

LCCL-S 토폴로지 특성을 이용한 전기자동차용 무선충전시스템의 ZPA 주파수 추종 제어

변종은¹, 이병국[†]

Zero-Phase Angle Frequency Tracking Control of Wireless Power Transfer System for Electric Vehicles using Characteristics of LCCL-S Topology

Jongun Byun¹ and Byoung-Kuk Lee[†]

Abstract

Inductive power transfer (IPT) systems for electric vehicles generally require zero phase angle (ZPA) frequency tracking control to achieve high efficiency. Current sensors are used for ZPA frequency tracking control. However, the use of current sensors causes several problems, such as switching noise, degrading control performance, and control complexity. To solve these problems, this study proposes ZPA frequency tracking control without current sensors. Such control enables ZPA frequency tracking without real-time control and achieves stable zero voltage switching operation closed to ZPA frequency within all coupling coefficient and load ranges. The validity of the proposed control algorithm is verified on LCCL-S topology with a 3.3 kW rating IPT experimental test bed. Simulation verification is also performed.

Key words: Wireless power transfer system, Electric vehicle, Zero-phase angle, Frequency tracking control

1. 서 론

일반적으로 전기자동차용 무선충전시스템은 고효율 동작을 위해 Zero-Phase Angle(ZPA) 주파수에서 동작한다^{[1]-[6]}. 하지만 실제 전기자동차용 무선충전시스템이 주파수 제어 없이 고정된 ZPA 주파수에서 동작하는 것은 매우 어렵다. 왜냐하면 전기자동차용 무선충전시스템의 송수신패드는 일반 변압기의 1, 2차측과 달리 서로 떨어져 있어, 마치 변압기가 큰 공극을 가지고 있는 것처럼 보이기 때문이다. 이러한 특징은 송수신패드의 자기인덕턴스 및 결합계수가 차량의 주차 위치에 따라 값이 달라지게 하고, 이러한 파라미터들의 변화가 공진 회로의 입력 임피던스, 즉, ZPA 주파수를 변화시킨다^{[7]-[9]}. 그 결과, 시스템이 이미 설계된 ZPA 주파수에서 동작하더라도 송수신패드의 오정렬에 의해 이미 달라져 버린

ZPA 주파수로 인해 시스템은 VA 정격 및 스위칭 손실이 증가하여 오히려 효율이 감소한다.

이러한 문제를 해결하기 위해 자동차의 주차 위치에 따라 가변하는 ZPA 주파수를 추종하기 위한 제어 전략들이 많이 연구되고 있다^{[10]-[13]}. 그 방법들 중 하나는 커패시터 뱅크 스위칭 전략으로 공진 전류를 감지하여 송수신패드의 자기인덕턴스로 인해 변화된 공진 주파수를 파악하고, 시스템을 ZPA 주파수에서 동작시키기 위해 커패시터 뱅크를 스위칭하여 공진주파수를 조정하는 방법이다^{[10],[11]}. 또 다른 방법은 공진 전류를 센싱하여 실시간으로 ZPA 주파수를 추종하고 동작 주파수를 직접 제어하는 방법이다^{[12],[13]}. 스위칭 시점에서의 전류값을 센싱받아 특정 범위 내에 그 값이 유지되도록 동작 주파수를 제어하기 때문에 시스템이 최대한 ZPA 주파수에 가깝게 동작할 수 있다는 장점이 있다. 하지만 위 방법들에는 몇 가지 문제점들이 존재한다. 첫 번째로 전기자동차용 무선충전시스템은 SAE J2954 규격에 따라 79-90kHz의 높은 스위칭 주파수로 동작하기 때문에 공진 전류를 센싱하기 위해서는 넓은 대역폭을 가지는 고성능의 전류 센서가 필요하다. 대역폭이 낮은 전류 센서를 사용할 경우 이득이 떨어지거나 위상 지연이 발생하게 되어 정확한 정보를 얻기 힘들다. 두 번째로 이러한

Paper number: TKPE-2020-25-5-9

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

[†] Corresponding author: bkleee@skku.edu, Dept. of Electrical Eng., Sungkyunkwan University

Tel: +82-31-299-4581 Fax: +82-31-299-4612

¹ Dept. of Electrical Eng., Sungkyunkwan University
Manuscript received Aug. 4, 2020; revised Aug. 12, 2020;
accepted Aug. 26, 2020

전류 센서는 고주파 스위칭 노이즈에 취약하기 때문에 전부하 조건에서 제어 성능이 저하될 수 있다. 세 번째로 전기자동차용 무선충전시스템에서는 부하에 따라 ZPA 주파수가 달라져 실시간으로 제어해야 하기 때문에 제어 알고리즘이 복잡하다. 마지막으로 비선형제어로 인한 제어 정확도가 낮아질 수 있다. 특히 커패시터뱅크 스위칭 방법에 관한 것으로, 정밀한 공진주파수 조정을 위해서는 다양한 직병렬 커패시터의 조합이 필요하게 되고, 이를 구현하기 위해서는 굉장히 많은 스위치 및 부품이 필요하여 회로 부피 및 비용의 증가를 초래한다. 하지만 만약 이러한 문제를 줄이기 위해 직병렬 커패시터의 조합의 수를 낮춘다면 오히려 선형적이고 정밀한 공진주파수 조정이 어려워져 완벽한 ZPA 주파수 제어를 구축하기 어렵다.

따라서 본 논문에서는 전류 센서 및 실시간 제어가 필요하지 않고, 더 간단하며 부하에 상관없이 고정된 동작 주파수에서도 고효율 동작이 가능한 ZPA 주파수 추종 제어 방법을 제안한다. 제안하는 제어 방법을 적용하기 위해서 무선충전시스템의 공진 네트워크 최적 설계 방안을 소개하고, 최적 설계된 공진 네트워크를 기반으로 제어 알고리즘을 제안한다. 이렇게 제안한 최적 설계된 공진 네트워크 및 제어 알고리즘을 검증하기 위해 3.3kW급 prototype에 대하여 시뮬레이션 및 실험을 실시한다.

2. 시스템 분석

2.1 공진 네트워크 선정

본 논문에서는 제안하는 제어 방법을 시스템에 적용하기 위해 LCCL-S 토폴로지로 공진 네트워크를 선정하였으며 등가회로는 그림 1과 같다. LCCL-S 토폴로지를 선택한 첫 번째 이유는 송수신페드의 정렬에 따라 달라지는 결합계수의 변화와 배터리 충전 프로파일에 따라 달라지는 부하 따른 입력 임피던스(Z_{in})의 위상각 크기 변화가 작다는 것이다^[14]. 이는 결합계수 및 부하 변동에 따른 ZPA 주파수 변화가 다른 토폴로지에 비해 상대적으로 작다는 것을 의미한다. 이때 결합계수는 두 페드 사이의 자기적인 결합 정도를 나타내는 수치이다. 두 번째는 공진주파수에서 시스템 동작 시 송수신페드에 흐르는 전류(i_p)가 부하에 상관없이 항상 일정한 값을 가진다^[15]. 이것은 2차측에 유도되는 전압이 전력과 무관한 값을 가지며, 무부하 동작이 가능하다는 것을 의미한다. 마지막으로 LCCL-S 토폴로지의 입력 전류(i_{in})는 그림 2와 같이 부하 및 결합계수와 상관없이 항상 일정한 크기의 고조파 전류를 포함한다. 이 특징 덕분에 다른 제어 방법과는 달리 시스템이 ZPA 주파수로 고정 주파수 제어를 하더라도 zero voltage switching(ZVS) 동작이 가능하다. 이러한 이유들로 인해 본 논문에서는 LCCL-S 토폴로지를 선정하였다.

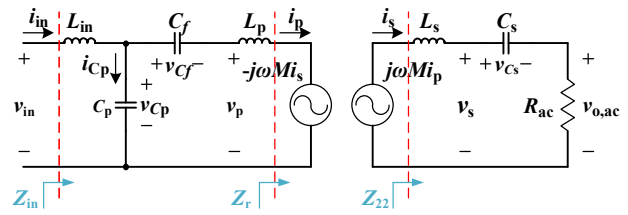


Fig. 1. Equivalent circuit diagram of LCCL-S topology.

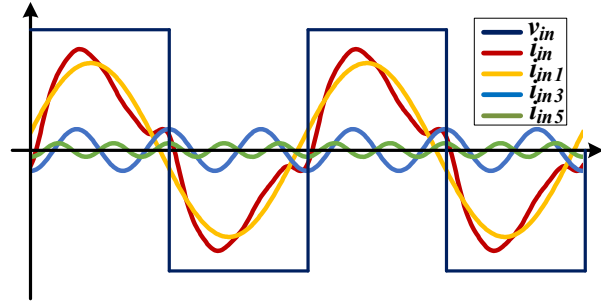


Fig. 2. The harmonics of input current i_{in} .

2.2 고조파 입력 전류를 고려한 토폴로지 분석

앞 절에서 언급했던 것처럼 LCCL-S 토폴로지의 고조파 입력 전류는 고정된 동작 주파수에서도 시스템이 ZVS 동작을 할 수 있도록 도와주는 역할을 하지만, 항상 특정한 크기로 존재하기 때문에 일반적인 공진 네트워크보다 큰 스위칭 손실 및 도통 손실을 야기한다. 따라서 이러한 고조파 입력 전류가 발생하는 원인을 분석하고, 결합계수와 부하 변화에 따른 입력 전류 양상을 고려하여 손실을 최소화할 수 있는 설계가 필요하다. 고조파 입력 전류의 발생 원인을 분석하기 위해서는 먼저 수식을 도출한다. 수식 도출을 위해 우선 그림 1의 LCCL-S 토폴로지의 고조파를 고려한 구형파 입력 전압 (v_{in})을 아래와 같이 표현한다.

$$v_{in}(\omega t) = \frac{4V_{DC}}{\pi} \sum_{h=1,3,\dots}^{\infty} \frac{1}{h} \sin(h\omega t) \quad (1)$$

이때, V_{DC} 는 v_{in} 의 크기이고, h 는 고조파 차수를 의미한다. 고조파 차수에 따른 $Z_{in(h)}$ 의 수식은 다음과 같다.

$$Z_{22(h)} = R_{ac} + j\omega_h L_s + \frac{1}{j\omega_h C_s} \quad (2)$$

$$Z_{r(h)} = \frac{\omega_h^2 M^2}{Z_{22(h)}} \quad (3)$$

$$Z_{in(h)} = \frac{1}{\frac{1}{j\omega_h L_p + \frac{1}{j\omega_h C_f} + Z_{r(h)}} + j\omega_h L_{in}} \quad (4)$$

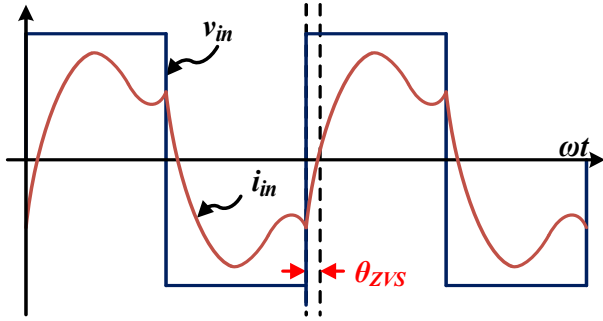


Fig. 3. v_{in} and i_{in} of LCCL-S topology.

식 (2)~(4)는 그림 1에서 표시하고 있는 각 임피던스를 나타낸다. 식 (2)에서 설명하는 $Z_{22(b)}$ 는 수신측 임피던스를 의미하며, R_{ac} 는 등가 부하저항, L_S 는 수신 패드의 자기 인덕턴스, C_S 는 수신측 공진 커패시터이다. 식 (3)의 $Z_{r(b)}$ 은 송신측으로 넘어온 수신측 임피던스에 대한 반사 임피던스이며, M 은 송수신패드의 상호 인덕턴스를 의미한다. 식 (4)는 입력 임피던스를 나타내며, L_{in} , L_P , C_P 그리고 C_S 는 각각 입력 인덕턴스, 송신패드의 자기 인덕턴스, 송신측 공진 커패시터 그리고 필터 커패시터를 의미한다. 고조파 전류를 고려한 i_{in} 은 식 (1)과 (4)를 이용하여 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$i_{in}(\omega t) = \frac{4V_{DC}}{\pi} \sum_{h=1,3,\dots}^{\infty} \frac{1}{h |Z_{in(h)}|} \sin(h\omega t - \angle Z_{in(h)}) \quad (5)$$

식 (4)에서 보면 알 수 있듯이 고조파 차수가 높을수록 L_{in} 의 영향이 커지고 $j\omega_h C_P$ 를 포함하는 항이 0으로 수렴하기 때문에 3고조파 이상에서 식 (4)와 (5)를 아래와 같이 간단하게 나타낼 수 있다^[16].

$$Z_{in(h)} \approx j\omega_h L_{in} \quad (h = 3, 5, 7, \dots) \quad (6)$$

$$i_{in(h)}(\omega t) \approx \frac{4V_{DC}}{\pi h \omega_h L_{in}} \sin(h\omega t - \pi/2) \quad (h = 3, 5, 7, \dots) \quad (7)$$

식 (6)에서 알 수 있듯이 3고조파 이상에서는 $Z_{in(h)}$ 이 L_{in} 으로 표현할 수 있으며, 또한 식 (7)을 통해 3고조파 이상의 입력 전류는 결합계수와 부하 크기에 상관없이 L_{in} 에 의해서 항상 90도 위상각을 가지며 크기가 일정하다는 것도 확인할 수 있다. 이러한 특성을 이용하면 ZPA 주파수로 고정된 동작주파수에서도 항상 ZVS 동작을 유지할 수 있어 고효율 동작이 가능하다. 하지만 이러한 고조파 입력 전류는 ZVS 동작을 가능하게 하지만 너무 크면 오히려 스위치 턴 오프 손실을 증가시킬 뿐만 아니라 추가적인 도통 손실을 발생시키기 때문에 가능한 최소화할 필요가 있다. 따라서 ZVS 동작과 동시에 고조파 전류로 인한 손실을 줄이기 위해서는 θ_{ZVS} 를 가능한 최소화 하면서 최소한의 스위칭 에너지는 갖도록

TABLE I
SYSTEM PARAMETERS

Parameters	Value [Unit]
Input voltage, V_{DC}	380 [V]
Maximum output power, P_O	3300 [W]
Resonant frequency, f	85 [kHz]
Coupling coefficient range, k	0.062 - 0.152
Input inductance, L_{in}	48.41 [μ H]
Primary inductance, L_P	505.51 [μ H]
Secondary inductance, L_S	227.38 [μ H]
Filter capacitance, C_f	7.67 [nF]
Primary capacitance, C_P	72.42 [nF]
Secondary capacitance, C_S	15.42 [nF]

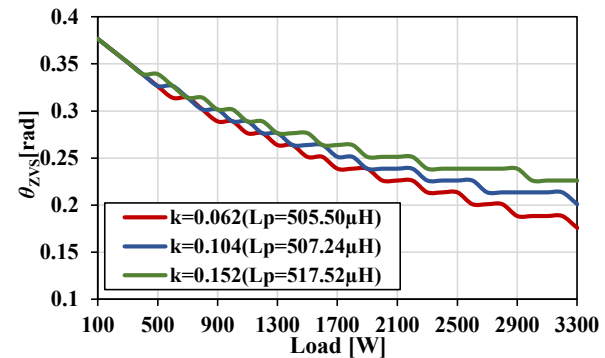


Fig. 4. θ_{ZVS} depending on self-inductance and load variation.

고조파 입력 전류 크기를 선정해야 한다. 이때 θ_{ZVS} 는 그림 3에서 알 수 있듯이 ZVS 동작을 위한 스위칭 구간을 나타내며 dead-time보다 커야 한다. 최소 스위칭 에너지의 경우 최근 개발되는 고주파 스위칭을 위한 전력반도체는 굉장히 낮은 스위칭 에너지를 요구하기 때문에 본 논문에서는 고려하지 않았다.

우선 적합한 θ_{ZVS} 를 선정하기 위해 결합계수와 부하에 따른 θ_{ZVS} 양상을 식 (5)를 통해 도출하였으며 수식은 아래와 같다.

$$i_{in(h)}(\omega t) = 0 \quad (0 < \omega t < \pi) \quad (8)$$

식 (8)에서 알 수 있듯이 반주기 내에 입력전류가 0이 되는 값을 계산하여 θ_{ZVS} 를 도출한다. 이때 분석을 위해 적용한 시스템 파라미터는 3.3kW 무선충전시스템의 파라미터를 사용하였다. 자세한 값은 표 1에 나타내었으며, 이를 이용하여 부하 및 결합계수(k)에 따라 동작 주파수를 ZPA 주파수에 맞추어 θ_{ZVS} 를 도출하여 그림 4에 그래프로 나타내었다. 그림 4에서 θ_{ZVS} 는 결합계수가 가장 낮고 부하가 가장 클 때 가장 작게 나타났다.

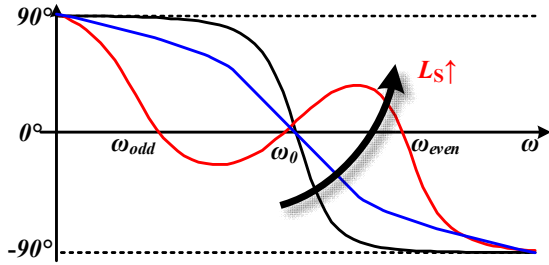


Fig. 5. Conceptual diagram of bifurcation depending on L_s variation.

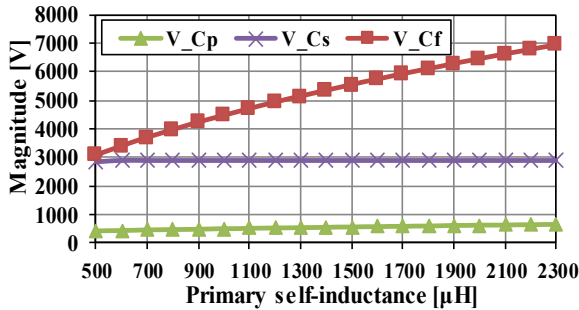


Fig. 6. Voltage rating graphs of resonant capacitors depending on L_p variation.

그러므로 만약 θ_{ZVS} 를 이 조건에서 가장 작게 설계한다면 무선충전시스템은 모든 결합계수 및 부하 조건에서 고정된 ZPA 주파수로 동작하더라도 ZVS 동작을 유지하면서 스위칭 손실과 도통 손실을 줄일 수 있다. θ_{ZVS} 를 줄이기 위해서는 입력 전류 고조파의 크기를 줄여야 하며, 이는 식 (7)에서 알 수 있듯이 L_{in} 을 크게 설계해야 한다. L_{in} 은 다음과 같은 수식으로 나타낼 수 있다^[17].

$$L_{in} = kV_{in} \sqrt{\frac{L_p L_s}{R_{ac} P_o}} \quad (9)$$

이때, k 는 송수신패드 간 결합계수이며, P_o 는 출력 전력을 의미한다. 식 (9)에서 k , V_{in} , R_{ac} 그리고 P_o 는 설계 조건으로 고정값이기 때문에, θ_{ZVS} 를 줄이기 위해서는 L_p 와 L_s 를 크게 설계해야 한다. 하지만 이 파라미터들은 무조건 크게 설계할 수 없다. 만약 L_s 를 크게 설계하면 Q-factor가 증가하여 그림 5와 같이 bifurcation 현상이 발생하게 된다^[18]. 그렇게 되면 부하에 따라 bifurcation 정도가 달라지게 되는데 이는 ZVS 동작하던 시스템이 갑자기 zero current switching(ZCS)하게 되어 역회복 전류로 인한 스위치 소손을 일으킬 수 있다. 만약 L_p 가 커지게 되면 1차측 공진 네트워크의 전압 정격이 그림 6과 같이 크게 증가한다. 이러한 이유로 인해 L_p , L_s 를 표 2와 같이 선정하였다. 표 2는 L_p 값이 각각 1000 μ H, 1500 μ H일 때 LCCL-S 토폴로지의 설계 파라미터를 나타낸다. L_s 는 결합계수와 부하가 변하더라도 bifurcation이 발생하지 않는 최댓값으로 선정하였다. 이렇게 설계

TABLE II
DESIGN PARAMETERS DEPENDING ON L_p

Parameters [Unit]	Value	
	#1	#2
L_{in} [μ H]	71.40	87.45
L_p [μ H]	1000	1500
L_s [μ H]	250	
C_f [nF]	3.77	2.48
C_p [nF]	49.10	40.09
C_s [nF]	14.02	14.02

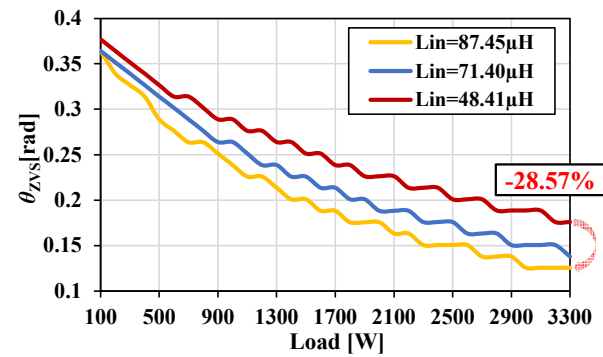


Fig. 7. θ_{ZVS} depending on input inductance variation.

한 파라미터를 토대로 L_{in} 에 따라 θ_{ZVS} 가 어떻게 나타나는지 분석하기 위해 θ_{ZVS} 를 계산하여 그림 7과 같이 그래프로 나타내었다. 이때 결합계수 조건은 앞에서 θ_{ZVS} 가 가장 작게 나타나는 0.062이다. 그림 7에서 알 수 있듯이 앞서 예상했던 대로 L_{in} 이 증가할수록 θ_{ZVS} 가 감소하였으며, 기존 시스템인 $L_{in}=48.41\mu$ H일 때에 비해 28.57% 감소하였다.

3. 제안하는 ZPA 주파수 추종 제어 방법

LCCL-S 토폴로지에서 ZPA 주파수는 1차측 공진 주파수(f_1)와 같다. 따라서 시스템을 ZPA 주파수로 동작시키기 위해서는 송수신패드의 위치에 따라 변화하는 f_1 를 추종해야 한다. 이는 앞서 소개한 LCCL-S 토폴로지의 특성 중 하나인 공진 주파수에서 동작 시 결합계수와 부하에 상관없이 항상 일정한 크기의 I_p 를 갖는 것을 이용하여 해결할 수 있다. 그 이유는 아래 식을 통해 알 수 있다.

$$I_p = -j \frac{v_{in}}{\omega_o L_{in}} \quad (10)$$

이때, ω_o 는 공진 각주파수를 의미한다. 이러한 특성을 이용하면 전류 센서 없이 f_1 를 추종할 수 있다. f_1 를 찾기

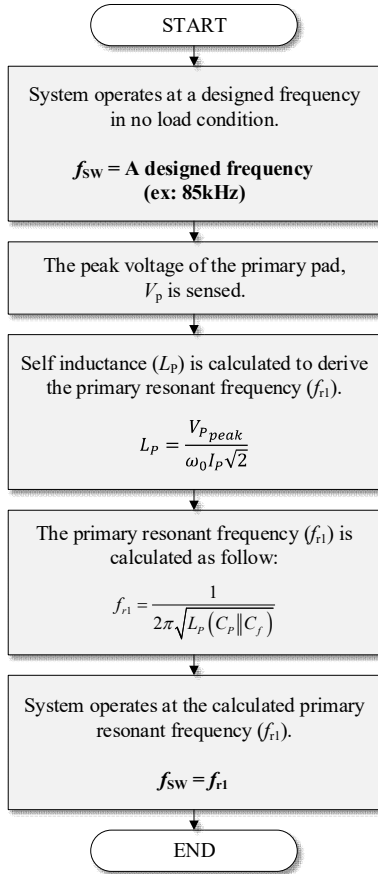


Fig. 8. Flowchart of the proposed controller logic.

위한 알고리즘은 그림 8과 같다. 먼저 송수신패드가 정렬되어 있는 상태에서 시스템을 설계된 공진 주파수에서 무부하로 동작시킨다.

다음으로 송수신패드의 피크전압을 센싱한다. 왜냐하면 L_p 를 계산하기 위한 수식이 다음과 같기 때문이다.

$$L_p = \frac{V_{p_peak}}{\omega_0 I_p \sqrt{2}} \quad (11)$$

식 (11)은 옴의 법칙을 이용해서 도출된 수식이다. 이때 ω_0 는 공진 각주파수로 고정된 값이며, I_p 역시 식 (10)에 의해 고정값으로 볼 수 있다. 단, 실제 L_p 의 경우 L_{in} 의 제작 오차에 따라 그 값이 조금 달라질 수 있기 때문에 설계값이 아니라 무부하 조건에서 실제 측정값을 고정값으로 사용한다. 따라서 L_p 를 계산하기 위해서는 V_{p_peak} 만 센싱하면 된다. 이렇게 계산된 L_p 는 f_{r1} 을 계산하기 위해 사용된다. f_{r1} 은 공진 주파수 계산식을 통해 아래와 같은 식으로 도출될 수 있다.

$$f_{r1} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_p (C_p \parallel C_f)}} \quad (12)$$

C_p 와 C_f 는 이미 설계된 값으로 고정되어 있으므로 f_{r1} 은

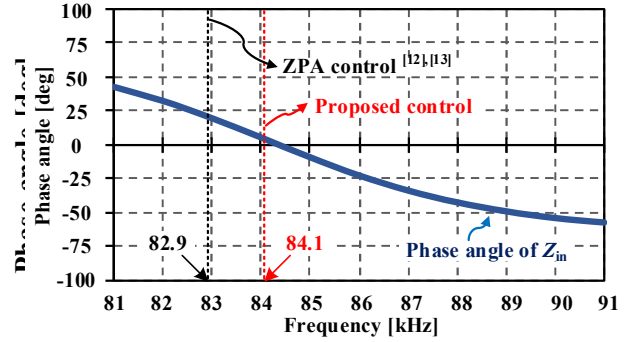
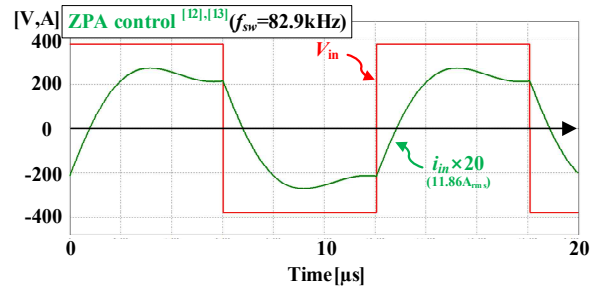
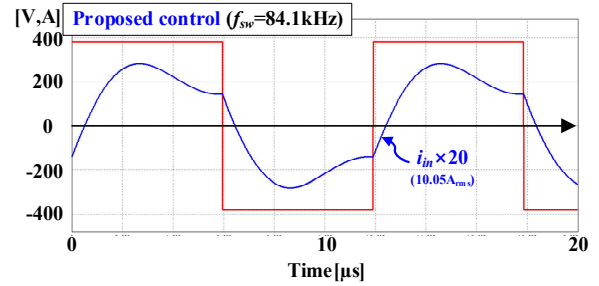


Fig. 9. Comparison of ZPA estimation accuracy according to ZPA controls.

(a) ZPA control^{[12],[13]}

(b) Proposed control

Fig. 10. Comparison of input currents as the control methods.

계산된 L_p 에 의해서 결정된다. 즉, 제안하는 제어 방법에서는 V_{p_peak} 의 정보만 있다면 ZPA 주파수를 계산할 수 있다. 마지막으로 스위칭 주파수(f_{sw})를 f_1 으로 변경하면 2절에서 설명했던 것처럼 부하에 상관없이 고정된 동작 주파수에서 ZVS 동작 유지하며 실시간 제어 필요 없이 안정적인 동작이 가능하다.

제안하는 제어 방법의 정확도를 확인하기 위해 전류 센싱을 통한 ZPA 주파수 추종 제어 방법^{[12],[13]}을 시스템에 적용하여 제안하는 제어 방법과 동작 주파수 및 입력 임피던스의 위상각을 비교하였다. 비교 결과 그림 9, 10에서 알 수 있듯이 제안하는 제어 방법이 ZPA 주파수를 더 정확하게 추종하는 것을 알 수 있었다. 또한 그림 10의 시뮬레이션 파형을 통해 기존 제어 방법의 경우 입력 전류의 크기가 11.86A_{rms}인 반면, 제안하는 제어 방법의 경우 10.05A_{rms}로 약 16.7% 감소하는 것을 확인할 수 있다.

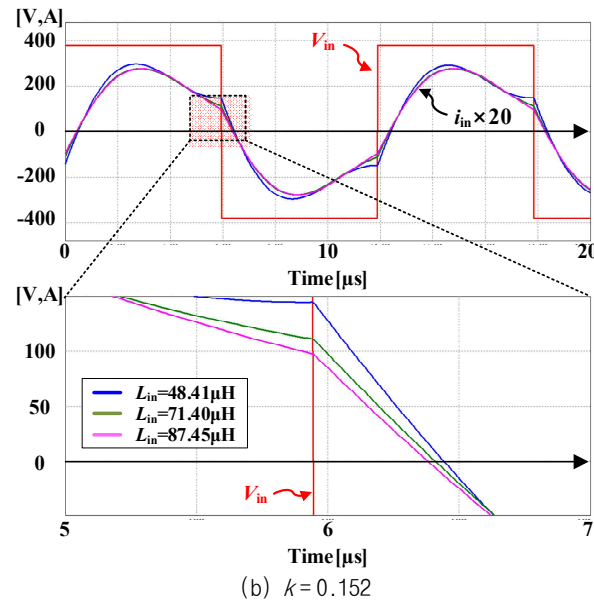
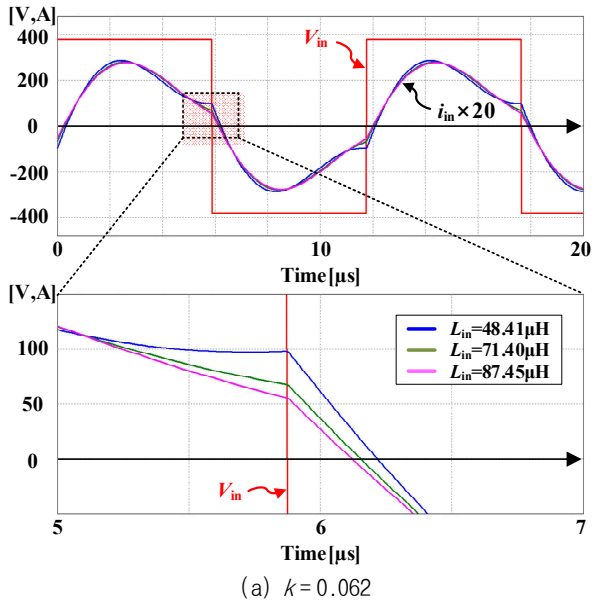


Fig. 11. Waveforms of v_{in} and i_{in} depending on input inductance ($P_o=3.3kW$).

4. 시뮬레이션 및 실험 검증

2절에서 최적 설계한 시스템이 ZPA 주파수에서 ZVS 동작을 하는지 검증하기 위해 L_{in} , 결합계수 그리고 부하 변화에 따른 시뮬레이션을 진행하였다. 그림 11은 3.3kW 부하 조건에서 결합계수와 L_{in} 을 가변했을 때 시뮬레이션 결과를 나타내었다. 2절에서의 결과와 마찬가지로 L_{in} 이 가장 높은 87.45 μ H일 때 θ_{ZVS} 가 가장 짧게 나타났으며, $L_{in}=48.41\mu$ H일 때 보다 입력 전류의 크기가 더 작다. 또한 최소 결합계수($k=0.062$)에서 θ_{ZVS} 가 가장 짧게 나타나는 것을 다시 한번 확인할 수 있다. 그림 12는 $L_{in}=87.45\mu$ H 시스템에서 결합계수와 부하를 가변할 경우 동작주파수를 ZPA 주파수로 고정해도 안정적인

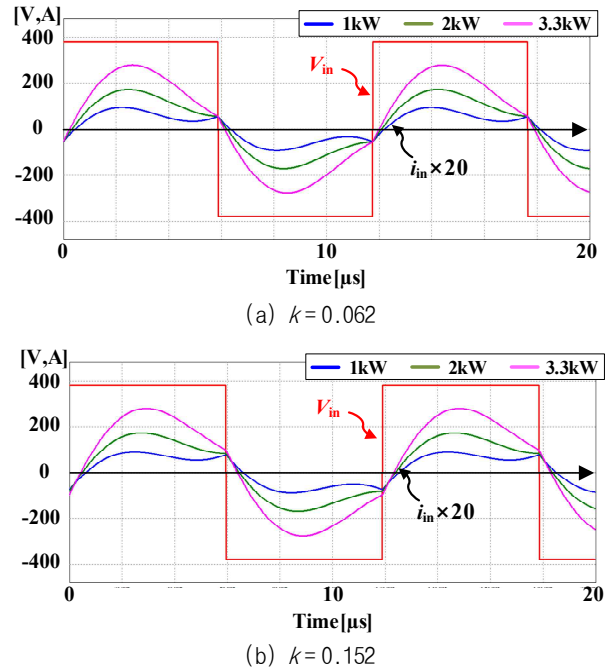


Fig. 12. Waveforms of v_{in} and i_{in} depending on k and P_o ($L_{in}=87.45\mu$ H).

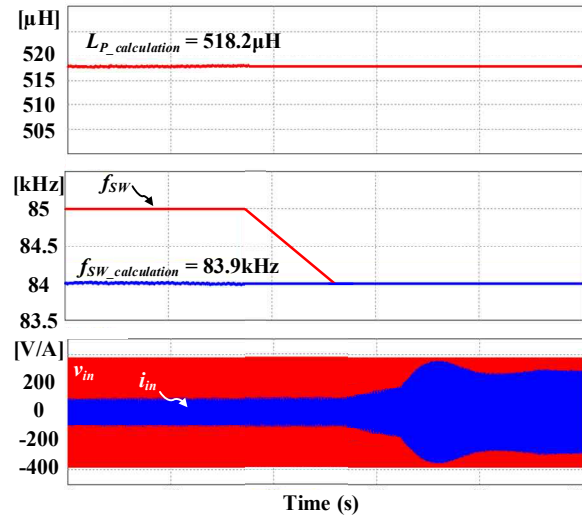


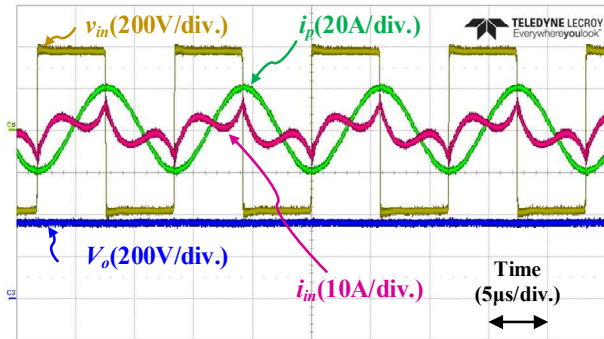
Fig. 13. Simulation of the tracking f_1 by the proposed control method.

ZVS 동작을 하는지 확인하기 위한 시뮬레이션 결과이다. 파형에서 알 수 있듯이 부하 및 결합계수에 상관없이 고정된 ZPA 주파수에서도 시스템이 안정적으로 ZVS 동작하는 것을 확인할 수 있다.

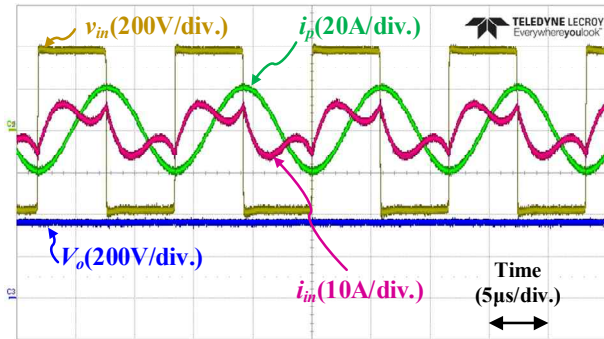
다음은 3절에서 제안한 제어 알고리즘을 검증하기 위해 $L_{in}=48.41\mu$ H인 시스템에 대해 시뮬레이션을 실시하였다. 시뮬레이션은 최대 결합계수($k=0.152$, $L_p=517.5\mu$ H) 조건에서 진행하였으며 그 결과는 그림 13과 같다. 그림 8에서 제안하는 제어 방법으로 계산된 송신패드의 자기 인덕턴스(L_{p_cal})는 518.2 μ H, 그리고 ZPA 주파수는 83.9

TABLE III
COMPARISON OF LP ESTIMATION ACCURACY

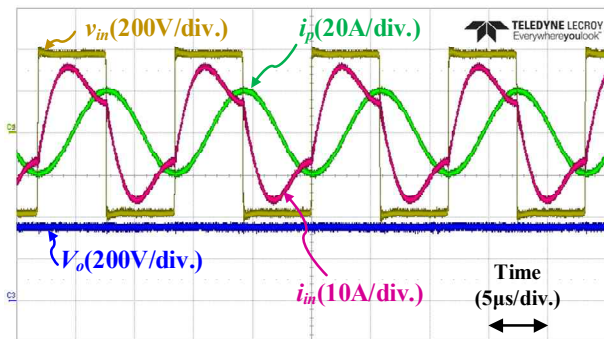
k	L_P [μH]	L_{P_cal} [μH]	Error[%]
0.062	505.5	505.8	0.059
0.102	507.2	506.8	0.079
0.152	517.5	518.2	0.135



(a) No load operation for sensing L_P ($f_{sw} = 85$ kHz)



(b) 1 kW light load operation ($f_{sw} = 84$ kHz)



(c) 3.3 kW full load operation ($f_{sw} = 84$ kHz)

Fig. 14. Experiment results of the existing system with proposed control method ($k=0.152$, $L_P=517.5\mu\text{H}$).

kHz로 실제값과 약 0.135%의 오차율을 보였다. 다른 결합계수에서도 동일하게 시뮬레이션을 진행하였으며 그 결과는 표 3에 나타내었다. 표 3에서 알 수 있듯이 시뮬레이션을 통해 제안하는 제어 방법이 최소 0.059%에서 최대 0.135%의 오차율로 0.2% 이내의 오차율을 보였다.

시뮬레이션 결과를 실제와 비교하기 위해 표 1에 나타난 3.3kW급 무선충전시스템에 제안하는 제어 알고리즘을 적용하여 실험을 실시하였으며, 실험 결과는 그림 14와 같다. 그림 14(a)의 경우 초기 시스템 동작 전 ZPA 주파수를 도출하기 위한 무부하 동작 조건을 나타낸 파형이며, 이때 시스템은 ZPA 주파수를 도출하기 위해 송신패드 전압을 센싱한다. 이 동작 이후 제안하는 알고리즘은 식 (9), (10)을 통해 각각 L_{P_cal} 와 f_{1_cal} 을 도출하였으며 이때 f_{1_cal} 은 84.06kHz이로 실제 $f_1=84.01\text{kHz}$ 와 약 0.5%의 오차율을 보였다. 도출된 f_{1_cal} 로 동작한 실험 파형은 그림 14(b), (c)와 같다. 그림 14(b)는 1kW, 그림 14(c)는 3.3kW 조건에서 실험한 결과 파형이며 두 부하 조건 모두 도출된 ZPA 주파수에서 안정적으로 동작하였으며, 부하에 상관없이 ZVS 동작함을 확인하였다. 또한 이를 통해 제안하는 제어 방안의 타당성을 검증하였다.

5. 결론

본 논문에서는 전기자동차용 무선충전시스템의 고효율 동작을 위하여 LCCL-S 토폴로지의 특성을 이용한 ZPA 주파수 추정 방법을 제안하였다. 제안하는 제어법의 원리를 설명하기 위해 LCCL-S 토폴로지의 특성을 이론적으로 분석하였으며, 이를 기반으로 제안하는 제어 방법을 적용하기 위한 LCCL-S 토폴로지의 최적 설계방안을 소개하고, 제어 알고리즘을 제안하였다. 제안한 설계 방안 및 제어 알고리즘을 검증하기 위해 3.3kW급 무선충전시스템에 대하여 시뮬레이션 및 실험을 실시하였다. 그 결과 제안하는 알고리즘을 적용하였을 때 실제 ZPA 주파수와 약 0.5%의 오차율을 보였으며, 부하 및 결합계수에 상관없이 고정된 ZPA 주파수에서도 정상 동작하는 것을 확인하였다.

이 성과는 정부(과학기술정보통신부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임. (No. 2020R1A2C2003445)

References

- [1] C. S. Wang, G. A. Covic, and O. H. Stielau, "General stability criteria for zero phase angle controlled loosely coupled inductive power transfer systems," in *Proc. IEEE Ind. Electron. Conf.*, Vol. 2, pp. 1049-1054, Nov./Dec. 2001.
- [2] G. A. Covic and J. T. Boys, "Inductive power transfer," *Proc. IEEE*, Vol. 101, No. 6, pp. 1276-1289, Jun. 2013.
- [3] W. Zhang and C. C. Mi, "Compensation topologies of

- high-power wireless power transfer systems,” *IEEE Trans. on Veh. Technol.*, Vol. 65, No. 6, pp. 4768–4778, Jun. 2016.
- [4] M. T. Outeiro, G. Buja, and D. Czarkowski, “Resonant power converters: An overview with multiple elements in the resonant tank network,” *IEEE Ind. Electron. Mag.*, Vol. 10, No. 2, pp. 21–45, Jun. 2016.
- [5] H. Hao, G. A. Covic, and J. T. Boys, “An approximate dynamic model of LCL-T-based inductive power transfer power supplies,” *IEEE Trans. on Power Electron.*, Vol. 29, No. 10, pp. 5554–5566, Nov. 2014.
- [6] W. Chwei-Sen, G. A. Covic, and O. H. Stielau, “Power transfer capability and bifurcation phenomena of loosely coupled inductive power transfer systems,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 51, No. 1, pp. 148–157, Feb. 2004.
- [7] Y. Gao, A. Ginart, K. B. Farley, and Z. T. H. Tse, “Misalignment effect on efficiency of wireless power transfer for electric vehicles,” in *Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo.*, pp. 3526–3528, Mar. 2016.
- [8] R. W. Carlson and B. Normann, “Test results of the PLUGLESS inductive charging system from Evatran Group, Inc.,” *SAE Int. J. Alternative Powertrains*, Vol. 3, No. 1, pp. 64–71, May. 2014.
- [9] Z. Zhang and K. T. Chau, “Homogenous wireless power transfer for move and charge,” *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 30, No. 11, pp. 6213–6220, Nov. 2015.
- [10] A. Kamineni and G. A. Covic, “Self-tuning power supply for inductive charging,” *IEEE Trans. on Power Electron.*, Vol. 32, No. 5, pp. 3467–3479, May. 2017.
- [11] D. H. Kim and D. J. Ahn, “Self-tuning LCC inverter using PWM-controlled switched capacitor for inductive wireless power transfer,” *IEEE Trans. Electron.*, Vol. 66, No. 5, May. 2019.
- [12] J. E. Byun, M. H. Kang, M. K. Kim, D. M. Joo, and B. K. Lee, “Hybrid control of inductive power transfer charger for electric vehicles using LCCL-S resonant network in limited operating frequency range,” *Journal of Electrical Engineering & Technology*, Vol. 14, No. 6, pp. 2409–2419, Nov. 2019.
- [13] E. Gati, G. Kampitsis, and S. Manias, “Variable frequency controller for inductive power transfer in dynamic conditions,” *IEEE Trans. on Power Electron.*, Vol. 32, No. 2, pp. 1684–1696, Feb. 2017.
- [14] J. T. Boys, C. Y. Huang, and G. A. Covic, “Single-phase unity power factor inductive power transfer system,” in *Proc. Power Electron. Spec. Conf.*, pp. 3701–3706, Jun. 2008.
- [15] M. Borage, S. Tiwari, and S. Kotaiah, “Analysis and design of an LCL-T resonant converter as a constant-current power supply,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 52, No. 6, pp. 1547–1554, Dec. 2005.
- [16] J. E. Byun, M. K. Kim, D. M. Joo, and B. K. Lee, “LCCL-S topology input current harmonics analysis of wireless power transfer system,” *2016 Power Electronics Annual Conference*, pp. 217–218, Jul. 2016.
- [17] M. Kim, D. Joo, and B. K. Lee, “Design and control of inductive power transfer system for electric vehicles considering wide variation of output voltage and coupling coefficient,” *IEEE Trans. on Power Electron.*, Vol. 34, No. 2, pp. 1197–1208, Feb. 2019.
- [18] M. K. Kim, J. W. Lee, and B. K. Lee, “Practical bifurcation criteria considering inductive power pad losses in wireless power transfer systems,” *Journal of Electrical Engineering & Technology*, Vol. 12, No. 1, pp. 173–181, Jan. 2017.



변종은(卞鍾殷)

1991년 2월 6일생. 2015년 성균관대 전자전기공학과 졸업. 2015년~현재 동 대학원 전자전기컴퓨터공학과 석·박통합과정.



이병국(李秉國)

1968년 12월 25일생. 1994년 한양대 전기공학과 졸업. 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2001년 미국 Texas A&M University 전기공학과 졸업(공학박). 2002년~2003년 Texas A&M University Postdoctoral Research Associate. 2003년~2005년 한국전기연구원 산업전기연구단 전력전자그룹 선임연구원(팀장). 2006년~현재 성균관대 정보통신공학부 교수. 2004년~현재 IEEE Senior Member 및 IEEE VPPC 2012 조직위원장. 2016년~현재 국제전기기술위원회(IEC) 적합성평가위원회(CAB) 이사. 당 학회 기획이사.