

낮은 저항의 IH 전용용기를 가열할 수 있는 유도 가열 컨버터와 코일 설계

정시훈¹, 박화평¹, 정지훈[†]

Design Methodology of Series Resonant Converter and Coil of Induction Heating Applications for Heating Low Resistance IH-Only Container

Si-Hoon Jeong¹, Hwa-Pyoeng Park¹, and Jee-Hoon Jung[†]

Abstract

An induction heating (IH) resonant converter, as well as its coil design method, is proposed in this study to improve the heat capability of low- and high-resistance IH vessels. Conventional IH resonant converters have been designed only for heating high-resistance containers designed for IH application. Thus, the primary current in the resonant tank becomes extremely high to transfer the rated power when the converter heats the low-resistance vessel. As a result, the rated power cannot be transferred due to overcurrent flows against the rated switch current. Hence, the optimal number of coil turns and proper operating frequency to heat high- and low-resistance vessels are proposed in this study by analyzing an IH load model. Simulation and experimental results using a 2.4 kW prototype resonant converter and its IH coil validate the proposed design.

Key words: IH(Induction Heating), SRC(Series Resonant Converter), Power transmission, Resonant current, IH coil design

1. 서 론

최근 유도 가열(Induction heating, IH) 기술은 높은 가열 효율, 빠른 가열 속도, 안전성 등의 장점으로 산업계와 가정용 어플리케이션에 널리 사용되고 있다. 유도 가열 기술의 핵심 구성 요소는 브리지 회로, 공진탱크, IH 코일로 구성된다. 그림 1은 유도 가열을 위한 하프 브리지 직렬 공진형 컨버터의 회로도를 나타낸다. 다양한 유도 가열 기술 토폴로지 중에서 하프 브리지 직렬 공진형 컨버터(Half-Bridge Series Resonant Converter)는 수동 및 능동 소자의 수가 작기 때문에 비용 효율이 좋은 장점으로 널리 사용되고 있다^{[1]-[2]}.

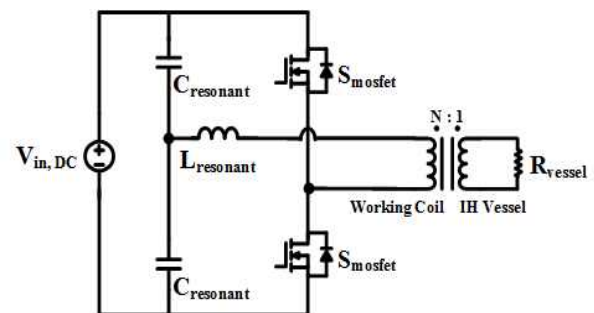


Fig. 1. Circuit schematics of the proposed IH converter.

본 논문에서는 유도 가열 시스템에 범용적으로 사용되는 하프 브리지 직렬 공진형 컨버터를 사용하였다. 유도 가열 컨버터는 부하 저항에 따라 1차측 전류^{[3]-[5]}와 출력 전력이 결정된다. 부하 저항은 1차측에서 N턴의 IH 코일, 2차측에서 용기를 1턴의 코일인 변압기로 간주하여 등가 저항 모델로 근사화할 수 있다^{[6]-[11]}. 따라서, IH 코일의 턴 수가 결정되면 용기의 저항에 따라서 1차측에서 보이는 부하 저항의 크기가 달라진다. 하지만 IH는 강자성체 용기를 사용해야하고 제작사별 용기의 강자성체 비율에 따라 용기의 저항이 달라져 전달전력의 편차

Paper number: TKPE-2018-23-1-4

Print ISSN: 1229-2214 Online ISSN: 2288-6281

[†] Corresponding author: jhjung@unist.ac.kr

School of Electrical & Computer Eng., UNIST

Tel: +82-52-217-2140 Fax: +82-52-217-2109

¹ School of Electrical & Computer Eng., UNIST

Manuscript received Nov. 14, 2017; revised Dec. 14, 2017; accepted Dec. 27, 2017

— 본 논문은 2017년 전력전자학술대회 우수추천논문임

가 발생한다^[12]. 특히, 작은 저항을 갖는 용기는 1차측에 큰 공진 전류를 야기하여 높은 정격 전류를 갖는 스위치를 사용하거나 스위치 정격을 낮추기 위해 전달전력을 제한할 경우 가열이 늦어지는 문제점이 발생한다.

본 논문에서는 높은 저항과 낮은 저항을 갖는 IH 전용용기를 표본으로 출력전력 2.4 kW로 가열할 수 있는 전기적 조건에 대한 분석법과 IH 코일 설계방법을 제안한다. 용기 간의 가열 성능 편차를 줄일 수 있는 코일의 턴 수를 이론적으로 분석하고 시뮬레이션과 실험을 통하여 유도 가열 컨버터 코일 설계 방법의 타당성을 검증하였다.

2. 용기별 전송전력 분석

2.1 기존 유도 가열 시스템 설계 방법

기존 유도 가열 시스템의 설계방법은 다른 제조사 대비 높은 저항을 갖는 All-Clad사의 IH 전용용기를 기준으로 컨버터 및 IH 코일이 설계되었다. 이로 인해, All-Clad사 용기 대비 낮은 저항을 갖는 용기 가열 시 부하측의 임피던스가 작아 1차측에 높은 스위치 전류가 유도되어 충분한 전력을 용기에 전달하지 못하는 문제가 발생하였다. 본 논문의 4장에서 기존 유도 가열 시스템의 문제점의 원인을 분석하고 문제점을 해결할 수 있는 설계방법을 제안한다.

2.2 기존 유도 가열 시스템 실험 조건

리츠 와이어 16턴 코일은 높은 저항을 갖는 가정용 유도 가열 전용 용기를 가열하기 위해 사용된다. 본 시료를 통해 높은 저항과 낮은 저항을 갖는 용기의 가열 성능을 비교 분석하였다. 높은 저항을 갖는 용기의 시료는 All-Clad사 용기를 사용하였고 낮은 저항을 갖는 용기의 시료는 Kingsense사 용기를 사용하였다. 표 1은 유도 가열 컨버터 코일 설계 목적인 1차측 스위치 전류, 정격 출력전력과 입력전압의 사양을 나타낸다. 표 2는 리츠 와이어 16턴 코일을 이용한 기존 유도 가열 컨버터 시스템의 시작품의 설계사양을 나타낸다.

2.3 기존 유도 가열 시스템의 용기별 전달전력

표 3은 기존 유도 가열 시스템의 출력전력과 1차측 스위치 전류의 실험결과를 나타낸다. All-Clad사 용기는 2.4 kW 이상의 출력 전력으로 가열이 가능하면서 40 A의 스위치 정격 전류 이하에서 동작했지만, 낮은 저항을 갖는 Kingsense사 용기 가열 시 40 A급 스위치의 정격 전류 제한으로 2.4 kW 이상 정격 전력으로 용기를 가열하지 못했다. 낮은 저항의 용기는 1차측에서 코일을 통해 보이는 등가 저항이 작아 1차측 스위치에 높은 전류를 야기하여 2.4 kW 이상의 전력을 전송하기에 부적절하였다.

TABLE I
TARGET SPECIFICATIONS

Parameter	Mark	Value	Unit
Input voltage(AC)	V_{in}	220	$V(RMS)$
Switch maximum current	I_r	40	$A(RMS)$
Rated power	$P_{transfer}$	2,400	W

TABLE II
CONVENTIONAL DESIGN SPECIFICATIONS

Parameter	Mark	Value	Unit
Coil turn numbers	n	16	turns
Resonant capacitance	C_{re}	740	nF
Resonant inductance (All-Clad)	L_{all}	21.78	μH
Resonant inductance (Kingsense)	L_{king}	13.74	μH
Resonant frequency (All-Clad)	f_{r-all}	39.64	kHz
Operating frequency (All-Clad)	f_{sw-all}	45	kHz
Resonant frequency (Kingsense)	f_{r-king}	49.91	kHz
Operating frequency (Kingsense)	$f_{sw-king}$	66	kHz
Coil+All-Clad equivalent resistance	R_{eq-all}	1.66	Ω
Coil+Kingsense equivalent resistance	$R_{eq-king}$	0.78	Ω

TABLE III
CONVENTIONAL IH SYSTEM PERFORMANCE

Parameter	Value	Unit
All-Clad input power	2,840	W
All-Clad switch current	34.51	A (RMS)
Kingsense input power	1,640	W
Kingsense switch current	38.35	A (RMS)

3. 코일 설계 고려사항

3.1 코일 인가전압

유도 가열 컨버터의 출력전력을 결정하는 요소는 부하저항과 코일 인가전압이다. 하프 브리지 직렬 공진형 컨버터 토폴로지의 1차측 코일 인가 전압을 구하기 위해서는 브리지 회로 및 공진탱크의 전압이득 그리고 1 고조파 근사법이 이용된다.

$$V_{dc-link} = \frac{1}{2} \times V_{in} \quad (1)$$

식 (1)은 하프 브리지 회로의 전압이득을 고려한 DC-link 전압을 나타낸다. 다음으로 DC-link 전압은 공진탱크를 거쳐 정현파로 출력된다.

$$v_{fl}(t) = \frac{2}{\pi} \times V_{dc-link} \times \sin(2\pi f_{sw} t) \quad (2)$$

따라서, 공진탱크의 출력전압은 1고조파 근사법에 의해 식 (2)로 표현될 수 있다.

$$V_{fl} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \times V_{dc-link} \quad (3)$$

식 (3)은 식 (2)의 RMS 값을 나타낸다. 식 (1)과 식 (3) 그리고 공진탱크 전압이득을 고려하면 하프 브리지 직렬 공진형 컨버터의 코일 인가전압은 식 (4)와 같다.

$$V_{coil} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \times \frac{1}{2} \times G_v \times V_{in} \quad (4)$$

여기서, V_{coil} 는 코일에 인가되는 전압, G_v 는 공진탱크 전압이득, V_{in} 는 입력전압이다. 입력전압 220 V를 기준으로 공진탱크 전압이득을 1로 가정하면 IH 코일에 인가되는 전압은 99 V가 인가된다.

3.2 부하저항과 출력전력

유도 가열 컨버터 코일 설계의 기준이 되는 출력전력은 코일에 인가되는 전압이 결정되면 부하 저항과의 관계식으로 표현된다. 유도 가열 컨버터의 부하 저항은 그림 1처럼 1차측은 N턴 2차측은 1턴인 변압기 모델로 근사화되어 식 (5)로 표현된다. 여기서, R_{eq} 는 코일과 용기의 합성 등가저항, n 은 코일 턴 수, R_{vessel} 은 용기 저항을 나타낸다. 코일 인가전압과 합성 등가저항을 이용하여 유도 가열 컨버터의 출력전력을 구하면 식 (6)과 같다.

$$R_{eq} = n^2 \times R_{vessel} \quad (5)$$

$$P_{transfer} = \frac{V_{coil}^2}{R_{eq}} = \frac{\left(\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \times \frac{1}{2} \times G_v \times V_{in}\right)^2}{n^2 \times R_{vessel}} \quad (6)$$

용기와 코일의 합성 등가저항은 출력전력과 반비례 관계를 가지므로 2.4 kW 출력전력을 만족시킬 수 있는 부하 저항의 최댓값을 결정하는데 출력전력 공식이 사용된다.

3.3 부하저항과 1차측 스위치 전류

유도 가열 컨버터에서 1차측 스위치 전류는 스위치의

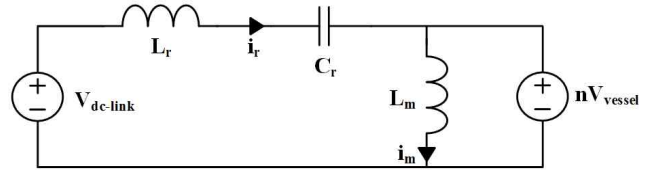


Fig. 2. Equivalent circuit of resonant tank at resonant frequency.

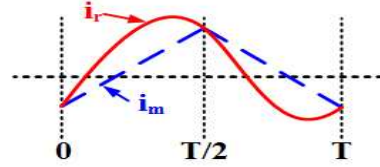


Fig. 3. Resonant tank current waveform at resonant frequency.

정격전류와 가열 가능한 부하저항의 범위를 결정하는 중요한 요소이다. 유도 가열 컨버터의 1차측 스위치 전류는 공진탱크의 전류로부터 유도될 수 있다. 그림 2는 공진주파수에서 공진탱크의 등가회로를 나타내고 그림 3은 공진탱크 전류의 파형을 보여준다. 자화 인덕터 피크 전류는 식 (7)과 같고 공진 주파수에서 공진탱크 전류는 식 (8)과 같다. 여기서 T 는 스위칭 주기, f_r 는 공진주파수, Φ 는 공진탱크 전류와 자화 인덕터 전류의 위상차, L_m 은 자화인덕턴스, V_{vessel} 는 용기에 인가되는 전압, I_r 은 공진탱크 전류, I_{rms} 는 공진탱크 RMS 전류를 나타낸다.

$$I_m = \frac{n \times V_{vessel}}{L_m \times \frac{T}{4}} \quad (7)$$

$$I_r = \sqrt{2} I_{rms} \sin(2\pi f_r t + \Phi) \quad (8)$$

따라서 그림 3의 전류파형에 따라 각 반주기에서 공진탱크 전류와 자화 인덕터 전류가 같은 지점이 존재한다. 이는 식 (9)가 유도될 수 있다.

$$\sqrt{2} I_{rms} \sin(\Phi) = \frac{n \times V_{vessel}}{L_m \times \frac{T}{4}} \quad (9)$$

그리고 공진탱크 전류와 자화 인덕터 전류의 차이는 부하에 전달되는 전류와 같으므로 식 (10)과 같다.

$$\int_0^{\frac{T}{2}} (i_r - i_m) dt = \frac{V_{vessel}}{n R_{vessel}} \frac{T}{2} \quad (10)$$

위의 식들을 정리하면 공진탱크 RMS 전류 식 (11)를 유도할 수 있다.

$$I_r = \frac{1}{8} \frac{V_{vessel}}{nR_{vessel}} \sqrt{\frac{2n^4 \times R_{vessel}^2 \times T^2}{L_m^2} + 8\pi^2} \quad (11)$$

1차측 스위치 전류는 공진탱크 RMS 전류로 근사화될 수 있고 식 (11)에 의해 부하저항과 반비례 관계를 가진다. 따라서, 스위치 정격을 결정한 후, 식 (11)으로 정격 전류를 넘지 않는 부하저항의 최솟값을 결정할 수 있다.

3.4. 용기 저항과 동작주파수와와의 관계

유도 가열 컨버터에서 출력전력과 1차측 스위치 전류는 부하저항에 의해 결정된다. 여기서 부하저항은 코일과 가열용기의 합성 등가저항이다.

$$\delta_s = \sqrt{\frac{1}{\pi \times f \times \mu \times \sigma}} \quad (12)$$

$$R_{eff} = \sqrt{\frac{L \times \rho}{\pi \times D \times \delta_s}} \quad (13)$$

용기별 재질에 따라 고유의 저항률, 투자율을 가지고 있어 용기별 표피깊이(Skin Depth)의 차이로 부하저항이 달라진다. 식 (12)와 식 (13)는 표피깊이와 용기저항 공식을 나타낸다^{[13]-[14]}. 여기서, f 는 동작주파수, μ 는 용기의 투자율, σ 는 용기의 전도율, L 은 리츠 와이어의 길이, ρ 는 용기의 저항률, D 는 리츠 와이어의 지름, δ_s 는 용기의 표피깊이를 나타낸다. 용기별 전도율과 투자율에 따라 주파수에 의한 표피깊이의 변동률이 다르지만 공통적으로 동작주파수와 용기 고유 저항은 비례한다. 이를 통해, 코일의 동작주파수 대역별로 부하저항을 산출하여 부하저항을 조절할 수 있다.

3.5 부하 저항 범위 산정 및 용기 간 저항 격차

부하저항은 증가할수록 1차측 스위치 전류가 감소하여 스위치 정격전류를 만족시키기 유리하지만 최대 출력전력이 감소한다. 반면, 부하저항이 감소할수록 최대 출력전력은 증가하지만 1차측 스위치 전류가 증가한다. 따라서, 1차측 스위치 전류와 출력전력은 최소 부하저항과 최대 부하저항을 결정하는 기준이 되고 부하저항의 범위로 산출된다. 그림 4는 스위치 정격전류 40 A, 출력전력 2.4 kW를 만족하는 부하저항 범위(Target Region)와 All-Clad, Kingsense사 용기 간 저항격차와의 관계를 나타낸 그림이다. 또한 그림 5은 두 용기의 동작주파수를 조절하여 용기 간 저항격차를 줄였을 때 저항격차를 나타낸 그림이다. 두 용기 모두 가열하기 위해서는 그림 6과 같이 두 용기 간 저항격차가 부하저항 범위의 저항격차보다 작아야한다. 두 용기 간 저항격차가 충분히 작아졌을 때 유도 가열 컨버터의 코일 턴 수 조절을 통해 등가저항을 제어하여 설계목적을 달성할 수 있다.

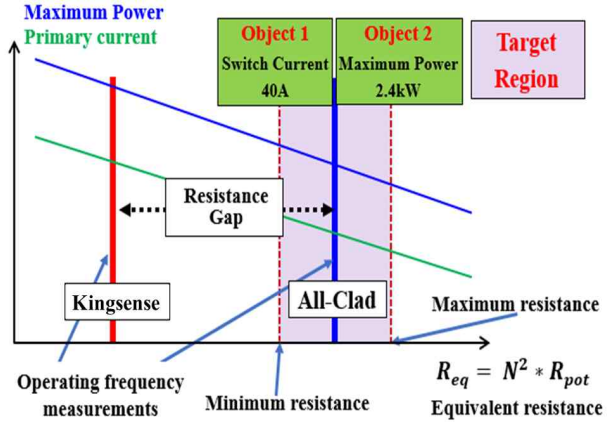


Fig. 4. Power transmission issue of various load conditions.

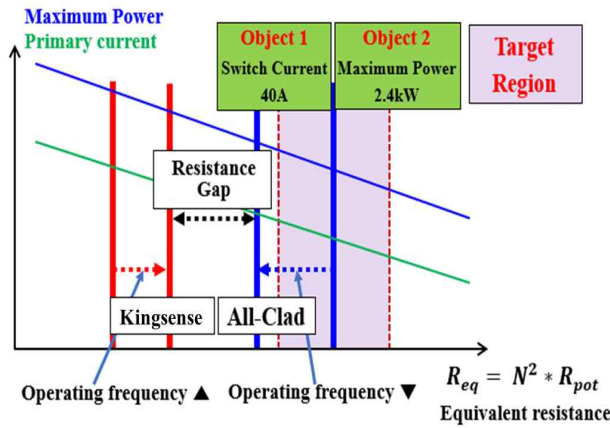


Fig. 5. Resistance range satisfying rated output power and rated switch current.

4. 코일 설계 방법

본 장에서는 코일 설계 고려사항을 적용하여 코일 턴수를 선정하는 방법을 설명한다. 그림 7은 코일 설계 절차의 플로우 차트를 나타낸다.

첫 번째, 코일과 용기의 합성저항을 측정하여 식 (5)을 이용하여 용기별 고유 저항을 계산한다.

두 번째, 정격전력과 1차측 스위치 정격전류를 만족하는 부하저항의 범위를 산정한다. 식 (4)에서 입력전압, 용기의 고유 저항 그리고 설계하고자 하는 정격전력과 최대 전압이득을 대입하여 최대 합성저항을 계산한다. 그리고 식 (11)을 이용하여 설계하고자 하는 스위치 정격전류를 기준으로 n 값을 산정하고 식 (5)에 대입하여 최소 합성저항을 계산한다.

세 번째, 스위치 정격전류 및 출력 전력 등의 설계목적 달성을 그림 4의 Target Region에 용기의 저항값을 위치시키기 위해 두 용기별 동작주파수를 조절하여 저항격차를 줄인다. All-Clad사와 Kingsense사 용기 간의 저항격차가 그림 4과 같이 Target Region의 저항 범위보다 큰 경우, 용기별 동작주파수를 변경함으로써

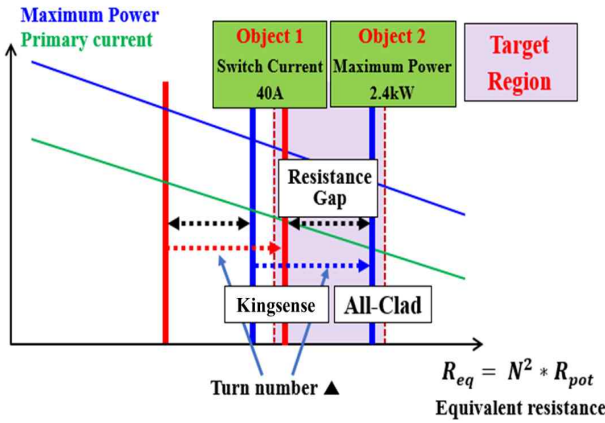


Fig. 6. Variation of container resistance according to operating frequency and the number of turns.

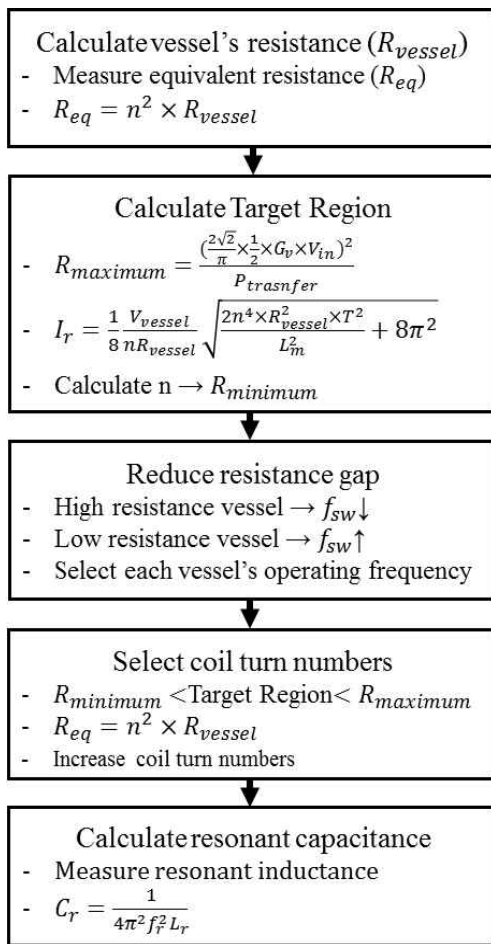


Fig. 7. Flow chart of IH coil design procedures.

용기별 부하저항을 조절하여 용기 간 저항격차를 감소시킨다.

네 번째, Target Region에 두 용기의 저항 값이 모두 부합하는 코일 턴 수를 선정한다. 앞선 단계에서 선정된 용기별 동작주파수에서 용기의 고유 저항값을 식 (5)의 R_{vessel} 에 대입하고, R_{eq} 에 산정한 부하저항 범위의 값

TABLE IV
PROPOSED DESIGN SPECIFICATIONS

Parameter	Mark	Value	Unit
Coil turn numbers	n	22	-
Resonant capacitance (All-Clad)	C_{re-all}	940	nF
Resonant capacitance (Kingsense)	$C_{re-king}$	164	nF
Resonant inductance (All-Clad)	L_{all}	45.80	μH
Resonant inductance (Kingsense)	L_{king}	27.4	μH
Resonant frequency (All-Clad)	f_{r-all}	20.5	kHz
Operating frequency (All-Clad)	f_{sw-all}	23.5	kHz
Resonant frequency (Kingsense)	f_{r-king}	75	kHz
Operating frequency (Kingsense)	$f_{sw-king}$	84	kHz
Coil+All-Clad equivalent resistance	R_{eq-all}	1.95	Ω
Coil+Kingsense equivalent resistance	$R_{eq-king}$	1.48	Ω

을 대입하여 n 값을 산정한다. 그림 6은 설계된 동작주파수와 코일 턴 수를 적용한 부하저항범위를 나타낸다.

마지막으로, 용기별 동작주파수에서 최대 전압이득을 가질 수 있는 공진주파수를 설계하기 위한 공진 캐패시턴스 값을 계산한다. 공진주파수 공식은 식 (14)과 같다.

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_r}} \quad (14)$$

여기서, f_r 은 공진주파수, L_r 은 유도 가열 컨버터의 누설 인덕턴스, C_r 은 공진 캐패시턴스를 나타낸다. 표 4는 제안한 코일 설계방법으로 산정한 유도 가열 컨버터의 설계 사양이다.

5. 모의 해석 및 실험 결과

본 장에서는 시뮬레이션과 실험을 비교 분석하여 제안한 코일 설계 방법의 타당성을 검증한다. 시뮬레이션 및 실험결과는 부족 설계(16턴), 적정 설계(22턴), 과도 설계(24턴) 3가지로 선정하였다. 부족 설계(16턴) 실험에서는 2.4 kW 전달전력 가열에 문제가 되었던 낮은 저항을 갖는 Kingsense사 용기 가열 실험만 진행하였다. 그림 8은 PSIM을 이용하여 16턴, 22턴, 24턴에 대한 1차 측 스위치 전류와 드레인 소스 전압 및 전류 시뮬레이

TABLE V
SIMULATION RESULTS

Turns	Vessel	Parameter	Value	Unit
16	All-Clad	Switch Current	35.87	A(RMS)
		Power	2,985	W
	Kingsense	Switch Current	39.15	A(RMS)
		Power	1,766	W
22	All-Clad	Switch Current	25.90	A(RMS)
		Power	2,654	W
	Kingsense	Switch Current	31.65	A(RMS)
		Power	2,649	W
24	All-Clad	Switch Current	23.60	A(RMS)
		Power	2,330	W
	Kingsense	Switch Current	38.53	A(RMS)
		Power	2,513	W

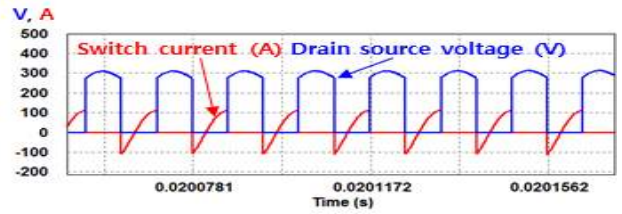
TABLE VI
EXPERIMENTAL RESULTS

Turns	Vessel	Parameter	Value	Unit
16	All-Clad	Switch Current	34.51	A(RMS)
		Power	2,840	W
	Kingsense	Switch Current	38.35	A(RMS)
		Power	1,640	W
22	All-Clad	Switch Current	24.00	A(RMS)
		Power	2,422	W
	Kingsense	Switch Current	30.50	A(RMS)
		Power	2,420	W
24	All-Clad	Switch Current	22.60	A(RMS)
		Power	2,090	W
	Kingsense	Switch Current	36.70	A(RMS)
		Power	2,310	W

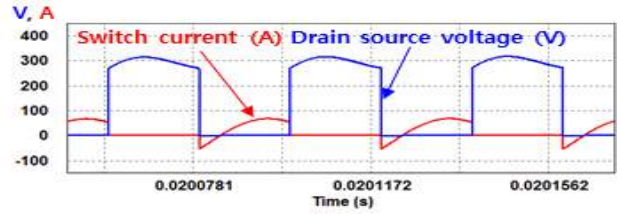
선 파형을 나타내고 그림 9는 시뮬레이션과 동일한 조건의 실험결과를 나타낸다.

5.1 시뮬레이션 결과

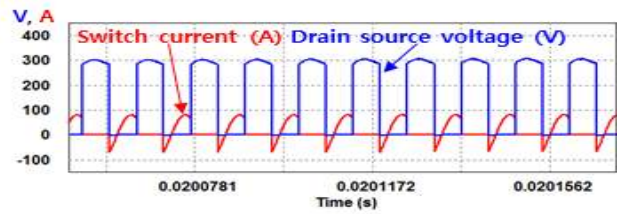
표 5는 부족, 적정, 과도 설계에 대한 출력전력 및 스위치 전류 시뮬레이션 결과를 나타낸다. 이론값에서 예상했던 것과 같이 적정 설계에서 All-Clad사와 Kingsense사 용기 모두 40 A 스위치 정격전류와 2.4 kW 출력전력을 만족하였다. 반면, 부족 설계에서는 스위치의 정격전류 제한에 걸렸고, 과도 설계에서는



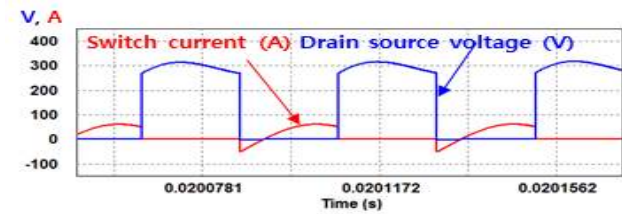
(a)



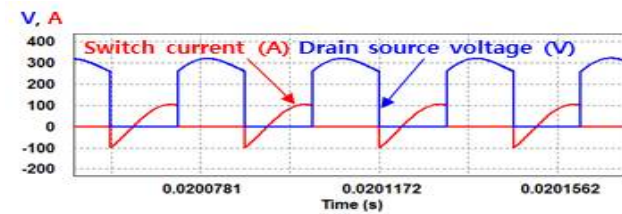
(b)



(c)



(d)



(e)

Fig. 8. Simulation results.

- (a) 16 turns coil Kingsense (b) 22 turns coil All-Clad
- (c) 22 turns coil Kingsense (d) 24 turns coil All-Clad
- (e) 24 turns coil Kingsense

All-Clad사 용기의 부하저항이 Target Region 저항범위를 초과하여 2.4 kW 출력전력을 만족하지 못하였다

5.2 실험 결과

표 6은 부족, 적정, 과도 설계에 대한 실험결과를 나타낸다. PSIM 시뮬레이션을 통해 예측했던 바와 같이 22턴 적정 설계에서 All-Clad사와 Kingsense사 용기 모두 2.4 kW 정격전력과 40 A 스위치 정격전류를 만족하였고 24턴에서는 2.4 kW 출력전력으로 가열하지 못함을 확인하였다.

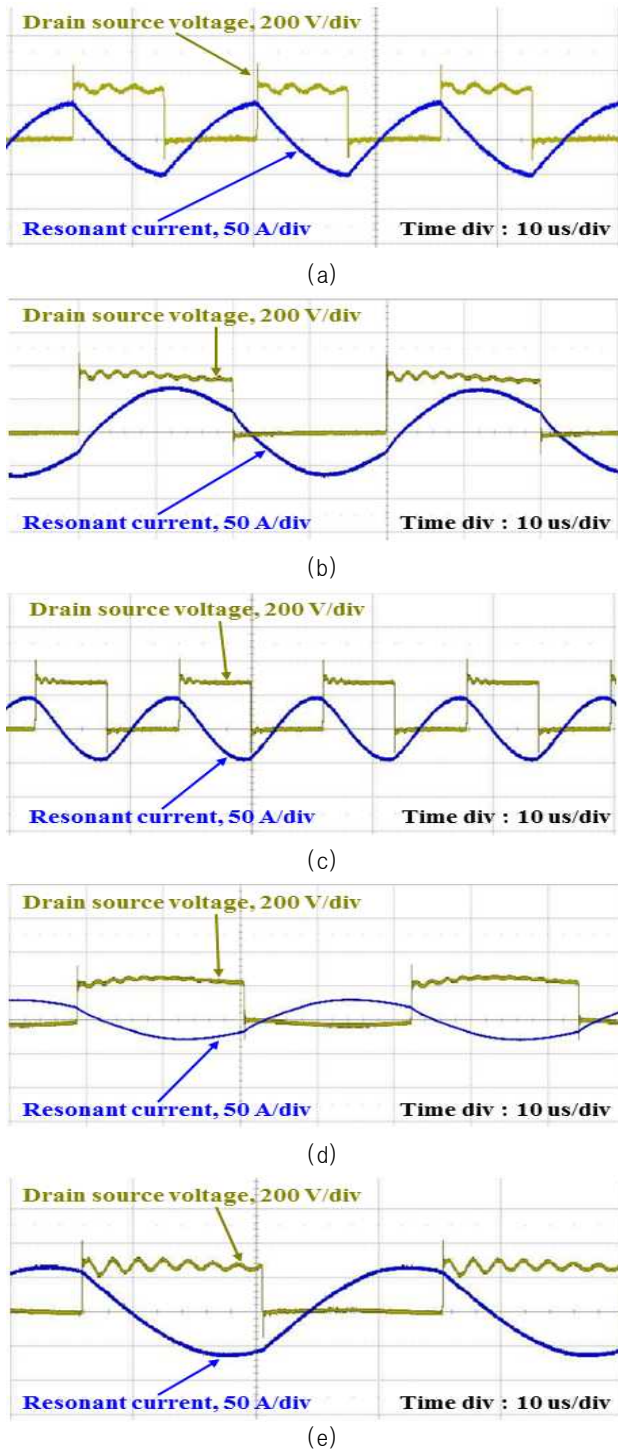


Fig. 9. Experimental results.

- (a) 16 turns coil Kingsense (b) 22 turns coil All-Clad
 (c) 22 turns coil Kingsense (d) 24 turns coil All-Clad
 (e) 24 turns coil Kingsense

6. 결 론

본 논문에서는 유도 가열 컨버터의 코일 특성에 따른 출력전력과 1차측 스위치 전류와의 관계를 분석하여 가열 용기를 확대할 수 있는 코일 설계방법을 제안했다.

기존의 높은 저항을 갖는 부하를 기준으로 설계된 유도 가열 컨버터에서는 낮은 저항의 부하조건에서 높은 스위치 전류가 유도되어 스위치의 정격전류 제한으로 충분한 전력으로 가열하지 못하는 문제점이 있었다. 본 논문에서는 용기별 동작 주파수를 조절하여 부하저항 차이를 줄이고 스위치 정격전류와 출력전력을 만족시킬 수 있는 코일 턴 수를 설계하였다. 2.4 kW급 컨버터 시제품을 이용한 시뮬레이션과 실험을 통하여 IH 컨버터의 정격전력 가열 조건에 대한 전기적인 유도 와 코일 설계 방법의 타당성을 검증하였다.

이 논문은 2017년도 LG전자의 지원을 받아 UNIST에서 수행된 선행연구사업임(No.2.170051.01)
 This work was supported by the National Research Foundation of Korea(NRF) grant funded by the Korea government(MSIT) (No. NRF - 2106R1A2B4011934)

References

- [1] S. M. Park, H. G. Woo, and D. C. Shin, "A study on the stabilization of induction heating system for using high-frequency series resonant inverter," *2010 Power Electronics Annual Conference*, pp. 506-507, Jul. 2010.
- [2] J. Acero and J.M. Burdio, "Domestic induction appliances," *IEEE industry applications magazine*, pp. 39-47, Apr. 2010.
- [3] J. H. Jung and J. G. Kwon, "Theoretical analysis and optimal design of LLC resonant converter," *Power Electronics and Applications, 2007 European Conference*, Jan. 2008.
- [4] H. P. Park and J. H. Jung, "PWM and PFM hybrid control method for LLC resonant converters in high switching frequency operation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 64, pp. 253-263, Jan. 2017.
- [5] H. P. Park and J. H. Jung, "Improved control strategy of 1MHz LLC converter for high frequency resolution," *2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition(APEC)*, pp. 3213-3218, Mar. 2016.
- [6] M. M. Khang and S. S. Aung, "Design and comparison of conductor size for inductive cooker coil," *International Journal of Scientific Engineering and Technology Research*, Vol. 03, pp. 1240-1244, May 2014.
- [7] S. S. Aung, H. P. Wai, and N. N. Soe, "Design calculation and performance testing of heating coil in induction surface hardening machine," *World Academy of Science, Engineering and Technology*, Vol. 2, pp. 1134-1138, Nov. 2008.

[8] K. H. Carpenter, "Simple models for dynamic hysteresis which add frequency-dependent losses to static models," *IEEE Transactions on magnetics*, Vol. 34, pp. 619-622, May 1998.

[9] J. Acero, J. M. Burdio, L. A. Barragan, and R. Alonso, "A model of the equivalent impedance of the coupled windingload system for a domestic induction heating application," *2007 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pp. 491 - 496, Jun. 2007.

[10] J. Acero, R. Alonso, L. A. Barragan, C. Carretero, O. Lucia, I. Millan, and J.M. Burdio, "Domestic induction heating impedance modeling including windings, laod, and ferrite substrate," *2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 1-10, Sep.. 2009

[11] B. Lu, W. Liu, Y. Liang, and F. C. Lee, "Optimal design methodology for LLC resonant converter," *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006 APEC '06. Twenty-First Annual IEEE*, pp. 533-538, Apr. 2006.

[12] Y. Yu, Y. Zou, M. Jiang, and D. Zhang, "Investigation on conductivity invariance in eddy current ndt and its application on magnetic permeability measurement," *2015 IEEE Far East NDT New Technology Application Forum (FENDT)*, pp. 257 - 262, May 2015.

[13] H. Zhang, "High frequency MRI RF coil design," The Pennsylvania State University, Master of Science, Thesis in Engineering Science and Mechanics, pp. 1-72, May 2013.

[14] H. O. Jimenez, "AC Resistance evaluation of foil, round and litz conductors in magnetic components," Department of Energy and Environment Division of Electric Power Engineering, Chalmers University of Technology, Sweden, Master of Science Thesis, May 2013.



정시훈(鄭視薰)

1988년 11월 12일생. 2014년 숭실대 정보통신전자공학과 졸업. 2015년~2017년 한국철도공사 기술원(기술행정). 2017년~현재 울산과학기술원(UNIST) 대학원 전기전자컴퓨터공학부 석사과정.



박화평(朴晔平)

1991년 2월 23일생. 2014년 한국기술교육대 전기공학과 졸업. 2016년 울산과학기술원(UNIST) 대학원 전기전자컴퓨터공학부 졸업(석사). 2016년~현재 동 대학원 전기전자컴퓨터공학부 박사과정.



정지훈(鄭智勳)

1977년 3월 2일생. 2000년 포항공과대 전자전기공학과 졸업. 2002년 동 대학원 전자컴퓨터공학부 졸업(석사). 2006년 동 대학원 전자컴퓨터공학부 졸업(공학박). 2006년~2009년 삼성전자 프린팅사업부 책임연구원. 2009년~2010년 Texas A&M University at Qatar 박사후연구원. 2011년~2012년 한국전기연구원 선임연구원. 2013년~현재 울산과학기술원(UNIST) 전기전자컴퓨터공학부 부교수. 당 학회 기획이사.