

전력반도체 소자에 따른 All Metal Induction Cooktop 설계 및 손실분석

심동현, 권만재, 장은수, 박상민, 이병국[†]
 성균관대학교 전자전기컴퓨터공학과

Design and Analysis of All-Metal Induction Cooktop for Power Semiconductor Devices

Dong Hyun Sim, Man Jae Kwon, EunSu Jang, Sang Min Park, and Byoung Kuk Lee[†]
 Department of Electrical and Computer Engineering, Sungkyunkwan University

ABSTRACT

본 논문에서는 Si-MOSFET 및 GaN-HEMT 기반 All Metal Induction Cooktop의 고효율 동작을 위한 공진네트워크 설계 및 운전주파수영역을 제시한다. 이를 위해 워킹 코일과 용기의 등가 파라미터를 바탕으로 동작 주파수에 따른 공진 네트워크를 각각 설계한다. 또한 시뮬레이션 및 수학적 계산을 통해 설계된 시스템의 주파수 조건 별 손실 비교를 통해 각 스위칭 소자에 따른 적합한 공진네트워크 설계방안을 제시한다.

1. 서 론

기존 Induction Cooktop은 자성체 용기가열을 목적으로 설계되어 가정에서 주로 사용하는 알루미늄, 구리 등의 비자성체 용기 가열이 제한된다. 따라서 용기 사용성 증가를 목적으로 All Metal Induction Heating (IH) 기술에 대한 연구가 진행되고 있다^[1]. All Metal IH 기술은 비자성체의 낮은 비저항, 비투자율 특성을 보상하기 위해 전력변환장치의 고주파 동작에 적합한 전력 반도체 스위칭 소자 선정이 요구된다. 또한 용기 재질 판별 및 가열 모드에 따른 공진 네트워크 절체가 수행되어야 한다. 기존 All Metal Induction Cooktop용 전력변환장치에는 Si 기반 MOSFET이 적용되고 있으나 GaN-HEMT와 같이 높은 전자 이동도, 낮은 도통 저항 특성을 갖는 WBG (Wide Band Gap) 소자에 대한 관심의 증가로 인해 All Metal Induction Cooktop용 전력변환장치의 전력 반도체 소자에 따른 Trade-off 분석을 통한 검토가 필요하다^[2].

본 논문에서는 각 주파수 조건 별 전력 반도체 소자에 대한 비교 분석을 수행한다. All Metal IH 구현을 위해 설계한 워킹 코일을 바탕으로 각 주파수 조건 별 공진 네트워크를 설계하고 시뮬레이션을 통한 검증 및 손실 분석을 수행한다. 분석 결과를 바탕으로 각 스위칭 소자에 따른 적합한 공진네트워크 설계방안을 제시한다.

2. 전력변환장치 설계 및 검증

2.1 워킹코일 설계

IH 시스템의 용기 및 워킹 코일의 등가 파라미터들은 변압기 등가 모델로 구성할 수 있다. 모델의 등가 저항은 워킹 코일 및 용기의 등가 저항 (R_{coil} , R_{vessel})으로 구분할 수 있으며 변압기 모델에서 용기 (2차 측)에 흐르는 전류 및 유효 전력은 식(1)-(3)을 통해 계산할 수 있다. 식 (1), (3)을 통해 IH 시스템의 유효 전력 (P_m)은 워킹 코일 턴 수 (N)의 제곱 및 주파수 (f_{sw})의 제곱근에 비례하여 증가함을 볼 수 있다.

표 1 주요 설계 파라미터

Table 1 Design parameters of all metal induction cooktop

Parameters	Value [Unit]	
	Mag.	Nonmag.
DC-Link voltage, V_{dc}	380 [V]	
Max. input power, $P_{in\ max}$	3.2 [kW]	2.6 [kW]
Operatng frequency, f_o	20 [kHz]	100-500 [kHz]

$$R_{vessel} = k \sqrt{\rho \mu_r 2\pi f} \tag{1}$$

$$I_2 = NI_1 \tag{2}$$

$$P_{in} = (NI_1)^2 R_{vessel} \tag{3}$$

용기의 재질에 따른 비저항 특성은 용기 및 워킹 코일의 등가 저항 (R_{eq})의 차이를 초래한다. 따라서 비자성체 용기의 유도 가열을 용이하게 하기 위해 N 및 f_{sw} 를 증가시킴으로써 비자성체의 낮은 비저항 특성을 보상해주어야 한다. 하지만 이를 위해 단순히 높은 N 을 갖도록 워킹 코일을 설계할 시 자성체 용기 저항 ($R_{eq\ mag}$)의 증가로 인해 워킹 코일에 흐르는 전류가 제한되어 목표하는 전력을 만족하지 못하게 된다. 따라서 워킹 코일의 턴 수는 비자성체 용기의 등가 저항뿐만 아니라 $P_{in\ max(mag)}$ 의 만족을 위한 등가 저항을 고려하여 설계해야 한다. 표 1의 용기 가열 조건을 기준으로 $P_{in\ max(mag)}$ 을 만족할 수 있는 최대 등가 임피던스 ($Z_{eq(mag\ max)}$)는 전력, 전압의 관계를 통해 계산할 수 있으며 이를 통해 $Z_{eq(mag\ max)}$ 가 9 옴미만일 때 $P_{in\ max(mag)}$ 을 만족함을 확인할 수 있다. 따라서 All metal IH 구현을 위해 워킹 코일의 턴 수는 $Z_{eq(mag\ max)}$ 을 고려하여 설계하여야 한다.

2.2 공진 네트워크 설계

본 절에서는 전력 반도체 소자에 따른 All Metal IH 시스템의 손실 분석을 위해 각 동작 주파수 조건에 따른 공진 네트워크를 설계한다. 그림 1은 주파수에 따른 주철 및 알루미늄 규격 용기와 워킹코일의 R_{eq} 및 인덕턴스 (L_{eq})를 나타낸다. 그림 1을 통해 용기 재질 간 등가 파라미터의 차이를 확인할 수 있으며 R_{eq} 는 주파수에 비례하여 증가하는 반면 L_{eq} 는 상호 인덕턴스의 영향으로 주파수의 증가에 따라 감소하는 것을 확인할 수 있다. 이러한 용기 재질에 따라 상이한 등가 파라미터를 보상하기 위해 커패시터 절체 방식을 적용하여 Half bridge series resonant converter(HB-SRC)를 설계한다. 그림 1을 통해 앞서 계산한 $Z_{eq(mag\ max)}$ 는 20-30 kHz의 주파수 영역에서 측정되는 것을 볼 수 있다. 따라서 자성체 용기 가열 시 전력변환장치는 20-30 kHz에서 $P_{in\ max(mag)}$ 를 만족하도록 설계하고 비자성체 용기는 각 주파수 조건 별 전력 반도체 소자에 대한 비교를 위해 100-500 kHz의 조건에서 $P_{in\ max(nonmag)}$

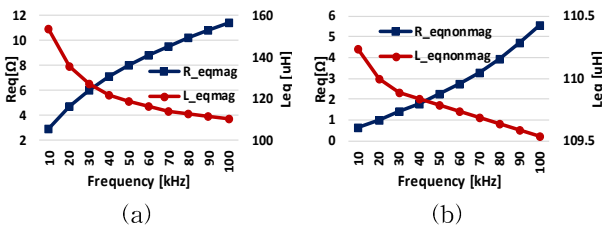


그림 1 주파수 변화에 따른 등가 파라미터 (a) 등가 저항, (b) 등가 인덕턴스

Fig. 1 Equivalent parameters according to the frequency variation (a) R_{eq} (b) L_{eq} .

를 만족하도록 설계한다. 그림 1의 파라미터와 식 (4)를 통해 공진 커패시턴스를 계산할 수 있으며 각 조건 별 설계한 시스템의 주요 시뮬레이션 파형은 그림 2와 같다.

$$C = \frac{1}{4\pi^2 f_o^2 L_{eq}} \quad (4)$$

2.3 전력반도체 소자에 따른 손실분석

비교 및 분석을 수행하기 위해 식 (5)의 Figure of Merit (FOM)을 고려하여 선정된 Si-MOSFET 및 GaN-HEMT 소자는 표 2와 같다.

$$FOM = R_{ds(on)} Q_g \quad (5)$$

HB-SRC의 전력 반도체 소자에서 발생하는 주요 손실 요인으로는 스위치 및 다이오드 도통 손실 (P_{cond} , P_{diode}), 스위칭 손실 (P_{sw}) 등이 있으며 정량적인 비교를 위해 스위칭 소자 외 모든 조건을 동일하게 두고 손실 분석을 수행한다. P_{cond} 은 스위치에 흐르는 전류 (i_s)와 스위치의 On-state 저항 ($R_{ds(on)}$)을 통해 계산하며 SRC의 경우 공진 네트워크에 흐르는 전류와 스위칭 소자에 흐르는 전류가 동일하므로 R_{eq} 에 반비례한다. P_{diode} 는 dead time 동안 다이오드에 흐르는 평균 전류 (I_{diode})와 다이오드의 순방향 전압 (V_f)을 통해 계산하며 R_{eq} 에 반비례하며 풀전압 및 공진전류의 위상차 (θ)에 비례한다. P_{sw} 는 V_{DC} 와 스위치 오프 시의 전류 (i_{off}), 스위칭 시간 (t_{off}) 및 f_{sw} 를 통해 계산하며 f_{sw} 에 비례하며 θ 에 반비례한다^[2]. 시뮬레이션 결과 및 소자의 Data sheet를 바탕으로 계산한 용기 재질 및 주파수 조건에 따른 전력변환장치의 효율은 그림 3과 같다.

표 2를 통해 볼 수 있듯이 Si-MOSFET은 GaN-HEMT에 비해 낮은 $R_{ds(on)}$ 을 가지며 Third-quadrant mode시 손실이 적기 때문에 도통 손실 측면에서 우수하다. 또한 GaN-HEMT는 100-200 kHz 대역에서 요구하는 전류 정격의 여유 문제로 인해 적용에 어려움을 갖는다. 따라서 자성체가열 및 100-200 kHz 대역의 비자성체 가열 시 Si-MOSFET을

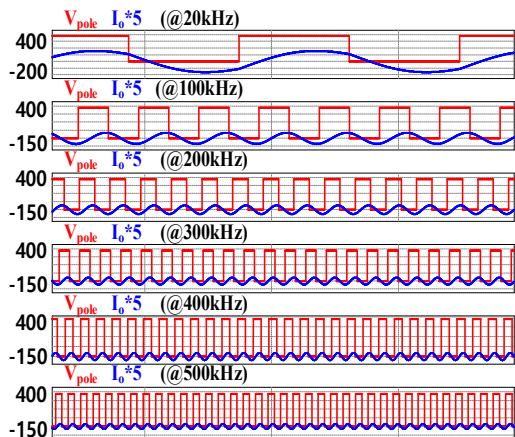


그림 2 시뮬레이션 결과 파형

Fig. 2 Simulation waveforms according to frequency ranges.

표 2 선정된 소자 목록

Table 2 Selected device list

Type	GaN-HEMT	Si-MOSFET
Part Name	GS66516T	IPW60R017C7
V_{DS}	650 [V]	600 [V]
I_D	60 [A]	100 [A]
$R_{ds(on)}$	25 [mΩ]	17 [mΩ]
Q_g	12 [nC]	240 [nC]

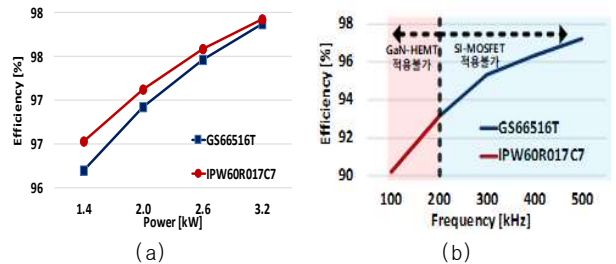


그림 3 전력반도체 손실 계산 결과 (a) P_{in} 에 따른 자성체 용기 가열 효율, (b) 주파수에 따른 비자성체 가열 효율 (@2.6kW)

Fig. 3 Loss analysis result (a) efficiency curve according to P_{in} (@ magnetic vessel), (b) efficiency curve according to f (@ non-magnetic vessel).

사용하는 것이 적합하다. 하지만 스위칭 손실을 고려 할 시 Si-MOSFET의 동작 주파수의 한계 및 GaN-HEMT의 높은 스위칭 특성으로 인해 200 kHz 이상의 구간에서는 Si-MOSFET의 적용이 불리하다. 따라서 All metal induction cooktop용 전력변환장치 설계 시 전력 반도체 소자의 선정은 각 소자 별 동작 주파수에 따른 전력변환장치의 효율을 고려하여 설계하여야 한다.

3. 결론

본 논문에서는 전력 반도체 소자에 따른 All-Metal Induction cooktop용 전력변환장치의 손실을 비교 분석하였다. All metal IH 구현을 위한 워킹 코일의 설계 방안을 제시하였으며 각 주파수 조건 별 공진 네트워크를 설계하였다. 시뮬레이션을 통해 각 주파수 조건 및 전력 반도체 소자에 따른 전력변환장치의 효율을 계산하였으며 이를 통해 주파수 조건에 따른 전력 반도체 소자의 선정에 대한 가이드라인을 제시하였다.

참고 문헌

- [1] I. Milan, J.M Burdío, J. Acero, O.Lucia and S. Llorente, "Series resonant inverter with selective harmonic operation applied to all-metal domestic induction heating", *IEEE, IET Power Electronics 2011*, Vol. 4, No. 5, pp. 587-592, May. 2011.
- [2] A. Q. Huang, "Wide bandgap (WBG) power devices and their impacts on power delivery systems", *IEEE, IEDM 2016*, San Francisco, CA, 2016, pp. 20.1.1-20.1.4, Dec. 2016.
- [3] D.Graovac, M.Pürschel, and A. Kiep, "MOSFET Power Losses Calculation Using the Data Sheet Parameters", Application Note, Infineon, 2006.