

누설집중형 변압기를 이용한 전계결합형 무선전력전송 시스템의 부피저감 최적설계 연구

최희수¹, 정채호², 최성진[†]

Optimal Design of Volume Reduction for Capacitive-coupled Wireless Power Transfer System using Leakage-enhanced Transformer

Hee-Su Choi¹, Chae-Ho Jeong², and Sung-Jin Choi[†]

Abstract

Using impedance matching techniques as a way to increase system power transferability in capacitive wireless power transmission has been widely investigated in conventional studies. However, these techniques tend to increase the circuit volume and thus counterbalance the advantage of the simplicity in the energy link structure. In this paper, a compact circuit topology with one leakage-enhanced transformer is proposed in order to minimize the circuit volume for the capacitive power transfer system. This topology achieves a reactive compensation, and the system quality factor value can be reduced by the turn ratio. As a result, this topology not only reduces the overall system volume but also minimizes the voltage stress of the link capacitor. An optimal design guideline for the leakage-enhanced transformer is also presented. The advantages of the proposed scheme over the conventional method in terms of power efficiency and circuit volume are revealed through an analytic comparison. The feasibility of applying the new topology is also verified by conducting 50 W hardware tests.

Key words: C-WPT(Capacitive-coupled Wireless Power Transmission), Impedance matching, LET(Leakage-enhanced Transformer), Volume reduction

1. 서 론

최근 웨어러블 기기 등 각종 전자제품의 방수 기능 향상을 위해 일체형 배터리는 물론이고 충전단자도 없애는 제품들이 나오고 있다. 이러한 제품의 배터리 충전을 위해 무선전력전송이 필요하며 본 기술에 대한 연구가 활발히 이루어지고 있다^{[1]-[3]}. 본 논문은 무선전력전송 방식 중 누설자기장으로 인한 손실 및 금속물 영향 등의 문제가 적은 전계결합형 무선전력전송(C-WPT)을 사용한다. 전계결합형 시스템은 송신부와 수신부 사이를 연결시켜주는 매개체가 코일이 아닌 그림 1과 같이 두

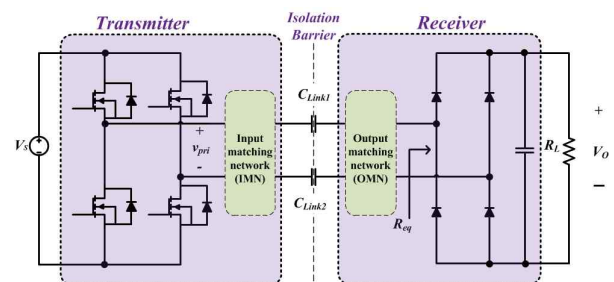


Fig. 1. Basic structure of C-WPT.

개의 도체로 구성된 링크 캐패시터로 구성되어 구조가 간단한 점이 가장 큰 장점이라고 할 수 있다.

하지만, 여타의 공진형 회로와 같이 시스템의 원활한 전력전송을 위해서는 임피던스 정합이 필요하므로 기존의 전계결합형 무선전력전송 논문에서는 송·수신부를 이어주는 링크 캐패시터의 용량 리액턴스를 보상하기 위한 다양한 방법을 제시한 바 있다. 먼저 단순히 유도 리액턴스인 인덕터를 직렬로 연결해 보상하는 방법이 있는데^[4] 이 방법의 경우 인덕터가 모든 용량 리액턴스를

Paper number: TKPE-2017-22-6-1

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 Aug. 14, 2017; revised Aug. 26, 2017; accepted Sep. 27, 2017

— 본 논문은 2017년 전력전자학술대회 우수논문상 수상논문임

TABLE I
CONVENTIONAL IMPEDANCE MATCHING
METHODS

Ref.	IMN	OMN
[7]		
[8]		
[9]		

상쇄시키기 때문에 인덕터 크기가 크며 전반적으로 시스템의 공진양호도 Q 가 커서 부하변동에 따른 출력변화가 민감할 뿐만 아니라 링크 캐패시터의 전압 스트레스도 상당히 크다는 문제점이 있다. 다른 방법으로는 LCL 보상 토폴로지가 있는데 이 역시 [4]와 동일하게 인덕터가 커서 회로 부피가 크다는 단점이 있다^[5]. 이러한 단점을 해결하기 위해 LCLC 보상회로가 나왔는데 이는 송·수신부를 모두 통틀어서 총 8개의 소자를 사용하므로 설계가 다소 복잡하다는 단점이 있다^[6]. 최근 발표된 회로구조를 표 1과 같이 LLC 보상 구조^[7], 양방향 LC 보상 구조^[8], CLC 보상 구조^[9] 총 3가지 토폴로지로 정리하였다. 여기서 [7]의 LLC 보상구조의 경우 높은 출력 이득과 턴은 손실을 감소시키기 위해 2개의 인덕터를 사용한 4.2W급 6.78MHz의 고주파 토폴로지이고 [8]의 양방향 LC 보상 구조의 경우 전계결합 시스템의 단점인 낮은 링크 캐패시턴스 보상을 위해 링크 캐패시터 양단에 병렬로 캐패시터를 연결하여 이를 보상하는 150W급 시스템 토폴로지이며 [9]의 CLC 보상 구조의 경우 1kW급 대용량 전계결합 시스템에서 매칭회로에 사용된 캐패시터와 인덕터의 전압 스트레스에 저감에 중점을 둔 토폴로지이다. 표 1에서 Input matching network(IMN)은 그림 1의 송신부 매칭회로 Output matching network(OMN)은 수신부 매칭회로를 의미한다. 표 1에 제시된 기존의 각 토폴로지는 장점이 있으나 부피 비교에 관한 연구가 진행된 바 없다. 따라서 본 논문의 4장에서는 각 토폴로지별 최적 설계를 통해 부피 및 손실 비교를 할 것이다.

본 논문의 목적은 전계결합형 무선전력전송 시스템에서 부피를 가장 절감한 토폴로지를 제안하는 것이다. 제안 토폴로지는 시스템 부피 저감이 필요한 TV와 포터블 전자장비와 같은 100W급 이하 중소형 어플리케이션에 주안점을 두었다. 토폴로지를 제안하기에 앞서서 먼저 직렬 공진형 컨버터를 이용한 토폴로지로서 임피던스 정합용 변압기 위치를 이동시켜 각 토폴로지를 2장에서 비교하여 새로운 임피던스 정합구조를 도출한다. 3

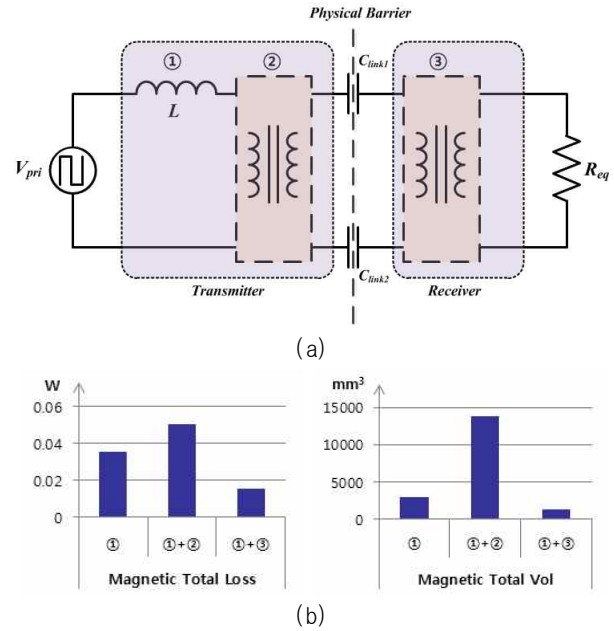


Fig. 2. Derivation of optimum impedance matching.
(a) three possible transformer locations of C-WPT
(b) loss and volume comparison

장에서는 회로의 동작원리를 설명하고, 누설집중형 변압기의 최적 설계절차를 제시한다. 4장에서는 제한한 정합회로와 표 1의 기존 정합 토폴로지^{[7]-[9]}를 부피 및 손실면에서 상세 비교하여 장점을 도출한다. 5장에서 50W급 하드웨어를 실제 제작 검증한 후 결론을 제시한다.

2. 최적 임피던스 정합 구조 도출

토폴로지를 제안하기에 앞서서 그림 2(a)처럼 변압기 위치를 변화 시켜가면서 최적의 임피던스 정합 구조를 도출한다. 그림에서 ①+② 구조는 송신부에 인덕터와 변압기가 있는 임피던스 정합 구조를 의미하며, ①+③ 구조는 송신부에 인덕터, 수신부에 변압기가 있는 임피던스 정합 구조를 말한다. 각 토폴로지의 공정한 비교를 위해 송신부 및 수신부 그리고 링크 캐패시턴스 값은 동일하며 캐패시터 손실은 없다고 한다. 그림 2(a)에 제시된 변압기는 이상적인 변압기로 누설 및 자화 인덕턴스는 고려하지 않은 단순 물리적 턴 비(N)만을 가지고 있다고 가정하며 출력 전력(P_o)과 공진주파수(f_o)는 모두 동일하다. 각 매칭 회로를 살펴보면 ①+② 구조의 경우 변압기 턴 비가 시스템 공진양호도에 아무런 영향을 미치지 않지만 수신부에 리액턴스 보상을 위한 마그네틱 소자가 없어 수신부 부피가 작다는 장점이 있다. ①+③ 구조의 경우 변압기 턴 비가 $N:1$ 일 때 공진양호도가 N^2 배 만큼 감소하여 링크 캐패시터의 전압스트레스가 동일 주파수에서 ①+② 구조에 비해 낮다는 장점을 가지고 있다. 일반적으로 링크 캐패시터의 전압 스트레스는 식(1)과 같이 공진양호도에 비례하여 증가함이 알려

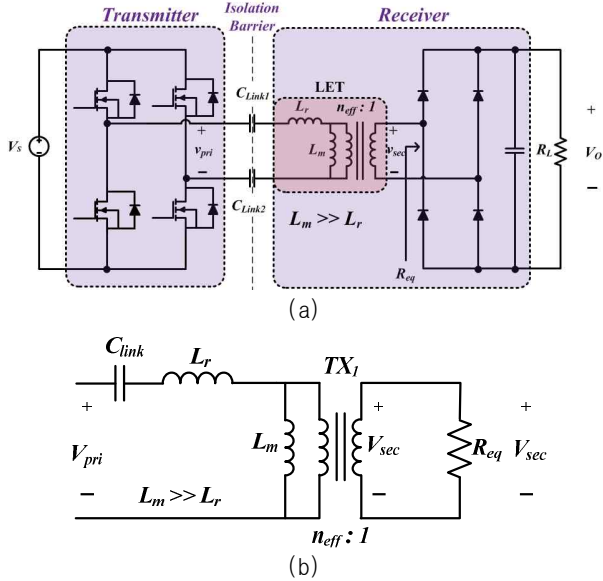


Fig. 3. The proposed LET topology. (a) proposed topology (b) equivalent circuit of (a) [APR]

저 있기 때문에 이를 낮추는 것이 전극 구조 형상 제작이나 시스템의 안전성을 확보하는데 매우 중요하다.

$$V_{C, stress} = V_{pri} \times Q \quad (1)$$

그림 2(b)는 앞서 언급한 설계 기준을 토대로 임피던스 정합 구조를 설계한 결과이다. 각 인덕터와 변압기의 코어 사이즈는 면적 곱(A.P)식을 이용해 선정하였고 마그네틱 손실을 고려해 최적 설계를 하였다. 결과를 보면 마그네틱 손실 면에서 ①+③구조가 ①+②구조의 약 32% 수준이고 마그네틱 부피 면에서 ①+③구조가 ①+②구조의 약 9% 수준으로 결과적으로 ①+③구조가 가장 좋은 정합 구조임을 도출하였다. 여기서 ① 인덕터를 수신부로 옮기고 ③ 변압기와 결합한 구조를 합치면 누설집중형 변압기(LET)구현이 가능하다. 누설집중형 변압기란 변압기의 누설 성분을 극대화 시킨 변압기로 ① 인덕터는 누설집중형 변압기의 누설성분으로 대체 가능하다는 점에 착안하여 본 논문에서는 수신부에만 임피던스 정합용 누설집중형 변압기(Leakage-enhanced Transformer, LET)를 사용하는 임피던스 정합 구조를 제안한다.

3. 제안 토폴로지 구조 및 LET 설계

3.1 제안 토폴로지 구조

그림 3(a)는 본 논문에서 제안하는 토폴로지이다. 그림을 보면 매칭회로인 누설집중형 변압기(LET)가 OMN에만 구성되어 있는 것을 확인할 수 있다. 제안 토폴로지에서 LET는 링크 캐패시터의 전압 스트레스를 감소 시킴과 동시에 시스템의 전압 이득을 조정하며 유효 부

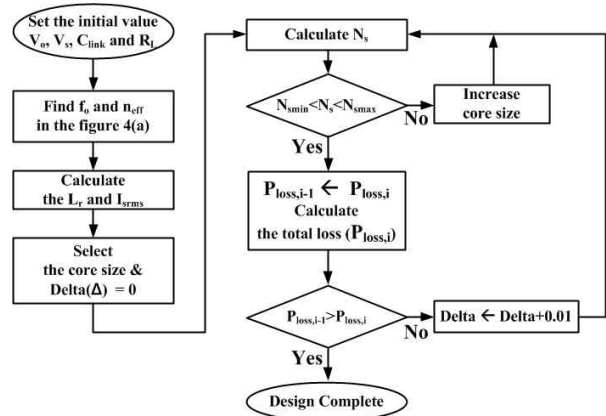


Fig. 4. Flowchart for the LET design.

하 임피던스를 증가시키는 역할을 한다. 이러한 LET의 누설 인덕턴스는 1차 측과 2차 측 권선 사이의 간격을 이용하여 설계할 수 있으며 공극은 사용하지 않기 때문에 자화 인덕턴스가 누설인덕턴스보다 상당히 크다. 이로 인해 시스템 공진에 자화 인덕턴스가 거의 영향을 미치지 않게 되며 누설 성분만으로 링크 캐패시터와 시스템 공진이 가능하게 된다.

그림 3(b)는 그림 3(a)의 기본과 성분만을 고려한 등가회로이다. 여기서 \$C_{link}\$는 \$C_{link1}\$과 \$C_{link2}\$의 직렬 연결한 값이고 LET는 all primary-referenced(APR) 모델로 표현하였다^[10]. APR 모델에서 직렬(\$L_r\$) 및 병렬 인덕턴스(\$L_m\$)는 원래의 누설 및 자화 인덕턴스 값과는 약간 다르다. 이상적인 변압기 블록(TX1)의 권선비(\$n_{eff}\$)는 변압기 커플링 계수에 비례하므로 물리적 권선비(N)와 동일하지 않다. \$R_{eq}\$는 수신부 인버터 앞에서 본 교류 등가 부하 저항으로 계산식은 아래와 같다.

$$R_{eq} = \frac{8}{\pi^2} R_L \quad (2)$$

이때 전압 이득 식은 아래와 같다.

$$M = \frac{v_{sec}}{v_{pri}} = \frac{1/n_{eff}}{1 + Q^2[(f/f_o)^2 - 1]^2} \quad (3)$$

여기서 \$V_{pri}\$, \$V_{sec}\$는 각각 기본과 사인 입력과 출력전압이고 \$n_{eff}\$와 \$f_o\$, \$Q\$는 아래와 같다.

$$n_{eff} = kN = k \frac{N_p}{N_s} \quad (4)$$

$$f_o = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_{link}}} \quad (5)$$

$$Q = \frac{1}{n_{eff}^2 R_{eq}} \sqrt{\frac{L_r}{C_{link}}} \quad (6)$$

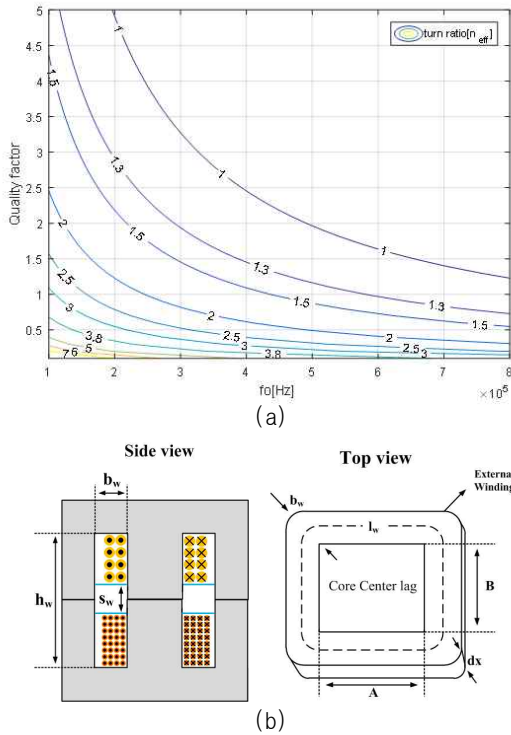


Fig. 5. Design curve and LET configuration.
(a) design curve (b) LET structure in EE core

제안 토폴로지의 전압이득이 최대인 지점은 스위칭 주파수 f 가 직렬 공진주파수 f_0 와 일치할 때이고 이 때 전압이득은 $1/n_{eff}$ 이다.

3.2 누설집중형 변압기 설계

누설집중형 변압기 설계 흐름도는 그림 4와 같고 이에 대한 자세한 설계 과정은 아래와 같다.

Step 1. 초기값 설정

먼저 출력 전압(V_o), 입력 전압(V_s), 링크 캐패시턴스 값(C_{link}), 부하 저항(R_L)값을 선정한다.

Step 2. 시스템 공진주파수(f_0) 및 권선비(n_{eff}) 선정

시스템 공진주파수와 공진양호도는 그림 5(a)에서 선정할 수 있다. 여기서 공진양호도가 큰 값을 선정하면 식(7)에 의해 링크 캐패시터의 전압 스트레스($V_{c, stress}$)가 커짐을 확인할 수 있다. 반대로 공진양호도가 1보다 작은 값을 선정하게 되면 깨끗한 사인파형을 얻을 수 없게 된다. 마찬가지로 공진주파수를 선정할 때는 너무 낮은 주파수를 선정하게 되면 LET가 너무 커지고 반대로 너무 높은 주파수를 선정하게 되면 구동 회로 및 스위치 소자에 의해 제한되는 스위칭 손실이 증가한다. 따라서 이를 고려해 값을 선정해야 한다. 선정된 값을 토대로 식(8)과 식(9)을 이용해 시스템에 필요한 L_r 값과 2차 측 rms 전류(I_{srms})를 계산한다.

$$V_{c, stress} = \frac{\pi}{4} Q V_s \quad (7)$$

$$L_r = \frac{1}{(f_o \times 2\pi)^2 \times C_{link}} \quad (8)$$

$$I_{srms} = \frac{V_{pri}}{n_{eff} R_{eq}} \times \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (9)$$

Step 3. 코어 사이즈 선정

스위칭 주파수(f)가 공진 주파수(f_0)에 가깝다고 가정하면, 변압기 코어는 아래의 면적 곱(A.P)식을 이용해서 선정할 수 있다.

$$A_c A_w \geq \frac{10^4 P_o}{K_f B_{max} f K_u J_{rms}} \quad (10)$$

여기서 A_c 는 코어 단면적, A_w 는 권선 면적, A_{cu} 는 권선 단면적, B_{max} 는 코어의 최대 자속밀도로 Steinmetz 방정식^[11]을 이용해서 구할 수 있으며, K_f 는 파형계수로 4의 값을 사용하고, K_u 는 채우기 비율로 0.6의 값을 사용하며, J_{rms} 는 최대 전류밀도로 $500A/cm^2$ 을 사용한다.

Step 4. 변압기 턴 수 계산

먼저 2차 측 최소 턴 수는 식(11), 최대 턴 수는 식(12)와 같고 Δ 변화에 따른 2차 측 턴 수는 식(13)과 같다^[11]. 여기서 Δ 란 그림 5(b)의 변압기 h_w 에 대한 s_w 의 비율을 의미한다[$0 \leq \Delta \leq 1$]. 변압기 턴 수는 식(11)과 식(12) 사이에 위치한 식(13)을 이용해 선정한다[식(11) \leq 식(13) \leq 식(12)]. 만약 식(11)의 최소 턴 수가 식(12)보다 크거나 식(13)이 식(11)보다 작거나 식(12)보다 크다면 step 3으로 가서 코어 크기를 증가시켜야 한다.

$$N_{smin} \geq \frac{V_{sec} (10^4)}{A_c B_{max} f K_f} \quad (11)$$

$$N_{smax} \leq \frac{K_u A_w (1 - \Delta) / 2}{A_{cu}} \quad (12)$$

$$N_s(\Delta) = \frac{k}{n_{eff}} \sqrt{\frac{L_r}{(1+k)\mu_o \frac{l_w h_w}{6b_w} (1+2\Delta) \times 10^{-3}}} \quad (13)$$

여기서 h_w 와 b_w 는 그림 5(b)에 있는 코어 높이 폭 길이이며 l_w 는 그리고 코어에 감긴 권선의 평균 길이로 식(14)와 같이 계산할 수 있다. 그리고 최대 전압 이득은 공진 시 $1/n_{eff}$ 와 같기 때문에 LET의 커플링 계수 k 를 알고 있다면 1차 측 턴 수는 식(4)를 이용해서 찾아낼 수 있다. 여기서 커플링 계수(k)는 변압기 내부 변수이기 때문에 약 0.98~0.99의 값으로 두고 설계를 진행 한다.

$$l_w = 2(A+B) + \pi b_w \quad (14)$$

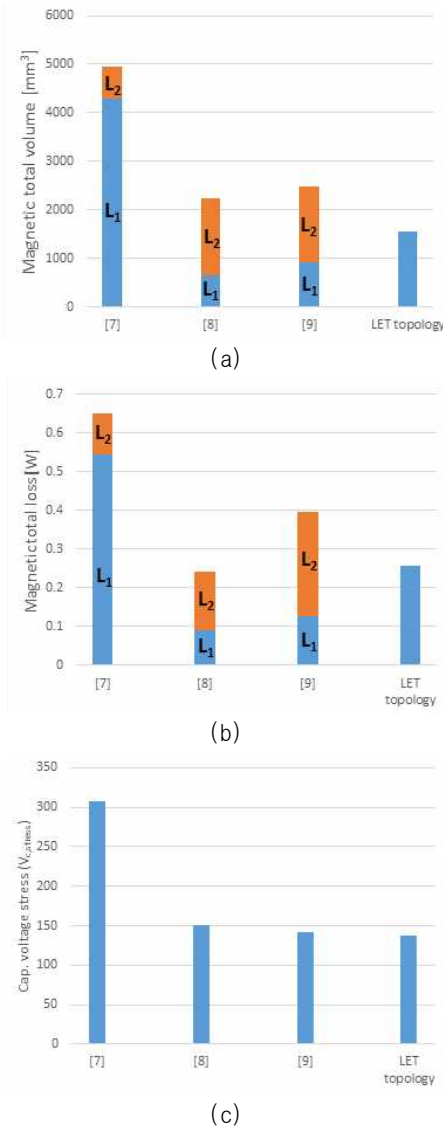


Fig. 6. Performance comparisons. (a) volume comparison (b) loss comparison (c) link capacitor voltage stress comparison

Step 5. 변압기 손실 계산

LET의 코어 손실은 앞서 언급한 Steinmetz 방정식을 이용해서 구한다. 권선 손실의 경우 구리의 표피깊이와 Dowell 곡선 식^[12]을 이용해 권선손실을 계산한다. 여기서 손실 최적설계를 위해 변압기의 Δ값을 조금씩 변화시켜가며 손실이 가장 낮은 지점을 찾아 설계한다. 이후 선정된 Δ값은 식(15)를 이용해서 변압기 1차 측과 2차 측 사이의 실제 간격을 구한다.

$$\Delta = \frac{s_w}{h_w} \quad (15)$$

4. 토폴로지 비교 및 분석

3장에서 제시한 설계 결과를 토대로 표 1에 제시된

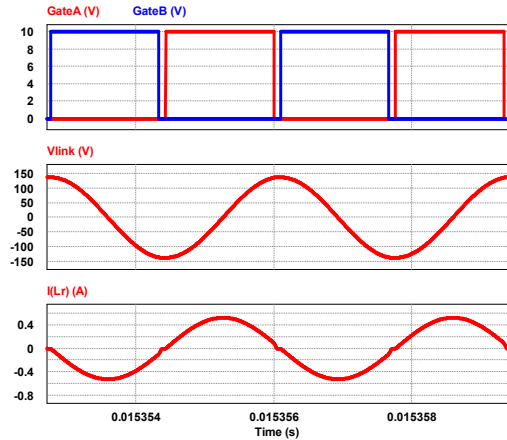
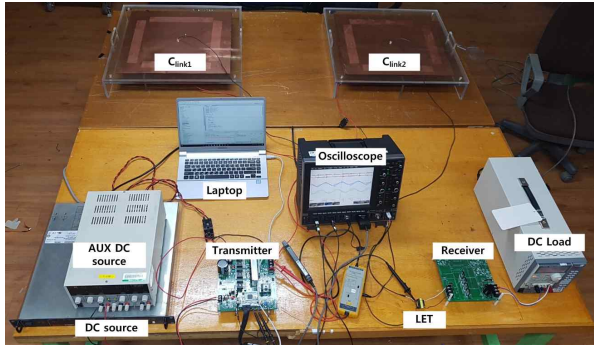


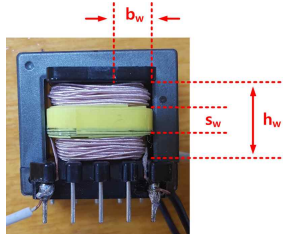
Fig. 7. Simulation waveforms.

기존 토폴로지와 비교 분석을 하였다. 정당한 비교를 위해 각 토폴로지는 제안 토폴로지와 모든 조건을 동일하게 하였다. 먼저 각 토폴로지의 공진 주파수는 300KHz이며 스위칭 주파수도 일치하게 설계하였다. 그리고 입력전압은 150V, 출력은 50W(100V/0.5A), 링크 캐패시터는 1nF이다. 송신부와 수신부 역시 제안 토폴로지와 마찬가지로 송신부는 풀브리지 인버터, 수신부는 다이오드 정류기를 사용하였고 그리고 각 인덕터는 제안 토폴로지와 마찬가지로 손실 최적설계를 하였다.

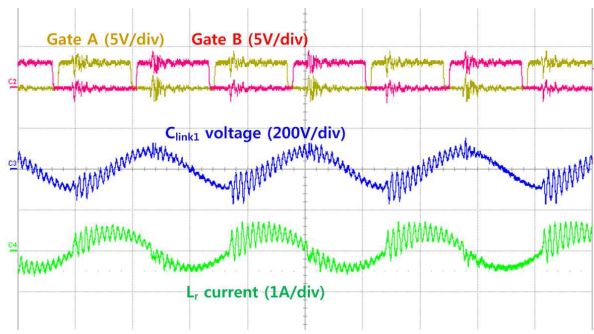
이러한 기준을 토대로 그림 6(a)는 각 토폴로지별 부피 분석을 한 결과이고 그림 6(b)는 손실 분석을 한 결과이고 그림 6(c)는 에너지 송·수신에 사용되는 링크 캐패시터 전압 스트레스 분석을 한 결과이다. 각 부피 및 손실 분석에서 임피던스 정합용 캐패시터 부피 및 손실은 고려하지 않았으며 각 소자의 값은 [7],[8],[9]에 제시된 설계 방법을 준수하였다. [7]의 경우 토폴로지 목적에 맞게 L₁은 시스템 공진, L₂는 시스템 ZVS를 위해 설계하였으며 [8]의 경우 L₁과 L₂ 모두 시스템 공진에 맞게 설계하였으며 C₁과 C₂의 경우 [8]에서 제시한 시스템 이득 식에 의거하여 정하였고, [9]의 경우 각 소자의 전압 스트레스 최저 지점을 선정하여 각 인덕터 및 캐패시터의 값을 선정하였다. 여기서 제안 토폴로지와 비교에 사용된 마그네틱 소자인 인덕터의 경우 각 논문에서 특별한 설계 절차가 주어지지 않으면 코어 데이터시트 기반 손실 최적 설계를 하였다^[13]. 그 결과 마그네틱 부피는 제안 토폴로지가 기존 토폴로지 중 가장 부피가 큰 토폴로지의 약 33% 수준임을 확인할 수 있고 마그네틱 손실의 경우 [8] 토폴로지와 유사한 수준으로 제안 토폴로지가 기존 토폴로지 중 가장 손실이 큰 토폴로지의 약 38% 수준임을 확인할 수 있고 링크 캐패시터 전압 스트레스의 경우 기존 토폴로지 중 가장 전압 스트레스가 큰 토폴로지의 약 44% 수준임을 확인할 수 있다.



(a)



(b)



(c)

Fig. 8. Experimental results.

(a) photograph of the hardware (b) LET (c) hardware waveforms (1 μ s/div)

5. 시뮬레이션 및 하드웨어 검증

제안 토폴로지를 검증하기 위해 시뮬레이션 및 하드웨어를 진행하였다. 목표 출력 전력(P_o)은 50W, 부하 저항(R_L)은 200 Ω (100V/0.5A), 송·수신부를 이어주는 링크 캐패시터(C_{link})의 값은 1nF 이고 입력전압(V_{in})은 150V로 선정하였다. 여기서 커플링 계수는 0.99라 가정하였다. 3장의 설계절차에 따르면 전압 이득 $M=1/1.5$ ($n_{eff}=1.5$) 일 때 f_0 는 300KHz 이 때 Q는 약 1.46이고 식 (7)에 따르면 L_r 값은 281.44 μ H가 나왔다. 그림 7은 선정된 값을 기준으로 PSIM 시뮬레이션 한 결과이다. 시뮬레이션은 모든 조건을 이상적이라고 가정하고 진행하였다.

그림 8(a)는 실제 하드웨어 사진이다. 여기서 송신부는 MOSFET은 Cree사의 C3M0065090D를 사용하였고 수신부 다이오드는 Cree사의 C3D16060D를 사용하였다.

TABLE II

DESIGN SPEC. AND MEASUREMENT RESULTS OF LET

design specification	
core type	EI3026S (Samwha)
effective turn ratio (n_{eff})	1.5
num. of turns (pri.)	45
num. of turns (sec.)	30
winding separation (s_w)	4.39mm
wire size (pri.&sec.)	0.06 / 20 litz
relative permeability	2400 (PL-7)
measurement results	
series resonant inductor (L_r)	208 μ H
parallel resonant inductor (L_m)	12.59mH

링크 캐패시터는 각각 가로 600mm 세로 600mm 아크릴판 안에 가로 500mm 세로 500mm 2개의 동판으로 구성되어 있고 2개의 동판 사이의 이격 거리는 3mm로 이격물질로는 유전상수(ϵ_r)가 공기($\epsilon_r=1$)보다 높은 유리($\epsilon_r=3\sim 5$)를 사용하였다. 실측 결과 C_{link1} 은 2.11nF, C_{link2} 는 2.01nF이 나왔다. 그림 8(b)는 2장의 설계 절차에 따라 설계한 LET 이다. 상세한 설계 스펙과 결과는 표 2에 나와 있다. 변압기의 측정방법은 Agilent사의 LCR 미터기 4263B를 사용하였다. 그림 8(c)는 하드웨어 구동 결과이다. 그림에서 서브하모닉오실레이션은 링크 캐패시터의 기생 인덕터와 누설집중형 변압기의 기생 캐패시터가 공진해서 나타난 것이다. 하드웨어 구동 시 공진 주파수는 약 367KHz로 설계치보다 상향 조정 되었는데, 이는 LET 설계 후 실측 결과 직렬 공진 인덕터(L_r)의 값이 예상 값보다 작게 나와서 공진주파수가 다소 높게 설정된 것으로 판단된다. 그리고 시스템 효율은 송신 DC로부터 수신 DC까지의 효율로 설계 목표 전력인 50W일 때 약 83%를 달성하였다.

6. 결론

본 논문은 전계결합형 무선전력전송 시스템에서 변압기의 누설성분을 극대화 시킨 누설집중형 변압기를 이용한 임피던스 정합을 통해 마그네틱 부피를 가장 절감한 토폴로지를 제안하였다. 다른 토폴로지에 비해 공진에 사용된 마그네틱 소자가 적게 마그네틱 리액턴스 보상을 할 수 있을 뿐만 아니라 설계절차도 비교적 간단하다는 장점을 가지고 있고 시스템의 공진양호도가 턴비에 비해 배만큼 줄어들기 때문에 링크 캐패시터에 걸리는 전압 스트레스도 적다.

하드웨어를 제작하기에 앞서 기존 토폴로지와 부피 및 손실을 비교 분석 하였는데 그 결과 제안 토폴로지가 기존 토폴로지 중 마그네틱 부피, 손실, 링크 캐패시터 전압스트레스가 가장 큰 토폴로지의 약 33%, 38%, 44% 수준임을 확인할 수 있었다. 여기서 각 토폴로지의

임피던스 정합용 커패시터의 부피 및 손실은 고려하지 않았는데 이를 고려하면 제안 토폴로지가 손실 및 부피 면에서 더 작아진다. 50W급 하드웨어를 구동한 결과 설계 목표 전력일 때 효율이 약 83% 임을 확인하였다. 제안 토폴로지는 마그네틱 부피가 가장 절감된 토폴로지로서 한정된 공간에서의 무선전력전송 시스템에 매우 유용한 토폴로지가 될 것으로 판단된다.

이 논문은 2017년도 정부(미래창조과학부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임 (No. 2017R1A2B4005488)

References

- [1] C. T. Rim, "Technical difficulties of wireless power transfer," *Transactions of the KIPE*, Vol. 15, No. 6, pp. 32-39, Dec. 2010.
- [2] M. Liu, C. Zhao, J. Song, and C. Ma, "Battery charging profile-based parameter design of a 6.78-MHz class E² wireless charging system," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 64, No. 8, pp. 6169-6178, Aug. 2017.
- [3] D. Patil, Zhuo Yang and B. Fahimi, "A wireless powered EV battery charger for sinusoidal current charging technique with maximum efficiency control," *2017 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, Chicago, IL, USA, 2017, pp. 613-620.
- [4] M. Kline, I. Izyumin, B. Boser and S. Sanders, "Capacitive power transfer for contactless charging," *2011 Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Fort Worth, TX, 2011, pp. 1398-1404.
- [5] M. P. Theodoridis, "Effective capacitive power transfer," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 27, No. 12, pp. 4906-4913, Dec. 2012.
- [6] F. Lu, H. Zhang, H. Hofmann and C. Mi, "A double-sided LCLC-compensated capacitive power transfer system for electric vehicle charging," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 30, No. 11, pp. 6011-6014, Nov. 2015.
- [7] Y. S. You, H. W. Moon and K. H. Yi, "High frequency (MHz) LLC resonant converter for a capacitor coupling wireless power transfer (CCWPT)," *Transaction of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 21, No. 2, pp. 111-116, Apr. 2016.
- [8] F. Lu; H. Zhang; H. Hofmann; C. Mi, "A double-sided LC compensation circuit for loosely-coupled capacitive power transfer," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.PP, no.99, pp.1-1
- [9] B. Luo, R. Mai, Y. Chen, Y. Zhang and Z. He, "A voltage stress optimization method of capacitive power transfer charging system," *2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Tampa, FL, USA, 2017, pp. 1456-1461.
- [10] 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.
- [11] Ray Ridley, "Magnetics core losses," APEC Industry session on Magnetics, Mar. 2016.
- [12] R. P. Wojda and M. K. Kazimierczuk, "Winding resistance of litz-wire and multi-strand inductors," in *IET Power Electronics*, Vol. 5, No. 2, pp. 257-268, Feb. 2012.
- [13] C. W. T. Mcllyman, *Transformer and Inductor Design Handbook*, 4th ed., CRC Press, 2011



최희수(崔喜洙)

2016년 울산대 전기공학부 졸업. 2016년~현재 동 대학원 전기공학부 석사과정.



정채호(鄭采鎬)

2017년 울산대 전기공학부 졸업. 2017년~현재 동 대학원 전기공학부 석사과정.



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 부교수, 당 학회 편집위원.