (4)



(a) Equivalent circuit with internal resistance



(b) Internal impedance type equivalent circuit

Fig. 4. Equivalent circuit considering internal losses.  
 그림 4. 내부 손실이 고려된 등가회로

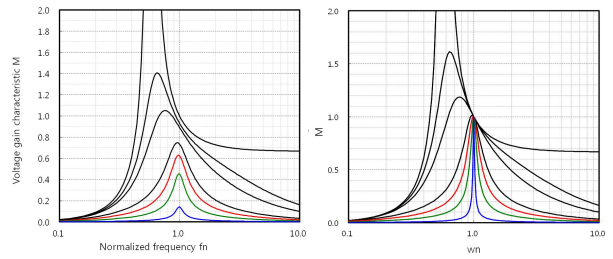
그림 4에 대한 전압 이득은 아래 식 (5)와 같이 유도되며, 내부 저항 등이 고려되어 있다는 것을 알 수 있다. 입출력 전압비는 양변에 절대값을 취하여 식 (6)과 같이 구할 수 있으며 수식을 간단하게 위해서 내부 저항 값이 모두 동일하다고 가정하였다. 그림 5에는 부하저항에 따른 입출력 전압비의 주파수 특성을 그래프로 나타내었다. 그림 5 (a)는 내부 손실이 고려된 수식 (6)을 이용하였으며, 그림 5 (b)는 무손실 모델의 식 (1)을 이용하였다. 그림에서 무손실 모델은 Q값에 따라 최대값이 달라지지만  $M=1$ ,  $\omega_n=1$ 이 되는 지점을 모두 통과한다. 그림 (a)는 Q 값에 따라 최대값이 달라지면서 (b)와 같이 한 점에서 모이는 특징은 없다.

$M = \frac{\left(\frac{r_2}{Z_o}\right) + j\omega_n K_L}{K_L \left(\frac{r_K}{Z_o^2 K_L} + 1 - \omega_n^2\right) Q + j\omega_n \left[\left(\frac{r_2+r_3}{R_{AC}} + 1\right) + \left(\frac{r_1+r_3}{R_{AC}} + 1\right) K_L - \frac{1}{\omega_n^2} \left(\frac{r_2+r_3+R_{AC}}{R_{AC}}\right)\right]}$     (5)

단,  $r_K = r_1 r_2 + r_2 r_3 + r_3 r_1 + r_1 R_{AC} + r_2 R_{AC}$  이다.

$|M| = \frac{2NV_o}{V_{IN}}$   
 $= \frac{\sqrt{R_K^2 + \omega_n^2 K_L^2}}{\sqrt{K_L^2 \left(\frac{2R_K}{QK_L} + 1 - \omega_n^2\right)^2 Q^2 + \omega_n^2 (2QR_K + 1)^2 \left(1 + K_L - \frac{1}{\omega_n^2}\right)^2}}$     (6)

단,  $r_1 \approx r_2 \approx r_3 \approx r$ ,  $R_K = \frac{r}{Z_o}$  이다.

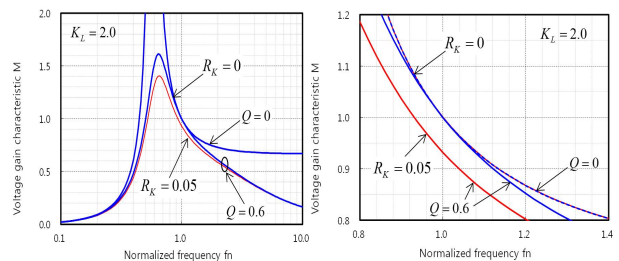


(a) Internal loss model    (b) Lossless model

Fig. 5. Frequency characteristics due to load resistance.

그림 5. 부하 저항에 따른 주파수 특성

그림 6에는 제한된 부하 범위에서 입출력 전압 이득의 주파수 특성을 그래프로 나타낸 것이다. 그림 6 (a)는 전체 주파수 범위에서 나타낸 것이며, 그림 6 (b)는 공진 주파수에서 부분 확대한 것이다. 그림에서  $Q=0$ 인 경우 즉 무부하 조건에서는 손실 모델과 무손실 모델 모두 동일한 특성을 나타내지



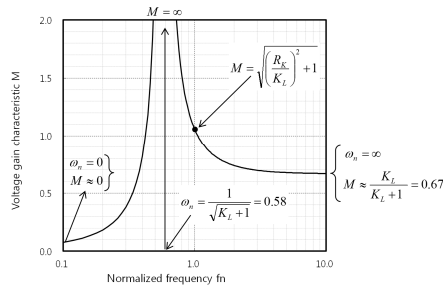
(a) Frequency characteristic    (b) Partial enlargement

Fig. 6. Frequency characteristics under limited load.

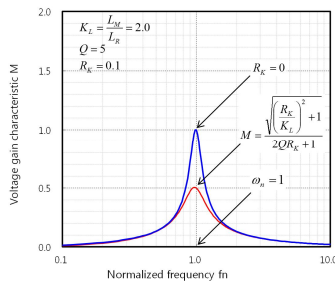
그림 6. 제한된 부하에서 주파수 특성

만,  $Q=0.6$ 인 경우 즉 최대 부하조건에서는 무손실 모델보다 낮은 주파수 대역으로 이동했다는 것을 알 수 있다. 따라서 내부 손실 모델 등가회로의 경우 스위칭 주파수 제어 범위가 넓어진다는 것을 알 수 있었으며 이는 실제 참고 문헌 등에서 보고한 내용과 일치한다.

식 (6)의 일반적인 주파수 특성을 알아보기 위해서 그림 7의 부하별 주파수 특성을 무부하와 최대 부하로 구분하여 나타내었다. 우선 무부하 조건인 경우  $Q=0$  이므로 식 (7)과 같이 간략화 된다. 이때 스위칭 주파수가 최저  $\omega_n=0$ 이면, 식 (8)과 같고,  $\omega_n=1$ 이면, 식 (10)과 같고,  $\omega_n$ 이 무한대로 증가하면, 식 (11)처럼 수렴한다. 특히 무부하 조건인 경우에서도 공진주파수에서 이득이 1보다 커진다는 것을 알 수 있으며 이러한 이유 때문에 스위칭 주파수 범위가 넓어진다. 한편 최대부하 조건인  $Q=5$ 인 경우 무손실 조건에서는 공진주파수에서 이득이 1이지만, 손실 모델인 경우 1보다 작아지며 식 (12)로 표현된다. 즉, 내부 손실이 클수록 최대값이 낮아지는 특징이 있다.



(a) No-load condition



(b) Maximum load condition

Fig. 7. Frequency characteristics with load variation  
그림 7. 부하별 주파수 특성

$$M_{Q=0} = \frac{\sqrt{R_K^2 + \omega_n^2 K_L^2}}{\omega_n \left(1 + K_L - \frac{1}{\omega_n^2}\right)} \quad (7)$$

$$M_{\omega_n=0} = 0 \quad (8)$$

$$M_{\omega_n=\infty} = \frac{1}{\sqrt{K_L+1}} = \infty \quad (9)$$

$$M_{\omega_n=1} = \sqrt{\left(\frac{R_K}{K_L}\right)^2 + 1} \quad (10)$$

$$M_{\omega_n=\infty} = \frac{K_L}{K_L+1} \quad (11)$$

$$M_{\omega_n=1} = \frac{\sqrt{\left(\frac{R_K}{K_L}\right)^2 + 1}}{2QR_K+1} \quad (12)$$

### III. 입력 임피던스 특성

LLC 공진형 하프브릿지 컨버터의 주요 소자 설계에서 가장 중요한 임피던스 특성을 알아보기 위해서 본 논문에서는 그림 8과 같이 내부 손실이 고려된 등가모델을 제안하였다. 등가회로의 입력임피던스를 구하기 위해서 그림 8 (b)와 같이 임피던스를 간략화 하였으며, 이 때 입력 임피던스는 식 (13)과 같다. 각 소자의 임피던스를 대입하여 정리하면 식 (14)와 같아지며, 특성임피던스로 나눈 정규화된 입력임피던스는 식 (15)와 같다. 그림 9에는 식 (15)를 이용하여 나타낸 정규화된 입력임피던스의 주파수 특성을 나타내었다. 그림과 식에서 손실 모델을 사용한 임피던스가 최대 부하와 최소 부하에서 각각 최저 임피던스가 무손실 모델보다 높아진다는 것을 알 수 있었다.

$$Z_{IN} = Z_1 + Z_2 \parallel Z_3 \quad (13)$$

$$Z_N = \left[ R_K + \frac{R_K + \omega_n^2 (R_K Q + 1) Q K_L^2}{(1 + 2R_K Q)^2 + \omega_n^2 Q^2 K_L^2} \right] + j \left[ \omega_n - \frac{1}{\omega_n} + \frac{\omega_n K_L}{(1 + 2R_K Q)^2 + \omega_n^2 Q^2 K_L^2} \right] \quad (14)$$

$$|Z_n| = \left| \frac{Z_{IN}}{Z_o} \right| = \sqrt{A^2 + B^2} \quad (15)$$

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

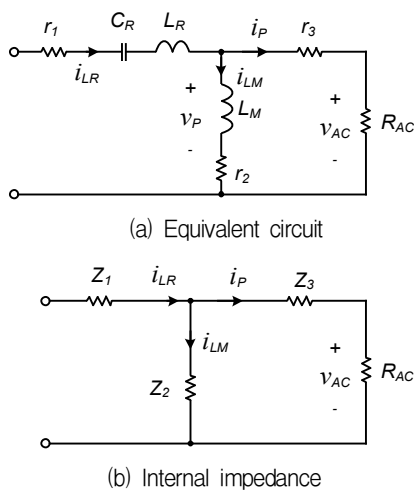


Fig. 8. Input impedance equivalent circuit.  
그림 8. 입력 임피던스 등가회로

정규화 입력 임피던스 식 (15)의 수렴 특성을 확인하기 위해서 부하의 개방 상태 즉  $Q=0$ 와 부하의 단락상태 즉  $Q=\infty$ 에서 임피던스 값을 계산하였다. 먼저 부하의 단락 상태 즉  $Q=\infty$ 에서 주요 주파수에 대한 임피던스는 식 (16)-(19)이다.

$$|Z_n| = \left| \frac{Z_{IN}}{Z_o} \right|_{w_n=0} = \infty \quad (16)$$

$$|Z_n| = \left| \frac{Z_{IN}}{Z_o} \right|_{w_n=1} = R_K \quad (17)$$

$$|Z_n| = \left| \frac{Z_{IN}}{Z_o} \right|_{w_n=\frac{1}{\sqrt{K_L+1}}} \approx \frac{K_L}{\sqrt{1+K_L}} \quad (18)$$

$$|Z_n| = \left| \frac{Z_{IN}}{Z_o} \right|_{w_n=\infty} = \infty \quad (19)$$

한편 부하의 개방 상태 즉  $Q=0$ 에서 주요 주파수에 대한 임피던스는 식 (20)-(23)이다.

$$|Z_n| = \left| \frac{Z_{IN}}{Z_o} \right|_{w_n=0} = \infty \quad (20)$$

$$|Z_n| = \left| \frac{Z_{IN}}{Z_o} \right|_{w_n=1} = K_L \quad (21)$$

$$|Z_n| = \left| \frac{Z_{IN}}{Z_o} \right|_{w_n=\frac{1}{\sqrt{K_L+1}}} = 2R_K \quad (22)$$

$$|Z_n| = \left| \frac{Z_{IN}}{Z_o} \right|_{w_n=\infty} = \infty \quad (23)$$

또한 두 개의 조건을 갖는 그래프의 교점은 식 (24)와 같이 유도되며, 이때의 임피던스는 식 (25)와 같다. 이상의 결과로부터 정규화된 입력임피던스는 그림 10과 같이 주파수에 대한 수렴 특성을 나타낼 수 있으며, 무손실 조건과 내부 손실 조건의 그래프를 같이 나타내었다.

$$w_n = \sqrt{\frac{2}{K_L+2}} \quad (24)$$

$$|Z_n| = \frac{K_L}{\sqrt{2K_L+4}} \quad (25)$$

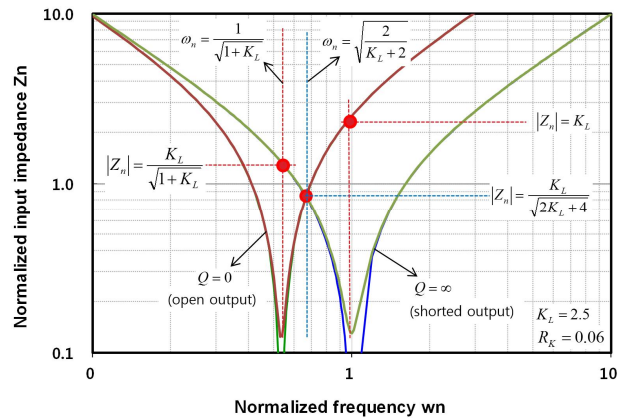


Fig. 10. Convergence characteristics of input impedance.  
그림 10. 입력 임피던스의 수렴 특성

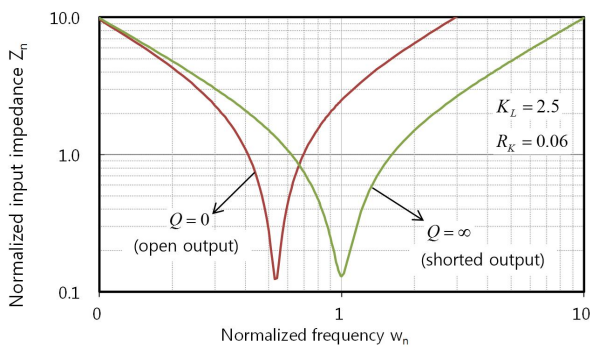


Fig. 9. Frequency characteristics of input impedance.  
그림 9. 입력 임피던스의 주파수 특성

한편 일정한 부하조건에서 전압이득이 최대가 되는 주파수는 식 (14)의 값이 순수 실수값을 나타낼 때이며 허수항이 0이 되는 조건을 식 (26)과 같이 구할 수 있다. 그 결과 주파수는 식 (27)과 같아지며 일반적으로 입력전압 범위에서 정해진 최대 전압이득과 같아지도록 Q값을 선정하여 공진 소자값을 계산하게 된다.

$$|Z_n| = \left| \frac{Z_{IN}}{Z_o} \right|_{I_m=0} \quad (26)$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{\sqrt{(b^2 - 4ac)} - b}{2a}} \quad (27)$$

단,  $a = Q^2 K_L^2$ ,  $b = K_L + (1 + 2R_K Q_{max})^2 - Q^2 K_L^2$ ,  $c = -(1 + 2R_K Q_{max})^2$  이다.

#### IV. 스위칭 주파수 특성

일반적으로 LLC 공진형 하프브릿지 컨버터는 출력전압 제어를 위해서 식 (6)에서 알 수 있듯이 스위칭 주파수를 조절한다. 기존의 무손실 등가회로에서 얻어진 전압이득은 그림 6에서 알 수 있었듯이 부하변동에 대한 스위칭 주파수의 변동 폭이 미미한 것을 알 수 있었다. 본 논문에서 제안한 손실 모델의 등가회로 및 전압이득에 의한 스위칭 주파수 제어 범위는 가변 폭이 넓어지며 특히 부하 변동에 따라서 차이가 있음을 앞 절에서 확인하였다.

본 논문에서는 기존의 무손실 모델과 비교하기 위해서 실제 동작 조건을 제한하여 부하전류에 대한 스위칭 주파수의 제어 특성을 확인하였다. 먼저 무손실 모델에서 얻어진 부하전류에 대한 스위칭 주파수는 식 (28)과 같다.

$$I_o = \frac{4\omega_n N \sqrt{V_{IN}^2 K_L^2 - 4N^2 V_o^2 \left( K_L + 1 - \frac{1}{\omega_n^2} \right)^2}}{\sqrt{\left[ \pi^2 Z_o K_L (1 - \omega_n^2) \right]^2}} \quad (28)$$

$$I_o = \frac{\left( \frac{V_{IN}}{2NR_L} \right) \sqrt{R_K^2 + \omega_n^2 K_L^2}}{\sqrt{K_L^2 \left( \frac{2R_K}{QK_L} + 1 - \omega_n^2 \right)^2 Q^2 + \omega_n^2 (2QR_K + 1)^2 \left( 1 + K_L - \frac{1}{\omega_n^2} \right)^2}} \quad (29)$$

내부 손실이 있는 등가모델을 사용한 모델에서 얻어진 부하전류에 대한 스위칭 주파수는 식 (29)와 같이 유도된다. 동작 조건에 필요한 LLC 공진형 하프브릿지 컨버터의 전기적 사양은 표 1과 같다. 주요 소자의 설계는 본 논문에서 유도된 식을 사용하였으며 최대 전력은 1kW로 설계하였다. 그림 11은 부하전류에 대한 스위칭 주파수 특성을 비교하여 나타낸 것이다. 그림에서 알 수 있듯이 무손실 조건의 모델에서는 부하변화에 대한 스위칭 주파수의 변화가 거의 없으나, 본 논문에서 제안한 모델의 경우 스위칭 주파수가 최대 1MHz에서 최소 0.94MHz로 낮아졌으며 이는 실제 동작과 유사한 주파수 변화를 관찰하였다.

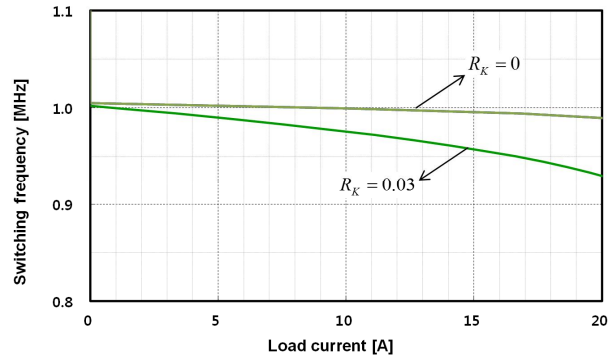


Fig. 11. Switching frequency characteristics with load current. 그림 11. 부하전류에 대한 스위칭주파수 특성

Table 1. Electrical specifications of the converter.

표 1. 전원 장치의 전기적 사양

Parameters	Value	Unit
Input voltage	400	V
Output voltage	54	V
Resonant inductor $L_R$	3.5	$\mu$ H
Resonant inductor $L_M$	9.5	$\mu$ H
Resonant capacitor $C_R$	6.0	nF
Turns ratio	4	

#### V. 결론

일반적으로 LLC 공진형 하프브릿지 컨버터의 최적 설계를 위해서는 내부 손실이 고려된 모델을 사용한 정상상태 특성을 분석해야 되지만, 기존에는 무손실 등가 모델을 사용하여 유도된 정상상태 특성식은 오차가 클 수밖에 없었다. 본 논문에서는 LLC 공진형 하프브릿지 컨버터의 내부 손실이 반영된 등가회로를 제안하고, 손실 요소가 포함된 정상상태 특성식을 유도하였으며, 그 결과를 이용하여 입출력 전압이득과 입력임피던스의 주파수 특성을 무손실 모델과 비교하였다.

특히 제안한 모델과 유도식을 검증하기 위해서 최대 전력인 1kW급인 LLC 공진형 하프브릿지 컨버터의 전원장치를 설계하여 주요 소자를 선정하였으며, 그 결과를 이용하여 부하전류에 대한 스위칭 주파수의 변화를 관찰 하였다. 그 결과 기존 무

손실 증가 모델에서는 부하에 따른 스위칭 주파수 변화가 거의 없었으나, 본 논문에서 제안한 모델과 유도식으로부터 실제 동작과 유사한 주파수 변화를 관찰하였다. 따라서 본 논문에서 제안한 증가 모델과 정상상태 유도식 등이 향후 최적 설계의 방법으로 활용될 수 있을 것으로 판단된다.

## References

- [1] R. Beiranvand, B. Rashidian, M. Zolghadri and S. M. H. Alavi, "A Design Procedure for Optimizing the LLC Resonant Converter as a Wide Output Range Voltage Source," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.27, no.8, pp.3749-3763, 2012. DOI:10.1109/TPEL.2012.2187801
- [2] R. Zheng, B. Liu and S. Duan, "Analysis and Parameter Optimization of Start-Up Process for LLC Resonant Converter," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.30, no.12, pp.7113-7122, 2015. DOI:10.1109/TPEL.2015.2389116
- [3] I. Lee and G. Moon, "The k-Q Analysis for an LLC Series Resonant Converter," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.29, no.1, pp.13-16, 2014. DOI:10.1109/TPEL.2013.2255106
- [4] X. Tan and X. Ruan, "Equivalence Relations of Resonant Tanks A New Perspective for Selection and Design of Resonant Converters," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics* vol. 63, no.4, pp.2111-2123, 2016. DOI:10.1109/TIE.2015.2506151
- [5] Z. Hu, L. Wng, H. Wang, Y. F. Liu and P. C. Sen, "An Accurate Design Algorithm for LLC Resonant converter-Part1," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.31, no.8, pp.5435-5447, 2016.
- [6] Z. Hu, L. Wng, H. Wang, Y. F. Liu and P. C. Sen, "An Accurate Design Algorithm for LLC Resonant converter-Part2," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.31, no.8, pp.5448-5460, 2016. DOI:10.1109/TPEL.2015.2496179
- [7] X. Fang, H. Hu, F. Chen, U. Somani, J. Shen and I. Batarseh, "Efficiency-Oriented Optimal Design of the LLC Resonant Converter Based on Peak Gain Placement," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.28, no.5, pp.2285-2296, 2013. DOI:10.1109/TPEL.2012.2211895
- [8] R. Beiranvand, M. Zolghadri, B. Rashidian and S. M. H. Alavi, "Optimizing the LLC-LC Resonant Converter Topology for Wide Output Voltage and Wide Output Load Applications," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.26, no.11, pp.3192-3204, 2011. DOI:10.1109/TPEL.2011.2143429
- [9] Z. Fang, T. Cai, S. Duan and C. Chen, "Optimal Design Methodology for LLC Resonant Converter in Battery Charging Applications Based on Time-Weighted Average Efficiency," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.30, no.10, pp.5469-5483, 2015. DOI:10.1109/TPEL.2014.2379278

## BIOGRAPHY

### Tae-Young Ahn (Member)



1984 : BS degree in Electronics Engineering, Hanyang University.  
 1990 : MS degree in Electric Engineering, Hanyang University.  
 1994 : PhD degree in Electronics Engineering, Kyushu University.

1997~present : Professor, Department of Applied Electronic Engineering, Cheongju University