

이송시스템이 결합된 비접촉 전력전송 시스템용 고주파 코일 형상 설계 및 해석에 관한 연구⁺

(A Study on the Design and Analysis of High Frequency Coil Shape for Contactless Power Transmission System Combined with Transfer System)

김 태 규¹⁾, 주 창 대²⁾, 안 호 균^{3)*}
(TaeKue Kim, ChangDae Joo, and HoKyun Ahn)

요 약 기존의 제조업 기반의 현장에서 적용되고 있는 로봇 및 이송시스템의 선형 전동기 활용에 있어서, 케이블을 통한 전력공급으로 인해 작업 환경 개선 및 기술적 고도화에 어려움을 겪고 있다. 따라서, 본 논문에서는 이러한 문제점의 해결을 위해 적용될 수 있는 비접촉 전력전송 시스템에 대해서 FEM 기반의 물리해석 프로그램을 활용하여, 2D와 3D의 자계 해석을 바탕으로 비접촉 전력전송 시스템용 고주파 코일 형상 및 전력변환 시스템에 관한 특성을 연구하였다.

핵심주제어: 고주파 코일, 비접촉 전력전송 시스템, 인덕턴스, FEM

Abstract There is a difficulty in improving the working environment and technological advancement due to power supply through cables in the application of linear motors of robots and transfer systems applied in the existing manufacturing industry. We have studied the shape of the high-frequency coil for contactless power transmission system and characteristics of power conversion system, based on the magnetic field analysis of 2D and 3D, using the FEM-based physical analysis program.

Keywords: High Frequency Coil, Contactless Power Transmission System, Inductance, FEM

1. 서 론

* Corresponding Author: ahog@changwon.ac.kr
+ This research is financially supported by Changwon National University in 2019~2020.
Manuscript received November 27, 2020 / revised December 29, 2020 / accepted January 12, 2021

1) 창원대학교 전기공학과, 제1저자
2) 창원대학교 전기공학과, 제2저자
3) 창원대학교 전기공학과, 교신저자

최근 4차 산업혁명과 더불어, 제조현장에는 스마트팩토리, 무인화, 그린에너지 등이 많은 주목을 받고 있다. 이러한 추세에 따라, 많은 제조업 기반 현장에서는 로봇 및 이송시스템의 활용이 급속히 늘어나고 있으며, 이러한 로봇 및 이송시스템에는 선형 전동기가 많이 적용되고 있다.

하지만, 기존의 로봇 및 이송시스템은 이동부를 움직이는 선형 전동기에 케이블로 직접 전력을 공급하고, 이동부가 움직임에 따라 케이블도

함께 이동하는 형태이기 때문에 거리의 제한이나 케이블의 움직임에 따른 소음, 진동, 분진과 같은 문제점으로 인해 작업 환경 개선 및 기술적 고도화에 어려움을 겪고 있다. 이러한 문제점을 해결하기 위해 기존의 선형 전동기 고정부와 이동부의 철심에 고주파 코일을 감아, 철심 간 공극(Air Gap)이 있는 변압기 동작을 통해 비접촉식 전력을 전달함과 동시에 선형 전동기의 동작을 함께 할 수 있는 변압기와 선형 전동기의 결합 시스템인 비접촉 전력전송 시스템(Contactless Power Transmission System, 이하 CPTS)을 적용할 수 있다.

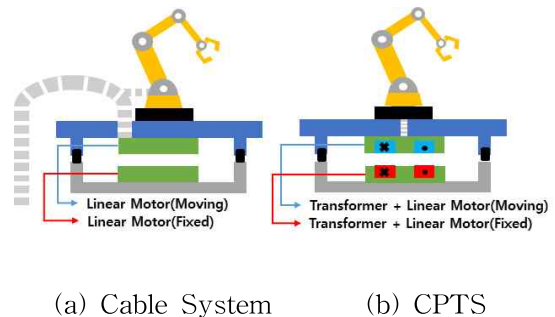
본 논문에서 다루는 비접촉 전력전송 시스템은 2차측이 선형 전동기의 움직임에 따라 같이 이동해야 하므로 일반적인 변압기의 철심과는 다른 1차측 Core와 2차측 Core가 이격되어 있는 형태로서, 기계적인 움직임에도 소음, 마찰이나 분진이 적은 이점이 있다. 하지만 이러한 구조로 인해, 일반적인 변압기 구조보다 누설되는 자속의 양이 증가하게 되며, 또한 1차측 Core의 길이가 2차측 Core보다 긴 구조로 되어 있기 때문에 1차측 권선에 흐르는 전류로 인해 생성된 자속들이 2차측에 쇄교(Linkage) 되지 못하고 많은 양이 공기중으로 누설된다. 그렇기 때문에 표준화된 형태의 변압기에 비해 비교적 큰 값을 가지는 누설인덕턴스와 이로 인한, CPTS 고주파 코일의 동작이나 특성에 끼치는 영향에 대한 해석이 필요하다.

그런데, 이처럼 기하학적 구조와 자기회로의 구성이 표준화되지 않은 변압기 형태에서 인덕턴스 값을 계산하기 위해서는 전류(I)에 대한 쇄교자속($N\phi$)의 비율이나 자기저항(R_m)에 대한 권선 수(N^2)의 비율로 계산되는 인덕턴스의 기본 정의 측면의 수학적 모델링은 상당히 까다롭다. 또한, 이와 같은 수학적 공식들은 코일 인덕턴스의 대략적인 추정값을 얻어내는데 매우 유용하지만, CPTS의 변압기 형태에 적용시키기 위해서는 비교적 많은 요소들이 근사되어 등가모델을 구성해야 하기 때문에, 정확한 값을 얻을 수 있는 방법으로 보기에는 어렵다.

만약 이러한 변압기 구조에서 코일에 흐르는 전류에 의해 생성된 자계에너지를 알 수 있다면, 에너지 관점에서의 인덕턴스 정의를 이용하는 것이 가능하다(Kulkarni, S. V. et al., 2004).

$$W_m = \frac{1}{2} LI^2, \quad L = \frac{2W_m}{I^2} \quad (1)$$

하지만 에너지 관점의 정의를 이용하여, CPTS의 표준화되지 않은 변압기 형태에서 인덕턴스 값을 구하기 위해서는 결국, 자계에너지의 값이 요구된다. 따라서 이를 해결하기 위해서는 유한요소법(Finite Element Method, 이하 FEM)을 통한 계산을 사용하는 것이 효과적이므로, 본 논문에서는 FEM을 기반으로 한 물리 해석 프로그램을 이용하여 물리적인 경계조건이나 물성, 기하학적 구조 등의 요인들이 유기적으로 연결되어 영향을 주는 상황 속에서, 자계에너지 관점에서의 인덕턴스 계산 및 2D와 3D 자계 FEM 해석을 통하여 고주파 코일 형상 및 전력변환 시스템에 관한 특성을 연구하고자 한다. (H. Vemprala et al, 2019).



(a) Cable System (b) CPTS
Fig. 1 Robot Transfer System's Block Diagram of Cable System& CPTS

2. 공극 간격에 따른 인덕턴스 비교

2.1 인덕턴스 계산

앞서 설명한, 인덕턴스를 구하기 위한 에너지 관점의 정의를 이용하는 데 필요한 자계에너지의 계산은 FEM과 같은 수치 해석적 방법을 사용하면, 다음과 같이 얻을 수 있다. (Kulkarni S. V. et al., 2004).

$$W_m = \frac{1}{2} \int_V \vec{A} \cdot \vec{J} dV = \frac{1}{2} \int_V \vec{B} \cdot \vec{H} dV \quad (2)$$

(여기서, \vec{A} 는 자기벡터포텐셜, \vec{J} 는 전류밀도 벡터, \vec{B} 는 자속밀도 벡터, \vec{H} 는 자계벡터 이다.)

위 (1), (2)식을 활용하여, 자계에너지를 구하고자 하는 모델의 \vec{B} 와 \vec{H} 에 대한 체적 적분을 얻어내는 도메인에 따라서 자기, 누설, 총 인덕턴스로 구분하였다. 예를 들어, Fig. 2와 같은 구조의 변압기에서 Core 내부와 1, 2차 Core 간 공극 범위에 해당하는 도메인에서 자기인덕턴스를 구하기 위한 자계에너지를 계산하였으며, 그 외의 도메인에서 공기 중의 자계에너지 계산을 통해 누설인덕턴스를 도출하였다. 총 인덕턴스는 자기인덕턴스와 누설인덕턴스의 합으로써, 코일에 의해 생성된 모든 자계에너지를 통해 얻어낸 인덕턴스이다 (Kulkarni S. V. et al, 2004; Mehdi Zre et al, 2012).

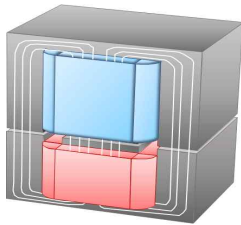


Fig. 2 E-Core Transformer with Air Gap

2.2 2D와 3D 자계 해석의 비교

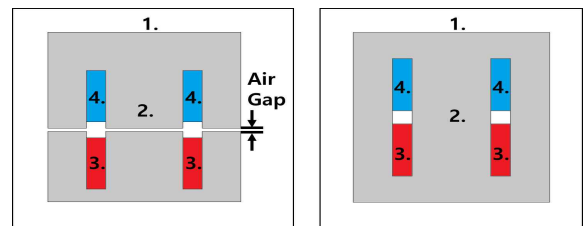
CPTS는 기존 선형 전동기의 동작을 위해 고정부와 이동부의 이격이 존재할 수 밖에 없는데, 이로 인해 1, 2차 Core 간 공극으로 자속의 누설이 일어나는 원인이 된다. 따라서 CPTS의 전체적인 모델 해석에 앞서, CPTS용 고주파 코일형상의 단면도와 유사한 E-Core 형태의 변압기를 공극 간격 0mm~1mm로 변화시켜가면서, 계산한 인덕턴스의 비교를 통해 1, 2차 Core 간 공극이 인덕턴스와 자계에너지에 미치는 영향을 2D와 3D 시뮬레이션을 통해 살펴보았다. 또한, CPTS 변압기의 해석에 적용할 2D와 3D 해석의 차이에 따른 인덕턴스의 변화를 확인하였다.

Fig. 3의 (a), (b)는 시뮬레이션에 사용한 Core 간 공극이 없는 형상과 공극이 있는 형상을 2D를 기준으로 나타내었으며, 자계 해석에 적용한

도메인 정보는 Table 1에 정리하였다.

아래 Table 2와 Table 3은 각 2D 시뮬레이션과 3D 시뮬레이션에서 공극 간격에 따른 1차측 자기, 누설, 총 인덕턴스와 자계에너지의 값을 나타내고 있다. 2D나 3D 시뮬레이션 결과를 통해 확인할 수 있듯이, Core 간 공극이 조금이라도 생기게 되면 공극이 없을 때 보다 자기인덕턴스의 값이 급격히 감소하게 된다. 또한, 공극의 간격이 커질수록 자기인덕턴스와 상호인덕턴스의 값이 감소하는 경향을 보여주며, 자기인덕턴스가 상호인덕턴스보다 작은 값을 가진다. 이는, 코일에 흐르는 전류에 의해 생성된 자속들이 Core를 통해 이동하다가 공극으로 누설이 되는데, 이 누설된 자속들이 2차측 코일에 쇄교 되기 때문이다.

한편, 누설인덕턴스의 값은 수치적인 큰 변화를 보이지는 않지만, 공극 간격이 커질수록 총 인덕턴스의 자기인덕턴스와 누설인덕턴스가 각각 차지하는 비율 중에서 누설인덕턴스의 비율이 증가함을 알 수 있다. 따라서, 권선 수나 코일과 Core의 형상적인 치수 변화가 없음에도 불구하고 총 인덕턴스와 상호인덕턴스가 감소하는 것을 확인할 수 있다. 결국, 이러한 인덕턴스 값의 감소는 패러데이 법칙에 따른 유도 기전력의 감소를 일으키며, 이는 같은 유도 기전력을 얻기 위해서 더 큰 전류를 흘려보내야 함을 뜻한다.



(a) No Air Gap (b) 1mm Air Gap

Fig. 3 E-Core Transformer 2D Geometry

Table 1 E-Core 2D Geometry's Domain

Domain
1. Air
2. Iron Core (Relative Permeability = 3000)
3. Primary Winding (30Turns, 2A excitation)
4. Secondary Winding (30Turns)

Table 2 Primary Inductance & Magnetic Energy According to Core Gap (2D Simulation)

Gap Distance [mm]	Total Magnetic Energy [J]	Total Inductance [uH]	Core&Core Gap's Magnetic Energy [J]	Self Inductance [uH]	Leakage Energy [J]	Leakage Inductance [uH]	Mutual Inductance [uH]
0	454.50E-04	22725	453.11E-04	22655.5	1.39E-04	69.46	22606
0.2	40.59E-04	2029.3	37.21E-04	1860.5	3.38E-04	168.825	1910.4
0.4	22.85E-04	1142.6	19.49E-04	974.35	3.36E-04	168.225	1021.4
0.6	16.54E-04	826.9	13.22E-04	660.85	3.32E-04	166.065	703.99
0.8	13.28E-04	663.75	10.01E-04	500.55	3.26E-04	163.22	539.25
1	11.29E-04	564.55	08.06E-04	403.195	3.23E-04	161.335	438.55

Table 3 Primary Inductance & Magnetic Energy According to Core Gap (3D Simulation)

Gap Distance [mm]	Total Magnetic Energy [J]	Total Inductance [uH]	Core&Core Gap's Magnetic Energy [J]	Self Inductance [uH]	Leakage Energy [J]	Leakage Inductance [uH]	Mutual Inductance [uH]
0	455.64E-04	22782	453.50E-04	22675	2.14E-04	107.155	22624
0.2	41.91E-04	2095.45	37.25E-04	1862.5	4.66E-04	232.915	1938.1
0.4	24.24E-04	1211.8	19.54E-04	976.9	4.70E-04	234.885	1051.6
0.6	17.91E-04	895.65	13.28E-04	663.8	4.64E-04	231.875	733.25
0.8	14.61E-04	730.55	10.07E-04	503.7	4.54E-04	226.86	566.25
1	12.58E-04	629.2	8.13E-04	406.66	4.45E-04	222.56	463.12

이때, COMSOL 2D 시뮬레이션의 경우, 2D 평면 모델에 대해서 물리적인 매개변수들을 계산한 후, 사용자가 입력한 깊이 만큼 단순 곱하는 형태의 해석이 이루어지기 때문에 비교적 복잡한 요소의 계산도 빠른시간 내에 완료된다.

하지만 이러한 경우, COMSOL에서는 자계 해석의 기본 단위인 자기벡터포텐셜(\vec{A})로부터 자속밀도와 전기장 등의 매개변수가 도출되는데, 이 값들이 위치에 따라 비선형적으로 변하는 구간이 존재하게 된다면, 앞서 언급한 2D에서 이루어지는 계산은 매개변수들의 오차를 일으킬 수 있다 (Kassim Rasheed Hameed, 2012).

또한, 2D 시뮬레이션의 경우 Fig. 4와 같이 변압기 모델을 둘러싸고 있는 Air 도메인이 변압기 모델의 상, 하, 좌, 우 부분만 존재하는 형태이기 때문에, 해석 형상의 앞과 뒤 부분의 Air 도메인은 고려되지 못하게 된다. 이로 인해,

변압기를 제외한 도메인에서 자계에너지를 계산해서 누설인덕턴스를 얻어낼 때에 고려되지 못하는 자계에너지가 존재하게 된다. 이처럼, 2D 시뮬레이션은 3D 시뮬레이션보다 공간적인 해석의 한계가 있을 수밖에 없다.

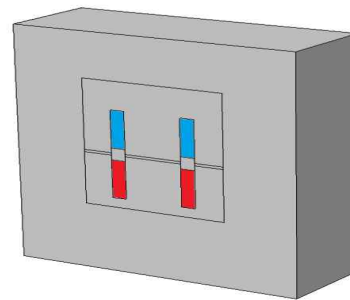


Fig. 4 Equivalent Model in 2D-Simulation Calculated with Depth

이러한 해석의 차이는 Table 2와 Table 3을 비교하였을 때, 자기인덕턴스보다 누설인덕턴스의 차이에서 크게 나타난다. 2D와 3D 시뮬레이션에서 누설인덕턴스의 값은 약 26%~30% 가량의 오차범위 내에서, 수 십 μH 가량의 차이를 갖는다. 비록 절대적인 값의 크기는 μ (마이크로, 10^{-6})단위로써, 작은 값으로 볼 수 있지만 이후, 변압기와 전력변환 장치의 결합에 있어서 미세한 제어의 필요성 또는 CPTS 변압기와 같은 큰 사이즈의 모델에 적용한다면 무시할 수 없는 결과로 볼 수 있다.

3. CPTS 고주파 코일 형상 설계 및 물성

3.1 CPTS 고주파 코일 형상 설계

CPTS는 케이블을 통한 전력의 공급이 아닌 변압기 형태를 보이는 1, 2차 고주파 코일의 자기적인 결합을 통해서 선형 전동기의 이동부가 움직임에 따라 변압기 2차측도 함께 움직이면서 비접촉식 전력을 공급할 수 있는 장치이다. 또한 CPTS의 경우, 모듈화된 철심을 추가 설치하여 1차측을 확장시킬 수 있으며, 이에 따라 비접촉 전력의 공급 가능한 길이를 확장할 수 있다. 이러한 CPTS의 고주파 코일 형상에서 나타나는 구조적인 특징으로는 우선, 기존의 이송시스템에서 선형 전동기로 사용되던 철심을 고주파 코일의 Core로 활용하기 때문에 철심의 치와 슬롯이 있으며, 치와 슬롯에서 각각 1mm와 3mm의 공극이 존재한다. 또한, 한 개의 모듈을 기준으로 1차측 Core가 2차측보다 약 10배 가량 긴 구조로 되어있다.

본 논문에서는 한 개의 선형 전동기 철심 모듈을 기반으로 1차측 Core 270mm, 2차측 Core 36mm의 모델에 대해서 자체 FEM 해석을 진행하였으며, 이에 따른 CPTS의 전체 3D 모델은 Fig. 5와 같다 (Kassim Rasheed Hameed, 2012). 또한, CPTS의 변압기 형태에서 치가 있는 부분과 슬롯이 있는 부분에 따른 2D 단면도 및 치수는 각각 Fig. 6과 Fig. 7에 나타내었으며, Fig. 6(a)와 Fig. 7(a)는 6.5mm의 깊이

(Y-axis)를 가지고 Fig. 6(b)와 Fig. 7(b)는 11.5mm의 깊이를 갖는다. 이에 대한, 각 도메인의 정보는 Table 4에 정리하였다. 여기서, CPTS 모델의 기하학적 형상은 산업적인 활용성을 고려하여, 기존 선형 전동기의 구조를 활용하였으므로, 철심의 외형적인 치수 변화는 고려하지 않았다.

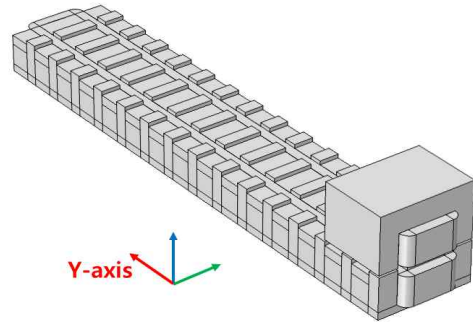
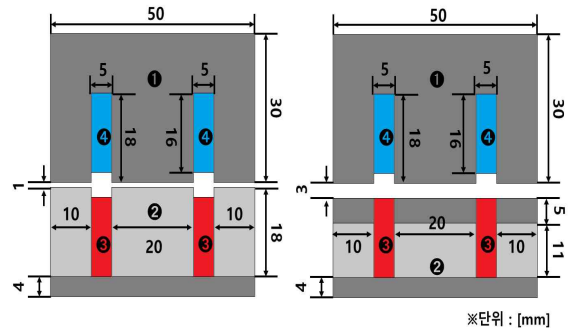
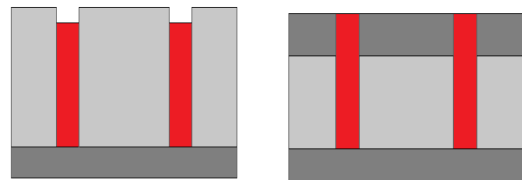


Fig. 5 CPTS Transformer for 3D model



(a) 1mm Gap at Tooth (b) 3mm Gap at Slot
Fig. 6 CPTS Transformer's Cross-section and Size at Tooth & Slot



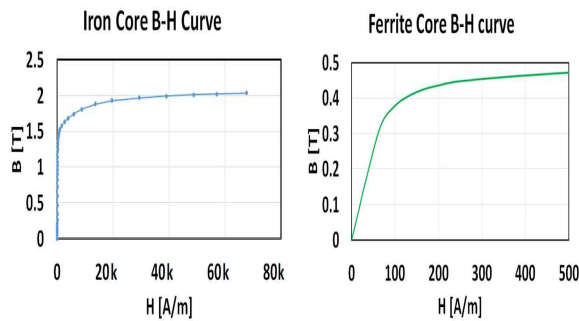
(a) Only Primary Tooth (b) Only Primary Slot
Fig. 7 CPTS Transformer's Cross-section at Tooth & Slot only Primary Core

Table 4 CPTS Transformer Domain's Physical Condition

Domain	
①	Mn-Zn Ferrite (B-H Curve)
②	Iron Core (B-H Curve)
③	Primary Winding (5A, 30Turns)
④	Secondary Winding (5A, 30Turns)

3.2 CPTS 고주파 코일 형상에 적용된 물성

CPTS의 고주파 코일 형상에서 변압기와 관련된 파라미터를 얻어내기 위해 자체 FEM 해석을 수행할 때, 변압기의 형상적인 요소 설계만큼이나 실질적인 모델과의 유사성을 높일 수 있는 물성 또한 중요한 요소이다. 따라서 CPTS의 변압기 형태에 사용된 Iron Core와 Mn-Zn Ferrite의 B-H 곡선은 Fig. 8과 같다 (Mehdi Zre et al, 2012).



(a) Iron Core (b) Mn-Zn Ferrite

Fig. 8 B-H Curve According to Core's Material

CPTS가 10~20kHz의 범위에서 공진이 가능한 시스템을 설계하기 위하여, 이를 기준으로 10~20kHz의 주파수 범위에서 안정적인 물성을 얻을 수 있는 Mn-Zn Ferrite로 선정하였다. 또한, CPTS에 활용된 기존 선형 전동기의 철심은 Iron Core로 이루어져 있으나, Table 4에서와 같이, Mn-Zn Ferrite를 Iron Core 대신에 부분적으로 삽입한 이유는 Fig. 10과 Fig. 11처럼 자속이 집중되는 구간에서 비교적 낮은 투자율을 갖는 Ferrite의 사용을 통해 철손을 줄이기 위해서이다. 실제로는 Iron Core가 규소 강판으로

적층 되어있는 구조이나, 본 논문에서 수행한 시뮬레이션에서는 자체 해석의 편의성을 위하여 Iron Core를 단일 구조물로 형상 설계하고, Mn-Zn Ferrite와 Iron Core의 철손에 대해서는 고려하지 않았다.

추가적으로, 코일 구조물이 Core에서 벗어나지 않게 고정해주는 플라스틱 몰딩도 존재하지만, 변압기의 파라미터나 자기적 현상에 큰 영향을 주지 않으므로 생략하였다.

4. CPTS 고주파 코일 인덕턴스 계산

4.1 기본 정의 측면에서 인덕턴스 계산(2D)

코일의 인덕턴스를 계산하는 방법은 다양하다. 하지만 CPTS의 변압기 형태와 같이 기하학적 구조가 표준적이지 않을 경우, 접근하는 방법에 따라 그 결과 또한 다양하게 나오게 된다 (Kulkarni S. V. et al, 2004; Ali Ehsanifar et al, 2017). 따라서, 앞서 소개한 FEM과 같은 수치 해석적 방법으로 얻어낸 자체에너지 관점에서의 인덕턴스와 FEM을 활용한 인덕턴스의 기본 정의 측면에서의 계산을 비교하였다. 또한, 2D와 3D 자체 해석의 차이점을 앞서 확인하였듯이, CPTS의 전체 모델 해석 또한 2D와 3D 해석의 결과를 비교하였다.

우선, 변압기의 인덕턴스를 기본 정의 측면에서 수식적으로 정리하면 아래의 식과 같다.

$$L = \frac{N\phi}{I} = \frac{N \cdot B \cdot A}{I} \quad (3)$$

CPTS의 변압기 형태에서 Core의 치부분을 예로 들었을 때, Fig. 9와 같이 1차측 코일을 여자 시켜서 생성된 중심자속(ϕ_{PC})은 철심을 통해 흘러가다가 공극으로 인해 일부 누설되면서, 2차측 중심자속(ϕ_{SC})과 같이 줄어들게 된다. 따라서, 식 (3)을 적용했을 때, ϕ_{PC} 에 의한 인덕턴스를 총인덕턴스(L_{Total}), 그리고 ϕ_{SC} 에 의한 인덕턴스를 자기인덕턴스(L_{Self}), 총인덕턴스와 자기인덕턴스의 차이를 누설인덕턴스($L_{Leakage}$)로

구분하였다. 예외적으로, Fig. 7의 경우에는 자속이 전달될 2차 Core 및 코일이 없으므로 누설 인덕턴스와 총인덕턴스는 같으며, 2차측 인덕턴스는 2차측 Core가 있는 Fig. 6에서만 존재한다.

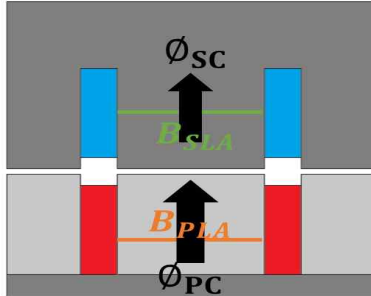


Fig. 9 Movement of the Magnetic Flux at the Center of the Core in Transformer Tooth

$$L_{Total} = \frac{N \cdot B_{PLA} \cdot A_C}{I} \quad (4)$$

$$L_{Self} = \frac{N \cdot B_{SLA} \cdot A_C}{I} \quad (5)$$

$$L_{Leakage} = L_{Total} - L_{Self} \quad (6)$$

여기서, B_{PLA} 는 1차측 Core의 중심 자속밀도에 대한 선 평균, B_{SLA} 는 2차측 Core의 중심 자속밀도에 대한 선 평균, A_C 는 Core의 중심 면적, N 은 권선 수, I 는 여자 전류이다.

예를 들어, Fig. 6(a)에서 위 식을 활용하여 기본 정의 측면에서 인덕턴스를 계산하고자 할 때, 각 파라미터에 대한 값을 FEM 해석 결과를 바탕으로 아래 Table 5에 정리하였다.

Table 5 Each Parameter of Equation (4), (5), (6) in Fig. 6(a)

	Fig. 6(a)
B_{PLA}	0.13376[T]
B_{SLA}	0.10202[T]
A_C	0.0065[m]*0.02[m]
I	5
N	30

따라서, 위와 같은 방법(Kassim Rasheed Hameed, 2012)으로 계산한 CPTS의 고주파 코일 형상에 따른 각 부위별 인덕턴스는 Table 6과 같다.

Table 6 CPTS Transformer's Inductance for Each 2D Part

uH	Fig. 6(a)	Fig. 6(b)	Fig. 7(a)	Fig. 7(b)
$L1_{Total}$	104.33	88.0	37.2	55.62
$L1_{Self}$	79.58	50.2	-	-
$L1_{Leak}$	24.76	37.8	37.2	55.62
$L2_{Total}$	104.65	98.84	-	-
$L2_{Self}$	79.67	50.16	-	-
$L2_{Leak}$	24.98	48.68	-	-

CPTS의 철심 모듈 한 개를 기준으로 270mm의 크기를 갖는 전체 모델에 대한 인덕턴스는 각 단면에 맞는 깊이와 전체 모델을 구성하는 단면의 개수를 고려하여 Table 7에 정리하였다.

Table 7 CPTS Transformer's Inductance of 270mm Full Model Focused on Basic Definition (2D)

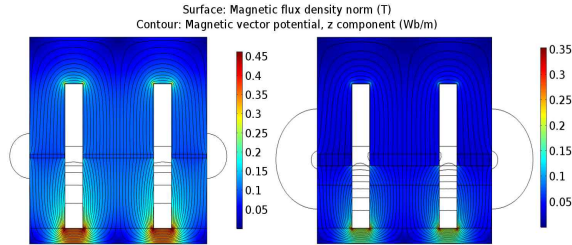
	uH
$L1_{270mm_Total}$	1591.25
$L1_{270mm_Self}$	259.53
$L1_{270mm_Leak}$	1331.73
$L2_{270mm_Total}$	406.98
$L2_{270mm_Self}$	259.65
$L2_{270mm_Leak}$	147.33

4.2 자계에너지를 통한 인덕턴스 계산(2D)

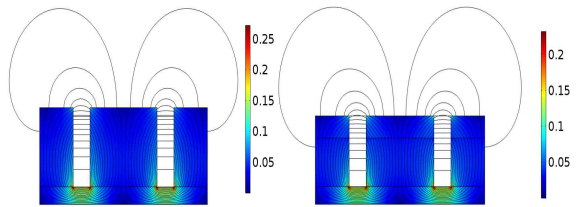
CPTS의 변압기 모델의 2D 단면도를 바탕으로 COMSOL에서 자계 해석을 통해 얻어낸 자계에너지를 인덕턴스 계산에 활용하였으며, 자계에너지 관점에서의 인덕턴스 계산과 인덕턴스의 구분은 2.1의 내용과 같다 (Mehdi Zre et al, 2012; H. Vemprala et al, 2019).

CPTS의 고주파 코일 형상에 의한 자계에너지의 계산이 이루어지는 2D 자계 FEM 해석의

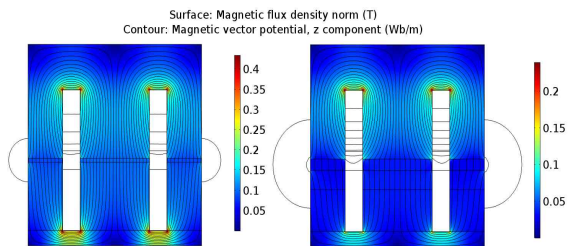
결과 데이터를 이용하여, 부위별 자속밀도 분포와 자기벡터포텐셜(z-성분)을 1차측과 2차측의 전류 여자에 따라 각각 Fig. 10과 Fig. 11에 나타내었다.



(a) 1mm Air Gap (b) 3mm Air Gap



(c) Only Primary Tooth (d) Only Primary Slot
Fig. 10 Magnetic Flux Density(Surface) & Magnetic Vector Potential(Contour) According to Primary Coil Current Excitation



(a) 1mm Air Gap (b) 3mm Air Gap

Fig. 11 Magnetic Flux Density(Surface) & Magnetic Vector Potential(Contour) According to Secondary Coil Current Excitation

Core 간 공극으로 인해 자속의 누설이 일어나는 것을 Fig. 10과 Fig. 11에서 볼 수 있으며, 공극 간격이 치와 슬롯에서 1mm와 3mm로 차이가 존재하기 때문에, 공극 간격이 클수록 앞서

2.2절에서 서술하였던 바와 같이 더 많은 양의 자속이 누설됨을 확인할 수 있다. 또한, Fig. 10의 (c), (d)와 같이 1차측 Core만 있는 경우, 2차측 Core가 같이 있을 때에 비해 상당한 양의 자속이 공기 중으로 누설됨을 볼 수 있다. 이러한 시각적인 차이는 Table 8과 Table 9에서 단면별로 자기에너지 및 인덕턴스의 차이로 나타난다. 여기서, 2차측 인덕턴스와 자기에너지는 2차측 Core 및 코일이 존재하는 구간이 Fig. 11과 같으므로 1, 2차측 Core가 함께 있는 치와 슬롯 구간에서만 계산하였다.

Table 8 CPTS Transformer's Primary Inductance & Magnetic Energy for Each 2D Part

J & uH	Fig. 10(a)	Fig. 10(b)	Fig. 10(c)	Fig. 10(d)
W_{Total}	12.79 E-04	10.51 E-04	4.34 E-04	6.40 E-04
$L1_{Total}$	102.30	84.09	34.73	51.19
W_{Self}	9.13 E-04	5.60 E-04	2.85 E-06	3.40 E-06
$L1_{Self}$	73.026	44.79	0.228	0.272
W_{Leak}	3.66 E-04	4.91 E-04	4.31 E-04	6.36 E-04
$L1_{Leak}$	29.273	39.30	34.507	50.918
L_{Mutual}	79.565	50.184	-	-

Table 9 CPTS Transformer's Secondary Inductance & Magnetic Energy for Each 2D Part

J & uH	Fig. 11(a)	Fig. 11(b)	-	-
W_{Total}	12.81 E-04	11.82 E-04	-	-
$L1_{Total}$	102.5	94.55	-	-
W_{Self}	9.12 E-04	5.60 E-04	-	-
$L1_{Self}$	72.97	44.77	-	-
W_{Leak}	3.69 E-04	6.22 E-04	-	-
$L1_{Leak}$	29.535	49.78	-	-
L_{Mutual}	79.565	50.184	-	-

이처럼 CPTS의 전체 모델에 대한 2D 자계

해석의 인덕턴스 결과 또한 단면도에 따라 부위별로 나누어져 있으며, 이에 대한 1차측과 2차측의 자계에너지와 인덕턴스는 각각 Table 8, Table 9와 같다. 여기서, L_{Mutual} 은 상호인덕턴스로써, COMSOL에서 코일의 형상이 한 개 이상 존재할 때 맥스웰 방정식을 기반으로 자기적인 커플링을 고려하여 도출되는 값이다(H. Vemprala et al, 2019).

따라서, 2D 부위별 인덕턴스 및 자계에너지를 Table 8, Table 9를 참조하여, 한 개의 모듈을 기준으로 270mm의 크기를 갖는 CPTS 전체 모델의 자계에너지 관점에서 계산한 인덕턴스는 Table 10과 같다.

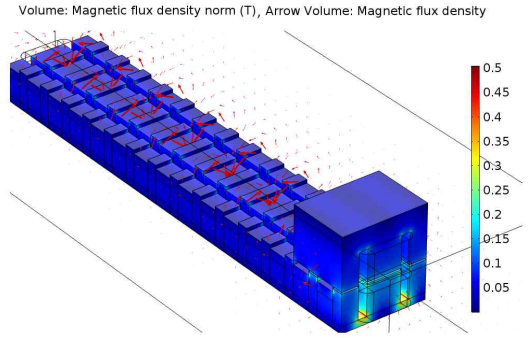
Table 10 CPTS's Inductance of 270mm Full Model Focused on Magnetic Energy (2D)

	uH
$L_{1_{270mm_Total}}$	1489.8
$L_{1_{270mm_Self}}$	242.12
$L_{1_{270mm_Leak}}$	1247.67
$L_{2_{270mm_Total}}$	394.1
$L_{2_{270mm_Self}}$	235.5
$L_{2_{270mm_Leak}}$	158.6
L_{270mm_Mutual}	259.5

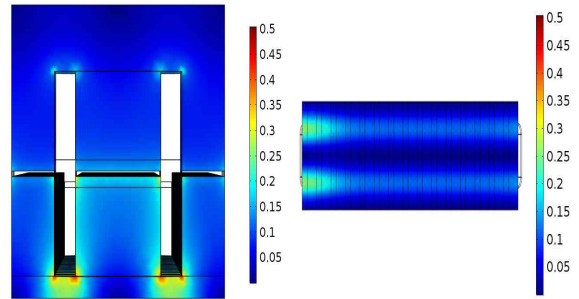
4.3 자계에너지를 통한 인덕턴스 계산(3D)

3D 해석에서는 2D 해석과는 다르게, 전체적인 모델의 해석을 통해 물리적인 경계조건이나 물성, 기하학적 구조 등 여러 가지 요인들이 유기적으로 연결된 시뮬레이션을 할 수 있는 이점이 있다. 그러므로 앞서 2.2절에서 서술하였던 것과 같이, 2D에서 고려하지 못하는 Air 도메인에서의 누설 성분이나, 1차측 Core와 2차측 Core 간의 거리에 따라 달라지는 자속의 영향을 고려할 수 있으며, 또한 2D 시뮬레이션에서는 각 단면도에 따라 설계한 형상을 바탕으로 얻어낸 인덕턴스와 자계에너지를 각 모델이 구성되어 있는 개수에 맞게 곱하는 형태로 전체 모델에 대한 값을 정리하였으나, 3D 시뮬레이션에서

는 Fig. 5와 같이 해석하고자 하는 전체 모델에 대해서 형상 설계 및 물리적인 경계조건을 설정하였기 때문에, 따로 단면별로 구분할 필요 없이 자계에너지를 \vec{B} 와 \vec{H} 의 체적 적분을 통해 원하는 도메인에서 직접 계산하였다 (Kulkarni S. V. et al, 2004; Kassim Rasheed Hameed, 2012).



(a) Full View



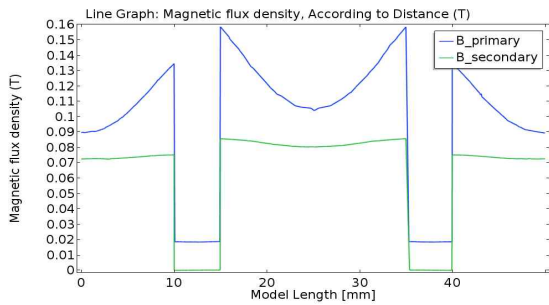
(b) Front View (c) Bottom View

Fig. 12 Magnetic Flux Density(Volume) & Magnetic Vector Potential(Arrow) According to Primary Coil Current Excitation

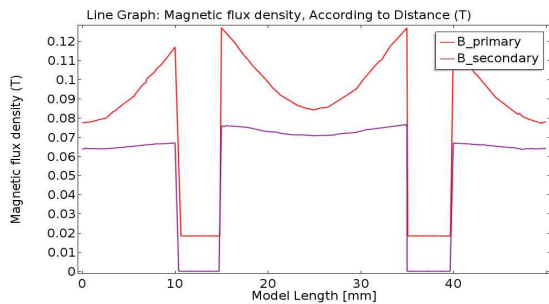
Fig. 12는 3D 해석에 대한 전체 모델의 자속 밀도 분포를 여러 각도로 나타내고 있다. 전반적으로, 1차측 Core 입장에서 2차측 Core와 동위치 상에 있는 경우를 제외하고는 비교적 낮은 자속밀도를 가지며, 2차측 Core에 비해 1차측 Core가 긴 구조이기 때문에 Fig. 12(a)의 Arrow Volume에서 보이는 것과 같이 대부분의 자속이 2차측에 쇄교되지 못하고 누설되는 것을 확인할

수 있다. 또한, Fig. 12(b)에서 볼 수 있듯이, E-Core 구조로 인해 Core의 중심에서 양 갈래로 나뉘는 코너 구간에서 높은 자속밀도를 갖는데, 이는 그 구간에서 비교적 큰 철손이 발생할 수 있음을 뜻한다. 하지만 이러한 부분은 근본적인 원인인 철심의 자속밀도를 낮추는 방법 또는 본 논문에서 고려하지 않은 실제 제작 공정에서 Iron Core의 규소 강판 적층 구조를 통해 해소할 수 있다.

Fig. 12(b)에서 나타나는 자속밀도를 바탕으로 4.1에서 서술하였던 관점으로써, 1차측 Core에서 2차측 Core로 넘어가는 중심 자속에 대한 경향을 Line Graph를 통해 Fig. 13에 나타내었다.



(a) Line Graph of Magnetic Flux Density at 1mm Air Gap



(b) Line Graph of Magnetic Flux Density at 3mm Air Gap

Fig. 13 Primary & Secondary Core's Center Magnetic Flux Density at Front View

1차측 코일의 전류에 의해 생성된 자속들이 2차측으로 전부 전달되지 못하고, B_primary와

B_secondary의 차이만큼 공극으로 누설됨을 알 수 있다. 이러한 결과는 1차측 Core의 입장에서 생성된 자속들이 2차측 Core를 통해 자기회로가 구성될 수 있는 구간에서만 확인할 수 있다. 그리고 앞서 언급하였듯이, CPTS는 치와 슬롯에서 1mm와 3mm만큼 높이 차이가 존재하기 때문에 Fig. 13의 (a)와 (b)에서 자속밀도의 크기 차이를 확인할 수 있다.

또한, Fig. 12(c)의 자속밀도 분포를 통해 1차측 Core의 자속밀도가 2차 Core와 멀어질수록 낮아지는 경향을 볼 수 있는데, 이를 Fig. 14에 길이 방향에 대한 중심 자속밀도를 Line Graph로 나타내었다.

Fig. 14에서 1차측 Core의 중심 자속밀도가 2차측 Core와의 거리가 멀어질수록 줄어들며, 일정 이상 떨어진 곳에서부터는 주기적으로 흔들리는 경향이 나타난다. 이는 1차측 Core의 모양이 1mm와 3mm의 공극만큼 높이 차이가 있기 때문이며, Table 8에서 Fig. 10(a)와 (b)에서의 자계에너지 차이를 볼 수 있는 것과 같은 맥락이다. 그리고 Fig. 14의 250mm~270mm의 끝 부근에서 자속밀도가 상승하는 이유는 1차측 Core의 양 끝단에서 코일이 감겨있는 면적이 1차측 Core의 중간 부근에서보다 크기 때문이다.

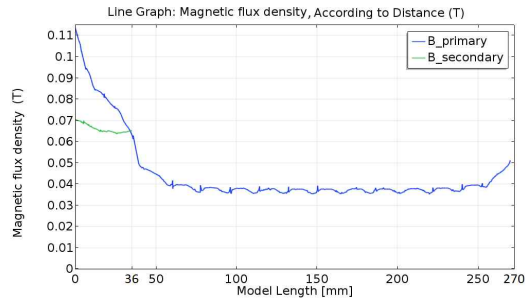


Fig. 14 Primary & Secondary Core's Magnetic Flux Density in Center Line According to Distance

이처럼, 앞서 수행한 2D 해석보다 공간적인 자계 해석이 이루어지는 3D 해석의 전체 모델에 대한 인덕턴스와 자계에너지를 Table 11에 정리하였다.

Table 11 CPTS Transformer's Inductance & Magnetic Energy of 270mm Full Model Focused on Magnetic Energy (3D)

	J & uH
W_{270mm_Total}	202E-04
L_{1270mm_Total}	1616.1
W_{270mm_Self}	33.4E-04
L_{1270mm_Self}	267.18
W_{270mm_Leak}	168.6E-04
L_{1270mm_Leak}	1349
W_{270mm_Total}	62.5E-04
L_{2270mm_Total}	500.13
W_{270mm_Self}	32.9E-04
L_{2270mm_Self}	262.86
W_{270mm_Leak}	29.7E-04
L_{2270mm_Leak}	237.27
L_{270mm_Mutual}	324.1

결국, Table 7(2D), Table 10(2D), Table 11(3D)의 값을 비교해 보았을 때, 2D와 3D 인덕턴스 계산 값의 오차는 1차측 인덕턴스에서 자기인덕턴스 약 2%~9%, 누설인덕턴스 약 1%~7.5%이며, 2차측 인덕턴스에서 자기인덕턴스 약 1%~10%, 누설인덕턴스 약 33%~38% 이다. 이는, 앞서 살펴보았던 2D와 3D의 해석 차이로 인해 누설인덕턴스의 오차가 자기인덕턴스의 오차보다 크게 나타나며, 3D의 공간적인 자계 해석을 통해 보다 많은 누설 성분에 대한 고려가 가능한 이점을 확인할 수 있다.

최종적으로, 3D 자계 FEM 해석을 통해 얻어낸 CPTS용 고주파 코일 형상 설계에 따른 변압기 형태의 사양은 Table 12와 같다.

Table 12에서 나타나는 바에 대하여 정리하면, 1차측과 2차측 Core의 길이 차이로 인해 많은 양이 2차측으로 쇄교 되지 못하므로 L_{lk1} 가 L_{self1} 에 비해 약 5배가량 큰 값을 가지고, 2D 해석의 결과에서 1차측 Core만 있는 부분의 자계 에너지가 상당히 작았기 때문에 1차측 Core가 2차측 Core보다 10배가량 긴 구조임에도 L_{self1} 와 L_{self2} 의 값이 유사한 것을 확인할 수 있다.

또한, 2차측 Core 입장에서는 1차측 Core와의

누설을 고려할 부분이 Core 간 공극 부분을 제외하고는 크지 않기 때문에 L_{lk2} 이 L_{lk1} 에 비해 작은 값을 가지며, CPTS의 고주파 코일의 1차측과 2차측의 자기적인 결합의 정도를 판단할 수 있는 결합계수(k)가 0.36으로 상당히 낮은 값을 보인다. 이는, 1차측 총인덕턴스와 2차측 총인덕턴스에 비해 상호인덕턴스의 값이 작기 때문이며, Core 간 공극이나 길이 차이와 같은 형상적인 원인으로부터 오는 영향이 가장 크다.

Table 12 CPTS Transformer's Specification of Full Model

L_{self1}	267.18 [uH]
L_{lk1}	1349 [uH]
L_{self2}	262.86 [uH]
L_{lk2}	237.27 [uH]
Mutual Inductance(M)	324.1 [uH]
Coupling Coefficient(k)	0.36
Turn ratio(N_2/N_1)	1
R_1	0.27 [ohm]
R_2	0.058 [ohm]
Excitation Current(I_o)	5 [A]
B_{max}	0.75 [T]
B_{Avg}	0.058 [T]

5. CPTS의 변압기 동작에 따른 전력변환 특성

5.1 CPTS 고주파 코일의 개방 회로 시험

CPTS의 고주파 코일을 변압기의 관점에서 보았을 때, 이상적인 변압기 동작에서는 권선비가 1로써 입력전압과 출력 전압이 같아야 하나, CPTS의 변압기 동작에서는 권선비가 1임에도 불구하고 CPTS의 구조적 차이로 인해 1차측 총인덕턴스와 상호인덕턴스가 5배가량 차이를 보임에 따라 패러데이 법칙에 따른 유도 기전력의 감소가 야기된다.

이러한 CPTS의 변압기 동작에 대한 전력변

환 특성을 확인하기 위해, Table 12의 인덕턴스와 권선저항을 Fig. 15와 같이 PSIM의 변압기 회로 모델링에 적용시켰으며, 무부하 조건에서 주파수의 변화에 따른 전압 이득을 Fig. 16과 같이 Bode Plot을 통해 나타내었다.

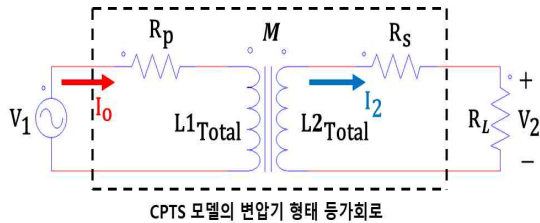


Fig. 15 Equivalent Circuit of CPTS Transformer

Fig. 16을 살펴보면, 입력 전원의 주파수가 약 100[Hz] 이상에서 CPTS의 변압기 동작에 따른 최대 전압 이득 -14[dB]을 얻을 수 있다. 즉, 1차측 인가전압 V_{1rms} 를 100V 인가하여도 2차측 개방전압 V_{2rms} 이 약 20V 정도로 감소한 출력이 나오게 된다.

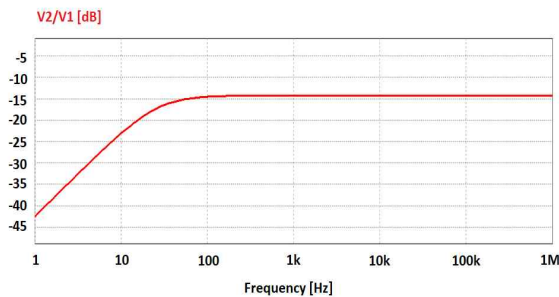


Fig. 16 Input Vs Output for Bode Plot in Open Circuit

이는, Fig. 15와 같이 구성되는 변압기의 등가 회로에서 개방시험에 대한 1차측 전압과 2차측 전압을 주파수 도메인 측면에서 살펴보면 식 (7)과 같으므로, 1차측 권선저항 R_p 약 0.27 [ohm]에서의 전압 강하를 무시한다면, V_{1rms} 와 V_{2rms} 의 전압 비가 $\frac{M}{L_{1Total}} \approx 0.2$ 와 같은 것을 확인할 수 있다.

$$\begin{aligned} V_1 &= j\omega L_1 I_o + R_p I_o \\ V_2 &= j\omega M I_o \end{aligned} \quad (7)$$

5.2 CPTS 고주파 코일의 부하 조건 동작

본 논문에서 다루는 CPTS에서 설계하고자 하는 출력 전력은 500[W]이며, 입출력 전압과 전류의 정격은 100 V_{rms} 와 5 A_{rms} 이다. 따라서 이를 기준으로, 이상적인 1:1 변압으로 100V의 V_{2rms} 를 얻어냈을 때, 출력 전력을 만족하기 위한 부하는 20[ohm]이므로, Fig. 15의 회로를 바탕으로 이러한 부하 조건에서 CPTS의 주파수 변화에 따른 전압 이득을 Fig. 17과 같이 Bode Plot을 통해 나타내었다. 여기서, 유도성 부하나 용량성 부하에 대한 고려는 적용하지 않았다.

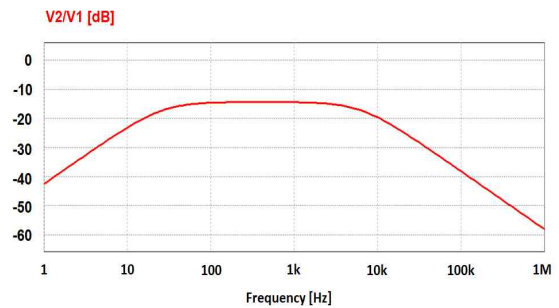


Fig. 17 Input Vs Output for Bode Plot in Load Circuit

CPTS용 고주파 코일의 부하 조건에서의 주파수에 따른 전력전달 특성을 살펴보면, Fig. 17과 같이 약 27[Hz]~7.4[kHz]의 대역폭을 갖지만, 무부하 조건에서처럼 최대 전압 이득 -14[dB]로써, 여전히 낮은 전압 이득을 확인할 수 있다.

$$\begin{aligned} V_1 &= j\omega L_1 I_o + R_p I_o \\ V_2 &= j\omega M I_o - R_s I_2 \end{aligned} \quad (8)$$

이는, CPTS의 변압기 형태에 따른 회로 해석에 있어서, 1차측 전압과 2차측 전압은 식 (8)과 같으므로, R_p 와 R_s 에서의 전압 강하를 무시한다면 앞서 수행한 개방시험과 동일한 전압비

$\frac{V_{2rms}}{V_{1rms}} \approx 0.2$ 로 나타난다. 즉, V_{1rms} 를 100[V] 인가하였을 때, 약 20[V]의 V_{2rms} 를 얻을 수 있으므로, 부하 20[ohm]의 조건에서 얻을 수 있는 2차측 출력 전력(P_{2out})은 $\frac{V_{2rms}^2}{R_L} \cong 18.05[W]$ 이다.

이 결과를 통해서, 현재 CPTS 형상에 의한 비접촉 전력전달은 결합계수 감소로 인하여 전력 전달밀도가 크게 감소함을 알 수 있다. 따라서, CPTS의 임피던스 특성을 기반으로 공진형 컨버터를 설계하여 효율적인 전력변환 시스템이 필요하다.

6. 결론

본 논문에서는 CPTS의 고주파 코일 형상에 따른 변압기 형태의 전체 해석에 앞서, 이와 같은 비 표준적인 형태의 변압기를 해석할 때, 인덕턴스를 얻어낼 수 있는 여러 방법 중 자계에너지 관점에서의 접근법을 소개하였으며, Core 간 공극이 인덕턴스에 어떤 영향을 미치는지에 대해서 나타내었다. 또한 2D와 3D의 결과 비교를 통해 2D 해석이 갖는 해석적 한계에 대해서 정리하였다.

CPTS용 고주파 코일 형상 및 변압기 형태의 전체 모델 설계와 물리적 경계조건을 소개하고, 제안하였던 FEM 기반의 자계에너지를 통한 인덕턴스 계산과 기본적인 정의 측면에서의 인덕턴스 계산을 CPTS 모델에 적용시켜, 2D와 3D의 시뮬레이션 결과를 통해 다양한 표본을 바탕으로 실제 CPTS의 변압기 모델이 가질 수 있는 인덕턴스의 정량적 값을 표현하였다. 이러한 CPTS의 변압기 모델에 대한 인덕턴스 값을 활용하여 PSIM을 통해 회로 시뮬레이션을 함으로써, CPTS의 변압기 모델의 기본적인 전력변환 특성을 확인하였다. 그 결과, CPTS 모델의 주파수 특성은 특정 주파수 이상으로 높일 경우, 오히려 전력변환 효율이 급격히 감소하는 것을 확인하였다.

따라서 CPTS의 변압기 모델과 전력변환 장치의 결합을 통해 변압기만의 동작에 의한 출력이 아닌 전력변환 장치를 통한 이득의 변화로 출력 전압의 상승이 필요하며, CPTS의 변압기 모델의 인덕턴스 성분을 활용하여 공진형 컨버터를 설계할 때에 원하는 동작 주파수 범위와 이득을 얻기 위해 적절한 공진회로(직렬, 직병렬, LLC 등)와 전력변환 장치의 제어가 적용된다면, 더 좋은 성능을 기대할 수 있다.

그러나, 공진형 컨버터를 설계하기 위해서는 기존의 무선 전력전송 시스템의 설계 과정과는 다르게, CPTS 모델의 형상에 따른 코일 인덕턴스에 대한 해석이 우선적으로 이루어져야 한다.

그러므로 CPTS 모델의 FEM 해석을 통해 얻어낸 인덕턴스 수치를 활용하여, 기존 전력변환 시스템에 적용되는 스위칭 주파수 대역(10kHz~20kHz)에 맞는 주파수 범위에서 공진이 가능하고, 효율이 최대가 될 수 있도록 설계하여야 한다. 따라서, 본 논문의 결과를 토대로 공진형 컨버터를 적용한 전력변환 시스템에 대한 설계 응용자료로써 활용이 가능하다.

향후, CPTS의 고주파 코일의 형상적인 요인으로 인해 생기는 1차측과 2차측의 인덕턴스 불평형 및 자기적인 커플링이 원활히 이루어지지 못하는 현상을 1차측 권선을 줄임으로써 N^2 에 비례하여 변하는 인덕턴스의 재조정을 하거나, 변압기의 Core 간 공극을 줄임으로써 누설자속 성분의 감소를 통해 실제 최적화된 공진형 컨버터를 설계하여, 본 논문의 결과를 검증해 나갈 것이다.

References

- Ali Ehsanifar, Mohammad Dehghani and Mehdi Allahbakhshi (2017). Calculating the leakage inductance for Transformer inter-turn fault detection using finite element method, The 25th Iranian Conference on Electrical Engineering(ICEE), <https://doi.org/10.1109/IranianCEE.2017.7985256>.

Cheol-Young Park and Junho Yeo (2011). A Study on the Characteristics of a Rectifying Circuit for Wireless Power Transmission using a Passive RFID System, *Journal of the Korea Industrial Information Systems Research*, Vol. 16 No. 4, pp. 1-7.

E. O. Egorova (2019). *Development of the Coil Volume method for time-domain simulation of internal faults in transformers*, Ph. D. Thesis, Michigan Technological University, Houghton, MI, USA.

H. Vemprala, B. Mork and Michigan Technological University in USA (2019). Based Inductance Estimation for Modeling Transformer Winding Faults in EMTP, *Excerpt from the Proceedings of the 2019 COMSOL Conference in Boston*.

J. Zhang, Z. Ouyang, M. C. Duffy, M. A. E. Andersen and W. G. Hurley, Leakage Inductance Calculation for Planar Transformers With a Magnetic Shunt, in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 6, pp. 4107-4112, Nov.-Dec. 2014, doi: 10.1109/TIA.2014.2322140.

Kulkarni, S. V. and Khaparde, S. A. (2004). *Transformer Engineering Design and Practice*, New York : Marcel Dekker, Inc., 2004. Print.

Kassim Rasheed Hameed (2012). Finite Element Calculation of Leakage Reactance in Distribution Transformer Wound Core Type Using Energy Method, *Journal of Engineering and Development*, Vol. 16, No. 3, Sep, ISSN 1813-7822.

Mehdi Zre, Seyyed Mohammad Pedram Razi, Hassan Feshki Farahani and Alireza Khodakarami (2012). Finite Element Analysis of Leakage Inductance of 3-Phase Shell-Type and Core Type Transformers, *Research Journal of Applied Sciences, Engineering and Technology*, 4(12), 1721-1728, ISSN: 2040-7467.

Pavlos S. Georgilakis (2009). *Spotlight on Modern Transformer Design*, London Limited Springer-Verlag.

Seok-Ju Lee (2019). AC Loss Characteristic Analysis of Superconducting Power Cable for High Capacity Power Transmission, *Journal of the Korea Industrial Information Systems Research*, Vol. 24 No. 2, pp. 57-63.



김 태 규 (TaeKue Kim)

- 정회원
- 창원대학교 전기공학과 공학사
- 창원대학교 전기공학과 공학석사
- 창원대학교 전기공학과 공학박사
- (현재) 창원대학교 메카트로닉

스연구원 연구교수

- 관심분야: 신호처리시스템, 전력제어시스템, 전동기제어, BMS, 차세대반도체, 스마트팩토리



주 창 대 (ChangDae Joo)

- 준회원
- 창원대학교 전기공학과 공학사
- 관심분야: 전력전자, 비접촉전력전송시스템, 자동화 시스템



안 호 균 (HoKyun Ahn)

- 준회원
- 고려대학교 전기공학과 공학사
- 고려대학교 전기공학과 공학석사
- 고려대학교 전기공학과 공학

박사

- (현재) 창원대학교 전기공학과 정교수
- 관심분야: 전력전자, 계통연계 전력변환시스템, 인버터 제어, ESS, 차세대반도체