

PSIM 모델을 이용한 변압기 모델링 및 회로상수 추출방법

최희수¹, 최성진[†]

An Effective Gyrator-based Transformer Modeling using PSIM

Hee-Su Choi¹ and Sung-Jin Choi[†]

Abstract

Magnetic circuit is a physical modeling method that is useful in designing and analyzing power transformers, especially for a priori evaluation of leakage and magnetizing inductance before actual production. In this study, a novel modeling approach that uses PSIM magnetic elements adopting gyrator and permeance-capacitances is investigated. A formula to determine the permeance-capacitors in the core and leakage path are established, and a simulation jig is devised to link the physical model and the electrical terminal characteristics with an automated parameter determination process. The derived formula is verified by measurement results of the prototype transformer samples. Given its accuracy and simplicity, this approach is suitable for analyzing and designing LLC resonant transformers whose leakage and magnetizing inductance are very critical to circuit operation.

Key words: PSIM, Magnetic Circuit, Magnetizing Inductance, Leakage Inductance

1. 서 론

고밀도 dc/dc 컨버터에서는 마그네틱 소자의 정확한 모델링이 요구된다. 그 중에서 오디오나 TV 등에 사용되는 LLC 공진 컨버터(Fig. 1)에서는 변압기의 누설 및 자화 성분을 이용한 변압기 모델링이 특히 중요하다^{[1][2]}. 변압기 모델링 방법 중 가장 정확한 방법은 FEM(finite element method)과 같은 전자기장 해석 시뮬레이션 프로그램을 사용하는 것이지만, 이는 비용이 비싸며 변압기 상수를 추출하는데 걸리는 계산시간이 길고, 각종 회로구조와의 연계에 제약이 따르는 단점이 있다^{[3][4]}. 그리고 전자기장해석과 회로시뮬레이션 툴과의 연계시뮬레이션(co-simulation)해법도 나와 있으나 이 또한 비용적인 문제가 크다.

한편, 전통적인 회로시뮬레이션 프로그램만을 이용한 집중소자(lumped element)에 기반한 변압기 해석방법은

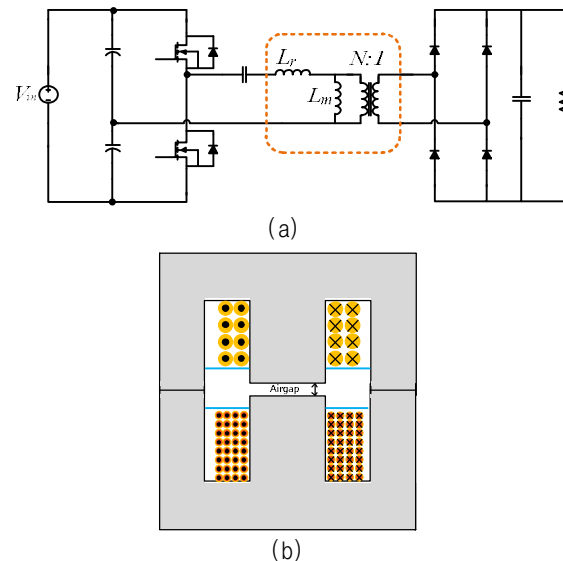


Fig. 1. Transformers in a LLC resonant dc/dc converter (a) LLC converters (b) a LLC transformer structure with side-by-side winding

여전히 많은 장점을 가지며 연구되고 있다. 특히 변압기는 해석 뿐만 아니라 설계 또한 중요하기 때문에, 자화 인덕턴스와 누설인덕턴스와 같은 전기적인 터미널 모델과 함께 내부의 형상구조와 자기물성 정보를 포함할 수 있는 자기회로(magnetic circuit) 모델방법은 그 의미가

Paper number: TKPE-2016-21-3-3

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

[†] Corresponding author: sjchoi@ulsan.ac.kr, School of Electrical Engineering, University of Ulsan

Tel: +82-52-259-2716

¹ School of Electrical Engineering, University of Ulsan
Manuscript received Feb. 11, 2016; revised Mar. 15, 2016;
accepted Apr. 4, 2016

— 본 논문은 2015년 추계학술대회 외부장학금 수혜논문임

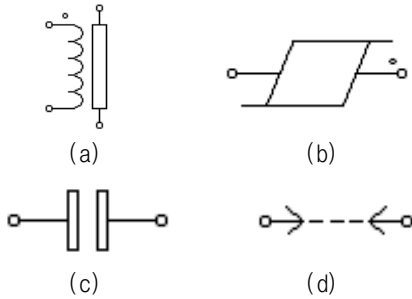


Fig. 2. PSIM's magnetic element library
(a) winding (b) linear core (c) airgap (d) leakage path

매우 크다 할 수 있다. 이러한 변압기 모델링 연구 동향으로는 자기저항(reluctance)을 사용하는 방법과 퍼미언스-캐패시터(permeance-capacitor)를 사용하는 방법 크게 두 가지로 나뉜다.

자기저항 방법은 전통적으로 많이 사용되었는데 자기 회로를 전기적 터미널 모델로 변환하기 위해서 주로 마디를 망으로 망은 마디로 하는 쌍대성 원리를 이용해야 하고, 자기회로구조가 변압기 형상구조를 그대로 반영하지 못한다^{[5][6]}. 따라서, 이러한 방법은 상대적으로 어려운 구조의 변압기 형태에서는 모델링하기가 쉽지 않을 뿐만 아니라 에너지 저장소자가 에너지 손실소자인 저항으로 모델링되어있어서 단위 혼동을 일으킬 수 있다는 단점이 있다. 반면, 퍼미언스-캐패시터를 사용하는 방법은 자이레이터가 전기적 회로를 자기적 회로로 자동으로 변환하는 역할을 하기 때문에 자기회로가 변압기 형상구조를 그대로 나타내준다^{[7][8][9]}. 이러한 이유로 변압기 구조를 좀 더 직관적으로 볼 수 있으며 에너지 저장소자인 캐패시터로 모델링 하기 때문에 단위 혼동을 일으키지 않는다.

기존의 자기저항 모델에 대해서는 MATLAB의 Simulink를 이용한 회로 시뮬레이션 해석법이 있었다^[10]. 하지만 퍼미언스-캐패시터 방법은 최근에야 회로 시뮬레이션 블록을 지원하기 시작하였고 대표적으로 PSIM의 마그네틱 라이브러리가 있다. 하지만 사용방법이 체계적으로 정리되지 않아 널리 사용되지 못하고 있는 실정이었다.

따라서 본 논문에서는 PSIM에서 제공하는 마그네틱 라이브러리를 이용하여 변압기를 퍼미언스-캐패시터로 직관적으로 모델링하는 방법을 상세히 연구한다. 먼저, 코어의 누설 경로를 이용하여 자화 및 누설 인덕턴스를 각 퍼미언스-캐패시터로 변경하는 방법을 제안하였고, 시뮬레이션 지그(jig)를 도입하여 변압기를 제작하기 전 데이터 시트만을 활용해서 누설 및 자화 인덕턴스를 추출하는 방법을 제시한다.

2. PSIM의 마그네틱 라이브러리

TABLE I
MAGNETIC CORE FLUX CALCULATION

Permeance	l_{eff}	A_{eff}
P_{01}	h	$c_2 w$
P_{02}	$\frac{\pi}{8}(c_1 + c_2)$	$\frac{w}{2}(c_1 + c_2)$
P_{03}	b_w	$c_1 w$
P_{04}	$\frac{\pi}{8}(c_1 + \frac{d}{2})$	$\frac{w}{2}(c_1 + \frac{d}{2})$
P_{c1}	h	dw

PSIM에서 제공하는 마그네틱 소자 모델은 에너지 변환 블록과 자기 회로 블록으로 나누어진다^{[11][12][13]}.

2.1 에너지 변환 블록

PSIM에서 제공하는 에너지 변환블록 즉, 자이레이터는 권선(winding)소자로 Fig. 2 (a)로 나타내어진다. 이 소자는 식(1)과 식(2)를 보면 정확하게 자이레이터와 일치함을 볼 수 있다. 자이레이터란 1948년 Tellegen에 의해 처음으로 소개되었으며 일반적으로 한 포트의 전압을 다른 포트의 전류로 바꾸는 소자이다.

$$\frac{d\phi}{dt} = I_m = \frac{V_e}{N} \quad (1)$$

$$F_{mmf} = V_m = N \times I_e \quad (2)$$

여기서 각 파라미터는 아래와 같다.

N : 턴수(turn)

Φ : 자속율

I_m : 자기전류(Weber/sec)

V_e : 전압(V)

I_e : 전류(A)

F_{mmf} : 기자력(A·turn)

본 논문에서 PSIM 권선 소자의 내부 손실저항은 무시하였다.(통상 1m Ω) 권선 소자에는 1차측과 2차측 각 턴비를 대입한다.

2.2 자기회로 블록

PSIM에서 제공하는 자기 회로 블록은 Fig. 2 (b)-(d)로 각 선형 코어(linear core), 공기(airgap), 누설 경로(leakage path) 이렇게 3개로 구성 되어 있다. 자기회로 블록 즉, 퍼미언스 캐패시터 모델의 각 PSIM 라이브러리의 퍼미언스를 구하는 공식은 식(3) 과 같다.

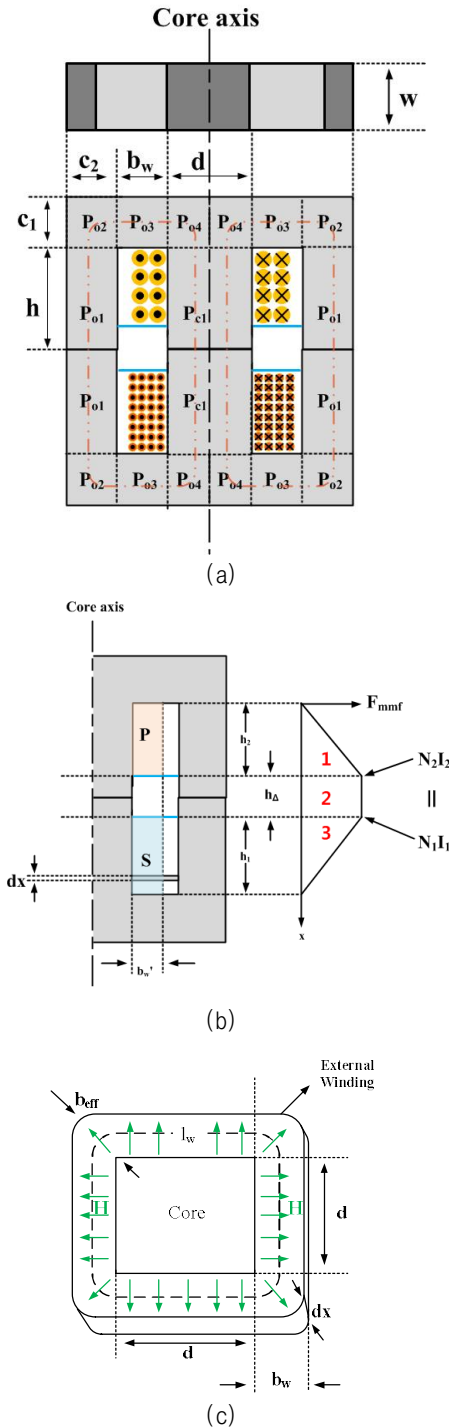


Fig. 3 Magnetic circuit building
 (a) core partitioning (b) leakage flux distribution
 (c) differential volume

$$P = \mu_r \mu_o \frac{A_{eff}}{l_{eff}} \quad (3)$$

여기서 P 는 퍼미언스(Henry/turn²)이고 A_{eff} 는 코어의 면적(m²)이고 l_{eff} (m)는 코어의 길이이다. 상대 투자율 μ_r 은 공극 소자에서는 1이고(공기 중) 코어 내부의 경우에

TABLE II
 LEAKAGE FLUX CALCULATION

Permeance	l_{eff}	A_{eff}
1	b_w	$l_w \left(\frac{h_1}{3}\right)$
2	b_w	$l_w \times h_{\Delta}$
3	b_w	$l_w \left(\frac{h_2}{3}\right)$

는 코어 데이터시트를 참고해 상대투자율을 결정한다.

3. 제안하는 모델링 방법

3.1 자화 인덕턴스 모델링 방법

코어는 일반적으로 제작되어 나오는 형태가 있지만 시스템에 따라 코어를 주문 제작해서 코어를 사용하는 경우가 많다. 이러한 경우를 대비하여 각 코어를 분할해서 해석 후 합쳐서 해석하는데, 이렇게 해석하게 되면 보다 정확하게 변압기의 자화인덕턴스를 구해낼 수 있다. 다시 말해 먼저 코어를 각 부분별로 나누어 각각의 퍼미언스 캐패시턴스를 구한다. 이후 원래 코어 형상대로 각 캐패시턴스를 연결한다. 그러나 아무렇게나 코어를 분할하는 것은 모델링의 정확도를 떨어뜨릴 수 있으므로 각 코어를 분할하는 방법에 대해 가이드라인을 Fig. 3 (a)와 같이 제시한다. 여기서 변압기 구조는 Fig. 1 (b)와 같은 변압기 형태로 누설 및 자화 인덕턴스가 중요한 전형적인 LLC 공진컨버터 회로의 병행권선(side-by-side) 변압기 구조를 예로 들었다.

Fig. 3 (a)를 보면 코어의 자속을 따라 각 퍼미언스 캐패시턴스가 P_{01} - P_{04} , P_{c1} 으로 분할되어 있는걸 볼 수 있다. 여기서 각각의 값들을 계산하는 방법은 Table 1과 식(3)을 이용한다^[14]. Table 1을 보면 P_{01} , P_{03} , P_{c1} 의 면적(A_{eff})은 단순 면적 계산식으로 구할 수 있고 코어의 길이(l_{eff})는 각 부분에 해당하는 길이를 나타낸다. P_{02} , P_{04} 는 코어의 자속이 회전하는 구간으로 면적(A_{eff})은 코어의 옆면 넓이 합의 평균으로 구성되어있다. 길이(l_{eff})는 Fig. 3 (a)를 보면 P_{02} 가 4개 있는걸 확인할 수 있는데 각 코어 자속을 합하면 하나의 원으로 보인다. 이 원의 둘레를 구하는 공식을 이용해서 네부분으로 나누면 Table 1에 나와있는 수식과 같이 나온다. P_{04} 역시 동일한 방식으로 길이를 계산한다. 각 계산한 값들은 PSIM의 선형 코어 소자의 inductance factor AL에 대입한다.

3.2 누설 인덕턴스 모델링 방법

누설 인덕턴스는 주로 코어의 감긴 형태에 따라 값이 좌우된다. Fig. 3 (b)을 보면 각 권선에 의해 형성된 기자력(F_{nmf}) 분포를 나타내고 있다. 그림에서 P와 S는 각각 1차측과 2차측 권선을 나타낸다. 자화 인덕턴스와 마찬가지로 각 부분을 분할 후 합치는 방법을 사용한다. 먼저 그림을 보면 누설 인덕턴스를 1차측, 2차측 그리고

TABLE III
DESIGN SPECIFICATION OF LLC TRANSFORMER

	50% winding	100% winding
core	EE2519	
turn ratio	5.56 : 1	5.27 : 1
num. of turns (pri.)	33	66
num. of turns (sec.)	6	12
insulation gap	3.3mm	
wire size (pri.)	0.06 / 20 litz	
wire size (sec.)	0.1 / 40 litz	
relative permeance	2400 (PL-7)	

하였듯이 직관적으로 변압기를 모델링 할 수 있음을 확인 할 수 있다. 여기서 P_{leak1} 과 P_{leak2} 는 각각 1차측과 2차측의 누설 인덕턴스를 퍼미언스로 나타낸 것이고 P_{leakc} 는 1차측과 2차측 중앙의 누설 인덕턴스를 퍼미언스로 나타낸 것이다. 여기서 P_{leakc} 가 P_{leakc1} , P_{leakc2} 2개로 나누어진 것을 확인할 수 있는데 이를 통해 누설 인덕턴스가 Fig. 3 (c)와 같이 방사형으로 퍼진다는걸 알 수 있다.

Fig. 4(b)는 Fig. 4 (a)를 반으로 접은 형태로 PSIM의 마그네틱 소자 사용하여 회로를 구성하였다. 1차측과 2차측은 각각 권선 소자로 사용되고 P_{sum1} 은 $(P_{01}||P_{02}||P_{03}||P_{04})\times 2$ 를 한 것이다. P_{sum2} 는 P_{c1} 그리고 병행 권선 형태의 변압기로 1차측과 2차측에 형성되는 누설 인덕턴스 값이 같다. 따라서 P_{l1} 은 P_{leak1} 또는 P_{leak2} 이다. 그리고 P_{l2} 는 $P_{leakc1}||P_{leakc2}$ 를 나타낸 것이다.

3.4 전기적 등가회로 APR 모델 (All-Primay Referenced)

변압기를 해석하는 방법 중 하나로 본 논문에서는 Fig. 5 (a)의 APR모델을 사용한다^[16]. APR모델이란 이름 그대로 누설 및 자화 인덕턴스를 모두 1차측에 놓고 누설 및 자화 인덕턴스를 해석하는 방법을 말한다. 이를 이용하면 조금 더 수월하게 변압기 회로상수를 계산 할 수 있다.

본 모델에서 누설 및 자화 인덕턴스를 구하는 방법은

TABLE IV
LCR METER MEASUREMENT RESULTS

	50% winding	100% winding
L_{s1}	2.247mH	8.92mH
L_{s2}	74.0uH	330.0uH
M	404.1u	1.69m
N	5.46	5.12
k	0.990	0.984
leakage	44.71uH	283.1uH
magnetizing	2.202mH	8.63mH

식(8)-(13)과 같다. 여기서 N은 APR모델에서의 턴비, N_1 은 1차측 턴수, N_2 는 2차측 턴수, L_r 은 누설 인덕턴스, L_m 은 자화 인덕턴스, k는 커플링 계수를 말한다. 그리고 L_{s1} 는 2차측을 개방하고 1차측에서 본 인덕턴스, L_{s2} 는 1차측을 개방하고 2차측에서 본 인덕턴스를 말한다. 변압기의 1차측과 2차측의 각 커플링 계수가 다르기 때문에 1차측 커플링 계수를 k_1 , 2차측 커플링 계수를 k_2 라 한다. 따라서 k_1 과 k_2 를 각각 구한다음 두 개의 기하평균 값으로 k를 구하였다.

$$N = \frac{M}{L_{s2}} \quad (8)$$

$$k_1 = \frac{M}{L_{s1}} \times \frac{N_1}{N_2} \quad (9)$$

$$k_2 = \frac{M}{L_{s2}} \times \frac{N_2}{N_1} \quad (10)$$

$$k = \sqrt{k_1 k_2} \quad (11)$$

$$L_r = (1 - k^2) L_{s1} \quad (12)$$

$$L_m = k^2 L_{s1} \quad (13)$$

3.5 PSIM 회로상수 추출 모의 지그(jig)

Fig. 5 (b)는 식(14)를 토대로 PSIM의 계산 블록을 이용하여 회로상수를 추출하기 위한 모의 지그를 만든 것이다.

$$L = \frac{V}{I \times 2\pi f} \quad (14)$$

먼저 임의의 주파수를 설정하고(본 지그에서는 1kHz) I는 2차측에서 측정된 전류로 PSIM의 전류 센서를 이용하여 측정한다. 여기서 sine교류 전류원에서 나오는 주파수와 임의의 주파수는 일치시켜야 한다. 그렇지 않으면 원하는 측정값이 나오지 않는다. 전압은 PSIM의 전압 센서를 이

TABLE V
DESIGN EVALUATION

	category	leakage	magnetizing	N
50% winding	measurement	44.71uH	2.202mH	5.46
	simulation	45.92uH	2.16mH	5.43
	error	2.63%	-1.90%	-0.54%
100% winding	measurement	283.1uH	8.63mH	5.12
	simulation	232.5uH	8.61mH	5.42
	error	-17.87%	-0.23%	5.86%

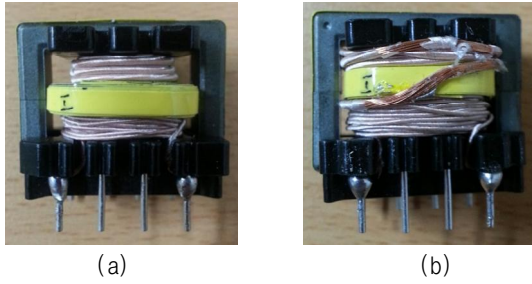


Fig. 6. Transformer sample.
(a) 50% winding (b) 100% winding

용하여 측정한다. 여기서 전압과 전류를 rms값으로 변경 시키기 위해 rms 블록을 사용하는데 1k/10을 한 이유는 1kHz의 10주기를 보고 rms 값으로 내보내겠다는 의미이다. 이렇게 하면 보다 정확한 rms값을 얻을 수 있다. 그리고 2차측을 단락, 개방하면서 회로상수를 추출하는데 여기서 PSIM은 회로를 개방한 후 시뮬레이션 되지 않기 때문에 2차측에 큰 저항을 두어 개방 회로처럼 사용한다. 이를 이용해 2차측을 개방하면 Fig. 4 (b)의 권선소자가 단락이 되고 따라서 자화와 누설 인덕턴스가 합친 값이 보인다. 반대로 2차측을 단락하면 권선소자가 개방되며 변압기의 누설 인덕턴스만 보이게 된다. 그리고 Fig. 5(b)의 (1+,1-)과 (2+,2-)로 구성되어 있는 라벨(Label) 위치를 1대1 교환한 후 1차측을 개방하고 시뮬레이션 하면 L_{s2} 값을 알 수 있다. 이는 식(8)과 식(15)를 이용해 APR모델의 턴비 N을 구할 수 있다.

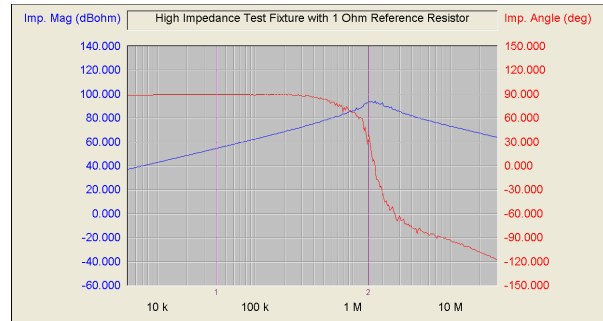
$$N = \sqrt{\frac{L_m}{L_{s2}}} \quad (15)$$

4. 제안 방법의 검증

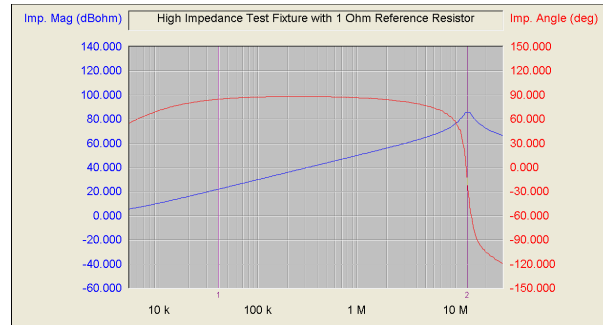
샘플 LLC변압기 사양은 Table 3에 정리되어 있다. 여기서 코어는 페라이트 EE2519를 사용하였다. Table 3을 보면 알 수 있듯이 코어에 와이어가 감긴 비율이 각 50%, 100% 두 가지로 나누어져 있는데 이는 감긴 비율에 따라 MLT가 달라진다. 일반적으로 MLT가 크면 누설 인덕턴스가 커지고 작으면 누설 인덕턴스가 상대적으로 작다. 따라서 MLT의 변화에 따른 누설 인덕턴스 값을 확인하기 위해 두 가지로 나누었다.

모의 측정 결과 코어에 와이어가 50% 감긴 상태에서 자화 인덕턴스는 2.16mH, 누설 인덕턴스는 45.92uH가 나왔고 100% 감긴 상태에서는 자화 인덕턴스가 8.61mH, 누설 인덕턴스는 232.5uH가 나왔다. 이는 Fig. 4 (b)의 PSIM 자기 모델을 Fig. 5 (b)의 시뮬레이션 지그로 확인한 결과이다. 시뮬레이션 결과 역시 코어에 와이어를 더 많이 감을수록 누설 인덕턴스가 커짐을 확인할 수 있다.

실제 변압기는 Fig. 6과 같이 제작하였다. Fig. 6 (a)는 권선을 50% 감은 형태이고 Fig. 6 (b)는 코어에 권



(a)



(b)

Fig. 7. Transformer measurement using frequency analyzer.
(a) secondary open (b) secondary short

선을 100% 감은 형태이다. 이를 LCR 미터를 이용한 실제 측정 결과는 Table 4에 정리되어 있다. 여기서 LCR 미터를 이용해 3가지 값을 측정할 수 있는데 2차측을 개방 후 1차측에서 본 인덕턴스 L_{s1} 과 1차측을 개방 후 2차측에서 본 인덕턴스 L_{s2} 그리고 상호 인덕턴스 M을 측정할 수 있다. 나머지 결과 값은 앞에서 언급한 APR모델의 식 (8)-(13)을 이용해 계산해서 나온 결과이다.

성능을 평가하기 위해 실제 측정 결과와 PSIM 시뮬레이션을 통해 얻은 결과를 Table 5에 비교 하였다. 그 결과 자화 인덕턴스는 약 2%의 오차가 나왔고 반면 누설 인덕턴스는 약 20% 오차가 나오게 되었는데 그 중에서도 100% 와이어를 감은 경우에 더 크게 오차가 나음을 확인할 수 있다. 이는 코어에 와이어를 많이 감을수록 코어 간섭을 크게 받기 때문이다. 전반적으로 보면 제안한 방법은 평균 5%의 오차가 나오므로 실질적으로 코어를 제작하기 전 누설 및 자화인덕턴스 성분을 충분히 예측할 수 있다고 판단된다.

5. 주파수에 따른 영향성 분석

Fig. 7은 주파수 분석기(frequency analyzer)를 사용해서 주파수 변화에 따른 제작된 변압기 샘플의 2차측의 임피던스 변화를 나타낸 것으로 여기서 사용된 주파수 분석기는 AP Instruments사의 AP300이며 주파수 측정 범위는 5kHz에서 30MHz이고 측정 및 시뮬레이션에 사용된 변압기는 코어에 와이어가 50%감긴 것을 사용하였

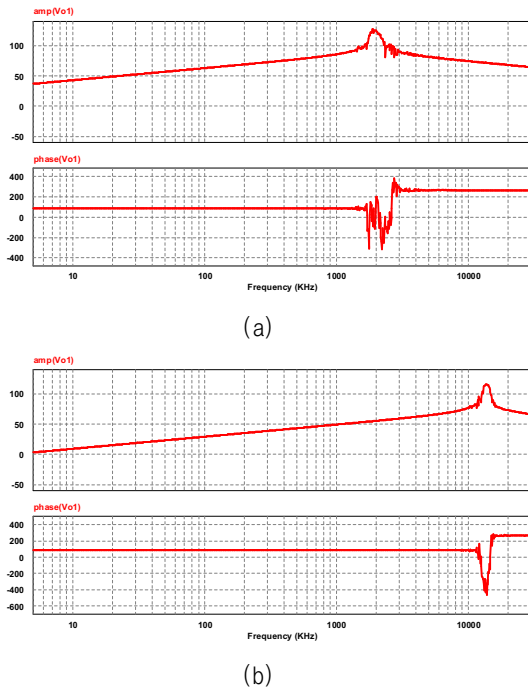


Fig. 8. Transformer ac sweep using PSIM.
(a) secondary open (b) secondary short

다. Fig. 7을 보면 특성 주파수에서 임피던스 곡선이 최대 상승 후 하락하는걸 확인할 수 있는데 이는 변압기 내부의 기생 성분으로 인해 나타난 것이다. 여기서 기생 캐패시턴스 값은 약 3pF 이고 이를 고려해 PSIM 시뮬레이션 ac sweep기능으로 진행하면 Fig. 8과 같이 나타난다. 따라서 Fig. 7과 Fig. 8의 임피던스 곡선이 거의 일치함을 확인할 수 있다. 따라서 제안방법이 주파수에 의한 특성도 예측 가능함을 증명한다.

한편 주파수에 따라 변압기 내부 자성체 코어의 투자율 μ 가 변하고 이로 인해 변압기 상수가 다소 변한다는 연구결과가 있는데^[17] 이는 PSIM에서 투자율 μ 를 주파수의 함수로 변환해서 사용하면 이러한 변화를 묘사할 수 있다. 그러나 본 논문의 회로상수 추출 방법의 주파수 대역에서는 Fig. 7에서 볼 수 있듯이 이러한 주파수 영향성이 크지 않다고 볼 수 있다.

6. 결 론

본 논문은 PSIM에서 제공하는 마그네틱 라이브러리를 이용하여 변압기를 모델링하는 방법에 대해 분석하였다. 또한, 변압기를 제작하기 전 누설 및 자화 인덕턴스를 코어의 데이터 시트만을 이용하여 사전에 예측할 수 있는 방법을 제안하였다. 제안방법을 검증하기 위해 누설 및 자화 인덕턴스 성분을 사용하고 있는 LLC 컨버터의 변압기를 제작하였으며, 변압기 상수 추출모의지와 PSIM의 마그네틱 라이브러리를 이용하여 시뮬레이션한 후 이를 실제 변압기 구성 후 LCR 미터와 APR 모델을 이용하여 측정 및 계산하고 두 개의 값을 비교 함

으로써 정밀하게 검증하였다. 제안방법은 변압기형상구조를 그대로 모델링 할 수 있으며, 정확도도 높으므로 향후 고밀도 dc/dc 컨버터에서의 마그네틱 소자의 설계 및 모델링에 매우 유용한 방법이 될 것으로 판단된다.

이 논문은 2016년도 정부(교육부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임 (No. 2014R1A1A2059772)

References

- [1] B. Yang, F. C. Lee, A. J. Zhang, and J. Y. Lee, "LLC resonant converter for front end DC/DC conversion," in *Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf.*, pp. 1108-1112, 2002.
- [2] G. M. Kim, J. U. Yoo, T. K. Kim, C. H. Kang, and T. W. Chun, "Development of battery charger for electric vehicle using the LLC resonant converter," *Transaction of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 18, No. 5, pp. 443-447, Oct. 2013.
- [3] N. H. Kim, J. H. Nam, and K. H. Choi, "A study on flux barrier of permanent magnet assisted reluctance synchronous moter design using FEM," *Transaction of the korean inititu of Power Electronics*, pp. 298-302, Aug. 2008.
- [4] C. Alvarez-Marino, F. de Leon, and X. M. Lopez-Fernandez, "Equivalent circuit for the leakage inductance of multiwinding transformers: Unification of terminal and duality models," *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 27, No.1, pp. 353-361, 2012.
- [5] L. Dixon, "Deriving the equivalent electrical circuit form the magnetic device physical properties," Oct. 1994.
- [6] G. W. Ludwig and S. A. El-Hamamsy, "Coupled inductance and reluctance models of magnetic components," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 6, No. 2, pp. 240-250, Apr. 1991.
- [7] D. C. Hamill, "Lumped equivalent circuits of magnetic components: The gyrator-capacitor approach," *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 8, No.2, pp. 97-103, Apr. 1993.
- [8] D. C. Hanmill, "Gyrator-capacitor modeling: A better way of understanding mgnetic components," *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 326-332, 1994.
- [9] L. Yan and B. Lehman, "A capacitor modeling method for integrated magnetic components in DC/DC converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 20, No. 5, pp. 987-996, Sep. 2005.
- [10] P. K. Preetha, S. Jacob, and P. S. C. Nair, "An equivalent circuit model for star-star-delta_utilized distribution transformer," *IEEE Region 10 Conference*, pp. 1-6, Oct. 2014.

- [11] PSIM User's Guide, Ver. 9, May, 2010, POWERSIM.
- [12] Tutorial on How to Define the Saturable Core Element, July, 2006, POWERSIM.
- [13] M. E. Eaton, "Adding flux paths to SPICE's analytical capability improves the ease and accuracy of simulation power circuits," *Applied Power Electronics Conf.*, Vol. 1, pp. 386-392, 1998.
- [14] Calculation of the effective parameters of magnetic piece parts, british standard 60205, 2009.
- [15] E. C. Snelling., 1969, *Soft Ferrites-Properties and Applications*, second ed., London Iliffe Books LTD, pp. 337-358,
- [16] D. Simone, C. Adragna, and C. Spini, "Design guideline for magnetic integration in LLC resonant converters," *International Symposium on Power Electronics*, pp. 950-957, 2008.
- [17] N. Y. Abed and O. A. Mohammed, "Physics-based high-frequency transformer modeling by finite elements," *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 46, No. 8, pp. 3249-3252, 2010.



최희수(崔喜洙)

2016년 울산대 전기공학부 졸업. 2016년~현재 동 대학원 전기공학부 석사과정. 관심분야는 변압기 모델링, 무선전력전송 등 전력전자회로 모델링 및 제어.



최성진(崔城振)

1996년 서울대 전기공학부 졸업. 1998년 서울대 전기공학부(석사). 2006년 서울대 전기컴퓨터공학부(공학). 2008년~2011년 삼성전자 영상디스플레이 사업부 책임 및 수석연구원. 2011년~현재 울산대 전기공학부 조교수. 당 학회 편집위원. 관심분야는 무선전력전송과 신재생에너지 등 전력전자회로 모델링과 제어.